

RADIO
Handbook

NEDERLANDSE UITGAVE



THE RADIO HANDBOOK

NEDERLANDSE UITGAVE

AUTEURS :

R. L. DAWLEY
G. M. GRENING
F. R. GONSETT
B. A. ONTIVEROS

G. M. KINGMAN
W. F. PFEIFFER
A. Mc MULLEN
W. W. SMITH

R. L. NORTON
E. H. CONKLIN
K. V. LANSINGH
-:- e. a. -:-



Uitgeverij

**N. V. v/h P. H. BRANS
ANTWERPEN - HILVERSUM**

Geautoriseerde vertaling van «THE RADIO HANDBOOK»
11e uitg., gepubliceerd door Editors and Engineers, Ltd.
Santa Barbara, U. S. A.

COPYRIGHT 1950 by P. H. BRANS, Ltd., ANTWERP
PRINTED IN BELGIUM

Nederlandse Bewerking door dr. Jan Gijzen

L'édition française a été publiée par la S. A. des
Editions Techniques, anct. P. H. BRANS, Anvers,
Belgique

La edición española puede obtenerse de Mercombo,
Ediciones Técnicas, Via Layetana 21, Barcelona
España

INLEIDING

De radio omvat reeds een dermate uitgestrekt gebied, dat het noodzakelijk is geworden een onderverdeling in verschillende klassen te maken; hiervan wordt alleen de radio op korte golven of op zeer hoge frequenties in dit handboek besproken. Al zijn deze frequenties bij het publiek minder bekend dan deze van de gewone radio-omroep, toch worden zij op het huidige ogenblik verreweg het meest gebruikt.

De talrijkste groep personen, die bij het begin van de tweede wereldoorlog belang stelden in de radio op hoge frequenties, was deze van de 50.000 zendamateurs. In de enge betekenis van het woord, is een radio-amateur iemand, die in radio belang stelt zonder de minste commerciële bijbedoeling, maar de benaming wordt meestal alleen gebruikt voor de amateurs, die in het bezit zijn van een zendvergunning van de regering en van een zenduitrusting.

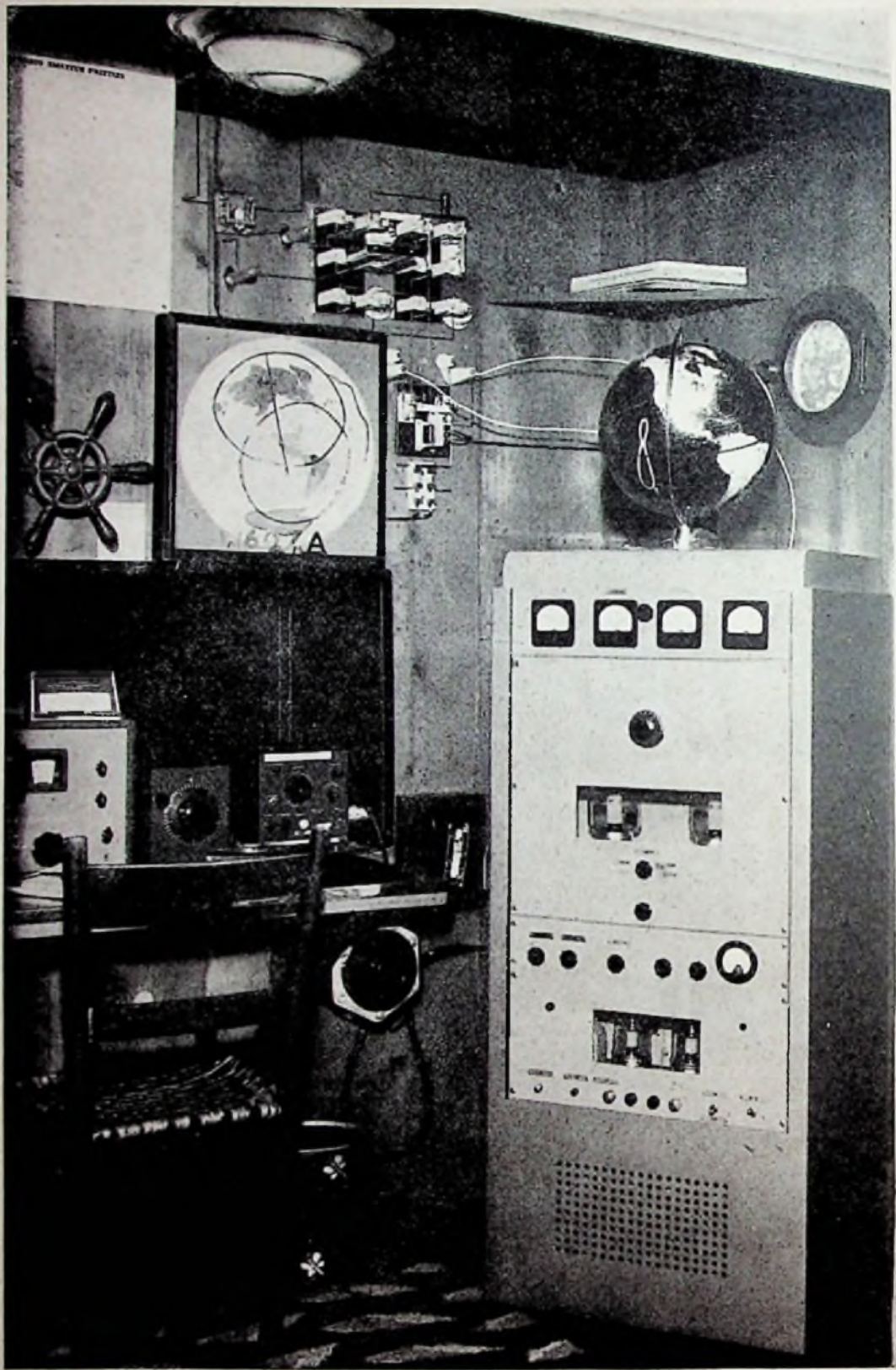
De principes van de radio op hoge frequenties blijven natuurlijk steeds dezelfde, of het nu al dan niet om handelstoestellen gaat. Naar gelang het doel verschillen de toestellen wel in zekere mate, waarbij het belangrijkste verschil is, dat handelstoestellen een volmaakte bedrijfszekerheid dienen te bezitten, zonder dat er hierbij op de kostprijs wordt gelet, terwijl amateurstoestellen vaak met een minimum van kosten dienen te worden gebouwd.

Al beschouwt de openbare opinie de amateursuitzendingen uitsluitend als een « tijdverdrijf », toch bevat de geschiedenis ervan talloze voorbeelden van technische verbeteringen, die door amateurs verwezenlijkt werden, vooral op de hoge frequenties en dit op een tijdstip, toen de ingenieurs deze nog als onbruikbaar beschouwden. Het oude gezegde: « de noodzaak brengt de uitvinding », werd op dit gebied vaak bewaarheid, want de gewone amateur beschikt slechts over uiterst beperkte geldmiddelen ten behoeve van zijn geliefkoosd tijdverdrijf en vele pogingen om een voorwerp op goedkope wijze te bouwen hebben tot betere uitslagen geleid.

Bij de Nederlandse vertaling hebben we er rekening mee moeten houden, dat het « Radio Handbook » voor de Amerikaanse amateurs werd geschreven en dat daardoor zekere delen ervan min of meer onbegrijpelijk zouden worden voor de Europese student of beginnening. In overleg met de uitgevers, werden in de oorspronkelijke tekst enkele kleine wijzigingen aangebracht. Een viertal hoofdstukken werden weggelaten, o.a. deze met tabellen van Amerikaanse buizen, die naar onze mening onvolledig waren en zonder veel belang voor de Europese technici, die verward zijn door de omvangrijke buisgegevens van het « Radiolampen Vade-Mecum » van P. H. Brans.

We maken er de lezer opmerkzaam op dat alle maten aangegeven werden volgens de Anglo-Amerikaanse standaard, dus in voet, duim, enz. Een omzettingstabel werd op het einde van dit boekdeel ingelast, waarin de lezer onmiddellijk de overeenstemmende waarde in ons metrisch stelsel kan vinden. Daar het werk uitsluitend over Amerikaanse buizen handelt, hebben wij eveneens op het einde van dit boek, een tabel opgenomen met de overeenstemmende Europese typen.

We hopen dat de Nederlandse vertaling een even enthousiast onthaal zal te beurt vallen, als sinds vele jaren in de Angelsaksische landen reeds het geval is met haar Amerikaanse « stamvader ».



Voorbeeld van een 1 kW-zender in een uitvoering en opstelling, zoals elke amateur er wel een in zijn « shack » zal wensen.

Grondbeginselen van de Radio-Electriciteit

SAMENSTELLING VAN DE STOF.

Alle stof is samengesteld uit ongeveer 96 grondstoffen, gewoonlijk elementen genoemd. Deze elementen kunnen bestaan hetzij in zuivere vorm, zoals ijzer, zuurstof, kool, koper, wolfram en aluminium, hetzij in scheikundige samenstellingen of verbindingen. Het kleinst mogelijk deeltje, dat nog alle oorspronkelijke eigenschappen van een element vertoont is het atoom.

Samenstellingen van atomen of onderverdelingen van verbindingen geven aanleiding tot een andere grond-eenheid, de molecule. De molecule is de kleinst mogelijke hoeveelheid van om het even welke samenstelling. Alle reactieve elementen in gasvormen doen zich eveneens onder moleculevorm voor, t.t.z. in samenstellingen van twee of meer atomen. Alleen neutrale elementen of edelgassen neon, helium, krypton, xenon en radon, zijn de enige elementen in gasvorm, die steeds in zuivere atoomvorm voorkomen.

HET ATOOM.

Het atoom is een uiterst kleine hoeveelheid stof — in een bijna onzichtbaar stofje zijn er letterlijk biljoenen. Doch om de grondbeginselen van de electriciteit, en dan deze van de radio, te begrijpen, moeten we nog verder gaan en het atoom verdelen in zijn samenstellende deeltjes: een positief geladen kern en daarrond een wolk negatief geladen deeltjes. Deze deeltjes, die met ongelooflijke snelheid rondom de kern elliptische banen beschrijven, worden orbitale of schil-electronen genoemd.

Op de gedragingen van deze electronen is de studie van de electriciteit en van de radio gegrondvest. In feite kan de kern nog verder onderverdeeld worden in protonen, kernelectronen, negatronen, positronen en neutronen; deze verdere ontleding laten we echter over aan de quanta-mechanica en de kernphysika. De lezer, die zich enkel met de grondslagen van de radio bezighoudt heeft er genoeg aan, wanneer hij zich voorstelt dat een normaal atoom samengesteld is uit een kern met een bepaalde positieve lading, die nauwkeurig genutraliseerd wordt door een of meer schil-electronen.

De atomen van verschillende elementen verschillen van elkaar door de lading van de positieve kern en door het aantal electronen, die zich omheen deze kern bewegen. Deze reeks strekt zich uit tussen waterstof, die een kernlading heeft gelijk aan deze van één schil-electron en plutonium (dat in de atombom gebruikt wordt), dat een zuivere lading heeft van 94 en 94 orbitale electronen heeft. Het aantal orbitale electronen wordt het atoomnummer van het element genoemd.

Uit het voorgaande moet niet worden afgeleid dat de electronen op willekeurige wijze omheen de kern zweven. De electronen van een element met hoog atoomnummer zijn gegroepeerd in «schillen» of lagen met een bepaald aantal electronen. Alleen in de hoger vernoemde inerte of edelgassen zijn deze schillen volledig gevuld; alle andere atomen hebben een of meer onvolledige schillen. Is de onvolledige schil bijna leeg, dan is het element van aard een metaal; wanneer er slechts een enkel electron is, dan is de aard van het element ook het sterkst metaalachtig. Mist de onvolledige schil slechts een of twee electronen, dan is het

element meestal een niet-metaal. Elementen, waarvan een schil ongeveer half gevuld is, vertonen eigenschappen van de metalen en van de niet-metalen; kool, silicium en arsenicum zijn voorbeelden van dergelijke elementen.

In metalen elementen worden de electronen van de buitenste schil slechts licht vastgehouden. Bijgevolg ontstaat er een ongeordende beweging van deze electronen en springen ze regelmatig over van het ene atoom op het andere. De electronen, die zich op zulke wijze in de stof verplaatsen, worden vrije electronen genoemd en het is de mogelijkheid, die deze electronen hebben, om zich van een atoom naar een ander te verplaatsen, die de elektrische stroom mogelijk maakt.

Zijn er veel vrije electronen en worden ze slechts lichtjes vastgehouden, dan is het element een goede geleider. Zijn er anderzijds slechts weinig vrije electronen, zoals in het geval waarin de electronen van de buitenste schil sterk gebonden zijn, dan is het element een slechte geleider. Zijn er praktisch geen vrije electronen, wat veroorzaakt wordt door een zeer sterke binding van de electronen in de buitenste schil, dan is het element een goede isolator.

1-1. — ELECTRICHE BASISSEENHEDEN EN VERHOUDINGEN.

ELECTROMOTORISCHE KRACHT: POTENTIALVERSCHIL.

De vrije electronen in een geleider verplaatsen zich voortdurend en doen dit op een willekeurige wijze. Om een stroom van electronen of een elektrische stroom doorheen een draad te doen ontstaan, is het noodzakelijk dat er een verschil van drukking of van potentiaal zou bestaan tussen de twee uiteinden van de draad. Dit potentiaalverschil kan verwekt worden door de einden van de draad te verbinden met een batterij.

Zoals later zal verklaard worden, bestaat er aan de negatieve klem van de batterij een teveel aan electronen en aan de positieve klem een tekort aan electronen. Dit ten gevolge van de scheikundige werking. Wanneer de draad met de batterij verbonden wordt, dan trekken de atomen met een tekort aan electronen (van de positieve klem) vrije electronen uit de draad aan, teneinde neutraal te kunnen worden. Deze aantrekking van electronen zet zich voort doorheen de draad en tenslotte wordt het electronenoverschot van de negatieve klem van de batterij aangetrokken door de positief geladen atomen van het andere einde van de draad. Hetzelfde resultaat kan bereikt worden door de draad te verbinden aan de klemmen van een generator.

We hebben dus gezien dat een potentiaalverschil het gevolg is van het verschil in aantal electronen tussen de twee (of meer) beschouwde punten. De kracht of drukking, die veroorzaakt wordt door een potentiaalverschil, wordt electromotorische kracht genoemd — gewoonlijk in afkorting E.M.K. en wordt uitgedrukt in eenheden, die volts genoemd worden. Er moet op gewezen worden, dat het niet noodzakelijk is om een potentiaalverschil te hebben tussen twee lichamen of punten, dat het éne een positieve lading zou bezitten en het andere een negatieve. Indien twee lichamen elk een negatieve

lading hebben, maar de ene lading meer negatief is dan de andere, dan zal de minder negatieve lading zich gedragen alsof ze positief was ten opzichte van het andere lichaam. Het algebraïsch potentiaalverschil bepaalt de kracht waarmee de electronen aangetrokken of afgestoten worden; de aarde wordt slechts als nul-referentiewaarde gebruikt.

DE ELECTRISCHE STROOM.

De vloed van electronen doorheen een geleider als gevolg van het aanbrengen van een electromotorische kracht vormt een elektrische stroom. Deze stroom bestaat buiten de onregelmatige en willekeurige electronenbewegingen. Men moet nochtans niet denken dat elk vrij electron zich van de ene kant van de kring naar de andere verplaatst. Integendeel, elk vrij electron verplaatst zich slechts over een zeer korte afstand alvorens in botsing te komen met een atoom; dergelijke botsing slingert meestal een of meer electronen van het atoom weg, die dan op hun beurt een korte afstand afleggen en in botsing komen met andere atomen, waar ze weer nieuwe electronen losmaken. In de algemene electronenbeweging in een geleider, waardoor een elektrische stroom loopt, legt elk electron dus slechts een korte afstand af en het tekort aan electronen aan het éne einde en het teveel aan het andere einde worden gecompenseerd door de bron van E.M.K. Wordt deze bron weggenomen, dan keert alles tot de normale toestand terug; er blijft nog een snelle uitwisseling van vrije electronen tussen de atomen, doch er is geen algemene beweging meer noch in de ene, noch in de andere richting.

AMPERE EN COULOMB.

In verband met de stroom bestaan er twee meeteenheden en vaak worden ze verward. De snelheid van beweging van de elektrische stroom wordt aangegeven in ampere. De eenheid van hoeveelheid is de coulomb. Een coulomb is gelijk aan $6,28 \times 10^{18}$ electronen en wanneer op een gegeven punt elke seconde een dergelijke hoeveelheid electronen voorbijvloeit, dan zegt men dat er een stroom van één ampere vloeit. Een ampere is gelijk aan een coulomb per seconde. Een coulomb is, omgekeerd, gelijk aan één ampere-seconde. We zien dus dat een coulomb een hoeveelheid aanduidt en een ampere een snelheid van vloed.

Vele leerboeken zeggen dat de stroom vloeit van de positieve klem van de bron van E.M.K. doorheen de geleider naar de negatieve klem. Nochtans is het sinds lang een vaststaand feit, dat de stroom door een metalen geleider de electronische vloed is van de negatieve klem van de spanningsbron doorheen de geleider naar de positieve klem. Dit kan men gemakkelijk vaststellen uit de voorafgaande gegevens. De enige uitzondering op de electronische richting komt voor in de gasvormige en de electrochemische geleiders, waar de vloed van de positieve ionen naar de kathode of negatieve elektrode een positieve stroom vormt in tegengestelde richting van de electronische stroom. (Een ion is een atoom, molecule of deeltje dat hetzij één of meerdere electronen tekort komt, hetzij een teveel van één of meer electronen heeft.)

Op het gebied van de radio zijn de termen «electronenvloed» en «stroom» synoniem geworden, doch de oudere terminologie is nog steeds in voege in de (industriële) electriciteit. Wegens de verwarring die hieruit vaak voortspuit, is het meestal veiliger te verwijzen naar de richting van de electronenvloed, eerder dan naar de richting van de stroom. Vermits de electronenvloed in feite bestaat uit het voorbijkomen van negatieve ladingen, vloeit er stroom en de algebraïsche electronenvloed verloopt dus in dezelfde richting.

WEERSTAND.

De stroom doorheen een stof hangt af van het gemak waarmee de electronen kunnen losgemaakt worden van de atomen der stof en van de moleculaire structuur van de stof. Met andere woorden, hoe gemakkelijker

het is electronen van de atomen los te maken, des te meer electronen zullen er het hunne toe bijdragen om de stroom te vormen; hoe minder botsingen er gebeuren tussen vrije electronen en atomen, des te groter zal de totale electronenstroom zijn.

De tegenwerking tegen de regelmatige electronenstroom wordt de weerstand van een materiaal genoemd en dit is een van zijn natuurkundige eigenschappen. De weerstand van een eenvormige lengte van een gegeven stof is rechtstreeks evenredig tot de lengte en de specifieke weerstand en omgekeerd evenredig tot de doorsnede. Een draad met een zekere weerstand voor een gegeven lengte zal tweemaal meer weerstand hebben, wanneer de lengte verdubbeld wordt. Voor een gegeven lengte zal het verdubbelen van de doorsneoppervlakte de weerstand tot de helft verminderen.

De weerstand hangt eveneens af van de temperatuur en zal voor de meeste stoffen stijgen met een verhoging van de temperatuur (bij de meeste metalen), dit als gevolg van een stijging van de snelheid der electronen en dus van de verhoging van het aantal botsingen tussen electronen en atomen. Nochtans is bij sommige stoffen, zoals kool en glas, het temperatuurcoëfficiënt negatief, wat betekent dat de weerstand daalt wanneer de temperatuur stijgt. Dit is eveneens het geval voor electrolieten. De temperatuur kan stijgen door een warmtetoevoer van buitenuit of door het vloeien zelf van de stroom. In dit laatste geval wordt dit veroorzaakt door het feit dat bij de botsingen tussen electronen en atomen warmte verwekt wordt. (Zie Warmte-effect.)

De eenheid van weerstand is de ohm. Iedere stof heeft een specifieke weerstand, welke gewoonlijk uitgedrukt wordt in ohm per mil-foot (in Europa in ohm per meter/mm²). Deze wordt bepaald door de moleculaire samenstelling van de stof en door haar temperatuur. Een mil-foot is een geleider met een diameter van een mil (1/1000 van een duim) en een lengte van een voet. Een ander vaak gebruikte maat van de specifieke weerstand is de eenheid microhm per cm².

GELEIDERS EN ISOLATOREN.

In de moleculaire structuur van vele stoffen zoals glas, porcelein en mica, worden al de electronen zeer sterk binnen hun banen gehouden en zijn er betrekkelijk weinig vrije electronen. Deze soort stoffen zullen slechts zeer moeilijk een elektrische stroom geleiden en zijn bekend als isolatoren. Van een isolator zegt men dat hij een zeer hoge elektrische weerstand heeft.

Anderzijds noemt men stoffen, die een groot aantal vrije electronen hebben, geleiders. De meeste metalen (de elementen met slechts een of twee electronen in de buitenste schil) zijn goede geleiders. Zilver, koper en aluminium zijn, in de gegeven volgorde, de beste van de gewoonlijk voor geleiders gebruikte metalen, en men zegt ervan dat ze de grootste geleidbaarheid hebben of de kleinste weerstand bieden tegen het vloeien van een elektrische stroom.

TABEL DER SPECIFIEKE WEERSTANDEN

Materiaal	Specifieke Weerstand in microhm	Temp. Coëff. per °C bij 90° C
Aluminium	2,83	0,0049
Cadmium	7,5	0,003 tot 0,007
Brons	7,6	0,0038
Chroom	2,7	0,00
Koper	1,73	0,0039
Ijzer	9,8	0,006
Zilver	1,63	0,004
Zink	5,9	0,0035
Nikkel-chroom	108,0	0,0002
Constantaan	49,0	0,00001
Manganin	48,0	0,000001
Monel	43,0	0,0019

ELECTRISCHE BASISSEENHEDEN.

Deze eenheden zijn de volt, de ampere en de ohm. In het voorafgaande werden ze wel vermeld, doch niet volledig bepaald in vaste, bekende hoeveelheden.

De grondeenheid van stroom of vloednelheid van de electriciteit is de ampere. Een stroom van een ampere zal uit een bepaalde oplossing van zilvernitraat zilver doen neerslaan met een snelheid van 1,118 milligram per seconde.

De internationale standaard van de ohm is de weerstand van een kwikkolom bij 0° C., met een massa van 14,4521 gram, met een vaste diameter en een lengte van 106,300 centimeter. De uitdrukking megohm wordt ook vaak gebruikt, wanneer men spreekt over zeer hoge weerstandswaarden.

De volt is een E.M.K. die een stroom van één ampere zal verwekken door een weerstand van één ohm. De standaard van electromotorische kracht is de Weston cel, die bij 20° C. een potentiaal op de klemmen verwekt van 1,0183 volt. Deze cel wordt slechts gebruikt als referentie in brugschakelingen, daar slechts een oneindig kleine hoeveelheid stroom kan afgenomen worden zonder de karakteristieken te doen veranderen.

DE WET VAN OHM.

De verhouding tussen de electromotorische kracht (spanning), de stroomsterkte of intensiteit (ampere) en de weerstand, die het vloeien van de stroom belemmert (ohm), wordt heel duidelijk uitgedrukt door een zeer eenvoudige, maar uiterst nuttige wet, de zogenaamde wet van Ohm. Deze wet bepaalt dat de stroom in ampere gelijk is aan de spanning in volts gedeeld door de weerstand in ohms. Uitgedrukt als vergelijking :

$$I = \frac{E}{R}$$

Indien de spanning (E) en de weerstand (R) gekend zijn, dan kan men gemakkelijk de stroom (I) vinden. Zijn spanning en stroom gekend en is de weerstand onbekend, dan is de weerstand (R) gelijk aan E/I. Is de spanning de onbekende waarde, dan vindt men deze door de vermenigvuldiging $I \times R$. Deze drie vergelijkingen vloeien voort uit de oorspronkelijke door eenvoudige transpositie. Hier volgen nog eens naast elkaar deze drie vergelijkingen :

$$I = \frac{E}{R} \quad R = \frac{E}{I} \quad E = IR$$

waarin I de stroom in ampere is,
R de weerstand in ohm,
E de electromotorische kracht in volt.

TOEPASSINGEN VAN DE WET VAN OHM.

Alle elektrische kringen vallen onder een der volgende drie klassen : serie kringen, parallel kringen en serie-parallel kringen. Een seriekring is een kring waardoor een stroom loopt langs een enkele ononderbroken weg en waarin de stroom op elk punt van de kring dezelfde waarde heeft. In een parallel kring zijn er tussen twee punten van de kring twee of meer stroomwegen, zoals voorgesteld in figuur 2. Hier verdeelt de stroom zich in A ; een deel gaat door R1 en het andere door R2 ; in B komen de twee delen weer samen om naar de bat-

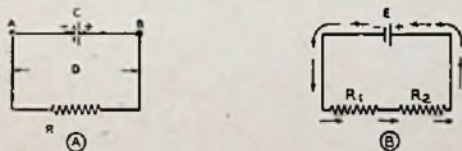


Fig. 1.

EENVOUDIGE SERIE KRINGEN

In A is de batterij in serie met een enkele weerstand. In B is de batterij in serie met twee weerstanden, die zelf in serie geschakeld zijn. De pijltjes duiden de electronenvloed aan.

C = batterij ; D = geleiders ; R = weerstand,

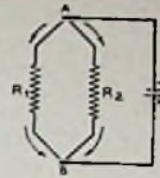


Fig. 2.

EENVOUDIGE PARALLEL KRING

Men zegt dat de twee weerstanden R1 en R2 in parallel zijn vermits de stroom zich over hen verdeelt. Een electron, dat vertrekt van het punt A gaat hetzij door R1 hetzij door R2, doch niet door de twee, om naar de positieve klem van de batterij te gaan.

terij terug te vloeien. Figuur 4 toont een serie-parallel kring. Zoals in de parallel kring zijn er twee wegen tussen de punten A en B, doch bovendien bestaat elke tak uit twee weerstanden in serie. Twee andere voorbeelden van serie-parallel inrichtingen worden gegeven in figuur 5. De pijltjes duiden de wijze aan waarop de stroom zich splitst om door de parallel takken te vloeien.

In elke kring heeft ieder onderdeel een zekere weerstand : de batterij of generator, de verbindende geleiders en de toestellen zelf. Ieder onderdeel heeft dus een zekere weerstand — hoe klein deze ook mag zijn — en wanneer er een stroom doorvloeit, zal er een spanningsval ontstaan. Met andere woorden, er zal zich een potentiaalverschil vormen tussen de twee uiteinden van het beschouwde kringonderdeel. Deze spanningsval is gelijk aan het produkt van de stroom met de weerstand en daarom spreekt men soms van de IR-val.

De spanningsbron heeft een inwendige weerstand en wanneer ze met een kring verbonden wordt, zodat er een stroom vloeit, dan zal er in de bron een IR-val zijn, juist zoals in elk ander deel van de kring. Indien men dus de klemspanning van een bron kan niet op een wijze die geen vloeien van stroom zou veroorzaken, dan zou men vaststellen dat de spanning hoger is wanneer er een stroom vloeit ; het verschil zou gelijk zijn aan de IR-val in de bron zelf. De spanning, die men meet wanneer er geen stroom vloeit, wordt de onbelaste spanning genoemd ; deze gemeten terwijl er stroom vloeit is de belaste spanning. Het is bijgevolg duidelijk dat het verkieslijk is dat de spanningsbron een zeer kleine inwendige weerstand zou hebben, teneinde de inwendige spanningsval zo klein mogelijk te houden, waardoor de belaste spanning het dichtst de onbelaste spanning benadert.

WEERSTANDEN IN SERIE.

De stroom die door een serie kring vloeit is gelijk aan de aangelegde spanning, gedeeld door de totale weerstand, waarover de spanning aangebracht is. Daar door elk deel van de kring dezelfde stroom vloeit, moet men slechts al de afzonderlijke weerstanden samenstellen om de totale weerstand te verkrijgen. Uitgedrukt in een formale, heeft men :

$$R_{\text{total}} = R_1 + R_2 + R_3 + \dots + R_n$$

Moest het nu voorvallen dat al de weerstanden dezelfde waarde hebben, dan is de totale weerstand gelijk aan de waarde van een weerstand vermenigvuldigd door het aantal weerstanden, die in de kring aanwezig zijn.

WEERSTANDEN IN PARALLEL.

Beschouwen we nu twee weerstanden, een van 100 ohm en een van 10 ohm, in parallel geschakeld zoals in figuur 2, en brengen we over deze samenstelling een spanning aan van 10 volt. Op de klemmen van elke weerstand werkt dezelfde spanning in, zodat de stroom door elk van hen gemakkelijk kan berekend worden.

$$I = \frac{E}{R}$$



Fig. 3.
WEERSTANDEN IN PARALLEL

$$E = 10 \text{ volt}$$

$$R = 100 \text{ ohm}$$

$$I = \frac{10}{100} = 0,1 \text{ ampere}$$

$$E = 10 \text{ volt}$$

$$R = 10 \text{ ohm}$$

$$I = \frac{10}{10} = 1 \text{ ampere}$$

Tot aan de splitsing in A vloeit de hele stroom van 1,1 ampere door de geleider vanaf de batterij en van B af opnieuw door de geleider naar de batterij. Vermits deze totale stroom hoger is dan deze die door de kleinere weerstand vloeit, is het klaarblijkelijk dat de weerstand van de parallel combinatie kleiner moet zijn dan 10 ohm, waarde van de kleinere weerstand. We kunnen deze waarde vinden door toepassing van de wet van Ohm.

$$R = \frac{E}{I}$$

$$E = 10 \text{ volt}$$

$$I = 1,1 \text{ ampere}$$

$$R = \frac{10}{1,1} = 9,09 \text{ ohm.}$$

De weerstand van de parallelcombinatie bedraagt dus 9,09 ohm.

Wiskundig kunnen we een eenvoudige formule opstellen om de effectieve weerstand te vinden van twee in parallel geschakelde weerstanden. Deze formule luidt :

$$R = \frac{R_1 \times R_2}{R_1 + R_2}$$

waarin R de onbekende weerstand is,
R1 de waarde van de eerste weerstand,
R2 de waarde van de tweede weerstand.

Kent men de effectieve waarde en wenst men de waarde te kennen van een onbekende weerstand in parallel met een bekende weerstand, dan kan men deze onbekende waarde gemakkelijk berekenen door een omzetting van bovenstaande formule :

$$R_2 = \frac{R_1 \times R}{R_1 - R}$$

waarin R de vereiste effectieve waarde is,
R1 de gekende weerstand,
R2 de waarde van de onbekende weerstand die nodig is om in parallel met R1 de waarde van R te geven.

De resulterende waarde bij het in parallel plaatsen van een aantal ongelijke weerstanden is gelijk aan het

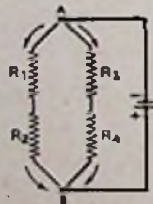


Fig. 4.

SERIE-PARALLEL KRING

In deze opstelling gebruikt men gelijktijdig de serie en de parallel schakelingen.

omgekeerde van de som der omgekeerden van de verschillende weerstanden. Dit wordt als volgt geformuleerd :

$$R = \frac{1}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} + \dots + \frac{1}{R_n}}$$

De effectieve waarde van om het even welk aantal ongelijke weerstanden in parallel kan uit bovenstaande formule berekend worden. Nochtans wordt het gewoonlijk gebruikt wanneer het gaat om drie of meer weerstanden, vermits de eerst gegeven vereenvoudigde formule gemakkelijker te gebruiken is in het geval van slechts twee weerstanden.

Wanneer twee of meer weerstanden van gelijke waarde in parallel geschakeld worden, dan is de effectieve weerstand van de weerstanden in parallel gelijk aan de waarde van één weerstand gedeeld door het aantal weerstanden in parallel.

De effectieve weerstandswaarde van twee of meer weerstanden in parallel is steeds kleiner dan de waarde van de kleinste weerstand in de combinatie. Het is best deze eenvoudige regel steeds voor ogen te hebben, want dit kan veel bijdragen bij het schatten van de waarde van weerstanden in parallel.

SHUNT-WEERSTANDEN.

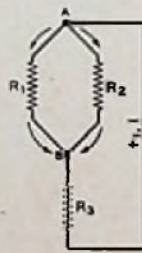
Wanneer een spanning aangelegd wordt op een kring, samengesteld uit twee of meer weerstanden in parallel, dan verdeelt de resulterende stroom zich over de verschillende wegen in omgekeerde verhouding tot de weerstand van elke weg. Ten opzichte van een dezer elementen worden de andere weerstanden, die er parallel mede geschakeld zijn, shunts of shunt-weerstanden genoemd.

Een voorbeeld van een shuntweerstand met een bijzonder belang is de weerstand, die parallel geschakeld wordt met een amperemeter of een milliamperemeter (een toestel om de stroomsterkte te meten), derwijze dat een gedeelte van de stroom in de kring naast de meter weggeleid wordt. Op deze wijze kan het meetbereik van de meter in grote mate uitgebreid worden. Wanneer men de zaak dah zo berekend dat de meetbereiken vermenigvuldigd worden met machten van 10, dan kan de oorspronkelijke ijking van de schaal ook voor de andere meetbereiken gebruikt worden, zonder dat men ingewikkelde rekeningen moet maken.

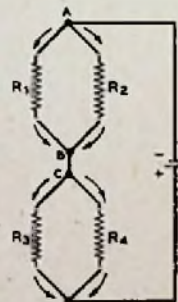
Om in een gegeven geval de benodigde weerstand te berekenen kan de grondvorm van de wet van Ohm gebruikt worden. Nochtans geeft de volgende formule (afgeleid uit de wet van Ohm) een eenvoudigere methode voor berekening :

$$R = \frac{R_m \times I_m}{I - I_m}$$

waarin R = waarde van de shuntweerstand in ohm,
R_m = weerstand van de meter in ohm,
I_m = volledig meetbereik van de meter,
I = volledig meetbereik van de nieuwe ijking.



(A)



(B)

Fig. 5.

ANDERE GEWONE SERIE-PARALLEL SCHAKELINGEN

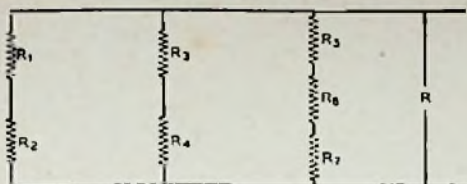


Fig. 6.

WEERSTANDEN IN SERIE-PARALLEL

WEERSTANDEN IN SERIE-PARALLEL.

Om de totale weerstand te vinden van verscheidene weerstanden, die in serie-parallel geschakeld zijn, is het meestal gemakkelijkst eerst de formule van de serie-weerstanden of van de parallel-weerstanden toe te passen, teneinde de oorspronkelijke inrichting te herleiden tot een eenvoudiger geheel. Zo dient men b.v. in figuur 4 eerst in elke tak de serie weerstanden samen te tellen, dan hoeft men daarna slechts de berekening te maken over twee weerstanden in parallel. Zo ook in figuur 6, al zal men daar na het samenstellen van de weerstanden in serie in elke tak, drie weerstanden in parallel te berekenen hebben. In figuur 5 moet men eerst de parallelweerstand tot hun effectieve waarde herleiden en dan kan men deze twee waarden in serie samentellen.

Vraagstukken van weerstanden in serie en parallel kunnen ook opgelost worden door de formules voor serie en parallel te versmelten tot een formule van de volgende aard (zie fig. 6):

$$R = \frac{1}{\frac{1}{R_1 + R_2} + \frac{1}{R_3 + R_4} + \frac{1}{R_5 + R_6 + R_7}}$$

POTENTIOMETERS (SPANNINGSDELEERS).

Een spanningsdeler (potentiometer) is in feite juist wat de benaming aanduidt: een weerstand of een serie weerstanden, die over de klemmen van een spanningsbron zijn aangekoppeld, waardoor het mogelijk is verscheidene lagere spanningen te verkrijgen door aftakkingen te maken op verscheidene punten van de weerstand.

Een potentiometer vervult een zeer belangrijke rol in een ontvanger, zender of versterker, omdat hij een eenvoudig middel verschaft om anode-, schermrooster- en roostervoorspanningen van verschillende waarden te verkrijgen vanuit een gemeenschappelijke spanningsbron. Men kan hem eveneens gebruiken om zeer kleine spanningen te bekomen zoals van 0,01 tot 0,001 volt en dit met zeer grote nauwkeurigheid, zelfs indien men over geen middel beschikt om een dergelijke spanning te meten. De werkwijze om dergelijke metingen uit te voeren wordt in het volgende voorbeeld gegeven.

Veronderstel dat men beschikt over een voltmeter, die zeer nauwkeurig spanningen laat aflezen van 0 tot 150 volt en dat de gebruikte spanningsbron juist 100 volt levert. Deze 100 volt schakelt men aan op een weerstand van juist 1.000 ohm. Men kan dan vaststellen dat de spanning op verscheidene punten van de

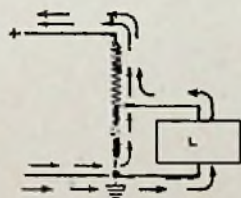


Fig. 7.

POTENTIOMETER MET UITWENDIGE BELASTING

De pijltjes duiden aan hoe de stroom zich verdeelt tussen de potentiometer zelf en de uitwendige belasting.

weerstand nauwkeurig evenredig is tot de weerstand op het genomen punt. Volgens de wet van Ohm bedraagt de stroom 0,1 ampere; deze intensiteit blijft onveranderd vermits de oorspronkelijke waarde van de weerstand (1.000 ohm) en van de spanningsbron (100 volt) onveranderd blijven. Dus op het punt 500 ohm op de weerstand (de helft van de volledige weerstand) zal de spanning begrijpelijkerwijze de helft bedragen, m.a.w. verminderd zijn tot 50 volt.

De vergelijking ($E = I \times R$) levert het bewijs: $E = 500 \times 0,1 = 50$. Op het punt 250 ohm van de weerstand zal de spanning een vierde van de totale waarde of 25 volt bedragen ($E = 250 \times 0,1 = 25$). Wanneer we met deze bewerking voortgaan kunnen we een punt vinden, waar de weerstand juist 1 ohm bedraagt en waar de spanning gelijk is aan 0,1 volt. Het is bijgevolg duidelijk dat, wanneer de oorspronkelijke spanningsbron en de weerstand kunnen gemeten worden, het tamelijk eenvoudig is de spanning op elk punt van de weerstand vooraf te bepalen, op voorwaarde dat de stroom constant blijft en dat op het aftakpunt geen stroom afgenomen wordt, tenware men rekening houdt met deze stroom.

BEREKENING VAN POTENTIOMETERS.

De juiste berekening van een potentiometer voor elke soort toestellen in radio is een betrekkelijk gemakkelijke zaak. Het eerste belangrijk punt dat men moet weten, is de waarde van de potentiometerstroom, die er vloeien zal. Bovendien is het noodzakelijk dat men de gewenste spanning en de juiste aftakstroom op elk aftakpunt van de potentiometer zou kennen.

Figuur 7 toont het verloop van de stroom door een eenvoudige potentiometer met belastingskring. De lichte pijltjes duiden het verloop van de potentiometerstroom aan, terwijl de dikke pijltjes het verloop van de belastingstroom tonen. De berekening van een gecombineerde ballastweerstand en een potentiometer voor spanningsdeling, zoals vaak in radio gebruikt wordt, wordt weergegeven in het volgende voorbeeld.

Een spanningsbron levert 300 volt en is zo ruim berekend dat alle benodigde stromen voor de ontvanger kunnen geleverd worden met bovendien nog een stroom door de ballastweerstand (bleeder) van 10 milliampere. Volgende spanningen worden geveerd: 75 volt met een debiet van 2 milliampere voor de detectorlamp; 100 volt met 5 milliampere voor de schermroosters van de lampen en 250 volt met 20 milliampere voor de anoden der lampen. De vereiste spanningsval over R1 is 75 volt, over R2 25 volt, over R3 150 volt en over R4 50 volt. Deze waarden zijn aangeduid in het schema van figuur 8. De overeenstemmende intensiteiten zijn eveneens aangeduid. Pas de wet van Ohm toe:

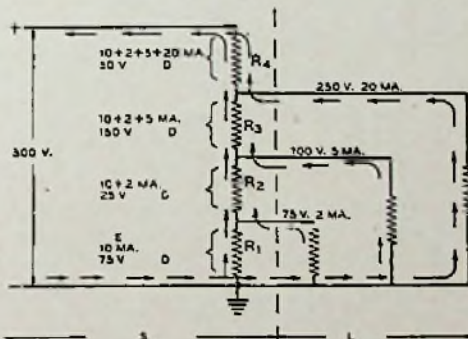


Fig. 8.

SAMENGESTELDE SPANNINGSDELER EN BALLASTWEERSTAND

De werkwijze om de weerstanden (of weerstandswaarden tussen de aftakkingen) te berekenen wordt in de tekst gegeven.

- D = spanningsval
- E = potentiometerstroom
- S = voeding
- L = belasting.

$$R_1 = \frac{E}{I} = \frac{75}{0,01} = 7.500 \text{ ohm}$$

$$R_2 = \frac{E}{I} = \frac{25}{0,012} = 2.083 \text{ ohm}$$

$$R_3 = \frac{E}{I} = \frac{150}{0,017} = 8.823 \text{ ohm}$$

$$R_4 = \frac{E}{I} = \frac{50}{0,037} = 1.351 \text{ ohm}$$

$$R_{\text{total}} = 7.500 + 2.083 + 8.823 + 1.351 = 19.757 \text{ ohm.}$$

Een weerstand van 20.000 ohm met drie aftakkingen zal ongeveer gepast zijn en zal in de praktijk ook meestal gebruikt worden, daar het moeilijk is de hand te leggen op vier weerstanden met de juiste oneven waarde, die berekend werden, en omdat het niet mogelijk zou zijn deze dan lichtjes bij te regelen bij een eventuele lichte vergissing in het schatten van de waarschijnlijke stromen aan de verschillende aftakkingen.

Wanneer de schuifcontacten op de weerstand eens ingesteld zijn op het juiste punt zoals in het gegeven voorbeeld, dan zullen spanningen ook konstant blijven, zolang de stromen een konstante waarde behouden.

NADELEN VAN DE POTENTIOMETERS.

Een ernstig nadeel van de potentiometer treedt naar voor wanneer de afgetakte stroom op een van de aftakkingen varieert. Het is duidelijk dat de spanningsvallen hier van elkaar afhangen en dat op hun beurt de afzonderlijke spanningsvallen in verhouding staan tot de stromen, die door de respectievelijke delen van de spanningsdeler vloeien. Het enige hulpmiddel ligt in het voorzien van een steeds sterke eigen potentiometerstroom, teneinde de afzonderlijke stromen slechts te moeten beschouwen als een klein deel van de totale stroom, zodat elke variatie in stroom slechts een lichte variatie in de spanning zal meebrengen. In de praktijk kan dit echter slechts zelden verwezenlijkt worden wegens de overdreven waarde van de vaste belastingsstroom, die hiertoe zou vereist zijn.

DE WETTEN VAN KIRCHHOFF.

De wet van Ohm alleen volstaat voor de berekeningen in eenvoudige kringen, zoals in de voorgaande voorbeelden; in meer ingewikkelde gevallen, waar in dezelfde kring meer dan een spanning inwerkt, kunnen alleen de wetten van Kirchhoff de berekeningen vergemakkelijken. In feite zijn deze wetten eerder regels voor de toepassing van de wet van Ohm.

De eerste wet bepaalt dat in elk punt van een kring de stroom, die naar dit punt vloeit, gelijk is aan de stroom, die van dit punt wegvloeit. M.a.w., indien men de stroom, die naar een punt vloeit als positief beschouwd en deze, die van dit punt wegvloeit als negatief, dan is hun som — mits rekening te houden met het teken — nul. Dergelijke som wordt de algebraïsche som genoemd.

Figuur 9 illustreert deze eerste wet. Men ziet duidelijk dat 4 ampere naar het punt A vloeien en dat 2 ampere wegvloeien door de twee weerstanden van 5

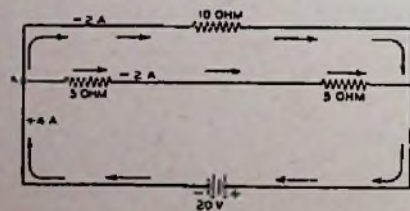


Fig. 9.

TOEPASSING VAN DE EERSTE WET VAN KIRCHHOFF.

De stroom, die naar het punt « A » vloeit, is gelijk aan de stroom, die van het punt « A » wegvloeit.

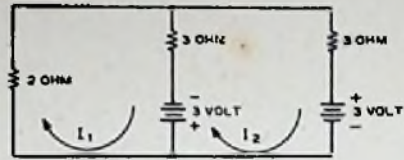


Fig. 10.

TOEPASSING VAN DE TWEEDE WET VAN KIRCHHOFF.

1. Maak de spanningsvallen in elke omloop gelijk aan nul.

$$I_2(\text{ohm}) + 2(I_1 - I_2) + 3 = 0 \text{ (eerste omloop)}$$

$$-6 + 2(I_1 - I_2) + 3I_2 = 0 \text{ (tweede omloop)}$$

2. Vereenvoudig :

$$2I_1 + 2I_1 - 2I_2 + 3 = 0$$

$$4I_1 + 3 = 2I_2$$

$$2I_2 - 2I_1 + 3I_2 - 6 = 0$$

$$2I_2 - 2I_1 - 6 = 0$$

$$2I_1 + 6 = 2I_2$$

3. Vergelijk :

$$\frac{4I_2 + 3}{2} = \frac{2I_1 + 6}{5}$$

4. Vereenvoudig :

$$20I_1 + 15 = 4I_2 + 12$$

$$I_2 = \frac{16}{4} \text{ ampere}$$

5. Vervang :

$$I_1 = \frac{12}{2} + 3 \frac{1}{4} = \frac{1}{2} \text{ ampere}$$

ohm in serie, terwijl de overige 2 ampere wegvloeien door de weerstand van 10 ohm. Er vloeien dus 4 ampere naar het punt A en er vloeien 4 ampere van dit punt weg. Is R de effectieve weerstand van de schakeling, R1 = 10 ohm, R2 = 5 ohm, R3 = 5 ohm en E = 20 volt, dan kunnen we de volgende vergelijking opstellen :

$$\frac{E}{R} - \frac{E}{R_1} - \frac{E}{R_2 + R_3} = 0$$

$$\frac{20}{10} - \frac{20}{20} - \frac{20}{20} = 0$$

$$\frac{2}{5} - \frac{1}{10} - \frac{1}{5} = 0$$

De tweede wet van Kirchhoff bepaalt, dat in elke gesloten kring de som van de spanningsvallen gelijk moet zijn aan de sommen van de aangelegde E.M.K., of dat de algebraïsche som van de spanningsvallen en de electromotorische krachten nul is. De aangelegde E.M.K. worden als positief beschouwd, terwijl de IR-vallen als negatief beschouwd worden in de richting van de stroomloop (met inbegrip van de spanningsval in de bron).

Figuur 10 toont de toepassing van de wetten van Kirchhoff op een betrekkelijk eenvoudige kring, samengesteld uit drie weerstanden en twee batterijen. Om te beginnen neemt men een willekeurige richting aan voor de stroom door elke gesloten omloop in de schakeling. Teken dan een pijl, die deze aangenomen richting aanduidt, teneinde deze richting niet meer te vergeten. Stel dan een vergelijking tot nul op voor al de IR-vallen plus de spanningsval in de bron in elke omloop. Men heeft een vergelijking nodig voor elke onbekende waarde, die moet bepaald worden. Los dan de vergelijkingen voor de onbekende stromen op zoals aangegeven is in figuur 10. Indien de oplossing positief

is, dan is de oorspronkelijk veronderstelde stroomrichting juist. Is de oplossing negatief, dan is de stroomrichting tegengesteld aan deze door het getekende pijltje aangeduid. Dit wordt weergegeven in figuur 10, waar de stroomrichting van I_1 tegengesteld is aan de in de tekening veronderstelde richting.

HET VERMOGEN IN DE WEERSTANDSKRINGEN.

Om de electronen te verplichten door een geleider te vloeien en dus een elektrische stroom te vormen, moet over de kring een electromotorische kracht (spanning) aangebracht worden. Men verbruikt minder arbeidsvermogen om een kleine stroom door een gegeven weerstand te laten vloeien dan voor een grote stroom; we moeten dus een eenheid van vermogen ter beschikking hebben.

Deze eenheid van electrisch vermogen is de watt, welke de hoeveelheid gebruikte kracht voorstelt, wanneer een E.M.K. van 1 volt een stroom van 1 ampere door een kring stuwt. Het vermogen in een weerstandskring is dus gelijk aan het produkt van de aangelegde spanning met de stroom die door de gegeven kring vloeit. Dus: U (watt) = E (volt) \times I (ampere).

Daar het vaak gemakkelijk is het vermogen uit te drukken in verband met de weerstand van de kring en met de stroom, die er door vloeit, geeft een vervanging van E door IR ($E = IR$) in de bovenstaande formule:

$$P = IR \times I \text{ of } P = I^2 R.$$

In verhouding tot spanning en weerstand: $P = E^2/R$. Zoals we weten is $I = E/R$ en wanneer we I in de oorspronkelijke formule hierdoor vervangen, krijgen we

$$P = E \times E/R \text{ of } P = E^2/R.$$

We herhalen nog even deze drie uitdrukkingen:

$$P = EI, \quad P = I^2 R \text{ en } P = E^2/R$$

waarin P het vermogen in watt is,

E de electromotische kracht in volt,

I de stroom in ampere,

R de weerstand in ohm.

Passen we de voorgaande vergelijkingen toe op een typisch vraagstuk: de spanningsval over een kathode-weerstand in een krachtversterkertrap bedraagt 50 volt; de anodestroom, die door de weerstand vloeit bedraagt 150 milliampere. Het aantal watt dat de kathodeweerstand zal moeten verwerken wordt gevonden door de formule: $P = EI$ of $50 \times 0,150 = 7,5$ watt (150 mA). Uit het voorgaande zien we dat een weerstand van 7,5 watt de vereiste stroom veilig zal verhandelen, al zal men in de praktijk meestal een weerstand van 10 of 20 watt gebruiken om een ruime veiligheidsmarge te hebben.

In een ander voorbeeld, met dezelfde werkingsvoorwaarden, doch waarin de weerstand en de stroom de gekende factoren zijn, zal men de oplossing als volgt vinden: $P = I^2 R = 0,0225 \times 333,33 = 7,5$. Zijn enkel spanning en weerstand gekend, dan heeft men $P = E^2/R = 2500/333,33 = 7,5$ watt. Men ziet dat de drie vergelijkingen dezelfde uitslag leveren; de keuze van een of andere vorm hangt uitsluitend af van de bekende factoren.

WARMTE EFFECT.

Wanneer een spanningsbron een stroom doet vloeien door een weerstand (of juist nog, door om het even welke geleider), wordt er warmte opgewekt. Zoals hoger verklaard werd is dit het gevolg van het feit dat er warmte verwekt wordt wanneer vrije electronen in botsing komen met atomen van de stof. Er wordt meer warmte opgewekt in materialen met hoge weerstand dan in deze met kleine weerstand, daar de vrije electronen daar sterker tegen de atomen moeten aanbotsen om nieuwe electronen los te slaan. Daar het warmte-effect in verhouding staat tot de stroom, die vloeit, en tot de weerstand van de kring, wordt het vermogen dat in warmte omgezet wordt, gegeven door de tweede formule: $P = I^2 R$.

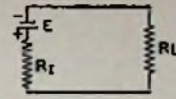


Fig. 11.

Om het maximum vermogen te dissiperen in de belasting, moet de belastingsweerstand R_L gelijk zijn aan de inwendige weerstand R_i van de batterij.

AANPASSING DER BELASTINGEN.

Om het maximum vermogen te ontwikkelen in een belasting over een spanningsbron is het noodzakelijk de weerstand (of impedantie) van de belasting gelijk te maken aan de inwendige weerstand (of impedantie) van de bron. Dit kan best voorgesteld worden door figuur 11. Veronderstel dat R_i de inwendige weerstand is van de bron en een waarde heeft van 1 ohm, terwijl de bron E een onbelaste spanning van 2 volt levert. Indien de belastingsweerstand R_L ook 1 ohm is, dan is de stroom:

$$I = \frac{E}{R_i + R_L} = \frac{2}{1 + 1} = 1 \text{ ampere.}$$

Het totaal verbruikt vermogen is

$$P = EI = 2 \times 1 = 2 \text{ watt,}$$

vermogen dat in gelijke verhouding verdeeld is tussen de bron en de belasting.

Heeft R_L een waarde van 2 ohm, dan is de stroom:

$$I = \frac{2}{1 + 2} = 0,67 \text{ ampere}$$

en het totale verbruikte vermogen bedraagt:

$$P = 2 \times 0,67 = 1,34 \text{ watt.}$$

Het gedeelte dat hiervan in de belasting verbruikt wordt bedraagt:

$$P = 0,67^2 \times 2 = 0,9 \text{ watt,}$$

en de overblijvende 0,44 watt worden in de bron verbruikt. Bedraagt R_L 0,5 ohm, dan is de stroom in de kring:

$$I = \frac{2}{1 + 0,5} = 1,33 \text{ ampere.}$$

Het totale vermogen bedraagt:

$$P = 2 \times 1,33 = 2,66 \text{ watt.}$$

De dissipatie van de belasting is:

$$P = 1,33^2 \times 0,5 = 0,88 \text{ watt,}$$

terwijl 1,78 watt in de bron verbruikt worden. Men ziet dus dat, terwijl onder andere voorwaarden het totale gedissipeerde vermogen groter kan zijn, de dissipatie in de belasting het grootst is wanneer deze weerstand gelijk is aan deze van de bron.

1-2. — ELECTROMAGNETISME.

De meeste mensen kennen de staafvormige of hoefijzervormige magneet. Het magnetisch veld dat de magneet omgeeft maakt de aantrekking mogelijk van andere magnetische stoffen zoals ijzeren nagels of spelden. Een magnetisch veld van juist dezelfde aard wordt opgebouwd rond een geleider waardoor een stroom vloeit, doch dit veld bestaat slechts zolang de stroom vloeit.

MAGNETISCHE VELDEN.

Vóór een potentiaal of spanning op een geleider aangeschakeld wordt bestaat er geen uitwendig veld, omdat er geen algemene beweging in één enkele richting van electronen bestaat. Wanneer men echter een E.M.K. aanlegt, dan bewegen de electronen zich progressief verder doorheen de geleider, waarbij de richting van de beweging afhankelijk is van de polariteit van de

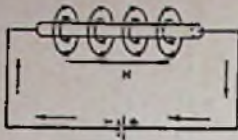


Fig. 12.

Magnetische krachtlijnen opgewekt rond een geleider waardoor een stroom loopt.
N = elektronenstroom.

E.M.K. Daar elk electron een electrisch veld rond zich heeft, voegen deze velden zich samen tot een resulte- rend uitwendig veld, dat werkzaam is in een plan, dat rechthoekig staat op de richting waarin de stroom vloeit. Dit veld noemt men het magnetisch veld.

Het magnetisch veld rond een stroomvoerende geleider wordt aanschouwelijk voorgesteld in figuur 12. De richting van dit veld hangt volledig af van de richting van de electronenbeweging of van de stroomvloed in de geleider. Vloeit de stroom in de richting van de toeschouwer, dan is het veld rond de geleider gericht in de richting van de wijzers van een uurwerk; loopt de stroom van de toeschouwer weg, dan is het veld in tegengestelde richting met de wijzers gericht. Deze regel kan gemakkelijk op volgende wijze onthouden worden: men sluit de linkerhand en men wijst met de duim in de richting van het stroomverloop. De vingers tonen dan het verloop van het magnetisch veld omheen de geleider.

Elk electron brengt zijn aandeel bij tot vorming van het uitwendig magnetisch veld en hoe groter het aantal door de geleider bewegende electronen is, des te sterker zal het resulterende veld zijn.

Een der basis-wetten van het magnetisme is dat de gelijknamige polen elkaar afstoten en ongelijknamige polen elkaar aantrekken. Dit is even waar voor stroomvoerende geleiders als voor vaste magneten. Indien men dus twee geleiders naast elkaar plaatst en de stroom in ieder van hen in dezelfde richting vloeit, dan zullen de magnetische velden dezelfde richting hebben en zullen versmelten om een groter en sterker veld te vormen. Is de stroom door de naastliggende geleider echter in tegengestelde richting, dan zullen de magnetische velden elkaar tegenwerken en trachten elkaar te neutraliseren.

Het magnetisch veld rond een geleider kan in grote mate versterkt worden door de draad tot een spoel te wikkelen. Het veld rond elke draad verbindt zich dan met dit van de naastliggende winding zodat rond de spoel een totaal resulterend veld opgebouwd wordt, dat geconcentreerd is rond de as van de spoel en zich uitwendig gedraagt zoals het veld van een staafmagneet.

Houdt men de linkerhand zo dat de duim uitgestrekt is en parallel met de as van de spoel en de vingers gekrold zijn om de richting aan te duiden van de beweging der electronen door de windingen van de spoel, dan wijst de duim in de richting van de noordpool van het magnetisch veld.

DE MAGNETISCHE KRING.

De eenheden, die in de magnetische kring overeenstemmen met stroom, spanning en weerstand in de electrische kring, zijn de magnetische krachtvloed, de magneto-motorische kracht en de reluctantie.

MAGNETISCHE KRACHTVLOED ; MAGNETISCHE INDUCTIE.

Zoals de stroom gevormd wordt door een beweging van electronen, zo wordt een magnetisch veld samengesteld uit krachtlijnen en het totaal aantal krachtlijnen in een gegeven magnetische kring wordt de magnetische krachtvloed genoemd. De krachtvloed is afhankelijk van de gebruikte stof, de doorsnee-oppervlakte en de lengte van de magnetische kring en varieert rechtstreeks evenredig met de stroom, die door de kring vloeit. De eenheid van de magnetische krachtvloed is

de maxwell met als symbool de Griekse letter ϕ (phi).

De magnetische inductie is het aantal krachtlijnen per oppervlakte-eenheid. Ze wordt uitgedrukt in gauss indien de eenheid van oppervlakte de vierkante centimeter is (1 gauss = 1 krachtlijn per vierkante centimeter), of in lijnen per vierkante voet. Het symbool voor de magnetische inductie is *B* wanneer deze uitgedrukt wordt in gauss, of *B* indien de uitdrukking in lijnen per vierkante duim geschiedt.

MAGNETO-MOTORISCHE KRACHT.

De kracht die een magnetische vloed in een magnetische kring verwekt, wordt de magnetomotorische kracht genoemd. Deze uitdrukking wordt afgekort tot M.M.K. en voorgesteld door de letter *F*. De eenheid van magnetomotorische kracht is de gilbert, die gelijk is aan $1,26 \times NI$, waarin *N* het aantal windingen is en *I* de intensiteit van de stroom door de kring in ampere.

De M.M.K. die nodig is om een gegeven magnetische inductie te verwekken, wordt aangegeven in gilbert per centimeter (*H*) of in ampere-windingen per duim (*H*).

RELUCTANTIE.

De magnetische reluctantie steemt overeen met de electrische weerstand en is de hoedanigheid van het materiaal, die zich verzet tegen het tot stand komen van een magnetische krachtvloed in het materiaal. Ze wordt uitgedrukt in oerstedt of in rel en heeft als symbool de letter *R*. Een oerstedt is de reluctantie van 1 rel wanneer een M.M.K. van 1 ampere-winding (*NI*) er een krachtvloed van 1 krachtlijn in opwekt. Samenstellingen van reluctanties worden behandeld op dezelfde wijze als weerstanden voor het vaststellen van de totale effectieve reluctantie. De specifieke reluctantie van elke stof is haar reluctantie per eenheid van omvang.

Buiten ijzer en de legeringen ervan hebben meest al de materialen een specifieke reluctantie, die deze van het vacuum zeer dicht benadert, welke in het practisch gebruik als dezelfde kan beschouwd worden als deze van de lucht.

DE WET VAN OHM VOOR MAGNETISCHE KRINGEN.

De verhoudingen tussen magnetische krachtvloed, magnetomotorische kracht en reluctantie zijn juist dezelfde als de verhoudingen tussen stroom, spanning en weerstand in electrische kringen. Deze kunnen dus als volgt aangegeven worden:

$$\phi = \frac{F}{R} \quad R = \frac{F}{\phi} \quad F = \phi R$$

waarin ϕ = krachtvloed, *F* = de M.M.K. en *R* de reluctantie. Indien *F* in gilbert uitgedrukt is, dan zal *R* in oerstedt zijn, doch is *F* in ampere-windingen, dan is *R* in rel.

PERMEABILITEIT.

De permeabiliteit drukt de gemakkelijker uit waarmee een magnetisch veld kan opgebouwd worden in een stof, dit in vergelijking tot de hiertoe benodigde kracht in de lucht. Zo heeft b.v. ijzer een permeabiliteit, die ongeveer 2000 maal groter is dan deze van de lucht, wat betekent dat een gegeven hoeveelheid magnetisatie, die in een ijzerkern verwekt wordt door een stroom, die door een spoel vloeit, een magnetische inductie zal veroorzaken die 2000 maal sterker is dan dezelfde magnetisatie in de lucht zou verwekken. Dit kan uitgedrukt worden door de verhouding *B/H* of *B/H*. M.a.w.

$$\mu = \frac{B}{H} \quad \text{of} \quad \mu = \frac{B}{H}$$

waarin μ de permeabiliteit is, *B* de magnetische inductie in gauss, *B* de magnetische inductie in lijnen per vierkante duim, *H* de M.M.K. in gilbert per centimeter, en *H* de M.M.K. in ampere-windingen per duim. Deze

verhoudingen kunnen zich ook onder volgende vormen voordoen :

$$H = \frac{B}{\mu} \quad \text{of} \quad H = \frac{B}{\mu}$$

en

$$B = H\mu \quad \text{of} \quad B = H\mu$$

Uit het voorgaande kan men zien dat de permeabiliteit van een stof onrechtstreeks evenredig is met haar specifieke reluctantie.

VERZADIGING.

De permeabiliteit gelijk aan de elektrische geleidbaarheid. Er bestaat nochtans een belangrijk verschil : de permeabiliteit van magnetische stoffen is niet onafhankelijk van de magnetische stroom (krachtvloed) die er doorvloeit, terwijl de elektrische geleidbaarheid wezenlijk onafhankelijk is van de elektrische stroom door de geleider. Wanneer de magnetische inductie opgedreven werd in een magnetische geleider tot het verzadigingspunt, dan zal een verdere versterking van de magnetiserende kracht geen overeenstemmende verhoging van de magnetische inductie meer veroorzaken.

BEREKENINGEN.

Om de berekeningen van een magnetische kring te vereenvoudigen kan men voor een gegeven stof een magnetisatiekromme tekenen. Dergelijke kromme wordt een B—H kromme genoemd en wordt proefondervindelijk opgemaakt. De B—H kromme voor de meeste gebruikelijke magnetische stoffen kunnen in alle boeken over dit onderwerp gevonden worden ; daarom drukken we er hier geen af.

REMANENT MAGNETISME ; RETENTIE.

Het magnetisme dat in een materiaal overblijft nadat de magnetiserende kracht weggenomen is, wordt remanent magnetisme genoemd. De retentie is de eigenschap van een magnetische stof, die de oorzaak is dat de stof na een magnetisatie een remanent magnetisme vertoont.

HYSTERESIS : COERCITIEVE KRACHT.

Hysteresis is de naam van de eigenschap van een magnetisch systeem die een verlies van vermogen veroorzaakt door het feit dat men een negatieve magnetiserende kracht (t.t.z. in omgekeerde richting) moet aanwenden om het remanent magnetisme tot nul te herleiden. Deze negatieve kracht wordt coërcitieve kracht genoemd. Hysteresis-verliezen treden op in ijzern kernen van transformatoren en afvlakspoelen onder vorm van verwarming van de kern.

1-3. — WISSELSTROOM.

Tot hertoe hebben we de stroom steeds aanzien als een voortdurend vloeien van electronen in een enkele

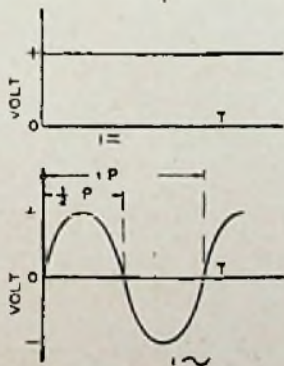


Fig. 13.

Grafische vergelijking tussen enkelrichtige (gelijk-) stroom en wisselstroom ten overstaan van de tijd. P = periode ; T = tijd.

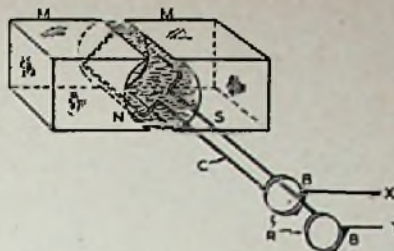


Fig. 14.

SCHEMATISCHE VORM VAN EEN EENVOUDIGE ALTERNATOR.

richting. Dit stroomtype wordt gelijkstroom genoemd en wordt vaak voorgesteld door de (uit het Engels overgenomen) afkorting d.c. (direct current). Even belangrijk in radio en nog belangrijker voor de industriële energie is een ander en volledig verschillend stroomtype, gekend onder de benaming wisselstroom en afgekort tot a.c. (alternating current). Electriciteitsdistributie van een punt naar een ander en in huizen en fabrieken geschiedt bijna algemeen onder vorm van wisselstroom. Anderzijds krijgen de anoden van radio-lampen bijna steeds gelijkspanning toegevoerd.

OPWEKKING VAN WISSELSTROOM.

Faraday ontdekte dat, wanneer men een geleider, deelsluitmakend van een gesloten kring, door een magnetisch veld bewoog zodat men er krachtlijnen mee doorsneed, een stroom door de geleider vloeide. Hij ontdekte tevens dat wanneer men een geleider van een tweede gesloten kring in de nabijheid bracht van de eerste en de stroom doorheen de eerste geleider varieert, er door de tweede geleider eveneens een stroom vloeide. Dit verschijnsel staat als de inductie bekend en de zo opgewekte stromen worden inductiestromen genoemd. In het tweede geval zijn het de krachtlijnen, die zich verplaatsen en de tweede geleider snijden, dit als gevolg van de variërende sterkte van de stroom door de eerste geleider.

In een geleider wordt een stroom geïnduceerd indien er een betrekkelijke beweging is tussen de geleider en het magnetisch veld, waarbij de richting van de stroomloop afhangt van de richting van de relatieve verplaatsing van de geleider ten opzichte van het veld en de sterkte afhangt van deze van het veld, van de snelheid waarmee de lijnen gesneden worden en van het aantal windingen van de geleider.

Een wisselstroom is een stroom die periodisch stijgt van nul tot een maximum in één richting, terug tot nul daalt, dan van richting verandert, opnieuw tot een maximum stijgt in deze tegenovergestelde richting en dan weer tot nul daalt. (Zie figuur 13.) Dergelijk volledig verschijnsel wordt cyclus of periode genoemd en de variatie van nul tot maximum en terug tot nul noemt men een halve-golf of halve periode. Het aantal keren per seconde dat de stroom deze volledige cyclus doorloopt noemt men de frequentie.

Een machine die wisselstroom opwekt noemt men een alternator of a.c. generator. De grondvorm van een dergelijke machine wordt afgebeeld in figuur 14. Ze bestaat uit twee permanente magneten, M. waarvan

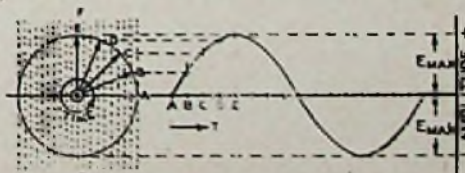


Fig. 15.

Grafiek van de uitgangsspanning van de alternator van figuur 14. Wegens in de tekst gegeven redenen heeft de spanning een sinusvorm. F = krachtlijnen (met eenvormige dichtheid).

de tegengestelde polen tegenover elkaar liggen en die zo opgesteld zijn dat ze een gemeenschappelijke straal hebben. Tussen deze twee polen, Noord (N) en Zuid (S), ontstaat een magnetisch veld. Stelt men nu een geleider in de vorm van C derwijze op dat men hem vrij kan doen draaien tussen deze polen en verbindt men de uiteinden van de geleider C met de collectorringen R, waarop contactborstels (B) glijden, dan zal er een wisselstroom vloeien wanneer men de geleider C doet draaien. Via de collectorringen (R) en de contactborstels (B) zal deze stroom naar de uitwendige kring X-Y vloeien.

De veldsterkte tussen de poolstukken is praktisch constant over heel de oppervlakte van de poolvlakken. Wanneer echter de geleider zich parallel beweegt met de krachtlijnen aan de toppen of de onderzijden van de poolstukken, dan snijdt hij geen krachtlijnen. Beweegt de geleider zich tegenover de poolstukken dan snijdt hij steeds meer en meer krachtlijnen per eenheid afgelegde afstand tot op het ogenblik dat hij er het grootste aantal van snijdt, wanneer hij het middenpunt der poolstukken voorbijgaat. Bijgevolg is de geïnduceerde stroom in de geleider nul op het ogenblik dat hij halfweg is tussen de twee polen en maximum stroom wordt geïnduceerd wanneer de geleider juist tegenover het midden is van de poolvlakken. Nadat de geleider een wenteling van 180° uitgevoerd heeft ziet men dat zijn stand ten opzichte van de poolstukken juist omgekeerd is in vergelijking met de begintoestand. Bijgevolg zal de volgende wenteling van 180° een halve stroomperiode verwekken in tegengestelde richting met deze van de eerste halve periode.

De stroom stijgt niet rechtstreeks evenredig met het stijgen van de draaihoek, doch evenredig met de sinus van deze hoek; bijgevolg heeft een dergelijke stroom de wiskundige vorm van sinusgolf. Al produceren de meeste machines geen absoluut zuiver sinusvormige kromme, toch zijn meestal de afwijkingen zo gering, dat men in de practijk gerust kan rekenen met een gewone sinusvorm. Al wat tot hertoe gezegd werd over wisselstroom is eveneens van toepassing op de wisselspanning.

Waarom de uitgangsspanning van een geleider die in een magnetisch veld wentelt een sinusvorm heeft wordt duidelijk aangetoond in figuur 15.

De naar links draaiende pijl verbeeldt de geleider, draaiend in een constant magnetisch veld met eenvoudige dichtheid. De pijl kan eveneens als vector beschouwd worden, die de sterkte van het magnetisch veld voorstelt. Dit betekent dat de lengte van de pijl bepaald wordt door de sterkte van het veld (aantal krachtlijnen), dat een konstante waarde heeft. Wanneer de pijl nu met een konstante snelheid draait (d.i. met een konstante hoeksnelheid), dan zal de in de geleider ontwikkelde spanning evenredig zijn met de mate waarin krachtlijnen doorgesneden worden, welke mate evenredig is met de verticale afstand tussen de top van de pijl en de horizontale basislijn.

Neemt men EO als eenheid of als een spanning van 1, dan kan de spanning (vertikale afstand tussen de top van de pijl en de horizontale basislijn) op het punt C gemakkelijk bepaald worden door het naslaan van een tabel der sinusfuncties en door de sinus op te zoeken van de hoek, die gevormd wordt door de pijl met de basislijn, vermits in een rechthoekige driehoek « een zijde van de rechte hoek gelijk is aan de hypotenuse vermenigvuldigd met de sinus van de tegenoverliggende hoek ».

Wanneer de pijl zich verplaatst heeft van A naar het punt E, dan bedraagt deze verplaatsing 90 graden of het vierde van een cyclus. De overige drie quadranten werden niet afgebeeld omdat hun complementaire of spiegelverhouding met het eerste quadrant in het oogspringend is.

Merk op dat de tijdseenheden uitgedrukt zijn in graden of quadranten. Het feit dat AB, BC, CD en DE gelijke koorden zijn (die gelijke quadranten vormen), duiden eenvoudig aan dat de pijl (geleider of vector) zich met konstante snelheid verplaatst, vermits deze punten op de cirkel de doorgang na gelijke tijdspannen voorstellen.

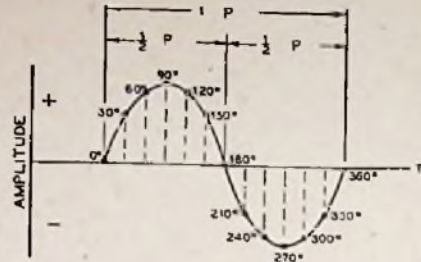


Fig. 16.

Voorstelling van een volledige periode van een sinusgolf. Een volledige periode kan onderverdeeld worden in 360 graden (figuur 15 toont waarom). Een halve periode bedraagt dus 180 graden, een vierde 90 graden, enz. $T =$ tijd; $P =$ periode.

Heel de figuur kan op een andere wijze voorgesteld worden en de afleiding van de voorgaande wordt in figuur 15 weergegeven. De tijdbasis wordt voorgesteld door een rechte lijn in plaats van door een hoekbeweging. De punten A, B, C, enz. stellen dezelfde tijdseenheden voor als hier voor. Wanneer men nu de met ieder punt overeenstemmende spanning projecteert op de overeenstemmende tijdseenheid, dan verkrijgt men de bekende sinusvormige kromme.

De ogenblikkelijke waarde van de spanning op elk gegeven ogenblik kan als volgt berekend worden:

$$e = E_{\max} \sin 2 \pi f t$$

waarin $e =$ de ogenblikkelijke spanning,

$E =$ de maximum topwaarde van de spanning,

$f =$ de frequentie in perioden per seconde,

$t =$ de tijd in seconde.

De ogenblikkelijke stroom kan op dezelfde wijze gevonden worden door in de formule e door i te vervangen en E_{\max} door I_{\max} . Dan wordt de formule:

$$i = I_{\max} \sin 2 \pi f t$$

waarin $i =$ de ogenblikkelijke stroom,

$I =$ de maximum topwaarde van de stroom,

$f =$ de frequentie in periode per seconde,

$t =$ de tijd in seconde.

RADIALEN.

De term $2 \pi f t$ in de voorgaande vergelijking moet zeer goed begrepen worden daar hij van allergrootst belang is. Wanneer we terugkeren tot het draaiende punt in figuur 15, dan zien we dat dit punt zijn horizontale stand verlaat en zijn wenteling begint in een richting, die tegengesteld is aan deze van de wijzers van een uurwerk; het legt dan een volledige omwenteling af totdat het terugkeert tot zijn vertrekpunt, waarbij dan 360 elektrische graden doorlopen werden. In plaats van deze beweging in graden uit te drukken zal men in de electriciteit dit eerder uitdrukken in radialen. Mathematisch is een radiaal de boog van 'n cirkel gelijk aan de lengte van de straal van de cirkel. Er zijn dus 2π radialen in 360 graden, zodat een radiaal gelijk is aan $57,32$ graden. (Zie fig. 17.)

Wanneer de geleider van een eenvoudige alternator 2π radialen heeft doorlopen, dan heeft hij een periode opgewekt. $2\pi f$ stelt een periode voor vermenigvuldigd met het aantal perioden per seconde (de frequentie) van de wisselspanning of -stroom, en is bijgevolg de hoeksnelheid. In technische uitgaven wordt $2\pi f$ vaak vervangen door ω , de Griekse letter omega. Snelheid vermenigvuldigd met tijd geeft de afgelegde afstand en dus stelt $2\pi f$ de door de geleider afgelegde hoek-afstand aan en vermits de ogenblikkelijke spanning of stroom evenredig is met de sinus van de hoek, is het mogelijk deze hoeveelheden op ieder tijdstip te berekenen, op voorwaarde dat de golf zeer dicht de sinusvorm benadert.

FREQUENTIE.

De frequentie van een wissel-spanning of -stroom kan om het even welke waarde hebben groter dan nul tot miljoenen perioden per seconde. Tot ongeveer 20.000 p/s worden ze beschouwd als geluidsfrequenties, vermits allen, behoudens deze van nul tot ongeveer 16 p/s waarneembaar zijn door het menselijk oor. De distributenetten van industriële electriciteit leveren in huizen en fabrieken gewoonlijk wisselstroom met een frequentie van 25, 50 of 60 p/s. Frequenties boven 20.000 p/s worden hoge frequenties genoemd. Gewoonlijk worden ze eerder aangegeven in kilohertz in plaats van in p/s (of hertz), omdat de cijfers te groot worden. Stijgt de frequentie boven enkele duizende kilohertz (kHz) dan gebruikt men de term megahertz (MHz). Een kilohertz is 1000 hertz en een megahertz is 1.000.000 hertz. Hier volgt een omzettingstabel die deze terminologie vereenvoudigt :

- 1.000 hertz = 1 kilohertz (afkorting : kHz).
- 1 Hertz = 1/1.000 kHz of 0.001 kHz of 10^{-3} kHz.
- 1 megahertz = 1.000 kHz of 1.000.000 Hz, of 10^3 kHz of 10^6 Hz.
- 1 kilohertz = 1/1.000 MHz, 0,001 MHz of 10^{-3} MHz.

EFFECTIEVE WAARDE VAN SPANNING EN STROOM.

De ogenblikkelijke waarde van een wisselstroom of -spanning varieert voortdurend gedurende het verloop van een periode, zodat de effectieve waarde van deze stroom of spanning moet bepaald worden door een vergelijking van het warmte-effect van a.c. en d.c. Een wisselstroom zal een effectieve waarde hebben van 1 ampere, wanneer hij in een geleider dezelfde hoeveelheid warmte opwekt als 1 ampere gelijkstroom.

Deze effectieve waarde kan afgeleid worden door de ogenblikkelijke waarden van de stroom over een periode te nemen, deze waarden tot het vierkant te verheffen, dan een gemiddelde van deze vierkanten te nemen en uit dit gemiddelde de vierkantswortel te halen. De op deze wijze verkregen waarde is de vierkantswortel van het gemiddelde vierkant (in de U.S.A. de r.m.s.-waarde, in Europa de effectieve waarde, afgekort tot V_{eff} of A_{eff}). Dit is de waarde die men afleest op a.c. voltmeters en amperemeters. De effectieve waarde (enkel voor sinusvormige golven) is gelijk aan 70,7 % van de top- of maximum ogenblikkelijke waarde en wordt als volgt uitgedrukt in formule :

$$E_{eff} = 0,707 \times E_{max}$$

en

$$I_{eff} = 0,707 \times I_{max}$$

In radio zijn de volgende verhoudingen zeer nuttig :

$$E_{eff} = 0,707 \times E_{max}$$

en

$$E_{max} = 1,414 \times E_{eff}$$

GELIJKGERICHTE WISSELSTROOM EN PULSERENDE GELIJKSTROOM.

Laat men een wisselstroom door een dubbele gelijkrichter vloeien, dan ontstaat hieruit een stroomvorm



Fig. 17.

HET RADIAAL-SYSTEEM BIJ BEREKENINGEN VAN WISSELSTROOM

- β = fazehoek = $2\pi FT$
- A = $\pi/2$ radialen of 90° .
- B = π radialen of 180° .
- C = $3\pi/2$ radialen of 270° .
- D = 2π radialen of 360° .
- 1 radiaal = 57,324 graden.

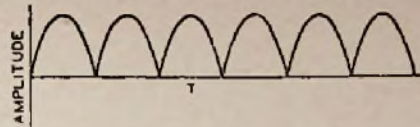


Fig. 18.

Golfvorm aan de uitgang van een dubbele gelijkrichter met een gelijkrichtingsrendement van 100 %. Elke stroomstoot stelt een halve golf voor met sinusvorm. Deze stroomsoort noemt men pulserende gelijkstroom. T = tijd.

met variërende amplitude, die echter slechts in een enkele richting vloeit. Dergelijke stroom noemt men gelijkgerichte a.c. of pulserende d.c. Een typische golfvorm van een pulserende gelijkstroom zoals men hem verkrijgt uit een dubbele gelijkrichter wordt weergegeven in figuur 18.

Meetinstrumenten, die voor d.c. gebouwd werden zullen niet de topwaarde of maximum ogenblikkelijke waarde van de pulserende d.c. uitgang van een gelijkrichter aangeven ; zij duiden enkel de gemiddelde waarde aan. Dit kan verklaard worden door te veronderstellen dat het mogelijk zou zijn de toppen van de golven weg te snijden en de weggesneden delen te gebruiken om de nog open gebleven delen op te vullen, waarbij men dan de gemiddelde d.c. waarde zou verkrijgen. Een milliamperemeter of een voltmeter geschakeld in de aangekoppelde verbruikskring over de uitgangsklemmen van de gelijkrichter zal deze gemiddelde waarde aanduiden. De verhouding hiervan tot de topwaarde wordt door de volgende formule weergegeven :

$$E_{gem} = 0,636 \times E_{max}$$

Men ziet dus dat de gemiddelde waarde 63,6 % van de topwaarde bedraagt.

VERHOUDING TUSSEN TOP-, GEMIDDELDE- EN EFFECTIEVE WAARDE.

We vatten de drie voornaamste waarden van een a.c. golf hier nog eens samen : de topwaarde is gelijk aan 1,414 maal de effectieve waarde en deze laatste is gelijk aan 0,707 maal de topwaarde ; de gemiddelde waarde of dubbel gelijkgerichte a.c. golf is gelijk aan 0,636 maal de topwaarde en de gemiddelde waarde van een gelijkgerichte golf is gelijk aan 0,9 maal de effectieve waarde. Deze laatste factor is van belang bij het bepalen van de uitgangsspanning van een dubbele-golf gelijkrichter, die werkt met een smoorspoel-filter ingang. Indien de filteringang een ruime zelfinductie heeft, dan zal de d.c. uitgangsspanning van een dubbele gelijkrichter 0,9 maal de effectieve waarde bedragen van de door de sekondaire van de voedingstransformator geleverde spanning (de helft van de sekondaire spanning in het geval van een dubbele gelijkrichter en de volle sekondaire spanning bij een gelijkrichter in brugschakeling), mits afrekening van de spanningsval in de gelijkrichterlampen en de spanningsval in de afvlakspoelen.

1-4. — DE INDUCTIE.

In de paragraaf over de productie van wisselstroom werd een korte verklaring der inductie gegeven maar het is best dat de lezer dit punt eens van dichterbij bekijkt.

Indien men in de kring, afgebeeld in figuur 11, een schakelaar tussenvoegt, dan kan men een pulserende gelijkstroom verwekken door de schakelaar te openen en te sluiten. Wanneer hij eerst gesloten wordt, dan stijgt de stroom niet ogenblikkelijk tot zijn maximum waarde, maar stijgt geleidelijk. Gedurende deze stijging breidt het magnetisch veld zich uit in de omgeving van de geleider. Dit alles geschiedt natuurlijk in een zeer klein breukdeeltje van een seconde. Wordt de schakelaar daarna geopend, dan sterft de stroom uit en het magnetisch veld stort geleidelijk ineen. Deze

uitzetting en inkrimping van het magnetisch veld zal een stroom induceren in elke andere geleider, die deel uitmaakt van een gesloten kring en gesneden wordt door het veld. Een dergelijk veld kan verkregen worden op de beschreven wijze, of bij middel van een vibrator of door de kring aan te schakelen op een bron van wisselstroom in plaats van op een batterij. Een variatie van de weerstand in de kring zal hetzelfde verschijnsel verwekken. Dit induceren van een stroom in een geleider als gevolg van de variatie van de stroom in een andere geleider zonder dat er rechtstreeks contact is, noemt men electromagnetische inductie.

ZELFINDUCTIE.

Wanneer een wisselstroom door een spoel vloeit, dan snijdt het variërend magnetisch veld rond elke winding de winding zelf, alsook de naastliggende windingen en induceert in de spoel een spanning, die in richting tegengesteld is aan de aangelegde E.M.K. De hoeveelheid geïnduceerde spanning hangt af van het aantal windingen van de spoel, van de stroom door de spoel en van het aantal krachtlijnen, die de spoel snijden. De zo geïnduceerde spanning wordt tegen-E.M.K. genoemd, en het verschijnsel zelf heet zelfinductie. Wanneer de aangelegde spanning stijgt, verzet de tegen-E.M.K. zich tegen deze stijging; wanneer de aangelegde spanning daalt, dan heeft de tegen-E.M.K. dezelfde polariteit en tracht de stroom in stand te houden. Men ziet dus dat de zelfinductie zich tracht te verzetten tegen elke variatie van de stroom door de kring.

Het opzamelen van energie in een magnetisch veld wordt uitgedrukt in joule en is gelijk aan $(LI^2)/2$. (Een joule is een watt-seconde. De bepaling van L volgt hieronder.)

DE EENHEID VAN DE INDUCTIE : DE HENRY.

De inductie wordt meestal voorgesteld door de letter L en uitgedrukt in henry. Een spoel heeft een inductie van 1 henry wanneer een spanning van 1 volt geïnduceerd wordt door een stroomvariatie van 1 ampere per seconde. De henry, die regelmatig gebruikt wordt in laagfrequentkringen, is te groot als eenheid van inductie voor de spoelen, die gebruikt worden in hoogfrequentkringen; daar gebruikt men meer de millihenry en de microhenry op de volgende wijze :

- 1 henry = 1.000 millihenry of 10^3 millihenry.
- 1 millihenry = $1/1.000$ henry, 0,001 henry of 10^{-3} henry.
- 1 microhenry = $1/1.000.000$ henry, 0,000.001 henry of 10^{-6} henry.
- 1 microhenry = $1/1.000$ millihenry, 0,001 of 10^{-3} millihenry.
- 1.000 microhenry = 1 millihenry.

WEDERZIJDSE INDUCTIE.

Wanneer twee spoelen in elkaars nabijheid zijn, dan zal een variërende stroom in een spoel een variërend magnetisch veld verwekken, dat de wikkelingen van de

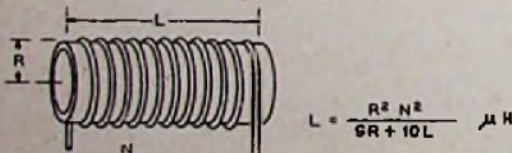


Fig. 19.

BEREKENING VAN ZELFINDUCTIES.

Deze schets en de formule maken het mogelijk de zelfinductie te berekenen met een nauwkeurigheid van ongeveer 1% van alle normaal gebruikte spoelen van ongeveer 3 tot 50 MHz.

R = straal van de spoel tot aan het middelpunt van de draad;

L = lengte van de spoel;

N = aantal windingen.

andere spoel zal snijden en er een stroom in verwekken. De geïnduceerde stroom varieert eveneens en zal bijgevolg ook een stroom induceren in de eerste spoel. Deze reactie tussen twee gekoppelde kringen wordt de wederzijdse inductie genoemd en kan berekend en uitgedrukt worden in henry. Het symbool voor de wederzijdse inductie is M. Twee kringen, die op dergelijke wijze met elkaar verbonden zijn, noemt men gekoppelde kringen.

De waarde van de wederzijdse inductie is afhankelijk van de vorm en de omvang van de twee kringen, van hun stand en onderlinge afstand en van de permeabiliteit van het midden. De mate waarin twee spoelen gekoppeld zijn wordt uitgedrukt door een verhouding, het koppelingscoëfficiënt. Dit is de verhouding van de werkelijke wederzijdse inductie tot de maximum mogelijke waarde.

De formule voor de wederzijdse inductie is $L = L_1 + L_2 + 2M$, wanneer de polariteiten van de spoelen zo zijn, dat hun velden zich samenvoegen. Zijn ze zo opgesteld dat hun velden elkaar tegenwerken, dan luidt de formule $L = L_1 + L_2 - 2M$.

Worden een spoel van 3 henry en een spoel van 4 henry zo opgesteld dat er tussen hen geen koppeling bestaat, dan zal de gecombineerde inductie van de twee spoelen in serie 7 henry bedragen. Staan de spoelen echter zo opgesteld dat er een inductieve verhouding tussen hen bestaat, dan zal de inductie van de twee in serie hetzij groter, hetzij kleiner dan 7 henry zijn, naargelang hun polariteit zo is dat de wederzijdse inductie de zelfinductie bevordert of tegenwerkt. Moest de gemeten totale inductie van de gekoppelde spoelen 6 of 8 henry bedragen, dan zou de wederzijdse inductie (zie de formule) de waarde hebben van $\frac{1}{2}$ henry.

INDUCTANTIES IN PARALLEL.

Inductanties in parallel worden juist op dezelfde wijze gecombineerd als weerstanden in parallel, op voorwaarde dat ze ver genoeg van elkaar verwijderd zijn om de wederzijdse inductie verwaarloosbaar te maken.

INDUCTANTIES IN SERIE.

Inductanties in serie worden samengesteld juist zoals weerstanden in serie, weer op voorwaarde dat er geen wederzijdse inductie aanwezig is. In dit geval is de totale inductie L :

$$L = L_1 + L_2 + \dots \text{ enz.}$$

Waar wel wederzijdse inductie is, heeft men :

$$L = L_1 + L_2 + 2M,$$

waarin M de wederzijdse inductie is.

Deze laatste uitdrukking veronderstelt dat de spoelen derwijze gekoppeld zijn, dat de krachtlijnen in dezelfde richting verlopen, d.i. elkaar versterken. Is dit niet het geval en breken de krachtlijnen van de wederzijdse inductie deze van de zelfinductie af, dan krijgt men de volgende formule :

$$L = L_1 + L_2 - 2M,$$

waarin M de wederzijdse inductie is.

KERNMATERIAAL.

Gewone ijzerkernen kunnen op de hoge frequenties niet gebruikt worden omdat de verliezen door wervelstromen en door hysteresis in het kernmateriaal geweldig stijgen, wanneer de frequentie stijgt. De voornaamste toepassingen van magnetische kernen vindt men in het laagfrequentbereik onder ongeveer 15.000 Hz, terwijl in het bereik der zeer lage frequenties (50 en 60 Hz) het gebruik ervan bijna onvermijdelijk is, wanneer men tamelijke waarden van zelfinductie wenst.

Een zelfinductie met luchtkern van slechts 1 henry zou reeds een grote omvang hebben, terwijl thans waarden tot 500 henry beschikbaar zijn in de vorm van kleine smoorspoelen met ijzerkern. De zelfinductie van een spoel met magnetische kern zal variëren naargelang de intensiteit van de stroom (zowel a.c. als d.c.),

die door de spoel vloeit. Om deze reden wordt de zelfinductie van ijzerkern afvlakspoelen, die in gelijkrichters gebruikt worden, aangegeven voor een vooraf bepaalde waarde van de gelijkstroom.

De permeabiliteit van de lucht varieert niet met de magnetische inductie; daarom maakt men de zelfinductie van ijzerkernzelfinducties vaak minder afhankelijk van de magnetische inductie door in de magnetische kring een gedeelte lucht op te nemen in plaats van een volledig gesloten ijzeren kring te nemen. Deze tussenvoeging van een luchtspleet is vaak noodzakelijk bij toepassingen van ijzerkernspoelen, vooral wanneer de spoel een belangrijke gelijkstroomcomponente moet doorlaten. Daar de permeabiliteit van de lucht zo veel kleiner is als deze van ijzer volstaat het dat de luchtspleet slechts een klein breukdeeltje van de magnetische kring vormt om reeds een belangrijk gedeelte van de totale reluctantie te vertegenwoordigen.

Een uitzondering op de vaststelling dat ijzerkernen in hoge frequentie een zeer slecht rendement hebben vormt het gebruik van ijzerkernen in poedervorm, die gebruikt worden in sommige types middenfrequenttransformatoren. Deze kernen worden gevormd uit zeer kleine deeltjes poederijzer, die eerst behandeld worden met een isolerende stof, zodat elk deeltje van de anderen geïsoleerd is. Deze geïsoleerde deeltjes worden dan tot een vaste kern geperst, waarop draad kan gewikkeld worden. De verliezen door wervelstromen zijn hier veel kleiner, met het gevolg dat dit type kernen in de praktijk nog voldoende geven in kringen, die gebruikt worden tot frequenties van 100 MHz.

INDUCTIEVE REACTANTIE.

Zoals hoger gezegd werd ontstaat er een tegen E.M.K., wanneer een wisselstroom door een zelfinductie vloeit. Deze kracht verzet zich tegen iedere variatie van de oorspronkelijke E.M.K. Deze eigenschap van een zelfinductie heeft als gevolg dat ze een verzet of een impedantie vormt tegen een stroomvariatie. De maat van impedantie van een zelfinductie ten overstaan van een wisselstroom met een gegeven frequentie noemt men de inductieve reactantie. Ze wordt uitgedrukt met het symbool X_L :

$$X_L = 2 \pi f L$$

waarin X_L = de inductieve reactantie uitgedrukt in ohm,

$$\pi = 3,1416 \quad (2\pi = 6,283),$$

f = de frequentie in Hz.

L = de zelfinductie in henry.

INDUCTIEVE REACTANTIE OP HOGE FREQUENTIES.

Het is vaak noodzakelijk inductieve reactanties te berekenen op hoge frequenties (HF). Men gebruikt hiertoe dezelfde formule, doch het is overzichtelijker de zelfinductie uit te drukken in millihenry (mH) en de frequentie in kHz. Voor nog hogere frequenties en kleinere zelfinductiewaarden gebruikt men MHz en microhenry (μ H). De grondvergelijking hoeft hierbij niet veranderd te worden daar dezelfde vermenigvuldigingsfactor gebruikt wordt in teller en noemer en dus geneutraliseerd wordt. Het is bijgevolg onmogelijk L uit te drukken in mH en f in Hz zonder gebruik te maken van een omzettingfactor.

Moest het wenselijk zijn de zelfinductie te kennen, die op een gegeven frequentie een bepaalde reactantie heeft, dan verkrijgt men door omzetting van de oorspronkelijke formule deze vorm:

$$L = X_L : (2 \pi f),$$

of wanneer X_L en L bekend zijn,

$$f = \frac{X_L}{2\pi L}$$

1-5. — ELECTROSTATISCHE OPZAMELING VAN ENERGIE.

Tot hertoe hebben we slechts gehandeld over het opzamelen van energie in een electromagnetisch veld onder vorm van een zelfinductie.

Electrische energie kan eveneens opgezameld worden in een electrisch veld. Een inrichting, die in staat is energie op te zamelen in een dergelijk veld, wordt condensator genoemd en men zegt dat deze een zekere capaciteit bezit. De in een electrostatisch veld opgezamelde energie wordt uitgedrukt in joule (watt-seconden) en is gelijk aan $CE^2/2$, waarin C de capaciteit is in farad (eenheid van capaciteit, die verder besproken wordt) en E het potentiaal in volt. De lading is gelijk aan CE , en wordt gegeven in coulomb.

CAPACITEIT EN CONDENSATOREN.

Een condensator bestaat uit twee metalen platen, die van elkaar gescheiden zijn door een dun laagje isoleerstof (in dit geval diëlectricum genoemd). Wanneer men gedurende een ogenblik deze platen verbindt met de klemmen van een gelijkspanningsbron, dan worden ze geladen. Verbindt men daarna de twee platen even met een draad met elkaar, dan worden ze ontladen.

Wanneer de spanning voor het eerst aangelegd wordt, dan vloeien er onmiddellijk electronen van de ene plaat naar de andere doorheen de batterij of om het even welke bron van gelijkstroom, die met de platen in verbinding gebracht werd. Nochtans is de kring van plaat tot plaat niet volledig (de platen zijn immers gescheiden door een isolator). Daarom houdt de stroom dan ook op, want op de ene plaat ontstaat een gebrek aan electronen, terwijl er op de andere plaat een teveel is.

Herinner u dat, wanneer er een tekort aan electronen bestaat aan het ene einde van een geleider, de electronen zich op zulke wijze trachten te verplaatsen dat het evenwicht hersteld wordt. In het hier besproken voorbeeld van de condensator kan het teveel electronen op de ene plaat zich niet verplaatsen naar de andere plaat, omdat de kring onderbroken is, t.t.z. de batterij of d.c.-bron is weggenomen. Zodoende blijft de condensator in een geladen toestand; de plaat met een teveel aan electronen is negatief geladen, de andere positief.

In deze voorwaarden wordt er een sterke druk uitgeoefend op het isolerend materiaal (diëlectricum), dat de twee condensatorplaten scheidt, dit wegens de wederzijdse aantrekkingskracht van de ongelijke potentialen op de platen. Deze drukking is gekend als de electrostatische energie, in tegenstelling met de electromagnetische energie in het geval van een inductiespoel. Deze lading kan eveneens potentiële energie genoemd worden omdat ze in staat is arbeid uit te voeren wanneer de lading vrijgemaakt wordt doorheen een uitwendige kring.

In geval de lezer moeilijkheden zou ondervinden om in te zien waarom de lading evenredig is met de spanning en de energie evenredig met het vierkant van de spanning, dan zal de volgende analogie de zaken verduidelijken.

De lading veronderstelt een bepaalde hoeveelheid electriciteit, een bepaald aantal electronen. De potentiële energie van deze electronen hangt niet alleen af van hun aantal, doch eveneens van hun potentieel of spanning.

Vergelijk de electronen met water en twee condensatoren met rechtstaande buizen, een condensator van 1μ F met een buis met een doorsnede van 1 vierkante voet en een condensator van 2μ F met een buis met een doorsnede van 2 vierkante voet. De lading wordt voorgesteld door een gegeven volume water, daar de « lading » slechts een aantal electronen aanduidt. Veronderstel dat er 5 gallon (1 gallon = $4\frac{1}{2}$ liter) water zijn.

Nu zal de potentiële energie, of het vermogen om een arbeid uit te voeren, van de 5 gallon water tweemaal groter zijn, wanneer het water opgezameld is in de buis van 1 vierkante voet, dan in het geval van de 5 gallon in de buis van 2 vierkante voet. En nochtans

is het volume water of de « lading » dezelfde in elk geval.

Op dezelfde wijze heeft een condensator van $1 \mu\text{F}$ geladen op 1.000 volt tweemaal meer potentiële energie dan een condensator van $2 \mu\text{F}$ geladen op 500 volt, al is de lading in beide gevallen dezelfde.

DE EENHEID VAN CAPACITEIT : DE FARAD.

Indien de uitwendige kring van de twee condensatorplaten vervolledigd wordt door de klemmen met een draad te verbinden, dan spoeden de electronen zich onmiddellijk van de ene plaat naar de andere doorheen de uitwendige kring en er ontstaat een toestand van evenwicht. Dit verschijnsel verklaart de ontlading van de condensator. De hoeveelheid opgezamelde energie in een geladen condensator hangt naast het ladingspotentiaal af van een factor, die rekening houdt met de afmetingen van de platen, de dikte van het diëlectricum, de aard van het diëlectricum en het aantal platen. Deze factor bepaalt de capaciteit van een condensator en wordt uitgedrukt in farad.

De farad is echter zo'n grote eenheid van capaciteit dat hij in radioberekeningen uiterst zelden gebruikt wordt en daarom werden voor de praktijk volgende eenheden gekozen :

- 1 microfarad = $1/1.000.000$ van een farad of $0,000001$ farad of 10^{-6} farad (afkorting : μF).
- 1 micro-microfarad = $1/1.000.000$ van een microfarad, of $0,000001$ microfarad, of 10^{-6} microfarad (afkorting : $\mu\mu\text{F}$).
- 1 micro-microfarad = een millioenste van een millioenste farad of 10^{-12} farad.

Indien de capaciteit moet uitgedrukt worden in μF in de gegeven vergelijking voor de energieopzamelings, dan moet de factor C door 1.000.000 gedeeld worden, dus :

$$\text{Opgezamelde energie in joule} = \frac{C \times E^2}{2 \times 1.000.000}$$

Dit opzamen van vermogen in een condensator is een van zijn voornaamste eigenschappen, vooral in deze condensatoren, die gebruikt worden in de afvlakkingen van een gelijkrichter.

DIELECTRISCHE CONSTATE.

De capaciteit van een condensator wordt in grote

mate beïnvloed door de dikte en de aard van de diëlectrische scheiding tussen de platen. Sommige stoffen vertonen een grotere capaciteit dan de anderen, naar gelang hun natuurkundige samenstelling en hun scheikundige vorming. Deze eigenschap wordt uitgedrukt door een constante K en wordt diëlectrische constante genoemd.

DIELECTRISCHE DOORSLAG.

Indien de lading te groot wordt voor een gegeven dikte van een bepaald diëlectricum, dan zal de condensator doorslaan. d.w.z. dat het diëlectricum stroom zal doorlaten en beschadigd worden. Daarom wordt op de condensatoren naast de capaciteit in μF , eveneens de spanning aangegeven, die ze zonder gevaar van doorslag kunnen verdragen. Dit gegeven wordt veel uitgedrukt als d.c. bedrijfs spanning.

BEREKENING VAN CAPACITEITEN.

De capaciteit van twee parallele platen wordt met een voldoende nauwkeurigheid gegeven door de volgende formule :

$$C = 0,2248 \times K \times \frac{A}{t}$$

waarin C = de capaciteit in $\mu\mu\text{F}$,

K = de diëlectrische constante van het scheidingsmateriaal,

A = oppervlakte van het diëlectricum in vierkante duimen,

t = dikte van het diëlectricum in duimen.

Deze formule toont aan dat de capaciteit rechtstreeks evenredig is met de oppervlakte der platen en onrechtstreeks evenredig met de dikte van het diëlectricum (afstand tussen de platen). Dit betekent eenvoudig dat wanneer de oppervlakte der platen verdubbeld wordt, terwijl de afstand ongewijzigd blijft, de capaciteit verdubbeld wordt. Zo eveneens, indien de oppervlakte der platen ongewijzigd blijft, doch de afstand verdubbeld, dan vermindert de capaciteit tot de helft.

Bovenstaande vergelijking toont eveneens aan dat de capaciteit rechtstreeks evenredig is met de diëlectrische constante van het scheidingsmateriaal. Een condensator, die een capaciteit heeft van $100 \mu\mu\text{F}$ in de lucht, zou een capaciteit hebben van $467 \mu\mu\text{F}$, wanneer hij ondergedompeld wordt in recinusolie, daar deze olie

TABEL DER DIELECTRISCHE MATERIALEN

Materiaal	Diëlectrische constante (10 MHz)	Vermogensfactor (10 MHz)	Smeltpunt
Aniline-formaldehyde hars	3,4	0,004	260°
Ricinusolie	4,67		
Cellulose acetaat	3,4	0,04	180°
Glas	6-8	ZWAK	2000°
Pyrex-glas	4,5	0,02	
Methyl - Methacrylate - lucite	2,6	0,007	160°
Mica	5,4	0,0003	
Mycalex, Mykroy	7,0	0,002	650°
Phenol-formaldehyde; geel met laag verlies	5,0	0,015	270°
Phenol-formaldehyde; zwarte bakeliet...	5,5	0,03	350°
Porcelein	7,0	0,005	2800°
Polyethyleen	2,25	0,0003	220°
Polystyreen	2,55	0,0002	175°
Kwarts (gesmolten)	3,8	0,0002	2600°
Rubber, hard eboniet	2,8	0,007	150°
Steatite	6,1	0,003	2700°
Zwavel	3,8	0,003	
Titanium dioxide	100 - 175	0,0006	2700°
Transformatorolie...	2,2	0,003	
Urea-formaldehyde	5,0	0,05	280°
Vinyl hansen	4,0	0,02	200°
Berkenhout	4,4	ZWAK	

Fig. 20.

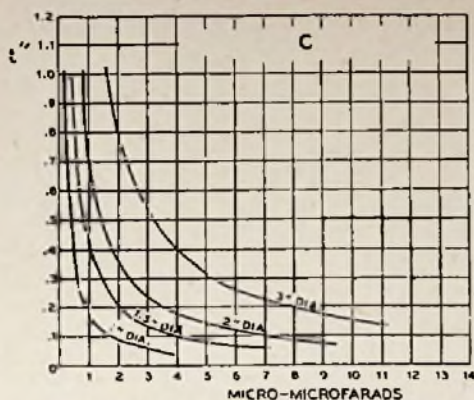


Fig. 21.

Invloed van de oppervlakte der platen en van de afstand op de capaciteit van een condensator met twee ronde platen. Het dielectricum hier is de lucht.

O = condensator met ronde platen.
t = afstand in duimen.

een diëlectrische constante heeft van 4,67, d.w.z. die 4,67 maal groter is dan deze van de lucht.

Wanneer de oppervlakte der platen definitief vastgesteld is en wanneer men wenst de benodigde afstand te kennen om de vereiste capaciteit te verkrijgen heeft men :

$$t = \frac{A \times 0,2248 \times K}{C}$$

waarin al de eenheden uitgedrukt worden zoals in de voorgaande formule. Deze formule is niet beperkt tot condensatoren met vierkante of rechthoekige platen, doch is eveneens toepasselijk op platen met een ronde vorm. De enige afwijking is de berekening van de oppervlakte van zulke ronde platen; deze oppervlakte kan verkregen worden door de straal van de plaat tot het vierkant te verheffen en deze waarde dan te vermenigvuldigen met 3,1416 of « pi ». Als vergelijking :

$$A = 3,1416 \times r^2$$

waarin r = straal in duim.

De capaciteit van een condensator met meerdere platen kan berekend worden door de capaciteit te nemen van een sectie en deze te vermenigvuldigen met het aantal diëlectrische ruimten. In dergelijk geval houdt de formule echter geen rekening met de invloed van de hoekcapaciteit; op die wijze zal de berekende capaciteit niet volledig nauwkeurig zijn. Deze bijkomende capaciteiten zullen evenwel slechts een klein deeltje vormen van de totale effectieve capaciteit, vooral wanneer de platen tamelijk groot en dun zijn en het resultaat zal voor de praktijk wel volstaan.

De vergelijkingen om capaciteiten en condensatoren in parallel te berekenen zijn dezelfde als deze voor weerstanden in serie :

$$C = C_1 + C_2 + \dots \text{ enz.}$$

Condensatoren in serie worden berekend op dezelfde wijze als weerstanden in parallelschakeling.

We herhalen hier deze formules: (1) voor twee of meer condensatoren van ongelijke capaciteit in serie :

$$C = \frac{1}{\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} + \frac{1}{C_3}}$$

of

$$\frac{1}{C} = \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} + \frac{1}{C_3}$$

(2) Twee condensatoren van ongelijke capaciteit in serie :

$$C = \frac{C_1 \times C_2}{C_1 + C_2}$$

(3) Drie condensatoren van gelijke capaciteit in serie :

$$C = \frac{C_1}{3},$$

waarin C1 de gemeenschappelijke capaciteit is.

(4) Drie of meer condensatoren van gelijke capaciteit in serie :

$$C = \frac{\text{Waarde v. d. gemeenschappelijke capaciteit}}{\text{Aantal condensatoren in serie}}$$

(5) Zes condensatoren in serie-parallel :

$$C = \frac{1}{\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2}} + \frac{1}{\frac{1}{C_3} + \frac{1}{C_4}} + \frac{1}{\frac{1}{C_5} + \frac{1}{C_6}}$$

CAPACITIEVE REACTANTIE.

Er werd reeds uitgelegd dat de inductieve reactantie de maat is waarop een inductiespoel impedantie kan vertonen ten overstaan van het vloeien van wisselstroom. Condensatoren hebben een gelijkaardige eigenschap, al gaat het verzet in dit geval tegen de spanning, die de condensator laadt. Deze eigenschap wordt capacitieve reactantie genoemd en wordt uitgedrukt :

$$X_C = \frac{1}{2 \pi f C}$$

waarin X_C = de capacitieve reactantie is in ohm,

π = 3,1416,

f = de frequentie in Hz,

C = de capaciteit in farad.

CAPACITIEVE REACTANTIE OP HOGE FREQUENTIES.

Ook hier, zoals bij de inductieve reactanties, kunnen voor de praktische vraagstukken in radio, de eenheden van capaciteit en frequentie omgezet worden in kleinere eenheden. De vergelijking kan dan zo uitgedrukt worden :

$$X_C = \frac{1.000.000}{2 \pi f C}$$

waarin f = frequentie in MHz,

C = capaciteit in μF.

Bij het berekenen van afvlakkingen is het vaak gemakkelijk de frequentie (f) uit te drukken in Hz en de capaciteit (C) in μF; in dit geval kan dezelfde formule toegepast worden.

CONDENSATOREN IN A.C. EN D.C. KRINGEN.

Wanneer een condensator geschakeld is in een gelijkstroomkring, dan zal hij de gelijkstroom tegenhouden en de stroom doen ophouden. Behalve de beginbeweging van de electronen bij het laden van de condensator, zal er geen stroom vloeien, want de kring is effectief onderbroken door het dielectricum van de condensator.

Nauw genomen kan er misschien wel een zeer kleine stroom vloeien, want het is wel mogelijk dat het dielectricum geen volmaakte isolator is. Deze minieme stroom is de zogenaamde lekstroom en hangt af van de inwendige d.c.-weerstand van de condensator. De lek-

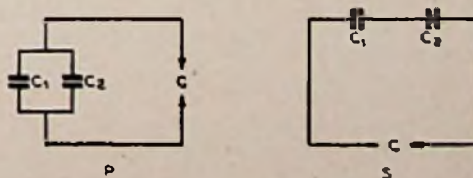


Fig. 22.

P = condensatoren in parallel.
S = condensatoren in serie.

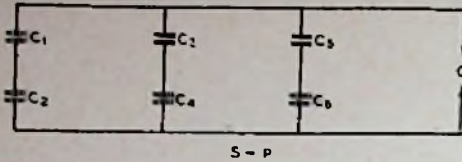


Fig. 23.

S — P = condensatoren in serie-parallel.

stroom is gewoonlijk slechts nauwelijks merkbaar in electrochemische condensatoren.

Wanneer men een wisselstroom aanlegt op een condensator, dan zal de condensator een zeker aantal keren per seconde laden en ontladen in overeenstemming met de frequentie van de wisselstroom. De electronenvloed bij het laden en ontladen van een condensator, die aangesloten is op een bron van wisselspanning, vormt in werkelijkheid een wisselstroom. Om deze reden zal een condensator een wisselstroom doorlaten, al vertoont hij ten overstaan van een gelijkstroom een praktisch on-eindige weerstand. Deze dubbele eigenschap treedt herhaalde malen duidelijk in de radio naar voren.

BEDRIJFSSPANNINGEN VAN CONDENSATOREN IN SERIE.

Elke goede afvlakcondensator met papierisolatie heeft zo'n hoge inwendige weerstand (wat een goed diëlectricum aanduidt), dat de juiste waarde in ruime mate zal verschillen van de ene condensator tot de andere, zelfs als werden ze door dezelfde fabrikant gemaakt en hebben ze dezelfde aangegeven bedrijfsspanning. Wanneer dus 1.000 volt d.c. aangeschakeld wordt over twee condensatoren van $1 \mu\text{F}/500$ volt in serie, dan bestaat er een grote kans dat de spanning zich op ongelijke wijze zal verdelen en dat de ene condensator meer zal krijgen dan 500 volt en de andere minder.

SPANNING-GELIJKMAKENDE WEERSTANDEN.

Door over iedere condensator een koolweerstand van $\frac{1}{2}$ megohm, 1 watt te schakelen zullen de spanningen gelijk gemaakt worden omdat de weerstanden werken als spanningsdeler (potentiometer) en de inwendige weerstanden van de condensatoren, die veel hoger zijn, hebben slechts weinig invloed op de werking van de spanningsdeler.

Koolweerstand van het goedkope type zijn niet bijzonder nauwkeurig (daar ze niet gemaakt werden voor precisiewerk); daarom is het aan te raden er enkele op een nauwkeurige ohmmeter na te meten ten einde er twee te vinden, waarvan de waarde zo weinig mogelijk verschilt. De juiste weerstandswaarde heeft geen belang, ze moeten slechts alle twee dezelfde waarde hebben.

CONDENSATOREN IN SERIE IN WISSELSTROOM.

Wanneer twee condensatoren in serie geschakeld worden, dan stoort de wisselspanning zich zeer weinig aan de relatief hoge inwendige weerstand van elke condensator, doch verdeelt zich over de condensatoren in omgekeerde verhouding tot de capaciteit. Bijgevolg, daar er in een afvlakrichting of in een LF-versterker over een condensator naast de gelijkspanning ook een wissel- of LF-componente aanwezig is, is het niet aan te raden condensatoren van ongelijke capaciteit in serie te schakelen, zelfs indien er spanningsdelers voorzien zijn om de d.c.-spanning binnen de voorgeschreven grenzen te houden.

B.v. indien een 500 volt condensator van $1 \mu\text{F}$ in serie gebruikt wordt met een 500 volt condensator van $4 \mu\text{F}$ over een bron van 250 volt a.c., dan zal de condensator van $1 \mu\text{F}$ een wisselspanning van 200 volt moeten verdragen, terwijl deze van $4 \mu\text{F}$ slechts 50 volt te verwerken krijgt. Een spanningsverdeler om de spanning

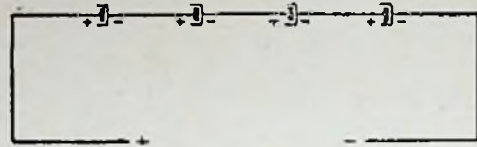


Fig. 24.

Gepolariseerde (electrochemische) condensatoren in serie.

gen gelijk te maken zou hier weinig hulp kunnen bieden, omdat hij een zeer lage weerstand zou moeten hebben, daar de condensatoren ten opzichte van de wisselspanning slechts een zeer lage impedantie vertonen. Dergelijke spanningsdelers zouden 'n zeer overdreven stroomverbruik hebben en practisch niet te gebruiken zijn.

De veiligste regel die men volgen kan, is slechts condensatoren van gelijke waarde en met zelfde bedrijfsspanning te gebruiken en uitgekozen gelijkmakingsweerstand te schakelen over de verscheidene condensatoren teneinde de d.c. spanningsval over iedere condensator gelijk te maken. Dit blijft juist, ongeacht het aantal condensatoren, die in serie geschakeld worden.

ELECTROCHEMISCHE CONDENSATOREN.

Electrochemische condensatoren gebruiken een zeer dun laagje oxide als diëlectricum en zijn gepolariseerd; d.w.z. dat ze een positieve en een negatieve klem vertonen en dat ze op de juiste wijze in de kring moeten geschakeld worden; zoniet slaat het oxidelaagje door en de condensator verhit. Daardoor wordt de condensator onbruikbaar. Wanneer electrochemische condensatoren in serie geschakeld worden, moet de positieve klem steeds verbonden worden aan de positieve geleider van de voeding; de negatieve klem wordt verbonden met de positieve klem van de volgende condensator in de serie. De wijze van in serie schakelen van electrochemische condensatoren wordt voorgesteld in figuur 24.

Gelijkaardige electrochemische condensatoren van dezelfde capaciteit en van dezelfde fabrikant hebben een veel beter overeenstemmende inwendige weerstand, al kan het verschil toch nog zeer merkbaar zijn. Toch zijn ze op dit gebied beter dan de papiercondensatoren; ook hier vindt men de laagste d.c.-spanning aan de klemmen van de zwakste condensator (d.i. met de grootste lek) van de groep.

Wanneer een electrochemische condensator tekenen begint te vertonen van doorlag wegens overdreven spanningen, dan stijgt de lekstroom, wat als gevolg heeft dat de condensator warmer begint te worden en waardoor zijn slechte staat nog verergert. Wordt 'n dergelijke condensator in serie gebruikt met een of meer andere, dan heeft de lagere weerstand (de grootste lekstroom) neiging om een kleinere d.c.-spanning op de verzwakende condensator te laten inwerken en een hogere op de andere. Aldus heeft de condensator met de zwakste lekstroom, meestal dan ook de beste, de sterkste spanning over de klemmen. Om deze reden zijn spanningsverdelende weerstanden niet van essentieel belang bij in serie geschakelde electrochemische condensatoren.

1-6. — KRINGEN MET REACTANTIE EN WEERSTAND.

FAZE.

Wanneer een wisselstroom door een zuivere weerstandkring vloeit, dan zal men vaststellen dat de stroom door maxima en minima zal gaan op juist hetzelfde ogenblik als de spanning. In dit geval zegt men dat de stroom in fase is met de spanning. Om deze reden zal de wet van Ohm even goed van toepassing zijn voor d.c. als voor a.c. wanneer het gaat om zuivere weerstand, op voorwaarde dat dezelfde golfwaarden (hetzij topwaarde, hetzij effectieve) voor spanning en voor stroom in de berekeningen gebruikt worden.

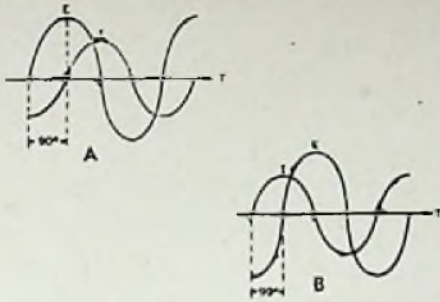


Fig. 25 en 26

De twee figuren A en B tonen resp. de invloed van een zuivere zelfinductie en een zuivere capaciteit (dus zonder ohmsche componenten) op de wisselstroom van een kring. In A (zuivere zelfinductie) is de spanning 90° voor op de stroom. In B (zuivere capaciteit) is de stroom 90° voor op de spanning.

T = tijd.

Heeft een kring buiten de weerstand ook nog zelfinductie of capaciteit, of beiden, dan bereikt de stroom niet zijn maximum op hetzelfde ogenblik als de spanning; daarom is de wet van Ohm niet toepasselijk. We hebben reeds gezegd dat een zelfinductie zich tracht te verzetten tegen elke stroomvariatie; is er in de kring waardoor wisselstroom vloeit, een zelfinductie aanwezig, dan zal men vaststellen dat de stroom slechts zijn maximum zal bereiken na de spanning. Men zegt dan dat de stroom de spanning najaakt, en omgekeerd dat de spanning de stroom voorloopt.

Indien de kring zuiver inductief is, d.i. wanneer er noch weerstand, noch capaciteit in aanwezig is, dan jaakt de stroom 90 graden na zoals in figuur 25. Indien er weerstand aanwezig is, bedraagt de hoek minder dan 90 graden.

Is er alleen capaciteit aanwezig in een a.c.-kring (zonder de minste zelfinductie of weerstand), dan staat men voor het tegenovergesteld verschijnsel: de stroom zal 90 graden voorlopen op de spanning. Aanwezigheid van weerstand zal deze hoek doen afnemen.

VERGELIJKING VAN DE INDUCTIEVE EN CAPACITIEVE REACTANTIE BIJ VARIERENDE FREQUENTIE.

Uit de vergelijking voor de inductieve reactantie leert men dat, wanneer de frequentie groter wordt, de reactantie op overeenstemmende wijze stijgt. De reactantie verdubbelt als de frequentie verdubbelt. Moet de reactantie zeer groot zijn bij een lage frequentie, dan moet de zelfinductie zeer groot zijn.

De vergelijking voor de capacatieve reactantie toont dat de reactantie omgekeerd varieert met de frequentie en de capaciteit. Met een onveranderde capaciteitswaarde vermindert de reactantie als de frequentie stijgt. Met vaste frequentie zal de reactantie groter zijn als de capaciteit vermindert.

Een vergelijking van de twee typen reactantie toont dat in een geval (inductief) de reactantie stijgt met de frequentie, terwijl in het andere (capacitief) de reactantie daalt met de frequentie.

SAMENVOEGING VAN REACTANTIE EN WEERSTAND.

Wanneer een kring, buiten de weerstand, nog een capaciteit of een zelfinductie, of beiden heeft, dan zijn de eenvoudige berekeningen van de wet van Ohm niet toepasselijk wanneer men de totale impedantie ten opzichte van een wisselspanning wil vaststellen. Er moet hier rekening gehouden worden met het feit dat de stroom door de kring wisselstroom is; men moet er rekening mee houden dat buiten de gewone weerstand ook de zelfinductie zich verzet tegen de doorgang van de wisselstroom.

Indien een wisselstroom door een kring loopt waarin

enkel een condensator aanwezig is, dan zijn de verhoudingen van spanning en stroom de volgende:

$$E = IX_C \quad \text{en} \quad I = \frac{E}{X_C}$$

waarin E = de spanning,
I = de stroom in ampere,
X_C = de capacatieve reactantie of 1/2πfC (uitgedrukt in ohm).

ARBEIDSFACITOR.

Het zal nu voor de lezer duidelijk zijn dat in dergelijke kringen, waarin zowel reactantie als weerstand aanwezig is, het onmogelijk is het vermogen te berekenen zoals in een d.c.-kring of in een a.c.-kring waarin spanning en stroom in phase zijn. De reactieve onderdelen zijn er de oorzaak van dat spanning en stroom hun maxima op verschillende ogenblikken bereiken, zoals in de paragraaf «Faze» verklaard werd, en om het vermogen in een dergelijke kring te berekenen er een factor, arbeidsfactor genoemd, bij betrekken.

De arbeidsfactor van een weerstand-reactantiekering is het quotient van de werkelijk verbruikte watt (gemeten door een watt-meter) gedeeld door het product van spanning en stroom:

$$\frac{W}{E \times I}$$

waarin W = het gemeten aantal watt,
E = spanning (V_{eff}),
I = stroom (I_{eff}).

Op een andere wijze voorgesteld heeft men:

$$\frac{W}{E \times I} = \cos \theta$$

De letter θ duidt dus de fazeverschilhoek tussen stroom en spanning aan. Het product van volt en ampere geeft het schijnvermogen van de kring aan en dit moet vermenigvuldigd worden met de cos θ om het werkelijk vermogen te geven. Deze cos θ noemt men de arbeidsfactor van de kring.

Wanneer stroom en spanning in faze zijn is deze factor gelijk aan 1. Resonante kringen of kringen met zuivere weerstanden hebben, zoals men zegt, de eenheids-arbeitsfactor, in welk geval:

$$W = E \times I, \quad W = I^2R, \quad W = \frac{E^2}{R}$$

TOEPASSING VAN DE WET VAN OHM OP WISSELSTROOM.

De wet van Ohm is even goed toepasselijk op a.c. als op d.c.-kringen, op voorwaarde dat de kring uit zuivere weerstand samengesteld is, d.w.z. dat er noch zelfinductie (spoel) noch capaciteit (condensator) in aanwezig is. Vraagstukken nopens gloeidraden, spanningsvalweerstand, verlichtingslampen, verwarmingstoestellen en gelijkaardige inrichtingen met weerstanden, kunnen met behulp van de wet van Ohm opgelost worden, ongeacht of het over wisselstroom of over gelijkstroom gaat. Maakt echter een spoel of een condensator deel uit van de kring, dan moet men rekening houden met een eigenschap, die ze beiden bezitten, namelijk de reactantie.

Heeft een kring slechts zelfinductie, dan wordt de formule:

$$E = IX_L \quad \text{en} \quad I = \frac{E}{X_L}$$

waarin E = spanning,
I = stroom in ampere,
X_L = inductieve reactantie of 2πfL (uitgedrukt in ohm).

Wanneer een kring weerstand, capacatieve reactantie en inductieve reactantie in serie heeft, dan noemt men het totale effectieve verzet tegen de wisselstroom de

impedantie van de kring. Of anders uitgedrukt, de impedantie is de vectorom van de weerstand en het verschil tussen de twee reactanties, waarbij dit laatste deel de netto reactantie vormt.

$$Z = \sqrt{r^2 + (X_L - X_C)^2}$$

of

$$Z = \sqrt{r^2 + \left(2\pi fL - \frac{1}{2\pi fC}\right)^2}$$

- waarin Z = impedantie in ohm,
- r = weerstand in ohm,
- X_L = inductieve reactantie ($2\pi fL$) in ohm,
- X_C = capaciteve reactantie ($1/2\pi fC$) in ohm.

Een voorbeeld zal nuttig zijn om de verhouding van weerstand en reactantie tot de impedantie te verduidelijken. Indien een smoorspoel van 10 henry, een condensator van $2 \mu F$ en een weerstand van 10 ohm (die vertegenwoordigd wordt door de d.c. weerstand van de spoel), allen in serie geschakeld zijn over een spanningsbron van 60 Hz, dan heeft men :

$$X_L = 6,28 \times 60 \times 10 = 3.750 \text{ ohm (ongeveer)}$$

$$X_C = \frac{1.000.000}{6,28 \times 60} = 1.300 \text{ ohm (ongeveer)}$$

$$r = 10 \text{ ohm.}$$

Brengen we deze waarden in de vergelijking voor de impedantie :

$$Z = \sqrt{10^2 + (3.750 - 1.300)^2} = 2.450 \text{ ohm.}$$

Dit is dus ongeveer 250 maal de waarde van de gelijkstroomweerstand van 10 ohm. Het onderwerp der impedantie wordt nog uitvoeriger besproken onder de titel « Resonantiekringen ».

In de praktijk zal de ijzerkern-smoorspoel zich gedragen alsof haar weerstand iets hoger ware dan 10 ohm (de op de ohmmeter afgelezen waarde) omdat er in a.c. ook kernverliezen optreden, die hetzelfde effect vertonen als een bijkomende d.c. weerstand in de kring. Om het vraagstuk te vereenvoudigen werd echter hierboven geen rekening gehouden met de kernverliezen.

1-7. — RESONANTIEKRINGEN.

We raden de lezer aan hier nog even te herzien wat gezegd werd over zelfinductie, capaciteit en wisselstroom, teneinde in staat te zijn de werking van de resonantiekringen volkomen te begrijpen. Wanneer men eenmaal de grondslagen van het voorgaande degelijk meester is, wordt het ook gemakkelijker om de meer ingewikkelde kringen, waarin we dit alles in samenstellingen terugvinden, te vatten.

Figuur 27 toont een zelfinductie, een capaciteit en een weerstand in serie geschakeld met een bron met veranderlijke frequentie, E.

In een kring is steeds enige weerstand aanwezig, want zowel een inductiespoel als een condensator bezitten er in zekere mate. Wanneer men de frequentie van de alternator E doet variëren van nul tot een hoge frequentie, dan zal men een bepaalde frequentie vinden waarbij de inductieve reactantie en de capaciteve reactantie gelijk zijn. Dit noemt men de resonantiefrequentie en in een seriekring zal op deze frequentie de stroom het sterkst zijn. Dergelijke serieresonantiekringen worden hoofdzakelijk gebruikt wanneer het

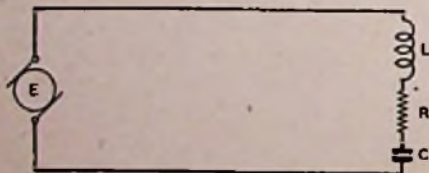


Fig. 27.

Schematische voorstelling van een resonantiekring waarin weerstand aanwezig is.

wenselijk is een bepaalde frequentie door te laten in de kring (lage impedantie voor deze frequentie) terwijl terzelfdertijd deze kring zich zeer sterk verzet tegen de stromen met andere frequenties.

Indien de waarden én van zelfinductie én van capaciteit vast zijn, dan bestaat er slechts een resonantiefrequentie voor de kring.

Om mechanische redenen is het praktischer de capaciteit te doen variëren dan wel de zelfinductie, wanneer men een kring wil verstemen, al kan nochtans ook desgewenst de zelfinductie veranderlijk gemaakt worden.

In de volgende tabel worden vijf totaal verschillende verhoudingen van L tot C gegeven (zelfinductie tot capaciteit), die elk voldoen aan de resonantievoorwaarde $X_L = X_C$. Wanneer de frequentie constant blijft, moet L stijgen en C verminderen om dezelfde reactantie te geven. Figuur 28 toont hoe de twee reactanties variëren met de frequentie ; dit zal heel nuttig zijn om de bespreking te verduidelijken.

Indien zowel zelfinductie als capaciteit veranderlijk gemaakt worden, dan kan de kring veranderd of afgestemd worden zodat een hele reeks combinaties mogelijk worden, die allen zullen resoneren op dezelfde frequentie. Dit begrijpt men gemakkelijker indien men er aan denkt dat de inductieve en de capaciteve reactanties in tegenovergestelde zin variëren, wanneer de frequentie verandert. B.v. indien de frequentie constant blijft en de waarden van de zelfinductie en van de capaciteit worden dan veranderd ; dan heeft men o.a. volgende combinaties met gelijke reactantie :

- Constante frequentie van 60 Hz ;
- L is uitgedrukt in Henry ;
- C is uitgedrukt in microfarad (0,000001 farad).

L	X_L	C	X_C
0,265	100	26,5	100
2,65	1.000	2,65	1.000
26,5	10.000	0,265	10.000
265,00	100.000	0,0265	100.000
2.650,00	1.000.000	0,00265	1.000.000

RESONANTIEFREQUENTIE.

Uit de formule voor de resonantie

$$2\pi fL = \frac{1}{2\pi fC}$$

kan de resonantiefrequentie gemakkelijk gevonden worden. Om f alleen langs ene zijde te brengen, hoeft men slechts beide zijden te vermenigvuldigen met $2\pi f$, wat geeft :

$$4\pi^2 f^2 L = \frac{1}{C}$$

Delend met een grootheid $4\pi^2 f^2 L$, is het resultaat :

$$f^2 = \frac{1}{4\pi^2 LC}$$

Door dan de vierkantswortel van beide zijden te nemen, heeft men :

$$f = \frac{1}{2\pi \sqrt{LC}}$$

- waarin f = frequentie in Hz,
- L = zelfinductie in henry,
- C = capaciteit in farad.

Het is gemakkelijker L en C uit te drukken in kleinere eenheden, vooral bij berekeningen over hoge frequenties ; f kan ook uitgedrukt worden in MHz of kHz. Hier een nuttige groep van dergelijke formules :

$$f^2 = \frac{25.330}{LC}$$

of

$$L = \frac{25.330}{f^2 C}$$

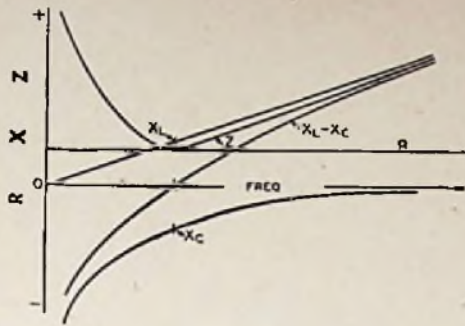


Fig. 28.

Variatie van de reactantie en de impedantie in een serie resonantiekring in functie van de frequentie.

of

$$C = \frac{25.330}{f^2 L}$$

waarin f = frequentie in MHz,
 L = zelfinductie in microhenry,
 C = capaciteit in micromicrofarad.

IMPEDANTIE VAN SERIE-RESONANTIEKRINGEN.

De impedantie over de klemmen van een serie-resonantiekring (figuur 27) is :

$$Z = \sqrt{r^2 + (X_L - X_C)^2}$$

waarin Z = de impedantie in ohm,
 r = de weerstand in ohm,
 X_C = capacatieve reactantie in ohm,
 X_L = inductieve reactantie in ohm.

Uit deze vergelijking ziet men dat de impedantie gelijk is aan de vectorsoam van de kringweerstand en het verschil tussen de twee reactanties. Vermits bij de resonantiefrequentie X_L gelijk is aan X_C , is het verschil tussen hen (zie figuur 28) natuurlijk nul, zodat bij de resonantie de impedantie eenvoudigweg gelijk is aan de weerstand van de kring; en daar in radiokringen de weerstand gewoonlijk zeer laag is, is de impedantie eveneens klein.

Bij frequenties hoger en lager dan de resonantiefrequentie, zal het verschil tussen de twee reactanties een zekere waarde krijgen en zich bij de weerstand komen voegen, zodat de impedantie hoger en hoger wordt naarmate de kring verder veresteld wordt van de resonantiefrequentie.

Indien X_C groter is dan X_L dan geeft de term $(X_L - X_C)$ een negatief getal. Men hoeft zich hier echter niet over te bekommeren, omdat wanneer het verschil in het vierkant verheven wordt, het produkt steeds positief is. Dit betekent dat men steeds de kleinste reactantie van de grootste kan aftrekken, ongeacht of deze inductief of capacatief is, en dat het verschil in het vierkant verheven wordt.

SPANNING EN STROOM IN SERIE-RESONANTIEKRINGEN.

De formules om stromen en spanningen te berekenen in serie-resonantiekringen gelijken op deze van de wet van Ohm.

$$I = \frac{E}{Z} \quad E = IZ.$$

$$I = \frac{E}{\sqrt{r^2 + (X_L - X_C)^2}}$$

$$E = I \sqrt{r^2 + (X_L - X_C)^2}$$

Een onderzoek van de bovenstaande formules leidt tot de volgende besluiten, die toepasselijk zijn op de

serie-resonantiekringen : Wanneer de impedantie laag is, zal de stroom groot zijn; omgekeerd, wanneer de impedantie hoog is, zal de stroom klein zijn.

Vermits we weten dat de impedantie minimum zal zijn bij de resonantiefrequentie, kunnen we besluiten dat de stroom op dit punt maximum zal zijn. Indien in een grafische voorstelling de stroom aangetekend wordt ten overstaan van de frequentie langs beide zijden van de resonantiefrequentie, dan krijgt men een kromme, die de resonantiekromme genoemd wordt. Een dergelijke kromme is afgebeeld in figuur 29.

Verschillende factoren kunnen de vorm van deze kromme beïnvloeden, waarbij de weerstand en de verhouding L/C de belangrijkste zijn. De krommen B en C van figuur 29 tonen de invloed van het bijvoegen van stijgende waarden van weerstand in de kring. Men ziet dat de toppen minder en minder scherp worden, wanneer de weerstand stijgt; men kan dus zeggen dat de selectiviteit van de kring hierdoor vermindert. In dit geval kan de selectiviteit van een kring bepaald worden als de bekwaamheid van een kring om onderscheid te maken tussen de resonantiefrequentie en de frequenties, die er naast liggen.

SPANNING OVER SPOEL EN CONDENSATOR IN EEN SERIEKRING.

Daar de a.c. of HF-spanning over een spoel en een condensator evenredig is met de reactantie (voor een gegeven stroomsterkte), kunnen de werkelijke spanningen over een spoel en over een condensator verscheidene malen groter zijn dan de klemspanning van de kring. Daar bovendien de afzonderlijke reactanties zeer groot kunnen zijn, kan b.v. de spanning over een condensator groot genoeg zijn om een doorslagvonk te verwekken, zelfs wanneer de aangelegde spanning een waarde heeft, die merkkelijk onder de aangegeven maximum veiligheidswaarde van de condensator ligt.

FACTOR Q. SCHERPTE VAN DE RESONANTIE.

Een uiterst belangrijke eigenschap van een condensator of een spoel is zijn kwaliteitsfactor, meestal zijn factor Q genoemd. Het is in de eerste plaats deze factor Q die de resonantiescherpte van een afstemkring bepaalt. Deze factor kan uitgedrukt worden als de verhouding van de reactantie tot de weerstand, dus :

$$Q = \frac{2\pi fL}{R}$$

waarin R = de totale weerstand.

De werkelijke weerstand van een draad of een spoel kan veel groter zijn dan de d.c. waarde, wanneer de spoel gebruikt wordt op hoge frequenties; dit is een gevolg van het feit dat de stroom niet vloeit door gans de doorsnede van de draad, doch een neiging heeft om

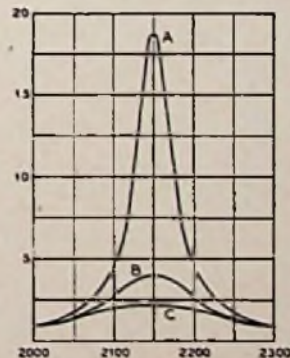


Fig. 29.

RESONANTIEKROMME

De resonantiekromme toont de invloed van de weerstand op de selectiviteit van een afgestemde kring. Bij de kromme « A » is de weerstand het kleinste (de factor Q het grootst); bij kromme « C » is de weerstand groot (en de Q klein).

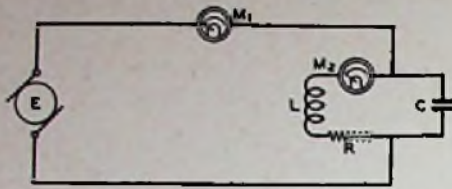


Fig. 30

PARALLELE RESONANTIEKRING

De zelfinductie L en de capaciteit C vormen de reactieve elementen van deze parallel resonantiekring en de weerstand R verbeeldt de som van de HF-weerstanden van de spoel en de condensator alsmede de door de belasting gereflecteerde weerstand. In de meeste gevallen heeft de afstemcondensator een veel lagere HF-weerstand dan de spoel en kan bijgevolg verwaarloosd worden in vergelijking met de spoelweerstand en de gereflecteerde weerstand. De meter $M1$ geeft de «lijnstroom» aan, die de kring in oscillatie houdt. De meter $M2$ geeft de inwendige stroom in de kring, die gelijk is aan de lijnstroom vermenigvuldigd met de factor Q van de kring.

zich meer en meer tot de oppervlakte te bepalen naarmate de frequentie stijgt. Dit noemt men het huid-effect (skin-effekt).

Het werkelijk stroomvoerend deel van de draad vermindert bijgevolg en dus stijgt de weerstand. Dit effect wordt nog opvallender in vierkante of rechthoekige geleiders omdat de voornaamste stroomweg neiging heeft om zich tot de vier hoeken te bepalen.

Een onderzoek van de vergelijking voor de factor Q zou het idee kunnen wekken dat, zelfs indien de weerstand met de frequentie stijgt, de inductieve reactantie hetzelfde doet en dat de Q aldus constant blijft. In de praktijk is dit echter slechts waar op zeer lage frequenties; gewoonlijk stijgt de weerstand veel sneller dan de reactantie, met als gevolg dat de Q stilaan daalt met stijgende frequentie.

De Q van een condensator is gewoonlijk veel groter dan deze van de beste spoel. Daarom is het meestal de kwaliteit van de spoel die de totale Q van een kring beperkt.

Op geluidsfrequenties veroorzaken de verliezen in de kern bij ijzerkernspoelen een veel lagere Q -waarde, dan deze die men zou verkrijgen door de eenvoudige verhouding reactantie/weerstand. Het is duidelijk dat de kernverliezen zich bij de kringweerstand voegen, juist alsof deze verliezen in de draad zelf zouden optreden.

PARALLELE RESONANTIE.

In HF-kringen ontmoet men vaker de parallel resonantie (beter ware het de term antiresonantie te gebruiken); deze vormt trouwens de basis van alle zender- en ontvangerschakelingen. Een dergelijke kring is afgebeeld in figuur 30.

DE AFSTEMKRING («TANK»-KRING).

In tegenstelling met de serie-resonantiekring zijn hier L (zelfinductie) en C (capaciteit) in parallel geschakeld, als kan de combinatie in haar geheel beschouwd worden als zijnde in serie met het overige van de kring. Deze combinatie van L en C samen met R (vooral besloten in L) wordt soms «tank»kring genoemd, omdat haar werkelijke taak is als vergaarbak te dienen in de uitwendige kring van een radiolamp.

In tegenstelling met de serie-resonantie moet men hier rekening houden met twee soorten stromen: (1) de lijnstroom of voedingsstroom, die op $M1$ afgelezen wordt, (2) de inwendige stroom, die vloeit in het parallel geschakelde gedeelte van de kring en gevormd door L - C - R . Zie figuur 30.

Bij de resonantiefrequentie zal de lijnstroom (afgelezen op meter $M1$) tot een zeer kleine waarde dalen, al kan de in de L - C -kring vloeiende stroom zeer sterk

zijn. Het is van belang op te merken dat de parallel resonantiekring op een duidelijk tegengestelde wijze werkt in vergelijking met de serie-kring, waarin de stroom maximum en de impedantie minimum is bij de resonantie. Om deze reden wordt bij de parallel-resonantiekring meer nadruk gelegd op de impedantie dan op de stroom. Het is eveneens betekenisvol dat de impedantiecurve van de parallelkring ongeveer gelijk is aan de stroomcurve van de seriekring. De impedantie bij de resonantie wordt uitgedrukt als volgt:

$$Z = \frac{(2\pi fL)^2}{R}$$

waarin Z = de impedantie in ohm,

L = de zelfinductie in henry,

f = de frequentie in Hz,

R = de weerstand in ohm.

Men kan de impedantie nog uitdrukken in functie van Q :

$$Z = 2\pi fLQ$$

wat aantoont dat de impedantie van een kring rechtstreeks evenredig is met zijn werkelijke factor Q bij de resonantie.

De in figuur 29 weergegeven krommen kunnen ook toegepast worden op de parallel resonantie. Ook hier zal het toevoegen van weerstand als gevolg hebben dat de kromme breder wordt en de top lager. Daar de spanning van de kring rechtstreeks evenredig is met de impedantie, en daar het deze spanning is, die gevoerd wordt naar het rooster van een detector- of versterkerlamp, moet de kring een scherpe top vertonen om selectief te zijn. Is de kromme breed en vlak dan komen zowel het gewenste sein en de storende seinen, die dicht bij de resonantiefrequentie liggen, met ongeveer gelijke spanningen op het rooster van de lamp en dan is de kring niet-selectief.

INVLOED VAN DE VERHOUDING L/C IN PARALLELE KRINGEN.

Om de hoogst mogelijke spanning op te wekken op de klemmen van een parallel resonantiekring, moet de impedantie van de kring zeer groot zijn. Met gewone spoelen zonder buitengewone Q zal de impedantie des te groter zijn naarmate de verhouding zelfinductie/capaciteit groter is, d.i. wanneer L groot is in verhouding tot C . Wanneer de weerstand van de kring klein is, zal X_L gelijk zijn aan X_C bij maximum impedantie. Er zijn talloze verhoudingen van L en C , waarbij de reactantie gelijk is voor een gegeven resonantiefrequentie, juist zoals bij de serie resonantiekring.

Wanneer in de praktijk een bepaalde waarde van zelfinductie afgestemd wordt door een veranderlijke capaciteit over een vrij brede frequentieband, dan zal de L/C -verhouding klein zijn bij de laagste frequentie en groot bij de hoogste. Bijgevolg zal de kring een ongelijke versterking en selectiviteit hebben aan de twee bandeinden. Een verhoging van de Q van de kring (vermindering van de weerstand) zal klaarblijkelijk én selectiviteit én versterking verbeteren.

RESONANTIESTROOM IN DE AFSTEMKRING.

De factor Q van de kring heeft een zeer grote invloed op de stroom, die bij resonantie door de kring vloeit. Deze kringstroom benadert zeer dicht de lijnstroom vermenigvuldigd met de effectieve factor Q . B.v. een HF-lijnstroom van 0,050 A en een kring met een Q -factor van 100 zal een inwendige kringstroom geven van ongeveer 5 ampere. Hieruit kan men opmaken dat zowel de spoel als de verbindingsdraden in een kring met hoge Q -factor een zeer kleine weerstand moeten hebben, vooral bij zenders met groot vermogen, indien men de verliezen door verwarming tot een minimum wil beperken.

Daar de spanning op de afstemkring bij resonantie bepaald wordt door de factor Q , is het mogelijk zeer hoge topspanningen te ontwikkelen in een kring met hoge Q en dit met slechts een kleine lijnstroom.

INVLOED VAN DE KOPPELING OP DE IMPEDANTIE.

Wordt een parallel resonantiekring met een andere kring gekoppeld, zoals b.v. een antenne-uitgangskring, dan verminderen de impedantie en de effectieve Q naarmate de koppeling dichter is. De invloed van een vastere (dichtere) koppeling is dezelfde als deze van het toevoegen van een werkelijke weerstand in de parallelkring. De weerstand die aldus in de afstemkring verwekt wordt, kan beschouwd worden als weerkaatst vanuit de uitgangs- of belastingskring naar de stuurkring.

VLEGGWIELEFFECT VAN DE TANKKRING.

Wanneer de anodekring van een klas B of klas C lamp (waarover meer verteld wordt in hoofdstuk 3) verbonden wordt met een parallel resonantiekring, die op dezelfde frequentie afgestemd is als de stuurspanning van de versterker, dan dient de anodestroom om deze L/C-kring in een oscillerende toestand te houden.

De anodestroom wordt in korte stoten aangevoerd, die zelfs de vorm niet vertonen van een sinusgolf, al wordt het rooster wel door 'n sinusvormige spanning gestuurd. Deze stoten van de anodestroom worden omgezet in een sinusgolf in de anodeafstemkring dank zij de « Q » of het vliegwieleffect van de tank.

Indien de afstemkring niet een zeker verlies moest vertonen ingevolge de weerstand, dan zou hij, wanneer hij eens een stootje heeft gekregen door een enkele pulsatie, in het oneindige blijven oscilleren. Met een matige weerstand of «wrijving» in de kring zal de tank nog wel inertie hebben en na het ontvangen van een stoot nog een tijdje blijven oscilleren met dalende amplitude. Met een dergelijke kring wordt een bijna zuivere sinus-golf gevormd op de klemmen van de kring, zelfs indien er aan de kring slechts energie toegevoerd wordt in de vorm van korte stoten, zolang deze stoten op regelmatige tijdsafstanden aankomen en een frequentie hebben, die dezelfde is als de resonantiefrequentie van de tank.

Een andere manier om zich de actie van de resonantiekring duidelijk te maken is zich te herinneren dat een resonantiekring met een middelmatige factor Q zeer energiek de harmonischen van de resonantiefrequentie zal weren. De vervormde anodestroomstoten van een klas C-versterker bevatten niet alleen de grondfrequentie (deze van de roosterstuurspanning) doch eveneens hogere harmonischen. Daar de afstemkring een lage impedantie vertoont voor de harmonischen en een grote impedantie voor de grondfrequentie (die de resonantiefrequentie is van de kring), zal alleen de grondfrequentie — een sinusvormige spanning — op de klemmen van de kring met nuttige amplitude optreden.

1-8. — TRANSFORMATOREN.

Wanneer twee spoelen in dergelijke inductieve verhouding worden geplaatst tot elkaar dat de krachtlijnen van de ene de windingen van de andere snijden en er zo een spanning in induceren, dan noemt men dergelijke combinatie een transformator. Deze naam is afgeleid van het feit dat op die wijze een spanning kan omgezet of getransformeerd worden in een andere. De inductiespoel waarin de oorspronkelijke stroom vloeit wordt de primaire genoemd; de spoel die de geïnduceerde spanning ontvangt, heet de secundaire. In de voedingstransformator van een ontvanger b.v. is de spoel waardoor de 110 of 220 volt a.c. vloeit de primaire en de spoel waarvan de hogere of lagere spanningen verkregen worden de secundaire.

Transformatoren kunnen ijzerkernen of luchtkernen hebben, dit naargelang ze op hoge of op lage frequenties werken. De lezer moet het zich goed in het hoofd prenten dat er alleen stroom van de ene kring naar de andere kan overgebracht worden, indien de stroom door de primaire wisselstroom is of minstens varieert. Hieruit moet hij dan tevens het besluit trekken dat een voedingstransformator in geen geval werken kan wanneer de primaire gevoed wordt met een niet pulserende gelijkstroom.

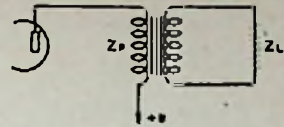


Fig. 31.

De gereflecteerde (spiegel-) impedantie Z_p varieert evenredig met Z_L en evenredig met het vierkant van de verhouding der toerentallen.

Een voedingstransformator heeft gewoonlijk een magnetische kern, die bestaat uit ijzer in de vorm van plaatjes, die rechthoekig of vierkantig gesneden zijn en in het midden een opening of venster hebben. Er kunnen verscheidene secundaire windingen aanwezig zijn, die dan vaak elk een verschillende spanning leveren. De secundaire spanning is evenredig met het aantal windingen en met de primaire spanning.

SOORTEN TRANSFORMATOREN.

Transformatoren worden in wisselstroomkringen gebruikt om vermogen onder een zekere spanning en impedantie met een andere spanning en impedantie naar een andere kring over te brengen. Transformatoren voor netspanningen worden besproken in het hoofdstuk over de voedingsinrichtingen. De twee andere typen worden besproken in hoofdstuk 3.

DE AUTO-TRANSFORMATOR.

Het transformatortype van figuur 32, gewikkeld uit dikke draad op een ijzerkern, is een vaak aangewend onderdeel in primaire kringen met als doel de netspanning te verhogen of te verlagen. In feite is het slechts een ononderbroken winding met op bepaalde punten aftakkingen waarbij de netspanning aangelegd wordt aan de onderste klem en aan de aftakkingen. Wordt de uitgangsspanning aan dezelfde punten afgenomen, dan zal de spanningsverhouding 1/1 bedragen, d.w.z. de ingangsspanning en uitgangsspanning zullen gelijk zijn. Verplaatst men echter de uitgangsaftakking meer naar het gemeenschappelijke punt, dan zal er een vermindering zijn van de toerenverhouding en bijgevolg een vermindering van de uitgangsspanning.

Het omgekeerde is eveneens waar, wanneer de uitgangsaftakking naar boven verplaatst wordt; in dit geval zal er een stijging van de spanning zijn. De oorspronkelijke instelling van de middenste ingangsaftakking wordt derwijze gekozen dat het aantal windingen een voldoende reactantie zou hebben om de onbelaste primaire stroom binnen redelijke perken te houden.

1-9. — ELECTRISCHE FILTERS.

Er bestaan vele gevallen waar het wenselijk is de d.c. componente door te laten zonder de a.c. componente van de stroom, of waar men alle frequenties boven of onder een bepaalde frequentie moet doorlaten, terwijl alle andere geweerd of minstens sterk verzwakt moeten worden, of waar het nodig is een zekere frequentieband door te laten terwijl alle andere frequenties verzwakt worden.

Dit alles kan verwezenlijkt worden met behulp van aangepaste combinaties van zelfinducties, capaciteiten en weerstanden. Over deze elektrische filters werden hele boeken geschreven en het is dus begrijpelijk dat het in dit boek, dat de algemene radiotheorie in een enkel hoofdstuk behandelt, onmogelijk is er meer dan heel oppervlakkig over te spreken.

Een filter is gebaseerd op het feit dat het 'n zeer hoge impedantie vertoont voor de ongewenste frequentie en slechts een zeer kleine voor de gewenste. Dit is eveneens van toepassing op gelijkstroom met een wisselstroomcomponente, daar, voor zover het de bespreking van filters betreft, men de d.c. kan beschouwen als een wisselstroom met frequentie nul.

Soms is een shunt of parallel onderdeel van een L-C-filter in resonantie met een reactantie van tegengesteld teken. In dit geval spreekt men van 'n sectie in

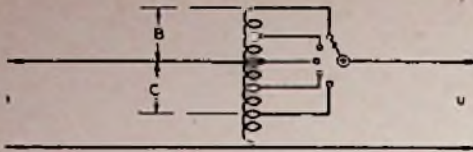


Fig. 32.

DE AUTOTRANSFORMATOR

Schema van een autotransformator, dat aangeeft hoe hij met het net en met de belasting moet verbonden worden. Moet hij slechts een kleine verhoging of verlaging van de spanning geven, dan kan de autotransformator, bij gelijk vermogen, veel kleiner zijn dan een gewone transformator met geïsoleerde primaire en sekundaire.

- I = ingangsspanning ;
- V = uitgangsspanning ;
- B = spanningsverhoging ;
- C = spanningsverlaging.

M-derivaten. Wordt de bijgevoegde reactantie aan een serie-arm gehecht, dan spreekt men van een sectie in shunt-derivatie; is ze gevoegd bij een shunt-arm, dan spreekt men van een serie-derivatie.

Een derivatie-filter snijdt scherper af dan een gewone filter met konstante K, doch verwekt minder verzwakking dan deze voor frequenties die ver van de snijfrequentie liggen. De invloed van het in resonantie brengen der serie-zelfinductie in een π -filter om een M-derivatiefilter te vormen wordt in figuur 33 aangegeven. De frequentie van de inzinking wordt bepaald door de resonantiefrequentie van het afgestemde filteronderdeel. Hoe meer de resonantiefrequentie de snijfrequentie nadert, des te sterker zal de verzwakking zijn bij de snijding, doch des te minder de verzwakking (of attenuatie) op frequenties, die ver van de snijfrequentie liggen.

De waarde van de verzwakking bij de inzinking, wanneer men een filter met derivatie gebruikt, wordt bepaald door de effectieve Q van de resonantiekering.

Vaak worden een K-sectie en een M-sectie in serie

geschakeld om de gecombineerde karakteristiek te verkrijgen van een scherpe afsnijding en een goede verzwakking op afgelegen frequenties. Dit noemt men samengestelde filters.

Alle filters vertonen enige tussenvoegingsverliezen. Dit is de verzwakking (die praktisch gelijkmatig is) ondergaan door alle frequenties in de doorlaatband. Deze verliezen variëren volgens het filtertype, de Q van condensatoren en spoelen en het gebruikte type van uitgang.

BEREKENING VAN ELECTRICHE FILTERS.

Electriche filters zijn sinds lang in gebruik in sommige amateursenders in het LF-gebied teneinde het doorzenden van ongewenste hoge frequenties te beletten om zo de bandbreedte van het telefoniesignaal te verminderen. Een der laatste toepassingen van filters zijn de meer en meer in voege komende afknijp-filters, die verder in dit boek beschreven worden. De doeltreffendheid van een behoorlijk berekend en gebruikt filter voor de vermindering van QRM mag niet onderschat worden.

Figuur 33 levert gegevens voor de berekening en opstelling van π -filters zoals ze meestal gebruikt worden in afknijpfilters. Gebruikt men slechts een filtersectie, dan verdient het de voorkeur een M-type te gebruiken met $M = 0,6$, zoals figuur 33 het vooropstelt. Worden meer dan een sectie gebruikt — en de toevoeging van een of twee secties zal veel bijdragen tot de vermindering van de bandbreedte van het signaal — dan kan men een ingang nemen in M-derivatie gevolgd door een K-sectie; beter nog is vermoedelijk een M-sectie in het midden met een halve sectie als ingang en uitgang.

Een M-sectie met $M = 0,6$ zal de meeste voldoening schenken als ingangsectie (of halve sectie) van iedere filter, daar de impedantie van een dergelijke sectie de grootste konstantheid heeft over heel de doorlaatband van de filter.

Als eenvoudige filters kan men kiezen tussen de typen L, T of π . Daar het π -type het meeste gebruikt wordt, geeft figuur 33 er de gegevens voor berekening en de karakteristieken van.

BEREKENING VAN π -FILTERS				
	CONSTANTE K	M = 0,6	1/2 INGANGSSECTIES	
LAGE DOORLAAT	<p>R = Belastingweerstand.</p> <p>f_2 = snijfrequentie.</p> <p>f_∞ = frequentie met een grote attenuatie.</p> $L_k = \frac{R}{\pi f_2}$ $C_k = \frac{R}{\pi f_2 R}$ $M = \sqrt{1 - \left(\frac{f_2}{f_\infty}\right)^2} = 0,6$	<p>$L_1 = L_k$</p> <p>$C_2 = C_k$</p>	<p>$L_1 = 0,6 L_k = M L_k$</p> <p>$C_1 = 0,267 C_k = \frac{1-M^2}{4M} C_k$</p> <p>$C_2 = 0,6 C_k = M C_k$</p>	<p>Zelfde waarden als $M = 0,6$.</p> <p>Zelfde kromme als $M = 0,6$.</p>
	HOGE DOORLAAT	<p>R = Belastingweerstand.</p> <p>f_1 = snijfrequentie.</p> <p>f_∞ = frequentie met een grote attenuatie.</p> $L_k = \frac{R}{4\pi f_1}$ $C_k = \frac{R}{4\pi f_1 R}$ $M = \sqrt{1 - \left(\frac{f_\infty}{f_1}\right)^2} = 0,6$	<p>$C_1 = C_k$</p> <p>$L_2 = L_k$</p>	<p>$L_1 = 3,75 L_k = \frac{4}{1-M^2} L_k$</p> <p>$C_1 = \frac{C_k}{0,6} = \frac{C_k}{M}$</p> <p>$L_2 = \frac{L_k}{0,6} = \frac{L_k}{M}$</p>

Fig. 33.

Met behulp van bovenstaande krommen en vergelijkingen is het mogelijk de juiste waarden van zelfinductie en capaciteit te bepalen voor de bijzonderste praktische π -filters,

Principes van de Radiobuis

Het vertrekpunt van de ontwikkeling van de vacuumbuis was de ontdekking in 1890 door Thomas Edison van een feit dat een verhitte gloeidraad electronen afgeeft aan een koude plaat, die in dezelfde luchtledige ruimte is aangebracht. Later ontdekte men dat, wanneer deze plaats of anode positief geladen wordt ten opzichte van de gloeidraad, er een veel groter aantal door de gloeidraad uitgestraalde electronen door de anode aangetrokken wordt. Bovendien werd vastgesteld dat, indien de anode negatief geladen werd ten opzichte van de gloeidraad, de electronenstroom naar de anode ophield. Deze klepwerking maakte het de electronenbuis mogelijk als gelijkrichter dienst te doen, vermits de stroom slechts in een enkele richting doorgelaten wordt. Deze gelijkrichtende werking van een twee-electroden buis of diode wordt gebruikt voor het verkrijgen van gelijkstroom uit een wisselstroomnet.

THERMIONISCHE EMISSIE.

De vrije electronen in elk metaal zijn voortdurend in beweging bij alle temperaturen. Bij de gewone atmosferische temperaturen hebben deze electronen echter niet voldoende energie om de oppervlakte van de stof te verlaten. Het is nodig een of andere vorm van uitwendige energie aan te voeren om dit uitstralen of deze emissie mogelijk te maken. Wordt deze energie geleverd onder de vorm van warmte dan noemt men het resultaat de thermionische emissie; wordt de energie toegevoerd onder vorm van licht, dan krijgt men de foto-emissie. Het verschijnsel van de foto-emissie wordt toegepast in de foto-electrische cellen, terwijl de thermionische emissie de electronen levert voor de werking van de vacuumbuizen.

Om de thermionische emissie te doen plaats vinden is het nodig dat de kathode of de gloeidraad van de vacuumbuis derwijze verhit worden dat de vrije electronen in de emissie laag een voldoende snelheid krijgen om de oppervlakte te verlaten. De warmtegraad, die de straler moet bereiken varieert fel volgens het type. Daar men thans een aantal verschillende typen gebruikt in de zend- en ontvanguizen, zullen we ze afzonderlijk beschrijven.

2-1. — KATHODEN.

De in de huidige vacuumbuizen gebruikte stralers of kathoden kunnen in twee groepen verdeeld worden: de rechtstreeks verhitte of gloeidraadtypen en de onrechtstreeks verhitte of gloeidraad-kathodetypen. De rechtstreeks verhitte kunnen nog verder verdeeld worden in drie reeksen, die nog allen regelmatig gebruikt worden in de moderne lampen: de zuivere wolfram gloeidraad, de thorium-wolfram gloeidraad en de gloeidraad met oxidelaag.

DE GLOEIDRAAD UIT ZUIVER WOLFRAAM.

Zuivere wolfram werd als gloeidraad gebruikt in bijna al de eerste zend- en ontvanguizen. Toch is het thermionisch rendement (het aantal milliamperenemissie per watt verhittingsvermogen) tamelijk klein, bij het gebruik wordt de draad zeer broos, zijn levensduur is beperkt en hij kan op elk ogenblik doorbranden. Gloeidraden uit zuivere wolfram moeten wit gloeiend worden (ongeveer 2500° Kelvin). Daarom werden deze

gloeidraden vervangen door andere typen overal waar het mogelijk was. Toch worden ze nog steeds bijna algemeen gebruikt in de buizen met waterkoeling en in sommige trioden met luchtkoeling van groot vermogen, waar andere typen niet bruikbaar zouden zijn. Wolfram gloeidraden geven de beste uitslagen voor lampen met grote vermogens en hoge spanningen waar de electronenstraler als gevolg van de restgassen in de buizen onderworpen is aan een sterk bombardement met positieve ionen. Hieraan weerstaat de zuivere wolfram het best.

DE THORIUM-WOLFRAAM GLOEIDRAAD.

Bij proeven met wolfram gloeidraden werd vastgesteld dat gloeidraden uit wolfram, dat een beetje thorium inhield (of thoriumoxide) als onzuiverheid, een veel groter emissievermogen hadden dan deze uit zuiver metaal. Latere verbeteringen brachten dan de thorium-wolfram gloeidraden met zeer hoog rendement, die in bijna alle zendbuizen van middelmatig vermogen gebruikt worden.

Thorium-wolfram stralers bestaan uit een wolframdraad, die 1 tot 2 % thorium inhouden. De activatiemethode verschilt van de ene fabrikant tot de andere doch komt in hoofdzaak neer op het volgende: (1) de buis wordt luchtledig gemaakt; (2) men laat de gloeidraad gedurende een korte tijdsperiode branden op ongeveer 2900° Kelvin om de oppervlakte te zuiveren en een deel van de thoriumoxyde te reduceren tot thoriummetaal; (3) men laat de gloeidraad gedurende langere tijd branden op ongeveer 2100° Kelvin om een laagje thorium op 't wolfram te vormen; (4) de temperatuur wordt vermindert tot 1600° Kelvin en men voert een hoeveelheid zuiver hydrocarburegas aan om een laag wolframcarbide te vormen op de oppervlakte van het wolfram. Dit laagje vermindert de verdampingssnelheid van 't wolfram bij de normale bedrijfstemperatuur en verhoogt alzo de levensduur van de buis. Verdamping van thorium is een normaal gevolg bij het werken van de buis. Het carbidelaagje op de wolfram heeft dan ook als verder doel reduceringsagent te zijn om uit de thoriumoxyde nieuw thorium te produceren ter vervanging van hetgeen door verdamping verloren ging. Bij de normale werking van de buis diffuseert dit nieuw thorium zich regelmatig over de oppervlakte. De laatste bewerking bij het activeringsproces van een thorium-wolfram gloeidraad is (5) het opnieuw ledig maken van de buis, waarna men de nieuwe gloeidraad gedurende een lange tijd laat gloeien op de normale bedrijfstemperatuur van ongeveer 1900° Kelvin.

REACTIVERING VAN THORIUM-WOLFRAAM GLOEIDRADEN.

Thorium-wolfram gloeidraden (en alleen deze), die « leeg » zijn als gevolg van een onvoldoende gloeispanning, van een zware tijdelijke overbelasting, van een minder zware doch langdurige overbelasting of zelfs door normaal gebruik, kunnen vaak gereactiveerd worden door een methode die gelijk is op hun oorspronkelijke activering. Doch slechts buizen die het einde van hun normale nuttige levensduur niet al te dicht benaderen zijn hiervoor vatbaar. De gloeidraden van sommige buizen kunnen drie of viermaal gereactiveerd worden voor ze onherroepelijk uitgeput zijn.

De werkwijze is zeer eenvoudig en vereist slechts een transformator met aftakkingen tot ongeveer 25 volt

maximum. De buis wordt op een buisvoet aangebracht en enkel de gloeidraad wordt verbonden. Men verwarmt dan de gloeidraad gedurende 20 tot 40 seconden met een spanning die $1\frac{1}{2}$ tot 2 maal de normale waarde heeft. Gedurende deze tijd zal de gloeidraad zeer helder oplichten en indien er nog een beetje thoriumoxyde over is (tenminste indien de buis geen fout vertoont zoals onvoldoende luchtdichtheid), dan zal een beetje van dit oxyde tot metaal gereduceerd worden. Men laat daarna de buis gedurende 30 minuten tot 3 of 4 uren gloeien met een overspanning van 15 tot 25 % om dit nieuw thorium naar de oppervlakte te laten komen.

Dan moet de buis uitgetest worden om te zien of ze tekenen vertoont van vernieuwde levenslust. Is dit het geval, maar nog niet voldoende, dan zet men de overspanningsverhitting, nu van 10 tot 15 %, nog enkele uren voort. Hierdoor moet de buis ongeveer normaal worden. Blijft de buis ook hierna nog tamelijk zwak, dan kan men als laatste poging het gehele proces nog eens herhalen.

Zoals hierboven aangestipt werd werken de thorium-wolfram gloeidraden op ongeveer 1900° Kelvin met een hel-geel licht. Een doorbranden bij de normale gloeispanning is bijna uitgesloten. De fabrikanten geven voor dit type een normale levensduur aan van 1000 uren. Sommige typen kunnen echter een veel langere levensduur hebben, doch de gemiddelde zendbuis zal een nuttige levensduur hebben van 1000 tot 5000 uren.

GLOEIDRAAD MET OXYDELAAG.

De moderne gloeidraad met het beste rendement is het type met een oxydelaag, die bestaat uit een mengeling van barium en strontium oxyden, dat aangebracht is op een draad of bandje van een nikkellegering. Deze gloeidraad werkt op een donker rode of oranje-rode temperatuur (1050 tot 1170° Kelvin) en straalt op deze temperatuur grote hoeveelheden electronen uit.

Het rendement van de gloeidraad met oxydelaag is iets groter dan deze van een thorium-wolfram gloeidraad van kleine afmetingen en heeft een belangrijk kleinere kostprijs. Daarom worden ze gebruikt in alle ontvangbuizen en in een hele reeks zendlampen met klein vermogen. Een ander voordeel is hun zeer grote levensduur — men kan een gemiddelde duur verwachten van 3000 tot 5000 uren. Met kleine belasting hebben sommige van deze gloeidraden het gebracht tot een levensduur van 50.000 uren voor ze belangrijke veranderingen van hun karakteristieken vertoonden.

Gloeidraden met oxydelaag hebben echter het nadeel dat ze niet geschikt zijn voor lampen met meer dan 750 volt rechtstreekse anodespanning. Dit nadeel vindt zijn oorsprong in (1) de hoge temperaturen die noodzakelijk zijn om de buizen met hoge spanning te ontgassen en die de activiteit van deze gloeidraden fel verminderen; (2) in het feit dat zelfs in de goed ontgaste lampen met hoge spanningen een sterk bombardement met positieve ionen ontstaat, wat de oxydelaag op de gloeidraad vernietigt.

De activering van gloeidraden met oxydelaag verschilt eveneens volgens de fabrikant doch bestaat in hoofdzaak uit een verhitting van korte duur van de draad, die op voorhand overtrokken is met een laagje barium en strontium carbonaten, tot een temperatuur van ongeveer 1500° Kelvin: daarna brengt men een potentiaal aan van 100 tot 200 volt, doorheen een beschermingsweerstand om de emissiestroom te beperken. Dit proces reduceert de carbonaten thermisch tot oxyde, zuivert de gloeidraadoppervlakte van vreemde lichamen en vormt kleine hoeveelheden barium en strontium in metaalvorm op de oppervlakte.

Reactivering van een gloeidraad met oxydelaag is onmogelijk, daar er steeds een voldoende reductie van de oxyden en diffusie van de metalen op de oppervlakte plaats heeft om aan de emissievereisten van de kathode te voldoen.

ONRECHTSTREEKSE VERHITTING.

De kathode met onrechtstreekse verhitting werd ontwikkeld toen er vraag ontstond naar een electronen-

straler, die kon gebruikt worden rechtstreeks vanaf een wisselstroombron en toch geen brom zou verwekken, zelfs in voorversterkertrappen. Ze bestaat hoofdzakelijk uit een buisje uit een nikkellegering met een laagje strontium en barium oxide zoals op de gloeidraad met oxidelaag. In het buisje is een gloeidraad aangebracht, die van het buisje geïsoleerd is en gevormd wordt door een dubbele spiraal wolframdraad. Deze gloeidraad wordt gemaakt voor verschillende gloeispanningen van 2 tot 117 volt, al is 6,3 volt veruit de meest gebruikte waarde. Deze gloeidraad werkt op een voldoende hoge temperatuur om de kathode zelf in 15 tot 30 seconden tot de bedrijfstemperatuur te brengen. De warmtekoppeling tussen gloeidraad en kathode geschiedt hoofdzakelijk door straling al is er ook wel enige thermische geleiding door de isoleerstof, die zowel in verbinding is met de gloeidraad als met het kathodebuisje.

Onrechtstreeks verhitte kathoden worden gebruikt voor alle op wisselspanning werkende buizen, die gemaakt zijn voor de trappen van versterking op laag peil, zowel in HF als in LF. Doch ook vele eindbuizen voor ontvangers (6L6, 6V6, 6F6 en 6K6-GT) en sommige zendbuizen met klein vermogen (802, 807, 815, 3E29, T21 en RK39) hebben een onrechtstreeks verhitte kathode. Wanneer in universele ontvangers (d.i. zowel voor gelijk- als voor wisselstroom) een aantal buizen in serie moeten geschakeld worden, gebruikt men praktisch uitsluitend buizen met onrechtstreekse verhitting. Een kathode met onrechtstreekse verhitting wordt soms een uni-potentiële kathode genoemd omdat er over haar lengte geen spanningsval ontstaat zoals bij een kathode met rechtstreekse verhitting.

2-2. — ANDERE ELECTRODEN.

De hierboven besproken kathode is de electronenbron in een electronenbuis. Het element, dat tot taak heeft de door de kathode uitgestraalde electronen op te vangen, is de anode, vaak ook, zoals door Edison, plaat genoemd. Buiten de kathode en de anode (bron en verzamelaar van de electronen), die de enige elementen vormen van de diode, kunnen tussen kathode en anode een of meer controle-electroden aangebracht worden. Deze controle-electroden worden meestal roosters genoemd, daar ze vaak aan een rooster doen denken door hun uitzicht. Een vacuumbuis met een kathode, een rooster en een anode heet een triode; bij een kathode, twee roosters en een anode spreekt men van tetrode; zijn er buiten kathode en anode drie roosters, dan hebben we een pentode; met vier roosters is het een hexode, met vijf roosters een heptode, met zes roosters een octode en, als laatste verschijning, met zeven rooster spreekt men van een nonode.

ANODEMATERIAAL.

In gewone ontvangbuizen waar de anode geen belangrijk vermogen moet dissiperen, is het anodemateriaal gewoonlijk nikkel of zuiver ijzer. Bij een middelmatige anodedissipatie wordt de anode uit nikkel of

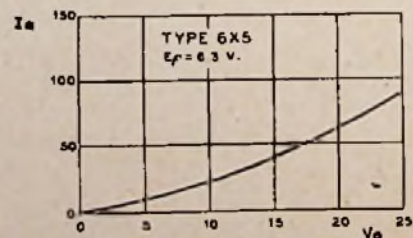


Fig. 1.

ANODEKARAKTERISTIEKEN VAN EEN DIODE
Kromme die het aantal electronen, die de anode bereiken (anodestroom, I_a), aangeeft in functie van de anodespanning (V_a). Zelfs bij nul anodespanning is er een kleine anodestroom. Wanneer de anodespanning in positieve richting stijgt, stijgt de anodestroom ongeveer als de $3/2$ macht van de anodespanning.

ijzer vaak overtrokken met een laag kool, zodat de anode voor een gegeven vermogen op een lagere temperatuur zal werken. Kleine zendbuizen zoals de 807, 815 en 3E29, die kathoden met oxidelaag gebruiken, hebben eveneens een anode uit ijzer of nikkel met kool-overtrek.

Zendbuizen met gemiddeld vermogen, zoals ze veel door de zendamateurs gebruikt worden, vertonen een hele reeks verschillend anodemateriaal. Een van de meest gebruikte voor buizen met anodespanningen van 750 tot 2500 volt is grafiet. Deze stof heeft voor een gegeven temperatuur de beste warmte-dissipatie van al de gewone anodematerialen. Voor hoge spanningen (2500 tot 7500 volt) gebruikt men meestal zuiver tantalum, zuiver molybdeen of molybdeen met zircon overtrokken. Dit laatste materiaal krijgt steeds meer aanhangers tussen de fabrikanten van zendbuizen van alle vermogen wegens zijn uitstekende karakteristieken op gebied van warmte-uitstraling en van ontgassing gedurende de levensduur van de buis. Kool met zircon-overtrek wordt eveneens gebruikt in zendbuizen voor lagere spanningen.

2-3. — SOORTEN RADIOBUIZEN.

Op het gebied der electronica wordt een zeer groot aantal typen van vacuumbuizen gebruikt. In de volgende paragrafen geven we een korte beschrijving en de karakteristieken van de meest gebruikte typen. De praktische toepassingen ervan voor de radio-amateur geven we in het volgende hoofdstuk.

DE DIODE.

Plaast men een rechtstreeks of onrechtstreeks verhitte kathode in een luchtledige ballon samen met een anode, dan heeft men een diode. De diode is de eenvoudigste buis en is het grondtype, waarvan al de andere zijn afgeleid; daarom bespreken we de diode eerst.

KARAKTERISTIEKEN VAN DE DIODE.

Wanneer men de kathode in een diode verhit, dan stelt men vast dat de electronen de kathode met een voldoende snelheid verlaten om de anode te bereiken. Is de anode electrisch terugverbonden met de kathode, dan zullen de electronen, die een voldoende snelheid hadden om de anode te bereiken, naar de kathode terugvloeien doorheen de uitwendige kring. Deze kleine hoeveelheid oorspronkelijke anodestroom is een verschijnsel, dat men terugvindt in alle lampen met twee elementen.

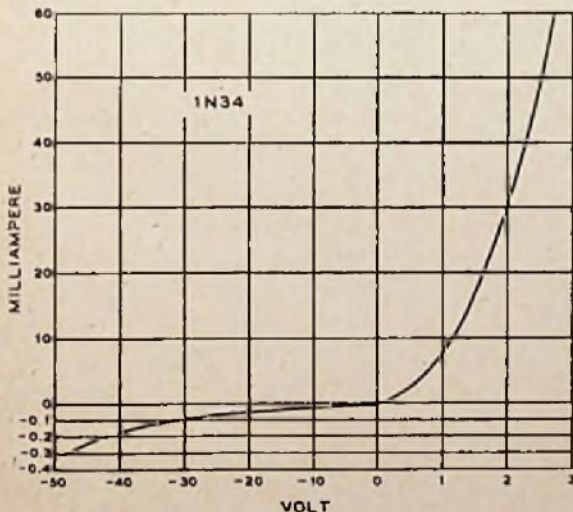


Fig. 2.

KARAKTERISTIEK VAN EEN KRISTALDIODE
 Merk op dat een kristal verscheidene duizende malen beter geleidt in de ene richting dan in de andere.

Brengt men een batterij of een andere bron van gelijkspanning in de uitwendige kring tussen anode en kathode, zodat de anode een positief potentiaal krijgt, dan stijgt de stroom der electronen van kathode naar anode. Dit is een gevolg van de sterke aantrekkingskracht die door de positief geladen anode uitgeoefend wordt op alle negatief geladen deeltjes. Verhoogt men de positieve spanning op de anode, dan zal de electronenstroom tussen kathode en anode stijgen tot men het verzadigingspunt bereikt. Men heeft deze verzadigingsstroom, wanneer alle electronen, die de kathode verlaten door de anode aangetrokken worden en een verhoging van de anodespanning het aantal aangetrokken electronen niet meer kan verhogen.

HET EFFECT DER RUIMTELADING.

Wanneer een kathode verhit wordt zodat ze begint te stralen, dan vormen de electronen die vrij in de omringende ruimte zweven in de onmiddellijke nabijheid van de kathode een negatieve lading, die de electronen, die normaal de kathode zouden verlaten, zal afstoten. Deze electronenwolk rond de kathode noemt men de ruimtelading. De electronen, die deze wolk vormen worden regelmatig vervangen, daar deze die de oorspronkelijke ruimtelading vormden terugvallen op de kathode en door nieuw uitgestraalde electronen vervangen worden.

Het gevolg van deze ruimtelading is dat de stroom door de buis veranderlijk is met de spanningsval tussen kathode en anode. Wanneer de anodespanning stijgt tracht de positieve lading van de anode de negatieve ruimtelading in de nabijheid van de kathode te neutraliseren. Deze neutraliserende werking van de verhoogde anodespanning op de ruimtelading laat toe dat de kathode een groter aantal electronen uitstraalt, wat natuurlijk een sterkere anodestroom veroorzaakt. Wanneer het punt bereikt wordt waarop de ruimtelading rond de kathode volledig geneutraliseerd is, dan worden alle electronen, die de kathode uitstralen kan, door de anode aangetrokken en men zegt, zoals hoger vermeld werd, dat de verzadigingsstroom bereikt werd.

CONTACTDIODEN.

De karakteristiek van een enkelrichtige electronenvloed tussen de twee elementen van een diode kan nog bereikt worden door het effect van de contactgelijkrichting. De twee meest bekende elektrische inrichtingen, die zo werken zijn de schijfgelijkrichter (hier meestal oxymetaal gelijkrichter genoemd) en de kristalgelijkrichter. De meest gekende soorten van het eerste type zijn de koper-oxide gelijkrichter en de seleniumgelijkrichter. Dit type wordt vaak gebruikt in voedingsinrichtingen waar de netwisselspanning moet omgezet worden in d.c. met matige spanning (6 tot 30 volt) en met een intensiteit van enkele honderd milliamperen tot 10 of 20 ampere. De seleniumgelijkrichter bereikt op dit gebied mooie prestaties en seleniumgelijkrichters worden soms gebruikt in voedingen waar matige stromen onder 1000 tot 5000 volt gevergd worden.

Gelijkrichter-kristallen worden meestal gebruikt voor de gelijkrichting van HF. De voorloper van het moderne kristal is het stukje loodglanskristal, dat gebruikt werd in de «draadloze» dagen van de radio. Thans zijn kristalgelijkrichters in twee algemene typen verkrijgbaar. Het eerste type werd ontwikkeld als mengtrap in radar-ontvangers en gebruikt een klein stukje siliciumkristal, dat vastgemaakt is in een houder uit ceramiek samen met het contactpunt, dat bij de fabricatie op het juist plaatsje is ingesteld. Dit type kan slechts een zeer kleine hoeveelheid energie gelijkrichten, doch er zijn typen die nog bruikbaar zijn op 30.000 MHz. De 1N21B is een algemeen verkrijgbaar kristal van dit type. Het tweede type gebruikt een stukje germaniumkristal; het werd slechts kortgeleden ontwikkeld en dient voor iets sterkere intensiteiten en voor frequenties tot 100 MHz. Dit type, waarvan de 1N34 en 1N35 voorbeelden zijn, heeft vele toepassingen gevonden als tweede detector en demodulator in AM en

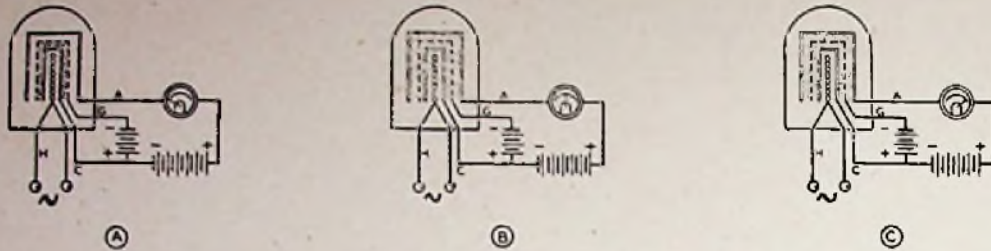


Fig. 3.
WERKING VAN HET ROOSTER
IN EEN TRIODE.

- (A) toont de triode met afknijpspanning op het rooster. Alle uitgestraalde electronen blijven binnen de mazen van het rooster.
(B) toont dezelfde buis met een middelmatige voorspanning op het rooster. De anodestroom is middelmatig en er blijft een electronenvoorraad binnen de mazen van het rooster.

(C) toont de buis met een voorspanning (positief of negatief) die aan de anode toelaat praktisch alle door de kathode uitgestraalde electronen op te vangen. In dit geval heeft de anodestroom de verzadigingswaarde bereikt.

A = anode ; G = rooster ;
C = kathode ; H = gloeidraad.

FM-ontvangers op hoge frequenties. Dit type is eveneens zeer geschikt als gelijkrichtingselement in veldsterktemeters en modulatiemonitors.

DE TRIODE.

Indien men een element in de vorm van een spiraal-draad concentrisch tussen anode en kathode aanbrengt, dan zal deze electrode in staat zijn op electrostatische wijze de kathode-anodestroom in de buis te regelen. Dit nieuwe element wordt rooster genoemd en een buis die een kathode, een rooster en een anode bevat, noemt men een triode.

Indien dit nieuwe element, waardoor de electronen op hun weg van de kathode naar de anode moeten gaan, negatief gemaakt wordt ten opzichte van de kathode, dan zal de negatieve lading op het rooster daadwerkelijk de negatief geladen electronen terugdringen in de ruimte rond de kathode (gelijke ladingen stoten elkaar af; ongelijke ladingen trekken elkaar aan). Zo zal het aantal electronen dat door de mazen van het rooster geraakt en de anode bereikt verminderd worden en de anodestroom zal op overeenstemmende wijze dalen. Indien men het rooster voldoende negatief maakt

zullen zelfs alle electronen, die de kathode verlaten, er naar teruggedrongen worden en de anodestroom zal tot nul verminderen. Een d.c.-spanning, die men op het rooster aanbrengt, wordt roostervoorspanning genoemd (in het bijzonder wanneer het om een stuurrooster gaat). De kleinste negatieve roostervoorspanning, die bij een gegeven anodespanning de anodestroom zal afsnijden, wordt de snijspanning of cutoff-spanning genoemd.

Figuur 3 toont de wijze waarop het aantal electronen dat naar de anode vloeit geregeld wordt door de roostervoorspanning. Figuur 4 geeft hetzelfde op grafische wijze weer, d.i. de wijze waarop de anodestroom van een type-triode zal variëren met verschillende waarden van de roostervoorspanning. Figuur 4 toont eveneens grafisch het cutoff-punt, de ongeveer lineaire verhouding tussen roosterspanning en anodestroom binnen het werkbereik van de lamp en het punt van de verzadigingsstroom. De niet-lineariteit of de verzadiging van de anodestroom kan beginnen bij een triode zoals bij een diode op het punt waar de maximum emissiecapaciteit van de kathode bereikt is, doch ook daar waar de roostervoorspanning de waarde van de anodespanning benadert.

Gewoonlijk duidt men dit laatste punt aan onder de benaming diode-kromming en wordt veroorzaakt door de positieve spanning, op het rooster, die het mogelijk maakt dat een aantal electronen door het rooster gestolen worden, die normaal naar de anode zouden gaan. Wanneer de anodespanning laag is in vergelijking met deze die noodzakelijk is voor de totale kathodestroom, dan zal de diodekromming bereikt worden voor men de verzadiging bereikt.

Uit het voorgaande kan men zien dat het rooster als een klep werkt, die de stroom van kathode naar anode regelt. Zolang het rooster negatief gehouden wordt ten opzichte van de kathode is er slechts een uiterst kleine hoeveelheid roosterenergie nodig om een betrekkelijk groot anodevermogen te sturen. Zelfs indien het rooster op zekere ogenblikken in het gebied der positieve spanningen werkt, zijn de energievereisten van het rooster nog veel kleiner dan de hoeveelheid gestuurde energie in de anodekring.

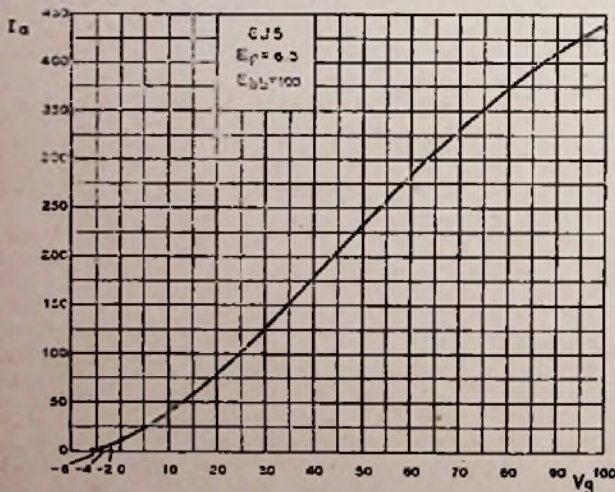


Fig. 4.
ANODESTROOMKARAKTERISTIEK VAN EEN
TRIODE.

Deze kromme toont de anodestroom in verhouding tot de roosterspanning in een gewone triode. Merk op tot welke geweldige emissie de kathode met oxydelaag van een 6J5 in staat is. In normaal gebruik wordt slechts een klein deeltje van deze emissiemogelijkheid gebruikt. Gebruikt men echter deze buis als versterker of generator voor impulsmodulatie, dan kan men op deze top-emissiewaarde beroep doen.

TETRODE OF SCHERMROOSTERBUIS.

In het voorgaand hoofdstuk hebben we aangestipt dat twee geleiders, die gescheiden zijn door een diëlectricum, een condensator vormen of dat er capaciteit tussen hen heerst. Daar de elektroden van een radiobuis geleiders zijn en ze gescheiden zijn door een diëlectricum, het luchtledige, is er een capaciteit tussen hen. Al is deze interelektroden capaciteit zeer klein, zodat ze weinig invloed heeft bij het gebruik in LF, toch is ze groot genoeg om zeer veel belang te hebben wanneer een triode in HF gebruikt wordt.

De vraag naar een eenvoudig en gemakkelijk bruik-

baar middel om de invloed van de rooster-anode capaciteit te elimineren, leidde tot de ontwikkeling van de tetrode of schermroosterbuis. Wanneer men een nieuw rooster aanbrengt tussen het stuurrooster en de anode van een radiolamp, verkrijgt men een tetrode en omdat men dit nieuw rooster schermrooster noemt, wegens de afschermdende werking, spreekt men vaak van schermroosterlamp. Dit schermrooster gedraagt zich als een electrostatisch scherm tussen anode en rooster, met als gevolg dat de rooster-anode capaciteit verminderd wordt. Al wordt dit rooster op een positief potentiaal gebracht ten opzichte van de kathode, toch wordt het door middel van 'n ont koppelcondensator met zeer kleine reactantie voor de bedrijfsfrequenties, op het grondpotentiaal gehouden ten opzichte van de HF.

Buiten de afschermdende werking heeft het schermrooster nog een zeer nuttig doel. Daar het schermrooster een positief potentiaal krijgt, dient het om de electronenstroom naar de anode te verhogen of te versnellen. Omdat de mazen van het schermrooster zeer breed zijn, gaan de meeste electronen er door en gaan verder naar de anode. Dank zij het schermrooster wordt de anodestroom in grote mate onafhankelijk van de anodespanning, wat een zeer grote versterking mogelijk maakt. Wanneer de schermroosterspanning op een constante waarde gehouden wordt, is het mogelijk de anodespanning binnen brede grenzen te doen variëren zonder merkbare invloed op de anodestroom.

Wanneer de electronen van de kathode de anode met voldoende snelheid naderen, dan maken ze daaruit electronen los, als ze er tegenaan botsen. Dit verschijnsel van het bombardement der anode door electronen met hoge snelheid, met als gevolg het losslaan van andere electronen uit de anode, staat bekend als de secundaire emissie. Dit verschijnsel veroorzaakt geen bijzondere moeilijkheden in een triode, daar de eventueel losgeslagen electronen terug door de anode aangetrokken worden. In een schermroosterlamp echter is het schermrooster dicht bij de anode en op een positief potentiaal. Het schermrooster zal dus deze uit de anode losgeslagen electronen aantrekken, vooral op de ogenblikken dat de anode op een lagere spanning komt dan het schermrooster, met als gevolg dat de anodestroom afneemt en de versterking daalt.

DE PENTODE.

Het ongewenste verschijnsel der secundaire emissie van de anode kan in grote mate verminderd worden door nog een nieuw element aan te brengen tussen schermrooster en anode. Dit bijkomend element heet remrooster en de hiermede uitgeruste lampen heten pentoden. Het remrooster is soms in de buis zelf met de kathode verbonden, soms wordt het aan een afzonderlijke contactpen naar buiten gevoerd op de buis, doch in ieder geval wordt het negatief gehouden ten opzichte van de minimum anodespanning. De secundaire electronen, die naar het schermrooster zouden willen gaan, indien er geen remrooster was, worden teruggedreven naar de anode. De anodestroom wordt bijgevolg niet meer verminderd en de versterkingsmogelijkheden stijgen.

Pentodes voor LF gebruikt zijn zo berekend dat het remrooster de grenzen verruimt waartussen de anodespanning mag variëren; bijgevolg kan het uitgangsvermogen en de versterking zeer groot zijn. Pentodes voor HF werken derwijze dat het remrooster een zeer grote spanningsversterking toelaat, terwijl terzelfder tijd een vrij grote versterking mogelijk is met een lage anodespanning. Dit blijft waar zelfs wanneer de anodespanning dezelfde of lichtjes lager is dan de schermroosterspanning.

TETRODEN MET ELECTRONENBUNDELING.

In een beam-tetrode wordt een andere methode gebruikt om de secundaire emissie op te heffen. In deze buis zijn vier elektroden: een kathode, een stuurrooster, een schermrooster en een anode, die zo opgesteld zijn dat de secundaire emissie opgeheven wordt zonder werkelijk vermogen. Door de wijze waarop de elektroden

op afstand van elkaar zijn opgesteld worden de electronen, die naar de anode gaan, vertraagd wanneer de anodespanning laag is, zelfs tot een snelheid van bijna nul en dit in een bepaalde streek tussen anode en schermrooster. Daardoor vormen deze electronen er een soort wolk, een ruimtelading. De invloed van deze ruimtelading is dat ze de door de anode uitgestraalde secundaire electronen terugdringen en doen terugvallen op de anode. Op die wijze wordt de secundaire emissie opgeheven.

Een andere eigenschap van de beam-tetroden is de zeer lage schermroosterstroom. Schermrooster en stuurrooster zijn in spiraal gewonden draden, die zo opgesteld zijn dat elke toer van het schermrooster van de kathode afgeschaduwd is door een toer van het stuurrooster.

Deze opstelling van beide roosters heeft als gevolg dat de electronen in bundels tussen de mazen van 't schermrooster gaan, zodat slechts zeer weinige op het schermrooster zelf terecht komen. Wegens de effectieve remwerking van de ruimtelading en wegens de kleine schermroosterstroom, heeft de beam-tetrode de voordelen van een groot uitgangsvermogen, een grote gevoeligheid en een hoog rendement. De 6L6 is zo'n beam-tetrode speciaal voorzien voor de eindtrap van ontvangers en LF-versterkers of modulatoren. Verscheidene fabrikanten maken grotere buizen volgens hetzelfde principe voor het gebruik in HF-trappen van zenders. Deze buizen hebben een uiterst grote gevoeligheid (er is slechts zeer weinig stuurvermogen vereist voor een groot uitgangsvermogen), een goed anoderendement, en vergen meestal geen neutralisatie. Tussen deze zendbuisen vinden we de T21, de 807, 813, 815, 829B/3E29, HY-69, 2E25, 2E26, 4-125A, 4-250A en 4X500A.

SPECIALE UHF-BUIZEN.

Speciale electrodevormen werden ontwikkeld voor de gewone buizentypen (triode, pentode, enz.) voor het gebruik op UHF. Hiertussen hebben we naast de miniaturbuisen, de eikel-serie: 954 tot 959 en 9004 en 9005; de schijfzegel-reeks of vuurtorenbuisen (wegens hun uiterlijk aspect) 2C43, 2C44, 446 en 464; de oliebus-buis 2C39 (eveneens wegens het uiterlijk aspect zo genoemd), en de schijfzegel-zendbuis 8010-R. Verdere zendtypen zijn de 8025 tot ongeveer 500 MHz en de 3C37 voor telegrafie tot 700 MHz en impulsmodulatie tot ongeveer 1300 MHz.

KWIKDAMPBUIZEN.

De ruimtelading van de electronen in de buurt van de kathode in een diode heeft als gevolg dat de spanningsval tussen kathode en anode in verhouding staat tot de stroom, die door de buis vloeit. Deze spanningsval kan tamelijk hoog zijn wanneer de anodestroom groot is en hieruit volgt een merkelijk energieverlies, dat zich voordoet onder de vorm van anodedissipatie. Deze negatieve ruimtelading kan echter geneutraliseerd worden door de aanwezigheid van een behoorlijke dichtheid positieve ionen in de ruimte tussen kathode en anode. Deze positieve ionen kunnen verkregen worden door het inbrengen van kwik in de lamp. Wanneer de gloeidraad verhit stijgt de drukking van de kwikdamp tot zulke waarde dat de electronenvloed tussen kathode en anode genoeg kwikdamp kan ioniseren om de ruimtelading op te heffen. Vermits het ionisatiepotentiaal van kwikdamp onder deze voorwaarden van druk en temperatuur tussen 10 en 15 volt ligt, blijft de spanningsval in een kwikdampgelijkrichter practisch constant op deze waarde ongeacht de intensiteit van de stroom en dit tot zijn maximumwaarde.

Kwikdampbuisen hebben echter het nadeel dat ze moeten gebruikt worden binnen een aangegeven temperatuurbereik (25° tot 70° C.) teneinde de druk van de kwikdamp in de buis op de behoorlijke waarde te houden. Is de temperatuur te laag, dan wordt de spanningsval in de buis te hoog, wat onmiddellijk oververhitting verwekt met mogelijke beschadiging van de elementen. Is de temperatuur te hoog, dan wordt de



Fig. 5.

BUIZEN VOOR ZEER HOGE EN ULTRA HOGE FREQUENTIES

De buis links is de 955 van het « eikel » type. De eikeltriode 6F4 lijkt zeer fel op de 955, doch heeft twee uitwendige verbindingen voor anode en rooster. De tweede buis is een 446A « vuurtoren » triode. De nieuwere typen 2C40, 2C43 en 2C44 hebben hetzelfde uitzicht. De derde buis van links beginnend is de 2C39 «oliebus». Deze heeft het omgekeerde uitzicht van de voorgaande reeks: gloeidraad en kathode worden inderdaad ook langs onder uitgebracht en de anode is de grote radiator met vinnen aan de bovenzijde van de buis. Het gebruik van deze vin-radiator als anode geeft de buis een dissipatievermogen dat ong. 10 maal groter is dan bij de vuurtorenbuis. De buis rechts is de beam-tetrode 4X150A. Deze tamelijk nieuwe buis heeft een iets groter uitgangsvermogen dan al de andere afgebeelde buizen en geeft haar vol vermogen tot op 500 MHz en de helft hiervan op frequenties boven 1000 MHz.

dampdruk eveneens te hoog en de spanning waarop de lamp zal « doorslaan » wordt verlaagd tot een punt waarop de lamp onbruikbaar kan worden gemaakt. Daar het hierboven aangegeven temperatuurbereik van de omgeving binnen de grenzen van de kamertemperatuur valt, zal men in het normaal gebruik geen last ondervinden. Door de vervanging van de kwikdamp door xenongas is het echter mogelijk een gelijkrichter te maken met ongeveer gelijkaardige karakteristieken als de kwikdampampen, doch met een temperatuurbereik van -70° tot 90° C. De gelijkrichter 3B25 is een voorbeeld hiervan. Daar deze buizen echter veel duurder uitvallen dan het gewone kwikdamp type, is hun gebruik slechts aan te raden wanneer de mogelijkheid bestaat dat zeer lage of uitzonderlijk hoge temperaturen zouden heersen in de omgeving van de buizen.

THYRATRONS.

Indien men een rooster aanbrengt tussen kathode en anode van een kwikdampgelijkrichterbuis en men brengt dit rooster op een negatieve spanning, dan zal een grotere spanningsval vereist zijn vóór de lamp zich zal ioniseren of « aanslaan ». Het roosterpotentiaal zal geen invloed meer hebben op de spanningsval tussen kathode en anode, wanneer de lamp eens geïoniseerd is. Men kan echter de negatieve roosterspanning zo instellen dat de geleidbaarheid van de lamp slechts zal plaatsgrijpen over het gewenste deel van de periode der wisselspanning, die op de anode aangebracht is.

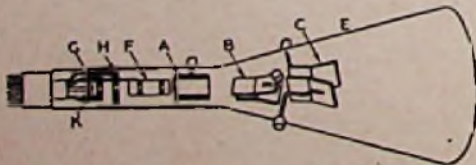


Fig. 6.

SCHETS VAN EEN KATHODESTRAALBUIS.

Deze buis heeft een electrostatische deflectie en is voorzien voor deflectiesturing in balans, vermits de vier platen naar buiten zijn gebracht. De verschillende elementen worden in de tekst beschreven.

DE KATHODESTRAALBUIS.

De constructie van een typische kathodestraalbuis is weergegeven door de tekening van figuur 6. De onrechtstreeks verhitte kathode K straalt electronen uit, wanneer ze door de ingesloten gloeidraad verhit wordt. De kathode is omgeven door een cylinder G, waarin een kleine opening is aangebracht om de electronenstroom door te laten. Al heeft deze electrode de vorm niet van een spiraaldrad zoals een rooster, toch is de functie ervan dezelfde: het sturen van de electronenstroom door de variatie van een negatieve spanning.

Als eerste electrode daarna vinden we de eerste versnellingsanode, H, die een schijfvorm heeft met eveneens een opening in het midden. Deze electrode heeft een matig hoge of hoge positieve spanning om de electronen op hun weg naar het andere einde van de buis te versnellen.

De focuselectrode, F, is een buis, die gewoonlijk twee schijven bevat waarin eveneens een opening is.

Na de focuselectrode komen de electronen door een tweede versnellingsanode, A, die een hoog positief potentiaal heeft. In sommige buizen werkt deze electrode met een hogere spanning dan de eerste versnellingsanode, H, terwijl in andere buizen beide versnellingsanoden op dezelfde spanning werken.

De electroden, die tot hertoe beschreven werden, vormen het « electronenkanon », dat de vrije electronen levert en ze bundelt tot een fijne, dichte, snelbewegende straal, die dient voor de projectie op het scherm.

Om de buis bruikbaar te maken moeten middelen voorzien worden om de electronenstraal te doen afbuigen langs twee assen, die loodrecht op elkaar staan. Vele buizen gebruiken hiertoe electrostatische deflectieplaten, waarvan een paar de straal in een verticaal vlak beweegt en het andere paar in een horizontaal vlak. Deze platen worden met B en C in de tekening aangeduid.

Sommige grotere electronenstraalbuizen gebruiken een magnetische deflectie en hebben een electromagneet, die uitwendig rond de buis is aangebracht om de electronenstraal te beïnvloeden. Buiten de televisie worden deze buizen echter zelden gebruikt en daarom beperken we ons tot de bespreking van de buizen met electrostatische deflectie.

Het feit dat een electronenstraal door een magnetisch veld kan afgebogen worden is echter van belang, zelfs in de buizen met electrostatische deflectie, omdat dit bewijst dat er voorzorgen dienen genomen te worden om de buis te beschermen tegen de velden van de transformatoren en soms zelfs dit van de aarde. Gewoonlijk geschiedt dit door een magnetisch scherm aan te brengen rond de buis en door de transformatoren zo ver mogelijk van de buis verwijderd te houden; men doet er best aan ze ook zo op te stellen dat de richting van hun veld zo gekozen is dat de buis er zo weinig mogelijk door beïnvloed wordt.

In de practijk verbindt men in oscilloscopen met kleine buizen een der platen B en een der platen C samen met de versnellingsanode op hoge spanning aan elkaar. Met de nieuwere buizen van drie duim en de buizen van vijf duim en groter gebruikt men de vier platen voor de deflectie. De positieve hoge spanning wordt dan aan de grond gelegd, in plaats van de negatieve zoals men gewoonlijk doet in versterkers enz., teneinde toe te laten de platen te benuttigen op een d.c.-spanning, die gelijk is of lichtjes hoger dan de grondspanning.

In de meeste buizen zal de spot (lichtpunt) zeer nauwkeurig in het midden van het scherm ingesteld zijn, wanneer de vier deflectieplaten aan de grond gelegd worden. Vaak wordt echter een middel voorzien om de gelijkspanning op elk der electrodenparen lichtjes te doen variëren teneinde in alle omstandigheden een nauwkeurige middenpuntinstelling van de « spot » mogelijk te maken.

Wanneer de « spot » in het midden ingesteld is hoeft men slechts een negatieve of een positieve spanning (ten opzichte van de aarde) op een der niet-geaarde platen aan te brengen om de spot te doen bewegen. Is de spanning positief ten opzichte van de aarde, dan

zal de straal naar die plaat aangetrokken worden, terwijl door een negatieve spanning de straal van die deflectieplaat afgestoten wordt. De mate van deflectie is rechtstreeks evenredig met de spanning (ten opzichte van de aarde), die op de vrije electrode aangevoerd wordt.

Bij buizen met groter scherm en hogere spanningen wordt het noodzakelijk de deflectiespanning op beide horizontale of verticale platen aan te brengen. Dit om een dubbele reden: ten eerste is de vereiste deflectiespanning zo groot bij de hoogspanningsbuizen, dat men een zendlamp met 1500 tot 2000 volt anodespanning zou nodig hebben om deze spanning zonder vervorming te leveren. Door het gebruik van een balansdeflectie, waarbij twee buizen de deflectieplaten voeden, wordt de vereiste anodevoedingsspanning van de deflectieversterker tot de helft teruggebracht. Ten tweede treedt er steeds een zeker verlies van spotscherpte op bij de uiterste deflectie, wanneer de deflectiespanning slechts op één plaat aangevoerd wordt. Wordt de deflectieschakeling in balans aangevoerd dan treedt dit verschijnsel niet op, daar de gemiddelde spanning die op de electronenstraal inwerkt nul is, al is de nettospanning (deze die de deflectie veroorzaakt) die op de straal inwerkt het dubbele van deze, die op elke plaat aanwezig is.

Beeldbuizen zijn verkrijgbaar met verschillende soorten schermen, die elk hun eigen karakteristieken van persistentie en fluorescentiekleur hebben. De persistentie is de mate waarin het scherm materiaal zal blijven oplichten, na het bombardement met electronen. Dit oplichten van de fluorescerende stof houdt nog een tijdje aan na het einde van het bombardement en hoe langer deze tijd, des te groter is de persistentie.

BUIZEN MET KOUDE KATHODE.

Buizen met koude kathode zijn lampen waarin, zoals de naam het aanduidt, de kathode niet van buitenuit dient verhit te worden om een stroom te doen ontstaan tussen kathode en anode. Dergelijke buizen zijn verkrijgbaar onder de vorm van dioden en trioden en hebben steeds een zekere gasinhoud. De oorspronkelijke doorslag van het gas in de lamp wordt veroorzaakt, na het aanleggen van de anodespanning, door de hoge potentiaalspanning tussen een punt, dat als kathode dient en een element met veel groter oppervlak, dat als anode dient. Er is steeds een grotere spanning nodig tussen kathode en anode om de ontleding te doen beginnen dan om deze te onderhouden.

De meeste gebruikte buizen met koude kathode zijn

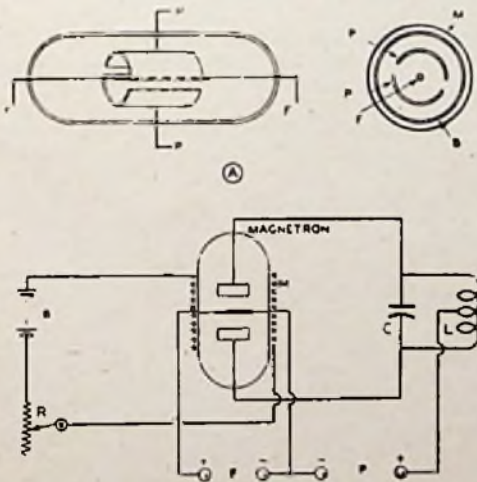


Fig. 7.

- | | |
|-----------------------|-------------------------------|
| (A) F = gloeidraad | (B) F = gloeispanning |
| P = anoden | P = anodespanning |
| M = magnetische spoel | M = magnetische spoel |
| B = glasballon | B = batterij van de veldspool |

deze van de VR-serie of spanningsregelaars. Hun gebruik wordt verder besproken. Buiten de dioden met koude kathode, zijn er verscheidene trioden met koude kathode op de markt; hiervan is de 0A4B een voorbeeld. In deze lampen wordt de ionische ontleding in het gas veroorzaakt door het aanbrengen van een HF of a.c.-spanning met een topwaarde van 50 tot 100 volt op een start-anode. Deze buizen worden meestal gebruikt in inrichtingen voor sturing op afstand, waar het wenselijk is dat de stuurinrichting geen vermogen zou opnemen tot op het ogenblik dat de inrichting volledig in bedrijf is.

HET MAGNETRON.

Het magnetron is een oscillatorbuis voor zeer hoge frequenties, die gebruikt wordt wanneer zeer hoge waarden van topvermogen of middelmatige waarden van gemiddeld vermogen vereist zijn in een bereik van zowat 700 MHz tot 30.000 MHz. Gedurende de oorlog werden speciale magnetrons ontwikkeld voor het gebruik in radartoestellen, die een topvermogen hadden van verscheidene miljoenen watt (megawatt) op frequenties in de buurt van 3000 MHz. De normale werkingsperiode van deze radartoestellen bedroeg ongeveer 1/10 van 1 per honderd (de lamp werkte ongeveer gedurende 1/1000 van de tijd en rustte voor het overige) zodat het gemiddeld uitgangsvermogen van deze magnetrons ongeveer 1000 watt bedroeg.

In zijn eenvoudigste vorm is het magnetron een diode met gloeidraad, waarvan de anode in twee verdeeld is en concentrisch ten opzichte van de gloeidraad opgesteld is. Deze constructie wordt in figuur 7A weergegeven. De anoden van het magnetron zijn met een resonantiekring verbonden, zoals figuur 7B toont. De buis is ofgeven door een electromagneetspoel, die zelf verbonden is met een d.c.-bron van lage spanning doorheen een regelweerstand om de sterkte van het magnetisch veld te controleren. De veldspool is derwijze opgesteld dat de magnetische krachtlijnen parallel verlopen met de as van de elektroden.

Onder de invloed van het sterke magnetisch veld worden de electronen, die de gloeidraad verlaten, van hun normale baan afgebogen en bewegen zich in ringvormige banen binnen de anodecylinder. Dit veroorzaakt een negatieve weerstand, die de oscillatie onderhoudt. De oscillatiefrequentie benadert zeer dicht de waarde door L en C bepaald (fig. 7B). In andere magnetrons wordt de frequentie geregeld door de electronendraaiing en is er geen uitwendige afstemkring nodig. In dergelijke kringen heeft men golflengten van minder dan 1 centimeter verkregen.

Meer ingewikkelde magnetrons gebruiken geen uitwendige afgestemde kring, doch gebruiken in de plaats daarvan een of meer resonantieholten, die in de anodestructuur zelf zijn opgenomen. Figuur 8 toont een

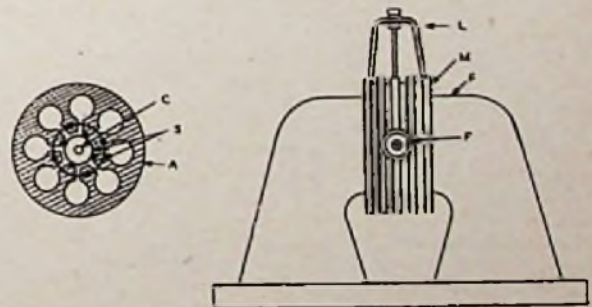


Fig. 8.

MODERN MEERCELLIG MAGNETRON

Een modern meercellig magnetron met uitwendige anode zoals deze gebruikt wordt voor radartoestellen in het bereik der 10 cm. Rechts in de tekening ziet men hoe het magnetron aangebracht is tussen de poolstukken van een permanente magneet.

- C = kathode ; S = anodebeugels ; A = anodeblok
 L = kathodeleiders ; M = magnetron ; P = permanente magneet ; F = aansluiting voor de coaxiale uitgangseleiders.

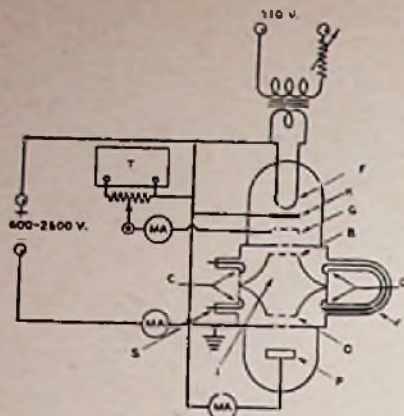


Fig. 9.

KLYSTRONOSCILLATOR MET TWEE HOLTEN
In de figuur is de terugkoppeling aangetekend, waardoor het klystron als oscillator kan werken. Tevens werd het type der voeding aangeduid.

T = roostervoorspanning ; C = koppellussen ;
S = uitgangsklem ; F = gloeidraad ; K = kathode ;
G = stuurrooster ; B = bundelrooster ;
R = terugkoppellus ; O = vangrooster ;
P = collector-anode ; I = inhaalruimte.

magnetron van dit type met een meercellige anode van 8 holten. Merk op dat holten om beurt in een dubbele reeks (deze die met dezelfde polariteit werken, wanneer de lamp oscilleert) met de stabiliteit van radarmagnetrons met hoog vermogen te bevorderen. In de meeste toepassingen van magnetronoscillatoren bij radar gebruikt men een krachtige permanente magneet met gecontroleerde karakteristieken in plaats van een electromagneet.

HET KLYSTRON.

Het klystron is een speciale buis voor microgolven, waarvan de werking gesteund is op de snelheidsmodulatie van de electronenstroom. De buis bestaat in verschillende maten en wordt gebruikt als spanningsversterker, krachtversterker, superoscillator of mengbuis, detector en frequentievermenigvuldiger. Het klystron neemt de noodzakelijkheid weg (wat zo belangrijk is in buizen met stuurrooster van het gewone type) de electronenlooptijd te beperken tot een fractie van een microgolflengteperiode.

Buiten de gloeidraad, kathode en stuurrooster (die samen het electronenkanon vormen) en collectoranode zijn er twee resonantieholten van inspringende vorm in de klystron aangebracht. Een der twee, gekend onder de naam buncher (bundelrooster) volgt onmiddellijk op het stuurrooster. De electronenstraal van het electronenkanon komt in de buncher door een rooster dat in de inspringende wanden ervan is aangebracht en verlaat hem door een gelijkaardig paar roosters in zijn parallel liggende inspringende wanden. Bundelrooster en vangrooster liggen rug tegen rug om een inhaalruimte te vormen voor de electronenstraal, die van de ene holte naar de andere gaat.

Wanneer de straal door de buncher-openingen gaat, komt ze onder de invloed van het electrostatisch veld tussen de twee bundelroosters. Het roosterveld oscilleert, wanneer de bundelholte geëxiteerd wordt door een oscillerende energie en dit veld staat parallel met de electronenstraal, die daardoor afwisselend versneld en vertraagd wordt. Zo wordt de snelheid van de straal gemoduleerd.

Wanneer de electronenstraal de inhaalruimte bereikt, waar geen veld heerst, halen de electronen die gedurende een halve periode versneld werden de onmiddellijk voorgaande, die gedurende de andere halve periode vertraagd werden, in. Op deze wijze worden de electronen van de straal samengebundeld. Bij de doorgang van de gebundelde electronengroepen door de catcherholte geven ze een deel van hun energie af aan de roosters van de catcherholte. De roosterruimten van

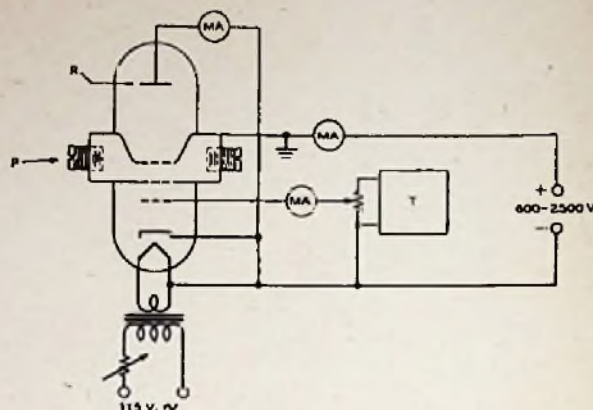


Fig. 10

REFLEX KLYSTRONOSCILLATOR.

Dit klystrontype wordt als locale oscillator gebruikt in supers met een bereik boven 2000 MHz. Frequentiemodulatie van de oscillator en automatische frequentiecontrole voor de locale oscillator worden gewoonlijk verwezenlijkt door de variatie van de voorspanning op de afstootelectrode.

T = roosterspanning ; R = afstootelectrode ;
P = afstemschroef.

de catcher worden zodoende op verschillende spanningspeilen geladen door de doorgaande electronenbundels en zo ontstaat een overeenstemmend oscillerend veld in de vangholte. Het vangrooster is zo gemaakt, dat het resonanceert op de frequentie van de in snelheid gemoduleerde straal.

In de klystron-versterker is het door het bundelrooster afgeleverde vermogen groter, dan 't vermogen dat door het stuurrooster aan de buncher geleverd werd. In de klystron-oscillator (figuur 9) verbindt een lus de twee resonantieholten. De koppeling met elke holte wordt mogelijk gemaakt door kleine lussen, die in de holten ingevoerd worden door middel van centrale lijnen, zoals aangetoond in figuur 9.

Het klystron is een inrichting met electronenkoppeling. Wanneer het als oscillator gebruikt wordt, treden er op de uitgang veel harmonischen op. Klystronoscillatoren van verschillende typen maken uitgangsvermogens mogelijk van minder dan 1 watt tot verscheidene honderden watt. Het rendement van de straal varieert tussen 50 en 75 %. De frequentie kan in zekere mate beïnvloed worden door regeling van de straalspanning. In sommige klystrons is een mogelijkheid van mechanische afstemming voorzien door variatie van de vorm van de holte met behulp van afstemschroeven.

De in voorgaand paragraaf beschreven klystron met twee trilholtent wordt in hoofdzaak gebruikt voor zenddoeleinden daar tamelijk voldoende vermogens beschikbaar zijn in de uitgangskring. Voor toepassingen waar veel kleinere vermogens volstaan — van enkele milliwatt tot een of twee watt — zoals in zenders met klein vermogen, in ontvangers als lokale oscillator, enz., wordt een ander klystrontype met slechts één enkele trilholte gebruikt.

De werkingstheorie van een dergelijk klystron komt in hoofdzaak overeen met deze van het klystron met dubbele holte, behalve dat de in snelheid gemoduleerde straal, na het verlaten van de bundelholte teruggedreven wordt naar het gebied van de buncher met behulp van een afstoot-electrode, zoals aangeduid in figuur 10. De spanningen op de verschillende elektroden wordt derwijze ingesteld dat de gepaste bundeling plaats grijpt op het ogenblik dat het betreffende deel van de in snelheid gemoduleerde straal terug in de buurt van de trilholte komt. Daar dit klystrontype slechts een holte heeft, kan hij slechts als oscillator dienen en niet als versterker. Daadwerkelijke modulatie van de frequentie van een dergelijk klystron voor FM gebruik kan verkregen worden door het moduleren van de spanning van de afstoot-electrode.

Versterkers

De geschiktheid van het stuurrooster om grote hoeveelheden anodevermogen te sturen met behulp van slechts weinig roostervermogen maakt het mogelijk een radiobuis als versterker te gebruiken. De geschiktheid van een radiobuis om een uiterst klein vermogen te versterken tot op om het even wel peil, zonder er iets aan te veranderen buiten de amplitude, maken de radiobuizen tot een onmisbaar hulpmiddel in de electronica en in de moderne overseiningstechniek.

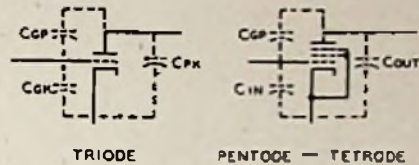


Fig. 1.

Statische capaciteit tussen electroden in een triode en een pentode of tetrode.

3-1. — CONSTANTEN VAN DE RADIOBUIZEN.

De verhoudingen tussen de spanningen en de stromen van zekere electroden in een buis zijn redelijk constant binnen gegeven bedrijfsvoorwaarden. Deze verhoudingen noemt men de constanten van een buis en kan men vinden in het Radio Vade-Mecum van P. H. Brans. Hieronder geven we de bepaling en de betekenis van deze constanten.

VERSTERKINGSFACTOR OF MU.

De versterkingsfactor of mu (μ) (in Europa vaak aangegeven door de letter « g ») van een radiobuis is de verhouding van de anodespanningsvariatie tot de roosterspanningsvariatie, die beiden dezelfde anodestroomvariatie zullen veroorzaken. Als vergelijking uitgedrukt :

$$\mu = \frac{\Delta E_p}{\Delta E_g}$$

I_p = constant,
 Δ = kleine variatie.

De μ kan proefondervindelijk bepaald worden door de anodespanning lichtjes te veranderen, dus door de anodestroom licht te wijzigen. Men brengt daarna de anodestroom terug tot zijn oorspronkelijke waarde door een variatie van de roosterspanning. De verhouding van de variatie van de anodespanning tot de variatie van de roosterspanning is de μ van de buis in de bedrijfsvoorwaarden, waarin de proef verwezenlijkt werd.

SYMBOLEN VOOR DE PARAMETERS DER VACUUMBUIZEN.

Hieronder geven we een reeks symbolen voor de parameters der vacuumbuizen, die in de volgende hoofdstukken zullen gebruikt worden, tenware het ter plaatse zelf anders aangeduid wordt.

Buisconstanten.

- μ = versterkingsfactor.
- R_p = inwendige weerstand.
- G_m = steilheid of transconductantie.
- μ_{sg} = mu-factor van het schermrooster.
- G_c = conversie-steilheid (mengbuizen).

Capaciteiten tussen electroden.

- C_{gk} = rooster-kathode capaciteit.
- C_{gp} = rooster-anode capaciteit.
- C_{pk} = anode-kathode capaciteit.
- C_{in} = ingangscapaciteit (tetrode of pentode).
- C_{out} = uitgangscapaciteit (tetrode of pentode).

Electrodenpotentialen.

- E_{ac} = d.c. anodebronspanning (een positieve hoeveelheid).
- E_{rc} = d.c. roosterbronspanning (een negatieve hoeveelheid).
- E_{gm} = topwaarde der roosterstuurspanning ($\frac{1}{2}$ van de totale waarde).
- e_p = ogenblikkelijke anodespanning.
- e_g = ogenblikkelijke roosterspanning.
- e_{pmin} = minimum ogenblikkelijke anodespanning.
- e_{cmax} = maximum positieve ogenblikkelijke spanning.
- E_p = statische anodespanning.
- E_g = statische roosterspanning.
- e_{cu} = afknijpspanning (cutoff).

Electrodenstromen.

- I_b = gemiddelde anodestroom.
- I_c = gemiddelde roosterstroom.
- I_{pm} = topwaarde van de fundamentele anodestroom.
- i_{pmax} = maximum ogenblikkelijke anodestroom.
- i_{gmax} = maximum ogenblikkelijke roosterstroom.
- I_p = statische anodestroom.
- I_g = statische roosterstroom.

Andere symbolen.

- P_i = anode-ingangsvermogen (voedingsvermogen).
- P_o = anode-uitgangsvermogen.
- P_p = anodedissipatie.
- P_d = roosterstuurvermogen (rooster plus verliezen in voorspanning).
- N_p = anoderendement (decimaal uitgedrukt).
- θ_p = de helft van de anodestroomhoek.
- θ_g = de helft van de roosterstroomhoek.
- R_L = belastingsweerstand.
- R_L = belastingsweerstand.
- Z_L = belastingsimpedantie.

INWENDIGE WEERSTAND.

De inwendige weerstand van een buis is de verhouding tussen de anodespanningsvariatie tot de anodestroomvariatie, die door deze variatie van de anodespanning veroorzaakt werd. Om nauwkeurig te zijn moeten de variaties zeer klein zijn ten opzichte van

de bedrijfswaarden. Als vergelijking uitgedrukt :

$$R_p = \frac{\Delta E_p}{\Delta I_p}$$

$E_g = \text{constant}$,

$\Delta = \text{kleine variatie}$.

De inwendige weerstand kan eveneens door de hier boven gegeven proef bepaald worden. Door de anodestroomvariatie, veroorzaakt door een anodespanningsvariatie te noteren, en door deze laatste variatie te delen door de eerste, verkrijgt men de inwendige weerstand van de buis. Ze wordt uitgedrukt in ohm.

STEILHEID.

De steilheid, soms ook transconductantie genoemd, is de verhouding van een anodestroomvariatie tot de roosterspanningsvariatie, die de anodestroomvariatie veroorzaakt, dit alles terwijl de anodespanning constant bleef. Als vergelijking uitgedrukt :

$$G_m = \frac{\Delta I_p}{\Delta E_g}$$

E_p blijft constant,

$\Delta = \text{kleine variatie}$.

De steilheid is eveneens gelijk aan de versterkingsfactor gedeeld door de inwendige weerstand. $G_m = \mu/R_p$.

In de U.S.A. drukt men de steilheid meestal uit in micromhos (de mho is de omgekeerde van de ohm = 1/ohm). In Europa spreekt men meer van milliampere per volt, vermits de steilheid een variatie is van de anodestroom (in milliampere uitgedrukt) in functie van een variatie van de roosterspanning (in volt uitgedrukt). Door het aantal milliampere per volt te vermenigvuldigen met 1000 krijgt men de waarde van de constante der buis uitgedrukt in micromhos. Zo kan men zeggen dat de steilheid van een 6A3 5,25 mA/V bedraagt of wel 5250 micromhos.

ROOSTER-SCHERMROOSTER VERSTERKINGSFACTOR.

De rooster-schermrooster versterkingsfactor (μ_{sg}) lijkt op de versterkingsfactor van een triode, met dit verschil echter dat hier het schermrooster van een tetrode of een pentode genomen is in de plaats van de triode. μ_{sg} geeft dus de verhouding van een variatie van de roosterspanning tot een variatie van de schermroosterspanning, die ieder dezelfde variatie van de schermroosterstroom zullen veroorzaken. Als vergelijking uitgedrukt :

$$\mu_{sg} = \frac{\Delta E_{sg}}{\Delta E_g}$$

$I_{rg} = \text{constant}$,

$\Delta = \text{kleine variatie}$.

De mu-factor van het schermrooster is van belang bij het bepalen van de bedrijfs-roosterspanning van een tetrode of een pentode. De verhouding tussen stuurroosterspanning en schermroosterspanning bepaalt evenzeer de anodestroom als de schermroosterstroom, vermits in buizen van dit type de anodestroom in grote mate onafhankelijk is van de anodespanning. M.a.w. wanneer de buis gebruikt wordt met de cutoff-voorspanning, bepaald door de schermroosterspanning en de mu-factor van het schermrooster (op dezelfde wijze als bij een triode door de bedrijfsspanning te delen door de mu-factor) dan zal de anodestroom even goed afgesneden zijn als de schermroosterstroom. De mu-factor van het schermrooster is numeriek gelijk aan de versterkingsfactor van dezelfde tetrode of pentode in triode-schakeling gebruikt.

CONVERSIE-STEILHEID.

De conversie-steilheid (G_c) is alleen van belang bij mengbuizen of bij trioden, tetroden of pentoden, die

als mengbuis dienst doen. De conversie-steilheid is gelijk aan de verhouding van de variatie van de seinroosterspanning op de ingangsfrequentie tot de variatie van de uitgangsstroom op de omgezette frequentie. Bijgevolg is G_c in een mengbuis in hoofdzaak hetzelfde als de steilheid in een versterker behalve dat ingangsein en uitgangsstroom een verschillende frequentie hebben. De waarde van G_c in gewone mengbuizen bedraagt van 300 tot 500 micromhos. De waarde ervan in gewone versterkerbuizen, die als mengbuis gebruikt worden, is ongeveer gelijk aan 0,3 maal de waarde van de steilheid van de buis als versterker gebruikt.

INTERELECTRODEN CAPACITITEN.

De waarden der capaciteiten tussen elektroden, zoals ze gegeven worden in radiobuizen-tabellen zijn de statische waarden, gemeten zoals b.v. bij de triode van figuur 1. De statische capaciteiten zijn eenvoudig zoals ze in de tekening voorgesteld worden, doch wanneer de buis als versterker gebruikt wordt, moet rekening gehouden worden met een andere beschouwing, gekend onder de naam Miller-effect, die er de oorzaak van is dat de dynamische ingangscapaciteit een waarde heeft die verschilt van de statische waarde. De uitgangscapaciteit van de versterker is praktisch gelijk aan de statische waarde, die de tabellen met karakteristieken aangeven. De rooster-anode capaciteit heeft eveneens dezelfde waarde als de statische, doch daar C_{rp} zich gedraagt als een kleine capaciteit, die energie terugkoppelt van de anodekring naar de roosterkring, is de dynamische ingangscapaciteit gelijk aan de statische waarde plus een hoeveelheid (die bij een triode veelal vrij groot is) bepaald door de versterking van de trap, de belastingsimpedantie van de anode en de terugkoppelcapaciteit C_{rp} . De totale waarde voor een LF-versterkertrap kan in de volgende vergelijking uitgedrukt worden :

$$C_{rk} \text{ (dynamisch)} = C_{rk} \text{ (statisch)} + (A + 1) C_{rp}$$

waarin C_{rk} de rooster-kathode capaciteit is, C_{sp} de rooster-anode capaciteit, en A de versterking van de trap. Deze uitdrukking veronderstelt dat de buis werkt met een weerstandsbelasting.

De meer volledige uitdrukking van de ingangsadmittantie (vector som van de capaciteit en de weerstand) van een versterker die werkt met om het even welk type anodebelasting is :

$$\text{Ingangscapaciteit} = C_{rk} + (1 + A \cos \theta) C_{rp}$$

$$\text{Ingangsweerstand} = - \left(\frac{1}{\omega C_{rp}} \right) \frac{1}{A \sin \theta}$$

waarin C_{rk} = rooster-kathode capaciteit,

C_{rp} = rooster-anode capaciteit,

A = spanningsversterking van de buis alleen,

θ = phasehoek van de anode-belastingsimpedantie, positief voor een inductieve belasting, negatief voor een capacatieve.

Uit het bovenstaande kan opgemaakt worden dat er een weerstandscomponente zal zijn in de ingangsadmittantie van de trap, indien de anodebelasting inductief of capacatief is. De resistieve componente zal positief zijn (d.i. een neiging hebben om de voedingskring van het rooster te belasten), indien de belastingsimpedantie van de anode capacatief is, of ze zal negatief zijn (d.i. neiging vertonen om de trap tot oscilleren te brengen) indien de belastingsimpedantie inductief is.

NEUTRALISATIE VAN DE CAPACITEIT TUSSEN ELECTRODEN.

Neutralisatie van de invloed van de capaciteit tussen elektroden wordt meest toegepast in HF-kraftverster-

kers. De wijze om dit te verwezenlijken wordt besproken in het hoofdstuk over het opwekken van HF-energie. Vóór het verschijnen van tetroden en pentoden werden trioden ook gebruikt als geneutraliseerde klas A-versterkers in ontvangers. In de moderne techniek werd deze werkwijze bijna geheel verlaten, daar men nu gebruik maakt van tetroden en pentoden waarin de C_{g1} of terugkoppelcapaciteit tot zo'n kleine waarde is teruggebracht dat de neutralisatie van de invloed ervan overbodig geworden is om oscilleren en onstabieleit te vermijden.

KLASSEN EN TYPEN VAN VERSTERKERS MET BUIZEN.

Versterkers met buizen worden verdeeld in verschillende klassen en onderklassen naar gelang het type bedrijf waarvoor ze bestemd zijn. Het verschil tussen de onderscheiden klassen wordt in de eerste plaats bepaald door de waarde van de gemiddelde roosterspanning en door de maximum waarde van het stuursein op het rooster.

KLAS A-VERSTERKER.

Een klas A-versterker is een versterker die zo'n voorspanning en zo'n stuurspanning krijgt dat de anodestroom voortdurend vloeit (360° van de stuurloop) en waarbij nooit roosterstroom ontstaat. Dergelijke versterker werkt normaal in het midden van de anodestroom-roosterspanningskarakteristiek en geeft een uitgangsgolf, die in hoofdzaak de zuivere weergave is van de ingangsgolf.

KLAS A1-VERSTERKER.

Dit is een andere benaming, die gebruikt wordt voor de klas A-versterker waarbij over geen enkel deel van de ingangsgolf roosterstroom vloeit.

KLAS A2-VERSTERKER.

Dit is een klas A-versterker, die in zulke voorwaarden werkt dat het rooster positief wordt gedurende een deel van de stuurloop, doch waarbij de anodestroom gedurende heel de tijd blijft vloeien.

KLAS AB1-VERSTERKER.

Deze versterker werkt onder zulke voorwaarden van roosterspanning en stuurspanning, dat de anodestroom vloeit gedurende meer dan een halve periode van de stuurspanning doch niet gedurende de volledige periode. M.a.w. de werkingshoek van de anodestroom bedraagt merklijk meer dan 180° doch minder dan 360° . Het achtervoegsel 1 duidt aan dat er over geen enkel deel van de ingangsgolf roosterstroom vloeit.

KLAS AB2-VERSTERKER.

De klas AB2-versterker werkt onder praktisch dezelfde voorwaarden van roosterspanning als de bovenvermelde klas AB1-versterker, doch de amplitude van de stuurspanning bereikt zo'n waarde dat gedurende een merklijk deel van de stuurloop roosterstroom vloeit.

KLAS B-VERSTERKER.

Een klas B-versterker wordt praktisch met een afknijpspanning voorzien (zonder stuurspanning), zodat de anodestroom enkel gedurende 'n halve periode van de stuurloop vloeit. De werkhoeke van de anodestroom bedraagt dus 180° . Meestal wordt een klas B-versterker zo gestuurd dat er roosterstroom vloeit.

KLAS C-VERSTERKER.

De klas C-versterker krijgt een roosterspanning, die groter is dan de vereiste spanning om de anodestroom af te snijden en wordt derwijze gestuurd dat er gedurende een groot deel van de ingangsgolf roosterstroom ontstaat. De werkingshoek van de anodestroom bij een

klas C-versterker bedraagt merklijk minder dan 180° of m.a.w. er vloeit anodestroom gedurende heel wat minder dan de helft van de tijd. Practisch wordt de klas C-versterker gewoonlijk zo ingesteld dat de anodestroom slechts gedurende 120° tot 150° van de stuurloop vloeit.

VERSTERKERTYPEN.

Er worden drie algemene versterkertypen gebruikt. Deze worden geklasseerd volgens de afvoer van de ingangs- en uitgangskringen. Conventionele versterkers noemt men versterkers met kathode-afvoer, omdat de kathode effectief geaard is en dient als gemeenschappelijke afvoer van de ingangs- en uitgangskringen. Het tweede type is dit met anode-afvoer of de kathode-follower, daar hier de anode effectief geaard is voor de ingangs- en uitgangsspanningen en de uitgang van de spanning of het vermogen verkregen wordt tussen anode en kathode. Het derde type is dit met rooster-afvoer of het type met geaard rooster, zo genoemd vermits hier het rooster effectief op het potentiaal van de aarde is ten opzichte van de spanningen op ingang en uitgang en de uitgang genomen wordt tussen rooster en anode.

INDELING VAN HET HOOFDSTUK.

Om de lezer de studie te vergemakkelijken, werd dit hoofdstuk in zes secties verdeeld. LF-spanningsversterkers; LF-vermogenversterkers; HF-spanningsversterkers; HF-vermogenversterkers; versterkers met tegenkoppeling; versterkers voor video-frequenties.

LAAGFREQUENT SPANNINGSVERSTERKERS.

LF-spanningsversterkers worden hoofdzakelijk in twee toepassingen aangewend: ten eerste om de uitgangsspanning van de detector of demodulator in een ontvanger tot zo'n peil op te voeren, dat men er het rooster van de eindtrap, die de luidspreker doet werken, mee kan sturen; en ten tweede om de uitgangsspanning van een microfoon of een pick-up tot een voldoende peil op te voeren om er het rooster van een LF-kraftversterker mee te sturen.

3.2. — LF-VERSTERKERS MET CAPACITEIT-WEERSTANDKOPPELING.

In de moderne praktijk worden LF-spanningsversterkers bijna uitsluitend uitgerust met een capaciteit-weerstandkoppeling tussen de trappen op laag peil. Zowel trioden als pentoden worden hierbij gebruikt; we vatten eerst de versterkertrappen met trioden aan.

TRIODE TRAPPEN MET R-C-KOPPELING.

Figuur 2 toont de klassieke schakeling van een versterkertrap met een triode en een weerstand-capaciteitkoppeling; de roosterspanning wordt door de kathode geleverd. In gewone LF-versterkers worden dergelijke trappen gebruikt op middelmatige spanningspeilen (van 0,01 tot 5 volt topspanning op het rooster van de buis) en uitgerust met trioden met middelmatige

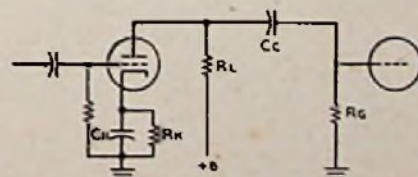


Fig. 2.

Standaard schakeling van een triode versterkertrap met koppeling door weerstand en capaciteit. De waarden en de constanten van de kring kunnen bepaald worden met behulp van Tabel I.

TABEL I

Triode Spanningsversterker met R C koppeling

	6J5, 6J5-G, 7A4, 6F8-G, 6SN7-GT, 7N7 (1 Triode)						6SQ7, 7B6, 75, 2A6 6B6-G (Triode)						1LE3, 1E4-G					
Ebb	250 VOLT						250 VOLT						90 VOLT					
Rb	47 k		100 k		270 k		100 k		270 k		470 k		47 k		100 k		270 k	
Rgf	0.1	0.27	0.1	0.47	0.27	0.47	0.27	0.47	0.47	1.0	0.47	1.0	0.1	0.27	0.10	0.47	0.27	0.47
Rk	1500	2200	2700	3900	6800	8200	1800	1800	3300	3900	3900	4700	0.70	0.64	0.45	0.38	0.199	0.187
Ib	2.79	2.4	1.49	1.31	0.61	0.58	0.73	0.73	.395	.365	.288	.261						
Ec	-4.18	-5.28	-4.03	-5.11	-4.15	-4.74	-1.31	-1.31	-1.30	-1.42	-1.12	-1.25	-1.8	-2.1	-1.5	-2.0	-1.5	-1.7
Eb	119	137	101	119	85	94	177	177	143.5	151.5	114.5	124.5	57.1	60	45	52	36.2	39.5
E sig	1.0	1.0	1.0	1.0	1.0	1.0	0.1	0.1	0.1	0.1	0.1	0.1	0.5	0.5	0.5	0.5	0.5	0.5
E out	14.8	15	15.2	16.2	15.9	16.2	4.37	4.78	5.92	6.13	6.24	6.75	3.94	4.2	4.32	4.76	5.0	5.2
K	14.8	15	15.2	16.2	15.9	16.2	43.7	47.8	59.2	61.3	62.4	67.5	7.9	8.4	8.65	9.5	10.0	10.4
% Dist.	1.4	1.4	1.8	1.3	1.6	1.3	0.8	0.7	0.8	0.7	0.8	0.7	1.7	1.4	1.7	1.3	2.4	2.2
E sig	2.7	3.5	2.55	3.3	2.6	3.05	0.55	0.55	0.53	0.61	0.40	0.53	1.27	1.48	1.06	1.41	1.06	1.2
E out	39.9	52.5	38.4	53.0	42	49.4	23.9	26.0	31.2	37	25	36	10	12.4	9.15	13.4	10.6	12.5
K	14.7	15.0	15	16.1	15.9	16.2	43.5	47.4	59.0	60.6	62.4	67.5	7.88	8.4	8.65	9.5	10	10.4
% Dist.	4.1	4.9	4.9	4.6	4.7	4.5	4.5	4.0	4.0	4.5	3.3	3.8	4.7	5.0	4.7	5.0	5.0	5.0

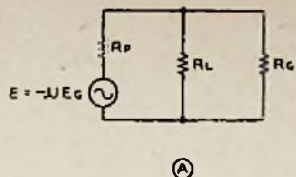
	6C4						7F7, 6SL7-GT						7F8					
Ebb	250 VOLT						250 VOLT						250 VOLT					
Rb	47 k		100 k		270 k		100 k		270 k		470 k		47 k		100 k		270 k	
Rgf	0.1	0.27	0.1	0.47	0.27	0.47	0.27	0.47	0.47	1.0	0.47	1.0	0.1	0.27	0.1	0.47	0.27	0.47
Rk	1000	1000	1500	1800	4700	6800	1800	2200	3900	3900	4700	5600	390	470	820	1000	2200	2200
Ib	3.2	3.2	1.78	1.72	.684	0.63	.917	0.83	0.44	0.44	.312	0.29	3.0	2.86	1.58	1.50	0.66	0.66
Ec	-3.2	-3.2	-2.67	-3.10	-3.21	-4.28	-1.65	-1.83	-1.72	-1.72	-1.47	-1.62	-1.17	-1.34	-1.29	-1.50	-1.45	-1.45
Eb	150.5	150.5	72	78	65	80	158	167	131	131	103	114	109	115	92	100	72	72
E sig	1.0	1.0	1.0	1.0	1.0	1.0	0.1	0.1	0.1	0.1	0.1	0.1	0.1	0.1	0.1	0.1	0.1	0.1
E out	13.5	14.1	13.8	14.3	13.4	13.2	4.0	4.1	5.0	5.25	5.25	5.55	3.38	3.82	3.56	3.65	3.4	3.6
K	13.5	14.1	13.8	14.3	13.4	13.2	40	41	50	52.5	52.5	55.5	33.8	38.2	35.6	36.5	34.0	36.0
% Dist.	3.3	3.1	3.8	2.8	2.5	2.0	0.6	0.5	0.5	0.4	0.5	0.4	1.1	0.9	1.0	0.7	0.8	0.7
E sig	1.70	1.70	1.34	1.70	1.80	2.52	0.87	1.03	0.97	0.97	0.77	0.90	0.4	0.55	0.50	0.70	0.60	0.60
E out	23.0	24.0	18.5	24.5	24.1	33.1	33.6	41.5	46.6	48.8	38.8	48.5	13.5	21.0	17.8	25.5	20.4	21.6
K	13.5	14.1	13.8	14.3	13.4	13.1	38.6	40.2	48	50.4	50.4	54	33.8	38.2	35.6	36.4	34	36
% Dist.	4.9	4.6	5.0	5.0	4.9	5.0	4.0	4.8	4.8	3.8	3.9	3.7	4.0	4.6	4.6	4.9	4.5	4.2

	6C8-G (1 Triode)						6F5, 6F5-G, 6SF5, 7B4											
Ebb	300 VOLT						300 VOLT											
Rb	100 k		250 k		500 k		100 k		250 k		500 k							
Rgf	0.1	0.25	0.5	0.25	0.5	1.0	0.5	1.0	2.0	0.1	0.25	0.5	0.25	0.5	1.0	0.5	1.0	2.0
Rk	2120	2840	3250	4750	6100	7100	9000	11500	14500	1300	1600	1700	2600	3200	3500	4500	5400	6100
Ck	3.93	2.01	1.79	1.29	0.96	0.77	0.67	0.48	0.37	5	3.7	3.2	2.5	2.1	2	1.5	1.2	0.93
C	0.037	0.013	0.007	.013	.0065	.004	.007	.004	.002	.025	.01	.006	.01	.007	.004	.006	.004	.002
Eo	55	73	80	64	80	90	67	83	96	33	43	48	41	54	63	50	62	70
K	22	23	25	25	26	27	27	27	28	42	49	52	56	63	67	65	70	70

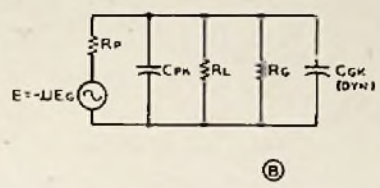
	6N7, 6N7-G, 6A6, 53 (1 Triode) FAZE OMKEERDER						6Q7, 6Q7-G (Triode)											
Ebb	300 VOLT						300 VOLT											
Rb	100 k		250 k		500 k		100 k		250 k		500 k							
Rgf	0.1	0.25	0.5	0.25	0.5	1.0	0.5	1.0	2.0	0.1	0.25	0.5	0.25	0.5	1.0	0.25	1.0	2.0
Rk	1150	1500	1750	2650	3400	4000	4850	6100	7150	1200	1500	1700	2600	3000	3600	4600	5500	6200
Ck										4.4	3.6	3.05	2.4	1.66	1.45	1.2	0.9	0.9
C	.03	.015	.007	.015	.006	.003	.006	.003	.0015	.03	.015	.007	.015	.007	.004	.007	.004	.002
Eo	60	83	86	75	87	100	76	94	104	35	52	53	43	52	62	47	60	66
K	20	22	23	23	24	24	23	24	24	34	39	40	42	45	45	45	46	47

	6R7, 6R7-G (Triode)						6SC7 (1 Triode) Faze-omkeerder											
Ebb	300 VOLT						300 VOLT											
Rb	50 k		100 k		250 k		100 k		250 k		500 k							
Rgf	.05	0.1	0.25	0.1	0.25	0.5	0.25	0.5	1.0	0.1	0.25	0.5	0.25	0.5	1.0	0.5	1.0	2.0
Rk	1600	2000	2400	2900	3800	4400	6300	8400	10600	750	930	1040	1400	1680	1840	2330	2980	3280
Ck	2.6	2	1.6	1.4	1.1	1.0	0.7	0.5	0.44									
C	.055	.03	.015	.03	.015	.007	.015	.007	.004	.033	.014	.007	.012	.006	.003	.006	.003	.002
Eo	50	62	71	52	68	71	54	62	74	35	50	54	45	55	61	50	62	72
K	9	9	10	10	10	10	10	11	11	29	34	36	39	42	45	45	48	49

K = spanningsversterking. Voor afkorting zie fig. 3bis,



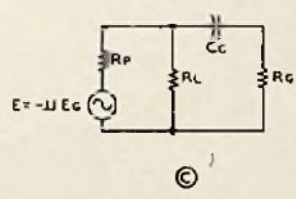
$$A = \frac{\mu R_L R_g}{R_p (R_L + R_g) + R_L R_g}$$



$$\frac{A_{H.F.}}{A_{M.F.}} = \frac{1}{\sqrt{1 + (R_{eq} / X_s)^2}}$$

$$R_{eq} = \frac{R_L}{1 + \frac{R_L}{R_g} + \frac{R_L}{R_p}}$$

$$X_s = \frac{1}{2\pi F (C_{mc} + C_{gk} \text{ (dyn)})}$$



$$\frac{A_{L.F.}}{A_{M.F.}} = \frac{1}{\sqrt{1 + (X_c / R)^2}}$$

$$X_c = \frac{1}{2\pi F C_c}$$

$$R = R_g + \frac{R_L R_p}{R_L + R_p}$$

Fig. 3.

Equivalentente kringen en vergelijkingen voor het berekenen van de versterking in een triode versterkertrap met R-C koppeling. Gebruik bij het toepassen van deze formules de waarden van μ en R_p , die geschikt zijn voor de statische anodestroom waarmee de buis zal werken. Deze waarden kunnen gevonden worden met behulp van de krommen, die opgenomen zijn in buizenhandboeken, die door de fabrikanten uitgegeven worden. A is voor het bereik der middelmatige frequenties (M.Freq.); B voor het bereik der hoge frequenties (H. Freq.) en C voor het bereik der lage frequenties (L.Freq.).

μ zoals de 6J5 of trioden met hoge μ zoals de 6SF5 of 6SL7-GT. De normale spanningsversterking voor een enkele trap van dit type gaat van 10 tot 70, naargelang de gekozen buis en de bedrijfsvoorwaarden. Trioden worden normaal gebruikt in de laatste spanningsversterkertrap van een R-C-versterker, daar hun harmonische vervorming met hoge uitgangsspanning (25 tot 75 volt) kleiner is dan bij een pentode.

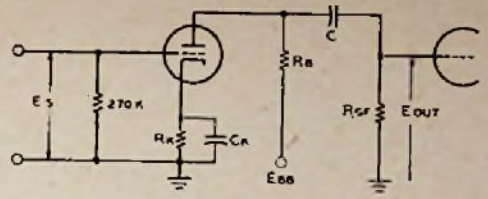


Fig. 3bis

SPANNINGSVERSTERKING PER TRAP.

De spanningsversterking per trap in een triodeversterker met R-C-koppeling kan berekend worden met behulp van de equivalentente kringen en de formules voor het bereik der hoge, midden, en lage tonen uit figuur 3. In dergelijke versterkertrappen hebben de kathodeweerstand en de anodebelastingsweerstand zo'n waarde dat de werkelijke spanning op de anode ongeveer de helft bedraagt van de spanning van de anodevoedingsbron. Om de lezer te helpen bij het ontwerpen van zulke trappen hebben we tabel I opgenomen, waarin de aanbevolen bedrijfsvoorwaarden voor de meest voorkomende trioden opgenomen zijn. Voor lampen, die niet in deze tabel opgenomen zijn kan men gegevens vinden in het Radio Lampen Vade-Mecum van P. H. Brans. Bij de formules voor de versterking in figuur 3 werd verondersteld dat de ontkoppelcondensator van de kathodeweerstand een kleine reactantie heeft ten opzichte van de laagste te verhandelen frequentie.

PENTODETRAPPEN MET R-C-KOPPELING.

Figuur 4 toont de klassieke schakeling van een pentodeversterkertrap met R-C-koppeling. Men gebruikt kathodevoorspanning en de schermroosterspanning wordt geleverd door de anodespanningsbron met behulp van een voorschakelweerstand. In gewone LF-versterkers worden dergelijke trappen gewoonlijk gebruikt op lage spanningspeilen (van 0,00001 tot 0,1 volt topspanning op het rooster) en gebruiken pentoden met middelmatige steilheid zoals de 6SJ7. De normale spanningsversterking van een trap van dit type bedraagt van 60 tot 250 naargelang de gekozen buis en de bedrijfsvoorwaarden. Pentoden worden gewoonlijk gebruikt in de eerste trap van een R-C-versterker, waar de hoge versterking, die zij mogelijk maken, een groot voordeel is en waar van de trap slechts een kleine uitgangsspanning gevraagd wordt.

De spanningsversterking van een pentodeversterker met R-C-koppeling kan berekend worden met behulp van de equivalentente kringen en de formules van fig. 5. Bij 't ontwerpen van zulke trap kan men gebruik maken van tabel 2, waar de aanbevolen bedrijfsvoorwaarden voor de meest voorkomende pentoden in opgenomen zijn. Voor de niet vermelde pentoden kan men eveneens gegevens vinden in het Radio Lampen Vade-Mecum van P. H. Brans. Bij de versterkingsformules van figuur 5 werd verondersteld dat de ontkoppelcondensator C_k van de kathodeweerstand een kleine reactantie heeft ten opzichte van de kathodeweerstand voor de kleinste te verhandelen frequentie. Bovendien wordt verondersteld dat de ontkoppelcondensator C_d van de schermroosterweerstand een kleine reactantie heeft ten opzichte van de schermroosterweerstand.

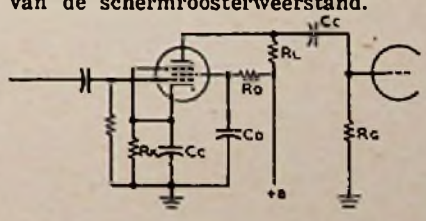


Fig. 4.

Standaard schakeling voor een pentode versterkertrap met R-C koppeling. Waarden en kringconstanten kunnen bepaald worden met behulp van Tabel II.

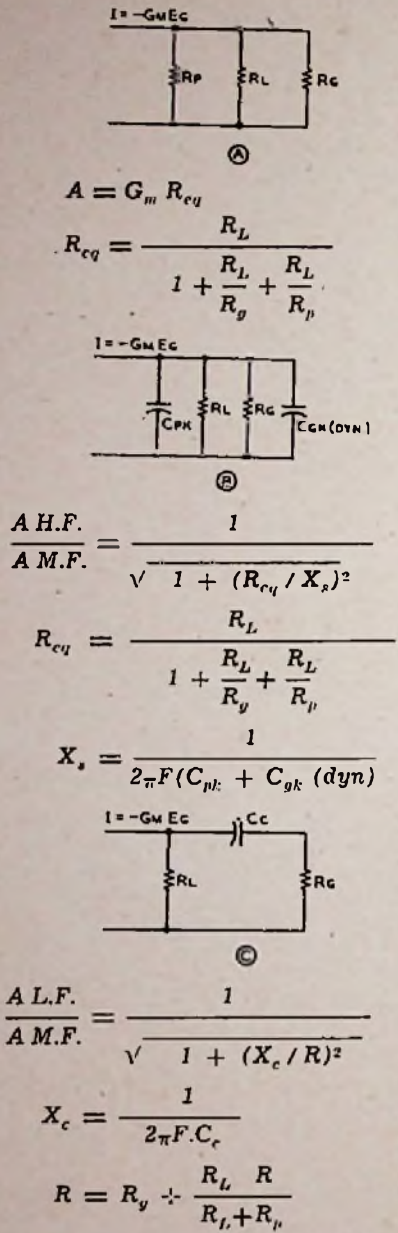


Fig. 5.

Equivalenten kringen en formules voor de berekening der versterking voor een pentode versterkertrap met R-C koppeling. Gebruik bij het toepassen van deze formules de waarden van μ en R_p die geschikt zijn voor de statische anodespanning, schermroosterspanning, roostervoorspanning en anodestroom waarmee de buis zal werken.

« CASCADE » SPANNINGSVERSTERKER.

Wanneer verscheidene trappen spanningsversterkers op zulke wijze geschakeld zijn dat de uitgangsspanning van de eerste trap doorgegeven wordt aan de tweede en zo verder, dan zegt men dat die trappen in « cascade » (waterval) opgesteld zijn. De totale spanningsversterking van een cascade-versterker wordt verkregen door het product te nemen van de versterking van elk der opeenvolgende trappen.

Soms wordt de spanningsversterking van een versterkertrap aangegeven in decibel. De spanningsversterking wordt in decibel omgerekend met behulp der formule: $db = 0 \log_{10} A$, waarin A de spanningsversterking van de trap is. De totale versterking van een versterker in « cascade » wordt dan verkregen door het

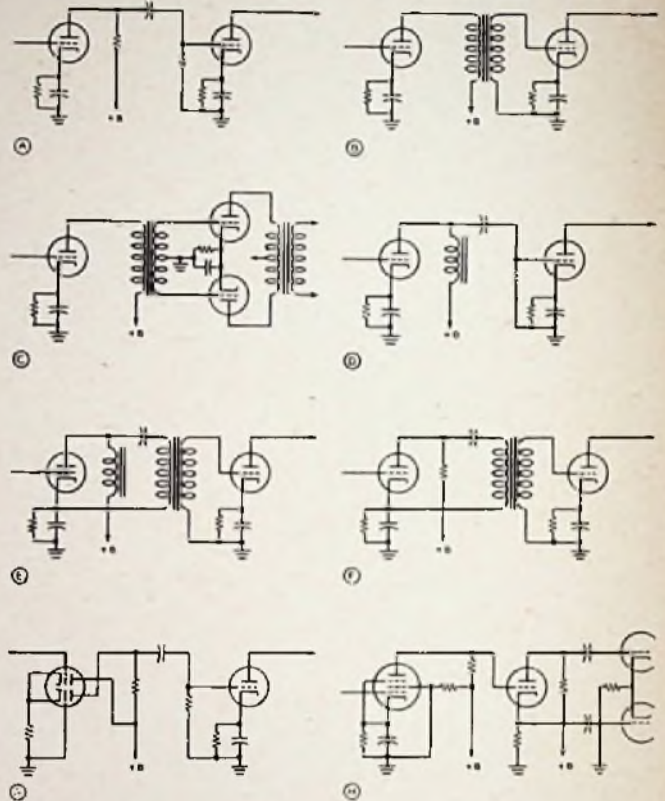


Fig. 6.

Koppelmethode tussen de trappen van LF spanningsversterkers.

- A = weerstand-capaciteit koppeling ;
- B = transformatorkoppeling ;
- C = balans-transformatiekoppeling ;
- D = impedantie koppeling ;
- E = impedantie-transformatorkoppeling ;
- F = weerstand-transformatorkoppeling ;
- G = kathodekoppeling ;
- H = rechtstreekse koppeling.

aantal decibelversterking van elke trap samen te tellen.

3-3. — ANDERE KOPPELINGEN TUSSEN TRAPPEN.

Figuur 6 toont, buiten een weerstand-capaciteitskoppeling, zeven bijkomende koppelmethoden tussen opeenvolgende trappen in een LF-versterker. Al wordt de R-C-koppeling meest gebruikt, toch kunnen er zekere omstandigheden zijn, waarin een andere koppelmethode betere uitslagen levert.

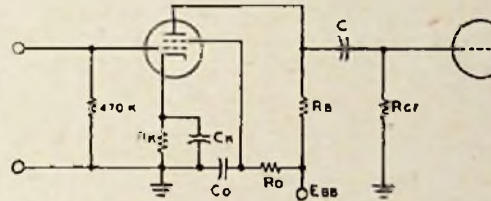
TRANSFORMATORKOPPELING.

De transformatorkoppeling, zoals in figuur 6-B, wordt tegenwoordig zelden gebruikt tussen twee opeenvolgende enkelvoudige trappen in een LF-versterker. Er zijn verschillende redenen waarom hier de R-C-koppeling de voorkeur verdient: (1) een transformator met dezelfde frequentiekenmerken als een goed berekende R-C-koppeling is zeer duur; (2) transformatoren nemen inductief brom op van de nabijgelegen voedings- en gloeidraadtransformatoren, tenzij ze zeer goed afgeschermd zijn; (3) de fazekarakteristieken van spanningverhogende tussentraptransfos zijn niet zeer goed, wat het zeer moeilijk maakt ze te gebruiken samen met een tegenkoppeling; (4) transfos zijn zwaar.

Er is echter een toepassing waar een spanningsverhogende transfo tussen de trappen een waardevol hulp-

TABEL II
Pentode spanningsversterker met R-C koppeling

Ebb	6SJ7									6J7, 6J7-G, 6W7-G									6B8, 6B8-G, 6B7 (Pentode)								
	300 VOLT									300 VOLT									300 VOLT								
	100 k			250 k			500 k			100 k			250 k			500 k			100 k			250 k			500 k		
R _{gl}	0.1	.25	0.5	.25	0.5	1.0	0.5	1.0	2.0	0.1	.25	0.5	.25	0.5	1.0	0.5	1.0	2.0	0.1	.25	0.5	.25	0.5	1.0	0.5	1.0	2.0
R _{dl}	.35	.37	.47	.89	1.1	1.2	2.0	2.2	2.5	.44	.5	.53	1.2	1.2	1.45	2.45	2.9	2.95	.05	.55	0.6	1.2	1.2	1.5	2.7	2.9	3.4
R _k	500	530	590	850	860	910	1300	1400	1530	500	450	600	1100	1200	1300	1700	2200	2300	950	1100	900	1500	1600	1800	2400	2500	2800
C _k	11.6	10.9	9.9	8.5	7.4	6.9	6.0	5.8	5.2	8.5	8.3	8.0	5.5	5.4	5.8	4.2	4.1	4.0	4.6	5.0	4.8	3.2	3.5	4.0	2.5	2.3	2.8
C _d	0.1	.09	.09	.07	.06	.06	.06	.05	0.4	.07	.07	.06	.04	.04	.05	.04	.04	.04	.09	.09	.08	.06	.06	.08	.05	.05	.05
C	.019	.016	.007	.011	.004	.003	.004	.002	.002	.02	.01	.006	.008	.005	.005	.005	.003	.003	.025	.015	.009	.015	.008	.004	.006	.003	.003
E _o	72	96	101	79	88	98	64	79	89	55	81	96	81	104	110	75	97	100	60	89	86	70	100	95	80	120	90
K	67	98	104	139	167	185	200	238	263	61	82	94	104	140	185	161	350	240	36	47	54	64	79	10	96	150	145



middel wordt, namelijk in het geval waar het wenselijk is een hoge stuurspanning te verkrijgen op het rooster van een kathode-follower of van een klas A-versterker met groot vermogen, en dit vanaf een lamp die met een matige anodespanning werkt. In deze voorwaarden is het mogelijk op de secundaire van de transformator een topspanning te verkrijgen met een waarde die iets hoger is dan de gelijkspanning van de voedingsbron, die de primaire voedt.

BALANSKOPPELING TUSSEN TRAPPEN MET TRANSFORMATOR.

De koppeling in balans tussen trappen met behulp van een transformator wordt afgebeeld in figuur 6-C. Deze koppelwijze wordt vrij veel gebruikt. Het systeem is vooral doeltreffend wanneer zoals in het voorgaande geval een vrij hoge secundaire spanning als stuurspanning vereist is voor een eindtrap met groot vermogen. De methode is eveneens goed wanneer men wenst een tegenkoppeling aan te brengen op de roosters van een balanstrap door de tegenkoppelspanning aan te voeren op de zijden met laag potentiaal van de twee balans-secondairen.

IMPEDANTIEKOPPELING.

De impedantiekoppeling tussen trappen wordt weergegeven in figuur 6-D. Deze schakeling wordt zelden gebruikt, al heeft ze een groot voordeel in vergelijking met de R-C-koppeling: Dit voordeel is gelegen in het feit dat, vermits de werkzame spanning op de anode met de impedantie in zijn kring ongeveer gelijk is aan de voedingsspanning, het mogelijk wordt ongeveer de dubbele waarde van topuitgangsspanning te verkrijgen. We hebben immers gezien dat de werkzame spanning bij de R-C-koppeling ongeveer de helft bedraagt van de voedingsspanning.

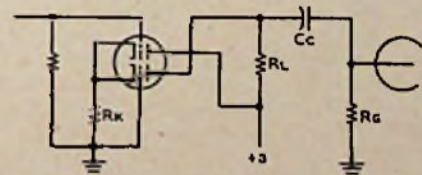
IMPEDANTIE-TRANSFO- EN WEERSTAND-TRANSFOKOPPELING.

Deze twee schakelingen, weergegeven in figuur 6-E en F, worden gebruikt daar waar voor hogervermelde redenen een transfokoppeling gewenst is, doch waar het tevens gewenst is de primaire van de transfo te

isoleren van de gelijkstroom van de anodekring. Met de meeste transformatoren van het type met grote permeabiliteit en brede frequentiekromme is het noodzakelijk te beletten dat er gelijkstroom zou vloeien door de wikkelingen. De schakeling met impedantie-transfo van figuur 6-E geeft een hogere uitgangsspanning, doch wordt niet vaak toegepast daar de koppelimpedantie (smoorspoel) een zeer hoge impedantie en een zeer kleine eigen capaciteit moet hebben teneinde het frequentiebereik van de trap en de transformator niet te beperken. De weerstand-transformatorschakeling van figuur 6-F geeft gewoonlijk voldoening waar het nodig is een transformator te voeden uit een spanningsversterkertrap zonder dat er gelijkstroom door de primaire vloeit.

KATHODEKOPPELING.

De kathodekoppeling van figuur 6-G is slechts sinds betrekkelijk korte tijd in algemeen gebruik gekomen.



$$G_m' = -G_m \frac{G}{2G+1} \quad G = R_k G_n \left(1 + \frac{1}{\mu}\right)$$

$$R_p' = R_p \frac{2G+1}{G+1}$$

$$\mu' = -\mu \frac{G}{G+1}$$

Fig. 7.

Equivalenten factoren van een paar gelijke trioden, die als LF spanningsversterker met kathode koppeling werken.

- G_m = steilheid van elke buis ;
- μ = versterkingsfactor van elke buis ;
- R_p = Inwendige weerstand van elke buis.

Een der voornaamste karakteristieken van de schakeling is dat er geen faze-omkering ontstaat tussen rooster en anodekring. Alle andere koppelmethode tussen trappen gaan immers gepaard met een fazeverschuiving van 180° tussen de roosterkring en de anodekring van de lamp.

In figuur 7 vindt men de formules voor het bepalen van de approximatieve factoren voor een equivalent triode verkregen door het gebruik van twee gelijke trioden in de kathodekoppeling. Met deze equivalente triode-factoren is het mogelijk de formules van figuur 3 te gebruiken voor het bepalen van de versterking van de trap op de verschillende frequenties. De ingangscapaciteit van een dergelijke trap is kleiner dan deze van een der trioden afzonderlijk genomen, de effectieve rooster-anodecapaciteit is veel kleiner (zo veel kleiner dat het mogelijk is dergelijke schakeling als HF-versterker te gebruiken zonder neutralisatie) en de uitgangscapaciteit is ongeveer gelijk aan de rooster-anodecapaciteit van een der triodesecties. Deze schakeling is vooral nuttig met buizen zoals de 6J6, 6N7 en 6SN7-GT, die twee gelijke trioden in een buis verenigen. De gepaste waarde voor de kathodeweerstand in dergelijke schakeling is de waarde, die zou gebruikt worden met een enkele triode in dezelfde voorwaarden van anodespanning en belastingsweerstand als in deze schakeling gebruikt worden.

Een studie van de vergelijkingen van figuur 7 toont dat, wanneer de waarde van de kathodeweerstand naar nul toe verminderd wordt, de steilheid nul benadert, de inwendige weerstand deze van een triode benadert en de versterkingsfactor eveneens nul benadert. Wordt de kathodeweerstand zeer groot gemaakt, dan bereikt de steilheid de helft van deze van een buis, R_k benadert de dubbele inwendige weerstand van één buis en de μ benadert de waarde van deze van een buis. Doch daar de steilheid van elke buis afneemt wanneer de kathodeweerstand vergroot wordt (vermits de anodestroom in elke buis vermindert) zal de optimumwaarde voor de kathodeweerstand gevonden worden in de buurt van de in voorgaande paragraaf vermelde waarde.

RECHTSTREEKSE KOPPELING.

De rechtstreekse koppeling tussen opeenvolgende versterkertrappen (anode van de eerste buis rechtstreeks verbonden met het stuurrooster van de volgende trap) wordt ingewikkeld door het feit, dat het rooster van een versterker ten opzichte van de kathode op een gemiddelde negatieve spanning dient gehouden te worden. Indien het echter mogelijk is de kathode van de volgende trap te houden op een positieve spanning, die iets hoger ligt dan de spanning op de voorgaande anode (het verschil tussen de twee moet de benodigde roostervoorspanning zijn), dan kan men deze koppeling gebruiken. Figuur 6-H geeft een toepassing van dit principe in de koppeling van een pentodeversterkertrap met het rooster van een faze-omkeerder met «verhitte kathode». In deze schakeling zijn de waarden van kathode-, anode- en schermroosterweerstand derwijze gekozen, dat de anode van de pentode werkt op ongeveer $3/10$ van de spanning van de bron. De volgende faze-omkeerder werkt dan met de gebruikelijke waarden van weerstand voor kathode en anode. Dit type van faze-omkeerder beschrijven we hieronder.

3-4. — FAZE-OMKEERDERS.

Om de roosters van een balanstrap te sturen is het noodzakelijk dat men er spanningen op aanvoert van gelijke amplitude doch met tegengestelde polariteit. Deze spanningen kunnen verkregen worden door een balans-ingangstransformator zoals in figuur 6-C. Het is echter ook mogelijk deze spanningen met de vereiste polariteit en faze te bekomen, zonder het gewicht, de omvang en de kostprijs van een ingangstransformator, door het gebruik van een zogenaamde faze-omkeerder. Er bestaan een groot aantal dergelijke schakelingen, doch de drie, die in figuur 8 weergegeven zijn, hebben

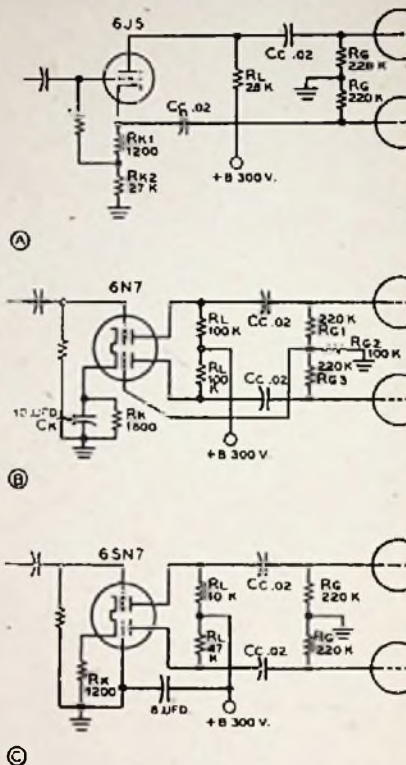


Fig. 8.

Drie populaire faze-omkeerschakelingen met de voorgeschreven waarden der onderdelen.

- A = faze-omkeerder met «hete kathode».
 B = faze-omkeerder van het type «vlottende paraffine».
 C = faze-omkeerder met kathodekoppeling

op langere termijn bewezen de meest doeltreffende te zijn zowel op het gebied van het aantal benodigde onderdelen als van de nauwkeurigheid waarmee de twee gedefazeerde spanningen op dezelfde amplitude gehouden worden, zonder zich te laten beïnvloeden door variaties van de bronspanning en vervanging van buizen.

«VERHITTE KATHODE» FAZE-OMKEERDER.

Figuur 8-A toont het zogenaamde type met «verhitte kathode». Dit type is het eenvoudigste van de drie, daar er slechts een buis nodig is en er het kleinste aantal onderdelen aan te pas komt. Vooral met een rechtstreekse koppeling met de anode van de voorafgaande pentodeversterkertrap, zoals in figuur 6-H, is deze schakeling bijzonder eenvoudig. De schakeling heeft echter de twee volgende nadelen: (1) de kathode van de lamp moet op een potentiaal gehouden worden dat 0,3 maal de spanning van de voedingsbron boven de aan de aarde gelegde gloeidraadspanning ligt, in het geval dat een gemeenschappelijke gloeiwinding gebruikt wordt voor al de lampen van de ontvanger of versterker; (2) deze schakeling veroorzaakt een spanningsverlies tussen de ingang en ieder der twee uitgangstroosters — ongeveer 0,9 maal de waarde van de ingangsspanning zal aangevoerd worden op elk rooster. Dit geeft in feite wel een spanningsversterking van 1,8 op de totale uitgangsspanning (rooster tot rooster) ten opzichte van de ingangsspanning, doch deze waarde is klein in vergelijking met deze van de twee andere besproken schakelingen.

Figuur 8-A geeft de aanbevolen waarden der onderdelen voor het gebruik van een 6J5 in deze opstelling. Wenst men een andere buis te gebruiken dan kan men de gepaste waarden weervinden in Tabel 1. De waarde van R_L , die men in deze tabel vindt, moet gedeeld worden als R_L . De waarde van R_k uit de tabel moet ge-

bruikt worden als R_{k1} en dan moet men de totale waarde van R_{k1} en R_{k2} gelijk maken aan de gebruikte waarde voor R_f .

FAZE-OMKEERDER VAN HET TYPE «VLOTTENDE PARAPHRASE».

Een ander type faze-omkeerder, de zogenaamde «vlottende paraphrase» (floating paraphrase) wordt weergegeven door figuur 8-B. In deze schakeling wordt vaak de 6N7 gebruikt en de aangegeven waarden zijn geschikt voor deze buis. Met aangegeven waarden zal men een spanningsversterking krijgen van 21 van het ingangsrooster tot elk der roosters van de volgende trap. Men kan er een uitgangsspanning mede bekomen van ongeveer 80 volt per rooster.

De schakeling geeft echter een kleine onevenwichtigheid in de uitgangsspanning. Deze onevenwichtigheid kan weggenomen worden in sommige speciale toepassing door de weerstand R_{k1} enkele percent lager te maken dan R_{k2} .

FAZE-OMKEERDER MET KATHODEKOPPELING.

Als gevolg van zijn uitstekende karakteristieken verkrijgt de schakeling van figuur 8-C een stijgende po-

lariteit; deze zijn naast de eenvoud, de frequentie-weergave, de kleine vervorming en de fazekarakteristiek. De schakeling geeft tussen het ingangsrooster en elk der roosters van de volgende trap, ongeveer de helft van de spanningsversterking, die zou verkregen worden met een enkele buis van hetzelfde type, geschakeld als eenvoudige R-C-versterker. Met de gegeven 6SN7-GT ($2 \times 6J5$ in een buis) krijgt men dus een spanningsversterking van ongeveer 7 tussen het ingangsrooster en elk der uitgangsroosters — de totale versterking van rooster tot rooster in de uitgang bedraagt natuurlijk 14. De fazekarakteristieken zijn zo degelijk, dat deze schakeling vaak wordt aangewend als faze-omkeerder in een balansversterker voor deflectie met twee platen in de oscillograaf.

LAAGFREQUENT-VERMOGENVERSTERKERS

3-5. — TRIODEVERSTERKERS MET ENKELE UITGANG.

Figuur 9 toont vijf voorbeelden van klas A-krachtversterkers. Daar de kathodestroom van een klas A1 (geen roosterstroom) triodeversterkertrap constant is met en zonder sturing, gebruikt men in de practijk meestal kathode-voorspanning. De gepaste gegevens voor anodespanning, roostervoorspanning en belastingsimpedantie van dergelijke trappen kan men vinden in het Radio Lampen Vade-Mecum van P. H. Brans.

In zekere voorwaarden is het mogelijk triode-kraftversterkertrappen met enkele uitgang (en eveneens trappen met tetroden en pentoden) derwijze uit te sturen, dat bij de topwaarden van de stuurspanning roosterstroom optreedt. Deze werkwijze wordt klas A2 genoemd en is gekarakteriseerd door een verhoogd rendement van de anodekring ten overstaan van de klas A-versterking zonder roosterstroom. De gewone klas A-versterking zal een anoderendement geven van 20 tot misschien 35%. Bij gebruik van de klas A2 is het mogelijk het anoderendement te doen stijgen tot ongeveer 38 à 45%. Dergelijke werkwijze vereist echter een zeer zorgvuldige keuze van de anodebelasting, een roostervoorspanningsbron met grote stabiliteit (vermits de lamp bij de toppen van de stuurspanning roosterstroom opneemt, al varieert de anodestroom niet met het sein) en een stuurbuis met een middelmatig vermogen om het rooster van de klas A2-triode te sturen. Figuur 9-D en E geeft twee schakelwijzen voor degelijke trappen. Buisen zoals de 845, 849 en 304TL (en eveneens de 813 beam-tetrode met aangepaste bron voor schermrooster-spanning) kunnen in dergelijke trappen gebruikt worden. In ieder geval is de roostervoorspanning ongeveer dezelfde als deze voor het gebruik in klas A1 met dezelfde buis; men moet er een vaste roostervoorspanning bij gebruiken en een stuurtrap met goede stabiliteit — liefst gekoppeld met een 1/1 of zelfs een spanningsverlagende transformator. Men zal in ieder geval vaststellen dat de anodebelasting een waarde moet hebben, die ongeveer 40% boven deze ligt, die door de fabrikant voor het gebruik in klas A1 aanbevolen werd.

Het uitgangsvermogen, de belastingsimpedantie en de vervorming door de tweede harmonische in klas A1 en klas A2 met behulp van de gepubliceerde gemiddelde anodekarakteristieken van de buis door toepassing van de drie formules van figuur 10. Het volstaat een proefbelastingslijn te trekken op de anodekarakteristieken, de waarden van de spanning en stroom op te tekenen op de snijpunten en deze waarden in te voegen in de formules. Figuur 10 geeft een voorbeeld voor de 2A3.

De juiste waarde voor R_k in figuur 9 kan gevonden worden in het Radio Lampen Vade-Mecum of door de aangegeven waarde voor de roostervoorspanning te delen door de anodestroom van de buis. De waarde van C_k moet zo gekozen worden dat de reactantie ervan voor de laagste te verhandelen frequentie kleiner is dan de waarde van R_k . Wanneer men een smoorspoel gebruikt in de anodekring moet eveneens de reactantie ervan minstens even groot zijn als de gepaste anodeimpedantie voor de laagste te verhandelen frequentie

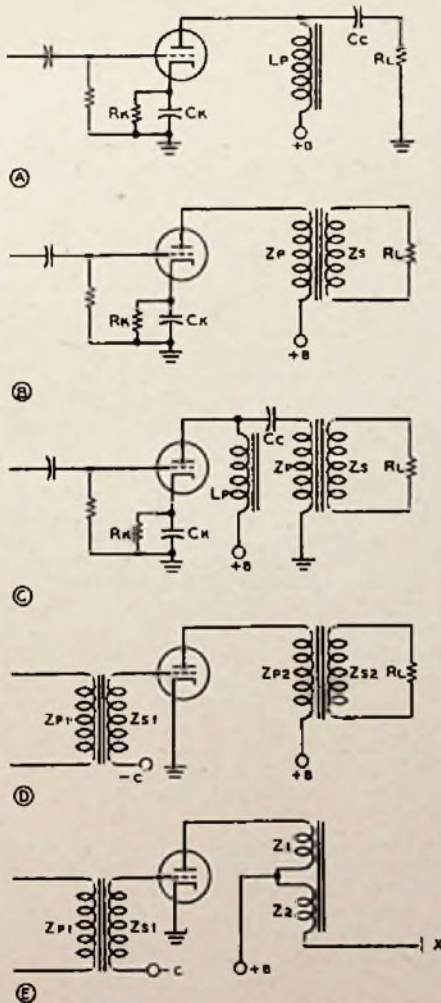
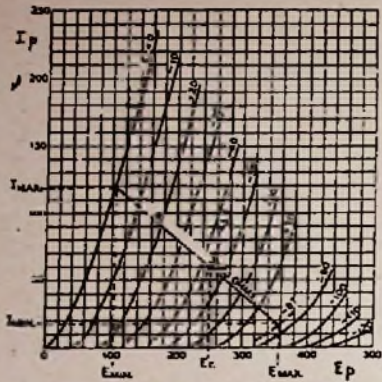


Fig. 9.

Schakelwijzen van een triode als Klas A LF krachtversterker.

A = Impedantiekoppeling; B = Transformatorkoppeling; C = Impedantie-transformatorkoppeling; D = Transformatorkoppeling voor gebruik in Klas A2; E = Klas A2 modulator met koppeling door autotransformator naar een Klas C belasting (*).



$$E_g = - \frac{0,68 E_b}{\mu} \text{ volt}$$

$$R_L = \frac{E_{max} - E_{min}}{I_{max} - I_{min}} \text{ ohm}$$

$$P_o = \frac{(I_{max} - I_{min})(E_{max} - E_{min})}{8} \text{ watt}$$

$$\mu = 4,2 \quad R_b = 800 \text{ ohm} \quad P_o = 15 \text{ watt}$$

$$D_2 = \frac{(I_{max} + I_{min}) - I_o}{2} \times 100 \text{ percent}$$

Fig. 10.

Formulen voor de bepaling der bedrijfsvoorwaarden van een LF-vermogenversterkertrap met triode in Klas A. Om de methode te verduidelijken werd een typische belastingslijn getrokken (R_L) op het stel gemiddelde anodekarakteristieken van een 2A3.

E_g = roostervolspanning (zonder sein); R_L = belastingsweerstand; P_o = uitgangsvermogen; D_2 = vervorming door tweede harmonische.

(zie figuur 9-A en C). De reactantie van de koppelcondensator C_c , wanneer die gebruikt wordt moet eveneens klein zijn in verhouding tot R_L op de laagste te verhandelen frequentie.

Waar men een transformator gebruikt om het uitgangsvermogen over te dragen op de belastingskring, moet de verhouding tussen de toerentallen van primaire en secundaire gelijk zijn aan de vierkantswortel van de verhoudingen tussen de impedanties. Wanneer b.v. de voorgeschreven anodebelastingsimpedantie 10.000 ohm is en de impedantie van de belasting, die moet gevoed worden, 500 ohm bedraagt, dan is de verhouding der impedanties 20 en dan moet de verhouding der toerentallen van primaire en secundaire gelijk zijn aan de vierkantswortel van 20, t.t.z. 4,47.

3-6. — TETRODE OF PENTODE VERMOGEN-VERSTERKERTRAP MET ENKELE UITGANG.

Figuur 11 toont de normale schakeling van een tetrode- of pentodeversterkertrap met enkele uitgang. De buizen van dit type hebben in grote mate de trioden

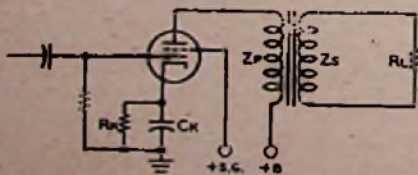


Fig. 11.

Schakeling van een tetrode of pentode als LF vermogenversterker

vervangen in uitgangstrappen van ontvangers of versterkers met klein vermogen wegens het groter rendement. Een 45 b.v. die werkt met een anodespanning van 250 volt, vergt een variatie van de stuurspanning met een topwaarde van 50 volt en geeft een anoderendement van ongeveer 20 %, terwijl een 6V6 met dezelfde anode- en schermroosterspanning slechts een variatie van 12,5 volt vraagt en ongeveer 35 % van zijn voedingsvermogen aflevert als nuttig uitgangsvermogen.

Tetroden en pentoden geven echter een veel grotere harmonische vervorming. De impedantie in hun anodekring (die in een ontvanger dient om het schetteren van de luidspreker te dempen en in een stuurtrap om de stabiliteit te bevorderen) is verscheidene malen groter dan deze van een overeenstemmende triode. Het toepassen van de negatieve terugkoppeling (hier meestal tegenkoppeling genoemd) in een versterker met tetroden of pentoden heeft als dubbel gevolg het verminderen van de vervorming en het verminderen van de effectieve anode-impedantie van de trap. De te volgen werkwijze wordt verder in dit hoofdstuk beschreven.

3-7. — LF-BALANSVERSTERKERS IN KLAS A EN KLAS AB.

Een aantal voordelen wordt verkregen door het gebruik van de balansschakeling met twee of vier lampen in een LF-vermogenversterker. Figuur 12 geeft verscheidene conventionele schakelingen voor het gebruik met trioden en tetroden. De twee voornaamste voordelen van de balansschakeling zijn: (1) het magnetiserend effect van de anodestroom in de transformator wordt geneutraliseerd; (2) de pare harmonischen van het ingangsein (vooral de tweede en vierde harmonischen), die in de balanstrap opgewekt wordt, worden uitgeschakeld.

Het neutraliseren van de pare harmonischen, die in de trap opgewekt worden, scheidt de mogelijkheid de buizen in klas AB te laten werken, m.a.w. deze buizen kunnen gebruikt worden met een voorspanning en een stuurspanning met een dergelijke amplitude, dat de anodestroom van elke buis om beurt gedurende een gedeelte van de stuurpuls afgesneden wordt. Moest een buis met enkele uitgang op dergelijke wijze gebruikt worden, dan zou de opgewekt tweede harmonische een ontoelaatbare waarde bereiken. De balanswerking in klas AB laat een anoderendement toe van 45 tot 60 % naargelang de amplitude van het stuursein roosterstroom veroorzaakt of niet. Wordt er met roosterstroom gewerkt, dan zegt men dat de versterker in klas AB2 werkt en dan kan de aangegeven waarde van 60 % als rendement bereikt worden. Treedt er geen roosterstroom op, dan werkt de balansversterker in klas AB1 en het anoderendement zal de kleinere waarde hebben. In alle klas AB-versterkers zal de anodestroom bij maximum stuursein van 40 tot 150 % stijgen boven de waarde zonder sein (rustwaarde).

3-8. — KLAS B LF-VERMOGEN-VERSTERKERS.

De klas B LF-kraftversterkers werken met een hoger anoderendement dan al de hiervoor beschreven versterkerklassen. Rendementen bij maximum sein van 60 tot 70 % kunnen gemakkelijk verkregen worden met buizen, die tegenwoordig voor dit gebruik beschikbaar

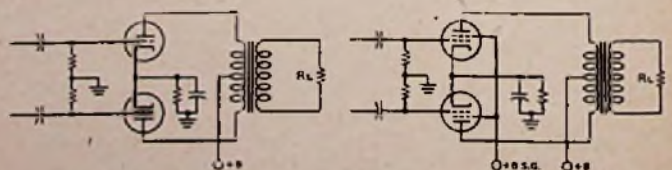


Fig. 12.

Triode en pentode in balansschakeling.

zijn. Daar het anoderendement hoger is kunnen in klas B-krachtversterkers kleinere buizen met lagere anode-dissipatie gebruikt worden voor een gegeven eindvermogen, dan met een ander versterkertype. Een bijkomende factor in het voordeel van de klas B LF-versterker is, dat in rusttoestand het door de versterker opgenomen voedingsvermogen betrekkelijk klein is. Dit zijn de redenen waarom dit versterkertype de andere overtroffen heeft, waar het gaat om het verkrijgen van LF-vermogens van 100 watt tot zelfs 150.000 watt, zoals deze noodzakelijk zijn voor sterke omroepstations op korte golven.

Een versterker van dit type vertoont ook wel zekere nadelen, doch men kan ze omzeilen door een behoorlijk ontwerpen van de kringen en schakelingen, die met deze versterkertrap gepaard gaan. Deze nadelen zijn: (1) De klas B LF-versterker vergt een stuurvermogen in de roosterkring; dit nadeel kan onzeild worden door het gebruik van een ruim berekende krachttrap vóór de klas B-trap met een spanningsverlagende transformator tussen de stuurtrap en de roosters van de eindtrap. Tegenkoppeling wordt soms toegepast om de anode-impedantie van de stuurtrap te verminderen en om op die wijze de spanningsregeling te verbeteren ondanks de variërende belasting door de roosters van de klas B; (2) De klas B-trap vereist een constante waarde van de gemiddelde roostersvoorspanning en dit ondanks het feit dat de roosterstroom gedurende een groot gedeelte van de sturgolf nul is, doch op bepaalde ogenblikken kan stijgen tot op ongeveer een derde van de topwaarde van de anodestroom. Men gebruikt speciale voedingen met geregelde spanningen om de voorspanning te leveren ofwel batterijen. Anderzijds heeft men een aantal buizen speciaal voor dit gebruik ontwikkeld, die werken met een gemiddelde roostersvoorspanning van nul volt. De 811, 838, 805, 203Z, 809, HY-5514 en de TZ-40 zijn hiervan enkele voorbeelden. Al deze zogenaamde « nul-voorspanning » (zero-bias) buizen hebben aanbevolen bedrijfsvoorwaarden met matige anodespanningen, waarin ze zonder roostersvoorspanning kunnen werken. Verhoogt men de anodespanning tot de toegelaten maximum waarde, dan is toch een kleine voorspanning vereist, die echter met enkele batterijen van 4½ volt kan verkregen worden.

En (3) een klas B LF-vermogenversterker vergt een anodespanningsbron met een redelijk goede stabiliteit. Deze vereiste leidde tot de ontwikkeling van de zogenaamde « oscillerende smoorspoelen » (swinging choke). In hoofdzaak is het een smoorspoel van de gewone vorm, doch met een verkleinde luchtspleet. Deze vermindering van de luchtspleet geeft een veel grotere zelfinductie met kleine stroomwaarden, zoals men ze ontmoet in een klas B-trap zonder of met kleine sturing. Met een hogere stroom, zoals deze afgenomen door een klas B-trap met maximum sturing, daalt de zelfinductie tot een veel lagere waarde. Met een oscillerende smoorspoel van dit type, berekend voor de gepaste stroomwaarde, als ingangssmoorspoel in het afvlakdeel van een spanningsbron, zal de spanningsstabilisatie verbeterd worden op een wijze, die de voeding geschikt maakt voor een klas B-versterker of modulator. In het hoofdstuk over de voedingen wordt dit nader besproken.

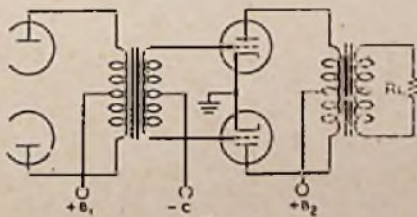


Fig. 13.

LF vermogenversterker in Klas B. Bij werking zonder roostersvoorspanning wordt de klem -C aan de aarde verbonden. +B1 is de anodespanning voor de stuurtrap en +B2 deze voor de modulatortrap.

AANBEVOLEN BEDRIJFSVOORWAARDEN.

Tabel III geeft de aanbevolen bedrijfsvoorwaarden voor een aantal vaak voorkomende buizen in een klas B-versterker of modulator. Sommige bijkomende gegevens werden hier eveneens in opgenomen voor buizen, die als klas AB1 of klas AB2-versterker of modulator kunnen gebruikt worden.

Vaak is het wenselijk een paar buizen in Klas B te gebruiken met anodespanningen, die wat afwijken van de in tabel III gegeven waarden of die als standaardwaarden gegeven werden door de fabrikant. In het volgende paragraaf geven we de methode om de bedrijfsvoorwaarden te bepalen, die in dergelijke gevallen dienen toegepast.

BEREKENING DER BEDRIJFSVOORWAARDEN VAN KLAS B-VERMOGENVERSTERKERS.

De volgende methode kan gebruikt worden voor het berekenen van de bedrijfsvoorwaarden van een Klas B-vermogenversterker, wanneer ze moeten werken op een weerstandsbelasting, zoals 'n klas C-vermogenversterker er eigenlijk een is. Deze werkwijze zal voldoening schenken voor de toepassing van buizen als klas B-versterkers, wanneer het gewenst is deze buizen te gebruiken in voorwaarden, die niet voorzien zijn in de door de fabrikanten opgegeven karakteristieken. Dezelfde werkwijze kan even doeltreffend toegepast worden voor de berekening van bedrijfsvoorwaarden van beam-tetroden als klas AB2-versterkers of modulators, wanneer de rust-anodestroom (zonder sein) minder dan 25 of 30 % bedraagt van de maximum anodestroom bij volle uitsturing.

Kies eerst, met de gemiddelde karakteristieken van de lamp zoals ze door de fabrikant gegeven worden voor u, een punt op de E_c-E_b -lijn, dat ongeveer het dubbele voorstelt van de anodestroom, die ge van de buizen verwacht bij modulatie. Gaat het om een beam-tetrode, kies dan een punt uit van ongeveer dezelfde waarde, als in het voorgaande geval, juist rechts van de strek waar de I_p -lijn een scherpe kromming naar beneden maakt. Dit zal het eerste proefpunt zijn en de spanning op het gekozen punt mag niet meer bedragen dan ongeveer 20 % van de toegepaste d.c.-spanning, indien men een goed rendement van de anodekring wenst.

Noteer dan de waarde van i_{pmax} en e_{pmax} op dit punt.

Trek dan de waarde van e_{pmax} af van de d.c.-anodespanning.

Breng de verkregen waarden in de volgende vergelijkingen:

$$P_o = \frac{i_{pmax} (E_{bb} - e_{pmin})}{2} =$$

uitgangsvermogen van 2 buizen.

$$R_L = 4 \frac{(E_{bb} - e_{pmin})}{i_{pmax}} =$$

belasting anode tot anode voor 2 buizen.

$$N_p = 78,5 \left(1 - \frac{e_{pmin}}{E_{bb}}\right) =$$

anoderendement bij volle sturing.

De bovenstaande vergelijkingen zijn juist voor de werking van de buizen met sinusvormige sturgolven. Wordt echter een afknijpfilter of een ander begrenzingssysteem in de voorversterker gebruikt, of indien het noodzakelijk is de bedrijfsvoorwaarden te berekenen op basis van het feit, dat de verhouding van het topvermogen tot het gemiddeld vermogen van een spraakgolf ongeveer 4 tot 1 bedraagt, in tegenstelling met een sinusgolf, waar deze verhouding 2 tot 1 is, — m.a.w., wanneer het gaat om niet sinusvormige golven zoals de zuivere spraak of de spraak, die door een clipper-filter gevoerd werd — dan hebben we niet langer belangstelling voor het gemiddeld uitgangsvermogen van de modulator in zoverre het zijn geschiktheid

TABEL III.

Klas AB2 en Klas B LF Vermogenversterkers

Buizen	Anode- spanning	Roostervoor- spanning	Gloeispanning	Seinspanning rooster tot rooster (topwaarde)	Anodestroom zonder sein	Anodestroom met max. sein	Belastings- weerstand	Max. Stuur- vermogen	Aanbevolen stuurtrap	Lijtings- vermogen (topwaarde)	Gemiddeld uitgangsver- mogen met sinusgolf.									
2E30	180 Ep	-22,5	6,0	75	16	100	2500	0,23	1x2E30	14,8	7,4									
	180 Esg											6,0	87	40	120	3800	0,2	1x2E30	34	17
	250 Ep											-30	6,0	87	40	120	3800	0,2	1x2E30	34
6V6(AB1)	285 Ep	-19	6,3	38	70	92	8000	(2)	1x6J5	28	14									
	285 Esg											6,3	38	70	92	8000	(2)	1x6J5	28	14
6F6(AB2)	350 Ep	140 Ω (1)	6,3	94	54	77	10000	0,2	1x6J5	38	19									
	250 Esg											6,3	94	54	77	10000	0,2	1x6J5	38	19
(AB1)	360 Ep	150 Ω (1)	6,3	57	88	100	9000	(2)	1x6J5	49	24,5									
6L6(AB2)	270 Esg											6,3	57	88	100	9000	(2)	1x6J5	49	24,5
(AB2)	360 Ep	-18	6,3	52	78	142	6000	0,140	1x6J5	62	31									
	225 Esg											-18	6,3	52	78	142	6000	0,140	1x6J5	62
2E26(2)	360 Ep	-22,5	6,3	72	88	205	3800	0,270	6SN7	94	47									
	270 Esg											-22,5	6,3	72	88	205	3800	0,270	6SN7	94
815(1)	400 Ep	-15	6,3/12,6	60	20	150	6200	0,36	6SN7	84	42									
	125 Esg											-15	6,3/12,6	60	20	150	6200	0,36	6SN7	84
807	500 Ep	-15	6,3/12,6	60	22	150	8000	0,36	6SN7	104	54									
	125 Esg											-15	6,3/12,6	60	22	150	8000	0,36	6SN7	104
HY-69	500 Ep	-25	6,3	78	100	240	4240	0,2	6SN7	150	75									
	300 Esg											-25	6,3	78	100	240	4240	0,2	6SN7	150
809	600 Ep	-30	6,3	78	60	200	6400	0,1	6SN7	160	80									
	300 Esg											-30	6,3	78	60	200	6400	0,1	6SN7	160
811	750 Ep	-32	6,3	92	60	240	6950	0,2	6SN7	240	120									
	300 Esg											-32	6,3	92	60	240	6950	0,2	6SN7	240
35T	600 Ep	-35	6,0	100	50	200	6500	0,3	6SN7	160	80									
	300 Esg											-35	6,0	100	50	200	6500	0,3	6SN7	160
203A	700	0	6,3	160	70	250	6200	3,4	6L6(3)	240	120									
	1000	-9	6,3	155	40	200	11600	2,7	6L6(3)	290	145									
805	1000	0	6,3	160	30	260	8800	4,0	6L6(3)	370	185									
	1250	0	6,3	150	48	240	12000	3,4	6L6(3)	420	210									
808	1500	-9	6,3	150	20	200	17600	3,0	6L6(3)	440	220									
	1000	-8	5,0	240	67	240	7900	7,0	2x2A3	280	140									
211	1500	-25	5,0	250	45	200	16200	5,0	(AB1)	440	200									
	2000	-40	5,0	255	34	167	27500	4,0	6L6(3)	470	235									
809	1000	-35	10,0	310	26	320	6900	10,0	2x2A3	400	200									
	1250	-45	10,0	330	26	320	9000	11,0	(AB1)	520	260									
810	1000	-77	10,0	380	20	320	6900	7,5	2x2A3	400	200									
	1250	-100	10,0	410	20	320	9000	8,0	(AB1)	520	260									
838	1000	0	10,0	200	106	320	6900	7,0	2x2A3	400	200									
	1250	0	10,0	200	148	320	9000	7,5	(AB1)	520	260									
5514	750	0	7,5	93	46	200	8400	3,0	6L6(3)	210	105									
	1250	0	7,5	118	84	300	10000	4,5	6L6(3)	540	270									
8005	1500	-4,5	7,5	146	50	350	10500	6,5	2x2A3	800	400									
	1000	-55	10,0	290	40	320	8000	4,0	(AB1)	800	400									
828	1250	-70	10,0	310	40	310	1000	4,0	6L6(3)	500	250									
	Ep=1700 Esup=60 Esg=750 Ep=2000 Esup=60 Esg=750	-120 -120	10,0 10,0	240 240	50 50	248 270	16200 18500	(2) (2)	2x6J5/ 6SJ7	600 730	300 365									
75TL	1500	-105	5,0	450	67	285	11000	6,0	2x2A3	560	280									
	2000	-160	5,0	534	50	250	18000	5,0	(AB1)	750	350									
100TH	2000	-35	5,0	310	60	280	15000	7,0	2x2A3	720	360									
	3000	-65	5,0	335	40	215	31000	5,0	2x2A3	900	450									
(AB1)	Ep=2000 Esg=600	-94	5,0	188	50	240	13400	(2)	6SN7/6SJ7	460	230									
	Ep=2500 Esg=600											-96	5,0	192	50	232	20300	(2)	6SN7/6SJ7	660
4-125A	Ep=2000 Esg=350	-45	5,0	210	72	300	13600	3,1	6L6(3)	700	350									
	Ep=3000 Esg=350											-51	5,0	198	75	260	27700	2,5	6L6(3)	1040
8003	1350	-100	10,0	480	40	490	6000	10,5	2x2A3	920	460									
	Ep=2250 Esg=750 Ep=2500 Esg=750	-90 -95	10,0 10,0	230 235	45 35	315 360	18500 17000	0,1 0,35	6SN7 6V6	1030 1300	515 650									
810	2000	-50	10,0	345	60	420	11000	10,0	2x2A3	1180	590									
	2250	-60	10,0	380	70	450	11600	13,0	(AB1)	1450	725									
(AB1)	Ep=2000 Esg=300	-88	5,0	176	110	405	9170	(2)	6SN7/6SJ7	920	460									
	Ep=3000 Esg=300											-96	5,0	186	120	417	15000	(2)	6SN7/6SJ7	1500
4-250A	Ep=2000 Esg=300	-48	5,0	198	120	510	8000	2,3	6L6(3)	1300	650									
	Ep=3000 Esg=300											-53	5,0	198	125	473	16000	1,9	6L6(3)	2080
(AB1)	2000	-160	5,0/10,0	320	200	546	5300	(2)	6SN7/6SJ7	980	490									
	3000	-260	5,0/10,0	520	130	444	12000	(2)	6SN7/6SJ7	1460	730									
304TL	1500	-105	5,0/10,0	500	270	1,14 A.	2750	30	2x845(A)	2200	1100									
	2000	-160	5,0/10,0	580	200	1,0 A.	4500	25	2x845(A)	2800	1400									

(1) Weerstand. (2) Geen roosterstroom. (3) Met tegenkoppeling.

betreft om een klas C-versterker te moduleren, doch stellen we belang in de topwaarde van het eindvermogen.

In deze voorwaarde doen we beroep op meer algemene verhoudingen. De eerste hiervan is: Er is een top-uitgangsvermogen nodig, dat gelijk is aan het voedingsvermogen van de te moduleren klas C-trap, om dit ingangsvermogen volledig te moduleren.

De tweede luidt: Het vereiste gemiddeld eindvermogen van de modulator is gelijk aan de vormfactor van de modulerende golf vermenigvuldigd met het voedingsvermogen van de klas C-trap. De vormfactor van de onbegrensde spraak is ongeveer 0,25. De vormfactor van een sinusgolf is 0,5. De vormfactor van een spraakgolf, die door een afknijpfilter ging, ligt ergens tussen 0,25 en 0,9 naargelang de verwezenlijkte begrenzing. Met een begrenzing van 15 of 20 db kan de vormfactor de hoger vermelde waarde 0,9 bereiken. Dit betekent dat het LF-eindvermogen van de modulator 90 % moet bedragen van het voedingsvermogen van de klas C-trap. Met een ingangsvermogen van 1 kilowatt zullen we dus 900 watt LF nodig hebben om de klas C-trap 100 % te moduleren, wat een heel verschil maakt met de 250 watt, die we gebruiken zullen om 100 % te moduleren met een onbegrensde spraakgolf. Men ziet dus zonder moeite dat het sein van een station, dat een clipper-filter gebruikt, veel doeltreffender zal gemoduleerd schijnen, al zal er nochtans geen enkel der storende verschijnselen van overmodulatie optreden.

VOORBEELD VAN BEREKENING MET DE 811.

Figuur 14 toont een familie anodekarakteristieken voor de buis 811 met een belastingslijn voor klas B-bedrijf. Figuur 15 geeft een voorbeeld van de berekeningen voor het bepalen van de geschikte bedrijfsvoorwaarden voor het verkrijgen van een uitgangsvermogen van ongeveer 185 watt met 1000 volt anodespanning. Figuur 15 geeft eveneens de geschikte werkwijze om de juiste verhouding te bepalen van de modulatietransformator tussen het paar 811 en een veronderstelde eindversterker met 2000 volt andespanning en 175 mA anodestroom.

BEREKENING VAN DE MODULATIE-TRANSFORMATOR.

De in figuur 15 gegeven werkwijze kan algemeen gebruikt worden voor het vaststellen van de geschikte transformatieverhouding tussen de modulator en de te moduleren versterker. Deze werkwijze is de volgende: (1) Bepaal de juiste belastingsimpedantie anode tot anode voor de modulatorbuizen, hetzij met behulp van de berekening van figuur 15, hetzij uit de gege-

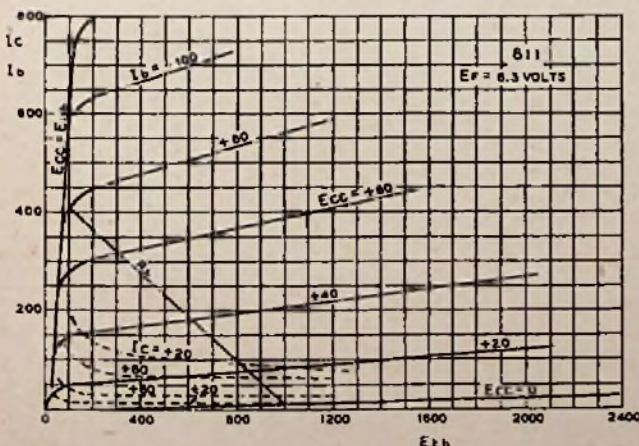


Fig. 14.

Belastingslijn (R_L) in een typische Klas B LF versterker. De belastingslijn is getrokken op de gemiddelde anodekarakteriestieken van een type 811. Zie fig. 15 voor de berekening van de bedrijfsvoorwaarden.

Gegevens: 2 buizen type 811. $E_{bb} = 1000$
 Ingangsvermogen van de eindtrap: 350 W.
 Vereist uitgangsvermogen (topwaarde) = $350 + 6\% = 370$ W.
 Eindversterker $E_{bb} = 2000$ V.
 Eindversterker $I_b = 0,175$ A.

$$\text{Eindversterker } Z_L = \frac{2000}{0,175} = 11400 \text{ ohm.}$$

Voorbeeld: kies een punt op de karakteristieken van de 811 juist rechts van $E_{bb} = E_{cc}$

$$I_{pmax} = 0,410 \text{ A.}$$

$$E_{pmin} = +100$$

$$I_{pmax} = 0,100 \text{ A.}$$

$$E_{pmax} = +80$$

$$\text{Topwaarde } P_o = 0,410 \times (1000 - 100) = 0,410 \times 900 = 369 \text{ watt.}$$

$$R_L = 4 \times \frac{900}{0,410} = 8800 \text{ ohm}$$

$$N_p = 78,5 \left(1 - \frac{100}{1000}\right) = 78,5 \times 0,9 = 70,5\%$$

$$W_o \text{ (gemiddeld met sinusgolf)} = \frac{P_o \text{ (top)}}{2} = 184,5 \text{ watt.}$$

$$W_{in} = \frac{184,5}{70,5} = 260 \text{ watt.}$$

$$I_b \text{ (maximum met sinusgolf)} = 260 \text{ mA.}$$

$$\text{Topwaarde } W_p = 0,100 \times 80 = 80 \text{ watt.}$$

$$\text{Stuurvermogen} = \frac{W_p \text{ (top)}}{2} = 4 \text{ watt}$$

Transformator:

$$\frac{Z_s}{Z_p} = \frac{11400}{8800} = 1,29$$

Verhouding der toerentallen:

$$\sqrt{\frac{Z_s}{Z_p}} = \sqrt{1,29} = 1,14 \text{ spanningsverhoging.}$$

Fig. 15.

VOORBEELD VAN BEREKENING

Typische berekening van de bedrijfsvoorwaarden van een Klas B LF krachtversterkertrap uitgerust met een paar 811. Anodekarakteristieken en belastingslijn zijn weergegeven in figuur 14.

vens van tabel III, hetzij uit de gegevens van de fabrikant. (2) Bepaal de belastingsimpedantie, die de klas C-versterkertrap zal vertonen door de werkzame anodespanning te delen door de werkzame anodestroom in ampere. (3) Deel de klas C-belastingsimpedantie, bepaald in (2) door de belasting anode tot anode bepaald in (1). De hierdoor verkregen verhouding is de verhouding der impedanties tussen primaire en secundaire. (4) Neem de vierkantswortel van deze verhouding voor het bepalen van de verhouding der windingen. Is deze verhouding groter dan een, dan moet een spanningsverhogende transformator gebruikt worden. Is ze kleiner dan een, dan moet de transformator spanningsverlagend zijn.

Heeft men de werkwijze van figuur 15 gevolgd voor het berekenen van de bedrijfsvoorwaarden van de modulatorbuizen, dan kan de vaststelling van de transformatieverhouding als volgt geschieden: Deel de anodespanning van de gemoduleerde trap door de totale stuurspanningsvariatie op de modulatorbuizen — 2 ($E_{bb} - e_{min}$). Deze verhouding moet numeriek de hierboven verkregen transformatieverhouding zeer dicht benaderen. De oorzaak hiervan is tamelijk duidelijk: de verhouding tussen de totale primaire spanning en de d.c.-spanning op de gemoduleerde trap is gelijk aan de

toerenverhouding van de transformator, vermits een topspanning op de secundaire vereist is, die gelijk is aan de anodespanning op de gemoduleerde trap om deze trap 100 % te moduleren.

Nota nopens het gebruik van afknijp-voorversterkers met tetrode modulatorbuizen.

Wanneer een afknijp-voorversterker gebruikt wordt samen met een klas B-modulatortrap, dan zal de anodestroom op die trap tot een hogere waarde stijgen bij modulatie (als gevolg van het groter gemiddeld ingangs- en uitgangsvermogen), doch de anodedissipatie van de buizen zal normaal kleiner zijn dan met sinusvormige modulatie. Wanneer echter tetroden als modulator gebruikt worden, dan zal de schermroosterdissipatie van de modulatorbuizen bij volle modulatie de tie. Men moet dus oppassen dat de schermroosterdissipatie van de modulatorlampen bij volle modulatie de aangegeven maximumwaarde niet overtreft, indien men een afknijp-filter gebruikt. De schermroosterdissipatie is gelijk aan de schermroosterspanning vermenigvuldigd met de schermroosterstroom.

3-9. — KATHODE-FOLLOWER VERMOGEN-VERSTERKERS.

In het begin van dit hoofdstuk hebben we even de kathode-followerversterker vermeld. De kathode-follower is in hoofdzaak een uitgangstrap waarin de stuurspanning aangevoerd wordt tussen rooster en aarde,

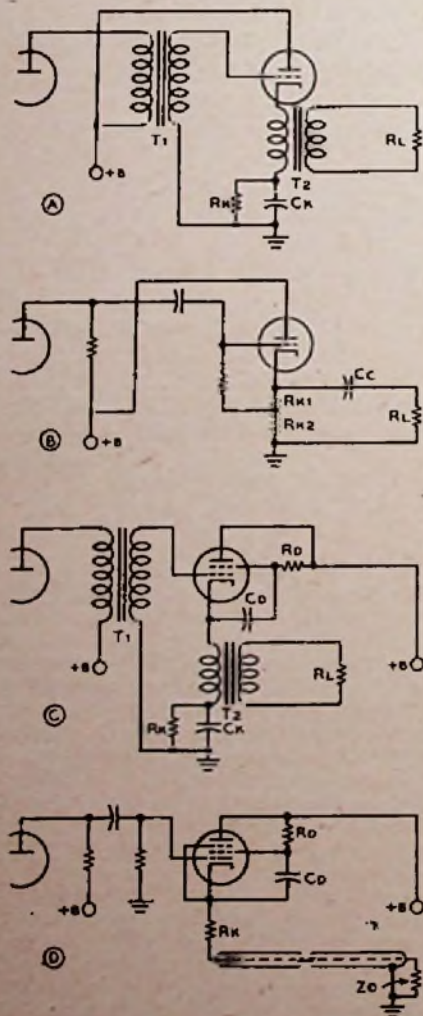


Fig. 16.

Uitgangskringen van kathode-followers voor LF en video-versterkers. Z_0 is de impedantie van de coaxiale kabel in schema D; In de tekst vindt men de nodige verklaring.

Triode :

$$\mu_{CF} = \frac{\mu}{\mu + 1}$$

$$A = \frac{\mu R_L}{R_L (\mu + 1) + R_p}$$

$$R_o \text{ (kathode)} = \frac{R_p}{\mu + 1}$$

$$R = \frac{(R_{K1} + R_{K2}) R_{Lp}}{R_{K1} + R_{K2} + R_{Lp}}$$

Pentode :

$$R_o \text{ (kathode)} = \frac{1}{G_M}$$

$$Req = \frac{R_L}{1 + R_L G_M}$$

$$A = G_M Req$$

Fig. 17.

Equivalente factoren voor kathode-follower-vermogen versterkers uitgerust met trioden en pentoden (of tetroden).

waarbij de anode ten opzichte van ingangs- en uitgangseinen op het potentiaal van de aarde gehouden wordt en waar het uitgangsein afgetakt wordt tussen kathode en aarde. Figuur 16 toont vier typen van de kathode-follower, zoals ze gewoonlijk gebruikt worden en figuur 17 toont de uitgangsimpedantie (R_o) en de versterking van de trap (A) van de kathode-follower uitgerust met triode (of tetrode). Bij nazicht van de formules stelt men vast dat de spanningsversterking steeds kleiner is dan 1, dat de uitgangsimpedantie veel lager is dan deze van dezelfde trap gebruikt als versterker met kathode-afvoer. De uitgangsimpedantie met gewone buizen ligt ergens tussen 100 en 1000 ohm, wat in hoofdzaak afhangt van de steilheid van de buis.

Deze vermindering van de versterking en van de impedantie in de kathode-follower is te wijten aan het feit, dat de trap werkt met een tegenkoppeling van 100 % tussen ingang en uitgang. Al is de spanningsversterking van de trap verminderd tot een waarde kleiner dan 1 als gevolg van de tegenkoppeling, toch is de krachtversterking van de trap, indien hij in klas A werkt, niet kleiner. Al is er een hogere spanning vereist om de kathode-follower te sturen, dan deze die op de uitgang optreedt, vermits de kathode het rooster volgt, toch is de spanningroosterkathode essentieel dezelfde als in een gewone versterker.

Al is de kathode-follower geen spanningsversterker, toch is hij 'n doeltreffende vermogenversterker, wanneer het gewenst is een belasting met lage impedantie te voeden of wanneer men wenst te werken op een belasting van variërende impedantie met een sein met goede stabiliteit. Deze laatste geschiktheid maakt de kathode-follower bijzonder doeltreffend als stuurtrap voor de roosters van een klas B-modulator. Verder in dit boek geven we hiervan een praktische toepassing.

De schakeling van figuur 16-A is het type van een versterker, die zowel met enkele als dubbele uitgang kan gebruikt worden en dus goed geschikt is als stuurtrap voor een klas B-modulator; zij kan eveneens in andere toepassingen gebruikt worden, zoals het voeden van een luidspreker, wanneer een buitengewoon goede demping van de luidspreker gewenst is. Indien de d.c.-weerstand van de primaire van transformator T2 ongeveer de juiste waarde van de kathodeweerstand heeft, dan kunnen de onderdelen R_k en C_k weggelaten worden. Figuur 16-B toont een schakeling, die kan gebruikt worden om rechtstreeks een belastingsimpedantie met een waarde gelijk aan of hoger dan de kathodeimpedantie te voeden. De waarde van C_c moet tamelijk groot zijn, zelfs iets hoger dan deze die in een gewone

schakeling zou gebruikt worden, indien men de frequentiewaergave van de kring, die op een belasting met lage impedantie werkt, niet wil benadelen.

Figuur 16-C en D toont de kathode-follower met tetrode en pentode. Figuur 16-C geeft ongeveer dezelfde opstelling als figuur 16-A en dezelfde opmerkingen nopens de onderdelen R_k en C_k en de weerstand van de primaire zijn hier van toepassing. Merk eveneens op dat het schermrooster op hetzelfde seinpotentiaal gehouden wordt als de kathode met behulp van de condensator C_{II} . Deze capaciteit moet groot genoeg genomen worden, zodat op de laagste te verhandelen frequentie de reactantie klein zou zijn ten opzichte van de dynamische schermrooster-kathodeweerstand in parallel met R_{II} . T2 moet in deze schakeling, zowel als in deze van figuur 16-A de gepaste toeren- (of impedantie-) verhouding hebben om de gewenste spanningsverhoging of -verlaging te geven tussen kathodekring en belasting. De schakeling van figuur 16-D wordt vaak gebruikt in videoversterkers om een coaxiale kabel met betrekkelijk lage impedantie te voeden. Men moet dan een pentode of een tetrode kiezen als kathode-follower met een kathode-impedantie (1/S), die ongeveer dezelfde is als deze van de kabel. De 6AG7 en de 6AC7 hebben kathode-impedanties van dezelfde orde als de impedanties van zekere soorten coaxiale kabel met kleine capaciteit. Een schakeling zoals deze van figuur 16-D is eveneens bruikbaar voor het voeden van coaxiale kabels met LF of HF, wanneer het noodzakelijk is het uitgangsein over middelmatige afstanden te vervoeren. De weerstand R_k is in de figuur toegevoegd voor het geval waarin de kathode-impedantie van de buis hoger zou zijn dan de karakteristieke impedantie van de kabel. Indien de uitgangsimpedantie van de trap lager moest zijn dan deze van de kabel, dan plaatst men soms een weerstand van de geschikte waarde in parallel met het begin van de kabel. De waarden van R_{II} en C_{II} moeten gekozen worden met inachtneming van dezelfde opmerking als deze, die gemaakt werden voor de schakeling van figuur 16-C.

De kathode-follower kan met goed gevolg gebruikt worden als koppelsysteem voor hoge of midden frequenties tussen twee delen van een toestel, die ver van elkaar verwijderd liggen. In een dergelijke geval moet een coaxiale kabel gebruikt worden om de HF of MF

te voeren. Een dergelijke toepassing kan gevonden worden voor het overbrengen van de uitgangsspanning van een oscillator met veranderlijke frequentie naar een zender, die ver van de controletafel gelegen is. Een andere toepassing vindt men wanneer het wenselijk is een demodulator voor enkele zijband, een adaptor voor FM of een ander bijkomend toestel te verbinden met de gewone ontvanger. Een buis zoals de 6SH7 in deze wijze geschakeld is bruikbaar voor een koppeling in MF, terwijl een 6L6 of een 6AG7 in de uitgangstrap van een oscillator met veranderlijke frequentie in kathode-follower geschakeld geschikt is om de coaxiale lijn naar de zender te voeden.

AFGESTEMDE HF-SPANNINGS-
VERSTERKERS.

Afgestemde HF-spanningsversterkers worden gebruikt in ontvangers voor de versterking van het inkomend HF-sein en voor de versterking van de MF-seinen, nadat het inkomend sein in de mengtrap omgezet werd in de midden-frequentie. Trappen voor het HF-sein worden meestal HF-versterkers genoemd en trappen, die werken op de middenfrequentie, MF-versterkers. Zowel de afgestemde HF als MF-versterkers werken in klas A en dit gewoonlijk op spanningspeilen van een breukdeel van een millivolt tot amplituden, die 10 tot 50 volt kunnen bereiken op de anode van de laatste MF-trap in een ontvanger.

3-10. — BESCHOUWINGEN OVER
DE ROOSTERKRING.

Daar de volle versterking van een versterker het sein van de eerste afgestemde kring volgt, zijn de bedrijfsvoorwaarden, die heersen in deze kring en zijn koppeling met de antenne aan de ene zijde, en met het rooster van de eerste trap aan de andere zijde, van het grootste belang voor het bepalen van de verhouding sein-storing van de ontvanger bij zwakke seinen.

EERSTE AFSTEMKRING.

Het is klaarblijkelijk van het hoogste belang dat men op het rooster van de eerste buis de grootst mogelijke

TABEL IV

Ingangscapaciteit, steilheid en relatieve degelijkheidsfactor van buizen op 100 MHz.

		6SJ7	6SK7	6SH7	6SG7	6AB7	6AC7	9001	9003	6AU6	6BA6	6AG5	6AK5
1. Anodespanning	Volt	250	250	250	250	300	300	250	250	250	250	250	120
2. Schermroosterspanning	Volt	100	100	150	125	200	150	100	100	150	100	150	120
3. Roosterspanning	Volt	-3,2	-2,8	-1,0	-1,0	-2,8	-2,2	-2,0	-2,9	-1,2	-1,3	-1,8	-2,0
4. Anodestroom	MA.	3,0	9,2	12,2	11,8	12,5	10,0	2,0	6,7	10,8	11,0	7,4	7,5
5. Schermroosterstroom	MA.	0,9	2,7	4,2	4,5	3,1	2,4	0,8	2,5	4,4	4,4	2,4	2,5
6. Steilheid	μ MHOS	1490	1980	5500	4950	4700	9450	1450	1900	5250	4300	4950	4950
Kortsluit ingangscapaciteit = C_I													
7. Buis werkend in de voorwaarden van 1 tot 6	$\mu\mu$ F	9,5	9,4	13,9	13,6	12,4	18,0	5,5	5,0	10,0	9,6	9,3	6,4
Kortsluit ingangseleidbaarh. = G_I													
8. Buis werkend in de voorwaarden van 1 tot 6	μ MHOS	528	503	632	604	792	1970	61,7	66	759	603	326	134
9. Hulscapaciteit	$\mu\mu$ F			1,6							0,8		
10. Hulsgeleidbaarheid	μ HMOS			26,6							2,3		
11. Rooster-kathode capac. (gemeten met een koude buis op lage frequentie)	$\mu\mu$ F		2,01	3,59	3,42	3,15	5,26	1,64	1,31	3,10	3,02	3,35	2,31
12. Degelijkheidsfactor	$\frac{G_M}{\sqrt{G_I}}$	65	88	220	200	168	212	198	234	190	175	273	425

verhouding sein-storing zou aanbrengen. Het verkrijgen van deze optimum verhouding is een zeer ingewikkeld vraagstuk, daar storingen in de antenne zelf opgewekt worden als gevolg van haar equivalente stralingsweerstand (deze storing voegt zich bij de storingen van atmosferische oorsprong) en in de eerste afstemkring als gevolg van zijn equivalenten koppelweerstand bij resonantie. De opgewekte stoorspanning door de equivalente stralingsweerstand van de antenne en door de equivalente weerstand van de afstemkring is gelijkwaardig aan deze, die verwekt wordt in een weerstand als gevolg van de thermische agitatie en wordt door de volgende vergelijking uitgedrukt:

$$E_n^2 = 4 k T R \Delta F$$

waarin E_n = de effectieve waarde van de stoorspanning over het bereik ΔF ,

k = de constante van Boltzmann = $1,374 \times 10^{-23}$ joule per $^\circ K$,

T = de absolute temperatuur in $^\circ K$,

R = de resistieve component van de impedantie waarover de thermische storing zich ontwikkelt,

ΔF = de frequentieband waarover de spanning gemeten wordt.

In de bovenstaande vergelijking is ΔF in hoofdzaak de frequentieband, die door de MF-versterker doorgeleten wordt in de beschouwde ontvanger. Voor de voorwaarden die men in het gewone overseiningswerk ontmoet, kan deze uitdrukking in grote mate vereenvoudigd worden. Indien we de volgende voorwaarden veronderstellen: $T = 300^\circ K$ of $27^\circ C$ of $80,5^\circ F$, t.z. ongeveer de kamertemperatuur: $\Delta F = 8000$ Hz (de gemiddelde doorlaatband van een professionele ontvanger of van een spraakversterker), dan herleidt de vergelijking zich tot $E_{eff} = 0,0115 \sqrt{R}$ microvolt. Zo bedraagt de thermische agitatie spanning, die optreedt in het midden van een halve golf antenne (bij veronderstelling van een effectieve temperatuur van $300^\circ K$) met een stralingsweerstand van 73 ohm ongeveer 0,096 microvolt. Zo ook bedraagt de thermische agitatie spanning, die optreedt over de roosterweerstand van 500.000 ohm in de eerste trap van een spraakversterker ongeveer 8 microvolt in de bovenvermelde voorwaarden. Verder bedraagt de spanning als gevolg van de thermische agitatie, op het rooster van de eerste HF-trap van een ontvanger aangevoerd door de eerste afstemkring met een resonantieweerstand van 50.000 ohm, ongeveer 2,5 microvolt. Het is echter voldoende hier aan te stippen dat de waarde van de als gevolg van de thermische agitatie optredende spanning over de eerste afstemkring, bij een behoorlijke koppeling tussen antenne en deze kring, veel kleiner zal zijn dan deze waarde.

Het is een algemeen gebruik de impedantie van de transmissielijn van de antenne aan te passen aan de impedantie van het rooster van de eerste HF-versterkertrap van een ontvanger. Dit is de antennekoppeling die de ontvanger de grootste versterking bezorgt. Bij het gebruik echter van UHF-buizen, zoals de eikels en de miniaturtypen, op frequenties, die iets minder bedragen dan hun maximum frequentiemogelijkheid, kan men een merklijke verbetering van de verhouding sein-storing verkrijgen door de koppeling tussen antenne en eerste afstemkring te vergroten tot een waarde, die groter is dan deze die de maximum seinamplitude geeft. M.a.w. het is mogelijk op de 10, 6 en 2 meterband een iets betere verhouding sein-storing te verkrijgen door de antennekoppeling te verhogen tot een punt, waarop de versterking van de ontvanger lichtjes verminderd wordt.

Het is bovendien steeds mogelijk in een ontvanger voor zeer hoge frequenties een verbeterde verhouding sein-storing te bekomen door het gebruik van buizen, die ten opzichte van de gewone typen een betere karakteristiek van de ingangsimpedantie hebben voor de betreffende frequentie.

STORINGSFACTOR.

Een beperkende omstandigheid voor de gevoeligheid van elke ontvanger is de thermische storing, die optreedt in de antenne en in de eerste afstemkring. Met een behoorlijke koppeling tussen de antenne en het rooster van de buis, door de eerste afstemkring, kan de opwekking van storingen door de eerste afstemkring tamelijk klein gemaakt worden. Jammer genoeg wordt het grootste deel der storingen in een behoorlijk ontworpen ontvanger verwekt door de eerste buis. Het stoor-aandeel als gevolg van de electronenvloed en als gevolg van de verliezen in de lamp kan omgerekend worden in een equivalenten weerstand die, wanneer hij in de roosterkring opgenomen was van een volmaakte buis met dezelfde versterking doch zonder eigen storingen, dezelfde stoorspanning op de anode-uitgangskring zou verwekken. De equivalente stoorweerstand van buizen zoals de 6SK7, 6SG7, enz. varieert tussen 5000 en 10.000 ohm. Lampen met zeer grote steilheid zoals de 6AC7 en de 6AK5 hebben equivalente stoorweertanden die niet hoger zijn dan 700 tot 1500 ohm. Hoe kleiner de equivalente stoorweerstand, des te kleiner zal de uitgangsspanning zijn van de storing onder gegeven bedrijfsvoorwaarden.

De equivalente stoorweerstand mag niet verward worden met de belastingsweerstand van de ingang van de lamp. Voor de hoogste verhouding sein-storing moet de belastingsweerstand van de ingang van een versterker zo hoog mogelijk zijn, zodat de spanning die kan ontwikkeld worden tussen rooster en aarde door de energie van de antenne zo hoog mogelijk zou zijn; de equivalent stoorweerstand moet zo klein mogelijk zijn teneinde de door deze weerstand verwekte storingen kleiner te houden dan deze die verwekt worden door de antenne en de eerste afstemkring; ook de verliezen in de eerste afstemkring moeten zo klein mogelijk zijn.

In officiële en handelspublicaties werd de laatste jaren de absolute gevoeligheid van de ontvangers aangegeven door 'n willekeurig, dimensieloos cijfer, «storingsfactor» of N genoemd. De storingsfactor is de verhouding van de storing op de uitgang van 'n «volmaakte» ontvanger, die een gegeven versterking heeft met een fictieve antenne aan de ingang geschakeld en de storing op de uitgang van de te meten ontvanger, die dezelfde versterking heeft en eveneens met een fictieve antenne op de ingang werkt. Al kan een volmaakte ontvanger in de praktijk niet verwezenlijkt worden, toch kan de storingsfactor van de te meten ontvanger vastgesteld worden door het berekenen van de hoeveelheid storing (verkregen door een diode met temperatuurbeperking of een andere geijkte stoorgenerator), die vereist is om het eindvermogen van de storing in de ontvanger te verhogen tot een bij voorbaat vastgestelde waarde.

INGANGSBELASTING VAN DE BUIS.

Zoals in voorgaand paragraaf vermeld werd, verkrijgt men in de ontvanger de grootste versterking wanneer de antenne door de HF-koppeltransformator aangepast is aan de ingangswaerstand van de HF-buis. Hoe hoger echter de verhouding van de ingangswaerstand van de buis en de equivalenten stoorweerstand, des te hoger zal de verhouding sein-storing zijn — en natuurlijk des te beter de storingsfactor van de ontvanger. De ingangswaerstand van een buis is zeer hoog op de frequenties van de gewone omroepband en neemt geleidelijk af bij stijgende frequentie. De ingangswaerstand van de gewone buistypen wordt een belangrijke factor op frequenties van ongeveer 25 MHz en meer. Op frequenties boven 100 MHz wordt hun gebruik praktisch onmogelijk daar de ingangswaerstand zo veel lager wordt dan de equivalente stoorweerstand dat het niet meer doenbaar is een redelijke verhouding sein-storing te verkrijgen op andere dan zeer sterke seinen. Daarom moeten dan speciale UHF-buizen gebruikt worden.

Het verminderen van de effectieve ingangswaerstand van een buis op hogere frequenties wordt veroorzaakt door een aantal factoren. De eerste en meest voor de

hand liggende is gelegen in de diëlectrische verliezen, die stijgen in de inwendige isolatoren en in de huls met stijgende frequentie. De tweede factor is te wijten aan het feit dat een electron een bepaalde tijd nodig heeft om zich van de ruimtelading in de omgeving der kathode te verplaatsen tussen de roosterdraden heen naar de anode. Het feit dat de electro-statische invloed zich op het bewegend electron doet gelden gedurende een merkelijk deel van de periode bij de hoge frequenties, veroorzaakt een roosterstroom in de roosterkring, die zich in de voedende ingangskring laat gevoelen als een weerstand. Het verminderen van de ingangswaerstand van een lamp als gevolg van de electronenlooptijd varieert met het vierkant van de frequenties. De ongewenste invloed van de looptijd kan in zekere gevallen verminderd worden door het gebruik van hogere anodespanningen. De looptijd varieert omgekeerd evenredig met de vierkantswortel van de toegepaste anodespanning.

De zelfinductie van de kathodeverbinding is een bijkomende oorzaak der vermindering van de ingangswaerstand op hoge frequenties. Dit effect kan in zekere buizen zoals de 6SH7 en de 6AK5 verminderd worden door in de buishouder twee kathodeverbindingen aan te brengen. De ene kathodeverbinding moet verbonden worden met de ingangskring van de buis en de andere verbinding dient voor het aanbrengen van de ontkoppelcondensator in de anodeafvoer van de buis.

3-11. — BESCHOUWINGEN OVER DE ANODEKRING.

De in een buis veroorzaakte storingen als gevolg van het vloeien van de stroom vinden hun oorzaak in het feit dat de stroom feitelijk niet aanhoudend is, doch een aanhoudend aankomen van deeltjes (electronen) met een hoge snelheid. Dit effect van « beschieting » is de bron van storingen in de buis, doch dit effect wordt toegeschreven aan de roosterkring, vermits het berekend wordt als de « equivalente storingswaerstand », waarover in het voorgaand paragraaf sprake was.

Bij de hier volgende bespreking zullen we dus veronderstellen dat de taak van de anodebelastingskring in een afgestemde versterker uitsluitend bestaat in het afleveren van energie aan de volgende trap, en dit met het hoogst mogelijk rendement over de vereiste frequentieband. Figuur 18 geeft drie methoden voor de koppeling tussen trappen in afgestemd HF-spanningsversterkers. Omega (ω) in figuur 18-A is 2π maal de resonantiefrequentie van de kring in de anode van de versterkerbuis en L en Q zijn de zelfinductie en de Q factor van de spoel L. De aanduidingen in figuur 18-B zijn dezelfde met bovendien M als wederzijdse inductie tussen de primaire en de secundaire spoel. In figuur 18-C krijgen we nog k als koppelingscoëfficiënt tussen de twee afgestemde kringen. Wanneer men het koppelingscoëfficiënt tussen de twee kringen verhoogt, krijgt men een grotere bandbreedte, doch de weergavekromme vertoont stilaan twee groter wordende bulen. De weergave over de band is het vlakst wanneer de Q van primaire en secundaire ongeveer gelijk zijn en elk een waarde hebben van ongeveer 1,75/k.

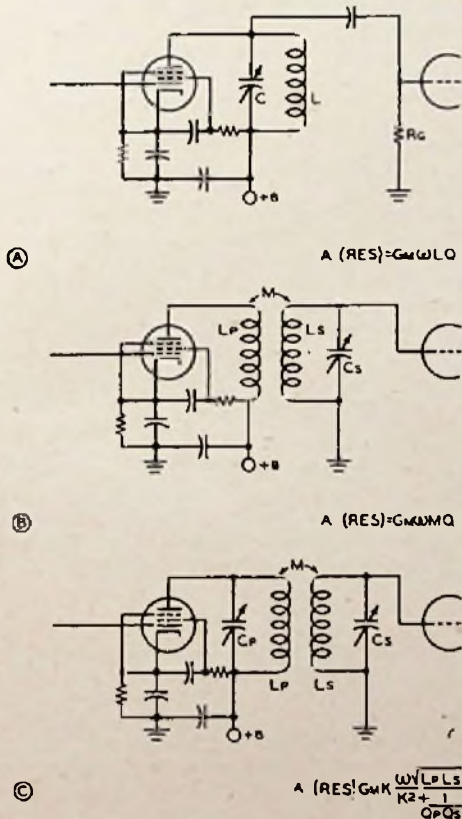


Fig. 18.

Formulen der versterking bij resonantie ($A(Res.)$) voor pentode HF spanningsversterkingstrappen, die werken met een afgestemde belasting. In de formules van C hebben primaire en secundaire dezelfde resonantiefrequentie. K = koppelingscoëfficiënt. Indien primaire en secundaire dezelfde Q hebben dan heeft totale bandbreedte

$$\text{men} \frac{\text{middenste frequentie}}{\text{maximum amplitude verkrijgt men bij de kritische koppeling wanneer } K = \frac{1}{\sqrt{Q_p Q_n}}}$$

BUIZEN MET VERANDERLIJKE STEILHEID.

Het is een gewoon gebruik de versterking van een aantal HF en MF versterkertrappen te regelen door de variatie van de gemiddelde roostervoorspanning op de stuurroosters. Wanneer men echter de roosterspanning van een gewone buis met scherpe afknijp doet stijgen boven de normale bedrijfspanning, dan wordt de buis steeds minder lineair in versterking naarmate men dichter de afsnijspanning van de anodestroom benadert. Het gevolg van dergelijke niet-lineariteit is kruismodulatie te verwekken tussen de sterke seinen die op het rooster van de buis optreden. Wanneer een op zulke manier werkende buis in een der eerste trappen opgesteld is, dan komen er gelijktijdig verschillende seinen op het rooster en treedt er kruismodulatie tussen hen op. Het gevolg van dit verschijnsel is dat er een aantal valse seinen optreden op de uitgang van de ontvanger — in de meeste gevallen zullen deze seinen gevormd zijn door de kruismodulatie van de beide draaggolven.

Het ongewenste verschijnsel der kruismodulatie kan in de meeste gevallen of minstens fel verminderd worden door het gebruik van buizen met veranderlijke steilheid in al de trappen, waar een automatische sterkteregeling (ASR) of een andere sterk negatieve voorspanning op het stuurrooster toegepast wordt. De buizen met een veranderlijke steilheid hebben karakteristieken waarbij het afsnijden van de anodestroom zeer geleidelijk geschiedt met het stijgen van de roostervoorspanning en het afnemen van de anodestroom gaat gepaard met een vermindering van de effectieve versterkingsfactor van de buis. In vergelijking met de buizen met vaste steilheid hebben deze met veranderlijke steilheid van dezelfde groep een iets kleinere steilheid. Bijgevolg zullen de lampen met vaste steilheid de beste uitslagen opleveren in de trappen, waarop geen ASR toegepast wordt.

HF-VERMOGENVERSTERKERS.

Al de moderne zenders in het bereik der middelmatige frequenties en een steeds stijgend percentage van deze op zeer hoge en ultra hoge frequenties zijn samengesteld uit een bron van HF-energie op betrekkelijk laag peil, gevolgd door trappen, die deze frequentie ver-

menigvuldigen en daarna versterken tot het gewenste vermogenspeil. Zenders op microgolven zijn nog steeds overwegend van het type met zelfsturing, doch wanneer het mogelijk zal zijn ook hiervoor HF-versterkers te gebruiken, zal hun toepassingsmogelijkheid in grote mate stijgen. Het volgende deel van dit hoofdstuk is gewijd aan de werkwijze en de berekening van de bedrijfsvoorwaarden van HF-vermogenversterkers in een bereik van ongeveer 3,5 MHz tot 500 MHz.

3-12. — KLAS C HF-VERMOGEN-VERSTERKERS.

Het grootste deel der HF-vermogenversterkers valt onder de klas C-groep, daar men van dergelijke trappen het beste rendement van de anodekring kan verkrijgen van al de thans bestaande typen versterkers. Bijgevolg is ook de kostprijs van de lampen voor een dergelijke trap en de prijs van het voedingsvermogen het laagst voor een gegeven eindvermogen. Nochtans geeft de klas C-versterker een kleinere vermogenversterking dan een klas A of klas B-trap in gelijkaardige voorwaarden, daar het rooster van de klas C-trap sterk positief moet gestuurd worden gedurende een deel van de periode der stuur golf, wanneer de anodespanning op de versterker laag is en sterk negatief moet zijn gedurende een groot deel van de periode, zodat er geen anodestroom zal vloeien, behalve wanneer de anodespanning laag is. Dit is in feite de gronden waarom het rendement van de anodekring van een klas C-versterkertrap groot kan gemaakt worden — de anodestroom is heel de tijd afgesneden behalve op de ogenblikken dat de spanningsval tussen kathode en anode van de buis het laagst is. Klas C-versterkers hebben bijna steeds een afgestemde tankkring als belasting en worden bijgevolg gebruikt als versterkers voor een enkele frequentie of voor een betrekkelijk smalle frequentieband.

Figuur 18 toont de verhoudingen tussen de onderscheiden spanningen en stromen gedurende het verloop van een periode van de stuur golf in een klas C-versterkertrap.

Aanbevolen bedrijfsvoorwaarden voor verschillende typen buizen als klas C-versterkers kunnen gevonden worden in het Radio-Lampen Vade-Mecum van P. H. Brans. Ook de verschillende fabrikanten geven boekjes uit waar meer bijzonderheden verstrekt worden over de verschillende bedrijfsvoorwaarden in klas C van de buizen, die ze op de markt brengen. Toch is het vaak wenselijk de optimum bedrijfsvoorwaarden te bepalen voor een of andere buis in klas C in bijzondere omstandigheden. Om hierbij te helpen geven we hieronder een methode voor de berekening van Klas C bedrijfsvoorwaarden, die betrekkelijk eenvoudig en voldoende nauwkeurig is voor het praktische gebruik.

BEREKENING VAN DE BEDRIJFSKARAKTERISTIEKEN VAN EEN KLAS C-VERSTERKER.

Al kunnen de klas C bedrijfsvoorwaarden berekend worden met behulp van de gewone roosterspanning/anodestroom krommen, toch kunnen de berekeningen heel wat vereenvoudigd worden door het gebruik van de krommen « met constante stroom ». Dit is zo omdat de arbeidslijn van een klas C-versterker een rechte lijn vormt op een familieconstante stroomkrommen. Als voorbeeld geven we daarom in figuur 22 een dergelijk stel krommen met een daarop aangebrachte belastingslijn voor de buis 250TH.

Bij de berekening en het vooropstellen van de werking van een buis als klas C HF-versterker zijn de beschouwingen, die de bedrijfsvoorwaarden zullen bepalen, het anoderendement, het uitgangsvermogen, maximum toelaatbare anode- en roosterdissipatie, maximum toelaatbare anodespanning en anodestroom. De voor deze factoren gekozen waarden zullen afhangen van de vereisten van de gewenste toepassing en van de gekozen buis.

De stromen van anode en rooster in een klas C-versterker zijn periodische pulsaties, waarvan de duur

minder dan 180 graden bedraagt. Om deze reden kunnen de gemiddelde roosterstroom, de gemiddelde anodestroom, het uitgangsvermogen, het ingangsvermogen, het stuurvermogen, enz. niet rechtstreeks berekend worden, doch moeten bepaald worden door een Fourierontleding op punten, die behoorlijk gekozen zijn op regelmatige afstanden op de werkingslijn, die aangebracht is op het stel karakteristieken met constante stroom. Dit kan analytisch of grafisch verwezenlijkt worden. Heeft de ontleding van Fourier het voordeel der nauwkeurigheid, zij is echter lang en ingewikkeld.

De benaderende ontleding, die hier volgt heeft bezwezen voor de meeste toepassingen voldoende nauwkeurig te zijn. Dit type van ontleding heeft eveneens het voordeel bij de eerste poging de nodige aanduidingen te verschaffen. Het systeem geeft rechtstreeks de gewenste inlichtingen omdat de belangrijke factoren als uitgangsvermogen, anoderendement en anodespanning bij het begin willekeurig gekozen worden.

WERKWIJZE DER BEREKENING.

De eerste stap bij de hier te beschrijven werkwijze is het bepalen van het vermogen dat door de klas C-versterker moet afgeleverd worden. Bij het vaststellen hiervan moet men rekening houden met het feit dat gewoonlijk 5 tot 10 % van het door de versterkerbuis afgeleverde vermogen verloren gaat in de afstemkring en koppelkringen, zelfs wanneer ze behoorlijk ontworpen en uitgevoerd zijn, dit voor frequenties onder 20 MHz. Boven 20 MHz bedragen deze verliezen iets meer dan 10 %.

Het nodige voedingsvermogen om deze uitgang te leveren wordt bepaald door het anoderendement :

$$P_{in} = P_{out}/N_p$$

Voor de meeste toepassingen is het wenselijk met het grootst mogelijke rendement te werken. Hoog rendement vergt doorgaans minder kostelijke buizen en voedingsinrichtingen en de hoeveelheid artificiële afkoeling is vaak kleiner dan voor het bedrijf met laag rendement. Anderzijds vereist een hoog rendement gewoonlijk een hoger stuurvermogen en het gebruik van hogere spanningen op de anode en hogere puntspanningen in de buis. De betere triodetypen zullen gewoonlijk werken met een anoderendement van 75 tot 85 % op de hoogste nominale spanning en met een anoderendement van 65 tot 75 % op middelmatige waarden van de anodespanning.

De eerste bepalende factor bij de keuze van de buis of buizen voor een bepaalde toepassing is de hoeveelheid anodedissipatie, die van de trap zal vereist worden. De nominale totale anodedissipatie van de te gebruiken buis of buizen moet gelijk of groter zijn dan deze die berekend wordt uit :

$$P_p = P_{in} - P_{out}$$

Na het kiezen van de buis of buizen die voldoen aan de vereisten van uitgangsvermogen en anodedissipatie is het nodig uit de karakteristieken van de buis op te maken of ze voor de gewenste werking geschikt is en indien dit zo is, het stuurvermogen, de roostervoorspanning en de roosterdissipatie te bepalen.

De volledige werkwijze om een stel bedrijfsvoorwaarden voor een klas C-versterker vast te stellen gaat in de volgende punten :

1. Kies anodespanning, uitgangsvermogen en rendement.
2. Bepaal het ingangsvermogen uit : $P_{in} = P_{out}/N_p$.
3. Bepaal de anodedissipatie uit : $P_p = P_{in} - P_{out}$. P_p mag de nominale maximum anodedissipatie van de gekozen buis of buizen niet overtreffen.
4. Bepaal de gemiddelde anodestroom uit : $I_b = P_{in}/E_{bb}$ (anodebronspanning).
5. Bepaal benaderend de ogenblikkelijke maximum waarde van de anodestroom i_{pmax} uit :
 $i_{pmax} = 4,9 I_b$ voor $N_p = 0,85$,
 $i_{pmax} = 4,5 I_b$ voor $N_p = 0,80$

$i_{pmax} = 4,0 I_b$ voor $N_p = 0,75$,
 $i_{pmax} = 3,5 I_b$ voor $N_p = 0,70$.

6. Bepaal het punt op de constante stroom-karakteristieken waar de constante anodestroomlijn, over-

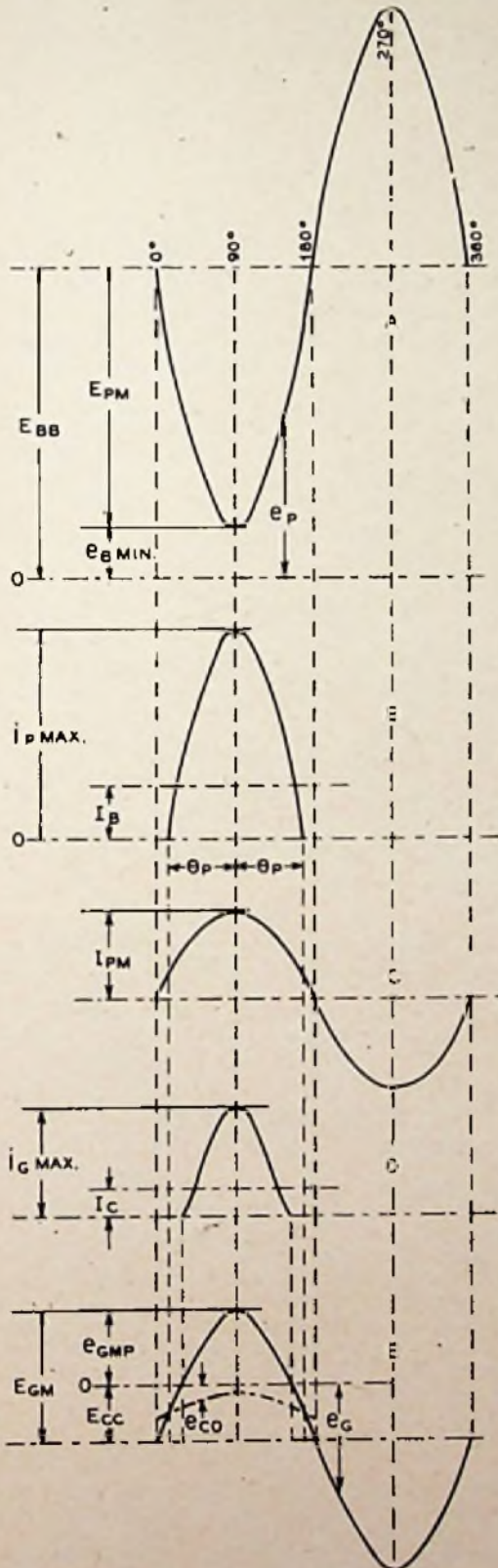


Fig. 19.

Ogenblikkelijke electrode- en afstemkringspanningen en -stromen in een Klas C HF-versterker. — A = Anodespanning; B = Anodestroom (topwaarde); C = grondcomponente van de anodestroom; D = roosterstroom; E = roosterspanning.

eenstemmend met de benaderende i_{pmax} , die in punt 5 vastgesteld werd, de lijn van de gelijke anode- en roosterspanningen (diode-lijn) kruist. Lees $e_{pm, min}$ (minimum ogenblikkelijke anodespanning) op dit punt af. In enkele gevallen zullen de lijnen van de constante anodestroom zich scherp naar boven buigen voor het bereiken van de diode-lijn. In deze gevallen moet $e_{pm, min}$ niet afgelezen worden aan de diodelijn doch op het punt waar de anodestroomlijn een lijn snijdt, die getrokken wordt van het begin door het punt van de kromming.

7. Bereken de anodetopspanning E_{pm} uit :

$$E_{pm} = E_{bb} - e_{pm, min}$$

8. Bereken de verhouding I_{pm}/I_b uit :

$$\frac{I_{pm}}{I_b} = \frac{2 N_p E_{bb}}{E_{pm}}$$

9. Bepaal uit de in punt 8 berekende verhouding I_{pm}/I_b de verhouding I_{pmax}/I_b uit figuur 20.

10. Bereken een nieuwe waarde voor i_{pmax} uit de in punt 9 gevonden verhouding. $i_{pmax} =$ (verhouding van punt 9) I_b .

11. Lees e_{gmp} (maximum ogenblikkelijke positieve roosterspanning) en i_{gmax} (maximum ogenblikkelijke roosterstroom) uit de constante stroomkarakteristieken voor de waarden van $e_{pm, min}$ en i_{pmax} , berekend in punten 6 en 10.

12. Bereken de cosinus van de helft van de hoek van de anodestroom uit :

$$\cos \theta_p = 2,32 \left(\frac{I_{pm}}{I_b} - 1,57 \right)$$

13. Bereken de roostervoorspanning uit :

$$E_{cc} = \frac{1}{1 - \cos \theta_p} \left[\cos \theta_p \left(\frac{E_{pm}}{\mu} - e_{gmp} \right) - \frac{E_{bb}}{\mu} \right]$$

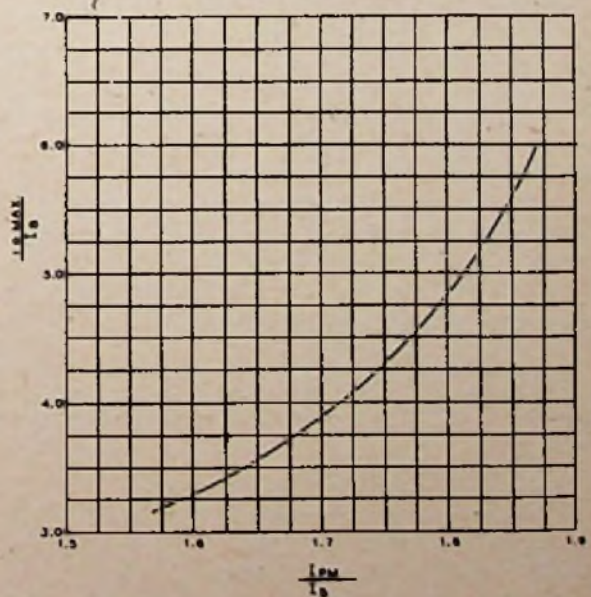


Fig. 20.

Betrekking tussen de verhouding van de topwaarde der grondcomponente van de anodestroom en de gemiddelde anodestroom en de verhouding tussen de ogenblikkelijke topwaarde van de anodestroom en de gemiddelde anodestroom.

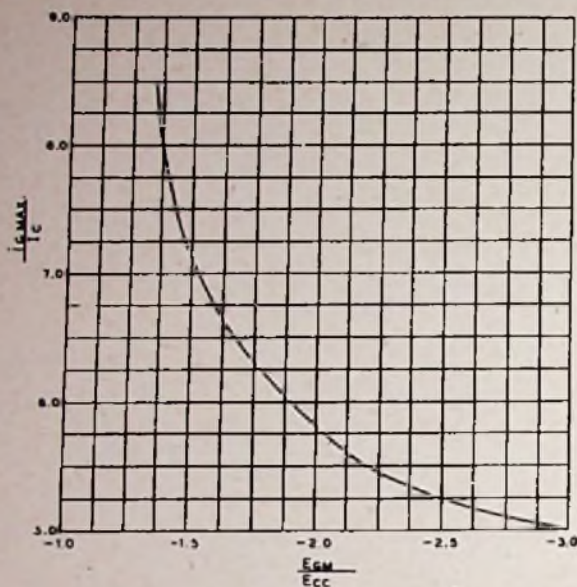


Fig. 21.

Betrekking tussen de verhouding van de topwaarde der grondcomponente van de roosterstuurspanning en de gemiddelde roostervoorspanning en de verhouding tussen de ogenblikkelijke topwaarde van de roosterstroom en de gemiddelde roosterstroom.

14. Bereken de topwaarde van de fundamentele roosterspanning uit :

$$E_{gm} = e_{gmp} - E_{cc}$$

15. Bereken de verhouding E_{gm}/E_{cc} voor de waarden van E_{cc} en E_{gm} , gevonden in de punten 13 en 14.
 16. Lees in figuur 21 i_{gmax}/I_c voor de verhouding E_{gm}/E_{cc} gevonden in punt 15.
 17. Bereken de gemiddelde roosterstroom uit de verhouding gevonden in punt 16 en de waarde van i_{gmax} gevonden in punt 11 :

$$I_c = \frac{i_{gmax}}{\text{Verhouding van punt 16}}$$

18. Bereken benaderend het roosterstuurvermogen uit :

$$P_d = 0,9 E_{gm} I_c$$

19. Bereken de roosterdissipatie uit :

$$P_g = P_d + E_{cc} I_c$$

P_g mag de maximum nominale roosterdissipatie van de gekozen buis niet overtreffen.

VOORBEELD VAN BEREKENING.

Een typisch voorbeeld van een berekening van een klas C-versterker wordt hieronder gegeven. In de berekeningen wordt gebruik gemaakt van de figuren 20, 21 en 22.

- Gewenst uitgangsvermogen : 800 watt.
Gewenste anodespanning : 3500 volt.
Gewenste anoderendement : 80 % ($N_p = 0,80$).
- $P_{in} = 800/0,80 = 1000$ watt.
- $P_p = 1000 - 800 = 200$ watt.
Gebruik de 250TH ; P_p max. = 250 watt ; $\mu = 37$.
- $I_b = 1000/3500 = 0,285$ ampere (286 mA).
 I_b max. voor de 250TH = 350 mA.
- Benaderende $i_{pmax} = 0,285 \times 4,5 = 1,28$ ampere.
- $e_{pmin} = 260$ volt (zie figuur 22, eerste proefpunt).
- $E_{pm} = 3500 - 260 = 3240$ volt.

$$8. I_{pm}/I_b = 2 \times 0,80 \times 3500/3240 = 5600/3240 = 1,73.$$

$$9. i_{pmax}/I_b = 4,1 \text{ (uit figuur 20).}$$

$$10. i_{pmax} = 0,285 \times 4,1 = 1,17.$$

$$11. e_{gpm} = 240 \text{ volt.}$$

$$i_{gmax} = 0,430 \text{ ampere.}$$

(Beide waarden : zie het definitief punt in fig. 22)

$$12. \cos \theta_p = 2,32 (1,73 - 1,57) = 0,37 (\theta_p = 68,3^\circ).$$

$$13. E_{cc} = \frac{1}{1 - 0,37}$$

$$\left[0,37 \left(\frac{3240}{37} - 240 \right) - \frac{3500}{37} \right] = -240 \text{ volt.}$$

$$14. E_{gm} = 240 - (-240) = 480 \text{ volt roostervariatie.}$$

$$15. E_{gm}/E_{cc} = 480/-240 = -2.$$

$$16. i_{gmax}/I_c = 5,75 \text{ (uit figuur 21).}$$

$$17. I_c = 0,430/5,75 = 0,075 \text{ ampere (75 mA roosterstroom).}$$

$$18. P_d = 0,9 \times 480 \times 0,075 = 32,5 \text{ watt stuurvermogen.}$$

$$19. P_g = 32,5 - (-240 \times 0,075) = 14,5 \text{ watt roosterdissipatie.}$$

P_g max. voor de 250TH is 40 watt.

Het uitgangsvermogen van elke type HF-versterker is gelijk aan :

$$E_{pm} I_{pm} / 2 = P_o$$

I_{pm} kan natuurlijk berekend worden uit de verhouding van punt 8 hierboven (in deze berekeningswijze) door deze verhouding te vermenigvuldigen met I_b .

Het is vaak van belang de waarde te kennen van de belastingsimpedantie waarop een klas C-versterker onder gegeven bedrijfsvoorwaarden moet inwerken. Dit is eenvoudigweg : $R_L = E_{pm}/I_{pm}$. In dit geval van de juist berekende werkingsvoorwaarden van een versterkertrap met de buis 250TH is de waarde van de belastingsimpedantie :

$$R_L = \frac{E_{pm}}{I_{pm}} = \frac{3240}{0,496} = 6600 \text{ ohm}$$

$$I_{pm} = \frac{I_{pm}}{I_b} \times I_b$$

Q VAN DE TANKRING VAN DE VERSTERKER.

Ten einde een goede afstemming van de anodekring te verkrijgen en slechts weinig harmonischen van een versterker uit te stralen is het noodzakelijk dat de anodekring een minimum Q heeft. In het hoofdstuk over zenderontwerpen worden compromis-waarden opgegeven voor de Q van klas C-versterkers. Men kan echter de benodigde zelfinductie bij een gegeven Q van de kring en onder gegeven bedrijfsvoorwaarden berekenen uit de volgende vergelijking :

$$\omega L = \frac{R_L}{Q}$$

waarin $\omega = 2\pi \times$ de bedrijfsfrequentie,

L = zelfinductie van de anodespoel.

R_L = vereiste belastingsimpedantie van de buis,

Q = de effectieve Q van de anodekring.

Een tankkring met een Q van 12 is aan te raden voor alle normale omstandigheden. Wordt echter een balansschakeling gebruikt, dan krijgt de tankkring twee impulsen per periode en dan mag men de Q laten dalen tot 6.

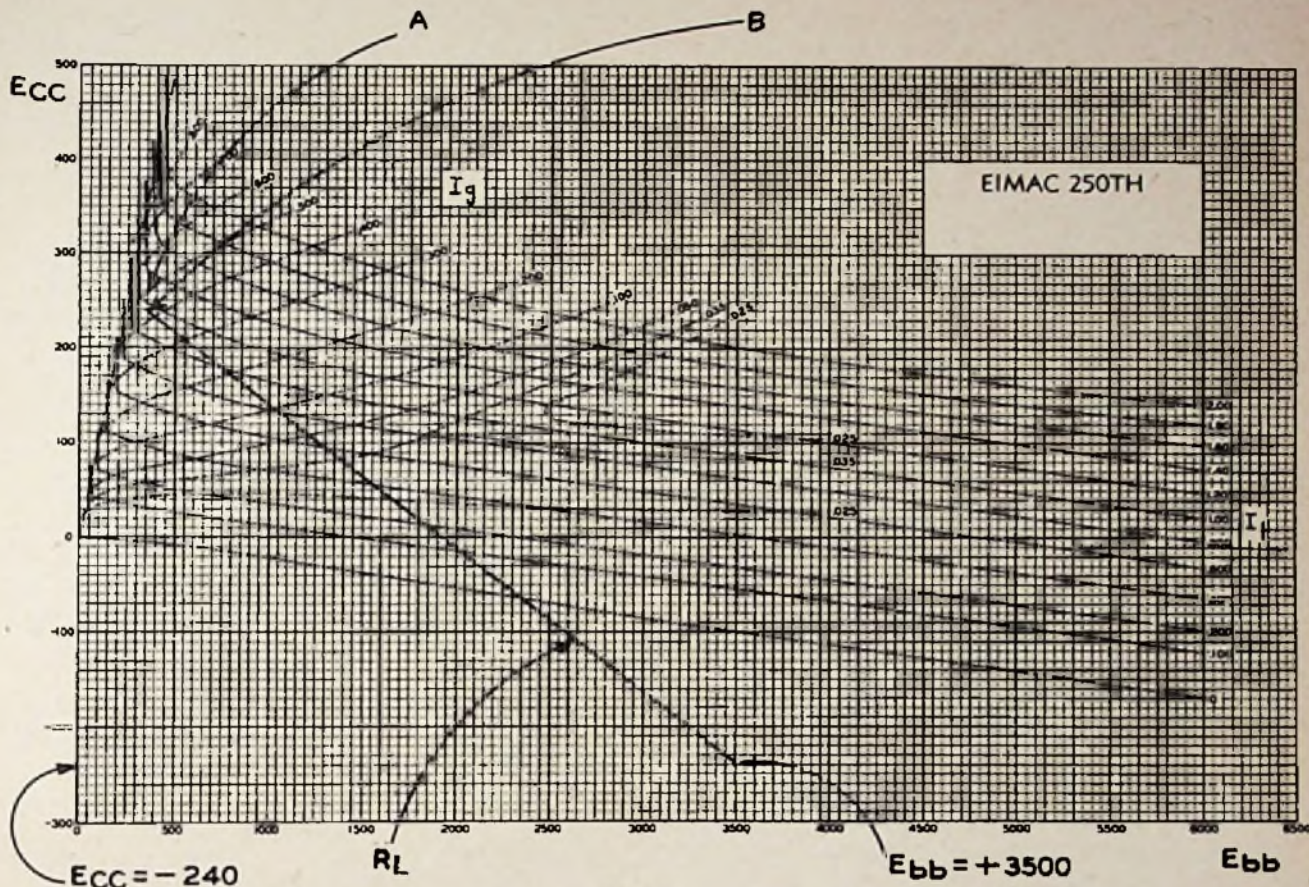


Fig. 22.

Grafiek der karakteristieken met constante stroom van een Eimas 250 TH triode als HF-vermogenversterker in Klas C, waarop aangeduid het eerste proefpunt (A) het definitief werkingpunt (B) en de belastingslijn.

SNELLE METHODE VOOR HET BEREKENEN VAN HET RENDEMENT VAN EEN VERSTERKER.

Het anoderendement van een klas B of klas C HF-versterker kan uit de volgende feiten bepaald worden. Het anodekringrendement van een dergelijke versterker is gelijk aan het product van twee factoren, F1, die gelijk is aan de verhouding E_{pm} op E_{bb} , ($F1 = E_{pm}/E_{bb}$) en F2, die evenredig is tot de halve hoek van de anodestroom, θ_p . Een grafiek van F2 ten overstaan én van θ_p én van $\cos \theta_p$ is gegeven in figuur 23. Zowel θ_p als $\cos \theta_p$ kunnen gebruikt worden om F2 te bepalen. $\cos \theta_p$ kan bepaald worden, hetzij op de hierboven gegeven manier voor de berekeningen van de klas C bedrijfsvoorwaarden, hetzij met behulp van de volgende vergelijking :

$$\cos \theta_p = \frac{\mu E_{cc} + E_{bb}}{\mu E_{gm} - E_{pm}}$$

VOORBEELD VAN DEZE METHODE.

Men wenst de helft van de hoek van de anodestroom te kennen en het anoderendement van de buis 812, die werkt in de volgende voorwaarden, welke verondersteld werden door een nazicht van de gegevens en de krommen in het RCA Zendbuizen Handboek.

1. $E_{bb} = 1100$ volt.
- $E_{cc} = -40$ volt.
- $\mu = 29$
- $E_{gm} = 120$ volt.

- $E_{pm} = 1000$ volt.
2. $F1 = E_{pm}/E_{bb} = 0,91$.
3. $\cos \theta_p = \frac{-29 \times 40 + 1100}{29 \times 120 - 1000} = \frac{60}{2480} = 0,025$.
4. $F2 = 0,79$ (door nazicht van figuur 23).
5. $N_p = F1 \times F2 = 0,91 \times 0,79 = 0,72$ (rendement van 72 %).

Men zou F1 de rendementsfactor van de anodespanningsvariatie kunnen noemen en F2 de rendementsfactor van de werkingshoek, of het maximum mogelijke rendement van een trap, die met de helft van de werkingshoek in bedrijf is.

N_p is natuurlijk slechts de verhouding tussen ingangs- en uitgangsvermogen. Indien men wenst het ingangsvermogen, het stuurvermogen en de roosterstroom van de trap te bepalen, dan kan dit verkregen worden met behulp van de punten 7, 8, 9 en 10 van de hierboven gegeven methode voor ingangs- en uitgangsvermogen; en wetende dat i_{gmmax} 0,095 ampere bedraagt kunnen de roosterwerkingsvoorwaarden worden bepaald door het gebruik van de punten 15, 16, 17, 18 en 19.

3-13. — KLAS B HF-VERMOGEN-VERSTERKERS.

HF-vermogenversterkers, die werken in klas B voorwaarden van roostervoorspanning en stuurspanning worden gebruikt in twee algemene toepassing in zen-

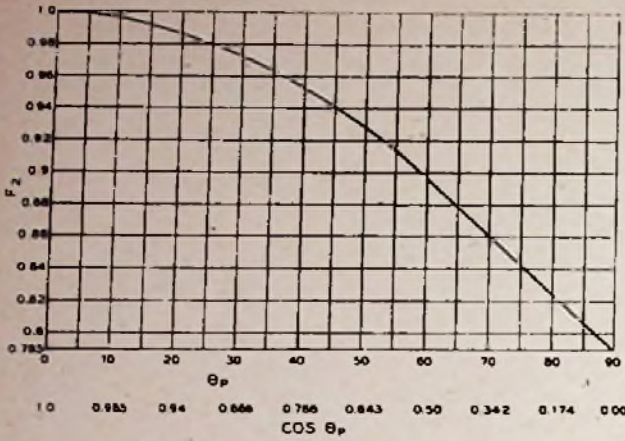


Fig. 23.

Betrekking tussen factor F_2 en de halve hoek van de anodestroom in een versterker, die met sinusgolven werkt en een roostervoorspanning, die groter is dan de afknijpspanning.

ders. De eerste algemene toepassing is in de tussentrap (buffer-trap) waar men in een bepaalde trap een hoge waarde van vermogensversterking wenst te verkrijgen. Een gegeven buis met een gegeven anodespanning zal in staat zijn een iets groter uitgangsvermogen af te leveren voor een gegeven stuurvermogen wanneer ze als klas B-versterker gebruikt wordt in plaats van als klas C. Berekeningen voor dit type klas B HF-versterker kunnen uitgevoerd worden volgens dezelfde methode als degeene, die hierboven uitvoerig beschreven werd, met dit verschil echter dat hier de roostervoorspanning vooraf bepaald wordt tot de waarde: $E_{cc} = -E_{bb}/\mu$. Daar de roostersvoorspanning op de afknijpspanning ingesteld wordt bedraagt de halve hoek van de anodestroom 90° ; bijgevolg staat $\cos \theta_p$ vast op de waarde 0,00. Het rendement van de anodekring van een op deze wijze gebruikte klas B HF-versterker kan op de volgende manier bepaald worden:

$$N_p = 78,5 \left(\frac{E_{pm}}{E_{bb}} \right)$$

Het tweede type klas B HF-versterker is de zogenaamde «Klas B lineaire versterker», die in commerciële zenders vaak gebruikt wordt voor de versterking van een in amplitude gemoduleerde golf. Berekeningen worden op gelijkaardige wijze als hierboven uitgevoerd, echter met de volgende uitzonderingen: Het eerste proef-werkpunt wordt gekozen op basis van een 100% positieve modulatie-top van de gemoduleerde stuur golf. Dan kunnen de topwaarden van spanning en stroom in de rooster- en anodekringen bepaald worden en ingangs- en uitgangsvermogen berekend. Daarna, met de stuurspanning verminderd tot de helft voor de ongemoduleerde bedrijfsvoorwaarden van de stuur golf, en met dezelfde waarde van de gereflecteerde belastingsweerstand op de buis, zullen het ingangsvermogen en het anoderendement dalen tot ongeveer de helft van de waarden met 100% modulatie, terwijl het uitgangsvermogen van de trap zal dalen tot het vierde van de waare bij de modulatie-top. Bij de negatieve modulatie-top zullen ingangsvermogen, rendement en uitgangsvermogen tot nul dalen.

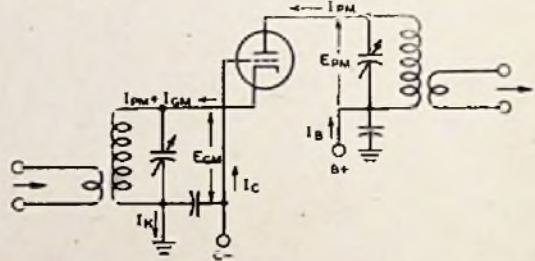
3-14. — SPECIALE HF-VERMOGENVERSTERKERSCHAKELINGEN.

De bespreking in de voorgaande secties van de HF-vermogenversterker ging uit van de veronderstelling dat men een versterker gebruikte van het gewone type met geaarde kathode. Het is echter mogelijk, zoals bij

LF of HF op laag peil, schakelingen te gebruiken waarin, voor wat het seinpotentiaal betreft, andere electroden dan de kathode naar de aarde afgevoerd worden. Zowel het type met anode-afvoer of de kathodefollower als het type met roosterafvoer of met geaard rooster zijn in sommige toepassingen doeltreffend als afgestemde HF-versterkers.

HF-VERMOGENVERSTERKER MET GEAARD ROOSTER.

Een ongewenst verschijnsel bij HF-vermogenversterkers met roosterafvoer, waarin een triode gebruikt wordt, is dat dergelijke versterkers moeten geneutraliseerd worden. Hoe dit gedaan wordt, kan de lezer verder in dit boek vernemen. Wanneer de bedrijfsfrequentie van de versterker stijgt, wordt de trap steeds moeilijker te neutraliseren als gevolg van de zelf-inductie van de rooster- en anodeverbindingen van de buis en van de verbindingen met de neutralisatiecondensatoren. Met andere woorden, de bandbreedte van de neutralisatie vermindert, wanneer de frequentie stijgt. Bovendien verhoogt zelfs de aanwezigheid van de neutralisatiecondensatoren de ongewenste capacatieve belasting van de rooster- en anodekringen van de buis of buizen. Bekijken we even het vraagstuk uit een andere hoek: een versterker, die volkomen geneutraliseerd is op 30 MHz, kan volledig ongeneutraliseerd zijn voor een frequentie van 120 MHz. Indien er bij



Uitgangsvermogen op de belasting =
$$\frac{(E_{gm} + E_{pm}) I_{pm}}{2}$$
 of
$$\frac{E_{pm} I_{pm}}{2} + \frac{E_{gm} I_{pm}}{2}$$

Vermogen geleverd door de eindbuis =
$$\frac{E_{pm} I_{pm}}{2}$$

Vermogen geleverd door de stuurtrap aan de belasting
$$\frac{E_{gm} I_{pm}}{2}$$

Totaal vermogen geleverd door de stuurtrap =
$$\frac{E_{gm} (I_{pm} + I_{gm})}{2}$$

of
$$\frac{E_{gm} I_{pm}}{2} + 0,9 E_{gm} I_c$$

Vermogen opgenomen door het rooster van de eindbuis en door de voorspanningsbron:

$$\frac{E_{gm} I_{gm}}{2}$$
 of
$$0,9 E_{gm} I_c$$

$$Z_k \text{ (benaderend)} = \frac{E_{gm}}{I_{pm} + 1,81 I_c}$$

Fig. 24.

KLAS B OF KLAS C VERSTERKER MET GEAARD ROOSTER

De vergelijkingen in bovenstaande figuur geven de verhoudingen tussen de grondcomponenten van spanningen en stromen op rooster en anode en het ingangsen uitgangsvermogen van de trap. Tevens wordt ook een benaderende waarde gegeven voor de kathodeimpedantie.

gevolg in de rooster- en anodekringen, kringen zijn die voor deze frequentie een belangrijke impedantie vertonen, dan is het zeer goed mogelijk dat de trap een « storende oscillatie » zal ontwikkelen in de buurt van 120 MHz.

Dit verschijnsel van het beperkt bereik der neutralisatie kan in grote mate verminderd worden door het gebruik van een trap met geaard rooster. De versterker met geaard rooster heeft de volgende voordelen :

1. De uitgangscapaciteit van de trap wordt vermindert tot ongeveer de helft van de waare, die zou verkregen worden indien dezelfde buis gebruikt werd in de gewone schakeling met neutralisatie.
2. De neiging tot storend oscilleren in een dergelijke trap wordt in grote mate verminderd, daar het afschermend effect van het rooster tussen kathode en anode doeltreffend is over een brede frequentieband.
3. De terugkoppelcapaciteit in de trap wordt gevormd door de capaciteit anode-kathode, die meestal geen neutralisatie vereist. Is er toch neutralisatie noodzakelijk, dan moeten de neutralisatiecondensatoren een zeer kleine waarde hebben en ze worden in een balanschakeling kruisgewijze geschakeld tussen anode en kathode ; in een trap met buis wordt de condensator aangebracht tussen het onderste einde van de tankkring met middenaftakking en de kathode.

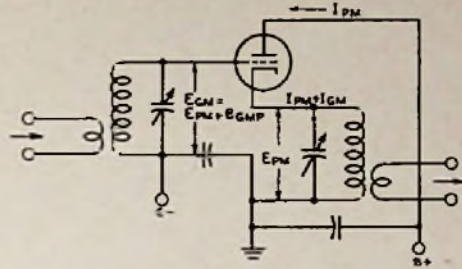
De nadelen van de schakeling zijn :

1. Er wordt een hoog stuurvermogen gevergd. Nochtans gaat in de roosterkring van de versterkerbuis slechts de normale hoeveelheid vermogen verloren ; al het bijkomend vermogen buiten de verbruikte hoeveelheid wordt als nuttig uitgangsvermogen aan de belastingskring afgeleverd.
2. De kathode van een versterker met geaard rooster is gevoelig voor HF-spanningen. Dit betekent dat de kathode uit de gloeivoeding moet gevoed worden doorheen een gepaste impedantie, of dat de secundaire van de gloeitransformator van het type moet zijn met kleine capaciteit en een behoorlijke isolatie moet hebben voor de aanwezige HF-spanning.
3. Een HF-versterker met geaard rooster kan niet 100 % in de anode gemoduleerd worden, tenzij de uitgang van de stuurtrap eveneens gemoduleerd wordt. Een modulatie van ongeveer 70 % op de stuurtrap is aan te raden, wanneer de eindtrap 100 % gemoduleerd wordt. De HF-versterker met geaard rooster voldoet echter heel goed als lineaire klas B HF-versterker voor gemoduleerde golven, of als versterker voor telegrafie, of voor FM-seinen.

Figuur 24 geeft een vereenvoudigde voorstelling van een triode HF-vermogenversterkertrap met geaard rooster. De verhoudingen tussen ingangs- en uitgangsvermogen en de topwaarden der grondcomponenten van de spanningen en stromen op de elektroden worden eronder gegeven. De berekening van de volledige bedrijfsvoorwaarden van een versterker met geaard rooster is iets ingewikkelder dan voor een gewone schakeling, daar de ingangskring in serie staat met de uitgangskring in zover het de belasting betreft. Het eerste gevolg van deze toestand is, zoals hoger reeds vermeld werd, dat er veel meer vermogen van de stuurtrap vereist wordt. De normale vermogenversterking van een trap met geaard rooster bedraagt van 3 tot 15, naar gelang de gekozen voorwaarden voor de werking van de roosterkring. Hoe hoger de negatieve roostervoorspanning en de roostervariatie in de eindtrap, des te grotere eisen zullen er gesteld worden aan de stuurtrap.

BEREKENING VAN DE BEDRIJFSVOORWAARDEN VAN EEN HF-VERSTERKER MET GEAARD ROOSTER.

De meest geschikte methode om de bedrijfsvoorwaarden van een klas B of klas C HF-vermogenversterker met geaard rooster te bepalen is een berekening in twee



Uitgangsvermogen op de belasting =

$$\frac{E_{pm} (I_{pm} + I_{gm})}{2}$$

Vermogen geleverd door de eindbuis =

$$\frac{E_{pm} I_{pm}}{2}$$

Vermogen geleverd door de stuurtrap aan de belasting

$$\frac{E_{pm} I_{gm}}{2}$$

Totaal vermogen geleverd door de stuurtrap =

$$\frac{E_{gm} I_{gm}}{2} = \frac{(E_{pm} + e_{gm}) I_{gm}}{2}$$

$$= \text{ongeveer} \frac{(E_{pm} + e_{gm}) 1,8 I_c}{2}$$

in de veronderstelling

$$I_{gm} \text{ (benaderend) } = 1,8 I_c$$

Vermogen opgenomen door het rooster van de eindbuis en door de voorspanningsbron :

$$= \text{ongeveer} 0,9 (E_{cc} + e_{gm}) I_c$$

$$Z_g = \frac{E_{gm}}{I_{gm}} = \text{ongeveer} \frac{(E_{pm} + e_{gm})}{1,8 I_c}$$

Fig. 25.

KATHODE FOLLOWER HF-VERMOGEN-VERSTERKER

Verhoudingen tussen spanningen en stromen in de buis en tussen ingangs- en uitgangsvermogen van de trap.

stappen. De eerste stap bestaat in het bepalen van de bedrijfsvoorwaarden van anode- en roosterkring van de buis alsof het ging over een gewone trap met kathode-afvoer. De tweede stap bestaat dan in het bijvoegen van de bijkomende voorwaarden, die vereist worden door het feit dat de trap als versterker met geaard rooster geschakeld is.

Voor de eerste stap van de berekening geeft de werkwijze, die we hoger gebruikt hebben, volledige vol-doening en we hernemen ze in onderstaand voorbeeld. Veronderstellen we dat we gebruik maken van de buis 304TL met een anodespanning van 2700 volt en een ingangsvermogen van een kilowatt. Volgens de gekende methode krijgen we :

1. Gewenst uitgangsvermogen : 850 watt.
Gewenste anodespanning : 2700 volt.
Gewenst anoderendement : 85 % ($N_p = 0,85$).
2. $P_{in} = 850/0,85 = 1000$ watt.
3. $P_p = 1000 - 850 = 150$ watt.
Bij de gekozen buis 304TL : $P_p \text{ max} = 300$ watt ;
 $\mu = 12$.
4. $I_b = 1000/2700 = 0,370$ ampere (370 mA).
5. Benaderende $i_{pmax} = 4,9 \times 0,370 = 1,81$ ampere.
6. $e_{pmin} = 140$ volt (uit de constante stroomkrommen van de 304TL).

7. $E_{pm} = 2700 - 140 = 2560$ volt.
8. $I_{pm}/I_b = 2 \times 0,85 \times 2700/2560 = 1,79$.
9. $i_{pmax}/I_b = 4,65$ (uit figuur 20).
10. $i_{pmax} = 4,65 \times 0,370 = 1,72$ ampere.
11. $e_{gmp} = 140$ volt.
 $i_{gmax} = 0,480$ ampere.
12. $\cos\theta_p = 2,32 (1,79 - 1,57) = 0,51$.
 $\theta_p = 59^\circ$.
13. $E_{cc} = \frac{1}{1 - 0,51}$
 $\left[0,51 \left(\frac{2560}{12} - 140 \right) - \frac{2700}{12} \right] = -385$ volt.
14. $E_{gm} = 140 - (-385) = 525$ volt.
15. $E_{gm}/E_{cc} = -1,36$.
16. $i_{gmax}/I_c =$ ongeveer 8,25 (uit figuur 21).
17. $I_c = 0,480/8,25 = 0,058$ (58 mA d.c.-roosterstroom).
18. $P_d = 0,9 \times 525 \times 0,058 = 27,5$ watt.
19. $P_c = 27,5 - (-385 \times 0,058) = 5,2$ watt.
 P_c max. voor de 304 TL is 50 watt.

Het bedrijfsrendement van de anode kunnen we bepalen door de hoger beschreven werkwijze:

$$F1 = E_{pm}/E_{bb} = 2560/2700 = 0,95,$$

$$F2 \text{ voor } \theta_p \text{ van } 59^\circ \text{ (uit figuur 23) } = 0,90,$$

$$N_p = F1 \times F2 = 0,95 \times 0,90 = \text{ongeveer } 0,85 \text{ (anoderendement van } 85\% \text{)}.$$

Om nu de bedrijfsvoorwaarden als versterker met geaard rooster te bepalen, moeten we ook de topwaarde kennen van de grondcomponente van de anodestroom. Deze is gelijk aan $(I_{pm}/I_b)I_b$ of:

$$I_{pm} = 0,79 \times 0,370 = 0,660 \text{ (uit punten 4 en 8)}.$$

Het totaal gemiddeld vermogen van de stuurtrap (uit figuur 24) is gelijk aan $E_{gm}I_{pm}/2$ (vermits de kathode geaard is en de roostervariatie eveneens optreedt als kathodevariatie) plus P_d , dat volgens 18 hierboven 27,5 bedraagt. Het totaal is:

$$\text{Totaal stuurvermogen} = \frac{525 \times 0,660}{2} = 172,5 \text{ watt plus } 27,5 \text{ watt}$$

of 200 watt.

Bijgevolg bedraagt het totaal uitgangsvermogen van de trap 850 watt (geleverd door de 304TL) plus 172,5 watt (geleverd door de stuurtrap) of 1022,5 watt. De kathode-stuurimpedantie van de 304TL (opnieuw volgens figuur 24) bedraagt ongeveer:

$$Z_k = 525/(0,660 + 0,116) = \text{ongeveer } 675 \text{ ohm}.$$

KATHODE-FOLLOWER HF-VERMOGEN-VERSTERKER.

Het schema, de spanningen en stromen der elektroden en de bedrijfsvoorwaarden voor een kathode-follower HF-vermogenversterker worden gegeven in figuur 25. Deze schakeling kan, zoals de juist besproken schakeling met geaard rooster, als HF-versterker met een triode en zonder bijkomende neutralisatiekring gebruikt worden. De kring zal echter wel oscilleren indien de impedantie van kathode tot aarde capacitief wordt in plaats van inductief of resistief ten opzichte van de bedrijfsfrequentie. De schakeling is niet aan te bevelen, tenzij voor het gebruik op UHF met coaxiale lijnen als afstemkring, daar de vereiste topwaarde van de roostervariatie ongeveer gelijk moet zijn aan de anodespanning gop de versterkerbuis, indien men een werking met groot rendement wenst. Dit betekent natuurlijk dat de afstemkring van het rooster in staat moet zijn een licht hogere topspanning te verdragen dan de anode-afstemkring. Een dergelijke trap mag niet in de anode gemoduleerd worden, tenzij de stuurtrap met hetzelfde percentage gemoduleerd wordt

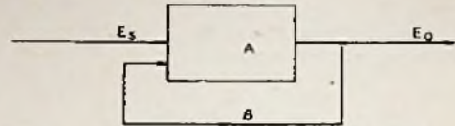


Fig. 26.

$$\text{Spanningsversterking met tegenkoppeling} = \frac{A}{1 - A\beta}$$

$A =$ versterking zonder tegenkoppeling

$\beta =$ gedeelte van de uitgangsspanning, die teruggevoerd wordt (negatief bij negatieve tegenkoppeling).

Tegenkoppeling in decibel

$$= 20 \log (1 - A\beta)$$

$$= 20 \log \frac{M. \text{ Freq. versterking zonder tegenkoppeling}}{M. \text{ Freq. versterking met tegenkoppeling}}$$

Vervorming met tegenkoppeling =

$$\frac{\text{Vervorming zonder tegenkoppeling}}{(1 - A\beta)}$$

$$R_o = \frac{R_n}{1 - A\beta \left(1 + \frac{R_n}{R_l}\right)}$$

waarin $R_o =$ uitgangsimpedantie van de versterker zonder tegenkoppeling.

$R_n =$ uitgangsimpedantie van de versterker met tegenkoppeling

$R_l =$ belastingsimpedantie waarop de versterker werkt.

als de eindtrap. De schakeling kan gebruikt worden als versterker voor gemoduleerde golven (lineaire klas B) of voor telegrafie en FM.

Het ontwerpen van een dergelijke versterker is in hoofdzaak hetzelfde als voor een versterker met geaard rooster voor wat betreft de eerste stap. Voor het tweede deel worden de bedrijfsgegevens van figuur 25 toegepast met behulp van de in de eerste stap verkregen waarden. Neem b.v. de hiervoor beschreven trap met de 304TL. Het totale vermogen, dat van de stuurtrap vereist wordt zal (uit figuur 25) ongeveer $(2700 \times 0,058 \times 1,8)/2$ of 141 watt bedragen. Van deze 141 watt zullen, zoals in het voorgaande geval 27,5 watt verbruikt worden in roosterdissipatie en verliezen in de voorspanning en het overschot van 113,5 watt zal op de uitgang overgebracht worden. Het totale uitgangsvermogen van de trap zal dan ongeveer 963 watt bedragen.

KATHODE-AFSTEMKRING VOOR DE KATHODE-FOLLOWER EN DE VERSTERKER MET GEAARD ROOSTER.

De afstemkring voor de kathode-follower of de vermogenversterker met geaard rooster, die in de kathode moet opgenomen worden, kan een gewone afstemkring zijn indien de gloeitransformator voor de trap van het type met kleine capaciteit en hoge spanningsisolatie is. Gewone gloeitransformatoren kunnen echter niet werken met de hoge waarden der HF-spanningen, die in dergelijke kringen aanwezig zijn. Moet men toch een gewone gloeitransformator gebruiken, dan kan de kathode-afstemspoel samengesteld worden uit twee parallele, dikke geleiders (om de sterke gloeistroom te voeren) die zowel aan het aardeinde als aan de buis houder ontkoppeld zijn. De afstemcondensator wordt dan tussen gloeidraad en aarde aangebracht. In zekere gevallen is het mogelijk twee HF-smoerspoelen van speciale constructie te gebruiken om de gloeistroom van de buis aan te voeren; tussen gloeidraad en aarde wordt dan een gewone afstemkring aangebracht. Coaxiale kabels kunnen eveneens gebruikt worden, die dan dienen als afstemkring en als voedingslijnen voor de gloeidraad.

3-15. — VERSTERKERS MET TERUGKOPPELING.

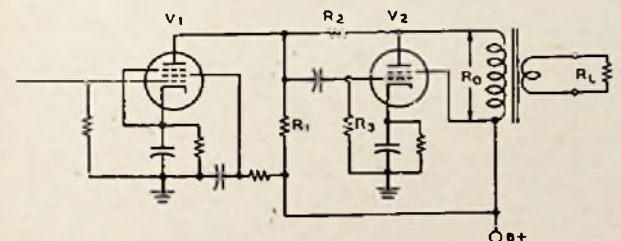
Het is mogelijk de karakteristieken van een versterker te wijzigen door een deeltje van de uitgangsspanning terug te voeren naar de ingang. Alle onderdelen, kringen en buizen gelegen tussen het punt waar de terugkoppelspanning afgetakt wordt en het punt waar deze spanning terug ingevoerd wordt, zijn opgenomen, zoals men zegt, in de terugkoppelkring. Een trap of om het even hoeveel trappen kunnen opgenomen worden in de terugkoppelkring. De moeilijkheid om een behoorlijke werking te bekomen verhoogt met de bandbreedte van de versterker en met het aantal trappen en kringonderdelen, die in de terugkoppelkring opgenomen zijn.

De versterking en de fazeverschuiving van een versterker zijn functie van de frequentie. Opdat een versterker met terugkoppelkring stabiel zou werken, moet de versterking van een dergelijke versterker, zoals zij gemeten wordt tussen de ingang en het punt waar de terugkoppelkring met de ingang verbonden is, minder bedragen dan één op de frequentie waarop de terugkoppelspanning in faze is met de ingangsspanning van de versterker. Indien op deze frequentie de versterking gelijk of groter is dan 1, dan zal de versterker oscilleren. Dit stelt een beperking aan de hoeveelheid terugkoppeling, die kan gebruikt worden in een versterker, die stabiel moet blijven. Het onderwerp is echter te omvangrijk om hier in zijn geheel besproken

te worden. De lezer, die nadere gegevens wenst kan deze best vinden in publicaties over dit onderwerp.

De terugkoppeling kan negatief of positief zijn en de terugkoppelspanning kan evenredig zijn hetzij met de uitgangsspanning, hetzij met de uitgangsstroom. Het meest gebruikte type van terugkoppeling in LF en video-versterkers is de negatieve terugkoppeling (of tegenkoppeling), die evenredig is met de uitgangsspanning. Figuur 26 geeft de algemene bedrijfsvoorwaarden voor versterkers met tegenkoppeling. Merk op dat de vermindering van de vervorming evenredig is met de vermindering van de versterking van de versterker en dat de vermindering van de uitgangsimpedantie iets groter is dan de vermindering van de versterking met een hoeveelheid, die een functie is van de verhouding van de uitgangsimpedantie zonder tegenkoppeling tot de belastingsimpedantie. De vermindering van het storinggeruis en het gebrom in de trappen, die in de tegenkoppelkring begrepen zijn, is evenredig met de vermindering der versterking. Als gevolg echter van de vermindering der versterking van het einddeel van de versterker, is een iets hogere versterking vereist van de trappen, die de tegenkoppelkring vooraf gaan. Bijgevolg kunnen het geruis en het gebrom op de uitgang van de versterker al dan niet verminderd worden naargelang de relatieve aandelen van het eerste en het laatste deel van de versterker in het opwekken ervan. Indien het grootste deel van deze storingen verwekt worden in de trappen binnen de tegenkoppelkring, dan zullen deze ongewenste seinen in de uitgang van de volledige versterker verminderd zijn. In de gewone versterkers is het meestal zo dat gebrom en vervorming veroorzaakt worden in de laatste trappen en bijgevolg zullen deze verminderd worden door de tegenkoppeling, doch de thermische agitatie en het microfoongeruis komen van de eerste trap en zullen dus niet verminderd worden, veeleer vermeerderd door de tegenkoppeling tenware de tegenkoppelkring ook de eerste trap van de versterker omvat.

Figuur 27 toont een zeer eenvoudige en doeltreffende toepassing van de tegenkoppeling op eindversterkertrap met pentode of tetrode. De vermindering van gebrom en vervorming kan 15 tot 20 db bedragen. De vermindering van de effectieve anode-impedantie zal



$$DB \text{ tegenkoppeling} = 20 \log \left[\frac{R_2 + R_n (G_m V_2 R_o)}{R_2} \right]$$

$$= 20 \log \left[\frac{R_2 + R_n (\text{spanningversterking van } V_2)}{R_2} \right]$$

Versterking van beide trappen =

$$\left[G_m V_1 \left(\frac{R_b \times R_n}{R_n + R_n} \right) \right] \times (G_m V_2 R_o)$$

waarin :

$$R = \frac{R_1 \times R_3}{R_1 + R_3}$$

$$R_b = \frac{R_2}{G_m V_2 R_o}$$

R_o = weerkaatste belastingsimpedantie op V_2

R_2 = tegenkoppelingsweerstand (gewoonlijk ongeveer 500 K)

Uitgangsimpedantie =

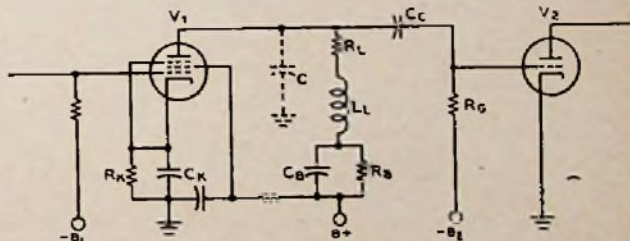
$$\frac{R_n R_2}{[R_2 + R_n (G_m V_2 R_o)] \times \left(1 + \frac{R_n}{R_o} \right)}$$

R_n = Anode impedantie van V_2

Fig. 27.

SHUNTTEGENKOPPELING VOOR PENTODE EN TETRODE.

Deze schakeling is zeer doeltreffend voor het verminderen van de anode-impedantie en het verminderen van de harmonische vervorming van pentoden en tetroden in LF-kraftversterkers. Gegevens voor het ontwerpen zijn in de figuur opgenomen,



M.-Freq. versterking = $G_m v_1 R_L$

H.-Freq. versterking = $G_m v_1 Z$ koppelkring.

$$C = C_{out} V_1 + C_{in} V_2 + C \text{ verdeeld}$$

Voor afvlakking op hoge frequenties :

$$X_{LL} = 0,5 X_c \text{ bij } f_c$$

$$R_L = X_c \text{ bij } f_c$$

waarin

L_L = « peaking »-spoel

f_c = snijfrequentie van de versterker

Voor afvlakking op lage frequenties :

$$R_b = R_k (G_m v_1 R_L)$$

$$R_b C_b = R_k C_k$$

C_k = 25 tot 50 μ fd in parallel met 0,001 mica

C_b = 25 tot 50 μ fd. in parallel met 0,001 mica

Fig. 28.

VIDEO-VERSTERKERSCHAKELING

Ontwerp gegeven voor de eenvoudigste video-versterker met een enkele « peaking »-spoel.

een factor van 20 tot 100 bedragen naargelang de bedrijfsvoorwaarden. In de toestellen die in dit boek beschreven werden, werd verscheidene malen gebruik gemaakt van deze eenvoudige schakeling. Deze schakeling wordt eveneens vaak gebruikt in handelstoestellen met de buis 6SJ7 als V1 en 6V6 of 6L6 als V2.

3-16. — VIDEO-FREQUENTIE VERSTERKERS.

Een video-frequentie versterker is een versterker, die ontworpen is voor het doorgeven van frequenties vanaf het lage LF-bereik (laagste grens zowat 50 Hz) tot het middelmatig HF-bereik (hoogste grens zowat 4 tot MHz). Dergelijke versterkers moeten in staat zijn, buiten het doorlaten van zulk een buitengewoon brede frequentieband, deze te versterken met een minimum vervorming van amplitude, faze en frequentie. Video-versterkers worden veel gebruikt in televisie, impulsmodulatie en radar.

De buizen, die in video-versterkers gebruikt worden moeten een grote verhouding van de steilheid tot de capaciteit hebben, indien men een bruikbare verster-

king per trap wil bekomen. Thans zijn speciaal voor dit doel ontworpen buizen op de markt. De meest voorkomende buizen van dit type zijn de 6AC7, 6AB7 en de 6AK5. Daar bij de bovenste frequentiegrenzen van een video-versterker de shunterende capaciteiten op de ingang en uitgang van de buizen een eerder lage reactantiewaarden hebben, worden gewoonlijk lage waarden van koppelweerstand samen met «peaking»-spoelen of andere speciale koppelimpedanties tussen de trappen gebruikt om de kromme versterking/frequentie en bijgevolg de karakteristiek faze/frequentie van de versterker vlakker te maken. Aanbevolen bedrijfsvoorwaarden en formules voor de berekening van versterking in kringonderdelen worden gegeven in figuur 28. Deze figuur toont slechts een eenvoudig schema van de koppeling tussen trappen. De degelijkheid en de versterking per trap van zulk een versterker kunnen verhoogd worden door het aanbrengen van meer ingewikkelde koppelingen of tilters tussen de trappen. Gewoonlijk gebruikt men een kathode-follower wanneer men wenst een video-versterker te laten werken op een belasting met lage impedantie zoals een co-axiale kabel. Over de kathode-follower werd reeds in dit hoofdstuk gesproken.

Ontvangtechniek

Een gewoon weergavetoestel zoals een luidspreker of een paar koptelefoons is niet in staat rechtstreeks het sein te ontvangen, dat megevoerd wordt door de draaggolf van een radiozender. Daartoe is het noodzakelijk een ander toestel, radio-ontvanger genoemd, te plaatsen tussen de ontvangstantenne en de luidspreker (of koptelefoon).

Radio-ontvangers verschillen veel van elkaar in samenstelling en opvatting, naargelang het doel waarvoor ze gebouwd zijn en naargelang een aantal economische factoren. Een eenvoudige ontvanger voor radiotelefonie kan samengesteld zijn uit een koptelefoon, een silicium of germaniumkristal als draaggolf-gelijkrichter of demodulator en een eindje draad als antenne. Zulke ontvanger is echter zeer ongevoelig en geeft geen noemenswaardige discriminatie tussen twee seinen in het zelfde deel van het frequentiespectrum.

Een ontvanger met verschillende antennes anderszjds, die ontworpen is voor de ontvangst met enkele zijband en die een dubbele of driedubbele detectie heeft, zal moeten ondergebracht worden in verscheidene vakken van een rackmeubel en zal misschien meer kosten dan een auto. Gewone bedrijfsontvangers liggen echter tussen deze twee uitersten in verband met ingewikkeldheid en uitslagen. Dit hoofdstuk is gewijd aan de principes, die aan de basis van dergelijke bedrijfsontvangers liggen.

4.1. — DETECTIE OF DEMODULATIE.

Een detector of demodulator is een toestel dat de modulatie afscheidt of het verstaanbare sein detecteert van een binnenkomende radiogolf.

DEMODULATIE VAN RADIOTELEFONIE.

Figuur 1 toont een elementaire vorm van een telefonie-ontvanger uitgerust met een diode-detector. De energie van de voorbijkomende radiogolf zal een spanning induceren in de antenne en van de antenne naar de aarde een hoogfrequentie stroom door de spoel L1 doen vloeien. Het wisselend magnetisch veld, dat opgebouwd wordt rond L1, zal de wikkelingen snijden van de spoel L2 en door de parallel afstemkring L2-C een HF-stroom doen vloeien. Wanneer de regelbare condensator C zo geregeld wordt dat de afstemkring in resonantie is met de frequentie van het aangevoerde

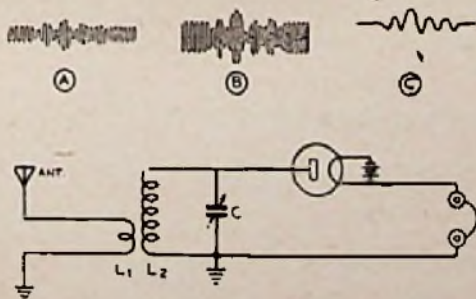


Fig. 1.

BASISVORM VAN EEN ONTVANGER

Deze diodedetector met een enkele afgestemde kring zou een zeer ongevoelige ontvanger vormen en wordt slechts als voorbeeld afgebeeld.

sein, dan is, zoals vroeger verklaard, de HF-spanning het grootst. Deze HF-spanning wordt gevoerd naar de diode-detector, waar ze gelijkgericht wordt in een pulserende gelijkstroom en dan doorgegeven aan de koptelefoon. Deze pulsaties van de spanning stemmen overeen met de spraakmodulatie, die in de zender op het sein was aangebracht. Daar het trilplaatje van de koptelefoon heen en weer trilt in overeenstemming met de pulserende stroom, geeft het op hoorbare wijze de modulatie weer, die op de draaggolf was aangebracht.

De werking van de detectorkring wordt grafisch boven het schema weergegeven in figuur 1. In A ziet men de gemoduleerde draaggolf, zoals ze op de antenne komt. B toont dezelfde draaggolf, doch met grotere amplitude, zoals ze optreedt op de klemmen van de afstemkring. C geeft de pulserende d.c.-uitgang van de detector weer.

Door toevoeging van een LF-versterker, zoals in figuur 2-A, kan het uitgangsvermogen van de ontvanger in grote mate verhoogd worden. In 2-A werd de koptelefoon van figuur 1 vervangen door een weerstand R en een HF-ontkoppelcondensator C1. De LF-spanning op de klemmen van R en C1 wordt overgebracht naar het rooster van de klas A LF-versterker door de koppelcondensator C2 en de koptelefoon wordt opgenomen in de anodekring van de versterkertrap. De roostervoorspanning wordt geleverd door een batterij, die met het versterkerrooster verbonden is door een weerstand met hoge waarde, R1.

Om de schakeling van 2-A te vereenvoudigen kunnen de belastingsweerstand R en zijn ontkoppelweerstand in de kring verplaatst worden tot ze in serie staan met de anode van de diode in plaats van met de kathode. De spanning op R en C1 is nog pulserende d.c., waarvan de pulsaties overeenstemmen met de modulatie van het sein, doch de d.c.-spanning op de anode der diode is thans altijd negatief ten opzichte van de aarde. Het feit dat wij een negatieve spanning hebben op de anode der diode, laat ons nu toe het rooster van de versterkertrap rechtstreeks met dit punt te verbinden, waardoor we de voorspanningsbatterij, de roosterafvoerweerstand R1 en de koppelcondensator uitsparen.

DE ROOSTERLEK-DETECTOR.

Een nog verder doorgedreven vereenvoudiging van de schakeling wordt weergegeven in 2-C, waar het rooster der triode de anode van de diode volledig vervangen heeft, waarbij dus een buis minder in het toestel is. In 2-C werd nog een HF-ontkoppelcondensator C3 bijgevoegd om alle HF af te leiden, die tot in de anodekring zou doorgedrongen zijn. De schakeling van figuur 2-C staat bekend onder de naam roosterlek-detector, meestal eenvoudigweg roosterdetector genoemd en zoals de bespreking hierboven het aangeeft, is het slechts een diode-detector plus een LF-versterker met electronenkoppeling, beiden in één buis gecombineerd. De roosterdetector is niet alleen beperkt tot trioden; tetroden en pentoden kunnen eveneens gebruikt worden en hebben meestal een grotere gevoeligheid dan trioden.

Er bestaan vele soorten detectoren, doch allen bestaan uit een inrichting met een niet-lineaire karakteristiek, die als gelijkrichter dient om de omslag van de onhoorbare HF-trillingen om te zetten in bruikbare seinspanningen.

ONTVANGST VAN RADIOTELEGRAFIE.

Daar de telegrafieseinen bestaan uit een ongemoduleerde draaggolf, die onderbroken wordt in de vorm van punten en strepen, is het klaarblijkelijk dat een dergelijk sein niet door detectie alleen kan hoorbaar gemaakt worden. Al is het « sleutelen » een vorm van modulatie, toch zijn de frequentiecomponenten ervan zo laag, dat de omslag beneden het hoorbare bereik ligt, tenminste bij de snelheden van het sleutelen met de hand. Men moet dus een middel aanwenden waardoor een hoorbare toon optreedt tijdens de ogenblikken dat men de ongemoduleerde draaggolf ontvangt; wanneer de draaggolf onderbroken wordt, moet deze toon eveneens onmiddellijk ophouden.

Het eenvoudigste middel bestaat in het aanvoeren van een ter plaatse verwekte draaggolf met een lichtjes afwijkende frequentie naar dezelfde detector, zodat de twee golven daar vermengd worden om samen een zweefstoon te vormen. De verschilffrequentie zal natuurlijk beginnen en ophouden in overeenstemming met het inkomende telegrafiesein, want de hoorbare zweefstoon kan alleen optreden wanneer de inkomende en de ter plaatse verwekte golven samen aanwezig zijn.

DE AUTODYNE DETECTOR.

Het locale sein, dat gebruikt wordt om de zweefstoon in de detector te verwekken samen met het telegrafiesein, kan geleverd worden door een afzonderlijke oscillator met klein vermogen in de ontvanger zelf, ofwel kan men de detector zelf doen oscilleren en hem dus de dubbele rol laten vervullen van detector en oscillator. Een detector, die zelf oscilleert om een zweefstoon te verwekken, wordt een autodyne detector genoemd en de methode, die gebruikt wordt om een koppeling te krijgen van de anode naar het rooster van de detector, wordt terugkoppeling of reactie genoemd. Een typische autodyne of detector met terugkoppeling wordt weergegeven door het schema van figuur 3.

Een autodyne detector is het gevoeligst wanneer hij juist op de grens van het oscilleren is en om deze reden wordt steeds een regeling der terugkoppeling opgenomen in de schakeling om de terugkoppeling op de geschiktste waarde in te stellen. Condensator C2 in figuur 3 werkt als regeling der terugkoppeling. Deze condensator dient als regelbare ontkoppelcondensator van de anode.

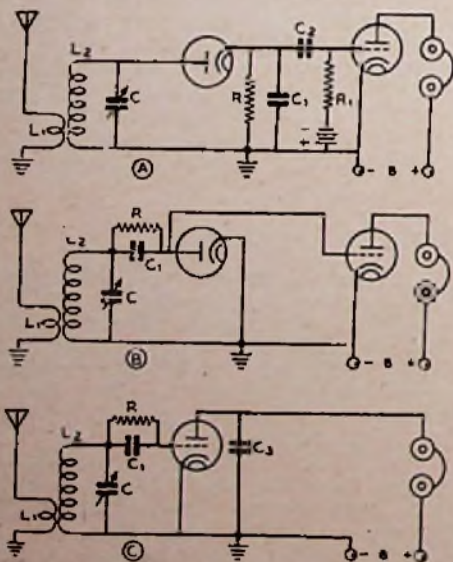


Fig. 2.

ONTWIKKELING VAN DE ROOSTERLEK-DETECTOR

Deze voorstellingen geven weer hoe een diodedetector en een triode LF versterker kunnen samengevoegd worden in een enkele triode, die dan werkt als roosterlek-detector.

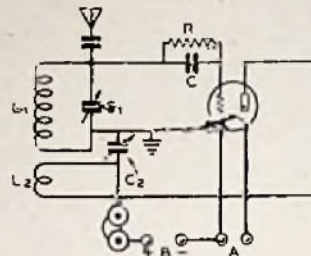


Fig. 3.

TRIODE DETECTOR MET TERUGKOPPELING
De detector met terugkoppeling is de eenvoudigste ontvanger voor hoge frequenties.

Wanneer de detector teruggekoppeld is doch niet oscilleert, is hij eveneens uiterst gevoelig. Wanneer de schakeling geregeld wordt om op deze wijze te werken, dan kan de ontvanger gemoduleerde seinen ontvangen met een veel grotere sterkte op de uitgang dan een ontvanger zonder terugkoppeling.

De schakeling van figuur 3 is slechts een der vele schakelingen van detectoren met terugkoppeling. Er bestaan vele manieren om de terugkoppeling te verkrijgen en daarnaast nog een hele reeks andere om deze terugkoppeling te regelen. In buizen met onrechtstreekse verhitting kan men de terugkoppeling bekomen door de kathode af te takken op de roosterspoel op enkele windingen van het aard-einde of door de kathode met de grond te verbinden doorheen een spoel, die met de roosterspoel gekoppeld is. Met pentoden of tetroden verwekt men soms de terugkoppeling door, in plaats van de anode, het schermrooster met de terugkoppelspoel te verbinden.

In andere methoden varieert men de spanning op een der electroden van de buis, gewoonlijk op de anode of het schermrooster. Voorbeelden van verschillende methoden voor het verwekken en regelen der terugkoppeling worden gegeven in figuur 4.

4-2. — ONTVANGERS MET SUPER-REACTIE.

Wanneer het wenselijk is het gewicht en de kostprijs van het toestel laag te houden, wordt op ultra hoge frequenties voor de ontvangst van gemoduleerde seinen vaak een speciale vorm van ontvanger met terugkoppeling gebruikt, de zogenaamde ontvanger met superreactie. In hoofdzaak is dit een ontvanger met terugkoppeling, waarin een methode voorzien is om zeer snel de detector in en uit oscillatie te brengen. De frequentie waarop de oscillatie van de detector aanslaat en uitvalt verschilt in de verschillende ontvangers, doch ligt meestal tussen 20.000 en 500.000 maal per seconde. Dit verhoogt zo sterk de gevoeligheid van de oscillerende detector dat het gewone « grondgeruis » in grote mate versterkt wordt, wanneer men geen sein ontvangt. Dit geruis vermindert evenredig met de sterkte van het ontvangen sein en verdwijnt geheel bij sterke seinen.

« QUENCH »-METHODEN.

Er bestaan twee systemen om de detector snel in en uit oscillatie te brengen. In een systeem is een oscillator met de onderbrekingsfrequentie (of quench-frequentie) ingebouwd, die zo opgesteld is, dat hij met de nodige snelheid de spanning doet variëren op een der electroden van de detectorbuis (meestal op de anode, soms op het schermrooster). Gewoonlijk gebruikt men als quench-oscillator een gewone schakeling met terugkoppeling, waarvan de spoelen voor de gepaste bedrijfsfrequentie berekend zijn.

De tweede en eenvoudigste schakeling van detector met superreactie is zo opgevat dat ze zelf de onder-

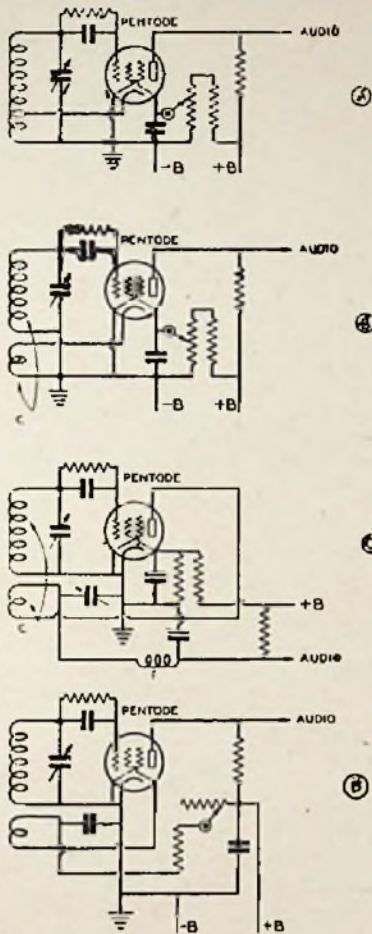


Fig. 4.

DETECTORSCHAKELINGEN MET TERUGKOPPELING

Deze schema's geeft de meest gekende schakelingen van de detector met terugkoppeling. Gewoonlijk gebruikt men als roosterlekweerstand waarden van 1 tot 3 megohm. De roostercondensator is gewoonlijk $100 \mu\mu F$ terwijl $0,1 \mu\mu F$ een geschikte waarde is voor de ont koppeling van het schermrooster. De pentode-detector werkt meestal best wanneer hij zo geregeld is dat hij begint te oscilleren met 30 tot 50 volt op het schermrooster.

- A = terugkoppeling door de kathode en regelbaar door de schermroosterspanning.
 - B = terugkoppeling door kathodespoel en regelbaar door de schermroosterspanning.
 - C = terugkoppeling door anodespoel en regelbaar door draicondensator.
 - D = terugkoppeling door schermroosterspoel en regelbaar door de schermroosterspanning.
- C : spoelen in dezelfde richting gewikkeld.
F : HF smoorspoel.

brekingsfrequentie verwekt zonder de hulp van een afzonderlijke buis. De detectorbuis onderbreekt zelf zijn oscillatie op zeer hoge snelheid door het gebruik van een roosterlekweerstand van hoge waarde en gepaste waarden van blokcondensatoren in anode en rooster en daarboven een overdreven graad van terugkoppeling. In dit type van detector met zelf-quenching wordt de roosterlekweerstand vaak teruggevoerd naar de positieve zijde van de spanningsbron (doorheen de spoel) in plaats van naar de kathode. Figuur 5 geeft een voorbeeld van dit type.

Behoudens in de gevallen, waar het onmogelijk zou zijn de nodige terugkoppeling te verkrijgen, is het type met zelf-quenching aan te raden; de schakeling

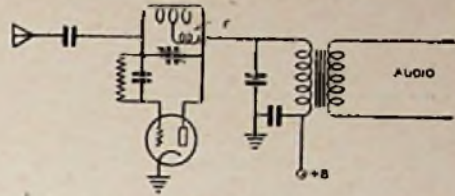


Fig. 5

DETECTOR MET SUPERREACTIE

Een detector met superreactie als bovenstaat is ongeveer even gevoelig als om het even welke ZHF-ontvanger, die kan gebouwd worden. Bovendien heeft hij het voordeel van een eigen automatische sterkteregeling, doch heeft het nadeel dat hij een sterk, ruw sein uitstraalt, tenware men er een degelijk afgeschermde HF-trap voorschakelt. F = HF smoorspoel

is eenvoudiger, de quench-amplitude regelt zich zelf en de quench-golfvorm is ideaal. Om even goede uitslagen te bekomen met een afzonderlijke quench-oscillator is een zeer zorgvuldig ontwerp van de schakeling en een zeer kritische regeling ervan noodzakelijk. Dergelijke schakelingen zijn echter wel nuttig wanneer het mogelijk is een bepaalde buis op zeer hoge frequenties te doen oscilleren, doch onmogelijk de vereiste graad van terugkoppeling te bekomen om de zelf-quenching te verwekken.

De optimum onderbrekingsfrequentie staat in verhouding tot de seinfrequentie. De quenchfrequentie stijgt met de bedrijfsfrequentie. Wanneer de quenchfrequentie te laag is, verkrijgt men de maximum gevoeligheid niet. Is ze te hoog, dan lijden gevoeligheid en selectiviteit er onder. In feite ligt de optimum quench-frequentie voor een bedrijfsfrequentie onder de 15 MHz in het hoorbare bereik. Hierdoor levert de detector met superreactie geen goede uitslagen op lage frequenties op, omdat het onmogelijk is de onderbrekingsfrequentie in het hoorbare bereik te houden.

Het sterke grondgeruis, dat men hoort in een behoorlijk werkende detector met superreactie wanneer geen sein ontvangen wordt, is niet de quench-frequentie die « doorlekt », doch de storingen van de thermische agitatie in buis en afstemkring, wat dus aantoon dat de ontvanger uiterst gevoelig is.

Een middelmatig sterk sein zal dit grondgeruis volledig doen verdwijnen, want de detector met superreactie heeft een automatische sterkteregeling die hem eigen is en onmiddellijk werkt. Deze eigenschap maakt de ontvanger betrekkelijk ongevoelig voor storende impulsen, zoals storingen verwekt door de ontsteking van motoren, dus een zeer kostbare eigenschap. Anderzijds veroorzaakt deze eigenschap ook een merkelijke vervorming van het ontvangen telefonesein, gelukkig niet genoeg om de verstaanbaarheid ernstig te schaden.

In vergelijking met een super is de selectiviteit van een ontvanger met superreactie eerder klein, doch voor zulk een eenvoudige ontvanger is ze toch uitstekend, vooral wanneer men ze berekent op grond van het percentage in plaats van de absolute bandbreedte in kHz.

ONTVANGST VAN FM.

Een ontvanger met superreactie zal met gunstige resultaten, in vergelijking met de amplitudemodulatie, seinen ontvangen, die in frequentie gemoduleerd zijn, indien de frequentie-amplitude van de zender voldoende groot is. Voor dergelijke ontvangst wordt de ontvanger lichtjes verstemd langs de ene of de andere zijde van de resonantie.

Ontvangers met superreactie stralen een sterk, breed en ruw sein uit. Daarom is het noodzakelijk in de meeste toepassingen een HF-versterkertrap toe te voegen tussen detector en antenne, het toestel volledig af te schermen en alle onderdelen degelijk te ontkoppelen.

Verder in dit boek geven we practische schakelingen en bespreken we hun gebruikswijze.

4-3. — SUPER-ONTVANGERS.

Wegens zijn superioriteit en zijn practisch algemene toepassing op alle gebieden van de radio moet de theorie der werking van een super goed gekend zijn door alle studerenden en experimenteerders in radio. De bespreking, die hier volgt, betreft de supers voor ontvangst van de amplitudemodulatie. Een groot deel hiervan is echter eveneens toepasselijk op de ontvangst der frequentiemodulatie. De verschillpunten en de bijkomende schakelingen voor FM worden in een afzonderlijk hoofdstuk besproken.

THEORIE DER WERKING.

In de super wordt het inkomend sein gevoerd naar een mengtrap, die bestaat uit een niet lineaire impedantie zoals een buis met overdreven voorspanning, of een diode. Het ingangsein wordt vermengd met een aanhoudend sein, dat opgewekt wordt in de locale oscillatortrap, met het gevolg dat een sein ontstaat, dat heel de modulatie van het ingangsein draagt met een frequentie, die gelijk is aan het verschil tussen de locale oscillatiefrequentie en de frequentie van het inkomend sein. De uitgangsspanning van de mengtrap, waarin dit nieuwe sein optreedt, wordt gevoerd naar een MF-versterker met vaste afstemming, waar ze versterkt wordt en daarna op de gewone wijze gedetecteerd en naar de LF-versterker doorgegeven. Figuur 6 geeft een blokschema van de basisschakeling van een super. De basisonderdelen werden in volle lijnen getekend; de eenvoudigste super bevat slechts deze onderdelen. Een goede bedrijfsontvanger bevat echter naast deze delen ook deze die in stippellijn getekent werden.

VOORDELEN VAN DE SUPER.

De voordelen van de super kunnen rechtstreeks toegeschreven worden aan het gebruik van een MF-versterker met vaste afstemming. Daar alle seinen omgezet worden in de middenfrequentie kan dit gedeelte ontworpen worden voor maximum selectiviteit en versterking. Een grote versterking wordt gemakkelijk verkregen op betrekkelijk lage frequenties, waar de gewone pentoden een hoge spanningsversterking geven. Figuur 7 toont een typische middenfrequentieversterkertrap.

In het schema ziet men, dat zowel roosterkring als anodekring afgestemd zijn. Het afstemmen van beide kringen heeft een dubbel voordeel: het verhoogt de selectiviteit en het laat de buis toe op een resonante anodebelasting met hoge impedantie te werken, wat zeer geschikt is indien men een hoge versterking wenst. De afgestemde kringen die men als koppeling tussen MF-trappen gebruikt, worden MF-transformatoren genoemd. Verder in dit hoofdstuk geven we daarover meer bijzonderheden.

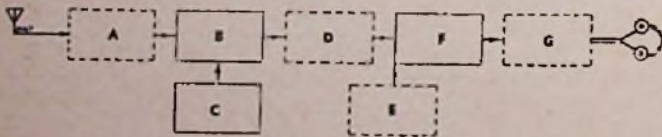


Fig. 6.

HOOFDBESTANDDELEN VAN EEN SUPER.

De onmisbare onderdelen zijn aangeduid door volle lijnen. Buiten deze delen gebruiken in de praktijk de supers een of meer der in stippellijnen getekende delen een werkelijk goede bedrijfsontvanger gebruikt ze allemaal.

- A = HF-versterker
- M = Mengtrap
- C = Oscillator
- D = MF-versterker
- E = Zuiverings-oscillator (voor ontvangst van telegrafie)
- F = Tweede detector
- G = LF-versterker.

KEUZE VAN DE MIDDENFREQUENTIE.

De keuze van de frequentie voor de MF-versterker hangt af van een hele reeks beschouwingen. Een hiervan betreft de selectiviteit: hoe lager de MF is, des te groter is de verkrijgbare selectiviteit. Anderzijds is een betrekkelijk hoge MF wenselijk van uit het standpunt der verwijdering van de spiegelfrequentie en eveneens voor de ontvangst van televisiesignalen, van FM-zenders en van gemoduleerde oscillatoren met zelfcontrôle, die allen een tamelijk brede frequentieband bestrijken en een brede selectiviteitskarakteristiek wenselijk maken. Spiegelfrequenties is een eigenschap die alle supers gemeen hebben en daarom worden ze verder in dit hoofdstuk nader besproken.

Al waren vroeger MF van minder dan 30 kHz, algemeen in gebruik en al gebruikt men in sommige speciale ontvangers thans MF van 60 MHz, toch gebruiken de meeste bedrijfssupers tegenwoordig een MF in de buurt van 455 kHz of van 1600 kHz. In oudere omroepontvangers ontmoet men nog vaak MF van 175 of 262 kHz, in de moderne gewoonlijk ongeveer 455 kHz.

Over het algemeen genomen kan men zeggen dat voor seinfrequenties tot op ongeveer 30 MHz een MF van het bereik van 450 tot 470 kHz gebruikt wordt, wanneer men een maximum selectiviteit wenst, samen met een redelijke verwijdering der spiegelfrequenties, terwijl men 1600 kHz gebruikt als een goed compromis tussen de verwijdering van spiegelfrequenties en de selectiviteit. Voor de ontvangst van seinen zowel in AM als FM boven 30 MHz gebruikt men middenfrequenties van 3, 4,3, 5,3 en 10,7 MHz.

REKENKUNDIGE SELECTIVITEIT.

Naast het gebruik van versterkertrappen met vaste afstemming vertoont de super een ander belangrijk voordeel t.o.v. de ontvanger met rechtstreekse versterking tengevolge van wat men gewoonlijk de rekenkundige selectiviteit noemt.

Dit kan best verduidelijkt worden door het beschouwen van twee ontvangers, een van het type met rechtstreekse versterking, de andere van het supertype, die beiden trachten een sein te ontvangen op 10.000 kHz en een sterk interferend sein moeten elimineren op 10.010 kHz. In de ontvanger met rechtstreekse versterking is het practisch onmogelijk deze twee seinen te scheiden met behulp van de afgestemde kringen, daar hun frequentieverschil slechts 0,1% bedraagt. In een super echter, met een MF van b.v. 1000 kHz, zal het gewenste sein omgezet worden tot een frequentie van 1000 kHz, terwijl het interfererende sein zal omgezet worden tot 1010 kHz; deze beide seinen komen op de ingang van de MF-versterker. In dit geval zal het echter veel gemakkelijker zijn de beide seinen te scheiden daar ze een verschil in frequentie hebben van 1%, dus 10 maal meer dan in het geval van de ontvanger met rechtstreekse versterking.

MENGCHAKELINGEN.

De mengtrap is van groot belang voor de werking van een super. Het is zonder belang hoe sterk het sein is, dat op de mengtrap komt, indien dit sein niet omgezet wordt in de middenfrequentie en aan de MF-versterker doorgegeven wordt met een sterkte, die groter is dan het stoorpeil aan de ingang van de MF-versterker, want dan is het sein verloren. De buisfabricanten hebben een hele reeks speciale buizen ontwikkeld voor mengdoeleinden, die ieder hun eigen voordelen hebben.

Figuur 8 toont verschillende principe-schema's van mengschakelingen. In A heeft men de injectie op het stuurrooster van de oscillator, die verkregen wordt door een oscillator met elektronenkoppeling. In dit geval gebruikt men als mengbuis meestal een pentode met vaste steilheid in de aard van de 6SJ7. De koppelcondensator C tussen de oscillator en de mengtrap is zeer klein, gewoonlijk 1 of 2 $\mu\mu\text{F}$.

Men kan dezelfde schakeling gebruiken wanneer men de oscillatoruitgang neemt op het rooster of de katho-

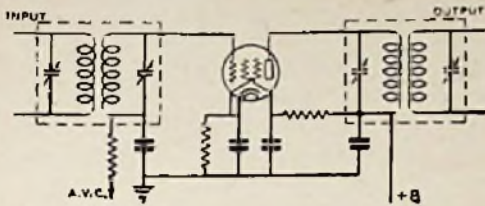


Fig. 7.

MF VERSTERKERTRAP

Gewoonlijk gebruikt men hierin pentoden met veranderlijke steilheid. De meeste gewone buizen vergen een kathodeweerstand van ongeveer 300 ohm en een schermroosterweerstand van 100.000 ohm. De televisiebuizen met grote steilheid vragen meestal een kleinere kathodeweerstand en een waarde van ongeveer 100 ohm volstaat. Hun schermroosterweerstand moet een waarde hebben van 50.000 of 75.000 ohm. Voor de ont koppeling is 0,05 of 0,1 μF de geschikte waarde.

de van een triode-oscillator. Het enige nadeel van dit systeem is, dat er een meesleuren tussen afstemming en oscillator kan optreden. In deze schakeling gebruikt men een tamelijk hoge waarde voor de kathodeweerstand (10.000 tot 50.000 ohm).

Injectie van de oscillatorspanning op andere electroden van de mengbuis dan het stuurrooster wordt gebruikt in B, C, D en E. De schakeling van B gebruikt een injectie op het remrooster (soms ook suppressie-rooster genoemd). Het remrooster krijgt een negatieve voorspanning door een rechtstreekse verbinding met het rooster van de oscillator.

Een andere methode om de voorspanning voor het remrooster te verkrijgen en die minder gevaar oplevert voor een verschuiving van frequentie tussen mengtrap en oscillator, wordt gegeven in C. In deze schakeling verkrijgt men de voorspanning voor het remrooster, door de gelijkgerichte remroosterstroom langs een weerstand van 100.000 ohm naar de aarde af te voeren. In deze schakeling mag de koppelcondensator tussen oscillator en mengtrap 50 tot 100 μF bedragen. De uitgangsspanning van de oscillator kan, zoals aangetoond, afgetakt worden aan de kathodeklem van de spoel in plaats van aan het roostereinde, dit ten minste wanneer er een voldoende uitgangsspanning aanwezig is. In de schakelingen van B en C gebruikt men meestal in de mengtrap een kathodeweerstand van 500 tot 5000 ohm.

Op het eerste zicht schijnen de mengschakelingen van B en D gelijk te zijn. Het verschil ligt hier in het als mengbuis gebruikte buistype. De hier gebruikte buis 6L7 is speciaal voor mengdoeleinden gebouwd en heeft een afzonderlijk, afgeschermd injectierooster, waarop de spanning van de oscillator kan aangevoerd worden. Met deze schakeling zijn dezelfde varianten mogelijk voor de verbinding met de oscillator als bij de injectie op het schermrooster. De 6L7 vraagt een tamelijk hoge schermroosterspanning en het schermrooster neemt een grote stroom op; daarom bedraagt de spanningsvalweerstand in het schermrooster meestal ongeveer 15.000 ohm.

Et toont de injectie op het schermrooster. Op hogere frequentie veroorzaakt deze schakeling nogal gemakkelijk een verschuiving van de oscillatorfrequentie onder invloed van de seinfrequentie, daar er in de buis geen electrostatische afscherming meer is tussen schermrooster en stuurrooster. Een variatie van deze schakeling, waar dit verschijnsel fel verminderd wordt, bestaat in het gebruik van een oscillator met electronen koppeling zoals in A; daarbij worden dan de anode van de oscillator en het schermrooster van de mengbuis rechtstreeks met elkaar verbonden.

HARMONISCHEN VAN DE OSCILLATOR MET ELECTRONENKOPPELING.

Een nadeel van het gebruik van een oscillator met

electronenkoppeling (ECO), waarbij de uitgangsspanning genomen wordt op de anode, is dat de spanning op de anode zonder afstemming een grotere hoeveelheid harmonischen bevat. Daarom moet men voor de mengtrap reeds een behoorlijke selectiviteit hebben om te beletten dat de harmonischen van de oscillator zich zouden mengen met ongewenste seinen op hogere frequenties en ze met het gewenste sein zouden doorgeven. Wenst men een oscillator van het ECO-type te gebruiken om de ontvanger stabiel te maken ten opzichte van spanningsvariaties, dan zal men er zich meestal best mee bevinden de uitgang van de oscillator te nemen op de afgestemde roosterkring, waar het gehalte aan harmonischen laag is. In deze opstelling mag de anode van de oscillator rechtstreeks naar de aarde ont koppeld worden.

VERBETERDE INJECTIE OP HET STUURROOSTER.

In F ziet men een verbeterde stuurroosterinjectie in de mengtrap. Deze schakeling laat in de mengtrap een topconversiesteilheid toe met sterke variaties van de uitgangsspanning van de oscillator. De roostervoorspanning in de mengtrap wordt automatisch op de gepaste waarde gehouden door het gebruik van roosterlekvoorspanning in plaats van door kathodovoorspanning. De roosterlek van de mengtrap moet een waarde hebben van 3 tot 5 megohm. Zoals in de schakeling van figuur 8-A moet de koppelcondensator zeer klein zijn — zowat 1 of 2 μF . Het is absoluut noodzakelijk in deze schakelwijze in serie met het schermrooster een vrij hoge weerstand te plaatsen teneinde de stroom in de mengbuis te beperken in geval de injectiespanning van de oscillator (en bijgevolg ook de roostervoorspanning toevallig zou wegvallen. De waarde van de schermroosterweerstand zal waarschijnlijk in de buurt van 100.000 ohm of hoger liggen, naargelang, het buistype en de beschikbare anodespanning. De waarde van deze weerstand moet proefondervindelijk vastgesteld worden door het gebruik van een waarde, die de kathodestroom van de mengbuis beperkt tot de maximum toelaatbare waarde, die door de fabrikant is aangegeven, op een ogenblik dat de oscillator niet werkt.

De in figuur 8 getekende oscillatoren zijn in hun gebruik niet beperkt tot de mengschakelingen waarbij ze gevoegd zijn. Met een gegeven mengschakeling kan bijna iedere oscillatorschakeling gebruikt worden. Voorbeelden van mogelijke combinaties worden gegeven in een volgend hoofdstuk.

TRIODEMENGTRAPPEN.

Een triode met een grote steilheid is de rustigste mengbuis; ze heeft een enigszins kleinere versterking doch een betere verhouding sein-grondgeruis dan een overeenstemmende mengtrap met meerdere roosters. Onder 30 MHz is het echter mogelijk een ontvanger te bouwen, die zal dalen tot het peil der atmosferische storingen zonder zich te moeten wenden tot een triodemengtrap en de hierbij komende moeilijkheden met frequentieverhuizing, ongewenste terugkoppeling, enz. Daarom zijn de mengbuizen met meerdere roosters ook zo populair op de lagere frequenties.

Op zeer hoge frequenties, waar het grondgeruis veel meer dan de atmosferische storingen, de ontvangstmogelijkheden van zwakke seinen beperkt, worden mengtrappen met trioden veel meer gebruikt. De 6J6, een miniatuur dubbele triode met de roosters in balans en de anoden in parallel, vormt een uitstekende mengbuis tot op ongeveer 600 MHz.

INJECTIESPANNING.

De amplitude van de injectiespanning zal de conversiesteilheid van de mengtrap beïnvloeden en moet daarom een optimum waarde hebben, indien men de maximum versterking wenst. Gebruikt men een vaste voorspanning op het injectierooster, dan is de optimum injectiespanning zeer critiek. Bij gebruik van kathode-

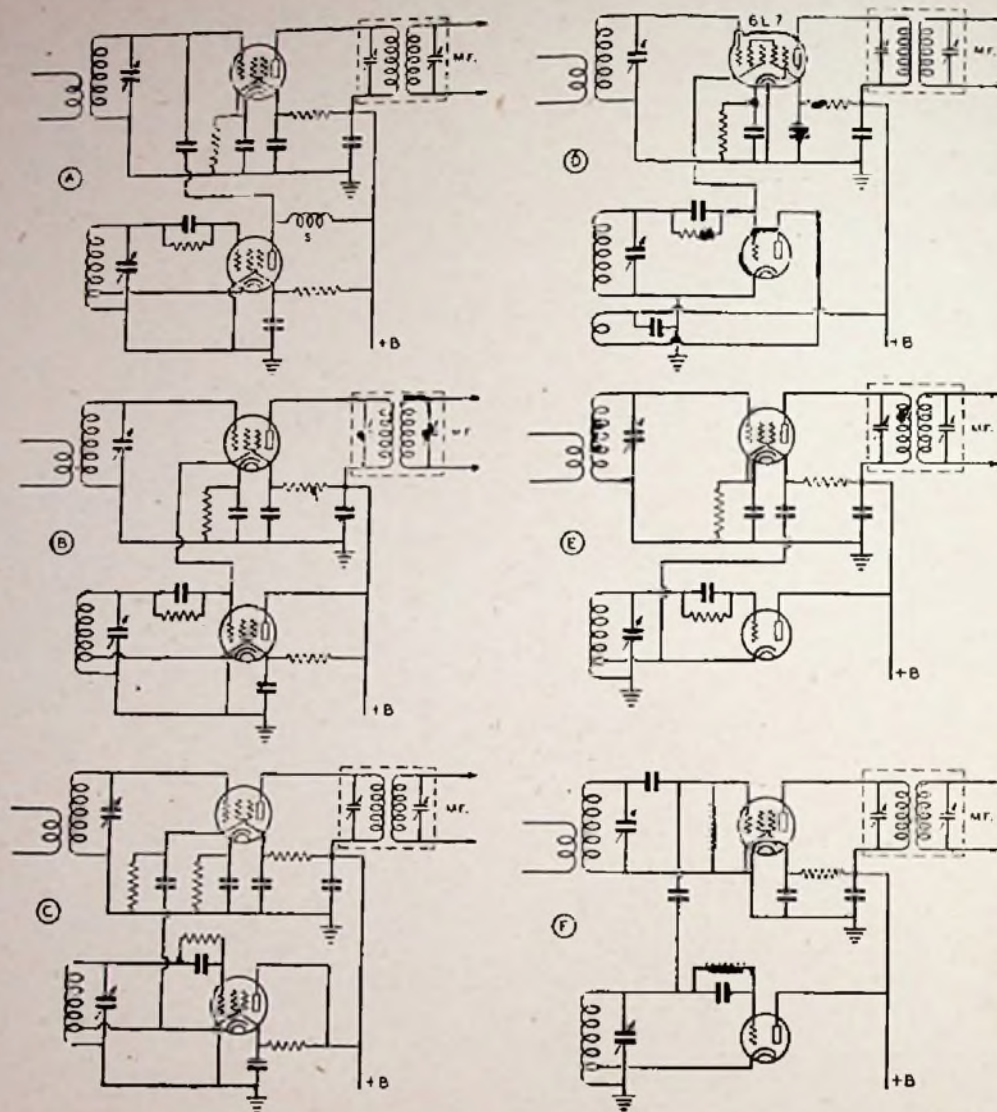


Fig. 8.

MENGCHAKELINGEN

De verschillende aangegeven oscillatoren moeten niet noodzakelijk met de gegeven mengtrap gebruikt worden. De triode oscillator van E mag b.v. de pentode oscillator van B vervangen. S = HF smoorspoel.

voorspanning is de injectiespanning niet zo critiek en indien de voorspanning geleverd wordt door een roosterlekweerstand, dan is de injectiespanning helemaal niet critiek meer op voorwaarde dat ze voldoende is. Typische injectiespanningen voor injectie op het stuurrooster variëren tussen 1 en 10 volt, en ongeveer 45 volt voor injectie op het schermrooster of het remrooster.

OSCILLATOR-MODULATORBUIZEN.

Er bestaat een serie buizen waarin de functies van oscillator en mengtrap gecombineerd zijn in een enkele buis. Typische voorbeelden hiervan zijn de 6A7, 6A8, 6SA7 en 6SB7-Y. In het Engels gebruikt men vaak de term «pentagrid» voor deze buizen, omdat ze vijf roosters hebben; een van de bijkomende roosters wordt gebruikt als rooster en het andere als anode van het oscillatordeel van de schakeling. Gepaste schakelingen voor deze buizen worden gegeven in figuur 9-A en B. In het algemeen genomen is het gebruik van een dergelijke buis niet aan te raden voor ontvangers op hoge frequenties en met goed rendement.

Een andere serie gecombineerde buizen, de trioden-

heptoden en de trioden-hexoden, zijn eveneens op de markt. Als voorbeelden hiervan halen we de 6J8 en de 6K8 aan; zij verkregen hun naam door het feit dat ze twee volledige stellingen electroden — een triode en een heptode in het ene geval en een triode en een hexode in het andere geval — in een buis hebben. Schakelingen voor beide buistypen zijn gegeven in figuur 9-C en D.

Sommige gecombineerde oscillator-mengbuizen zijn goede mengbuizen voor hoge frequenties, wanneer men hun oscillatordeel ongebruikt laat en men het rooster van het oscillatordeel verbindt met een afzonderlijke oscillator, die een grote uitgangsspanning kan leveren. De 6K8, 6J8G en 6SA7 geven bijzonder goede uitslagen, wanneer ze op deze wijze gebruikt worden. Een dergelijke schakeling met een 6K8 wordt gegeven in figuur 10. In figuur 9 tonen de met X gemerkte punten de gepaste plaats om de HF van een afzonderlijke oscillator te injecteren bij mengbuizen van een ander type. Wanneer de 6A7 en 6A8 gebruikt worden met een afzonderlijke oscillator, dan wordt het ongebruikte anoderooster van het oscillatordeel rechtstreeks met het schermrooster verbonden.

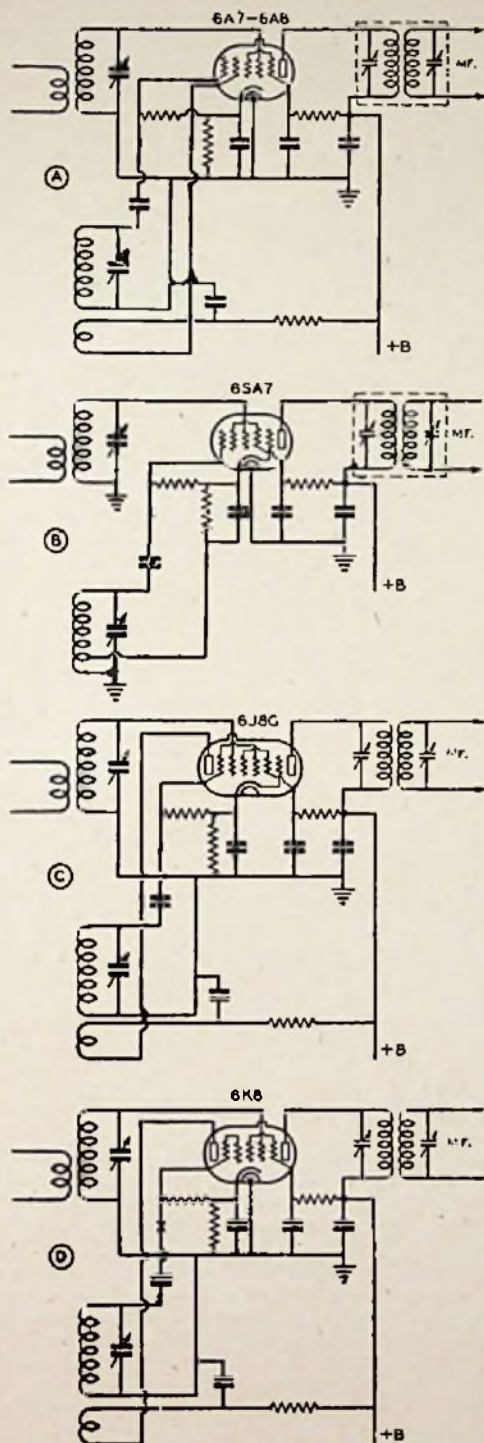


Fig. 9

OSCILLATOR-MODULATOR SCHAKELINGEN

A en B zijn voor «pentagrid»-buizen en C en D voor triode-heptode en triode-hexode buizen. De met «X» getekende punten tonen waar men de injectie van een afzonderlijke oscillator kan toepassen.

DIODEMENGTRAPPEN.

Wanneer de bedrijfsfrequentie van een super boven enkele honderd MHz stijgt, daalt de verhouding seingrondgeruis, optredend in de anodekring van trioden of pentoden, tot een onaanvaardbaar lage waarde. Op frequenties boven de bovenste frequentiegrens voor gewone mengtrappen, worden meestal mengtrappen van het diodetype gebruikt. De diode kan een vacuumbuis

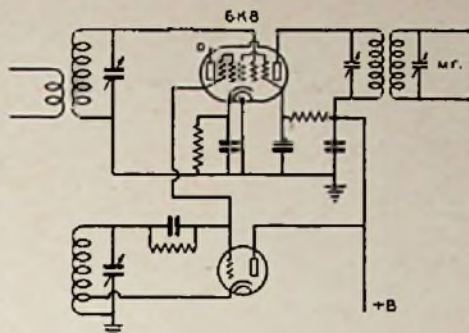


Fig. 10

OSCILLATOR-MODULATOR BUIS MET AFZONDERLIJKE OSCILLATOR.

Het rendement van sommige oscillator-modulator buizen kan vooral op hogere frequenties verbeterd worden door het gebruik van een afzonderlijke oscillator.

zijn van speciale UHF-constructie zoals de 9005 of het kan een kristaldiode zijn van het type 1N21 tot 1N28. Deze mengschakelingen met dioden worden verder in dit hoofdstuk nader besproken.

4-4. — MENGRUIS EN SPIEGEL-FREQUENTIES.

De verschijnselen van mengruis en spiegelfrequenties zijn moeilijkheden, eigen aan alle supers. Daar deze beide verschijnselen door hetzelfde middel kunnen verholpen worden, zullen we ze samen behandelen.

MENGRUIS.

Mengruis van het type Schottky-effect, die zich voordoet in de LF-uitgang van de ontvanger onder vorm van een scherpe ruis, is te wijten aan kleine onregelmatigheden in de anodestroom van de mengtrap en zal de zwakke seinen overstemmen. In een versterkertrap wordt geruis van dezelfde aard verwekt; doch wegens het feit dat de steilheid in een mengtrap veel kleiner is dan in een versterkertrap uitgerust met dezelfde buis, is de proportie eigen ruis in de mengbuis gewoonlijk veel belangrijker dan in een versterkertrap met dezelfde of gelijkaardige buis.

Al kan de ruis niet vermeden worden, toch kan de invloed ervan in grote mate verminderd worden door het aanbrenge van de mengtrap van een versterkertrap op de seinfrequentie met een hoge verhouding sein-storing. Dit hulpmiddel heeft als gevolg dat de sein-uitgang van de mengtrap groot is in verhouding tot de in de trap verwekte ruis. Verhoging van de versterking na de mengtrap is nutteloos; een grotere selectiviteit na de mengtrap kan in zekere mate helpen, doch kan niet te ver gedreven worden, vermits dit type selectiviteit de doorlaatband van de MF verkleint en wanneer dit te ver gedreven wordt, zullen zelfs de zijbanden niet meer doorgelaten worden, die toch van essentieel belang zijn voor seinen met spraakmodulatie.

SPIEGELFREQUENTIES.

Er zijn steeds twee seinfrequenties die, na vermenig met een gegeven frequentie, dezelfde verschilfrequentie zullen vormen. Veronderstel, b.v. een super met de oscillator ingesteld op een frequentie, die hoger is dan de seinfrequentie, zoals dit gewoonlijk gebeurt in de huidige supers; de afstemming is ingesteld op de ontvangst van een sein op 14.100 kHz. In de veronderstelling dat de MF 450 kHz bedraagt, zal de afstemming van de ingang op 14.100 zijn en deze van de oscillator op $14.100 + 450 = 14.550$ kHz. Nu zal een sterk sein op de oscillatiefrequentie plus de midden-

frequentie, du $14.550 + 450 = 15.000$ kHz, dezelfde verschilfrequentie van 450 kHz in de uitgang van de mengtrap geven en zal dus ook gehoord worden. Merk op dat de spiegelrequentie steeds tweemaal de waarde van de MF van het gewenste sein afgelegd is. Spiegelrequenties veroorzaken « herhalingspunten » op de afstemschaal.

De enige manier om in dit gegeven geval de spiegelrequentie te weren, bestaat erin, de selectiviteit van de ingangskring van de mengtrap en van alle voorafgaande kringen zo groot te maken, dat het sein op 15.000 kHz nooit het rooster van de mengbuis kan bereiken met een voldoende amplitude om een interferentie te veroorzaken.

Voor elke gegeven middenfrequentie wordt de moeilijkheid van het verwijderen van de spiegel frequenties groter, naarmate de frequentie waarop het seinfrequentiedeel van de ontvanger afgestemd is, groter wordt. Dit is te wijten aan het feit, dat het procentueel verschil tussen de gewenste frequentie en de spiegel frequentie afneemt, wanneer de ontvanger op een hogere frequentie afgestemd wordt. De verhouding van de sterkte van een sein op de spiegel frequentie en van een sein op de frequentie waarop de ontvanger afgestemd is en die beiden dezelfde uitgangsterkte geven, wordt de spiegel-verhouding genoemd. Hoe hoger deze verhouding, zoveel te beter is de ontvanger op het gebied der moeilijkheden met spiegelinterferenties.

Met slechts één enkele afgestemde kring tussen het mengrooster en de antenne en met een 400-500 kHz MF-versterker kunnen spiegelverhoudingen van 60 db en meer gemakkelijk verkregen worden tot frequenties van 2000 kHz. Boven deze frequentie is een betere selectiviteit in de afstemkringen van het mengrooster door het gebruik van bijkomende afstemkringen tussen mengtrap en antenne noodzakelijk, indien men een goede spiegelverhouding wenst te bewaren.

HF-TRAPPEN.

Daar de noodzakelijke afstemkringen tussen mengrooster en antenne kunnen gecombineerd worden met buizen, zodat ze HF-versterkertrappen vormen, kunnen de vermindering van het menggeruis en de verhoging van de spiegelverhouding verwezenlijkt worden in één enkel deel van de ontvanger. Wanneer dit gedeelte opgenomen is in de ontvanger, dan noemt men het een HF-versterker; is het ondergebracht in een afzonderlijk toestel en voorzien van een afzonderlijke afstemming, dan spreekt men vaak van een vóór-selector. In een HF-versterker of een vóór-selector worden meestal een of twee trappen gebruikt. Sommige vóór-selectoren gebruiken terugkoppeling om een nog grotere versterking en selectiviteit te bekomen. Een HF-versterker of vóór-selector met meer dan twee trappen wordt zeer zelden gebruikt, omdat twee trappen meestal voldoende versterking zullen geven om het menggeruis te overstemmen.

De versterking in een HF-trap zal afhangen van het schakeltype dat gebruikt wordt; kan de anodebelastingsimpedantie zeer hoog gemaakt worden, dan kan de versterking 200 tot 300 bedragen. Normale waarden in de omroepband bedragen zowat 50. Een versterking van 30 per HF-trap wordt als uitstekend beschouwd in kortegolfontvangers in het bereik van 3 tot 10 MHz. HF-versterkers voor het bereik van 10 tot 50 MHz geven zelden meer dan 10, daar de moeilijkheid om een hoge belastingsimpedantie (in hoofdzaak als gevolg van het shunteffect van de meeste buizen) te verkrijgen groter wordt. Een typische HF-versterker is weergegeven in figuur 11.

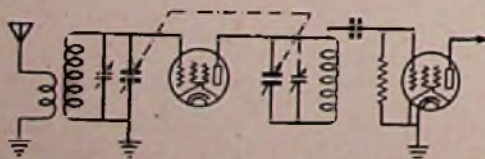


Fig. 11

TYPISCHE HF-VERSTERKER.

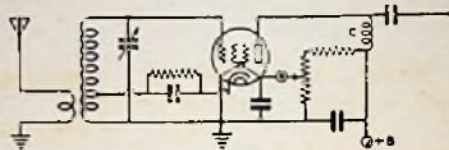


Fig. 12

HF-VERSTERKER MET TERUGKOPPELING
Het gebruik van terugkoppeling in de HF-versterker geeft een grotere versterking, vooral op hogere frequenties, waar de buizen en de afstemkringen in gewone schakeling slechts middelmatige resultaten opleveren.

C = HF-smoorspoel.

HF-TRAPPEN MET TERUGKOPPELING.

In goedkope ontvangers en in deze waar een maximum rendement gevraagd wordt met een minimum aantal trappen, wordt vaak een regelbare terugkoppeling in een HF-trap gebruikt. De terugkoppeling in een HF-versterker verhoogt de versterking en de selectiviteit op gelijkaardige manier als de terugkoppeling in een detector. Een HF-versterker met terugkoppeling mag echter nooit oscilleren; de grootste versterking wordt verkregen op het punt juist onder het oscillatiepunt. Fig. 12 toont een HF-trap met terugkoppeling van het type, dat meestal op hogere frequentie gebruikt wordt. Het is een speciale aanpassing van de bekende oscillatorschakeling met elektronenkoppeling.

Een licht nadeel van de HF-versterkertrap met terugkoppeling is de noodzakelijkheid een bijkomende regelknop aan te brengen voor het regelen van de terugkoppeling. Een belangrijker nadeel ervan is dat wegens de hoge selectiviteit die er mee te verkrijgen is, het gewoonlijk onmogelijk wordt een voldoende nauwkeurige gelijkloop te bekomen tussen de afstemkring ervan en de afstemkringen van de ontvanger, zodat eenknopsregeling praktisch uitgesloten is. Wil men toch eenknopsregeling, dan plaatst men meestal een kleine « trimmer » over de gewone afstemcondensator van de HF-trap. Door deze trimmer vanaf het voorpaneel regelbaar te maken is het mogelijk met de hand de kleine onnauwkeurigheden in de gelijkloop te compenseren.

DUBBELE FREQUENTIE-OMZETTING.

Zoals hoger vermeld zal een hogere MF de spiegelverhouding verbeteren, ten nadele echter van de selectiviteit van de MF, door het gewenste sein en de spiegel frequenties te bekomen en tevens een goede selectiviteit in de MF-versterker, gebruikt men soms een systeem, dat bekend staat als dubbele frequentie-omzetting. In dit systeem wordt het inkomend sein eerst omgezet in een betrekkelijk hoge middenfrequentie, dan versterkt en opnieuw omgezet, doch deze maal in een veel lagere frequentie. De eerste middenfrequentie geeft de nodige verre verwijdering tussen spiegel frequentie en gewenst sein, terwijl de tweede in hoofdzaak de MF-selectiviteit levert.

Een behoorlijk ontworpen ontvanger van dit type is in staat uitstekende uitslagen te geven, doch hij is tamelijk complex en blootgesteld aan gefluit en vervormingen, die slechts door bijzondere voorzorgen vermeden kunnen worden.

VOORSELECTOREN MET TERUGKOPPELING.

HF-versterkers voor frequenties onder 20 MHz kunnen doeltreffend werken zonder terugkoppeling. Over dit bereik geven ze een ruime versterking en selectiviteit. Voor hogere frequenties anderzijds is een regelbare terugkoppeling vaak wenselijk om de versterking en de selectiviteit te vergroten.

Een nadeel van de HF-versterker met terugkoppeling is de noodzakelijkheid een afzonderlijke regelknop (voor de terugkoppeling) aan te brengen en de moeilijkheid de gelijkloop te bewaren tussen deze kring en

de volgende afstemkringen. Rekening dient gehouden met de resonantieverschijnselen der antennesystemen; men kan echter soms een regelbare antennekoppeling gebruiken om het verschijnsel te compenseren.

De reden om terugkoppeling in zekere gevallen op hogere frequenties te gebruiken en niet op middelmatige en lage frequenties kan als volgt verklaard worden: De verhouding sein-storing (uitgangsein) van de gemiddelde HF-versterker (niet speciaal gebouwd voor UHF) wordt niet verbeterd door de terugkoppeling. De verhouding sein-storing van de ontvanger in zijn geheel wordt op zeer hoge frequenties echter verbeterd door de bijkomende versterking voor de mengtrap, omdat deze bijkomende versterking neiging heeft van het sein-uitgangsvermogen een groter deel te maken op het totaal van het uitgangsvermogen sein plus ruis. Op lagere frequenties heeft de HF-trap voldoende versterking om dit te doen zonder de hulp van een terugkoppeling.

4.5. — DE OP DE SEINFREQUENTIE AFGESTEMDE KRINGEN.

De afstemkringen op de seinfrequentie in supers op hoge frequentie en in ontvangers met rechtstreekse versterking bestaan uit spoelen van het solenoïdetype of van het universele type, geshunteerd door draaicondensatoren. Vaak ligt de oorzaak van het succes of van de mislukking van een ontvanger in deze afstemkringen.

Spoelen van het universele type worden gewoonlijk gebruikt op frequenties onder 2000 kHz; boven deze frequentie geven spoelen van het solenoïde type met één enkele laag meer voldoening.

IMPEDANTIE EN Q.

Twee factoren van de grootste betekenis voor het bepalen van de versterking per trap en de selectiviteit van een afgestemde versterker zijn resp. de impedantie en de Q van de afstemkring. Zoals in het eerste hoofdstuk verklaard werd is de Q de verhouding van de reactantie tot de weerstand in de kring. Daar de weerstand van moderne condensatoren op gewone frequenties laag is, kan men aannemen dat de weerstand geconcentreerd is in de spoel. De weerstand waarmee rekening dient gehouden in het bepalen van de Q is de HF-weerstand en niet de gewone d.c.-weerstand van de draad. Deze laatste is doorgaans laag genoeg om verwaarloosd te worden. Het stijgen van de HF-weerstand over de d.c.-weerstand is in de eerste plaats te wijten aan het huid-effect en wordt beïnvloed door factoren zoals de maat en het type van de draad en de nabijheid van metalen voorwerpen of slechte isolatoren, zoals spoelvormen met grote verliezen.

Uit de krommen van hoofdstuk I kan men zien dat hogere waarden van Q betere selectiviteit en hogere HF-spanningen op de klemmen van de kring geven. Het stijgen van de spanning is het gevolg van het stijgen van de impedantie van de kring met hogere waarden van Q.

Vaak is het mogelijk in een resonantiekring de impedantie te vergroten en bijgevolg ook de versterking van de trap, door het vergroten van de reactantie met behulp van grotere spoelen en kleinere condensatoren (hogere verhouding L/C).

INGANGSWEERSTAND.

Een andere factor die de werking van afstemkringen beïnvloedt, is de ingangswaarde van de buizen, die op deze afstemkringen aangesloten zijn. Op omroepfrequenties is de ingangswaarde van de meeste gewone HF-versterkerbuizen hoog genoeg om geen last te berokkenen. Doch bij het stijgen van de frequentie daalt de ingangswaarde steeds meer tot hij eindelijk een zo lage waarde bereikt, dat men van de HF-trap geen versterking meer kan verkrijgen.

De twee factoren die de ingangswaarde doen afnemen met stijgende frequentie zijn de looptijd van de electronen tussen kathode en rooster en de zelfin-

ductie van de kathodeleiding, die gemeenschappelijk is voor anode- en roosterkringen. Wanneer de frequentie stijgt begint de looptijd der electronen een belangrijk deel te bedragen van de HF-periode der seinspanning en er zal daadwerkelijk stroom beginnen te vloeien in de roosterkring, al is de voorspanning ervan negatief. Dit geeft hetzelfde resultaat als het plaatsen van een weerstand tussen het rooster en de kathode van de buis.

Daar de ingangswaarde van de buizen van een gewone commerciële ontvanger boven 20 MHz een eerder lage waarde kan bereiken, is het vaak volkomen overbodig zich zeer grote moeite te getroosten een afstemkring met zeer hoge impedantie voor deze kringen te ontwerpen om hem daarna te overbruggen met de ingangswaarde van de buis. Op een gegeven frequentie blijft de ingangswaarde van een buis constant, ongeacht wat er met de afstemkring geschiedt en het verhogen van de impedantie van de afstemkring tot meer dan het dubbele van de waarde van de ingangswaarde zal slechts zeer weinig invloed hebben op de netto impedantie tussen rooster en aarde van de versterkertrap.

De beperkende factor voor de versterking in een HF-trap is de verhouding van de ingangsgeluidbaarheid tot de steilheid van de buis. Wanneer de ingangsgeluidbaarheid zo groot wordt als de steilheid van de buis, dan werkt deze niet langer als versterker. Een der middelen tot het verhogen van de verhouding steilheid-ingangsgeluidbaarheid werd toegepast in « eikel »-buizen en miniaturbuizen, zoals de 956, 6AK5, enz., waarin de ingangsgeluidbaarheid verminderd werd door het gebruik van kleinere elektroden bij de constructie van de buis, terwijl de steilheid ongeveer even hoog gehouden werd als in de buizen, die gewoonlijk op lagere frequenties gebruikt worden. Een andere methode om de verhouding steilheid-ingangsgeluidbaarheid te verhogen bestaat in het grotelijks verhogen van de steilheid, al gaat dit gepaard met een relatief kleinere verhoging van de ingangsgeluidbaarheid. Deze methode vindt haar toepassing in de zogenaamde « televisie-pentoden », zoals de 6AC7, die een uiterst grote steilheid hebben en een ingangsgeluidbaarheid, die verschillende malen groter is dan bij de eikelbuizen.

Een verhoging van de verhouding steilheid-ingangsgeluidbaarheid kan in zekere UHF-buizen zoals de 6SH7 en 6AK5 verkregen worden door het gebruik van afzonderlijke kathodeverbindingen voor de rooster- en anodeafvoer. Op deze wijze wordt de zelfinductie, die gemeen is voor ingangs- en uitgangskringen, tot een minimum beperkt, en bijgevolg daalt de ingangsgeluidbaarheid.

Met de gewone buizen, voorzien van een enkele kathode-doorvoeren op de buisvoet, heeft de bouwder slechts een enkele mogelijkheid om de ingangsgeluidbaarheid te verminderen en dat is door zoveel mogelijk alle gemeenschappelijkheid voor de zelfinductie van de kathodeverbindingen te vermijden ten opzichte van de afvoer van ingangs- en uitgangskring. Dit betekent

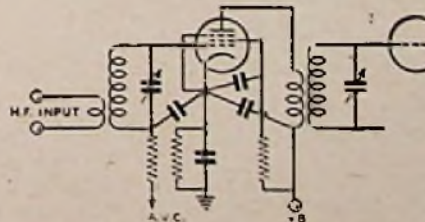


Fig. 13

ONTKOPPELINGEN IN HF-TRAPPEN.

Om de invloed van de zelfinductie van de gemeenschappelijke kathodeverbinding, die op hogere frequenties zeer schadelijk is, te verminderen, moeten al de ontkoppelcondensatoren verbonden worden met de kathode van de buisvoet. Buizen met een dubbele kathode-doorvoeren geven betere uitslagen; de roosterafvoer wordt aan de ene verbinding gebracht, de anodeafvoer aan de andere.

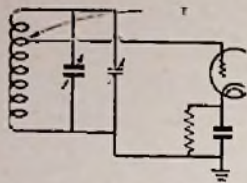


Fig. 14.

VERMINDERING VAN DE BELASTING VAN DE ROOSTERKRING.

Door het rooster af te takken op de spoel, zoals het schema het aangeeft, kan men de selectiviteit verbeteren, wanneer men buizen met grote steilheid gebruikt op hoge frequenties.

T = aftakking tussen 1/3 en 1/2 van de spoel.

dat alle ontkoppelcondensatoren van de buiskring afzonderlijk en rechtstreeks moeten verbonden worden met de kathodes van de buisvoet. De aardverbinding van de trap mag gevormd worden door een enkele condensator van de kathode naar de aarde. Figuur 13 geeft een voorbeeld hiervan.

Sommige der moeilijkheden, die veroorzaakt worden door het verschijnsel van de ingangsweerstand, kunnen vermeden worden door het rooster af te takken op de spoel, zoals figuur 14 het toont. Al bereikt deze schakeling in feite geen enkele vermindering van de ingangsgeluidbaarheid van de buis, toch wordt de belasting van de afstemkring iets verminderd en dit verbetert dus de selectiviteit. Bij een afstemkring met hoge impedantie veroorzaakt dit geen verlies van HF-spanning op het rooster en het netto resultaat van het aftakken van de roosterverbinding op de spoel zal een verbetering van de selectiviteit (en van de verwijdering van de spiegelfrequentie) zijn, zonder enig verlies van betekenis in de versterking van de trap. Deze schakeling wordt veel gebruikt voor TV-buizen met hoge steilheid boven 20 MHz.

GELIJKLOOP DER SUPERS.

Daar de oscillator in een super onafhankelijk werkt van de andere afstemkringen, is het in sommige gevallen noodzakelijk speciale voorzorgen te nemen om het mogelijk te maken de oscillator met de andere kringen te doen gelijklopen, wanneer men verscheidene gelijke secties van een afstemcondensator op een as aanbrengt. De gewone methode om een goede gelijkloop te verkrijgen bestaat erin de oscillator te laten werken op een hogere frequentie dan de seinfrequentie van de mengtrap en dan een serie-«gelijkloopcondensator» te gebruiken, die de variatie van de afstemming van de oscillator vertraagt. De afstemvariatie van de oscillator moet kleiner zijn, omdat deze een kleiner bereik bestrijkt dan de ingangsfstemkring, wanneer beiden in frequentiepercentage uitgedrukt worden. Op frequenties boven 7.000 kHz en met gewone middenfrequenties, is het percentageverschil tussen beiden zo klein, dat men het kan verwaarlozen in ontvangers die slechts een zo klein bereik, als b.v. een amateursband, bestrijken.

Een afsteminrichting voor mengtrap en oscillator waarin een gelijkloopcondensator in serie voorzien is, wordt weergegeven in figuur 15. De waarde van de gelijkloopcondensator verschilt fel naargelang de verschillende middenfrequenties en de afstembereiken; op de lagere afstembereiken gebruikt men waarden, die soms niet hoger zijn dan 100 $\mu\mu\text{F}$, terwijl men op hogere bereiken waarden tot 10.000 $\mu\mu\text{F}$ kan bereiken.

BANDSPREIDING.

De frequentie waarop een ontvanger afgestemd is kan men variëren door de afmetingen, hetzij van de spoelen, hetzij van de condensatoren, hetzij van beiden te veranderen. In kortegolfontvangers gebruikt men meestal beide systemen samen; men verwisselt van

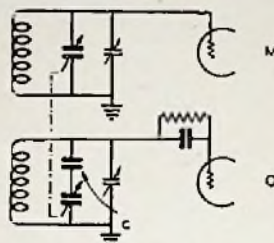


Fig. 15.

SERIE-GELIJKLOOPCONDENSATOREN IN DE HF-OSCILLATOR VAN EEN SUPER.

M = mengtrap; O = oscillator
C = serie-gelijkloopcondensator.

Deze serie-condensator laat toe gebruik te maken van een draaicondensator, bestaande uit verscheidene gelijke secties op een as, omdat hij de frequentievariatie van de oscillator vertraagt.

band tot band de spoelen en men gebruikt draaicondensatoren om de afstemming over de band heen te variëren. In praktische ontvangers kunnen de spoelen op twee manieren verwisseld worden: men kan een schakelaar, die op het voorpaneel bediend wordt, gebruiken om spoelen van verschillende afmetingen in de afstemkringen in te schakelen ofwel kan men spoelen met de gewenste afmetingen met de hand in de daartoe bestemde houders aanbrengen en weer verwijderen. Wanneer voor elke band verscheidene uitwisselbare spoelen nodig zijn, dan worden ze soms samengebracht op een monteerstrook, zodat ze in éénmaal in de ontvanger kunnen aangebracht worden.

In ontvangers, die grote capaciteiten gebruiken om met een minimum aantal spoelen heel het kortegolfspectrum te bestrijden, is de afstemming tamelijk moeilijk wegens het grote afstembereik, dat bestreken wordt door een kleine draaiing van de afstemcondensator. Om deze moeilijkheid te verminderen moet een middel om de afstemsnelheid te verminderen, of om de band uit te spreiden, gebruikt worden.

Quantitatief wordt de bandspreiding gewoonlijk aangeduid als zijnde omgekeerd evenredig met de bestreken band. Een grote bandspreiding duidt dus aan dat door de regeling van de bandspreiding slechts een klein frequentiebereik bestreken wordt. Omgekeerd betekent een kleine bandspreiding dat de afstemschaal van de bandspreiding een brede frequentieband bestrijkt.

BANDSPREIDINGSTYPEN.

Er bestaat bandspreiding volgens twee systemen: elektrische en mechanische. De mechanische vindt men in de afstemschalen, waarvan de afstemknop veel sneller draait dan de as van de draaicondensator. Bij deze systemen gebruikt men vaak een afzonderlijke schaal of wijzer, die verbonden is met het tandwiel van de regelknop, dit om een nauwkeurige aflezing te verkrijgen. Er bestaat echter een grens aan de mogelijkheden van de mechanische bandspreiding in een goedkope afstemschaal en draaicondensator, want er komt een ogenblik waarop de lagers van het ontkoppelmecanisme en van de condensator een speling gaan vertonen, die een nauwkeurige afstemming moeilijk maken. Om dit te vermijden gebruiken de meeste ontvangers een combinatie van mechanische en elektrische bandspreiding. Met dit systeem verkrijgt men een matige vermindering van de afstemsnelheid in de afstemschaal en de overige spreiding wordt langs elektrische weg verkregen.

PARALLEL-BANDSPREIDING.

Een vorm van elektrische bandspreiding gebruikt twee draaicondensatoren over elke spoel, een met grote capaciteit om een breed afstembereik te bestrijden en een kleine om een smal bereik te bestrijken langs beide

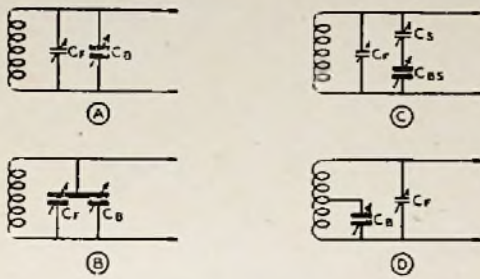


Fig. 16.

BANDSPREIDING

Parallel bandspreiding (A en B) ; Serie bandspreiding (C) ; en bandspreiding met afgetakte spoel (D).

zijden van de frequentie, waarop de grote condensator is ingesteld. Deze condensatoren worden gewoonlijk door afzonderlijke regelknoppen bediend ; de grote condensator noemt men vaak de instelcondensator, de kleine de bandspreidingscondensator. Wanneer er meer dan een afstemkring in de ontvanger is, wordt een draai-condensator van elk type over iedere spoel aangebracht en al de condensatoren van éézelfde type worden op een as geplaatst, waardoor men voor elke functie slechts één schaal nodig heeft, ook al zijn er een aantal afstemkringen.

Daar het afstembereik van een afstemkring evenredig is met de verhouding van de minimum tot de maximum capaciteit over de kring is een grote variatie mogelijk in de waarde van de bandspreiding door een behoorlijke keuze van de twee capaciteiten. Hoe groter de capaciteit is van de instelcondensator in verhouding tot de spreidingscondensator, zoveel te groter zal de bandspreiding zijn.

Het hierboven beschreven systeem van bandspreiding wordt meestal het parallel-systeem genoemd. Men ziet een toepassing van dit systeem op een enkele afstemkring in figuur 16-A. De grote draai-condensator \$C_F\$ heeft meestal een maximum capaciteit tussen 100 en 370 \$\mu\mu F\$. De bandspreidingscondensator \$C_B\$ heeft meestal een waarde tussen 10 en 50 \$\mu\mu F\$, naargelang het ontwerp en het doel van de ontvanger. In vele amateurontvangers is een bandspreidingstrimmer in iedere uitwisselbare spoel gebouwd.

BANDSPREIDING MET DUBBELE SNELHEID.

In sommige commerciële afsteminrichtingen is er voor elk stel vaste platen (stator) van de draai-condensator een dubbel stel draaiplaten (rotor) aangebracht, waarvan een stel een hoge capaciteit heeft voor de instelling en het andere een kleine voor de bandspreiding. Elke rotor wordt bediend door een afzonderlijke schaal en knop. Dit systeem laat toe instelling en bandspreiding in een enkel onderdeel samen te voegen, waardoor strooi- en terugkoppelcapaciteiten tot een minimum beperkt blijven.

Soms wordt dezelfde schaal voor beide functies gebruikt en wordt het overgaan van de ene functie naar de andere verkregen door een in het schaalmechanisme ingebouwd ontkoppelsysteem. Dit systeem wordt schematisch voorgesteld in figuur 16-B.

Het parallel-systeem van bandspreiding heeft een groot nadeel, vooral voor het gebruik door amateurs. Dit nadeel ligt in het feit dat, indien de bandspreidingscondensator groot genoeg gemaakt wordt om de amateursbanden op de lagere frequenties te bestrijden samen met de optimum waarde voor de instelcondensator over de spoel, men een uiterst grote instelcondensator nodig heeft om een gelijke bandspreiding te bekomen voor de banden met hogere frequenties. Deze grote capaciteit over de spoelen vermindert de impedantie van de afstemkringen op de hogere frequenties.

BEREKENING VAN DE PARALLEL-BANDSPREIDING.

De volgende formules kunnen nuttig zijn bij het ontwerpen van schakelingen voor parallel bandspreiding :

$$C_F = \frac{C_B F_L^2}{F_H^2 - F_L^2}$$

waarin \$C_F\$ = capaciteit van de bandinstelcondensator (\$\mu F\$ of \$\mu\mu F\$),

\$C_B\$ = capaciteit van de bandspreidingscondensator (in dezelfde eenheden als \$C_F\$),

\$F_L\$ = kleinste frequentie van het bereik (kHz of MHz),

\$F_H\$ = grootste frequentie van het bereik (zelfde eenheden als \$F_L\$).

Wanneer men het aantal windingen van de spoel wil kennen :

$$N = \sqrt{\frac{380.000 (D + 3L) (F_H^2 - F_L^2)}{D^2 C_B F_H^2 F_L^2}}$$

waarin \$N\$ = aantal windingen,

\$D\$ = diameter der spoel in duim,

\$L\$ = lengte der spoel in duim,

\$F_H\$ = hoogste frequentie van het afstembereik in MHz,

\$F_L\$ = laagste frequentie van het afstembereik in MHz,

\$C_B\$ = capaciteit van de bandspreidingscondensator in \$\mu\mu F\$.

In beide hierboven gegeven formules stelt \$C_B\$ de totale capaciteitsvariatie voor, die door de bandspreidingscondensator gegeven wordt (dus niet de nominale maximum capaciteit). In goed gebouwde condensatoren van klein formaat zal dit bereik ongeveer de waarde bedragen van de nominale maximum waarde en mag men dit cijfer gebruiken zonder dat hierdoor een grote fout in de berekening ontstaat. In de eerste formule zal het resultaat \$C_F\$ alle capaciteiten over de kring behelzen, waartussen de ingangscapaciteit van de buis, de strooi-capaciteit met de aarde en de minimum capaciteit van de bandspreidingscondensator.

SYSTEEM MET AFGETAKTE SPOEL.

Om een gelijke bandspreiding mogelijk te maken op de amateursbanden zonder op de hogere frequenties te moeten beroep doen op zeer hoge bandinstelcapaciteiten gebruikt men vaak de variante van het parallelsysteem, die in figuur 16-D gegeven wordt. Daar de bandspreidingscondensator over een deel van de spoel geschakeld is, spreekt men hier van het systeem met afgetakte spoel.

De invloed van de bandspreidingscondensator op de afstemming van de spoel hangt af van het deel van de spoel dat opgenomen is tussen de klemmen van de bandspreidingscondensator. Wanneer het aantal windingen tussen de klemmen van de condensator afneemt, stijgt de bandspreiding.

In de meeste ontvangers voor de amateursbanden met het systeem met afgetakte spoel is een afzonderlijke instelcondensator definitief over iedere spoel geschakeld. Deze condensatoren zijn hetzij in de spoel ingebouwd in deze van het uitwisselbare type, hetzij naast de spoelen in het systeem met bandschakelaar.

Bandspreiding met afgetakte spoelen wordt tamelijk veel gebruikt in ontvangers voor amateursbanden, vooral in de zelfgebouwde. Het voornaamste voordeel van het systeem is, dat men op verscheidene amateursbanden dezelfde graad van bandspreiding kan bekomen. Een ander voordeel is dat het een nauwkeurige gelijkloop der afstemkringen vergemakkelijkt, wanneer één-knopsafstemming gebruikt wordt ; men regelt hier de aftakkingen op de spoel tot de kringen nauwkeurig gelijklopen.

Men verkrijgt de beste uitslagen met het systeem der afgetakte spoelen, wanneer men C_B groot genoeg maakt om de breedste band te bestrijken wanneer hij geheel over een aangepaste spoel is geschakeld; daarna maakt men de nodige aftakkingen voor het verbinden van C_B op de spoelen voor smallere banden. (Met « breedste band » spreken we over de breedte in percentage, niet in kHz.)

Het berekenen van het juiste aftakpunt voor dit systeem is vrij ingewikkeld en hierom is het aan te raden dit proefondervindelijk te verwezenlijken door een proefspoel te maken met blote draad (voor spoelen met windingen, die niet naast elkaar liggen) of van een spoel met een aftakking na elke twee of drie windingen (voor vastgewikkelde spoelen).

STROOICAPACITEIT VAN DE KRING.

In dit boek en in andere publicaties over radio spreekt men soms over de strooicapaciteit van een kring. Hiermee bedoelt men meestal de capaciteit, die op een kring blijft wanneer alle afstem-, bandspreidings- en paddingcondensatoren over de kring op hun minimum capaciteit zijn ingesteld.

De strooicapaciteit of restcapaciteit kan toegeschreven worden aan twee hoofdoorzaken. Een ervan is te wijten aan de ingangs- en uitgangscapaciteit van de buis, wanneer de kathode verhit wordt. De ingangscapaciteit verschilt iets van de statische of « koude » waarde, wanneer de buis in bedrijf is. Factoren als anodebelastingsimpedantie, roostervoorspanning en frequentie zullen de ingangscapaciteit doen variëren. De door de fabricanten aangegeven gemeten ingangscapaciteiten zullen echter, behalve voor de buizen met zeer hoge steilheid, meestal zeer dicht de effectieve waarde benaderen, wanneer de buis binnen de aanbevolen frequentiegrenzen gebruikt wordt. Bij de buizen met zeer hoge steilheid verschilt de effectieve capaciteit merkbaar van de aangegeven waarden naargelang de verschillende bedrijfsvoorwaarden.

De tweede bron van restcapaciteit, en deze kan gemakkelijker nagegaan worden, is de minimum capaciteit van de draaicapacitoren over de kring en de capaciteit tussen de bedrading en de aarde. In goed gebouwde ontvangers voor hoge frequenties wordt al het mogelijke gedaan om deze bron van strooicapaciteit tot een minimum te beperken, daar een grote capaciteit het afstembereik met de gegeven spoelen beperkt en een goede verhouding L/C — en bijgevolg een hoge impedantie van de afstemkring — onmogelijk maakt.

Een goed deel van de restcapaciteit is ook te wijten aan de strooicapaciteit van de spoel en aan de capaciteit tussen de bedradingspunten en het chassis.

Typische waarden van de restcapaciteit in ontvangers voor hoge frequenties kunnen variëren tussen 10 en $75 \mu\mu\text{F}$, waarbij het eerste cijfer ontvangers voorstelt met concentrische lijnen en eikel- of miniaturbuizen en uiterst kleine afstemcapaciteiten en het laatste cijfer alle golfontvangers met bandschakelaars, grote afstemcondensatoren en gewone buizen.

AFSTEMSYSTEMEN MET DUBBELE STATOR.

De draaicapacitor met dubbele stator wordt sinds enkele tijd ook toegepast voor de afstemming van de spoelen in HF-versterkerschakelingen van bedrijfsontvangers. De grondvorm van de schakeling wordt gegeven in figuur 17. De condensatoren C_1 en C_2 stellen de twee secties voor van de draaicapacitor met dubbele stator (split-stator). C_B is de parallel bandspreidingscondensator met een iets kleinere capaciteit dan C_1 of C_2 . De maximum capaciteit van C_2 is gewoonlijk viermaal groter dan de maximum capaciteit van C_1 .

Daar de minimum capaciteiten van C_1 en C_2 is serie staan over de spoel en daar de ingangscapaciteit van de buis en de minimum capaciteit van C_B effectief ook in serie staan over de spoel, kan de totale minimum restcapaciteit van de schakeling van figuur 17 veel kleiner gemaakt worden dan in gewone schakelingen zoals deze van figuur 16-B. Voor de gegeven schakeling

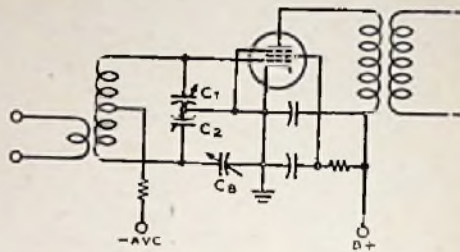


Fig. 17.

AFSTEMMING DOOR CONDENSATOR MET DUBBELE STATOR.

De voordelen en nadelen van deze methode in vergelijking met de gewone afstemmethode in een HF-versterker worden in de tekst besproken.

geeft men een vermindering tot op een derde van de restcapaciteit, verkregen met de gewone schakelingen. Dit betekent dat men een spoel kan gebruiken met driemaal meer zelfinductie voor dezelfde frequentie. Daar de spanning op de afstemkring evenredig is met de inductieve reactantie, in de veronderstelling dat de Q dezelfde blijft, zal de spanning op de kring ongeveer met de factor drie verhoogd worden.

Een verder voordeel van deze schakelwijze is dat de spanning die door de afstemkring aan het rooster van de buis zal geleverd worden, constanter zal zijn over het afstembereik dan met een gewone schakeling. Met een gewone afstemschakeling zal de spanningsversterking van de trap het hoogst zijn bij de hoogste frequentie van de afstemming, daar op dat punt de reactantie én van de spoel én van de condensator het grootst zijn. Bij de afstemschakeling met condensator met dubbele stator, die een verhouding heeft van ongeveer vier tussen de maxima capaciteiten van C_1 en C_2 , zal de aan het rooster geleverde spanning een neiging vertonen om constant te blijven over het afstembereik, daar aan de hoge frequentiezijde van het bereik ongeveer de helft van de totale kringspanning aan de buis geleverd wordt en aan de lage frequentiezijde ongeveer $4/5$ van de kringspanning naar het rooster van de buis gaat.

4-6. — AFGESTEMDE MF-KRINGEN.

MF-versterkers gebruiken meestal een of andere soort bandfilters. Een bandfilter is een inrichting die, zoals de benaming het zegt, een frequentieband doorlaat en de overige frequenties wegfilt. Men kan bandfilters voor om het even welke graad van selectiviteit ontwerpen; het in een bepaald geval gebruikte type zal afhangen van het uiteindelijke doel van de versterker.

MF-TRANSFORMATOREN.

MF-transformatoren bestaan gewoonlijk uit twee of meer afgestemde kringen, die op een of andere wijze met elkaar gekoppeld zijn. Enkele voorbeelden hiervan worden gegeven in figuur 18. De schakeling van A geeft de gewone MF-transformator weer, waarbij de koppeling M tussen de kringen verkregen wordt door een inductieve koppeling van de éne kring met de andere. Wanneer men de koppeling sterker maakt, dan wordt de selectiviteitskromme minder scherp en wanneer men de toestand bereikt, die men de critieke koppeling noemt, begint de kromme vlakker te verlopen. Wanneer men de koppeling nog verder doordrijft, ontstaat er een inzinking in het midden van de kromme.

De spoelen voor dit type MF-transformator, zowel als voor de meeste andere, bestaan bijna altijd uit kleine, vlakke schijven van het honigraat wikkelttype, aangebracht hetzij op een kartonnen buis om een « luchtkern » te vormen, hetzij op een vorm in poederijzer als ijzerkern voor MF-transformatoren. De MF-transformatoren met ijzerkern hebben meestal een iets betere

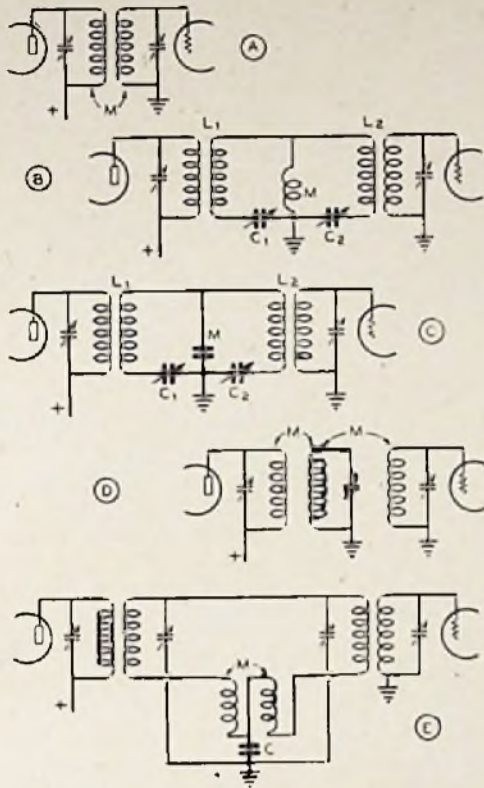


Fig. 18.

KOPPELMETHODEN IN MF-VERSTERKERS

Al deze schakelingen geven een betere vormfactor (selectiviteitskromme met scherpere zijanten) dan men met hetzelfde aantal kringen door buizen gekoppeld kan verkrijgen.

selectiviteit en geven een iets betere versterking dan equivalente typen met luchtkern voor middenfrequenties tussen 175 en 2000 kHz.

De schakelingen van figuur 18-B en C gelijken fel op elkaar. Het enige verschil is hier gelegen in het feit dat deze van B voor de wederzijdse koppeling een zelfinductie gebruikt en deze van C een capaciteit. Hun werking is ook ongeveer gelijk. Door de onderdelen worden drie resonantiekringen gevormd. In B b.v. wordt een resonantiekring gevormd door L_1 , C_1 , C_2 en L_2 , allen in serie. De frequentie van deze resonantiekring is dezelfde als deze van een der spoelen en der condensatoren, vermits de spoelen en de condensatoren in beide zijden van de kring gelijk zijn en de resonantiefrequentie van de twee condensatoren en van de twee spoelen, allen in serie, is gelijk aan deze van een enkele spoel en een enkele condensator. De tweede resonantiefrequentie van de kring wordt bepaald door de karakteristieken van elke helft van de kring met inbegrip van het koppelonderdeel. In B zal deze tweede resonantiefrequentie lager zijn dan de eerste, daar de resonantiefrequentie van L_1 , C_1 en de zelfinductie M , of L_2 , C_2 en M lager is dan deze van een enkele spoel en condensator, omwille van de zelfinductie M , die bij de kring gevoegd is.

Het omgekeerde verschijnsel grijpt plaats in C, waar de gemeenschappelijke koppelimpedantie een condensator is. In C is dus de tweede resonantiefrequentie hoger dan de eerste. In ieder geval heeft de kring echter twee resonantiefrequenties, wat een selectiviteitskromme met vlakke top tot gevolg heeft. De breedte van de top van de kromme wordt geregeld door de reactantie van het gemeenschappelijk koppelonderdeel. Als deze reactantie vergroot (grotere zelfinductie of kleinere capaciteit), verwijderen de twee resonantiefrequenties zich verder van elkaar en de kromme wordt breder.

In de schakeling van figuur 18-D bestaat er een inductieve koppeling tussen de middenste spoel en elk der beide buitenste spoelen. Het resultaat van deze schakeling is dat de middenste spoel werkt als een scherp afgestemde koppeling tussen de twee andere. Een sein met een frequentie, die lichtjes afwijkt van de resonantiefrequentie van de transformator, zal niet zoveel stroom induceren in de middenspoel als een sein met de juiste frequentie. Wanneer een kleinere stroom geïnduceerd wordt in de middenspoel, dan geeft deze op haar beurt een nog kleinere stroom af aan de uitgangspoel. De effectieve koppeling tussen de twee buitenste spoelen stijgt naarmate men de resonantiefrequentie nadert en blijft dan ongeveer constant over een smal bereik, om daarna weer te dalen, wanneer de resonerende band voorbij is.

Een ander bandfiltersysteem, dat veel voldoening geeft en een kromme verwekt met vlakke top en zeer steile zijden, is het systeem met negatieve wederzijdse inductie, voorgesteld in figuur 18-E. Tussen de ingangs- en uitgangskringen wordt energie overgebracht zowel door de spoelen met negatieve inductie, M , als door de gemeenschappelijke capacatieve reactantie, C . De spoelen met negatieve zelfinductie zijn door elkaar gewikkeld op dezelfde vorm en « rug aan rug » verbonden.

Transformatoren worden gewoonlijk afstembaar gemaakt over een beperkt bereik om een nauwkeurige trimming mogelijk te maken van de kringen waarin ze gebruikt worden. Dit wordt verkregen hetzij met behulp van een regelbare condensator over de spoel met vaste zelfinductie, hetzij met behulp van vaste condensatoren over regelbare zelfinducties. Het eerste systeem maakt meestal gebruik van condensatoren, die samendrukbaar zijn en een mica-diëlectricum hebben, of van kleine draaicondensatoren met lucht-diëlectricum. In het tweede systeem gebruikt men gewoonlijk een ijzerkern in poedervorm, die vastgemaakt is op een staafje met schroefdraad en waardoor de zelfinductie kan geregeld worden. In dit geval spreekt men soms van « regelbare permeabiliteit ».

VORMFACTOR.

Het is duidelijk dat, om de zijbanden van de modulatie door te laten of om een lichte verschuiving van de draaggolffrequentie van de zender of van de ingebouwde oscillator toe te laten, de MF-versterker niet een enkele frequentie moet doorlaten doch een frequentieband. De breedte van deze doorlaatband, gewoonlijk 6 tot 12 kHz in een goede bedrijfsontvanger, wordt willekeurig genomen als de breedte tussen de twee frequenties, waarop de weergave een attenuatie ondergaat van 6 db. Het is echter eveneens klaar dat om een onderscheid te kunnen maken tussen een sterk interfererend sein en een zwak gewenst sein, een grotere verzwakking dan 6db noodzakelijk is. De willekeurig bepaalde attenuatie, om een degelijke discriminatie tegen een storend sein aan te duiden, bedraagt 60 db.

De wenselijkheid om de bandbreedte met -60 db zo klein mogelijk te houden is duidelijk, maar dit dient verkregen zonder de doorlaatband (-6 db) te smal te maken om een voldoende ontvangst te bekomen van het gewenste sein. De kwaliteitsfactor, gebruikt om de verhouding aan te geven van de bandbreedte op -6 db en deze op -60 db, wordt vormfactor genoemd. De ideale MF-kromme, een rechthoek, zou een vormfactor hebben van 1. De MF-vormfactor van gewone bedrijfsontvanger varieert tussen 3 en 5,5.

De meest praktische methode om een kleine vormfactor te verkrijgen met een gegeven aantal afgestemde kringen bestaat erin ze paarsgewijze te gebruiken, zoals in figuur 18-A, die dan op de critieke koppeling afgegeregeld worden (het punt waarop de twee resonantietoppen zichtbaar worden). Geeft dit een te scherpe doorlaatband, dan moet men spoelen met een kleinere Q gebruiken, doch de koppeling moet hierbij ook op de critieke waarde gehouden worden. Bij spoelen met een langere Q dient een dichtere koppeling aangevend om tot de critieke koppeling te komen.

Is omgekeerd de doorlaatband te breed, dan moet men spoelen met hogere Q gebruiken; ook hier steeds

tot de critieke koppeling terugkeren. Maakt men de doorlaatband smaller door een lossere koppeling te gebruiken in plaats van door het verhogen van de Q en het behouden van de critieke koppeling, dan krijgt men een minder goede vormfactor.

De doorlaatband zal niet veel smaller worden door het gebruik van verschillende paren gekoppelde afstemkringen dan door het gebruik van een enkel paar. De vormfactor zal echter in grote mate verbeterd worden door elk toegevoegd paar, dit tot ongeveer 5 paar, waarboven de verbetering voor elk bijkomend paar niet veel meer betekent. Op de markt zijn bedrijfsontvangers verkrijgbaar, die drie of vier transformatoren met dubbele afstemming gebruiken en waarvan de koppeling ingesteld is op de critieke waarde of iets minder.

« MILLER EFFECT ».

Zoals hoger reeds vermeld, varieert de dynamische ingangscapaciteit van een buis in geringe mate met de voorspanning. Daar gewoonlijk een spanning voor automatische sterkteregeling (of antifading) op de MF-buizen aangevoerd wordt bij ontvangst van telefonie, varieert de effectieve rooster-kathode capaciteit wanneer de sterkte van het sein varieert, wat dezelfde invloed uitoefent als een lichte verstemming van de MF-transformator. Dit verschijnsel staat bekend als het « Miller effect » en kan verminderd worden tot een graad, waarop het niet meer storend werkt, hetzij door het gebruik van een betrekkelijk lage L/C-verhouding in de transformatoren, hetzij door het aanwenden van een kleine tegenkoppeling; deze laatste oplossing is het gemakkelijkst te verwezenlijken door een gedeelte van de kathodeweerstand niet te ontkoppelen voor de HF.

KRISTALFILTERS.

De doorlaatband van een MF-versterker kan zeer smal gemaakt worden door het gebruik van een piezo-electrisch kristal als serie-resonantiekring in een brugschakeling, wat men kristalfilter noemt. De vormfactor is zeer ongunstig, wat te verwachten is omdat de selectiviteit verkregen wordt door het equivalente van een enkele afgestemde kring, doch wegens de zeer smalle doorlaatband, die men kan bekomen als gevolg van de uiterst hoge Q van het kristal, is het kristalfilter zeer nuttig voor de ontvangst van telegrafie. De bandbreedte van een kristalfilter op 455 kHz kan dalen tot 50 Hz, terwijl 5 kHz ongeveer de smalste band is, die verkregen kan worden door een afstemkring van 455 kHz met bruikbare afmetingen.

De elektrische equivalente voor een filterkristal wordt gegeven in figuur 19. Voor een gegeven frequentie is L zeer groot, C zeer klein en R (in de veronderstelling dat het een goed kristal met hoge Q is) zeer klein. Capaciteit C1 stelt de shuntcapaciteit van de elektroden voor (plus deze van de kristalhouder en de bedrading) en bedraagt verscheidene malen de waarde van C. Dit vormt een parallel resonantiekring met een frequentie die slechts een weinig hoger is dan deze van de serie-resonantiekring L, C. Voor het gebruik als kristalfilter hebben we in de eerste plaats belang bij de karakteristieken van de serie-resonantie.

De elektrische equivalente van de grondvorm van de

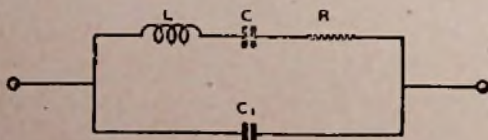


Fig. 19.

ELECTRISCHE EQUIVALENTE VAN EEN KWARTS-KRISTAL.

Het kristal is equivalent aan een zeer grote zelf-inductie in serie met een zeer kleine capaciteit en een weerstand, met een grotere, maar toch noch kleine capaciteit in parallel over heel de kring; deze laatste capaciteit stelt de strooicapaciteit voor.

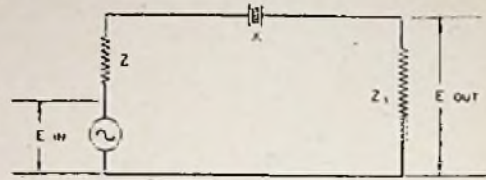


Fig. 20.

EQUIVALENTE VAN EEN KRISTALFILTER

Voor een gegeven spanning van de generator hangt de over Z1 ontwikkelde spanning af van de verhouding der impedantie van X en de som der impedanties van Z en Z1. Wegens de hoge Q van X, varieert zijn impedantie snel met de frequentie.

kristalfilterschakeling wordt gegeven in figuur 20. Indien de impedantie Z plus Z1 klein is in verhouding tot de impedantie van het kristal X bij resonantie, zal de stroom, die door Z1 vloeit en de spanning die erover ontwikkeld wordt, nagenoeg in omgekeerde verhouding staan tot de impedantie van X, die een zeer scherpe resonantiekromme heeft.

Wordt de impedantie van Z plus Z1 groot gemaakt in verhouding tot de resonantie-impedantie van X, dan zal er geen merkbare spanningsval ontstaan over Z1 als de frequentie afwijkt van de resonantiefrequentie van X totdat men een punt bereikt waarop de impedantie van X deze van Z plus Z1 benadert. Dit heeft voor gevolg dat de kromme van de frequentie ten overstaan van de over Z1 ontwikkelde spanning breder wordt, wat een andere wijze is om uit te drukken, dat de selectiviteit van het kristalfilter (doch niet van het kristal zelf) verminderd werd.

In bruikbare filterschakelingen bestaan de impedanties Z plus Z1 meestal uit een of andere vorm van afgestemde kringen, doch de grondbeginselen van de werking blijven dezelfde.

PRACTISCHE FILTERS.

Het is noodzakelijk de capaciteit over de kristalhouder (C1 in figuur 19) te neutraliseren om te beletten, dat naast het kristal ongewenste seinen zouden doorgelid worden op andere frequenties dan deze van het kristal. Deze neutralisatie wordt verkregen met behulp van een faze-kring, die van een balans-ingangskring gedefazeerde spanningen aftakt en ze naar de uitgang van het filter voert met de gepaste faze om deze te neutraliseren, die langs de houderscapaciteit doorgekomen zijn. Een voorbeeld van een praktische filterschakeling wordt gegeven in figuur 21. De faze-condensator werd in het schema met PC aangeduid. De balans-ingangskring kan verwezenlijkt worden, hetzij met een condensator met dubbele stator, zoals aangegeven, hetzij met behulp van ingangsspoel met middenaftakking.

FILTERS MET REGELBARE SELECTIVITEIT.

In de schakeling van figuur 21 is de selectiviteit minimum wanneer de ingangskring van het kristal op de resonantie afgestemd is, vermits bij de resonantie de impedantie van de afstemkring maximum is. Indien de ingangskring van de resonantie verstemd wordt, dan daalt de impedantie en de selectiviteit wordt groter.

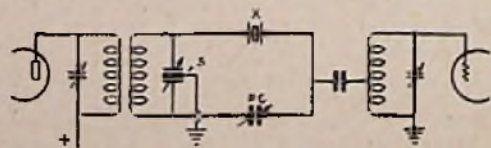


Fig. 21.

TYPISCH KRISTALFILTER.

De schakeling omvat een regeling van de selectiviteit (S) en een regeling van de faze (PC), waardoor het mogelijk wordt een maximum nut uit het filter te halen.

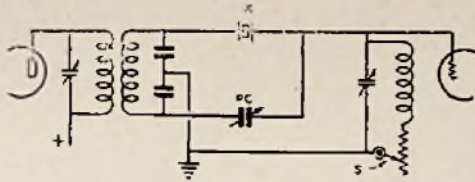


Fig. 22

KRISTAL MET BREDE BAND EN REGLBARE SELECTIVITEIT.

Deze schakeling laat een betere regeling van de selectiviteit toe dan deze van fig. 21, en vergt geen condensator met dubbele stator.

In deze schakeling wordt de uitgang van het kristalfilter afgetakt op de roosterspoel van de MF-trap ten einde een lage waarde van serie-impedantie in de uitgangskring te hebben. We herinneren er aan dat om maximum selectiviteit te verkrijgen de totale impedantie in serie met het kristal (zowel ingangs- als uitgangskringen) klein moet zijn. Indien men de ene klein maakt en de andere regelbaar, dan kan de selectiviteit van scherp naar breed gevarieerd worden.

De schakeling van figuur 22 verkrijgt eveneens een regelbare selectiviteit door het toevoegen van een regelbare zelfinductie in serie met het kristal. In dit geval staat de regelbare impedantie in serie met de uitgangskring van het kristal. De impedantie van de afgestemde uitgangskring wordt geregeld door het variëren van de Q . Wanneer de Q vermindert (door weerstand te voegen in serie met de spoel), dan neemt de impedantie af en de selectiviteit wordt groter. De impedantie van de ingangskring wordt laag gehouden door het gebruik van een niet resonante secundaire op de ingangstransformator.

Een variante van de schakeling van figuur 22 bestaat in het aanbrengen van een regelbare weerstand over spoel en condensator in plaats van in serie daarmee. Het gevolg van de toevoeging van de weerstand is een vermindering van de impedantie en bijgevolg een verhoging van de selectiviteit. Deze variante werkt echter in omgekeerde zin van de schakeling van figuur 22: wanneer men hier de weerstand kleiner maakt, dan wordt de selectiviteit groter. Als men de uitgangskring verstemd van de resonantie, dan daalt eveneens de impedantie en stijgt dus de selectiviteit. Soms gebruikt men een stel vaste condensatoren en een schakelaar met verschillende standen om de afstemming van de uitgang te doen variëren en op dergelijke wijze de selectiviteit te regelen.

SPERFREQUENTIE VAN HET KRISTALFILTER.

Zoals hierboven besproken, heeft een kristalfilter zowel een resonantiefrequentie (serie-resonantie) als een anti-resonantiefrequentie (parallel resonantie); de impedantie van het kristal is zeer laag voor de eerste en vrij hoog voor de tweede. De anti-resonantiefrequentie ligt iets hoger dan de resonantiefrequentie; het verschil tussen beide is afhankelijk van de effectieve shuntcapaciteit van het filterkristal en de houder. Daar de regeling van de fasecondensator de effectieve shuntcapaciteit van het kristal controleert, is het mogelijk de anti-resonantiefrequentie van het kristal licht te doen variëren, zodat ongewenste seinen met een voldoende amplitude langs de shuntcapaciteit zouden «doorlekkens». Op de juiste anti-resonantie van het kristal is de verzwakking buitengewoon groot wegens de hoge impedantie van het kristal op deze frequentie. Dit noemt men de spierfrequentie en deze kan praktisch gebruikt worden om de spierfrequentie van telegrafieseinen uit te schakelen. De zwevingsoscillator kan zo ingesteld en de fasecondensator zo geregeld worden dat de gewenste zwevingston op zulke toonhoogte ingesteld is, dat de spierfrequentie (dezelfde DF-toon langs de andere zijde van de nul-zweving) op de spierfrequentie valt en onhoorbaar wordt. Men zegt in dit geval dat de

ontvanger ingesteld is voor ontvangst van een enkel sein (single-signal).

De spierfrequentie kan soms gebruikt worden om de interferentie met een ongewenst telefoniesein te verminderen, wanneer dit sein zeer dicht in frequentie bij het gewenste telefoniesein ligt. Het filter wordt dan op «breed» ingesteld om ontvangst van telefonie mogelijk te maken en de ontvanger wordt zo afgeregeld, dat de draaggolfrequentie van het ongewenste sein op de spierfrequentie valt. De zijbanden der modulatie zullen dan nog steeds doorkomen, doch het fluittoontje van de interferentie met de draaggolf zal uitgeschakeld zijn, waardoor de storing aanzienlijk vermindert.

BESCHOUWINGEN OVER KRISTALFILTERS.

Een kristalfilter, vooral wanneer het ingesteld is op ontvangst van een enkel-sein, vermindert in grote mate de interferentie en het grondgeruis; dit laatste laat toe seinen te lezen, die normaal te zwak zouden zijn om boven het grondgeruis uit te komen. Wanneer het filter ingesteld is op maximum selectiviteit, moeten de seinen echter een hoge graad van stabiliteit hebben om binnen de doorlaatband te blijven, omdat deze dan zo smal is. De plaatselijke oscillator moet eveneens buitengewoon stabiel zijn, zoniet moet men regelmatig de afstemming bijregelen. Een ander verschijnsel dat men kan opmerken met een op «scherp» ingestelde kristalfilter, is dat de telegrafieseinen een neiging vertonen om een resonerende klank te verwekken en een verlenging of «staartje» te geven. Dit beperkt de seinsnelheid, die op voldoende wijze kan gelezen worden, wanneer het filter op de uiterste selectiviteit is ingesteld.

ZWEVINGSOSCILLATOREN.

De zwevingsfrequentie-oscillator, (vaak afgekort tot b.f.o.), is een noodzakelijk hulpmiddel voor de ontvangst van ongemoduleerde telegrafieseinen op supers, die geen tweede detector met terugkoppeling hebben of enig andere inrichting om de modulatie van de binnenkomende telegrafieseinen te bekomen. De oscillator wordt juist voor de tweede detectorkring aangekoppeld en geeft een sein van ongeveer dezelfde frequentie als deze van het gewenste sein van de MF-versterker. Indien de MF-versterker afgestemd is op b.v. 455 kHz, dan wordt de b.f.o. afgestemd op ongeveer 454 of 456 kHz om in de uitgang van de tweede detector een hoorbare zwevingston (1000 Hz) te verwekken. Het sein van de draaggolf is natuurlijk zelf onhoorbaar. De b.f.o. wordt niet gebruikt voor de ontvangst van telefonieseinen, behalve eventueel als hulpmiddel voor het opzoeken van zwakke seinen.

De ingangsspanning van de b.f.o. op de tweede detector moet slechts voldoende zijn om een bruikbare zweeftoon te verwekken met een middelmatig sterk sein. Een te sterke koppeling met de tweede detector zal een te sterk peil van grondgeruis geven, waardoor de zwakke seinen in de sterke achtergrond der storing zullen verdwijnen.

Figuur 23 toont een middel om de uitgang van de b.f.o. met de hand te regelen in overeenstemming met de sterkte der ontvangen seinen. Dit type uitgangsre-

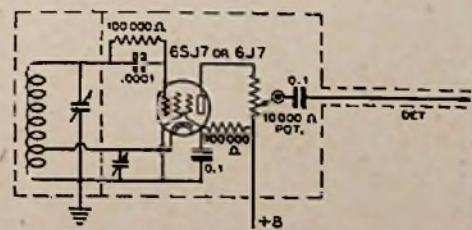


Fig. 23.

B.F.O. MET REGLBARE UITGANG

Het is vaak nuttig de uitgangsspanning van de b.f.o. te kunnen regelen voor het ontvangen van zwakke seinen. DET = naar de tweede detector, met tussenschakeling van een kleine condensator (1 of 2 μF).

geling van de b.f.o. is een nuttig hulpmiddel in elke super, daar het toelaat een voldoende uitgang te verkrijgen uit de b.f.o. om een zweving te geven met sterke seinen, terwijl het mogelijk blijft de uitgang en bijgevolg het grondgeruis te verminderen, wanneer men tracht zwakke seinen binnen te halen. De gegeven schakeling is iets beters, dan deze waar men de spanning regelt op een der electroden van de oscillatorbuis, daar deze regeling meestal eveneens de frequentie beïnvloedt, hetgeen noodzakelijk maakt de afstemtrimmer na iedere verandering van de uitgangsspanning bij te regelen.

Meestal rust men de b.f.o. uit met een kleine trimmer, die kan bediend worden vanaf het voorpaneel om een regeling over een bereik van 5 tot 10 kHz mogelijk te maken. Voor enkel-seinontvangst is de b.f.o. steeds afgestemd op de zijde der hoogste frequentie, teneinde de spiegeltoon in de rejectiekerf te kunnen laten vallen.

Om de uitgangsspanning van de b.f.o. te beperken tot een redelijk peil, wat zal voorkomen dat de tweede detector zou geblokkeerd worden, wordt de spanning doorgegeven langs een condensator met kleine capaciteit (grote reactantie) van 1 tot 2 $\mu\mu\text{F}$, die geschakeld wordt na de condensator van 0,1 μF uit figuur 23.

Men moet er in de b.f.o. zorg voor dragen dat de harmonischen ervan niet zouden gaan interfereren met de veelvouden van de plaatselijke oscillator. Heel de b.f.o. samen met zijn koppelkring met de tweede detector moet degelijk afgeschermd worden om te voorkomen dat de harmonischen door de ingang van de ontvanger zouden opgepikt worden.

Heeft men na volledige afscherming en isolatie van de b.f.o. nog steeds last met zijn harmonischen, dan moet hun doorgang van de b.f.o. naar de overige delen van de ontvanger verholpen worden door het aanbrengen van een lage-doorlaatfilter in de leiding tussen de uitgang van de b.f.o. en het punt waar het sein geïnjecteerd wordt.

TELEGRAFIE-ONTVANGST DOOR HET GEBRUIK VAN INTERNE MODULATIE OP HET SEIN.

Een ongemoduleerd telegrafiesein kan ontvangen worden zonder b.f.o. indien het inkomend sein gemoduleerd wordt door een LF-toon ergens op de weg door de MF-versterker vóór de tweede detectie. De methode, die de meeste voldoening geeft is het moduleren van de voorspanning van het stuurrooster, het schermrooster of het remrooster van de laatste MF-trap door middel van een LF-toon. Het uitgangsein van de tweede detector zal dan gemoduleerd zijn, zodat het inkomend telegrafiesein zal klinken als ware het een gewoon gemoduleerd telegrafiesein. Men kan een nog anders klinkende toon bekomen, indien men de b.f.o. dan eveneens aanschakelt en men hem laat zweven met het reeds gemoduleerde inkomende sein.

LF-GEMODULEERDE DETECTIE.

Onlangs werd een schakeling beschreven, die de LF-modulatie van een inkomend telegrafiesein in de tweede detector van een super verwezenlijkt. De schakeling wordt

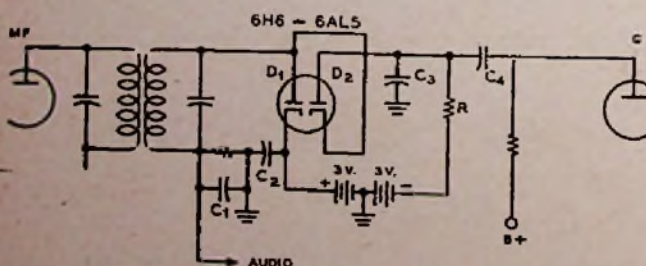


Fig. 24.

Deze schakeling geeft een methode om de telegrafieseinen met een LF toon te moduleren in de tweede detector van een super. G = de eindbuis van een LF-oscillator of van een generator voor vierkante golven.

weergegeven in figuur 24. Een positieve vertragingsspanning van 2 tot 6 volt wordt aangebracht op D1 om de minima seinen, die zullen gemoduleerd worden te beperken. Diode D2 krijgt een negatieve voorspanning van 2 tot 6 volt door een weerstand heen van 47 k en bovendien wordt een LF-spanning door deze weerstand naar de tweede diode gevoerd. De beste uitslagen worden verkregen wanneer de LF-spanning een vierkante golfvorm heeft, doch een sinusgolf is eveneens bruikbaar. De schakeling geeft een automatische begrenzing van de amplitude van het inkomend sein, wat in zekere mate het storingspeil beperkt en geeft bovendien een gemoduleerd uitgangsein (iedere maal als er een sein door de tweede detector gelijkgericht wordt) met een frequentie, die bepaald wordt door het aangevoerde LF-sein. Daar de modulatiefrequentie naar believen door de operateur geregeld wordt, kan men in de LF-trappen, die op de tweede detector volgen, zeer selectieve LF-filters gebruiken. De voorspanning voor beide dioden mag natuurlijk verkregen worden uit de voedingsinrichting van de ontvanger in plaats van uit batterijen.

4.7. — KRINGEN VOOR DETECTIE, LF EN CONTROLE

De detectoren die in supers gebruikt worden zijn gewoonlijk de diode, de anodedetectoren de detector met oneindige impedantie. Toevalligerwijze worden ook roosterdetectoren gebruikt in supers met slechts een of geen enkele MF-trap, in welk geval de tweede detector meestal met terugkoppeling werkt.

Dioden zijn de meest populaire tweede detectoren omdat zij een eenvoudig middel leveren om een automatische sterkteregeling te verkrijgen. De dioden belasten de afstemkring waaraan ze verbonden zijn en verminderen dus licht de selectiviteit. Men gebruikt speciale MF-transformatoren om de ingangskring van een diodedetector een lage impedantie te verschaffen.

AUTOMATISCHE STERKTEREGELING.

De elementen van een automatische sterkteregeling (ASR) worden weergegeven in figuur 25. Een dubbele diodebuis wordt gebruikt voor de combinatie van diodedetector en ASR gelijkrichter. De diode links werkt als een eenvoudige gelijkrichter op de vroeger in dit hoofdstuk beschreven wijze. De LF-spanning, gesuperponeerd op een d.c.-spanning, treedt op over de potentiometer van 500.000 ohm (volume-regelaar) en de condensator van 100 $\mu\mu\text{F}$ en wordt aan de LF-versterker doorgegeven. De diode rechts ontvangt de seinspanning rechtstreeks van de laatste MF-versterkertrap en werkt als ASR-gelijkrichter. De pulserende d.c.-spanning op de belastingsweerstand van 1 megohm van de ASR-diode wordt afgevlakt door de weerstand van 500.000 ohm en de condensator van 50.000 $\mu\mu\text{F}$ en als voorspanning gebruikt voor de stuurroosters der HF- en MF-buizen; een verhoging of verlaging van de sterkte van het sein zal een overeenstemmende verhoging of

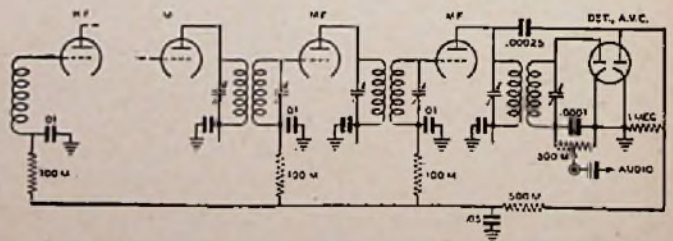


Fig. 25.

SCHAKELING VAN EE DUO-DIODE DETECTOR EN ASR.

In deze schakeling kan men om het even welke gewone, kleine duo-diode gebruiken. De diode links is de detector, deze rechts is de gelijkrichter voor de ASR (AVC). Door het gebruik van afzonderlijke dioden voor beide functies verbetert de LF weergave.

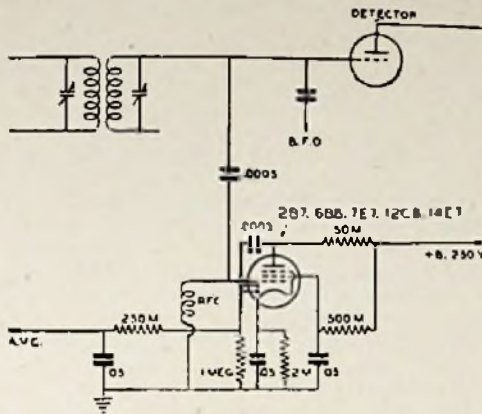


Fig. 26.

ASR DIE OP ELKE SUPER KAN AANGEBRACHT WORDEN.

Deze schakeling kan aangebracht worden in een ontvanger, die geen ASR heeft. De duo-diode-pentode dient als ASR versterker en geeft een verbeterde werking.

verlaging veroorzaken van de ASR-voorspanning en op die wijze wordt de versterking van de ontvanger automatisch geregeld om de variatie van de seinsterkte te compenseren.

Door het splitsen van de ASR- en detectiefunctie, met behulp van het gebruik van twee dioden, wordt het grootste deel der nadelige invloeden van de a.c. shuntbelasting op de detectordiode vermeden. Dit type van belasting veroorzaakt ernstige vervorming en de bijkomende onderdelen, in deze schakeling vereist, zijn hun prijs overwaard. Zelfs met de gegeven schakeling kan a.c.-belasting voorkomen, tenzij men een zeer hoge waarde (5 megohm of meer) gebruikt voor de roosterlekweerstand in de volgende LF-trap.

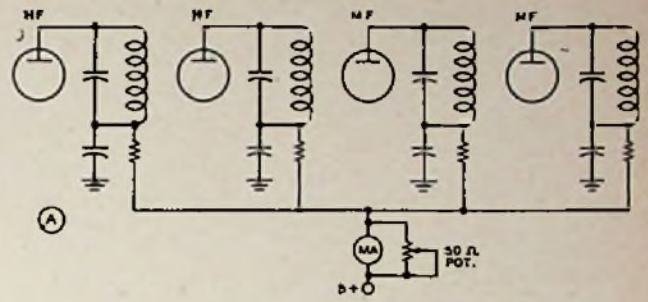
Figuur 26 toont hoe men een ASR schakeling kan bijvoegen aan een ontvanger, die er niet mee uitgerust is. In deze schakeling dient de pentodesectie van een duo-diode-pentode als MF-versterker met weerstandskoppeling en zij krijgt haar sturing van het rooster van de detectorkring. De uitgangsspanning van de pentode wordt overgebracht op de twee dioden in parallel doorheen een koppelcondensator; de gelijkgerichte spanning over de diode belastingsweerstand wordt gebruikt als ASR-spanning.

ASR IN EEN ONTVANGER MET ZWEVINGSOSCILLATOR.

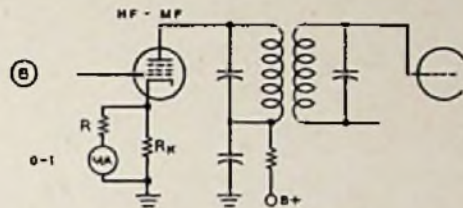
In ontvangers, die uitgerust zijn met een b.f.o. voor de ontvangst van telegrafie, kan het gebruik van de ASR een groot verlies van gevoeligheid veroorzaken op de ogenblikken dat de b.f.o. ingeschakeld is. Dit vindt zijn oorsprong in het feit dat de uitgangsspanning van de b.f.o. juist op dezelfde wijze werkt als een sterk sein en bijgevolg door de ASR-inrichting een grote voorspanning doet afleveren aan de HF- en MF-trappen, waardoor de gevoeligheid van de ontvanger sterk daalt. Wegens dit verschijnsel is het noodzakelijk een middel te voorzien om de ASR uit te schakelen, wanneer de b.f.o. ingeschakeld is. De eenvoudigste methode bestaat erin de ASR-lijn eenvoudig met de aarde kort te sluiten. Men kan een dubbele schakelaar gebruiken, die in een beweging de b.f.o. aanschakelt en de ASR kortsluit.

INDICATOREN DER SEINSTERKTE («S» METER).

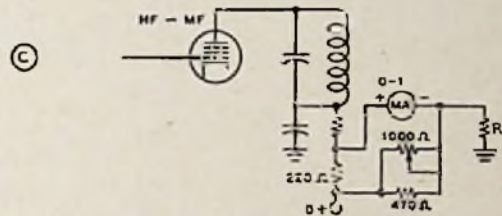
Visuele middelen om vast te stellen of de ontvanger al dan niet behoorlijk is afgestemd en om de relatieve sterkte van een sein te bepalen, worden geleverd door de afstemindicatoren, die hetzij van het buistype, hetzij van het metertype zijn. Men kan in de anodekring een



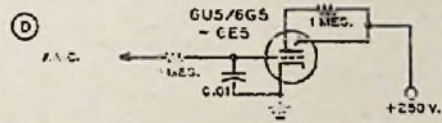
(A)



(B)



(C)



(D)

Fig. 27

SCHAKELINGEN VOOR «S» METER.

Vier schakelingen voor het bekomen van een aanduiding van de relatieve sterkte van het inkomend sein. Schakelingen A, B en C geven een aanduiding op een d.c. meetinstrument en vergen geen bijkomende buizen. Schakeling D gebruikt een visuele afstemindicator voor de sterkte-aanduiding. De schakelingen worden in de tekst besproken.

milliampèremeter aanbrengen van een of meer HF- of MF-trappen, zoals in figuur 27-A, zodat een variatie van de anodestroom als gevolg van de werking van de ASR door het instrument zal aangegeven worden. Het d.c.-meetinstrument moet een volle naalduitslag hebben, die ongeveer gelijk is aan de totale anodestroom opgenomen door de buis of buizen, wier anodestroom door het instrument gaat. De waarde van deze stroom kan geschat worden door te veronderstellen dat de rustanodestroom (zonder sein op het stuurrooster) ongeveer 6 mA per trap zal bedragen. Men zal echter een betere uitslag bekomen door eerst de werkelijke anodestroom te meten — al ware het met een meter van 0—100 mA, voor men zich een instrument aanschaf om als S-meter te dienen. De in het schema getekende potentiometer van 50 ohm wordt gebruikt om in rusttoestand de meter op volle naalduitslag in te stellen.

Wanneer men in de anodekring van een trap een gewone meter gebruikt voor de aanduiding van de sterkte van het sein, dan duidt de meter achterwaarts aan ten overstaan van de sterkte van het sein. Dit is zo, omdat een verhoging van de ASR-spanning bij sterkere seinen de anodestroom door de meter doet dalen. Daarom werden speciale meetinstrumenten gebouwd, die aan de rechterzijde de nul aanduiden en dit type vindt men dan ook meestal op de handelstoestellen. Men kan eveneens de meter onderste boven monteren, zodat de naald naar rechts uitslaat bij een stijgende sterkte van het sein.

De schakeling van figuur 27-B kan vaak met voordeel toegepast worden in een ontvanger waar de kathode van een der HF- of MF-versterkertrappen doorheen de kathodeweerstand rechtstreeks naar de aarde loopt in plaats van door de versterkingsregeling door middel van de kathodespanning. In dit geval kan men een milliamperemeter van 0-1 mA gebruiken samen met een weerstand van 1000 tot 3000 ohm, zoals aangeduid in het schema. Ook bij deze meter krijgt men een achterwaartse lezing zoals in het voorgaande geval.

Figuur 27-C geeft de schakeling van een voorwaarts aanduidende S-meter, zoals ze vaak in bedrijfsontvangers toegepast wordt. Het instrument wordt gebruikt in een onevenwichtige brugschakeling met de d.c.-anodeweerstand in een zijde en weerstanden in de drie andere zijden. De waarde van de weerstand R moet proefondervindelijk vastgesteld worden en zal ergens in de buurt van 50.000 ohm liggen. Soms worden de schermroosterkringen der HF- en MF-trappen uit dit punt samen met de roosterspanningsdeler afgetakt.

Visuele afstemindicatoren («katoog») kunnen soms gebruikt worden voor het vaststellen van de relatieve seinsterkte in een schakeling, die in figuur 27-D gegeven wordt. Wanneer de ASR-spanning tussen 5 en 20 volt zal variëren moet men het type 6U5/6G5 gebruiken; voor spanningen van 2 tot 8 volt is de 6E5 gepast.

LF-VERSTERKERS.

LF-versterkers worden in bijna alle ontvangers gebruikt. De LF-versterkertrappen zijn gewoonlijk van het klas A-type, al worden soms ook klas AB-balans-trappen gebruikt. De werking van beide typen werd in het bijzonder beschreven in hoofdstuk 3. Het doel van de LF-versterker is het betrekkelijk zwak sein van de detector tot een voldoende sterkte op te voeren om een koptelefoon of een luidspreker in werking te brengen. Trioden, pentoden en beam-tetroden kunnen hiertoe gebruikt worden; pentoden en beam-tetroden geven meestal een groter uitgangsvermogen. In sommige ontvangers, vooral deze met roosterdetectie, is het mogelijk de koptelefoon rechtstreeks door de detector te doen werken zonder verdere LF-versterking. In dergelijke ontvangers volstaat meestal een enkele pentode of beam-tetrode om de luidspreker te voeden. Schakelingen van LF-versterkers voor ontvangers zal men verder in dit boek aantreffen.

De meeste bedrijfsontvangers, zowel de zelfgebouwde als de handelstoestellen, hebben een enkele beam-tetrode (6V6 of 6L6) of pentode (6F6 of 6K6-GT) in de uitgangstrap, die de luidspreker voedt. Indien men geen voorzorgen neemt kan een dergelijke trap een vermindering veroorzaken van de effectieve verhouding sein-storing als gevolg van de stijgende weergavekarakteristiek voor hoge frequenties in een dergelijke trap. Een middel om dit verschijnsel te verminderen bestaat in het aanbrengen van een mica- of papiercondensator van ongeveer 3000 $\mu\mu\text{F}$ over de primaire van de uitgangstransformator. Het gebruik van een dergelijke condensator heeft een neiging om de belastingsimpedantie ten opzichte van de anode van de eindbuis constanter te maken over het EF-bereik. De luidspreker en de transformator zullen een neiging hebben om een stijgende impedantie te vertonen voor de eindbuis bij stijgende frequentie; de condensator zal de totale impedantie constanter maken, daar hij een dalende impedantie heeft bij stijgende frequentie.

Een nog beter middel om de frequentiekarakteristiek van de uitgangstrap te verbeteren en tevens om de harmonische vervorming te verminderen, is het gebruik van een tegenkoppeling van de anode van de uitgangslamp naar de anode van een buis zoals de 6SJ7, die als LF-vóórversterker werkt. Deze schakeling werd gegeven in figuur 27 van hoofdstuk 3 en wordt verder ook gebruikt in verscheidene verder besproken spraakvóórversterkers.

4-8. -- OPHEFFING DER STORINGEN.

Het vraagstuk der opheffing der storingen belangt de luisteraar aan, die woont in plaatsen waar storingen voortkomend van industriële netten, elektrische machines en ontstekingen van auto's, last geven. Deze storingen bereiken vaak dergelijke intensiteiten dat ze de seinen der gewenste stations doen verdwijnen.

Er bestaan drie hoofdmethoden om de storingen te verminderen:

- (1) a.c.-lijnfilters aan de bron indien de storingen verwekt worden door elektrische toestellen;
- (2) stoor-balanskringen voor de vermindering der storingen door netverliezen;
- (3) begrenzerkringen in de ontvanger zelf voor de vermindering der storingen van type verwekt door auto-ontsteking.

NETFILTERS.

Vele huishoudelijke toestellen, zoals elektrische verwarmingskussens, stofzuigers, koelkasten, zaagmachines, deurbellen, enz., veroorzaken storingen van intermitterende aard. Het aanbrengen van een lijnfilter nabij de bron zal vaak een radicaal hulpmiddel zijn. Filters voor kleine toestellen kunnen bestaan uit een condensator van 0,1 μF , die over de netklemmen geschakeld wordt. Men kan twee condensatoren in serie met het middenpunt verbonden aan de aarde gebruiken voor ultra-violetstralers, koelkasten en andere storende toestellen. In erge gevallen moet men bijkomende filters gebruiken in de vorm van zware HF-smoorspoelen, die rechtstreeks aan het toestel aan beide zijden van het net in serie geschakeld worden.

UITBALANCEREN DER STORING.

Het grootste deel der netstoringen kunnen in hoge mate verminderd worden door het aanbrengen van een storingsbalanskring vóór de ontvanger, zoals getoond door figuur 28. Deze schakeling voegt storingscomponenten, opgenomen door een afzonderlijke storingsantenne aan de ingang van de ontvanger op zulke wijze toe, dat de storende componenten uit beide antennes elkaar zullen neutraliseren. De storingsantenne kan bestaan uit een micacondensator van 2000 $\mu\mu\text{F}$, die met éne zijde van het net verbonden wordt; in andere gevallen kan men een draad van 5 tot 15 meter parallel laten lopen met het distributienet. De storingsantenne moet zoveel mogelijk storingen opvangen in verhouding tot het opgevangen sein. De ontvangantenne moet een degelijke buitenantenne zijn, zo hoog en vrij mogelijk opgehangen, om de verhouding sein-storing zo hoog mogelijk te maken. De storingen worden in de kring voor de ontvanger geneutraliseerd, terwijl de seinen in veel geringere mate zullen geneutraliseerd worden, indien de seinantenne beter is dan de storingsantenne.

Dit type van het uitschakelen der storingen is geen eenvoudige zaak; het vereist heel wat proefnemingen alvorens goede uitslagen bereikt worden. Wanneer men echter een behoorlijke regeling verkregen heeft, is het mogelijk de storingen door vermogenverliezen van het net met 3 tot 5 «S»-punten te verminderen, terwijl de seinen slechts een «S»-punt verzwakt worden; in sommige gevallen zal er zelfs geen verzwakking der

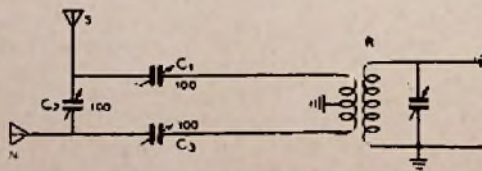


Fig. 28

STORINGS-BALANSKRING

Bij behoorlijke afregeling vermindert deze inrichting de netstoringen en gelijkaardige storingen.

N = «stoor»antenne.

S = «sein»antenne.

R = afstemkring van de ontvanger.

seinen optreden. Dit laat de ontvangst toe van zwakke seinen ondanks zware netstoringen. Storingen van het intermitterende type, veroorzaakt door elektrische toestellen, kunnen op dezelfde wijze tot zeer kleine waarden verminderd worden.

De spoel moet een middenaftakking hebben en in de meeste gevallen moet deze verbonden worden met de aardverbinding van de ontvanger. De spoel bestaat uit vier windingen met een diameter van 2 duim en moet in de meeste gevallen kunnen geschoven worden over de eerste spoel van de ontvanger. Voor de 10 en 20 meter is een spoel van 2 toeren beter, al is de spoel met 4 windingen ook bruikbaar op voorwaarde dat men bij de regeling der drie condensatoren een resonantie of 10 meter vermijdt (tenzij men een zeer losse koppeling gebruikt).

Bij een behoorlijk evenwicht kan de netbrom praktisch tot nul herleid worden zonder het gewenste sein meer dan 50 % te verzwakken. Soms zal een verkeerde regeling zowel de storing als het sein doen verdwijnen. Een degelijke, hooggeplaatste antenne zal dit verschijnsel meestal voorkomen.

Met deze schakeling is in het bereik der korte golven een bijregeling van band tot band noodzakelijk. Dergelijke systemen vergen een grote dosis geduld en veel proefnemingen op elke ontvangstligging; toch kan men er goede uitslagen mee bekomen, vooral wanneer men voor langere tijd op dezelfde band blijft werken.

STORINGSBEGRENZERS.

Een aantal schakelingen die dienstig zijn voor het verhinderen van het tikken van de seinsleutel, voor het vermijden van storingen door auto-ontstekingen en gelijkaardige storingsimpulsen, zijn populair geworden. Zij werken allen op het principe dat iedere storingsimpuls een zeer korte duur heeft, doch een zeer grote amplitude bereiken die tien tot twintigmaal de waarde bereiken van het ontvangen sein, doch hun gemiddeld vermogen is veel kleiner dan dit van het sein.

Daar de duur van deze impulsen zeer kort is, kan de ontvanger gedurende de storende impuls buiten werking worden gesteld, zonder door het menselijk oor te worden waargenomen. Sommige storingsbegrenzers maken werkelijk gaatjes in het sein, terwijl andere slechts de toppen zullen wegnemen van het sein dat de koptelefoon of de luidspreker bereikt.

De topwaarde van de storing heeft zo'n korte duur, dat zij niet eens storend zou werken, ware het niet dat zij een overbelasting van de ontvanger verwekt, waardoor zijn tijdconstante vergroot. Een sterke topspanning zal de trilplaat van de koptelefoon of de kegel van de luidspreker een stoot geven en het inertiemoment zal de beweging doen voortduren tot de natuurlijke demping er een einde aan maakt. Deze durende beweging verwekt een toon, die het gewenste sein volledig kan overstemmen. Indien men de storing kan begrenzen tot een topwaarde die gelijk is aan deze van het gewenste sein, dan kan de resulterende interferentie praktisch verwaarloosd worden bij lage herhalingsnelheden, zoals de ontstekingsstoringen.

Bijna alle bruikbare begrenzers voor radiotelefonie gebruiken een of twee dioden, hetzij als serie, hetzij als shunt-begrenzers in het LF-systeem. Wanneer een storingsimpuls een zekere voorafbepaalde drempelwaarde overschrijdt, werkt de diode hetzij als kortsluiting, hetzij als opener van de kring, naargelang het een serie- of shuntschakeling is. De drempel wordt bepaald op een waarde, hoog genoeg gekozen, om te beletten dat de begrenzer de modulatiepunten zou wegsnijden op een wijze, die de verstaanbaarheid zou schaden, doch tevens laag genoeg om de storingen doeltreffend te beperken.

Daar de werking van de begrenzers vooral van belang is bij zeer zwakke seinen en deze over het algemeen niet sterk genoeg zijn om een behoorlijke ASR-werking te verwekken, is een drempelinstelling, die goed is voor een sterk telefoniesein, niet gepast voor een doeltreffende begrenzing bij zeer zwakke seinen. Daarom wordt de drempelinstelling vaak verbonden met

de ASR om zo de optimum drempelinstelling automatisch te verwezenlijken in plaats van met de hand.

De opheffing van storingsimpulsen met behulp van een LF-begrenzer wordt best verwezenlijkt in het begin van de LF-versterker en daarom wordt de functie van detector en begrenzer in een super vaak gecombineerd in een samengestelde kring.

De graad van begrenzing, die kan verkregen worden, staat in verhouding tot de toelaatbare LF-ervorming. Daar een overdreven vervorming de verstaanbaarheid even sterk zal schaden als het storingspeil, moet de beperkingsgraad, waarvoor de schakeling ontworpen wordt, op een compromis-waarde geregeld worden.

Storingsbegrenzers, die op de tweede detector werken, zijn veel doeltreffender, indien de MF-doorlaatband van de ontvanger breed is, daar een scherpe MF-versterker een integratieverschijnsel zal veroorzaken, waardoor de storingsimpulsen verlengd worden bij het bereiken van de tweede detector, zodat de begrenzer minder doeltreffend wordt. UHF-supers hebben een MF-bandbreedte, die veel groter is dan de minimum vereiste breedte voor de spraakzijbanden (dit om rekening te houden met frequentieverschuiving en gemis aan stabiliteit). Daarom geven ze een veel betere begrenzing dan de gewone bedrijfontvangers met een MF-bandbreedte van zowat 8 kHz. Zo is de begrenzer eveneens zonder veel nut, wanneer het kristalfilter op «scherp» is ingesteld.

PRACTISCHE STORINGSBEGRENZER-SCHAKELINGEN.

Men kan begrenzers ontmoeten, die gaan van een eenvoudige LF-trap met kleine schermrooster- of anodespanning, tot zeer ingewikkelde dingen met 5 buizen en meer. In plaats van de talrijke verschillende typen te beschrijven, die allen betrekkelijk ingewikkeld zijn in verhouding tot de middelmatige uitslagen, zullen we ons beperken tot twee typen, de veel gelijkenis met elkaar vertonen. Elk van hen is bijna even doeltreffend als de meest ingewikkelde begrenzer, die gebouwd kan worden, al vergen ze slechts het toevoegen van een diode en enkele weerstanden en condensatoren. Beide schakelingen, met eventueel slechts enkele onbelangrijke afwijkingen in de waarden van weerstanden en condensatoren, vindt men in verscheidene typen van commerciële bedrijfontvangers.

In het schema van de eerste schakeling in figuur 29 vinden we de tweede detector, de ASR en de eerste LF-trap van een gewone super met bovendien een enkel buiselement, D3, dat een afzonderlijke diode mag zijn of, zoals in het schema, de helft van een dubbele diode. De diode D3 werkt als een serie-doorgang, die het sein naar het rooster van de LF-buis slechts zolang doorlaat als de diode geleidend is. De diode krijgt een d.c.-voórspanning, die op dezelfde wijze verkregen wordt als de ASR-spanning; de waarde van deze voórspanning is derwijze gekozen dat de diode niet meer geleidend is bij impulsen van korte duur, wanneer de impuls-spanning de draaggolf met ongeveer 60 % overtreft. Dit snijdt eveneens enkele toppen af van de spraakmodulatie, doch niet voldoende om de verstaanbaarheid te hinderen.

Het is duidelijk dat de serie-diode slechts de positieve modulatiepunten afknijpt, door de modulatie naar boven te beperken tot ongeveer 60 %. Negatieve toppen worden door de detector automatisch tot 100 % beperkt, daar het duidelijk is dat de gelijkgerichte spanning van de diodedetector niet minder dan nul kan zijn. Een begrenzing van de toppen naar beneden tot ongeveer 60 % in plaats van tot 100 % zou slechts zeer weinig verbetering in het storingspeil brengen en de uitslagen ervan zou de vereise bijkomende onderdelen niet rechtvaardigen.

Om goede uitslagen te bekomen is het van belang de juiste weerstandswaarden, die aangegeven zijn, te gebruiken. Weerstanden met een tolerantie van 10 % moeten gebruikt worden voor R3 en R4. De gelijkgerichte draaggolfspanning over C3 moet minstens 5 volt bedragen om een goede begrenzing te verkrijgen.

De begrenzer zal goed werken bij de ontvangst van

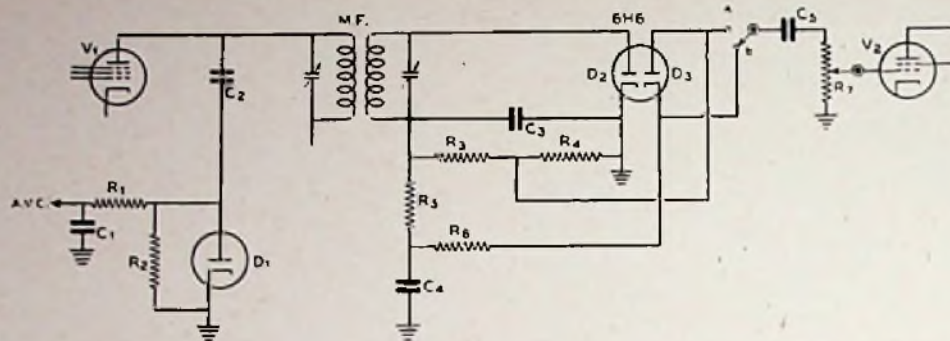


Fig. 29.

STORINGSBEGRENZER EN NEVENKRINGEN

Deze begrenzer is van het serie-type en regelt zich automatisch op het peil der draaggolf bij ontvangst van telefonie. Voor een behoorlijke werking moet minstens 5 volt ontwikkeld worden op de secundaire van de MF transformator

V1 = laatste MF buis
V2 = LF buis
A = begrenzer «aan».
B = begrenzer «uit».
R1, R2 - 1 megohm, ½ watt
R3, R4 - 250.000 ohm, ½ watt
(tolerantie 10 %)

R5, R6 - 1 megohm, ½ watt
R7 - 2 megohm pot.
C1 - 0,1 μ F, 200 V.
C2 - 50 μ μ F mica
C3 - 100 μ μ F mica
C4, C5 - 0,01 μ F.

ongemoduleerde telegrafie, indien de amplitude van de geïnjecteerde zwevingsfrequentiegolf niet te groot is. Hierbij is een vanaf het voorpaneel regelbare injectie wenselijk. Is dit niet voorzien in het toestel, dan moet de b.f.o. ingesteld worden op de kleinste mogelijke injectiespanning, die nog een behoorlijke zweeping geeft. Is dit gedaan, dan kan men een degelijke begrenzing der storingen en een goede zweeping bekomen door het behoorlijk regelen der versterkingsregelingen van HF en MF. Hierbij is natuurlijk verondersteld dat de ASR kortgesloten is voor de telegrafie-ontvangst.

ANDERE BEGRENZERSCHAKELING.

De schakeling van figuur 30 werkt zelfs nog iets doeltreffenders dan deze van figuur 29 en vergt slechts een weerstand en een condensator meer dan de voorgaande. Deze schakeling veroorzaakt eveneens slechts een verlies op het uitgangsvermogen van 2 db tegenover ongeveer 6 db in de eerste schakeling. De schakeling kan met evenveel doeltreffendheid gebruikt worden met gecombineerde diode-triode en diode-pentode buizen (6R7, 6SR7, 6Q7, 6SQ7 en gelijkaardige diode-triodes of 6B8, 6SF7, of gelijkaardige diode-pentoden) als diodedetector en eerste LF-trap. Voor de storingsbegrenzer D2 moet echter een afzonderlijke diode gebruikt. Deze diode mag de helft zijn van een 6H6, 6AL5, 7A6, enz., of het mag een in diode geschakelde triode zijn, zoals de 6J5, 6C4, of een gelijkaardig type. Merk op dat de afvoer van de sterkteregeling moet gebeuren naar de kathode (en niet naar de aarde), wanneer men een gecombineerde buis gebruikt als tweede detector en eerste LF. Dit betekent dat er in de schakeling van figuur 30 een verbinding zal bestaan tussen de met «X» gemerkte punten, daar de buis voor D1 en V1 een gemeenschappelijke kathode heeft. Desgewenst mag natuurlijk een afzonderlijke dubbele diode gebruikt worden voor D1 en D2, zoals in de schakeling van figuur 29. Het in- en uitschakelen van de begrenzer met behulp van de schakelaar S veroorzaakt praktisch geen variatie in het LF-uitgangsvermogen.

In alle begrenzerschakelingen met dioden, zoals de twee die beschreven werden, is het van belang dat het midden van de gloeispanning voor de begrenzerdiode zo dicht mogelijk bij het aardpotentiaal ligt. Dit betekent dat de middenaftakking van de gloeiwikkling, wanneer het maar enigszins mogelijk is aan de aarde moet verbonden worden, liever dan een zijde van de gloeispanning aan de massa te verbinden, zoals vaak ge-

schiedt. Wanneer één zijde van de gloeispanning geaard is, kan men last krijgen met brom, dit wegens de hoge weerstandswaarden, die in de begrenzerkring gebruikt worden.

De schakeling van figuur 30 werd met uitstekende uitslagen toegepast in verscheidene zelfgebouwde ontvangers. Ook sommige commerciële typen zijn ermee uitgerust.

Gebruikelijk kan men een zeer goede proef nemen namens de doeltreffendheid van de begrenzer in een bedrijfsontvanger door te luisteren naar de Loran-seinen op de oude 160-meter band. Zonder begrenzer zal men bij het ontvangen van een dezer stations een scherp,

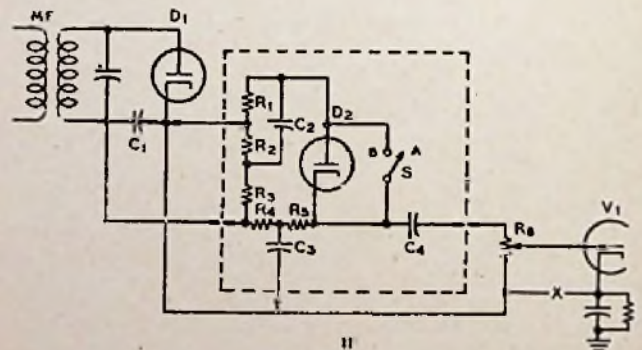


Fig. 30

VERBETERDE BEGRENZERSCHAKELING

Deze schakeling is van het zelfregelende serie-type en geeft minder vervorming met ongeveer dezelfde doeltreffendheid als begrenzer dan de schakeling van figuur 29.

V1 = LF buis
A = begrenzer «aan».
B = begrenzer «uit».
D1, D2 = 6H6, 6AL5, 7A6, enz.
R1 - 470 K, ½ watt.
R2 - 100 K, ½ watt.
R3 - 470 K, ½ watt.
R4, R5 - 1 megohm, ½ watt.
R6 - 1 megohm sterkteregelaar
C1 - 250 μ μ F mica
C2 - 10.000 μ μ F papier
C3 - 0,1 μ F papier
C4 - 10.000 μ μ F papier.

raspend geruis horen; schakelt men de begrenzer in, dan verdwijnt het geruis bijna geheel en hoort men slechts lichte, lage brom.

4-9. — SPECIALE BESCHOUWINGEN VOOR HET ONTWERP VAN ONTVANGERS OP ZEER HOGE FREQUENTIES.

TRANSMISSIELIJN-KRINGEN.

Bij steeds hoger wordende frequenties wordt het moeilijk een voldoende selectiviteit en impedantie te verkrijgen, wanneer men gewone spoelen en condensatoren als afstemkringen gebruikt. Anderzijds worden kwartgolf secties van parallel geleiders of concentrische transmissielijnen niet alleen beter, doch ze krijgen tevens praktisch bruikbare afmetingen.

Volle kwartgolflijnen resoneren ongeacht de verhouding tussen doormeter en afstand der geleiders — mits behoorlijk rekening te houden met de lengte der kortsluitschijf of -staaf. Een vrij aanzienlijke open-eind impedantie, Z_o , en selectiviteit, Q , kan verkregen worden met lijnen, die minder dan een kwartgolf bedragen en die aan het open einde belast zijn met capaciteit, op voorwaarde dat de condensator van uitstekende hoedanigheid is. Liefst gebruikt men hier koppen platen, die verbonden zijn aan geleiders zonder diëlectrische verliezen. Dit is natuurlijk van nog groter belang voor lijnen, die als frequentiecontrole gebruikt worden en licht belast zijn. Lijnen kunnen eveneens afgestemd worden (indien ze niet met capaciteit belast zijn) door de kortsluitschijf of -staaf te vervangen door een regelbare condensator.

Elke ongewilde straling van een koppellus of een weerstand, die in de lijn gekoppeld is, zal er de doeltreffendheid van verminderen. Lijnen, die veel korter zijn dan de kwartgolf, kunnen een belangrijke capaciteit vergen om terug tot resonantie te komen. De geverge capaciteit kan verminderd worden door het gebruik van een lijn met een grotere karakteristieke impedantie — d.i. een grotere afstand voor een dubbele lijn, of een kleinere inwendige geleider voor een gegeven uitwendige geleider in een coaxiale kabel. Voor de grootste selectiviteit of voor de beste frequentiecontrole in een oscillator moet de straal der geleiders gelijk zijn aan het vierde van de afstand tussen de geleiders (van middenpunt tot middenpunt gerekend), of in coaxiale kabels moet de diameter van de inwendige geleider het vierde bedragen van de diameter van de uitwendige pijp. Voor hoge impedantie, die bijna overal wenselijk is behalve voor de frequentiecontrole van een oscillator, mag de verhouding 1 op 8 of meer bedragen, waardoor ook de capaciteitsbelasting afneemt voor korte lijnen.

Een zeer grote afstand tussen de geleiders van een lijn is niet wenselijk, wanneer de mogelijkheid bestaat dat de kortsluitstaaf gaat stralen, waardoor er stralingsweerstand in de afstemkring gekoppeld wordt en de impedantie afneemt. De actieve oppervlakte der geleiders dient bij voorkeur uit koper of zilver te bestaan. Ook een dun laagje chroom over het koper schenkt vrij veel voldoening, zoals eveneens een oppervlakte uit aluminium. De geleidbaarheid van de inwendige geleider in een coaxiale afstemkring is van veel groter belang dan deze van de uitwendige, dit wegens de veel kleinere diameter.

AFSTEMMING VAN KORTE LIJNEN.

Ge plooide buizen aan het open einde van een transmissielijn veroorzaken een capaciteit, die de resonantielengte kleiner doet worden dan de kwartgolf. Ditzelfde is waar voor de belastingscapaciteit. In welke mate de lijn verkort wordt, hangt af van haar impedantie. Deze wordt gegeven door de vergelijking voor de resonantie :

$$\frac{1}{2\pi fC} = Z_o \tan l$$

waarin $\pi = 3,1416$,

f = de frequentie,
 C = de capaciteit,
 Z_o = de karakteristieke impedantie van de lijn
 $\tan l$ = de tangens van de elektrische lengte in graden.

De karakteristieke impedantie van dergelijke lijnen kan berekend worden uit de vergelijking

$$Z_o = 276,4 \log_{10} (D/r) \text{ ohm}$$

voor een dubbele lijn en

$$Z_c = 138,15 \log_{10} (b/a) \text{ ohm}$$

voor coaxiale lijnen, waarin Z_c = de karakteristieke impedantie, \log_{10} = de gewone logaritmen, D en r = respectievelijk de afstand middenpunt-tot-middenpunt en de straal van de geleiders in een dubbele lijn, b en a = resp. de inwendige diameter van de uitwendige geleider en de uitwendige diameter van de inwendige geleider in een coaxiale lijn. Grafieken, die de karakteristieke impedanties aangeven voor parallel geleiders en voor coaxiale kabels, kan de lezer vinden in hoofdstuk 11.

De capacatieve reactantie van de capaciteit over het einde bedraagt $1/(2\pi fC)$ ohm. Voor resonantie moet dit gelijk zijn aan de karakteristieke impedantie vermenigvuldigd met de tangens van elektrische lengte (in graden, waarbij 90° gelijk is aan een kwartgolf). Men zal vaststellen dat de dubbele capaciteit een lijn tot resonantie zal brengen, die slechts de helft van de karakteristieke impedantie heeft. Zo zal eveneens een gegeven capaciteit een dubbel belastingseffect geven, wanneer de frequentie verdubbeld wordt.

De bijgaande grafiek (fig. 31) kan gebruikt worden om de nodige lijnlengte te bepalen in functie van de capaciteit. Gebruik voor de 2 meter band (147 MHz) de kromme voor 49 MHz, doch deel de schalen der capaciteit en der lijnlengten door drie. D.w.z., indien een 81,04 ohm lijn van 36 duim lang met $30 \mu\mu\text{F}$ zal afgestemd zijn op 49 MHz, dan zal een 81,04 ohm lijn van 12 duim afgestemd worden op 147 MHz met een condensator van $10 \mu\mu\text{F}$. Zo zal ook een lijn met dezelfde impedantie van 60 duim lang op 28 MHz afgestemd worden met een capaciteit van $56,40 \mu\mu\text{F}$. Dit is al een hele condensator, doch deze waarde kan verminderd worden door de lijnimpedantie te verdubbelen tot 162,08 ohm. In ieder geval zal deze kring beter zijn dan een spoel zowel op gebied der versterking als der selectiviteit. De aangeduide capaciteit behelst ook de kringcapaciteit; in het geval van een mengtrap voraafgegaan door een HF-trap, zal deze kringcapaciteit met eikelbuizen ongeveer $10 \mu\mu\text{F}$ bedragen, waarin $3 \mu\mu\text{F}$ aangenomen werden als minimum capaciteit van de condensator.

KOPPELING DER LIJNEN.

Het is mogelijk op lijnen, samengesteld uit parallel opende staven, koppelingen te maken door rechtstreeks op één of op beide staven aftakkingen te maken, liefst echter door een condensator heen, indien er een d.c.-spanning aanwezig is. Vaker echter wordt een « haarspeld » inductief gekoppeld aan de zijde der kortsluitingsstaaf, hetzij met de kortsluitingsstaaf, hetzij met de staven, hetzij met beiden. Dit geeft dan meestal een balansbelasting. Koppelt men een lus, die niet in evenwicht is ten overstaan van de aarde, dan kan elke resulterende onevenwichtigheid, die in de staven gereflecteerd wordt, verminderd worden met behulp van een eenvoudig Faraday-scherm, bestaande uit enkele parallel draden tussen de haarspeldlus en de staven. Deze draden worden slechts aan éne zijde aan elkaar en aan de aardverbinding gesoldeerd.

Een onevenwichtige aftakking op een coaxiale resonantiekring kan rechtstreeks op de inwendige geleider gemaakt worden op het gepaste punt. Voor lage impedanties, zoals een feeder met concentrische lijn, kan men een kleine lus van een halve toer rechtstreeks door een opening in de uitwendige geleider naar binnen voeren. De afmetingen van de lus en zijn nabijheid met

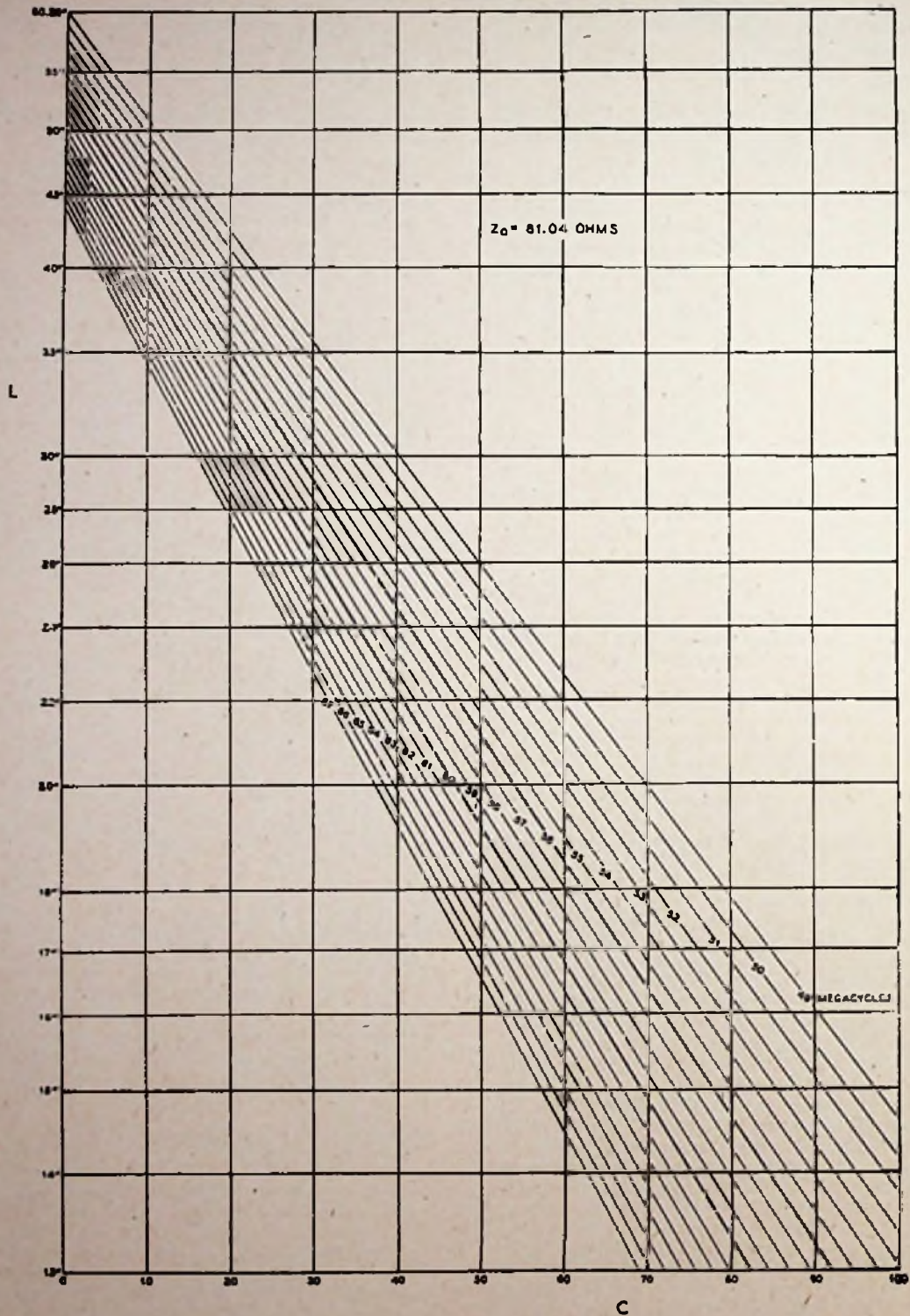


Fig. 31.

GRAFIEK VAN DE NODIGE CAPACITEIT OM
KORTGESLOTEN LIJNEN VAN 81 OHM KARAK-
TERISTIEKE IMPEDANTIE TOT RESONANTIE TE
BRENGEN.

Zie de tekst voor toepassing op andere frequenties en voor andere karakteristieke impedanties. De grafiek is rechtstreeks toepasselijk op coaxiale kabels en door

omzetting op open lijnen (zie eveneens tekst).

L = lengte van de transmissielijn in duim

C = afstemcapaciteit in $\mu\mu F$.

de inwendige geleider bepalen de impedantieaanpassing en de belasting. Het aanbrengen van een dergelijke lus in de nabijheid van de kortsluitingsschijf verandert de afstemming niet veel, tenzij bij overkoppeling. Verschillende koppelkringen worden gegeven in figuur 32.

RESONANTIEHOLTEN.

Een holte is een gesloten, metalen, resonerende ruimte. Soms spreekt men ook van rhumbatron. De holte, die zowel zelfinductie als capaciteit heeft, is beter als

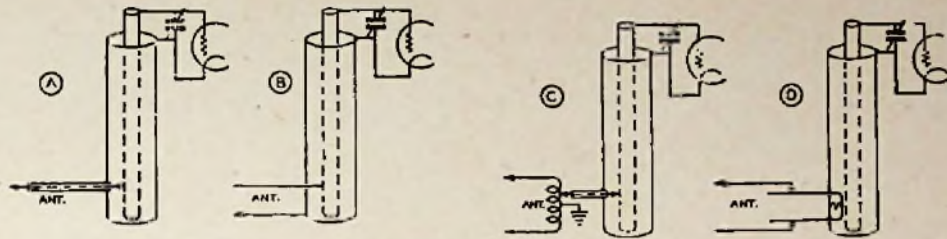


Fig. 32.

METHODEN OM DE ANTENNE MET EEN COAXIALE RESONANTIEKRING TE KOPPELEN.

- (A) Koppeling van een concentrische voedingslijn met een concentrische resonantiekring.
- (B) Onevenwichtige koppeling van een dubbele lijn met een concentrische resonantiekring.
- (C) Gemengde koppeling van een dubbele lijn met een concentrische resonantiekring.
- (D) Gebruik van een evenwichtige lus voor het verkrijgen van een goede koppeling tussen een dubbele lijn en een concentrische resonantiekring.

afgestemde kring dan het stel spoel-condesator en het stel capaciteit-belaste transmissielijn op uiterst hoge frequenties, waar gewone L en C componenten, zelfs de best verzorgde, zich onbruikbaar tonen, wegens de uiterst kleine fysische en elektrische afmetingen, die ze moeten hebben. Microgolf-holten hebben hoge Q-factoren en zijn beter dan gewone afgestemkringen. Ze kunnen gebruikt worden op de wijze van absorptie-golfmeters of als afgestemde kringen in andere HF-test-instrumenten en in microgolfzenders en -ontvangers.

Resonantieholtten zijn gewoonlijk aan alle zijden gesloten en hun wanden bestaan uit materiaal, dat elektrisch geleidend is. In sommige vormen zijn echter kleine openingen aanwezig voor het aanvoeren der besturing. Men heeft resonantieholtten gemaakt in allerlei vormen, waartussen volle bollen, gegolfde bollen, bollen met allerlei inspringende kegels, cylinders, prisma's (met inbegrip van de kubus), ellipsoïden, ellipsoïden-hyperboloiden, en verschillende typen met inspringende wanden. In hun eenvoudigste vormen gelijken ze enigszins op dozen of bussen.

De holte is in feite een lineaire kring, maar is beter dan de transmissielijn. De holte resonanceert op ongeveer dezelfde wijze als een ton of een gesloten ruimte met weerkaatsende wanden, waarin een geluid gevoerd wordt. Iedereen kent het verschijnsel van de versterking van het geluid van een critieke frequentie in een ton of een kamer.

Daar de electromagnetische energie en de daarmee verbonden electrostatische energie hier en daar in de holte op een of andere wijze oscilleren, gelijken de holtten aan de golfgeleiders. De werkwijze in een holte is afhankelijk van de wijze waarop de microgolf geïnjecteerd wordt. Er kunnen harmonischen van de grondfrequentie aanwezig zijn.

Figuur 33 tekent de ontwikkeling van een eenvoudige cilindrische holte. Andere vormen kunnen op gelijkaardige wijze ontleed worden. Nadat zulke holtte ontwikkeld is, moet men nog de microgolfenergie in de holte invoeren om deze in resonantie te brengen op dezelfde frequentie als de overeenstemmende L-C-kring. Men kan deze energie invoeren door middel van een concentrische test (fig. 34-A), een lus (34-B), een holte (34-C) of holtten, die met een rooster bedekt zijn, dit wanneer de holtten in een electronenbuis opgenomen zijn (34-D); man kan dit eveneens doen met behulp van een aangehechte golfgeleider.

De resonantiefrequentie van een holte kan desgewenst veranderd worden met behulp van een metalen bol, zoals in figuur 35-A of met een beweegbare metalen schijf (zie fig. 35-B). Is de schijf in het midden van de holte, dan is de resonantiefrequentie het kleinst, omdat de schijf de electrostatische (E) lijnen kortsluit aan de top of op de bodem van de holte is, is de resonantiefrequentie het hoogst omdat de schijf de magnetische (H) lijnen kortsluit en de effectieve zelfinductie verkleint. Een holte, die te klein is voor een gegeven golflengte, zal niet oscilleren.

De resonantiefrequentie van eenvoudige bolvormige, cilindrische en kubusvormige holtten kunnen zeer eenvoudig berekend worden voor een gegeven geval. De golflengte (in centimeters) wordt als volgt door de resonantieformulen gegeven :

- Voor de cylinder $\lambda_r = 2,6 \times$ straal.
- Voor de kubus $\lambda_r = 2,83 \times$ de helft van een zijde.
- Voor de bol $\lambda_r = 2,28 \times$ straal.

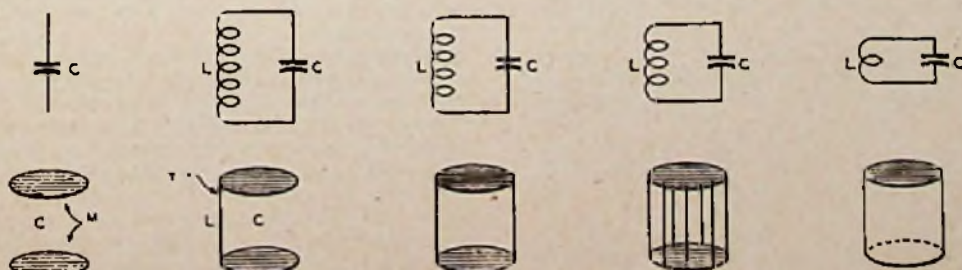


Fig. 33.

ONTWIKKELING VAN EEN RESONANTIEHOLTE.

- (1) Twee evenwijdige metalen schijven M vormen een condensator (C).
- (2) Een kortsluitstaafje (T) tussen de schijven vormt een zelfinductie (L) in parallel met C.
- (3) Door het bijvoegen van en tweede staafje vermindert men de zelfinductie op de helft en verhoogt men de resonantiefrequentie.
- (4) Door nog meer staafjes aan te brengen verhoogt men verder de frequentie.
- (5) Een oneindig aantal staafjes in nauw contact vormt een cylinder, die met twee schijven gesloten is. L is zeer klein.

$$Fr = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

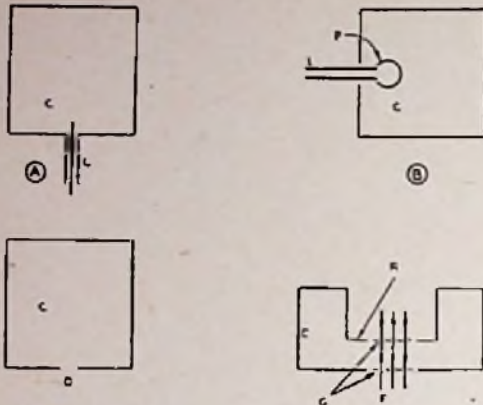


Fig. 34.

STUURMETHODEN VOOR EEN RESONANTIEHOLTE

- F = electronenbundels.
- C = holte.
- G = roosters.
- F = electronenbundels.
- L = concentrische lijn
- P = lus.
- O = opening.

R = inspringend deel ter compensatie van de verhoging van de electronenlooptijd.

VLINDERKRINGEN.

In tegenstelling met de resonantieholtte, die in zijn oorspronkelijke vorm een inrichting is, die slechts over een zeer beperkte band kan afgestemd worden, is de vlinderkring een afstembare resonator, die over een brede microgolffband kan afgestemd worden. De vlinderkring gelijkt fel op een gewone combinatie spoel-draaicondensator, met uitzondering van het feit dat zowel zelfinductie als capaciteit verenigd zijn in iets wat eruit ziet als een draaicondensator alleen. De Q van deze inrichting is iets kleiner dan die van een afstemkring met concentrische lijn, doch volstaat volledig voor talrijke toepassingen.

Figuur 36-A toont de constructie van een enkele vlindersectie. De vliedervormige rotor, waarvan de benaming werd afgeleid, draait tegenover een ongewone stator. De twee sectoren van de stator zijn verbonden door een metalen band, die een integrerend deel vormt met de stator en deze geeft de zelfinductie aan de kring. Wanneer de rotor zo gesteld is, dat hij de openingen in de stator vult (deze stand wordt weergegeven in figuur 36-A), dan is de zelfinductie van de kring tot een minimum herleid. Wanneer de rotor de door de stippellijn aangeduide stand inneemt, dan is de zelfinductie maximum. Het afstembereik van praktische vlinderkringen heeft een verhouding van 1,5 op 1 tot 3,5 op 1.

De rechtstreekse verbindingen met de kring kunnen gemaakt worden op de punten A en B. Bij balansverking kunnen de punten C of D een middenaftakking

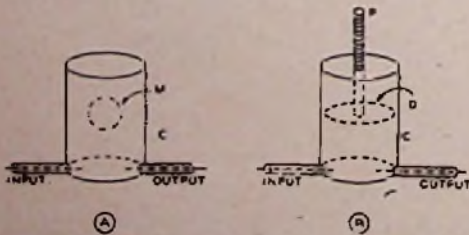


Fig. 35

AFGESTEMDE RESONANTIEHOLTEN

- C = holte.
- M = metalen bol.
- P = steel.
- D = beweegbare schijf.

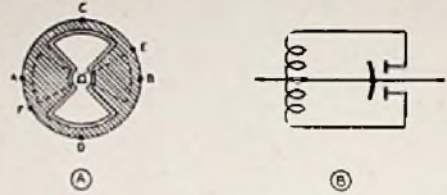


Fig. 36.

VLINDERKRING

(electrisch middenpunt) geven. Een koppeling kan verwezenlijkt worden met behulp van een kleine lus van een toer, die dicht bij de punten E of F gebracht wordt. De vlinderkring veroorzaakt dus een doorlopende variatie zowel van zelfinductie als van capaciteit, zoals aangeduid wordt door de equivalente kring in figuur 36-B.

Men kan verscheidene vlindersecties in parallel schakelen, zoals vaak met draaicondensatoren geschiedt. Het in parallel schakelen van verscheidene secties heeft voor gevolg, dat door het samenvoegen in parallel van de zelfinducties de totale zelfinductie van de kring vermindert, terwijl de samenvoeging van stators en rotors de totale capaciteit verhoogt, evenals de verhouding van de maximum tot de minimum capaciteit.

In de laatste tijd werden de vlinderkringen vooral toegepast in oscillatoren voor zenders, in supers en heterodyne frequentiemeters van de groep van 100 tot 1000 MHz.

ONTVANGERKRINGEN.

In het bereik boven 100 MHz hebben de hierboven beschreven resonantiekringen in grote mate de gevone spoel-condensatorkringen vervangen. Afgestemde, korte lijnen en vlinderkringen worden gebruikt in het bereik van 100 MHz tot zowat 3500 MHz; boven 3500 MHz gebruikt men bijna uitsluitend resonantieholtten. Deze worden trouwens ook zeer veel gebruikt tussen 2000 MHz en 3500 MHz.

Om nuttig te zijn moet zelfs een volmaakte kring met iets gekoppeld zijn. Het rooster van een vacuumbuis vertoont op korte golven voor de afstemkringen een lage schijnbare weerstand. Op 60 MHz bedraagt deze ongeveer 2300 en 2500 ohm voor resp. de 6L7 en de 1852, in vergelijking met de 54.000 voor de eikelbuisen 954 en 956 en de nieuwere, goedkopere knopbuisen 9001 en 9003. Gewone ontvangpentoden hebben zelfs op 30 MHz een betrekkelijk lage ingangswaerstand, waardoor de effectiviteit van de beste afstemkring daalt. Met stijgende frequentie komt er voor elke buis een punt waarop de uitgang niet groter is dan de ingang, terwijl bovendien op de uitgang nog grondruis van de thermische agitatie bij het sein gevoegd is. Dit maakt het gebruik van speciale buizen voor zeer hoge frequenties boven een bepaalde frequentie noodzakelijk.

In een behoorlijk ontworpen ontvanger wordt de thermische agitatie in de eerste afstemkring versterkt door de opeenvolgende buizen en overheerst in de uitgang. Om een goede verhouding sein-grondgeruis te bekomen moet men bijgevolg streven naar een hoge versterking in de HF-trap zonder terugkoppeling. Het grondgeruis kan beperkt gehouden worden door zorgvuldig op dit punt te letten. Een mengbuis geeft ongeveer 3/10 van de versterking van een HF-buis van hetzelfde type; het is dus aan te raden de mengtrap te doen voorafgaan door een doeltreffende HF-trap. Het is eveneens van belang een goede HF-selectiviteit te hebben voor de eerste detector om de storing te verminderen, die veroorzaakt wordt door zwingingen tussen de storingen op een frequentie en de storingen op een andere frequentie, wat een nieuwe storing kan doen ontstaan op de middenfrequentie in een super of op een hoorbare frequentie in een ontvanger met rechtstreekse versterking.

Men bereikt de frequentiegrens van een buis wanneer men als afstemkring de kortst mogelijke uitwendige verbindingen gebruikt, behalve voor uitzonderlijke

oscillatiesoorten. Gewoonlijk zullen versterkers op hogere frequenties kunnen werken dan oscillatoren. Voor een behoorlijk rendement van de versterker is het van belang de afstemcondensatoren zo op te stellen dat de verbindingen en het geraamte van de condensator zo weinig mogelijk zelfinductie hebben, anders kunnen deze verbindingen verlengd worden tot de elektrische lengte van de halve golf. Draden en onderdelen worden best beschouwd als gedeelten van transmissielijnen in plaats van als weerstanden, capaciteiten en zelfinducties.

Zolang kleine trioden en pentoden normaal werken, verdienen ze de voorkeur als buizen voor zeer hoge frequenties boven de andere ontvangmethoden. De ingangswaerstand van deze buizen beperkt echter de frequentie waarop ze kunnen afgestemd worden. De ingangswaerstand, die op een zeer kleine waarde valt op zeer korte golflengten, beperkt de versterking van de trap en vermindert de afstemscherpte. De invloed van deze factoren kan geremd worden door het rooster op de ingangskring af te takken, indien men ten minste een redelijk goede afstemkring gebruikt.

BUIZEN VOOR ZEER HOGE FREQUENTIES.

De eerste buis in een ontvanger voor zeer hoge frequenties (ZHF) is van zeer groot belang om het sein boven het in de opeenvolgende buizen verwekte grondgeruis op te voeren; hierom verdienen de kleine ZHF-typen steeds de voorkeur. Terugkoppeling verhoogt de totale versterking zonder de verhouding sein-grondgeruis te verbeteren, op voorwaarde dat de selectiviteit van de trap met terugkoppeling niet bepalend is voor de totale selectiviteit van de ontvanger.

Buizen, gebaseerd op de principes van roostersturing en diode-gelijkrichting, werden gemoderniseerd door toepassing van verschillende hulpmiddelen en zijn nu, voor sommige typen, bruikbaar tot op 4000 MHz. Boven deze frequentie wordt de elektronenlooptijd de beperkende factor en dan moet men op nieuwe principes beroep doen. Over het algemeen slaan de verbeteringen op:

- (1) de vermindering van de elektrodenafstand, waardoor de elektronenlooptijd kleiner wordt;
- (2) de vermindering der oppervlakte der elektroden, waardoor de capaciteit tussen elektroden kleiner wordt;
- (3) het korter maken van de verbindingen voor het uitbrengen der elektroden, dit hetzij door heel de buisstructuur zo dicht mogelijk bij de basis op te bouwen, hetzij door de afzonderlijke elektroden rechtstreeks door de ballon op de dichtbijgelegen punten naar buiten te voeren.

Door de vermindering van de zelfinductie der verbindingen en van de capaciteiten tussen elektroden werden de resonantiefrequenties, eigen aan de constructie van de buis, zowel op de ingang als op de uitgang in belangrijke mate verhoogd.

Tussen de buizen, waarin een of meer van de boven vermelde middelen toegepast zijn, vinden we van de nieuwere octaltypen (voorin de serie 1,4 volt), HF-eikelbuizen, knopbuizen en de nieuwe vuurtorenbuizen. De knop-triode 6J4 bereikt 500 MHz. De eikeltriode 6F4 wordt aanbevolen tot 1000 MHz. De knopdiode 1A3 heeft een resonantiefrequentie op 1000 MHz, terwijl de eikeldiode 9005 resonanceert op 1500 MHz. De vuurtorenbuis 2C40 kan als oscillator gebruikt worden tot op 3500 MHz.

KRISTALGELIJKRICHTERS.

Meer dan twintig jaar geleden was de (minerale) kristalgelijkrichter algemeen verspreid. Goedkope buizen verdrongen het broze en betrekkelijk ongevoelige kristal volledig, al bleef het nog jaren in gebruik, na zijn verdwijning als ontvangeronderdeel, als gelijkrichter in absorptie-golfmeters.

Thans krijgt de kristaldetector opnieuw een belangrijke plaats in de verbindingstechniek op microgolven. Het kristal wordt gebruikt als detector en als mengler in ontvangers en testinstrumenten, die op uiterst hoge frequenties gebruikt worden. Op sommige frequenties

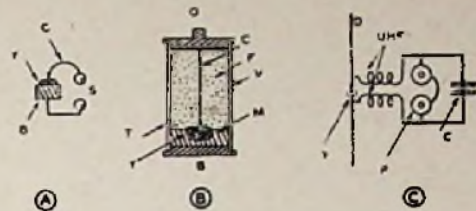


Fig. 37.

MICROGOLF KRISTALDETECTOR

- (A) C = contactdraadje.
B = metalen basis.
Y = kristal.
S = klemmen.
- (B) C = contactdraadje.
M = metalen basis.
Y = kristal.
T = houder in ceramiek.
F = vulstof.
V = vulopening
O = koperen klemmen
- (C) D = microgolf dipoolantenne.
Y = kristaldetector.
C = ontkoppelcondensator
P = koptelefoon
UHF = UHF smoorspoelen.

van het microgolfbereik is het kristal de enige bruikbare detector en mengler. De hoofdvordelen van de kristalgelijkrichter zijn de zeer lage capaciteit, de afwezigheid van moeilijkheden met elektronenlooptijden en zijn werking met slechts twee verbindingen. Het gebruik ervan vergt noch batterij, noch a.c.-voedingsinrichting.

De kristaldetector bestaat in hoofdzaak uit een klein stukje silicium of germanium, dat vastgemaakt is in een houder met laag smeltpunt, en waarop een contactpuntje rust dat gevormd wordt door een klein, spiraalvormig en verend draadje («kattensnor»). Dit wordt afgebeeld in figuur 37-A.

De ingewikkelde fysische werking van de kristalgelijkrichting valt buiten het bestek van dit boek. Het kan volstaan hier vast te stellen dat de stroom enkele honderden tot enkele duizenden malen gemakkelijker in de ene richting door het kristal vloeit dan in de andere. Bijgevolg zal een wisselstroom (dus ook een stroom met een microgolffrequentie) door de kristaldetector gelijkgericht worden. De belasting, waardoor de gelijkgerichte stroom vloeit, kan in serie of in shunt met het kristal geplaatst worden; echter wordt de eerste methode verreweg het meest gebruikt. Sommige puntjes op de oppervlakte van het kristal verdragen veel hogere uitgangsimpedansen dan de andere. Daarom tracht men het contactpunt op een dergelijk punt in te stellen.

Is het contactpunt op een of andere wijze definitief in contact gebracht met een dergelijk gevoelig kristalpunt, dan heeft men een vaste kristaldetector, die geen verdere afregeling meer vergt. De grondvorm van een moderne, vaste kristaldetector, die gedurende de tweede wereldoorlog ontwikkeld werd voor microgolven, vooral voor radar, wordt in figuur 37-B afgebeeld. Wanneer men in de fabriek het contact op het gevoeligste punt van het kristal heeft ingesteld, en men de drukking behoorlijk heeft geregeld, dan wordt door een opening een vulstof ingespoten om het contactpunt definitief in de gepaste stand te houden.

Kristaldetectoren kunnen gemakkelijk beschadigd worden door sterke plaatselijke seimen, die hun gevoelige punten vernietigen. Wanneer ze echter voorafgegaan zijn door HF-versterkers of heterodyne oscillatoren dan kan het aangevoerde sein tot een veilige waarde beperkt worden door een zorgvuldig ontwerp en een nauwkeurige afregeling van de schakeling. Kristalmenglers in radarontvangers worden beschermd door een gasgevulde diode, die over de resonantieholte ge-

schakeld is en die iedere maal doorslaat, als de zender in werking treedt.

Figuur 37-C toont de eenvoudigste microgolfontvanger, waarin een kristaldetector gebruikt wordt. Vervangt men de koptelefoon door een d.c.-micro-ampere-meter, dan bekomt men een zeer eenvoudige veldsterktemeter.

ONTVANGERS MET SUPERREACTIE.

Een eenvoudige, doch doeltreffende ontvanger voor UHF is, mits behoorlijke afregeling, de ontvanger met superreactie. De theorie van deze ontvanger werd in het begin van dit hoofdstuk besproken; een praktische verwezenlijking vindt men in hoofdstuk 14.

SUPER-ONTVANGERS.

Al vergen ze het gebruik van meer buizen, toch zijn de supers wat minder critiek voor behoorlijke afregeling dan ontvangers met superreactie. De supers werden in hun bijzonderheden in dit hoofdstuk beschreven. Zij hebben het voordeel geen brede, ruwe storingen te verwekken in de naaste omgeving en hebben een betere selectiviteit. Het vraagstuk dat zich bij hen stelt is het verkrijgen van een gepaste injectie van de oscillators spanning, zodat men een voldoende conversieversterking bekomt. Injectie op het rem- en het schermrooster vergt een sterke oscillator, indien het stuurrooster van de mengbuis behoorlijk afgeschermd is; is dit niet het geval, dan zal het lek van het stuurrooster roosterinjectie verwekken. Deze laatste methode (die vaak door de buisfabricanten aangeraden wordt voor de beste versterking op UHF) veroorzaakt ook het gemakkelijkst « frequentieverschuiving », doch dit kan vermeden worden door een behoorlijke bouw en het gebruik van een hoge MF.

De kathode-injectie wordt door de fabricanten niet aangeraden, daar een lange kathodeverbinding het looptijd-effect verhoogt en de schijnbare ingangswaerstand van de buis verlaagt; in verschillende goede ontvangers voor zeer hoge frequenties werd echter gebruik gemaakt van deze variëte van de roosterinjectie, door de kathodes van de mengbuis rechtstreeks te koppelen op de afstemkring van de oscillator, waarbij zorg gedragen werd zeer weinig zelfinductie te hebben tussen de aftakking en de aarde en in de afvoer van rooster en anode.

Voor een UHF-super heeft men een stabiele, bromvrije oscillator nodig. Kleine buizen zoals de 955, 6C4 en 9002 geven in dit gebruik voldoende. Smoorspoelen in de gloeispanningsleidingen kunnen de brom verminderen in de gevallen, waar de kathode boven het aardpotentiaal dient gehouden te worden. Men kan frequentievermenigvuldigers of een hoge MF gebruiken om de frequentie van de oscillator te verminderen. Wanneer men een afstembare ontvanger als MF-kanaal gebruikt, kan men een oscillator met kristalsturing gebruiken.

Ook hier kan een HF-versterker voordeel opleveren om te beletten dat de oscillator zou uitstralen en om de beste verhouding sein-storing te verkrijgen. Daar de versterking van de HF-trap meestal groter zal zijn dan deze van de mengtrap, zal de uitgang ervan helpen om het verder in het toestel verwekte grondgeruis te overstemmen. Het gebruik van transmissielijnsecties in plaats van spoelen kan de versterking verhogen en de afregeling en de gelijkloop vereenvoudigen.

Een sterk ingangsein, door het gebruik van een zorgvuldig ontworpen antenne en voedingslijn en van een behoorlijke koppeling met de ingang van de ontvanger, zijn essentieel voor het verkrijgen van een maximum resultaat. Voedingslijnen met afscherming of in balans, om het opvangen van uitwendige storingen te verhinderen, zijn zeer nuttig. De beste antennesystemen zijn meestal deze die het beste rendement geven in hoeken, die de horizontale lijn benaderen.

4-10. — HET TRIMMEN VAN DE ONTVANGER.

Een eenvoudige ontvanger met terugkoppeling vereist weinig afregeling behoudens deze, die noodzakelijk is

voor een behoorlijke afstemming en een zachte terugkoppeling over de gewenste bereiken. Ontvangers met rechtstreekse versterking en supers vergen echter een nauwkeurige afregeling om de hoogst mogelijke gevoeligheid en selectiviteit te kunnen geven.

Met een ontvanger kan men enkel goede uitslagen verkrijgen wanneer hij behoorlijk afgeregeld is. Hieronder geven we de meest praktische werkwijze om dit te bereiken.

INSTRUMENTEN.

Slechts een klein aantal instrumenten zijn nodig om een ontvanger met een hele reeks buizen te trimmen; de bijzonderste hiervan zijn de gemoduleerde meetzender en een d.c. en a.c.-voltmeter. Deze meters zijn van belang voor het regelen van de spanning op elk punt van de schakeling. Indien de a.c.-voltmeter van het type met contact-gelijkrichter (zogenaamde oxymetaalcel) is, dan kan hij tevens gebruikt worden als outputmeter, door hem aan te schakelen over de uitgang van de ontvanger, wanneer deze op een gemoduleerd sein afgestemd wordt. Wanneer het sein een vaste toon is, zoals het sein van de gemoduleerde meetzender, dan zal de outputmeter de waarde van het gedetecteerde sein aanduiden. Op deze wijze kan het trimmen visueel gevolgd worden op de meter in plaats van het verhogen en het verminderen van de uitgangsimpulsintensiteit op het gehoor te ramen.

AFREGELING VAN EEN ONTVANGER MET RECHTSTREEKSE VERSTERKING.

Het trimmen van een ontvanger met rechtstreekse versterking met meerdere trappen geschiedt op dezelfde wijze als het trimmen van een enkele trap. Heeft de detector een terugkoppeling, dan wordt iedere voorafgaande trap achtereenvolgens getrimd, terwijl de afstemkring van de detector ingesteld blijft op het testsein; dit laatste kan een sein van een station zijn, of het sein van de meetzender, die los gekoppeld is met de antenne-invoerdraad. Gedurende deze afregeling moet de regeling van de HF-versterking ingesteld blijven op maximum gevoeligheid, dit is de veronderstelling dat de HF-versterker stabiel is en niet oscilleert. Oscilleren is hier een teken van onvoldoende ont koppeling of afscherming. Vaak kan een gevoelige ontvanger ruw getrimd worden door het afregelen op maximum ontvangst van storingen.

AFREGELING VAN SUPERS.

Het trimmen van een super is een werkje dat veel zorg en veel geduld vergt. Men moet er nooit aan beginnen zonder volledig te begrijpen wat er feitelijk hoeft te geschieden en zonder rijkelijk de tijd te hebben om het tot een goed einde te brengen. Hier mogen geen trukjes gebruikt om het in te korten: elke kring moet afzonderlijk en nauwkeurig getrimd worden, indien de ontvanger zijn maximum uitslag moet geven. De nauwkeurigheid van elke regeling hangt af van de nauwkeurigheid waarmee de voorgaande werd uitgevoerd.

Het trimmen van een super vergt:

- (1) een goede gemoduleerde meetzender, die de HF en MF-banden bestrijkt en uitgerust is met een +B-schakelaar;
- (2) de nodige schroevendraaiers en buissleutels om de verschillende HF en MF-trimmers te regelen;
- (3) een of andere, aangepaste afstemindicator, zoals een voltmeter met gelijkrichter cel of een buisvoltmeter.

Gedurende de gehele bewerking, behalve indien anders aangeduid, moet de versterkingsregeling van de HF-versterker op maximum ingesteld blijven, de zwingoscillator uitgeschakeld en de ASR kortgesloten. Is het uitgangsvermogen van de ontvanger te sterk, dan kan men zulks verminderen met behulp van de LF-sterkteregeling of met de attenuator van de meetzender, doch nooit met behulp van de regeling der HF-versterking.

AFREGELING VAN DE MF.

Na de ontvanger aan een nauwkeurig electrisch en mechanisch onderzoek onderworpen te hebben en na het herstellen van iedere fout, die men gebeurlijk zou ontdekten hebben in de bedrading of in de waarden der onderdelen, kan men als eerste stap de MF-versterker trimmen.

De spoelen van de HF-versterker (indien aanwezig), van de mengtrap en van de HF-oscillator moeten op hun plaats zijn. Het is zonder belang welke spoelen ingestoken werden.

Men stelt de meetzender in op de frequentie, waarop de MF-versterker moet werken en men verbindt het rooster van de laatste MF-trap met de seinklem van de meetzender doorheen een kleine condensator. Dan regelt men de twee trimcondensatoren van de laatste MF-transformator (deze tussen de laatste MF-trap en de tweede detector) tot het punt, waarop de output-meter de maximum uitslag geeft.

Iedere MF-trap wordt op dezelfde wijze getrimd; de seinleiding wordt trap na trap mee naar de kant van de ingang van de ontvanger verplaatst. In iedere nieuwe stand zal de uitgangsterkte verhoogd en dit kan men verminderen door de attenuator van de meetzender op kleinere waarden in te stellen. De laatste regeling moet gemaakt worden op de eerste MF-transformator, waarbij de seinleiding vastgemaakt wordt op het stuurrooster van de mengbuis. Gebeurt het noodzakelijk zijn dit rooster los te maken van de spoel; dan wordt het naar de aarde afgevoerd door een weerstand van 1000 tot 5000 ohm en de koppeling met de seingenerator geschiedt dan, zoals anders, doorheen een kleine condensator.

Is deze laatste trimming uitgevoerd, dan is het een goede gewoonte het MF-kanaal geheel te hernemen en de gemaakte regeling even bij te werken voor elke MF-transformator. Het is zelfs noodzakelijk deze na-regeling uit te voeren op ontvangers, die geen kristal-filter hebben en waar de eenvoudige regeling van de MF-versterker definitief is.

MF MET KRISTALFILTER.

Er bestaan verschillende methoden om een MF-versterker met kristalfilter te trimmen. Degene die hier volgt heeft echter bewezen in ieder geval voldoening te schenken. Indien men weet, dat het te trimmen MF-kanaal sterk ontregeld is of indien het gaat om het trimmen van een nieuwe ontvanger, dan moet het kristal zelf eerst gebruikt worden om de frequentie van de meetzender te controleren. De schakeling van figuur 38 kan hiertoe gebruikt worden. In deze schakeling zal het kristal op zijn anti-resonantiefrequentie oscilleren, terwijl het filter op de resonantiefrequentie werkt. Deze twee frequenties zijn echter voor de eerste afregelingen voldoende dicht bij elkaar.

Als V1 kan men elke triode met grote steilheid zoals de 6J5 of een als triode geschakelde pentode of beamtetrode, zoals de 6SG7 of de 6V6, gebruiken. De a.c.-anodespanning, die gebruikt wordt om de nodige gemoduleerde toon te verkrijgen, kan bekomen worden door een rechtstreekse verbinding met de anode van de gelijkrichterbuis in de voedingsinrichting van de ontvanger.

Voor de uiteindelijke afregeling van een nieuwe ontvanger of voor het bijtrimmen van een ontvanger, die reeds getrimd werd, maar die ervan verdacht wordt

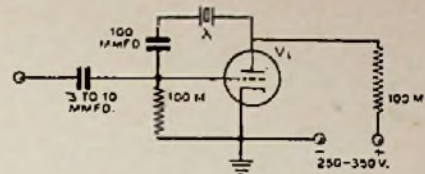


Fig. 38.

KRISTAL TESTOSCILLATOR

Men kan het filterkristal in een oscillator zoals deze plaatsen om de eerste afregeling uit te voeren. De uiteindelijke regeling moet geschieden met het kristal in werking in de ontvanger.

een beetje ontregeld te zijn, moet het kristal in de ontvanger aangebracht worden; dan geeft men langs het rooster van de mengtrap een ongemoduleerd sein van de meetzender naar de MF. De b.f.o. moet uitgeschakeld zijn en het kristalfilter ingeschakeld; de meetzender wordt dan traag verstemd om de top van het kristal te vinden. De «S»-meter van de ontvanger of een micromilliamperemeter in serie met de belastingsweerstand van de tweede detector kan als indicator gebruikt worden. Wanneer men de top van het kristal gevonden heeft, kunnen alle MF-transformatoren op deze frequentie getrimd worden.

Heeft men voor deze bewerking geen meetzender beschikbaar, dan kan men de verbinding van de b.f.o. met de ontvanger tijdelijk onderbreken en de uitgang van de b.f.o. lichtjes aan de mengtrap koppelen. Op deze wijze doet de b.f.o. dienst als meetzender.

AFREGELING VAN DE B.F.O.

Het regelen van een b.f.o., die geen regeling op het voorpaneel heeft, is betrekkelijk gemakkelijk. Het volstaat de ontvanger af te stemmen op een of ander sein, hetgeen aangeduid wordt door de afstemindicator; dan schakelt men de b.f.o. in en men regelt er de trimmer (of trimmers) van tot men de gewenste zweeftoon heeft. Het trimmen van de zweefoscillator volgens deze werkwijze, zal als gevolg hebben, dat de zweeftoon sterker zal zijn aan een «zijde» van het sein, dan aan de andere zijde, wat juist gewenst is voor de ontvangst van ongemoduleerde telegrafie. De b.f.o. mag niet op «nul-zweving» ingesteld worden op een ogenblik dat de ontvanger in resonantie is met het sein, want juist dit zal een even sterke zweeftoon geven langs beide zijden van de resonantie.

HET TRIMMEN VAN DE INGANGSKRINGEN.

Het trimmen van de ingangskringen van zelfgebouwde ontvangers is een betrekkelijk eenvoudige zaak en bestaat in het regelen van de oscillator voor het bestrijken van het gewenste afstembereik; daarna worden de verschillende HF-kringen afgeregeld voor maximum versterking. Indien het door de ontvanger bestreken frequentiebereik echter zeer breed is, dan kan het heel wat proeven en veel geduld vergen om een behoorlijke gelijkloop te verkrijgen tussen de HF-kringen en de oscillator. Commerciële toestellen moeten steeds getrimd worden volgens de door de fabricant gegeven instructies.

Opwekking van H F Trillingen

Een radiozender voor bedrijf of omriep behelst een bron van HF-vermogen, of draaggolf, een inrichting om de draaggolf te moduleren, waarbij gebruik kan worden gemaakt van de spraak, van telegrafieseinen of van een ander seinsysteem en een antennesysteem met bijhorende voedingslijn, waardoor het gemoduleerde HF-vermogen kan uitgestraald worden. De voedingsinrichting, die gebruikt wordt om het oorspronkelijk vermogen om te zetten in de verschillende spanningen, die door de onderscheiden delen van zender en modulator gevraagd worden, kan eveneens als een deel van de zender beschouwd worden. Over de voedingsinrichtingen wordt afzonderlijk gehandeld in hoofdstuk 19.

De spraakmodulatie wordt gewoonlijk verwezenlijkt door hetzij de amplitude, hetzij de frequentie van de HF-draaggolf te doen variëren in overeenstemming met de componenten van de over te brengen spraak. De werking van de amplitudemodulatie bespreken we in hoofdstuk 6 en deze van de frequentiemodulatie in hoofdstuk 7.

De telegrafiemodulatie (het sleutelen) wordt normaal verwezenlijkt hetzij door het onderbreken van de draaggolf, hetzij door de frequentie ervan te doen verschuiven, hetzij tenslotte door het aanbrengen van een LF-toon op de draaggolf; in ieder geval geschiedt dit in overeenstemming met de punten en strepen, die dienen overgeseind.

Het ingewikkelde van het deel van de zender, dat de HF-energie moet opwekken, hangt af van het vermogen, van de graad van stabiliteit en van de frequentie. Een oscillator, die rechtstreeks een antenne voedt, is de eenvoudigste vorm van een HF-generator. Een moderne HF-zender is anderzijds een zeer ingewikkeld geheel. Meestal omvat hij een zeer stabiele kristal-oscillator of een oscillator met zelfsturing om de uitgangsfrequentie te stabiliseren, een reeks frequentievermenigvuldigers en een of meer versterkertrappen om het vermogen op te voeren tot het gewenste peil om het antennesysteem te voeden.

5-1. — OSCILLATOREN MET ZELFSTURING.

In hoofdstuk 3 werd verklaard dat de versterkende eigenschappen van een buis met drie of meer electroden haar in staat stellen een wisselstroom op te wekken, waarvan de frequentie bepaald wordt door de met haar verbonden onderdelen. De radiobuis, die in een dergelijke schakeling gebruikt wordt, noemt men oscillator en haar taak bestaat erin een bron van gelijkstroom om te vormen in een HF-wisselstroom met een vooraf bepaalde frequentie.

De oscillatoren voor het controleren van de frequentie van gewone radiozenders kunnen verdeeld worden in twee algemene klassen: deze met zelfsturing en deze met kristal-sturing.

Er bestaan een groot aantal oscillatoren met zelfsturing, waarvan elk type geschikt is voor een of andere speciale toepassing. Men kan ze verder onderverdelen in verschillende groepen: oscillatoren met negatief rooster, oscillatoren met afgebogen electronenbaan, oscillatoren met negatieve weerstand, oscillatoren met snelheidsmodulatie en magnetron-oscillatoren.

OSCILLATOREN MET NEGATIEF ROOSTER.

Een oscillator met negatief rooster is in hoofdzaak een versterker met vacuumbuis, waarin een voldoende deel van het uitgangsvermogen terug naar de ingangskring gekoppeld is om de trillingen te onderhouden. Het stuurrooster krijgt een sterk negatieve voorspanning ten opzichte van de kathode. Deze oscillator wordt meest gebruikt voor zenders op lage en middelmatige frequenties. Een aantal vaak voorkomende typen van oscillatoren met negatief rooster worden weergegeven in figuur 1.

DE HARTLEY.

De in figuur 1 (A) weergegeven oscillator wordt tegenwoordig het meest algemeen toegepast; de schakeling draagt gewoonlijk de naam Hartley. De werking van de Hartley wordt hier beschreven als voorbeeld van de werking van alle oscillatoren met negatief rooster; het enige werkelijk verschil tussen de schakelingen bestaat in de wijze waarop energie van de anodekring naar de roosterkring wordt teruggekoppeld voor het onderhouden der oscillaties.

Wanneer de anodespanning aangebracht wordt op de Hartley-oscillator van (A), dan veroorzaakt de plotse anodestroom, die met de anodespanning gepaard gaat, het ontstaan van een magnetisch veld rond de spoel. Het ontstaan van dit magnetisch veld zal een spanningsval van toer tot toer verwekken in de spoel. Als gevolg van de inductieve koppeling tussen het deel van de spoel, waarin de anodestroom vloeit en het roosterdeel, zal een spanning geïnduceerd worden in het roosterdeel.

Daar de kathode-aftakking gelegen is tussen rooster en anode-einden van de spoel, werkt de geïnduceerde rooster spanning derwijze dat de anodestroom in de buis nog verder stijgt. Deze werking zal gedurende een kort oogenblik, bepaald door de zelfinductie en de capaciteit van de afstemkring, voortduren totdat het « vlieg-wiel »-effect van de afstemkring deze werking tot het maximum drijft en dan doet omslaan. De anodestroom neemt dan af, het magnetisch veld rond de spoel neemt eveneens af, tot het minimum bereikt is, waarna de werking opnieuw in de oorspronkelijke richting begint en dit met groter amplitude dan voorheen. De amplitude van deze trillingen, waarvan de frequentie bepaald wordt door de afstemkring, stijgt gedurende een korte periode tot een peil dat bepaald wordt door de anodespanning of door de kathode-emissie van de oscillatorbuis.

DE COLPITTS.

Figuur 1 (B) toont een colpitts oscillator. Men ziet dat dit in hoofdzaak dezelfde schakeling is als deze van de Hartley, met alleen dit verschil, dat hier de verhouding van twee condensatoren in serie de effectieve kathode-aftakking bepaalt, in plaats van zoals gewoonlijk de aftakking op de spoel zelf. De netto capaciteit van deze twee condensatoren in serie vormt eveneens de capaciteit van de afstemkring. Deze oscillatorschakeling is iets minder vatbaar voor storende oscillaties dan de Hartley.

Voor de beste werking van een Hartley of een Colpitts moet de spanning tussen kathode en rooster, bepaald door de aftakking op de spoel of door de regeling van de twee condensatoren, ongeveer 1/3 tot 1/5 be-

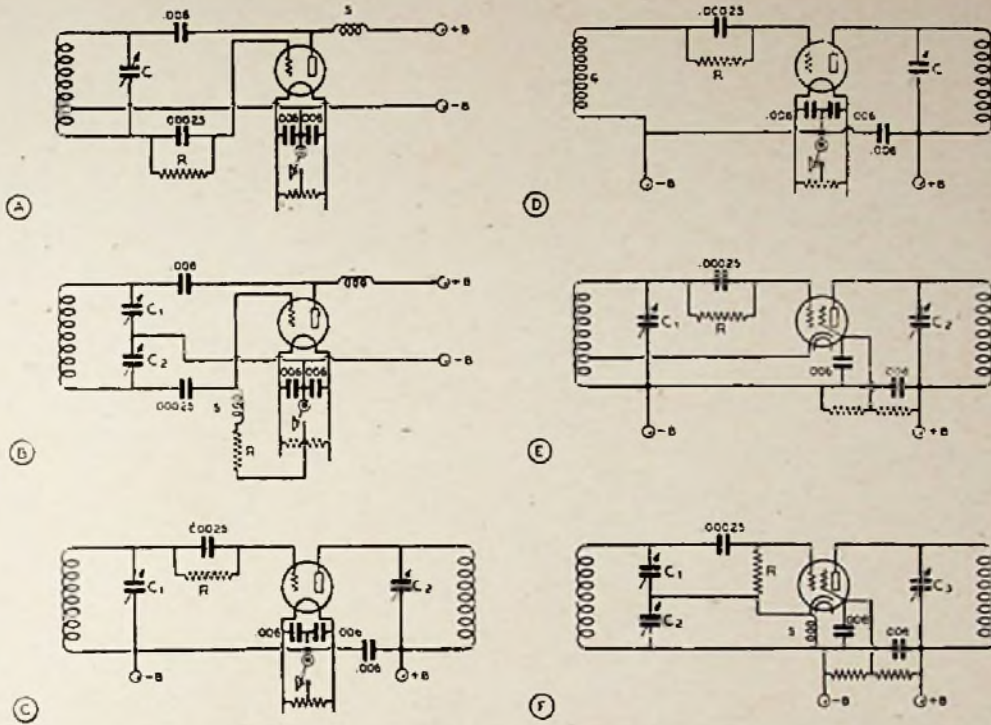


Fig. 1

GEWONE TYPEN OSCILLATOREN MET ZELFSTURING

De aangegeven waarden der vaste condensatoren zijn slechts voorbeelden en zijn niet noodzakelijk de optimum waarden voor elke toepassing. Al worden in A, B, C en D trioden aangeduid, toch kan men er ook schermroosterbuizen gebruiken, waarbij het schermrooster dan ten opzichte van de HF aan de aarde gelegd wordt met behulp van een ontkoppelcondensator.

- (A) Hartley met parallel voeding.
 - (B) Colpitts met parallel voeding.
 - (C) T.P.T.G.
 - (D) T.N.T.
 - (E) ECO.
 - (F) Colpitts met elektronenkoppeling.
- S = HF smoorspoel
G = roosterspoel.

dragen van de spanning, die optreedt tussen kathode en anode. Een spoel met brede resonantie kan de roosterkring vervangen, wat dan de zogenaamde T.N.T.-oscillator vormt, die in (D) afgebeeld is.

DE T.P.T.G.

De oscillator met afgestemde roosterkring en afgestemde anodekring (vaak aangeduid met de afkorting van de Engelse benaming: tuned-plate tuned-grid, of T.P.T.G.) heeft, zoals de benaming het aanduidt, een afstemkring én in de anode én in het rooster. Het terugkoppelen van vermogen van de anode naar het rooster geschiedt door de capaciteit tussen de elektroden van de buis. De vereiste fazeverschuiving van de terugkoppelspanning wordt verwekt door de roosterkring een weinig langs de ene zijde en de anodekring een weinig langs de andere zijde van de gewenste frequentie af te stemmen.

OSCILLATOREN MET ELECTRONENKOPPELING.

In iedere tot hertoe beschreven oscillatorschakeling is het mogelijk energie uit de oscillator op te nemen door een uitwendige belasting te koppelen met de afstemkring. Daar de afstemkring de oscillatiefrequentie van de buis bepaalt, zal elke variatie in de uitwendige kring teruggekoppeld worden in het frequentiebepalende deel van de oscillator. Deze variaties veroorzaken een sterk stabiliteitsgebrek van de frequentie.

Het frequentiebepalend deel van een oscillator kan, zoals aangegeven in figuur 1 (E) en (F), uitsluitend door een elektronenstroom met de belastingskring gekoppeld worden. Wanneer men aanneemt dat het

schermrooster van een buis als anode werkt voor de oscillatorkring, waarbij de anode uitsluitend dient als koppeling met de belasting, dan ziet men zonder moeite de gelijkenis tussen de kring kathode-rooster-schermrooster van de oscillatoren en de kring kathode-roosteranode van de overeenstemmende prototypen.

De oscillator met elektronenkoppeling (ECO) heeft een grote stabiliteit ten opzichte van de variaties van belasting en spanning. Belastingsvariates hebben slechts zeer weinig invloed op de frequentie, daar de enige koppeling tussen de oscillerende kring en de belasting gevormd wordt door de elektronenstroom, die doorheen de andere elektroden naar de anode vloeit. De anode wordt door het ontkoppelde schermrooster electrostatisch van het oscillerende deel afgeschermd.

De stabiliteit van de ECO ten opzichte van de variaties der voedingsspanningen kan als volgt verklaard worden: De frequentie zal in één richting verschuiven met een stijging van de schermroosterspanning, terwijl een verhoging van de anodespanning een verschuiving van de frequentie in de andere richting zal voor gevolg hebben. Door een behoorlijke bepaling van de waarde van de weerstand in de schermroosterleiding is het mogelijk de frequentie van de oscillator in grote mate onafhankelijk te maken van de variaties van de voedingsspanning.

ZENDERSTURING DOOR OSCILLATOR MET VERANDERLIJKE FREQUENTIE (VFO).

Wanneer men een oscillator met veranderlijke frequentie gebruikt voor de sturing van een zender, waarvan strenge voorschriften opgelegd zijn in verband met de stabiliteit der frequentie, dienen een aantal voorzorgen genomen te worden. De oscillator wordt gevoed

uit een voedingsbron met grote stabiliteit; hij is voorzien van een afstemkring met grote C; de bouw is stevig om schokken en mechanische trillingen te weren; er is een compensatie voorzien voor de variaties van de temperatuur der omgeving; tenslotte moet de oscillator geïsoleerd worden van terugkoppeling en storende koppelingen met de andere delen van de zender, door afscherming, filters in de verbindingen van de voeding en door het tussenvoegen van een of meer tussen- of «buffer»-versterkerstrappen. In een zender met groot vermogen kan een kleine storende koppeling tussen de eindversterker en de oscillator een sterke vermindering veroorzaken van de stabiliteit van de oscillator, indien beiden op dezelfde frequentie werken. Daarom laat men de oscillator vaak op een onderharmonische van de uitgangsfrequentie van de zender werken en voegt men een of meer frequentievermenigvuldigerstrappen tussen oscillator en eindversterker.

SPECIALE OSCILLATOREN VOOR UHF.

Voor zeer hoge frequenties (boven 700 MHz) gebruikt men oscillatoren met afgebogen electronenbanen en oscillatoren met snelheidsmodulatie; hun werking is gesteund op het principe dat een electron een bepaalde tijd nodig heeft om binnen de buis van ene electrode naar een andere te gaan. Het klystron en het magnetron, twee veel gebruikte oscillatoren in het bereik van de UHF en der microgolven, werden beschreven in hoofdstuk 2.

OSCILLATOREN MET NEGATIEVE WEERSTAND.

Oscillatoren met negatieve weerstand worden vaak gebruikt wanneer, zoals in frequentiemeters, een buitengewoon hoge frequentiestabiliteit gevergd wordt. Het dynatron van vóór enkele jaren en het nieuwere transitron zijn voorbeelden van oscillatorschakelingen die gebruik maken van de negatieve weerstandskarakteristiek tussen sommige elektroden in buizen met meerdere roosters.

In het dynatron is de negatieve weerstand een gevolg van de secundaire emissie van electronen uit de anode in een tetrode. Bij een gepaste regeling van de electrodespanning zal de stijging van de schermroosterspanning een vermindering van de schermroosterstroom tot gevolg hebben, daar de verhoogde schermroosterspanning dit rooster een groter aantal van de door anode uitgestraalde secundaire electronen zal doen aantrekken. Daar de netto schermroosterstroom vanuit de schermroosterbron afneemt bij verhoogde schermroosterspanning, zegt men dat de schermroosterkring een negatieve weerstand vertoont.

Is om het even welke afstemkring of zelfs een kring met weerstand en capaciteit in serie, met het schermrooster geschakeld, dan zal deze kring oscilleren — natuurlijk op voorwaarde dat de impedantie van de uitwendige kring groter is dan de negatieve weerstand. Een verschijnsel van negatieve weerstand in dezelfde aard als bij het dynatron wordt toegepast in de transitronschakeling, waarin een pentode met remrooster aan het schermrooster verbonden gebruikt wordt. In dit geval wordt de negatieve weerstand verkregen door een combinatie van de secundaire emissie en de koppeling tussen elektroden; deze negatieve weerstand is veel stabielere, dan deze die door een ongecontroleerde secundaire emissie alleen bekomen wordt in het dynatron. Een voorbeeld van een transitronschakeling wordt gegeven in figuur 2.

Het voornaamste verschil tussen een gewone oscillator met negatief rooster en een oscillator met negatieve weerstand, ligt in het feit dat in het eerste type de afstemkring als faze-omkeerder moet werken ten einde de versterking van de buis als negatieve weerstand te laten werken, terwijl in het tweede type de buis zelf als faze-omkeerder werkt. Een oscillator met negatieve weerstand vergt dus slechts een spoel zonder aftakking en een enkele condensator als frequentiebepalende afstemkring en wordt daarom gerangschikt als oscillator «met twee klemmen». In feite kan ook de

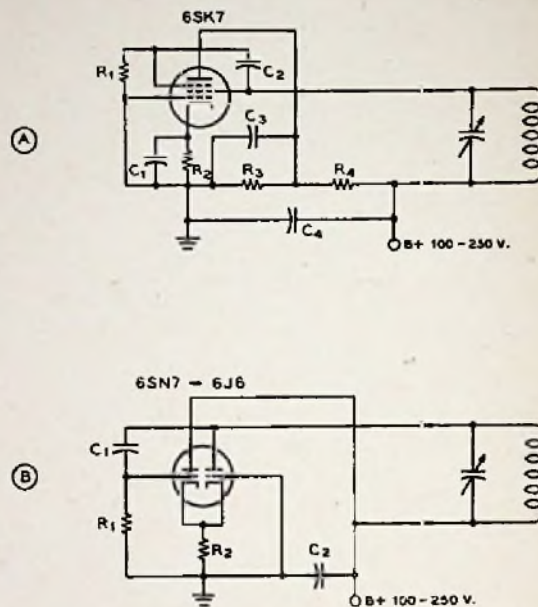


Fig. 2

OSCILLATORSCHAKELINGEN MET TWEE KLEMMEN.

Beide schakelingen kunnen gebruikt worden voor LF of voor frequenties tot in het ZHF bereik door op de in het schema aangeduide plaats een afgestemde kring aan te brengen.

(A) Transitron oscillator

- C1 — 10.000 $\mu\mu\text{F}$ mica voor HF.
10 μF electr. voor LF.
- C2 — 50 $\mu\mu\text{F}$ mica voor HF.
0,1 μF papier voor LF.
- C3 — 3000 $\mu\mu\text{F}$ mica voor HF.
0,5 μF papier voor LF.
- C4 — 10.000 $\mu\mu\text{F}$ mica voor HF.
8 μF electr. voor LF.
- R1 — 220 k, ½ watt kool.
- R2 — 1800 ohm, ½ watt kool.
- R3 — 22 k, 3 watt kool.
- R4 — 22 k, 2 watt kool.

(B) Oscillator met kathodekoppeling.

- C1 — 50 $\mu\mu\text{F}$ mica voor HF.
0,1 μF papier voor LF.
- C2 — 3000 $\mu\mu\text{F}$ mica voor HF.
8 μF electr. voor LF.
- R1 — 47 k, ½ watt kool.
- R2 — 1 k, 1 watt kool.

tijdsconstante van een R/C-kring als frequentiebepalend element gebruikt worden en dergelijke oscillator wordt veel gebruikt als regelbare LF-oscillator.

DE FRANKLIN-OSCILLATOR.

De Franklin-oscillator gebruikt twee opeenvolgende buizen om het verschijnsel van de negatieve weerstand te bekomen (zie fig. 3). De buizen kunnen een paar trioden, tetroden of pentoden, een dubbele triode of een combinatie van een triode en een buis met meerdere roosters. Het hoofdvoordeel van deze oscillatorschakeling is dat de frequentiebepalende afstemkring slechts twee klemmen heeft en dat een zijde ervan met de aarde verbonden is.

De tweede buis werkt als faze-omkeerder om een gelijkwaardig verschijnsel te verkrijgen als met het dynatron of het transitron, met dit verschil echter dat de effectieve steilheid hier veel hoger is.

Wordt de afstemkring vervangen door een R/C-kring, dan wordt de oscillator een multivibrator.

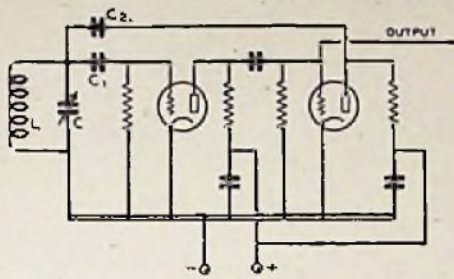


Fig. 3

FRANKLIN-OSCILLATOR

In deze schakeling maakt men gebruik van een afzonderlijke fase-omkeerder en een gedeelte van de uitgang wordt met behoorlijke fase naar de ingang teruggevoerd om de trillingen te onderhouden.

5-2. — OSCILLATOREN MET KWARTS-KRISTAL.

Kwarts en tourmalijn zijn kristallen die men in natuurlijke vorm aantreft en die zulke structuur hebben, dat, wanneer men ze in plaatjes snijdt met zekere verhoudingen ten opzichte van de kristallografische assen, ze een piëzo-electrisch effect vertonen: onder invloed van een electrisch veld worden de plaatjes vervormd en omgekeerd veroorzaakt het samendrukken of het vervormen van de plaatjes het optreden van een potentiaalverschil op de tegenoverliggende zijden.

Het kristal heeft een mechanische resonantie en zal wegens zijn stevigheid op zeer hoge frequenties trillen; de frequentie van deze natuurlijke trilling zal afhangen van de afmetingen en van de kristallografische oriëntatie. Wegens deze piëzo-electrische eigenschappen is het mogelijk een kwartsplaatje derwijze te snijden dat het, voorzien van de gepaste elektroden, de karakteristieken zal vertonen van een serie resonantiekringen met een zeer hoge verhouding L/C en een zeer grote Q. De Q is verscheidene malen hoger dan deze, verkregen met een combinatie spoel-condensator met de gewone physische afmetingen. De equivalente elektrische kring wordt weergegeven in figuur 4-A; de weerstandscomponente duidt slechts aan dat, al is de Q zeer groot, de waarde ervan toch niet oneindig is.

De shuntcapaciteit van de elektroden en de bedrading (kristalhouder en voet en de bedrading van de kring) wordt in figuur 4-B door de stippellijn weergegeven. Voor een kristal op hoge frequenties zal deze merklijk

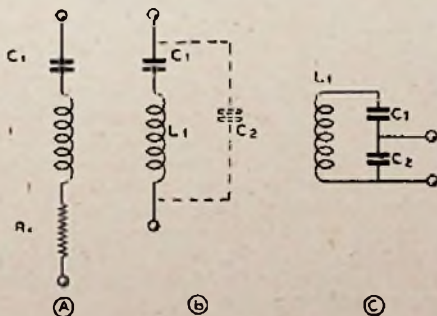


Fig. 4

EQUIVALENTE ELECTRISCHE KRING VAN EEN KWARTSKRISTAL IN ZIJN HOUDER

(A) geeft de equivalente weer van het kristal zelf (een serie-resonantie-kring met C1 en R1 klein en L groot). (B) toont hoe de strooicapaciteit van de elektroden van de houder en van de bedrading er een samengestelde kring van maken. Deze samengestelde kring wordt schematisch weergegeven in (C) en geeft gelijktijdig een resonantie en een anti-resonantie frequentie, waartussen het verschil slechts zeer klein is en bepaald wordt door de verhouding van C1 en C2

groter zijn dan de capaciteitscomponente van een equivalente L/C-seriekring en, tenware men deze shuntcapaciteit neutraliseert in een brugschakeling, zal het kristal zowel een resonantie (serie-resonantie) als een anti-resonantie (parallel-resonantie) frequentie vertonen; deze laatste is een weinig hoger dan de eerste en benadert ze wanneer C2 toeneemt.

De parallel resonantie karakteristiek laat toe het kristal te gebruiken in de plaats van een L/C-afstemkring in een oscillator, waarbij men een veel grotere stabiliteit heeft wegens de verhoogde Q.

De serieresonantie karakteristiek wordt gebruikt in de kristalfilters van ontvangers, zoals besproken in hoofdstuk 4 en ook in sommige oscillatoren, waar het kristal gebruikt wordt als selectief terugkoppellement, derwijze dat de fase van de terugkoppeling juist is en de amplitude slechts aangepast op frequenties, die zeer dicht bij de serieresonantiefrequentie van het kristal liggen.

Al vertonen de kristallen van kwarts, tourmalijn en Rochelle-zout allen piëzo-electrische eigenschappen, toch wordt kwarts verreweg het meest voor frequentiecontrole gebruikt, daar de karakteristieken van het tourmalijn minder geschikt zijn en deze van Rochelle-zout onbruikbaar.

Daar men bij het snijden en slijpen van kwartsplaatjes reeds een zulkdanige graad van volmaaktheid heeft bereikt, dat de kostprijs ervan zeer redelijk is geworden en er dus weinig belang meer bij is dit werkje zelf uit te voeren, zullen we ons beperken tot een oppervlakkige bespreking van de methode.

Het kristalschijfje wordt eerst ruw gesneden uit een kwartsblok volgens een bepaalde oriëntatie ten opzichte van de optische en elektrische assen; deze oriëntatie bepaalt de activiteit, de temperatuurcoëfficiënt, de diktecoëfficiënt en de andere karakteristieken. Verschillende oriëntaties of «snedes» met nuttige karakteristieken worden afgebeeld in figuur 5.

Daarna wordt het kristalschijfje ruw geslepen tot de gewenste frequentie, die in omgekeerde verhouding stijgt met de oscillerende afmeting (meestal de dikte). Dan wordt het tot de juiste frequentie afgewerkt hetzij door polijsten, hetzij door etsen, hetzij door het aanbrengen van een zilverlaag. Bij deze laatste werkwijze slijpt men het kristal tot een iets hogere frequentie; daarna brengt men zilverelectroden rechtstreeks door electrolyse op het kwarts aan, waarbij de frequentie afneemt naarmate het zilverlaagje dikker wordt. Is het kristal niet geëtsd, dan moet het verscheidene malen zorgvuldig gewassen en «gebakken» worden, anders zullen de frequentie en de activiteit met de tijd variëren. Sinds enkele tijd gebruikt men ook bestralingen met X-stralen voor de afwerking van kristallen.

Kristallen zonder verzilvering worden meestal gemonteerd in «druk»-houders, waarin twee elektroden

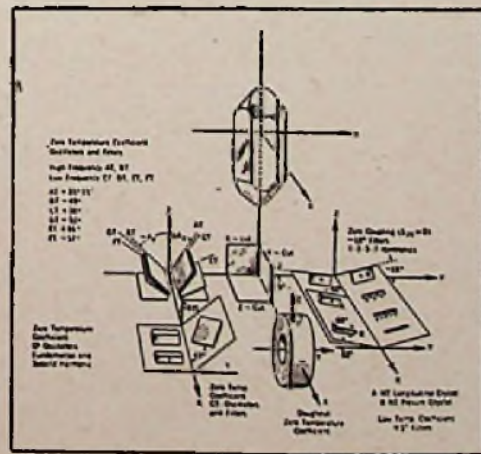


Fig. 5

ORIENTATIE VAN DE KWARTSKRISTAL-PLAATJES TEN OPZICHTE VAN HET NATUURLIJKE KWARTSKRISTAL.

onder lichte druk tegen de kristalvlakken worden gehouden. Ze worden soms ook gemonteerd in een houder met luchtspleet tussen het kristal en één der elektroden. Door deze spleet regelbaar te maken kan men de frequentie van het kristal over een smal bereik doen variëren (ongeveer 0,3 % voor sommige typen).

De temperatuurcoëfficiënt der frequenties van verschillende kristalsneden van de groep «—T» wordt aangeduid in figuur 5. Dit zijn de typische hoeken, doch de kristallen van een zekere sneden kunnen onderling lichte verschillen vertonen. Door het regelen van de oriëntatie en de afmetingen, kan het «draaipunt» (punt van temperatuurcoëfficiënt nul) van een BT-snede kleiner of groter gemaakt worden dan de aangegeven 75 graden. Zo is het eveneens mogelijk door een zorgvuldige regeling van de assen en de afmetingen een AT-snede te bekomen met een zeer vlakke temperatuur-frequentie karakteristiek.

De eerste kwartskristallen waren van het type der Y- of der X-sneden. Het eerste type heeft een zeer hoge temperatuurcoëfficiënt, welke bovendien onregelmatig is, hetgeen de frequentie op zekere critieke temperaturen sprongen doet maken. De X-snede heeft een tamelijk slechte coëfficiënt, doch is geleidelijker en door het kristal in een oven met gecontroleerde temperatuur te houden, kan men een zeer hoge stabiliteit bekomen. De X-snede is echter minder actief dan de Y-snede.

Voor frequenties tussen 500 kHz en 6 MHz gebruikt men thans meest de AT-snede. Deze snede is actief, kan vrij gemaakt worden van storende oscillaties en heeft een uitstekende temperatuurskarakteristiek. Boven 6 MHz wordt deze snede echter tamelijk dun en wordt de productie een moeilijke zaak. Daarom is tussen 6 MHz en 12 MHz de BT-snede zeer verspreid. Deze snede is eveneens bruikbaar tussen 500 kHz en 6 MHz maar de AT verdient de voorkeur, wanneer men een grote stabiliteit wenst en men geen kristaloven gebruikt.

Voor de werking op lagere frequenties van zowat 100 kHz, zoals in frequentie-standaarden, is de GT-snede aan te raden, al worden de CT- en DT-sneden eveneens veel gebruikt tussen 50 en 500 kHz. De CT-, DT- en GT-sneden zijn bekend onder de benaming «contour»-sneden, omdat deze kristallen oscilleren langs de omtrekafmetingen van de platen of staven en veel kleiner zijn dan de AT- of BT-sneden zouden zijn voor dezelfde frequentie.

KRISTALHOUDERS.

Gewoonlijk worden de kristallen in hun houder verkocht. Het beste houdertype wordt bepaald door het kristaltype en de toepassing; gewoonlijk wordt de optimumhouder met het kristal geleverd. Alle houders moeten echter voldoen aan zekere voorwaarden. Eén dezer voorwaarden is het weren van vochtigheid en het beletten dat de elektroden zouden oxyderen. Dit wordt het best verwezenlijkt in een metaal, hermetisch verzegelde houder met glisolatie en een glas-metaal bindmiddel. Dergelijke houders zijn echter duurder en een houder uit ceramiek of phenol met rubberbelegsel zal wel volstaan, wanneer geen te hoge eisen gesteld worden.

TEMPERATUURREGELING ; KRISTALOVENS.

Wanneer de vereiste frequentietolerantie niet te scherp bepaald is en de omgevende temperatuur niet tot de uitersten loopt, zal een AT- of BT-snede met een optimum (gemiddelde temperatuur) draaipunt meestal een behoorlijke stabiliteit leveren zonder dat men zijn toevlucht dient te nemen tot een oven met gecontroleerde temperatuur. Voor omroepzenders en andere toepassingen waar de tolerantie zeer klein is, moet men noodzakelijkerwijze een kristaloven met thermostaat gebruiken; de temperatuur ervan wordt een weinig hoger gehouden dan de temperatuur die men eventueel in de omgeving zou kunnen aantreffen.

KRISTALSNEDEN VOOR HARMONISCHEN.

Zoals men een trillende snaar kan doen trillen op een harmonische, zo zal een kwartskristal een mechanische resonantie (en bijgevolg ook een elektrische resonantie) vertonen op de harmonischen van de grondfrequentie. Wanneer men de gewone houders gebruikt kan men het kristal slechts doen trillen op de pare harmonischen.

Door een kristal speciaal te slijpen voor de werking op de harmonischen is het mogelijk zijn rendement te verhogen als harmonische resonator en er zijn AT- en BT-sneden verkrijgbaar speciaal voor de 3de, 5de en zelfs de 7de harmonische. De typen voor de 5de en de 7de, en vooral dit laatste, vereisen een speciale houder en bijzondere voorzorgen in de oscillatorschakeling om behoorlijk te werken; een type voor de 3de harmonische frequentie vergt echter niet veel meer voorzorgen dan een type voor de grondfrequentie. Een kristal, dat geslepen is voor optimum werking op een bepaalde harmonische kan al dan niet een goede oscillator zijn op andere harmonischen of op de grondfrequentie. Een eigenaardige karakteristiek van de harmonische snede is dat de harmonische frequentie geen juist veelvoud is van de grondfrequentie, al is het verschil zeer klein.

De harmonische frequentie waarvoor het kristal geslepen is, is de «werkfrequentie». Dit is dus niet de «grondfrequentie», maar het kristal zelf oscilleert werkelijk op de «werkfrequentie», wanneer het op de juiste wijze werkt.

Wanneer men een kristal met harmonische snede gebruikt, moet ergens in de oscillator een selectieve afstemkring gebruikt worden om het onderscheid te kunnen maken tussen de harmonischen en de grondfrequentie en ongewenste harmonischen. Anders oscilleert het kristal misschien wel eens niet op de gewenste frequentie. Om deze reden is de verder beschreven Pierce-oscillator niet geschikt voor het gebruik met deze kristallen, omdat het enig afgestemd element in de oscillator het kristal zelf is.

KRISTALSTROOM : VERHITTING EN BREUK.

Voor een gegeven kristal, dat werkt als anti-resonerende afstemkring in een gegeven oscillator met een vaste belastingsimpedantie en vaste spanningen op schermrooster en anode, zal de HF-stroom door het kristal toenemen met de verhoging van de shuntcapaciteit C2 van figuur 4, omdat dit in feite de verhogende verhouding tussen C1 en C2 doet toenemen. Voor een gegeven shuntcapaciteit C2 is de kristalstroom voor een gegeven kristal rechtstreeks evenredig met de HF-spanning op C2. De spanning kan gemeten worden met behulp van een buisvoltmeter met kleine ingangscapaciteit en deze meting is doorslaggevend dan het aflezen van de HF-stroom met behulp van een thermogalvanometer in serie met een der verbindingen van de kristalhouder.

Het doel van een kristal is een degelijke frequentiecontrole te geven en tenzij men het kristal op zulke wijze aanwendt, dat de eigen hoge stabiliteit ten nutte gemaakt wordt, bestaat er geen reden om het te gebruiken. Om deze reden mag men nooit een kristal doen werken met een hoog anodevermogen om te pogen rechtstreeks een groot uitgangsvermogen van de oscillator te bekomen, want dan zal het kristal verhitten, hetgeen gepaard gaat met frequentieverschuiving en gevaar voor breuk van het kristal.

5-3. — SCHAKELINGEN VAN KRISTAL-OSCILLATOREN.

Er heerst grote verwarring in de benamingen van de kristaloscillatorschakelingen, omdat er een tendenz bestaat deze te noemen naar de naam van de ontdekker. Nochtans werden bijna alle grondschakelingen van kristaloscillatoren het eerst toegepast of ontwikkeld door G. W. Pierce, al werd dit niet in alle literatuur erkend.

Het gebruik van een kristaloscillator als sturing van

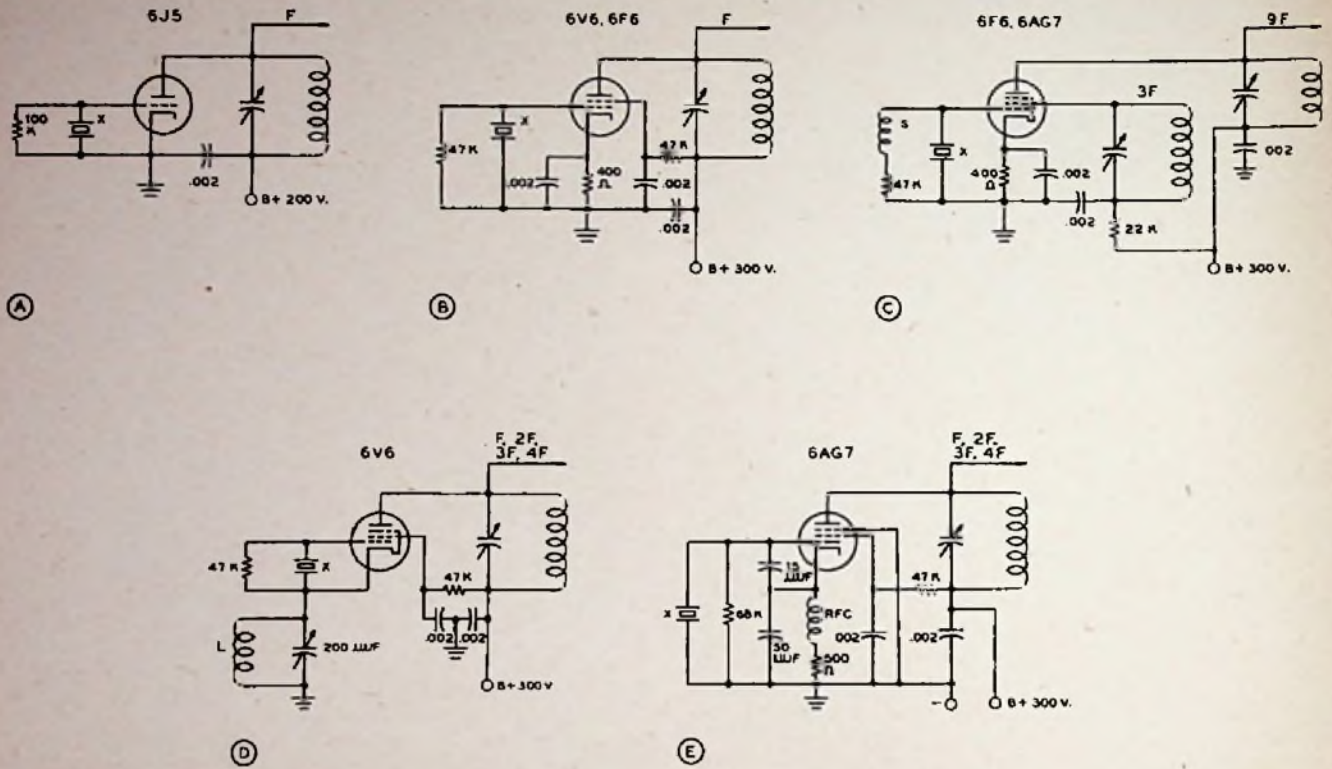


Fig. 7

BASISSCHAKELING VAN DE OSCILLATOR MET
AFGESTEMDE ANODE EN VARIANTEN.

(A) geeft de basisschakeling van de oscillator met afgestemde anode. De anode moet afgestemd worden op een frequentie, die licht hoger is dan de kristalfrequentie om een gepaste fazehoek te krijgen voor de teruggekoppelde spanning.

(B) toont de oscillator met afgestemde anode, zoals hij meestal verwezenlijkt wordt. Een video of LF-pentode of tetrode geeft een grote uitgang met een betrekkelijk kleine kristalstroom. De kathodeweerstand verhindert overdreven anodestroom, wanneer de trap niet oscilleert.

(C) geeft een oscillator met elektronenkoppeling van het type met afgestemde anode, die gebruikt kan worden met een kristal met harmonische anode, wanneer men rechtstreeks in de oscillator een hoge frequentievermenigvuldiging wenst. In dit schema veronderstelt men een kristal voor de derde harmonische, zodat «3F» de werkfrequentie aanduidt, daar de grondfrequentie in een dergelijke toch geen belang heeft.

(D) geeft een andere variëte van de oscillator met afgestemde anode. Het schermrooster werkt als anode in het oscillatordeel en de koppeling met de anode wordt verwezenlijkt door de elektronenstroom. Bij gebruik van deze schakeling dient men er op te letten dat de regelbare condensator van 200 μF ingesteld wordt op de hoogste waarde, die een stabiele oscillatie

geeft; laat men deze capaciteit te klein worden of stemt men de kathodekring af op een frequentie, die zo hoog is als deze van het kristal, dan kan dit het kristal doen breken.

(E) geeft een verbeterde oscillator-vermenigvuldiger weer, waarin geen andere kring dan de anodekring dient geregeld en die zelfs bij werking op de kristalfrequentie geen gevaar voor breuk van het kristal oplevert. Het kristal zelf oscilleert in een Colpitts schakeling, met elektronenkoppeling naar de uitgangskring op de gewenste harmonische. Buizen zoals de 6L6, 6V6 en 7C5 kunnen desgewenst gebruikt worden, doch de kristalstroom is iets hoger dan met de 6AG7, wanneer de uitgangskring afgestemd is op de kristalfrequentie.

S = HF smoorspoel.

- (A) Basisschakeling van de oscillator met afgestemde anode.
- (B) Aanbevolen schakeling van de oscillator met afgestemde anode.
- (C) Oscillator met elektronenkoppeling-generator van harmonischen voor gebruik met kristal met harmonische snede.
- (D) «Tritet» oscillator.
- (E) Pierce oscillator-versterker-vermenigvuldiger.

meest voorkomende hebben slechts een HF-ontkoppeling van het schermrooster naar de aarde en een verschuiving van de HF-smoorspoel of afstemkring van het schermrooster naar de kathode. In deze groep valt de «tritet»-schakeling, die reeds sinds jaren veel door amateurs gebruikt wordt (fig. 7-D). Het enige voordeel van de werking met geaard schermrooster is dat de rechtstreekse werking op de grondfrequentie van het kristal verbeterd wordt; in feite mag de schakeling met «heet» schermrooster van figuur 6-C alleen gebruikt worden, wanneer men een uitgang op de harmonischen wenst. De schakeling van figuur 7-E echter geeft een

matige uitgang met lichte belasting van het kristal op de grondfrequentie, op de tweede en de derde harmonischen en een mooie uitgang op de vierde harmonische.

Waar de pentode 6AG7 aan te raden is voor de schakeling van fig. 7-C, is een beam-tetrode voor figuur 7-D beter geschikt, tenware men een pentode gebruikt, waarvan het remrooster afzonderlijk naar buiten gebracht is, zodat het aan de aarde kan verbonden worden in plaats van binnen in de buis met de kathode verbonden is, dan ontstaat hierdoor een ongewenste terugkoppeling, daar het schermrooster dan niet langer meer het stuurrooster van de anode afschermt.

AFSTEMMING VAN DE KRISTALOSCILLATOR.

De afstemkringen van al de gegeven oscillatoren moeten afgestemd worden voor het maximum uitgangsvermogen, wat aangeduid wordt door de maximum sturing van de volgende trap, met uitzondering echter van het feit dat de afstemkring in de anode in de oscillatoren met afgestemde anode (fig. 7-A, 7-B, enz.) licht moet verstemd worden naar de zijde met kleine capaciteit van de maximum uitgang, omdat de oscillator dan stabiel is en men zeker is dat hij dadelijk zal aanslaan, wanneer de anodespanning aangeschakeld wordt. Dit is vooral van belang wanneer de oscillator gesleuteld wordt, zoals in « break-in » telegrafiebedrijf.

OMSCHAKELING VAN HET KRISTAL.

Het is van belang de shunt-strooicapaciteit in de kristalkring zo klein mogelijk te houden. Indien men een selectorschakelaar gebruikt, moeten zowel schakelaar als kristalhouders dicht bij de voet van de oscillatorbuis geplaatst worden. Dit is vooral het geval voor kristallen met harmonische snede, die op een betrekkelijk hoge frequentie werken. Voor kristallen op de hoogste frequenties is het zelfs aan te raden een schakelaar van het revolvertype te gebruiken, daar men hiermee de strooicapaciteiten kleiner kan houden.

HET SLEUTELN VAN DE KRISTAL-OSCILLATOR.

Wanneer de kristaloscillator gesleuteld wordt is het noodzakelijk dat de activiteit van het kristal en de steilheid van de oscillatorbuis middelmatig hoog zijn en dat de kristalbelasting en de shuntcapaciteit klein zijn. Vooral onder 2500 kHz en boven 6 MHz worden deze vereisten belangrijk. Soms zal een kristal voor lage frequenties met een goede activiteit een snelle sleuteling niet kunnen volgen, al kent men de oorzaken hiervan nog niet goed. Een gelijkaardig kristal met gelijke Q en gelijke activiteit, zal vaak in dezelfde schakeling op behoorlijke wijze kunnen gesleuteld worden.

5-4. — HF-VERSTERKERS.

De uitgang van de oscillatortrap (of het nu een trap met zelfsturing of met kristalsturing is) moet gehouden worden op een vrij laag peil om stabiel te blijven en om een veiligheidsmarge te behouden voor het breken van het kristal, indien er een gebruikt wordt. Het laag uitgangsvermogen van de oscillator wordt opgevoerd tot het gewenste vermogenpeil met behulp van HF-versterkers. De twee klassen HF-versterkers, die het meest gebruikt worden in zenders zijn de typen klas B en klas C.

Methoden voor het bepalen van de juiste bedrijfsvoorwaarden van de verschillende typen HF-versterkers werden in detail besproken in hoofdstuk 3.

DE KLAS B-VERSTERKER.

De klas B-versterker wordt in een telegrafiezender gebruikt, wanneer men in een bepaalde trap een maximum vermogenversterking wenst. De klas B-versterker werkt met de afsnijvoorspanning en een betrekkelijk klein stuurvermogen. Vermogensversterkingen van 20 tot zowat 200 zijn verkrijgbaar met een behoorlijk ontworpen klas B-versterker. Het anoderendement van een klas B-telegrafieversterker bedraagt ongeveer 65 %.

DE LINEAIRE KLAS B.

Een ander type klas B-versterker is de klas B lineaire versterker, die in de telefonie gebruikt wordt. Dit type wordt gebruikt voor het opvoeren van het peil van een gemoduleerde draaggolf en de werking ervan is gesteund op de lineaire verhouding tussen de stuurspanning en de uitgangsspanning. Of, om dit feit anders uit te drukken, het uitgangsvermogen van een lineaire klas B-trap varieert lineair met het vierkant van de stuurspanning.

De lineaire klas B-versterker werkt met de afknijpspanning en een klein stuurvermogen, waarvan de werkelijke waarde zo gekozen wordt dat het uitgangsvermogen onder draaggolfvoorwaarden (dus zonder modulatie of zoals men zegt « in rust ») het vierde bedraagt van het mogelijke topvermogen van de trap. Klas B lineaire versterkers worden veel aangewend in omroep- en handelszenders, doch zijn betrekkelijk zeldzaam bij amateurs, daar hier buizen met een hoge anodedissipatie geveerd worden voor een matig uitgangsvermogen. Het draaggolfrendement van een dergelijke versterker varieert tussen 30 en 35 %.

DE KLAS C-VERSTERKER.

De klas C-versterkers worden veel gebruikt in alle zendertypen. Men bereikt er een goede vermogensversterking mee (waarden van versterking van 3 tot 20 zijn zeer gewoon) en het anoderendement bereikt onder zekere voorwaarden 85 %. Klas C-versterkers werken met een voorspanning, die veel groter is dan de afknijpspanning en gewoonlijk met een groot stuurvermogen in vergelijking met de klas B. De voorspanning voor een normale klas C-versterker is dusdanig, dat de anodestroom in de trap vloeit gedurende ongeveer 120° van de 360° van de stuurvolg. Klas C-versterkers worden gebruikt in zenders waar een vrij groot stuurvermogen beschikbaar is en waar men een goed anoderendement wenst.

KLAS C MET ANODEMODULATIE.

De karakteristiek, die de klas C-versterker lineair maakt ten overstaan van de variaties van de anodespanning, laat toe in telefonie een dergelijke trap in de anode te moduleren. Door het gebruik van een hogere voorspanning dan vereist is voor een klas C-telegrafieversterker en van een hoger stuurvermogen, kan de lineariteit van een dergelijke versterker vergroot worden van de nul anodespanning tot tweemaal de normale waarde. Het uitgangsvermogen van een klas C-versterker, die geregeld is voor anodemodulatie, varieert met het vierkant van de anodespanning. Dit is dezelfde werkvoorwaarde als deze welke men zou hebben, indien men de versterker door een weerstand zou vervangen, met een waarde gelijk aan de spanning op de versterker gedeeld door de anodestroom. Daarom vertegenwoordigt de trap een resistieve belasting ten opzichte van de modulator.

KLAS C MET ROOSTERMODULATIE.

Indien de roosterstroom in een klas C-versterker verminderd wordt tot een lage waarde en de anodebelasting verhoogd wordt tot op een punt waarop de anodedissipatie de nominale waarde benadert, dat kan voor de telefonie een dergelijke trap in het rooster gemoduleerd worden. Indien men de anodespanning tot een vrij hoge waarde doet stijgen en men de trap zeer nauwkeurig afregelt, dan kan men een rendement van 40 tot 43 % met een goede modulatiemogelijkheid en een betrekkelijk kleine vervorming bekomen. Vaste voorspanning is hierbij vereist. Dit bedrijfstype noemt men klas C-roostervoorspanningsmodulatie.

ROOSTERSTURING.

Voor klas B en klas C-bedrijf is een gepaste roostersturing noodzakelijk. De sturing van een klas C-trap met anodemodulatie moet voldoende zijn om een normale waarde d.c.-roosterstroom uit een voorspanningsbron met ongeveer 2½ maal de afknijpwaarde te sturen. De voorspanning dient bij voorkeur verkregen uit een combinatie van roosterlekweerstand en een vaste C-voorspanningsbron.

De afknijpspanning kan berekend worden door de versterkingsfactor van de buis te delen door de d.c.-anodespanning. Dit is de waarde die normaal gebruikt wordt voor klas B-versterkers (vaste voorspanning, geen roosterlek). Klas C-versterkers gebruiken van 1½ tot 5 maal deze waarde, naargelang de beschikbare stuurenergie en het gewenste anoderendement. Voor telegra-

fië is minder roostersturing nodig en de waarde van de vaste voorspanning (indien hoger dan de afknijpspanning) mag verminderd worden, ofwel mag men de waarde van de roosterlekweerstand verminderen tot de normale roosterstroom vloeit.

Indien men slechts een matig uitgangsvermogen en anoderendement wenst, mag men de voor elk type aangegeven roostersturing tot en met 50 % verminderen. Wanneer men de buizentabellen naslaat moet men erbij bedenken dat het vermogen, dat verloren gaat in de afstemkringen mee in aanmerking dient genomen te worden bij de berekening van de beschikbare roostersturing. Op zeer hoge frequenties kunnen de HF-kringverliezen zelfs het vereiste vermogen voor de roostersturing overtreffen.

Bijregeling van de afstemming van oscillator, tussen-trappen of verdubbelkringen zal vaak een groter roosterstuurvermogen voor de eindversterker beschikbaar stellen.

Luskoppeling tussen de trappen, vooral met de roosterkring van de eindversterker, zal normaal meer stuurvermogen leveren dan verkregen kan worden met andere koppelsystemen. Het aantal windingen van de koppellus en de plaatsing ervan ten opzichte van de spoel kan gevarieerd worden teneinde het grootste stuurvermogen te krijgen voor de toelaatbare waarden van anodestroom in buffer- of verdubbeltrappen. Men kan soms kleine bijregelingen uitvoeren nadat de anodespanning aangelegd wordt op de stuurbuis.

Overdreven roosterstroom beschadigt de buis door te grote verhitting van de roosterstructuur. Boven een zeker stuurvermogen kan geen toeneming van het uitgangsvermogen meer verkregen worden voor een gegeven anodespanning.

5-5. — NEUTRALISATIE VAN HF-VERSTERKERS.

De roosteranode-terugkoppelcapaciteit in trioden maakt het noodzakelijk deze buizen bij hun gebruik als HF-versterkers op frequenties boven ongeveer 500 kHz te neutraliseren. Schermroosterbuizen, pentoden en beam-tetroden met een rooster-anode capaciteit van 0,1 $\mu\mu\text{F}$ of minder, kunnen gewoonlijk als versterker gebruikt worden zonder neutralisatie tot op 30 MHz.

NEUTRALISATIESCHAKELINGEN.

Het doel van de neutralisatie is de capacitieve terugkoppeling van energie van anode naar rooster te neutraliseren. Er bestaan twee algemene methoden waarop deze terugkoppeling van energie kan geweerd worden: de eerste en meest gebruikte is het aanwenden van een capaciteitsbrug en de tweede bestaat in het gebruik van een parallel reactantie van gelijke waarde en tegengestelde polariteit met de rooster-anode capaciteit, om de invloed van deze capaciteit tot nul te herleiden.

De capaciteitsbrug voor neutralisatie is verdeeld in twee systemen: roosterneutralisatie en anodeneutralisatie. Het gebruik van roosterneutralisatie kan de versterker hetzij teruggekoppeld, hetzij tegengekoppeld maken. Daarom zijn alleen de anodeneutralisatie (met capaciteitsbrug), de spoelneutralisatie (systemen met tegengesteld reactantie) en de Hazeltine-neutralisatie aan te raden voor HF-versterkers met enkele uitgang.

NEUTRALISATIE MET AFGETAKTE ANODESPOEL.

Figuur 8-A toont de schakeling van de neutralisatie voor een HF-versterker met enkele uitgang met behulp van een afgetakte spoel in de anodekring. Deze schakeling geeft voldoening voor frequenties onder ongeveer 7MHz met gewone buizen, doch wanneer men deze schakeling boven 7 MHz gebruikt zal men een vrij sterke terugkoppeling opmerken. In een versterker voor telegrafie kan men enige terugkoppeling toelaten, doch voor telefonie dient men een der twee systemen met

gesplitste condensatoren, die hieronder beschreven worden, toe te passen.

ANODE NEUTRALISATIE MET GESPLITSTE CONDENSATOR.

Figuur 8-B toont de neutralisatieschakeling die het meest gebruikt wordt voor HF-trappen met enkele uitgang. Het gebruik van een condensator met dubbele

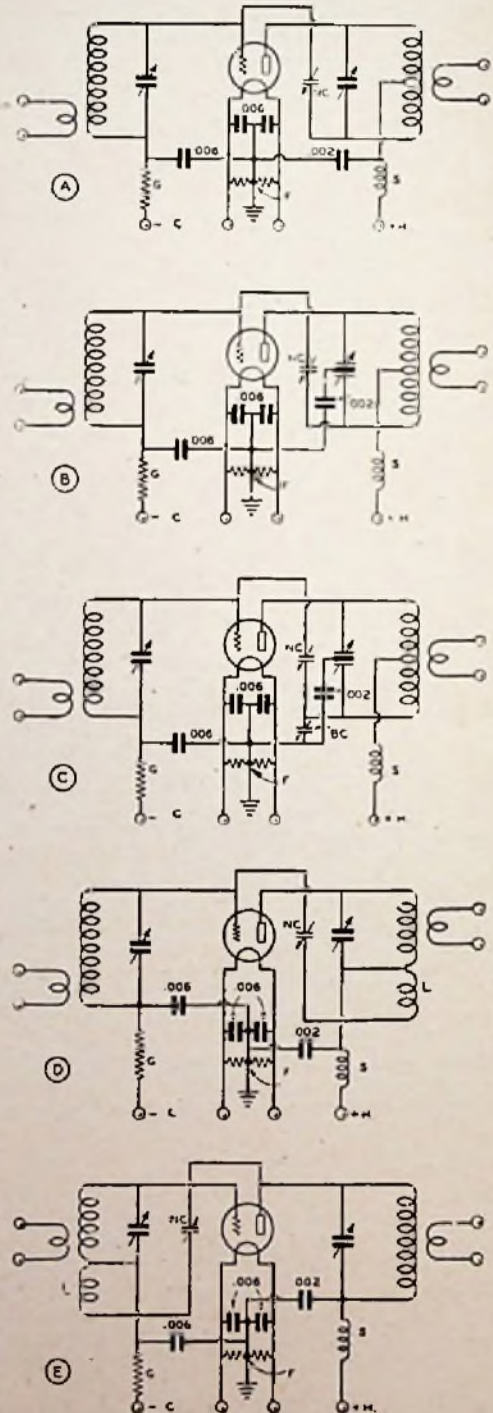


Fig. 8

GEWONE NEUTRALISATIEKRINGEN IN VERSTERKERS MET ENKELE UITGANG

- G = roosterlekweerstand.
- C = roostervoorspanning
- S = HF smoorspoel.
- H = hoogspanning.
- F = middenaftakking van gloeispanning.
- NC = neutralisatiecondensator.

stator in de anode maakt het elektrisch evenwicht degelijk onafhankelijk van de wederzijdse inductie in de spoel zelf en eveneens van de juiste plaats waar de aftakking op de spoel gemaakt werd. Met gewone buizen kan men hiermee de neutralisatie uitvoeren op, laten we zeggen, 14 MHz en deze regeling zal voldoende zijn voor het gebruik op alle lagere frequentiebanden.

Figuur 8-C geeft een variante van de neutralisatie met gesplitste condensator in een versterkertrap met enkele uitgang, die met buizen met kleine capaciteit voldoende juist kan geregeld worden vanaf 54 MHz. De bijkomende balanscondensator BC dient slechts als een regeling om aan iedere zijde van de balans-anodekring de capaciteit met de aarde juist dezelfde te houden.

Deze capaciteit kan een kleine condensator zijn van het type dat gewoonlijk voor de neutralisatie gebruikt wordt ofwel kunnen de betrekkelijke capaciteiten met de aarde aan beide zijden van de kring zo geproportioneerd worden dat er evenwicht is. Bij het bepalen van het evenwicht van de kring moet men er rekening mee houden dat het gewoonlijk de anode-gloeidraad capaciteit van de versterkerbuis is, die de onevenwichtigheid veroorzaakt.

Indien de andere capaciteiten in de kring volkomen in evenwicht zijn ten opzichte van de aarde dan moet de capaciteit van de condensator BC ongeveer de waarde hebben van de capaciteit anode-aarde van de te neutraliseren buis. Vaak is het echter gemakkelijker de bedrading aan de zijde der neutralisatie derwijze in onevenwicht te brengen ten opzichte van de capaciteit ervan met de aarde totdat de zo bijkomende capaciteit ongeveer gelijk is aan het capaciteitoverschot aan de anodezijde. Op het punt waarop de anode-aarde capaciteit juist in evenwicht is, zal de versterker geneutraliseerd zijn (ten minste bijna even uitstekend als een balansversterker) en deze neutralisatie zal behouden blijven voor alle banden waarop de versterkerbuizen voldoende werken.

HAZELTINE NEUTRALISATIE.

Een variante voor de neutralisatieschakeling, waarin de neutralisatiekring inductief gekoppeld is met een afstemspoel, wordt in figuur 8-D en 8-E weergegeven. Figuur 8-D toont de Hazeltine anodeneutralisatie en figuur 8-E de roosterneutralisatieschakeling. In beide gevallen zal men opmerken dat er geen stroom van de afstemkring door de neutralisatiespoel L vloeit.

In deze schakeling wordt de waarde van de neutralisatiecapaciteit bepaald door het koppelcoëfficiënt tussen de afstemspoel en L en door hun betrekkelijke zelf-inducties. Door het behoorlijk dimensioneren van de neutralisatiespoel L is het mogelijk de instelling van NC bruikbaar te maken voor alle banden.

BALANSNEUTRALISATIE.

Twee buizen van hetzelfde type kunnen in balans geschakeld worden om tweemaal zoveel uitgangsvermogen te verkrijgen als met een enkele buis. Een balansversterker, zoals in figuur 9-A, heeft bovendien het voordeel gemakkelijker in evenwicht gebracht te kunnen worden dan een buis met enkele uitgang. De verschillende capaciteiten tussen elektroden en de neutralisatiecondensatoren worden op zulke wijze verbonden dat de reactanties aan ene zijde van de afgestemde kringen juist gelijk zijn aan deze van de tegengestelde zijde. Om deze reden kunnen balans HF-versterkers gemakkelijker geneutraliseerd worden in ZHF-zenders. Zij blijven eveneens gewoonlijk uitstekend geneutraliseerd wanneer men op andere banden afstemd.

De schakeling van figuur 9-A wordt misschien wel meest gebruikt voor een HF-versterkertrap in balans. De rotor van de roostercondensator wordt aan de aarde gelegd terwijl de rotor van de anodecondensator vlotend gelaten wordt. In zekere omstandigheden mag de schakeling van 9-B gebruikt worden (wanneer de anodecondensator een veel hogere nominale spanning kan verdragen dan de maximum mogelijke topspanning op de uitgang der buizen), waarbij de rotor van de roostercondensator naar wens al dan niet aan de aarde kan

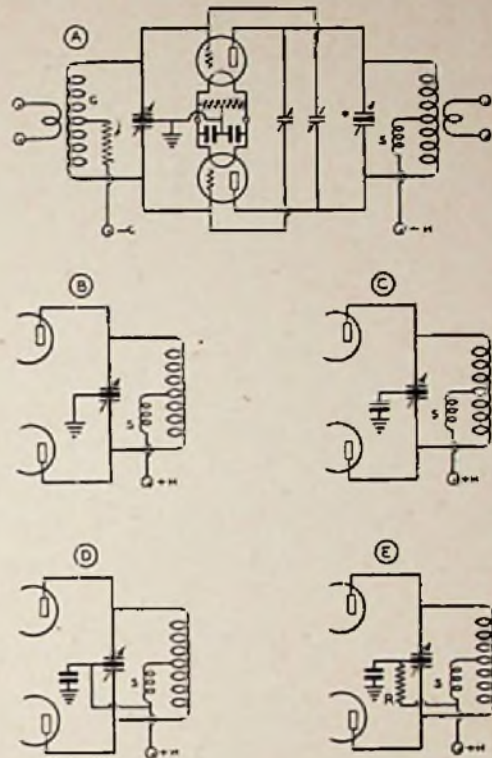


Fig. 9

KRUISNEUTRALISATIE IN BALANSVERSTERKERS EN GEBRUIKELIJKE SCHAKELINGEN VAN DE ANODE-AFSTEMKRING.

- G = roosterlekweerstand.
- C = roostervoorspanning.
- S = HF smoerspoel.
- H = hoogspanning.
- F = middenaftakking van gloeispanning.

gelegd worden. Met deze schakeling is het eveneens mogelijk op lagere frequenties een enkele roostercondensator te gebruiken, waarbij de spoel dan een middenaftakking heeft (doch zonder ont koppeling).

Figuur 9-C toont een variante voor de afvoer van de rotor van de anodecondensator. De ont koppelcondensator van de rotor naar de aarde kan elke waarde hebben tussen 100.000 en 500 $\mu\mu\text{F}$ en zelfs tot 100 $\mu\mu\text{F}$ in een UHF-versterker. Bij gebruik voor telefonie is het best een of andere koppeling te verwezenlijken om de rotor van de afstemcondensator de variaties van de anodespanning te doen volgen. Zolang de rotor op hetzelfde d.c.-potentiaal blijft als de statorplaten zal de kans fel verminderd worden dat er bij de modulatie toppen een doorslag zal ontstaan, daar slechts de HF-spanning zal optreden tussen de naast elkaar liggende platen van de afstemcondensator.

Figuren 9-D en 9-E tonen twee schakelingen die tot doel hebben de rotor van de condensator zo dicht mogelijk bij het d.c.-potentiaal van de statorplaten te houden. In figuur 9-D zijn de rotor en de niet geaarde zijde van de ont koppelcondensator rechtstreeks verbonden met de voedingszijde van de HF-smoerspoel. Dit is een uitstekende schakeling voor het gebruik met matige anodespanningen, doch ze heeft het nadeel de mica ont koppelcondensator aan een sterke spanning te onderwerpen. Moest deze condensator doorslaan, dan zou de anodespanning kortgesloten worden. Figuur 9-E toont een variante schakeling, die het voordeel heeft dat, wanneer de mica-ontkoppelcondensator in kortsluiting moest komen, alleen de weerstand R zou vernietigd worden. Met een mica-ontkoppelcondensator van 1000 $\mu\mu\text{F}$ en een maximum 100 % modulatiefrequentie van 3.000 Hz zal 25.000 ohm een voldoende waarde zijn voor R.

SHUNT- OF SPOELNEUTRALISATIE.

De terugkoppeling van energie tussen rooster en anode in een niet geneutraliseerde HF-versterker wordt veroorzaakt door de rooster-anode capaciteit in de versterkerbuis. Een neutralisatieschakeling is slechts een elektrische inrichting om de invloed van deze capaciteit op te heffen. In al de voorgaande schakelingen werd gebruik gemaakt van een brugschakeling om de teruggekoppelde energie tussen rooster en anode te neutraliseren door het terugkoppelen van eenzelfde hoeveelheid energie met tegengestelde fase.

Een andere methode om het terugkoppel-effect van deze capaciteit op te heffen en bijgevolg om de versterkertrap te neutraliseren, wordt gegeven in figuur 10. De rooster-anode capaciteit in een triode-versterkerbuis werkt als een capacatieve reactantie, die energie terugkoppelt uit de anodekring naar de roosterkring. Indien we op deze capaciteit een zelfinductie in parallel schakelen, die dezelfde reactantiewaarde heeft, doch met tegengesteld teken, dan zal de ene reactantie de andere neutraliseren en we zullen tussen rooster en anode een afgestemde kring hebben met hoge impedantie.

De neutralisatieschakeling kan op UHF gebruikt worden, waar de andere schakelingen geen voldoening schenken. Dit is waar omdat de lengte der verbindingen van de neutralisatiekring practisch verwaarloosbaar is. Deze schakeling kan eveneens toegepast worden op HF-versterkers in balans. In dit geval zal iedere buis haar eigen neutralisatiespoel tussen rooster en anode hebben.

Het grote voordeel van deze schakeling is dat het hierbij mogelijk wordt een enkele afstemkring te gebruiken in versterkers met enkele uitgang.

Het hoofd-nadeel van deze methode van shunt neutralisatie is dat deze neutralisatie moet bijgesteld worden iedere maal dat men de versterker afstemt op een nieuwe frequentie, die voldoende ver van de voorgaande afgelegd is, om het noodzakelijk te maken de afstemmingen van rooster- en anodekringen te wijzigen. Door het gebruik echter van uitwisselbare spoelen en van de trimmer in parallel met de rooster-anodecapaciteit is het echter mogelijk van band te veranderen en over ieder band de frequentie bij te trimmen. Wanneer men een dergelijke trimmer gebruikt, moet deze geïsoleerd zijn voor een iets hogere spanning dan de anode-afstemcondensator. De condensator van $100 \mu\mu\text{F}$ in serie met de neutralisatiekring is slechts een blokcondensator om de anodespanning van de roosterkring te isoleren. De spoel L zal voor een gegeven band een zeer hoog aan-

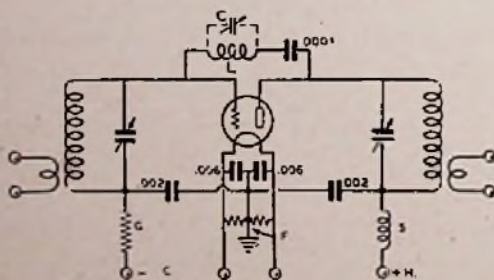


Fig. 10

VERSTERKER MET SPOEL-NEUTRALISATIE

Deze neutralisatieschakeling is zeer doeltreffend met trioden op alle frequenties, doch vooral in het ZHF bereik. De spoel L wordt zo gekozen dat ze op de bedrijfsfrequentie resonanceert met de rooster-anode capaciteit van de buis. Condensator C mag zeer klein zijn, b.v. van het type neutralisatiecondensator met kleine capaciteit en wordt gebruikt om de kring op de bedrijfsfrequentie te trimmen. Indien er enig middel is om de zelfinductie van de spoel in beperkte mate te variëren, dan is de trimmer overbodig

- G = roosterlekweerstand.
- C = roostervoorspanning.
- S = HF smoorspoel.
- H = hoogspanning.
- F = middenaftakking van gloeispanning

tal windingen moeten hebben om te kunnen resoneren met de betrekkelijk kleine capaciteit tussen anode en rooster. Doch daar in alle normale gevallen met buizen, die werken op de frequenties waarvoor ze ontworpen werden, de L/C-verhouding van de afgestemde kring zeer groot zal zijn, mag de spoel uit betrekkelijk dunne draad gewikkeld worden, al moet men een vrije wikkeling maken of een wikkeling op een dielectricum met klein verlies en moet ze geïsoleerd zijn voor de som van de HF-spanningen op anode en rooster.

5-6. — NEUTRALISATIE-METHODE.

Een HF-versterker wordt geneutraliseerd om het vrij oscilleren te beletten. Een neonlamp, een lampje met een draadlus of een HF-galvanometer kunnen gebruikt worden als nul-indicator bij het neutraliseren van krachtversterkertrappen. Gedurende de neutralisatie wordt de anodespanningsverbinding van de HF-trap losgemaakt. Dan voert men op de trap de normale roostersturing aan, de neutralisatie-indicator wordt met de anodespoel verbonden en de anodecondensator wordt op de resonantie afgestemd. De neutralisatiecondensator (of condensatoren) worden dan ingesteld tot een minimum HF aangeduid wordt bij resonantie-instelling van de afstemcondensatoren van rooster en anode. Beide neutralisatiecondensatoren worden gelijktijdig geregeld en ongeveer op dezelfde capaciteitswaarde ingesteld bij de neutralisatie van een fysisch symmetrische balans-trap.

Een laatste proef van de neutralisatie moet gemaakt worden met een d.c.-milliamperemeter in de roosterlek- of roostervoorspanningskring. Er mag geen beweging van de meternaald te zien zijn wanneer de afstemkring in de anode door de resonantie gedraaid wordt (zonder anodespanning op de trap); dan is de trap volledig geneutraliseerd. De regeling met behulp van de milliamperemeter is nauwkeuriger dan enig ander middel om de neutralisatie aan te duiden en is eveneens geschikt voor het neutraliseren van een zender met groot vermogen.

De anodespanning moet volledig afgesneden zijn door een werkelijke onderbreking van de d.c.-anodekring. (Het uitschakelen van de gloeidraden van de gelijkrichterbuizen volstaat niet.) Bestaat er een d.c.-afvoer door de anodebron, zal er een kleine anodestroom vloeien wanneer de roostersturing aangevoerd wordt, zelfs al krijgt de primaire van de anodespanningstransformator geen a.c.-spanning.

Een verdere proef van de neutralisatie van iedere HF-versterker kan gemaakt worden door na te gaan of de maximum roosterstroom op de trap samenvalt met het punt waarop de anodecondensator op minimum anodestroom is ingesteld. Deze proef wordt uitgevoerd met aangelegde anodespanning en met normale koppeling met de antenne. Wanneer de anode-afstemcondensator lichtjes van de resonantie verdraaid wordt langs de ene of de andere zijde, dan moet de roosterstroom op de trap in overeenstemmende wijze afnemen en dit zonder plotse sprongen. Men zal ondervinden dat dit een zeer nauwkeurige aanduiding is van de neutralisatie van een HF-versterkertrap met een triode of een beam-tetrode.

Balansschakelingen kunnen over het algemeen vollediger geneutraliseerd worden op zeer hoge frequenties dan trappen met enkele uitgang. In het middelmatige bereik tussen 3 en 15 MHz, geven trappen met enkele uitgang voldoende resultaten.

NEUTRALISATIE VAN HF-VERSTERKERS MET SCHERMROOSTERBUIZEN.

HF-versterkers met schermroosterbuizen kunnen normaal gebruikt worden zonder bijkomende inrichtingen voor neutralisatie tot frequenties van ongeveer 15 MHz, op voorwaarde dat men tussen de kringen van ingang en uitgang een voldoende afscherming voorziet. Speciale UHF-schermroosterbuizen zoals de 2E26 en de 5516 in de reeks met klein vermogen en de HK-257B, 4E27/8001, 4-125A en 4-250B in de reeks met middel-

matig vermogen kunnen vaak tot op 100 MHz gebruikt worden zonder neutralisatie. Buizen zoals de 807, HY-69 en 813 kunnen normaal gebruikt worden tot 30 MHz zonder neutralisatie. Vastgesteld werd dat de 815 veelal geen neutralisatie nodig heeft zelfs op frequenties boven 30 MHz, en de 829B zal normaal nog zeer stabiel werken zonder neutralisatie op 148 MHz.

Op hogere frequenties dan deze, die voor elk type hierboven werden aangegeven, zal men meestal een bijkomende neutralisatieinrichting moeten aanwenden. Men is echter tot de verrassende vaststelling gekomen, dat een beam-tetrode HF-versterker met enkele uitgang vaak stabiel werkt op frequenties die verschillende malen hoger zijn dan de stabiliteitsgrens van een HF-balansversterker uitgerust met hetzelfde buistype.

In de meeste gevallen is de eenvoudigste methode het gebruik van een kruis-neutralisatie capaciteitsbrug zoals men bij trioden gebruikt. De neutralisatiecapaciteiten moeten echter veel kleiner zijn dan deze bij trioden; door beam-tetroden worden normaal waarden vereist in de buurt van 0,2 $\mu\mu\text{F}$. Deze waarde is veel kleiner dan wat gewoonlijk kan verkregen worden met neutralisatiecondensatoren op minimum instelling, zodat men gewoonlijk voor ieder voor de hand liggend geval een speciale inrichting voorziet. De meest gebruikte werkwijze bestaat erin, een geleider (verbonden met het tegengestelde rooster) in de buurt te brengen van de anode zelf of van de anodeafstemcondensator van een der buizen. Men kan een of twee dergelijke «condensatoren» gebruiken in versterkers voor hogere frequenties; meestal gebruikt men er twee om het evenwicht in de trap te bewaren. Voorbeelden van dergelijke, zelfgemaakte neutralisatiecondensatoren zijn: de FM-zender met de buis 815 voor 29 en 53 MHz uit hoofdstuk 17, waar men eenvoudigweg gebruik maakt van een paar draden, die verbonden zijn met de tegenoverliggende roosters en gebracht worden in de buurt van de anoden van de 815; de 4-250A balansversterker uit hoofdstuk 16, waarin signaallampjes gebruikt worden, die op een strook micalex gemonteerd worden en waardoor staafjes geschoven worden, die dan verbonden worden met de tegenoverliggende roosters, om als neutralisatiecondensatoren te dienen; de balansversterker met een paar 807 of HY-63 uit hoofdstuk 16, waarin een draad gebruikt wordt, die met een rooster verbonden is en naar de omgeving van de anode van een 807 loopt.

Wat hierboven besproken werd geldt voor de neutralisatie van de kleine, maar toch nog belangrijke rooster-anode capaciteit van beam-tetroden op hogere frequenties. In de buurt echter van de hoogste frequentiegrens van elk buistype, krijgt de zelfinductie van de schermroosterleiding een zeer groot belang. Wanneer een buis op een dergelijke frequentie werkt, dan zal het schermrooster een merkelijke hoeveelheid energie laten doorleken van de anode naar de roosterkring, zelfs al heeft men de hulpsen van de buis zorgvuldig aan de aarde ontkoppeld. Dit verschijnsel vindt plaats omdat, al is de hulpsen naar de aarde ontkoppeld, de zelfinductie van de schermroosterleiding zelf een zekere HF-spanning zal laten ontwikkelen op het schermrooster in de buis. Dit verschijnsel werd tot een kleine waarde herleid in buizen zoals de 5516, de 829B en de 4X150A en 4X500A, doch blijft nog zeer belangrijk in de meeste beam-tetroden.

De invloed van de zelfinductie van de schermroosterleiding op de stabiliteit van de trap kan op een gegeven frequentie door een of twee methoden opgeheven worden. Deze zijn: (1) Het in serie resonantie brengen van de zelfinductie van de schermroosterleiding met behulp van een capaciteit naar de aarde. Deze methode wordt verduidelijkt in figuur 11-B en wordt vaak toegepast op handelstoestellen, die gebouwd zijn voor het gebruik op een smalle frequentieband boven ongeveer 75 MHz. De andere methode (2), die weergegeven wordt in figuur 11-C, bestaat in het terugkoppelen van bijkomende energie uit de anode naar het rooster met behulp van een kleine capaciteit tussen deze twee elektroden. Merk op dat deze condensator zo geschakeld is dat hij de effectieve rooster-anode capaciteit van de

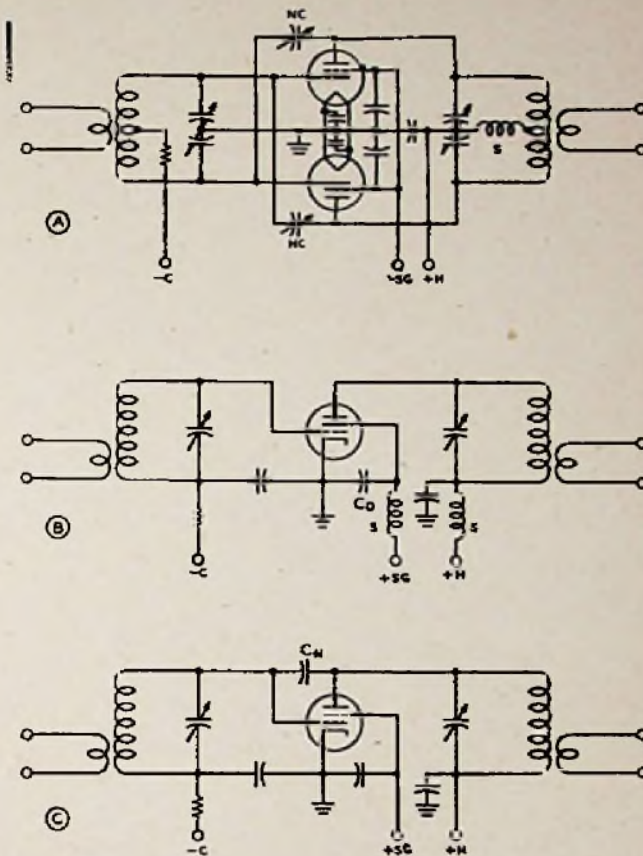


Fig. 11

NEUTRALISATIE VAN BEAM-TETRODEN

In de tekst wordt aangegeven dat op hogere frequenties de beam-tetroden vaak neutralisatie vergen. Schakeling (A) toont de gewone kruisneutralisatie voor het wegwerken van de resterende rooster-anode capaciteit. Schakeling (B) is een inrichting om op ZHF de zelfinductie van de schermroosterleiding in serie resonantie te brengen naar de aarde met behulp van condensator Cd. Deze condensator moet regelbaar zijn, doch voorzien van een middel om de uitgevoerde regeling vast in de stellen. Hij wordt geregeld om op de bedrijfsfrequentie de kleinste terugkoppeling tussen rooster en anode te hebben en dan vastgezet. Schakeling (C) geeft een variante voor het compenseren van de invloed van de zelfinductie van de schermroosterleiding in het ZHF bereik met behulp van een bijkomende capaciteit tussen rooster en anode van de buis (Cv).

SG = schermroosterspanning
H = hoogspanning
HC = neutralisatiecondensatoren

buis verhoogt. Vastgesteld werd dat deze methode doeltreffend is met de 807 in het bereik boven 50 MHz en met buizen zoals de 4-125A en 4-250A in de buurt van hun bovenste frequentiegrens.

Merk op dat deze methoden om een ZHF-versterker met beam-tetrode te stabiliseren slechts doelmatig is voor het bedrijf binnen een betrekkelijk smalle frequentieband zoals de band van 50 tot 54 MHz of van 144 tot 148 MHz. Op lagere frequenties zullen deze beide hulpmiddelen om de invloed van de zelfinductie van schermroosterleiding de neiging tot oscillatie van de versterkertrap doen toenemen.

De 807 balansversterker uit hoofdstuk 16 is een voorbeeld dat aantoont hoe een kleine capaciteit tussen het rooster en de anode van dezelfde buis gebruikt kan worden om de versterker te stabiliseren door het verminderen van de invloed van de zelfinductie van de

schermroosterleiding op de band van 50-54 MHz, doch dat tevens bewijst dat op lagere frequenties de noodzakelijkheid ontstaat de verbinding te maken met de tegenoverliggende anode ten einde de invloed van de resterende capaciteit tussen rooster en anode in de buis op te heffen.

NEUTRALISATIE-VRAAGSTUKKEN.

Wanneer een trap niet volledig kan geneutraliseerd worden, kan men de moeilijkheid terugvoeren op een der volgende oorzaken:

(1) De gloeileidingen zijn in de betreffende trap niet ontkoppeld naar het gemeenschappelijk aardpunt.

(2) De aardverbinding van de rotor van de afstemcondensator met dubbele stator naar de gloeidraad is open of te lang.

(3) De neutralisatiecondensatoren staan in een overdeven HF-veld van een der spoelen.

(4) Er is een electromagnetische koppeling tussen rooster- en anodespoelen of tussen de anode en de voorafgaande tussen- of oscillatortrap.

(5) Er is een onvoldoende afscherming of afstand tussen de trappen of tussen rooster- en anodekringen in een compacte zender.

(6) Het aanbrengen van een afscherming te dicht bij de anodekring veroorzaakt geïnduceerde stromen in de afscherming.

(7) Er ontstaan storende oscillaties bij het aanleggen van de anodespanning.

Het hulpmiddel tegen dit laatste verschijnsel dient gezocht te worden door zoeken en beproeven — hergroepering der onderdelen, veranderingen in de lengte der verbindingen van rooster, anode en neutralisatie, het inlassen van HF-smoorspoelen in de roosterverbinding of het wegnemen ervan, want het is mogelijk dat deze smoorspoel een storende oscillatie verwerkt op lage frequentie (in samenwerking met de smoorspoel in de anodekring). Hierover meer verder in dit hoofdstuk.

5-7. — VERSTERKERS MET GEAARD ROOSTER.

Sommige trioden, sommigen per toeval en sommigen wegens ontwerp, hebben een roosterstructuur en inrichting der verbindingen met de buisvoet die als gevolg hebben, dat de capaciteit tussen anode en gloeidraad zeer klein is, wanneer het stuurrooster geaard wordt, daar het stuurrooster dan werkt als effectieve afscherming op dezelfde wijze als het schermrooster in een schermroosterbuis.

Door een dergelijke triode te gebruiken in een schakeling zoals deze van figuur 12 en mits het nemen van de gewone voorzorgen tegen capaciteve en inductieve koppelingen tussen verbindingen en onderdelen van ingang en uitgang, kan men een stabiele vermogenversterker bouwen, die geen neutralisatie vergt.

In hoofdstuk 3 werd reeds een diepgaande bespreking

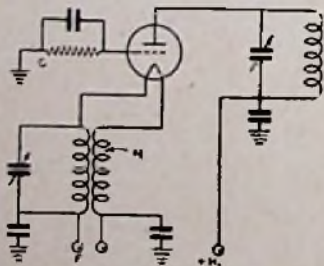


Fig. 12

VERSTERKER MET GEAARD ROOSTER

Dit versterkertype vergt geen neutralisatie, doch kan slechts met succes met zekere buizen gebruikt worden. Bij buizen met afzonderlijke kathode wordt deze aan één zijde van de gloeidraad verbonden.

G = roosterlekweerstand

N = doorengewikkeld (eenheidskoppeling).

gewijd aan de werking van HF-vermogenversterkers met geaard rooster, samen met de methode voor het ontwerpen en het berekenen van de bedrijfsvoorwaarden van een dergelijke trap.

Op UHF waar het zeer moeilijk is een voldoende neutralisatie te verkrijgen met de gewone triodeschakelingen (vooral wanneer een brede frequentieband moet kunnen bestreken worden) is de schakeling met geaard rooster bijna het enige praktische middel om een triodeversterker te gebruiken. De schakeling wordt echter zelden in andere omstandigheden gebruikt omdat ze verschillende ongewone karakteristieken vertoont, waarvan enkele ongewenst zijn.

Wegens de sterke tegenkoppeling, aan de schakeling eigen, is hier veel meer stuurvermogen verlangd, dan zou vereist worden door een zelfde buis in een gewone schakeling met geaarde kathode. De tegenkoppeling kan verminderd worden door het gebruik van een buis met een hoge versterkingsfactor (in de buurt van 50) en men zal vaststellen dat buizen die speciaal ontworpen werden voor het gebruik met geaard rooster gewoonlijk een zeer hoge versterkingsfactor hebben.

Het bijkomend vermogen dat vereist is om een triode met geaard rooster te sturen gaat niet verloren, maar het treedt op in de uitgangskring en voegt zich bij het vermogen dat aan de belasting wordt geleverd. Niettegenstaande dat betekent het toch dat een sterkere stuurtrap nodig is voor een versterker met een gegeven uitgangsvermogen, omdat door de stuurtrap een matige hoeveelheid vermogen afgeleverd wordt aan de belasting van de versterker.

5-8. — FREQUENTIEVERMENIGVULDIGERS.

Kwarts kristallen en oscillatoren met veranderlijke frequentie worden gewoonlijk niet gebruikt om rechtstreeks de uitgangsfrequentie te controleren van zenders op hoge frequenties. Gewoonlijk gebruikt men frequentievermenigvuldigers om de frequentie tot de gewenste waarde te vermenigvuldigen. Deze vermenigvuldigers werken op juiste veelvouden van de stuurfrequentie; een kristal op 3,6 MHz kan gebruikt worden om de frequentie te regelen van een zender op 7,2 of 14,4 MHz en zelfs op 28,8 MHz, dit door middel van een of meer vermenigvuldigers. Wanneer ze gebruikt worden op de dubbele frequentie, dan spreekt men vaak van frequentieverdubbelaars. Een eenvoudige verdubbelschakeling wordt weergegeven in figuur 13. Ze bestaat uit een buis waarvan de anodekring afgestemd is op het dubbele van de frequentie van de roosterstuurkring. Deze verdubbelaar kan gestuurd worden door een kristaloscillator of door een andere vermenigvuldiger- of versterkertrap.

De verdubbeling kan best geschieden door de buis te laten werken met een hoge roostervoorspanning. Men stuurt de roosterkring uit tot op ongeveer de normale d.c.-roosterstroomwaarde door de HF-smoorspoel en de roosterlekweerstand heen, zoals in figuur 13. De waarde van deze weerstand bedraagt gewoonlijk van twee tot vijfmaal de waarde van de weerstand die gebruikt wordt bij gewone versterking. Bijgevolg is de roostervoorspanning verscheidene malen hoger voor dezelfde waarde van de roosterstroom.

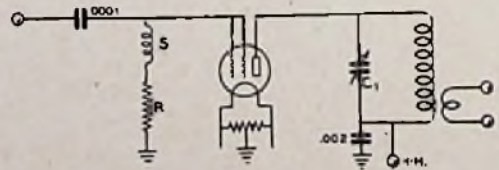


Fig. 13

GEWONE FREQUENTIEVERDUBBELAAR

Een triode met twee roosters en hoge μ is een uitstekende frequentieverdubbelaar. De anodekring wordt afgestemd op het dubbele van de roosterfrequentie. Voor een goed rendement zijn een hoge voorspanning en een grote sturing vereist.

S = HF smoorspoel.

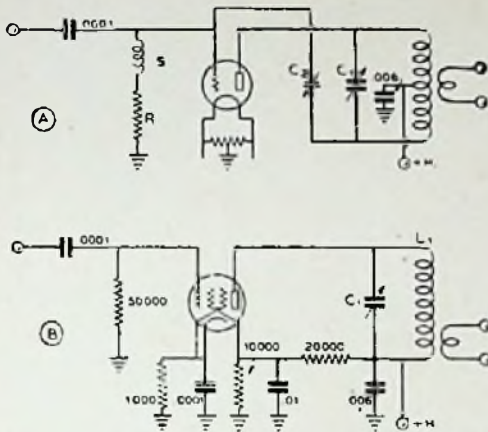


Fig. 14

GEWONE FREQUENTIEVERMENIGVULDIGERS
 (A) toont een schakeling die kan gebruikt worden hetzij als geneutraliseerde versterker, hetzij als frequentievermenigvuldiger met terugkoppeling.

(B) toont een pentode frequentievermenigvuldiger met kathodeterugkoppeling, die verkregen wordt door een te kleine ontzekeringscondensator en een grote kathodeweerstand.

S = HF smoorspoel.

In een verdubbelschakeling is neutralisatie zelden noodzakelijk, daar de anode afgestemd is op tweemaal de roosterfrequentie. De impedantie van de stuurkring van het rooster is zeer laag op de dubbele frequentie en daarom bestaat er slechts weinig neiging tot zelf-oscilleren.

Door de regling van C2 in de schakeling van figuur 14-A kan de verdubbelaar hetzij geneutraliseerd worden, hetzij meer teruggekoppeld.

Wanneer de condensator C2 de gepaste waarde heeft om de rooster-anode capaciteit te neutraliseren, dan kan de anodekring afgestemd worden op het dubbele van de frequentie (of op dezelfde frequentie) van de bron der roostersturing; de trap kan dus gebruikt worden als geneutraliseerde versterker of als verdubbelaar. De capaciteit van C2 kan ook verhoogd worden zodat de verdubbelaar teruggekoppeld wordt, indien de HF-impedantie van de uitwendige stuurkring van het rooster op de uitgangsfrequentie van de trap hoog genoeg is.

Frequentieverdubbelers vergen een voorspanning die verscheidene malen de waarde van de afknijpspanning bedraagt; voor dit gebruik zijn dus buizen met grote μ aan te bevelen. Buizen met een versterkingsfactor tussen 20 en 200 zijn geschikt voor verdubbelschakelingen. Tetroden en pentoden zijn uitstekende verdubbelers. Trioden met kleine μ , van 3 tot 10, zijn niet voor dit werkje geschikt. In uiterste gevallen moet de rooster-voorspanning even hoog zijn als de anodespanning om een doeltreffende verdubbeling te krijgen.

STROOMHOEK IN DE FREQUENTIE-VERMENIGVULDIGERS.

De hoek van de anodestroom in een frequentievermenigvuldiger is een zeer belangrijke factor bij de bepaling van het rendement. Het rendement stijgt, wanneer voor een gegeven roosterstroom de stroomhoek afneemt. Om de stroomhoek te verminderen is een hogere rooster-voorspanning vereist, zodat de stuurspanning op het rooster gedurende een kleinere periode van de sturgolf boven de afknijpwaarde stijgt. Om een zeer goed rendement te verkrijgen, moet de stroomhoek in een verdubbelaar 90 graden of minder bedragen, bij een verdrievoudiger 60 graden of minder, bij een verviervoudiger 45 graden of minder. In deze voorwaarde zal het rendement ongeveer gelijk zijn aan de omgekeerde van de harmonische waarop de trap werkt.

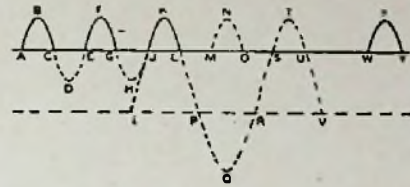


Fig. 15
WERKING VAN DE FREQUENTIE-VERDUBBELAAR.

M.a.w. het rendement van een verdubbelaar zal ongeveer $\frac{1}{2}$ of 50 % bedragen, het rendement van een verdrievoudiger ongeveer $\frac{1}{3}$ of 33 % en dit van een verviervoudiger $\frac{1}{4}$ of 25 %. Bij een degelijk ontwerp van de trap kan het rendement iets groter zijn dan de gegeven waarden, doch wanneer de stroomhoek groter genomen wordt dan deze grenswaarden, dan neemt het rendement vlug af. De oorzaak hiervan wordt duidelijk door het bekijken van figuur 15.

De impulsen ABC, EFG, JKL tonen stuurimpulsen van 180 graden in klas B werkingsvoorwaarden; de volle rechte lijn duidt de afknijpspanning aan. Wordt de voorspanning N maal verhoogd, tot de waarde die aangegeven is door de rechte stippellijn en verhoogt men de stuurspanning tot de HF-topspanning dezelfde waarde ten opzichte van de aarde bereikt als vroeger, dan kan men de stuurfrequentie in twee snijden en dan zullen de effectieve stuurimpulsen ongeveer dezelfde vorm vertonen als vroeger. Het enige verschil is, dat er één impuls op twee ontbreekt; MNO toont alleen aan waar de ontbrekende impuls zou moeten komen. Is echter de Q van de afstemkring hoog genoeg, dan zal het « vliegwiel-effect » daar grot genoeg zijn om de opening te overbruggen en het enige gevolg zal zijn dat het ingangsvermogen van de anode en het HF-uitgangsvermogen bij optimum belasting zullen dalen tot ongeveer de helft. Daar de ingangsfrequentie de helft is van de uitgangsfrequentie, staat men dus voor een doeltreffende verdubbelaar.

Een verdrievoudiger of verviervoudiger kan op dezelfde wijze ontleed worden, waarbij in het eerste geval twee en in het tweede geval drie stuurimpulsen ontbreken. In ieder geval moet de ideale stuurimpuls kort genoeg zijn om niet meer te bedragen dan 180° van de uitgangsfrequentie; anders gaat de stuurspanning in feite de uitgangsspanning gedurende een deel van de periode tegenwerken.

In de practijk werd vastgesteld dat het niet economisch is voldoende stuurvermogen aan te wenden om een vermenigvuldiger met drie of vier op deze wijze te laten werken. Gewoonlijk laat men stuurimpulsen toe van minstens 90° van de stuurfrequentie en neemt men het daaruit voortvloeiende slechte rendement op de koop toe, om dan het zwakke uitgangsvermogen in de volgende versterkertrappen op te voeren. Het rendement mag vrij klein worden indien de vermogenversterking kleiner dan de eenheid wordt.

VERMENIGVULDIGER MET VERVORMDE STURING.

Door het doen afwijken van de sturgolf van de oorspronkelijke sinusvorm op de stuurfrequentie wordt het mogelijk de stroomhoek te doen afnemen en bijgevolg het rendement te doen verhogen in een verdubbelaar of een verdrievoudiger, zonder zijn toevlucht te moeten nemen tot een opdrijven van de stuurspanning en van de voorspanning.

De stroomhoek kan men doen afnemen door aan de stuurspanning in behoorlijke fase een spanning van de derde harmonische toe te voegen. Het resultaat van de toevoeging van een derde harmonische spanning wordt grafisch weergegeven in figuur 16. De in stippellijn getekende kromme E_x toont dat een samenvoegen van grondfrequentie en de derde harmonische in behoorlijke fase als resultaat heeft dat de stuurspanning een

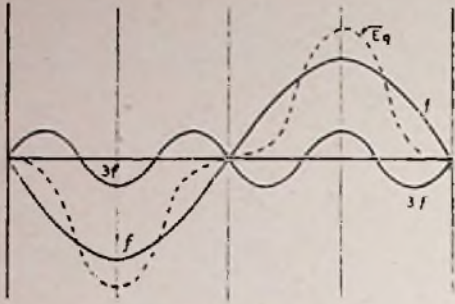


Fig. 16

GETOPE GOLFOFORM VERKREGEN DOOR HET SAMENVOEGEN MET BEHOORLIJKE FAZE VAN DE GRONDFREQUENTIE EN DE DERDE HARMONISCHE.

Wanneer energie met de grondfrequentie (f) en energie van de derde harmonische ($3f$) samengevoegd worden in behoorlijke fazeverhouding, dan is het resultaat hiervan een getopte golfvorm, voorgesteld door E_g . Wanneer deze getopte golf als sturing gebruikt wordt in een frequentievermenigvuldiger, dan geeft deze een veel beter anoderendement dan met een sinusvormige stuur golf op het rooster.

golfvorm krijgt met uitspringende toppen, juist zoals gewenst is voor een frequentievermenigvuldiging met groot rendement. De manier waarop de toevoeging van de derde harmonische geschiedt, wordt weergegeven in figuur 17. Een kleine afstemkring met middenaftakking, afgestemd op de derde harmonische van de grondfrequentie van de stuurtrap, wordt aangebracht tussen de anode van de stuurtrap en de koppelcondensator met de vermenigvuldigertrap. De middenaftakking wordt verbonden met de niet-gearde zijde van de anodeafstemkring van de stuurtrap, die afgestemd blijft op de grondfrequentie. De derde harmonische afstemkring kan nauwkeurig op die frequentie afgestemd worden door er een signaallampje met kleine stroom, opgenomen in een draadlus, mee te koppelen en de kring af te stemmen tot maximum licht in het lampje. Na deze afstemming kan men een absorptiegolfmeter met deze kring koppelen om vast te stellen of men inderdaad op de gewenste harmonische afgestemd is. De afstemming van deze kring is niet zeer critiek.

Bij het verviervoudigen zal het toevoegen van een top-kring, in de vermenigvuldigertrap een neiging doen ontstaan tot genereren wanneer de uitgangskring

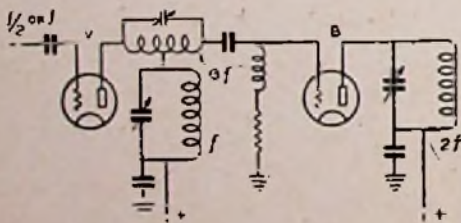


Fig. 17.

SCHAKELING OM GRONDFREQUENTIE EN DERDE HARMONISCHE MET GEPASTE FAZE SAMEN TE VOEGEN OM EEN GETOPE GOLFOFORM TE BEKOMEN.

De kleine afstemkring op de derde harmonische, toegevoegd zoals in het schema, mengt de grondfrequentie en de derde harmonische met gepaste fazeverhouding om een getopte golfvorm te verwekken op het rooster van de verdubbelaar. Deze schakeling kan eveneens gebruikt worden om een gewone versterker te sturen, wat voor gevolg heeft dat de effectieve strooihoek van de versterker afneemt en dat bijgevolg het anoderendement in de versterker stijgt.

V = stuurtrap B = verdubbeltrap

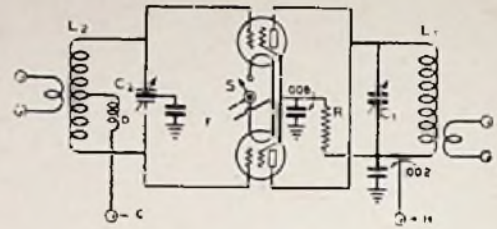


Fig. 18.

VERMENIGVULDIGER IN BALANSSCHAKELING

In dit type verdubbelaar of verviervoudiger zijn de roosters in balans geschakeld en de anoden in parallel. Een paar trioden, een dubbele triode, of een paar pentoden of tetroden kunnen hierin gebruikt worden. In het gegeven schema kan de gloeispanning op een der buizen onderbroken worden; dan werkt de andere buis als geneutraliseerde versterker, waarbij de andere buis dan dient als neutralisatiecondensator.

$$D = HF \text{ smoorspoel.}$$

afgestemd is op dezelfde frequentie als de top-kring; dit kan alleen vermeden worden door het gebruik van een goed afgeschermd HF-pentode of tetrode in plaats van de triode uit het schema.

BALANSVERMENIGVULDIGERS.

Twee buizen kunnen in parallel geschakeld worden om het dubbele uitgangsvermogen te geven van een vermenigvuldiger met een buis. Indien de roostersignalen een fazeverschil van 180° hebben, werken de buizen niet meer gelijktijdig doch om beurt. Dit heeft als gevolg dat de ontbrekende impulsen aangevuld worden (zie fig. 15). Niet alleen het uitgangsvermogen wordt verdubbeld, doch er treden een aantal voordelen op, die niet te verkrijgen zijn met gewone parallelwerking.

Het voornaamste hiervan is de effectieve neutralisatie voor de grondfrequentie en voor alle pare harmonischen, — wat van belang is wanneer alle storende uitstralingen dienen vermeden. Een ander voordeel is dat bij een klein beschikbaar stuurvermogen en bij stuurimpulsen, die meer dan 90° bedragen, het uitgangsvermogen en het rendement groter zullen zijn dan wat verkrijgbaar is met de twee identieke buizen in parallelschakeling.

Dezelfde schakeling kan als verviervoudiger gebruikt worden, en dit met een merklijk beter rendement dan in gewone parallel werking, omdat het zelden mogelijk is een voldoende sturing te leveren om stuurimpulsen van 45° te verwekken. Zoals hoger reeds aangetoond, heeft de balansschakeling een beter rendement dan één enkele vermenigvuldiger wanneer de sturing niet helemaal gepast is voor ideale vermenigvuldiging.

Een typische balansverdubbelaar is weergegeven in figuur 18. Bij gebruik van buizen met hoge steilheid is het noodzakelijk een afstemcondensator met dubbele stator in de roosterkring te gebruiken om vrije oscillaties te voorkomen; met goed afgeschermd pentoden en tetroden met middelmatige waarden voor de steilheid, kan men een gewone, enkele afstemcondensator gebruiken met een spoel met middenaftakking (de middenaftakking van de roosterspoel wordt dan naar de aarde ontkoppeld).

FREQUENTIEVERDRIEVOUDIGERS IN BALANS.

In UHF en ZHF-zenders is het vaak wenselijk de frequentievermenigvuldigertrappen in evenwicht te hebben ten opzichte van de aarde. Bovendien is het in de meeste gevallen even gemakkelijk de frequentie van het kristal of van de VFO met machten van drie te vermenigvuldigen in plaats van met machten van twee, zoals vaak geschiedt in zenders op lagere frequenties. Daarom is het gebruik van verdrievoudigers in balans bijna overwegend geworden in commerciële en ama-

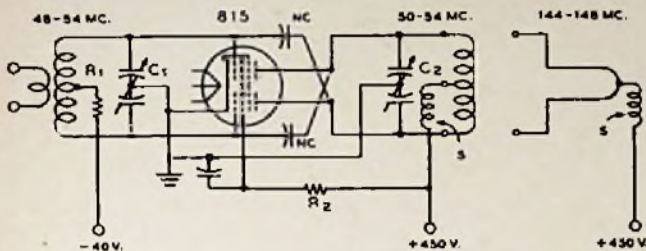


Fig. 19.

815 VERSTERKER-VERDRIEVOUDIGER IN BALANS.

Schakeling van een verdrievoudiger in balans. Worden de neutralisatiecondensatoren NC gebruikt zoals aangeduid in het schema, dan kan de schakeling gebruikt worden als versterker of als vermenigvuldiger voor de derde harmonische alleen door het aanbrengen van de gepaste anodespoel. R1 is een weerstand van 5000 ohm, 2 watt en R2 een weerstand van 10.000 ohm, 10 watt.

S = UHF smoorspoel

teur-zenders op ZHF en UHF. Dergelijke trappen zijn in evenwicht ten opzichte van de aarde en hun bouw en schema zijn in hoofdzaak dezelfde als deze van HF-balansversterkers met uitzondering van het feit dat de anode-afstemkring afgestemd wordt op een frequentie, die driemaal hoger is dan deze van de roosterkring. Een schakeling voor een verdrievoudiger in balans wordt gegeven in figuur 19 en in de zenders, beschreven in hoofdstuk 17, vindt men verschillende trappen van die aard.

Een verdrievoudiger in balans heeft bovendien voor de amateur het voordeel, dat de trap eveneens kan gebruikt worden als gewone HF-balansversterker, alleen door de rooster- en anodespoelen te vervangen en af te stemmen op dezelfde frequentie. Dit heeft zijn voordeel bij het werken op de band van 50 MHz met een sturing van 50 MHz; door het vervangen van de anodespoel kan men dan eveneens afstemmen op 144 MHz en de trap als verdrievoudiger gebruiken met een sturing op 48 MHz. Deze schakeling werkt uitstekend met balans-beamtetroden zoals de 815 en de 829B, al kunnen een paar buizen zoals de 2E25, 2E26 en 5516 even goed gebruikt worden indien men behoorlijk aandacht schenkt aan de zelfinductie van de schermroosterleidingen.

5-9. — CAPACITEIT VAN DE AFSTEMKRING.

In elke HF-versterker moet de gepaste Q-waarde in de afstemkring van de anode gebruikt worden. In hoofdstuk 3 werd dit onderwerp reeds even aangeraakt. Hieronder bespreken we dit punt echter in nadere bijzonderheden en geven we grafieken en diagrammen om de lezer te helpen bij het bepalen van de juiste L/C-verhouding in een HF-versterkertrap.

Een klas C-versterker neemt anodestroom op in de vorm van zeer vervormde stoten van zeer korte duur. Een dergelijke versterker dient steeds te werken met afgestemde zelfinductie-capaciteitkring, die een neiging vertoont om deze stoten om te zetten, dank zij het verzamelen (tank-effect), in een sinusvormig HF-uitgangsvermogen. Elke vervormde golfvorm van de draaggolf-frequentie veroorzaakt harmonische interferentie op hogere frequentiekanalen.

Een klas A-HF-versterker zal een HF-uitgangsvermogen met sinusvorm geven, indien de stuurimpuls eveneens een sinusgolf is. Een klas A-versterker zet zijn d.c.-ingangsvermogen in HF-uitgangsvermogen om door zich te gedragen als een veranderlijke weerstand en geeft daarom zeer veel warmte af. Wanneer een klas C-versterker sterk gestuurd wordt met korte impulsen, dan werkt hij op de toppen van de stuurimpuls

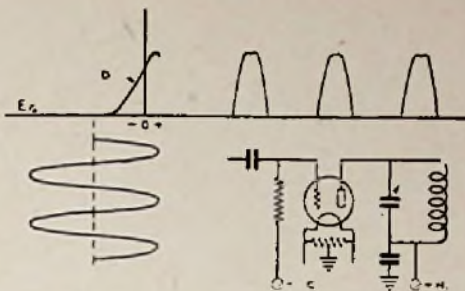


Fig. 20.

KLAS C VERSTERKER : GOLFOFORM VAN DE ANODESTROOM

D = dynamische karakteristiek.

als een elektronische schakelaar en daarom kan hij een zeer groot d.c.-ingangsvermogen in HF-uitgangsvermogen omzetten met slechts weinig warmtevorming. Een buis in klas C zal verscheidene malen meer uitgangsvermogen afleveren voor een gegeven anodedissipatie dan dezelfde buis zou opleveren als klas A-versterker.

De anode-afstemkring van een klas C-versterker moet een degelijk vliegwieleffect hebben teneinde in staat te zijn aan de antenne een sinusvormig uitgangsvermogen af te leveren, wanneer het ontvangende vermogen de vorm heeft van zeer vervormde impulsen, zoals afgebeeld in figuur 20. De LC-kring vult het vermogen aan over de volledige HF-periode op voorwaarde dat de verhouding L/C voldoende klein is. Het vliegwieleffect wordt meestal omschreven als de verhouding van de HF-volt-ampere tot het werkelijk uitgangsvermogen in watt, of VA/W. Dit is equivalent met Q en mag niet minder bedragen dan 4π of 12,5 voor een klas C-versterker met enkele uitgang. Bij deze waarde van VA/W of Q wordt de helft van de door de LC-kring verzamelde energie opgeslorpt door de antenne. Gebruikt men een lagere waarde dan Q, dan is het verzamelde vermogen onvoldoende om een (onvervormde) sinusvormige uitgangsgolf te verwekken in de antenne en dan zal vermogen in uitstraling van harmonischen verloren gaan.

Een te hoge waarde van VA/W of Q zal overdreven verliezen van de HF-stroom in de LC-kring veroorzaken en het uitgangsvermogen in de antenne doen afnemen.

HARMONISCHE STRALINGEN TEN OVERSTAAN VAN Q.

Aangaande de optimumwaarde van Q zijn de meningen verdeeld, doch een zorgvuldig onderzoek van het vraagstuk schijnt er op te wijzen, dat een waarde van 12 geschikt is voor de meeste telegrafische en MF-zenders voor amateurs en in commercieel bedrijf. Een waarde van 15 tot 20 zal minder harmonische straling veroor-

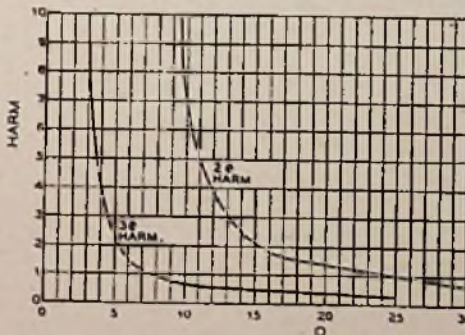


Fig. 21.

HARMONISCHE UITGANG TEN OPZICHTE VAN DE Q VAN DE AFSTEMKRING

Harm = betrekkelijke verhouding der harmonischen in de uitgang.

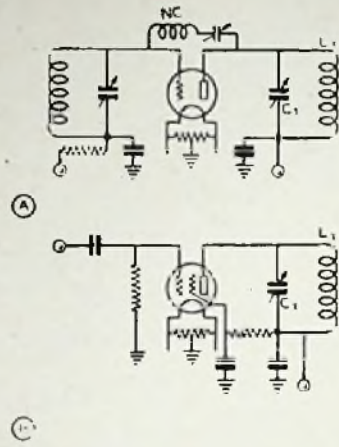
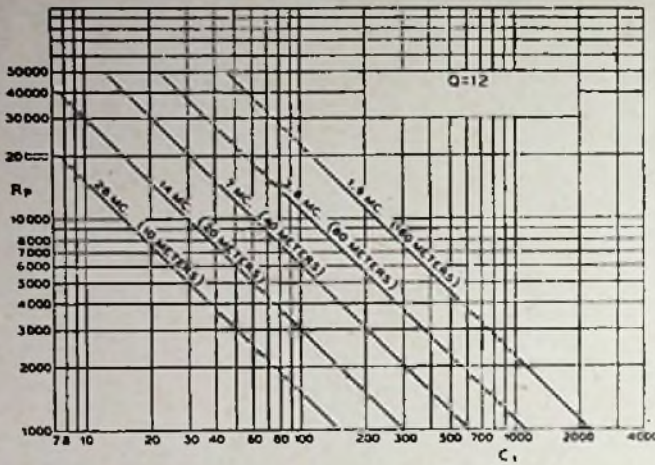


Fig. 22

(A) Versterker met spoelneutralisatie (NC)
 (B) Versterker met schermroosterbuis
 C_1 = totale capaciteit over de LC kring.

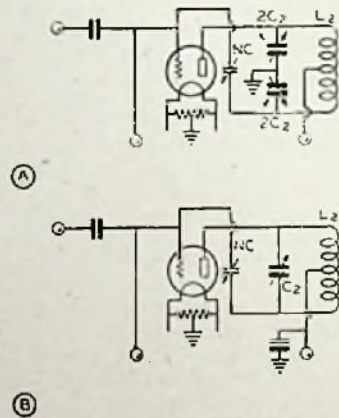
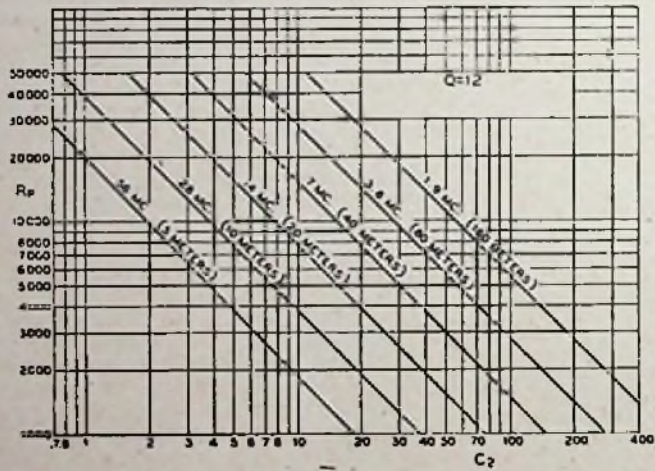


Fig. 23

VERSTERKERS MET ANODENEUTRALISATIE

C_2 = totale capaciteit over de LC-kring

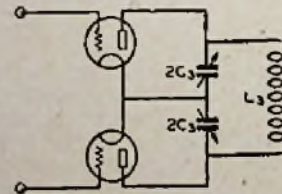
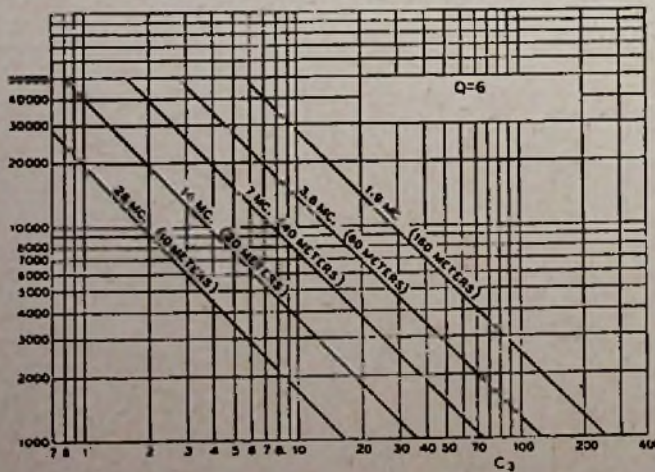


Fig. 24

BALANSVERSTERKER

C_3 = totale capaciteit over de LC-kring

zaken ten koste van een klein bijkomend warmteverlies in de LC-kring en zal een betere werking geven voor AM-telefonie. De gegeven diagrammen werden berekend met een werkzame Q-waarde van 12. Balanswerking vergt slechts de helft van deze waarde voor hetzelfde vliegwieleffect.

De krommen van figuur 1 tonen een scherpe stijging van de harmonische uitgang in de antennekring voor lage Q-waarden. De kromme van de tweede harmonische stijgt bijna verticaal voor Q-waarden onder 10. De derde harmonische is niet bijzonder sterk voor Q-waarden boven 4 of 5. Deze krommen tonen aan dat balansversterkers met een kleinere Q mogen werken, vermits de tweede harmonische in grote mate geneutraliseerd wordt indien er geen capaciteive of onevenwichtige koppeling bestaat tussen de afstemkring van de anode en het voedingssysteem van de antenne.

INVLOED VAN DE BELASTING OP DE Q.

De Q van een kring is afhankelijk van de weerstand in serie met de capaciteit en de zelfinductie. Deze serie-weerstand is zeer klein voor spoelen met klein verlies, die niet belast zijn door een antennekring. In deze voorwaarde kan de Q 100 tot 600 bedragen. Het koppelen van de antenne heeft als gevolg dat de serie-weerstand toeneemt, al wordt in dit geval het vermogen verbruikt door de nuttige straling van de antenne. Wetkundig verhoogt de antenne de waarde van R in de uitdrukking $Q = \omega L/R$, waarin L de zelfinductie van de spoel is en ω de term $2\pi f$, waar f uitgedrukt is in periode per seconde.

De koppeling van de uitgangsafstemkring met de antenne of de transmissielijn van de antenne kan gevarieerd worden, zodat men een Q-waarde kan krijgen van misschien 3 bij maximum koppeling tot een Q-waarde, die gelijk is aan de onbelaste Q-waarde bij de nulkoppeling. Zoals hierboven vermeld kan de onbelaste Q tot 500 of 600 stijgen. De waarde van Q = 12 voor telegrafie of FM (of Q = 15 tot 20 voor AM-telefonie) zal niet te verkrijgen zijn met de normale d.c.-anodestroom in een klas C-versterker tenzij de verhouding L/C in de afstemkring juist is voor de bedrijfsfrequentie.

De capaciteitswaarden van C1, C2 en C3 uit de figuren 22, 23 en 24 slaan op de totale capaciteit over de afstemspoel. Deze waarden behelzen dus de inwendige capaciteit van de buizen, de verdeelde capaciteit van de spoel, de bedradingscapaciteit, de helft van de waarde van de neutralisatiecapaciteit (bij eventueel gebruik), dit alles buiten de werkelijke capaciteit van de afstemcondensator. Bij gebruik van een afstemcondensator met dubbele stator is de effectieve capaciteit gelijk aan ongeveer de helft van de waarde van elke sectie, vermits de beide secties in serie staan over de afstemkring. De waarde is een weinig hoger dan de helft als gevolg van de wederzijdse capaciteit tussen de secties, die bestaat zelfs zonder de aanwezigheid van de stator. De totale strooicapaciteit van de kring kan variëren tussen zowat 4 en 30 $\mu\mu\text{F}$ met de verschillende buizen, die gewoonlijk gebruikt worden in zenders met klein en middelmatig vermogen.

Wegens de onbekenden, die gepaard gaan met het bepalen van de strooicapaciteit van de kring is het soms gemakkelijker de waarde van L te bepalen, die vereist wordt voor de gepaste Q van de kring (dit volgens de in hoofdstuk 3 gegeven methode) en dan de capaciteit van de afstemkring te regelen tot de resonantie bereikt wordt. Deze methode wordt meestal gebruikt voor het bekomen van de gepaste Q van de kring in commerciële zenders.

De buizen in de balansschakeling van figuur 24 werken gedurende een gedeelte van elke halve periode, zodat theoretisch minder vliegwieleffect noodzakelijk is en dus mag men Q = 6 gebruiken in plaats van Q = 12. Als veiligheidsmarge echter, om zeker te zijn dat de harmonische stralingen tot een minimum zullen beperkt blijven, is het aan te raden ook voor balansversterkers een Q van ongeveer 12 te gebruiken, wanneer harmonische uitstralingen interferenties zouden kunnen verwekken met andere diensten.

De waarden van R_p kunnen gemakkelijk berekend worden door de d.c.-anodespanning te delen door de totale d.c.-anodestroom (uitgedrukt in ampere). De juiste waarden van de totale afstemcapaciteit voor de verschillende amateurbanden worden in de diagrammen gegeven. De shunt strooicapaciteiten voor praktische doeleinden kunnen benaderend genoeg geraamd worden. De zelfinductie van de spoel moet dan derwijze gekozen, dat men de resonantie zal verkrijgen op de gewenste frequentie met de totale berekende afstemcapaciteit.

De gegeven capaciteiten zijn de aanbevolen minimumwaarden en deze moeten, waar het economisch uitvoerbaar is, voor gemoduleerde klas C-versterkers verhoogd worden met 50 tot 100 %. De diagrammen geven de waarden, die voldoende zijn voor klas C-telegrafieversterkers. En nogmaals leggen we er de nadruk op dat het hier gaat om de totale capaciteit over de afstemkring en niet om de capaciteit per sectie van een condensator met dubbele stator. Gebruikt men een dergelijke geplitste condensator, dan moet de capaciteit per sectie tweemaal de waarde hebben van deze die in de diagrammen gegeven zijn.

5-10. — LUCHTSPLEET VAN DE AFSTEMCONDENSATOR.

VEREISTE PLAATAFSTANDEN VOOR VERSCHILLENDE SCHAKELINGEN EN ANODESPANNINGEN.

Bij het bepalen van de luchtspleet van de condensator is de HF-topspanning op de condensator de belangrijkste factor, vermits de proefondervindelijke en praktische krommen van de luchtspleet t.o.v. de topspanning toepasselijk zijn op alle condensatoren met gepolijste platen en afgeronde hoeken. Typische doorslagspanningen voor overeenstemmende luchtspleten zijn in de tabel opgenomen. De waarden kunnen in alle schakelingen gebruikt worden. Het vraagstuk bestaat erin in elk geval de HF-topspanning te vinden; dit kan gemakkelijk geschieden.

De ogenblikkelijke HF-spanning in de anodekring varieert tussen bijna nul en ongeveer tweemaal de d.c.-anodespanning. Wordt de d.c.-spanning 100 % gemoduleerd door een LF-spanning, dan zullen de HF-toppen ongeveer viermaal de d.c.-spanning bereiken. De schakelingen van figuur 25-B en 25-D vergen een afstemcondensator met een plaatafstand die nominaal kan weerstaan aan HF-topspanningen van twee of viermaal de d.c.-spanning, resp. voor telegrafie en voor anodemodulatie.

Het is mogelijk de luchtspleet tot de helft te beperken door de versterker derwijze te schakelen, dat de d.c.-spanning niet over de afstemcondensator optreedt. Dit werd verwezenlijkt in figuren 25-A en 25-C. Deze schakelingen verdienen steeds de voorkeur boven deze van de figuren 25-B en 25-D, omdat de fysieke af-

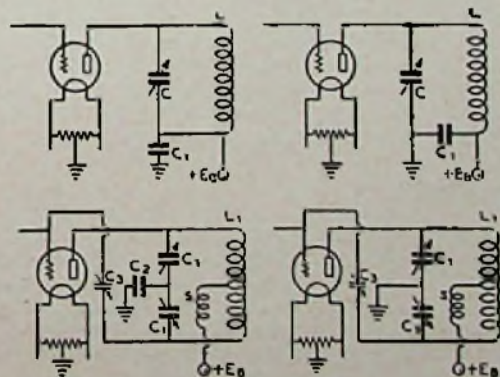


Fig. 25.
SCHAKELINGEN VAN DE ANODEKRING
IN KLAS C VERSTERKERS
S = HF smooispoel

Aanbevolen luchtspleet (veiligheidsmarge : ongeveer 100 %) voor de schakelingen van fig. 25 A en C. Voor de schakelingen van fig. 25 B en D dienen de afstanden met 1,5 vermenigvuldigd voor dezelfde veiligheidsmarge.

D. C. Anodespanning	Telegrafie	Anode-modulatie
400	,030	,050
600	,050	,070
750	,050	,084
1000	,070	,100
1250	,070	,144
1500	,078	,200
2000	,100	,250
2500	,175	,375
3000	,200	,500
3500	,250	,600

metingen van de condensator slechts ongeveer het vierde bedragen voor dezelfde capaciteit en minder duur zijn.

Voor een lineaire klas B, voor een klas C met roostermodulatie of voor telegrafie, varieert de ogenblikkelijke spanning op de buis tussen nul en tweemaal E_p . De HF-spanning is een a.c.-spanning, die over iedere periode varieert van nul tot een positief en dan tot een negatief maximum. De vaste (mica) condensator C1 in figuur 25-A en C2 in figuur 25-C isoleert de rotor van de d.c.-spanning en laat ons toe de waarde van de d.c.-spanning af te trekken van de HF-topspanning op de buis bij het berekenen van de te verwachten doorslagspanning.

Deze regels zijn toepasselijk op belaste versterker- of tussentrapen. Worden deze trappen echter gebruikt zonder HF-belasting, dan kunnen de topspanningen veel hoger zijn. Om deze reden mag men nooit een versterker zonder belasting laten werken, wanneer men er een anodespanning met ongeveer de normale waarde op aanlegt.

Om elk gevaar voor doorslag te vermijden moet bij de berekening van de luchtspleet een veiligheidsmarge voorzien worden. Dit is vooral het geval bij het gebruik der schakelingen van 25-B en 25-D; in deze schakelingen wordt bij doorslag de anodevoedingsbron kortgesloten. Wanneer men de HF-topspanning kent, moet men een luchtspleet kiezen die ongeveer 100 % groter is dan de nominale doorslagwaarde. De in de tabellen aangegeven plaatafstanden zullen doorslaan in de buurt van de aangegeven topspanningen. Bij schakelingen zoals deze van 25-B en 25-D zullen de topspanningen over de condensator ongeveer tweemaal hoger zijn en bijgevolg doet men daar ook een luchtspleet met dubbele breedte voorzien. De vaste condensatoren, gewoonlijk van het mica-type, moeten berekend zijn om te weerstaan aan de d.c.-anodespanning plus elke eventuele LF-spanning. Deze condensator moet een nominale spanningswaarde hebben van tweemaal de d.c.-anodebronspanning in alle andere HF-veersterkers. Zie eveneens figuur 9-D en de bijhorende tekst voor verdere gegevens over de wijze van schakeling om de rotor de gemoduleerde anodespanning te doen volgen.

BALANSTRAPPEN.

De schakelingen van figuren 25-C en 25-D zijn zonder wijzigingen in de berekeningen toepasselijk op de balansversterkers. Op een gegeven ogenblik levert slechts één buis vermogen af aan de afstemkring, daar de buizen om beurt werken gedurende een gedeelte van een halve periode. De verschillende waarden van Q en het verhoogde uitgangsvermogen verhogen licht de topspanningen, doch voor alle praktische doeleinden kunnen dezelfde berekeningsregels gebruikt worden.

Deze regels zijn op elke HF-versterker toepasselijk, mits het toepassen van een veiligheidsmarge van 100 % om het doorslaan van de condensator te beletten. Dit

Doorslagspanningen voor gewone plaatafstanden

Luchtspleet in duim	Top-doorslagspanning
,030	1000
,050	1500
,070	3000
,078	3500
,084	3800
,100	4150
,144	5000
,175	5700
,200	6200
,250	7200
,300	8200
,350	9250
,375	10.000
,500	12.000
,600	14.000

is voldoende voor de werking met normale belasting en in alle omstandigheden, op voorwaarde dat er geen storende oscillaties optreden. Deze laatste kunnen soms vonken doen overspringen in luchtspleten, die voorzien zijn van spanningen, die verscheidene malen hoger zijn dan de normale topspanning. Dit is vooral het geval met storende oscillaties op lage frequenties.

De werkelijke topspanningswaarden van een stabiele, belaste HF-versterker bedragen in feite iets minder dan de door de berekeningen aangeduide waarde, wat bij het ontwerpen nog een bijkomende veiligheidsmarge geeft.

5-11. — STORENDE OSCILLATIES IN HF-VERSTERKERS.

Storende oscillaties (in tegenstelling met de vrije oscillaties op de normale afstemfrequentie van de versterker) zijn ongewenste, in HF-versterkers optredende oscillaties hetzij met zeer hoge, hetzij met zeer lage frequentie.

Zij kunnen storende seinen (die vaak een ruwe toon hebben) verwekken, die niets gemeen hebben met de normale harmonischen, of storingen langs beide zijden van de draaggolf, sleutelgeklak, doorslag en vonken in de condensatoren, gebrek aan stabiliteit en aan rendement en verkorte levensduur of verzwakking van de buizen. Ze kunnen gedempt worden of ophouden met het sleutelen of met de modulatiegolven, of ze kunnen ongedempt zijn en toenemen gedurende ongemoduleerde uitzendingen en zelfs blijven voortduren, wanneer de storing ophoudt. Zij kunnen veroorzaakt worden door alle soorten serie- en parrallel-resonantiekruingen. Wegens de lengte der neutralisatieverbindingen of wegens de aard van de meeste storende kringen, is de versterker gewoonlijk niet geneutraliseerd voor de storende frequentie.

Soms verhindert het feit dat de anodespanning gesleuteld wordt de storende oscillaties, die zeer sterk zouden zijn indien de anodespanning aangelegd bleef en alleen de sturing weggenomen werd.

In sommige gevallen zal een alle-golfontvanger zeer nuttig zijn om na te gaan of een versterker storende oscillaties vertoont, maar het kan noodzakelijk zijn de proef te doen van een golflengte van een meter af om volkomen zeker te zijn. Een harmonische is zwakker dan de grondfrequentie, doch goed van toon; een sterke harmonische of een ruwe toon op een of andere frequentie duidt over het algemeen op een storende oscillatie.

STORENDE OSCILLATIES MET LAGE FREQUENTIE.

Een type van ongewenste oscillaties treedt vaak op met shunt-voedingskruingen, waarin de smoorspoelen

van rooster en anode resoneren als gevolg van een koppeling langs de inwendige capaciteiten van de buis. Ook bij serie-voeding kan dit voorkomen. Deze oscillatie heeft meestal een veel lagere frequentie dan de gewenste en doet bijkomende draaggolven ontstaan, die van twintig tot enkele honderden kHz verwijderd liggen langs beide zijden van de normale draaggolf. Een hulpmiddel is hier het wijzigen van de toegepaste voedingsmethode, hetzij in het rooster, hetzij in de anodekring, ofwel het verwijderen van een smoorspoel. Een andere mogelijkheid ligt in het gebruik van een smoorspoel met veel kleinere zelfinductie in het rooster dan in de anode of in het vervangen van de roostersmoorspoel door een draadgewikkelde weerstand in de serie roostervoeding. In een klas C-versterker met roosterlekvoorspanning is geen smoorspoel vereist, wanneer de voeding in serie geschiedt.

Dit type storende oscillaties kan ook optreden in balansversterkers in welk geval de buizen effectief in parallel geschakeld zijn ten opzichte van de storende oscillatie en de neutralisatie bijgevolg ondoeltreffend is. Roosters of anoden kunnen met elkaar verbonden worden zonder dat hiermee de ongewenste oscillatie ophoudt. Dit is een eenvoudige proef om vast te stellen welk het type der storing is.

BUIZEN IN PARALLEL.

Wanneer buizen in parallel gebruikt worden, treedt vaak een oscillatie tussen de buizen op met een zeer hoge frequentie. Niet-inductieve dempingsweerstand of storingsdempers in de roosterkring, of nog het gebruik van zeer korte roosterverbindingen samen met kleine anodesmoorspoelen zullen vaak doeltreffend kunnen aangewend worden.

ZELFINDUCTIES MET AFTAKKINGEN.

Wanneer men tussen trappen een capacatieve koppeling gebruikt, vooral wanneer men een trap aftakt op de voorgaande spoel, dan kunnen bijkomende storingskringen gevormd worden wegens de meervoudige resonantieverschijnselen in deze samengestelde kringen. Een condensator, die afgetakt wordt op slechts een deel van een spoel, b.v. voor de bandspreiding of voor capaciteitsbelasting, kan ook een storende oscillatie verwekken.

BUIZEN MET MEERDERE ELECTRODEN.

Men zou kunnen denken dat schermroosterbuizen, pentoden en beam-tetroden zouden kunnen helpen de storende oscillaties te verminderen, omdat ze geen neutralisatie vergen, doch hun grote versterking verergert over het algemeen de storende oscillaties. Bovendien moet de ontkoppelkring van de bijkomende elektroden naar de gloeidraad kort en effectief zijn, vooral op de hogere frequenties, om ongewenste inwendige koppelingen te vermijden. Op zeer hoge frequenties kan een bepaalde critieke waarde van de ontkoppelcondensator van het schermrooster de inwendige afscherming verbeteren zonder nieuwe storende oscillaties op te wekken. Dez capaciteit moet derwijze gekozen worden, dat ze de zelfinductie van de schermroosterverbinding tot resonantie brengt op de bedrijfsfrequentie van de versterker. Een blokkerings- (relaxatie-) verschijnsel kan zich voordoen, wanneer het schermrooster door een serie-weerstand gevoed wordt. Op die wijze kan het schermrooster werken als de anode van een T.P.T.G.-oscillator, die echter kan gedempt worden aan de regelklem van het rooster.

KRISTALTRAPPEN.

Zelden verdenkt men een kristaloscillator van storende oscillaties en toch ligt de fout vaak daar. Hier dienen dezelfde hulpmiddelen toegepast als in versterkers.

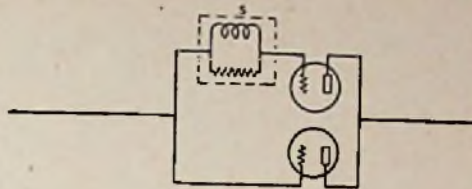


Fig. 26.

STORINGSDEMPER

Het schema stelt een demper voor in serie met een der roosters van een paar buizen in parallel. In een balansversterker waar storende oscillaties optreden kan een storingsdempers geschakeld worden in serie, in de verbinding tussen de roosterafstemkring en het rooster van een der buizen.

STORINGDEMPERS.

Het meest voorkomende type van storende oscillatie is van het UHF-type, doch dit kan gelukkig meestal gedempt worden door het aanbrengen van een storingsdempers van het in figuur 26 gegeven type in de roosterverbinding of in een roosterverbinding van een balans of parallel-schakeling.

OPSPORING VAN STORENDE OSCILLATIES.

In het voorafgaande gaven we een korte inleiding over het onderwerp der storende oscillaties. Om echter zeker te zijn dat een versterker op een volkomen stabiele wijze werkt zonder neiging tot storend oscilleren en tevens om deze op te heffen, indien ze moesten voor komen, is het aan te raden een ordelijke en vaste werkwijze te volgen. Dergelijke werkwijze wordt in bijzonderheden gegeven in hoofdstuk 9.

5-12. — ROOSTERVOORSPANNING.

Voor een behoorlijke werking vergen HF-versterkers een of andere vorm van roostersvoorspanning. Practisch werken alle HF-versterkers derwijze, dat de anodestroom vloeit in de vorm van korte, puntvormige impulsen, die slechts een breukdeel van de HF-golf duren. Om dit te verwezenlijken moet de roostersvoorspanning zo gekozen worden dat ze minstens voldoende is om de anodestroom af te snijden en in klas C-versterkers met hoog rendement bereikt de voorspanning een waarde, die gelijk is aan verscheidene malen deze afknijpwaarde. De afknijpspanning, we herhalen het, is de waarde van de voorspanning die bij de gebruikte anodespanning de anodestroom tot nul zal doen dalen. We hebben reeds vroeger de methode gegeven om deze spanning te berekenen. Deze theoretische afknijpspanning zal de anodestroom niet volledig tot nul doen dalen dit als gevolg van de veranderlijke μ of de « knie », die karakteristiek is voor alle buizen met dichtbij gelegen afknijppunt. Voor praktische toepassingen is deze factor echter zonder belang.

KLAS C-VOORSPANNING.

Om een lineaire werking mogelijk te maken (wat met anodemodulatie noodzakelijk is) moet de roostersvoorspanning van een klas C-telefonieversterker geregeld worden, bij normale d.c.-roosterstroom, op een waarde, die twee of driemaal de afknijpwaarde bedraagt. Indien slechts een matige sturing voorhanden is en een middelmatig anoderendement volstaat, kan een klas C-telegrafieversterker gebruikt worden met een voorspanning, die niet groter is dan de afknijpwaarde. In een telegrafiezender moet de voorspanningsbron of -weerstand zo geregeld, dat bij de beschikbare roostersturing de normale d.c.-roosterstroom vloeit. Deze regeling zal de HF-versterker met te kleine sturing een groter uitgangsvermogen doen geven dan een regeling met grotere voorspanning doch met overeenstemmende lagere waarde van de roosterstroom.

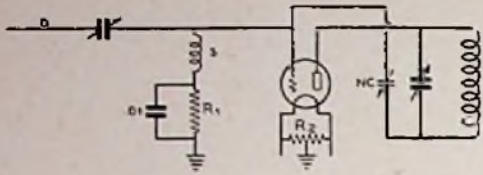


Fig. 27

TRAP MET ROOSTERVOORSPANNING

De tekening toont aan hoe men een weerstand in serie kan schakelen in de roosterafvoer om een voorspanning te bekomen uit het vloeien van de gelijkgerichte roosterstroom door deze weerstand.

D = stuurtrap S = HF smoorspoel

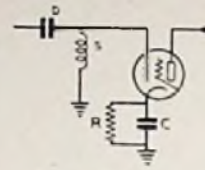


Fig. 29

« AUTOMATISCHE » KATHODEVOORSPANNING

D = stuurtrap
S = HF smoorspoel

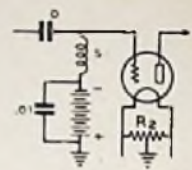


Fig. 30

BATTERIJVOORSPANNING

D = stuurtrap
S = HF smoorspoel

ROOSTERLEK-VOORSPANNING.

Om roosterlek-voorspanning te geven aan een HF-versterker schakelt men een weerstand in de roosterkring. Deze weerstand, R1 in figuur 27, maakt deel uit van de d.c.-weg in de roosterkring.

De HF-sturing, die op de roosterkring van de buis aangevoerd wordt, veroorzaakt een pulserende gelijkstroom door de leiding van de voorspanningsbron als gevolg van de gelijkrichtende werking van het rooster en iedere stroom, die door R1 vloeit veroorzaakt over deze weerstand een spanningsval. Het rooster van de buis is gedurende een kort ogenblik van elke HF-golf positief en neemt gedurende die tijd electronen op van de gloeidraad of van de kathode. Deze electronen voltrekken hun kringloop door de d.c.-roosterafvoer heen.

De spanningsval over de weerstand in de roosterafvoer vervekt een negatieve voorspanning op het rooster. De HF-smoorspoelen in de figuren 27, 28, 29 en 30 beletten de HF-stuurspanning naar de voorspanningsbron te vloeien of kortgesloten te worden met de aarde. De ontkoppelcondensator op de voorspanningsbron zelf heeft als doel een weg met lage impedantie te vormen voor het restje HF-energie, dat toch door de HF-smoorspoel zou doorgelaten worden.

De roosterlek-voorspanning regelt zich automatisch over een tamelijk breed variatiebereik van de HF-sturing. De waarde van de lekweerstand moet zo gekozen, dat bij de maximum beschikbare HF-sturing de normale roosterstroom zal vloeien. Roosterlek-voorspanning kan niet gebruikt worden bij roostermodulatie of in lineaire versterkers, waar de roosterstroom voortdurend varieert met de modulatie.

VEILIGHEIDSVORSPANNING.

Roosterlek-voorspanning alleen verschaft geen zekerheid tegen overdreven anodestroom in geval van het wegvallen van de bron van HF-sturing. Een C-batterij of een C-voeding kan in serie met de roosterlek geschakeld worden, zoals aangetoond door figuur 8. Deze vaste « veiligheids »-voorspanning zal de buis beschermen in geval van wegvallen van de roostersturing. Buisen met « nul-voorspanning » hebben geen bijkomende voorspanningsbron nodig buiten de roosterlek, daar hun

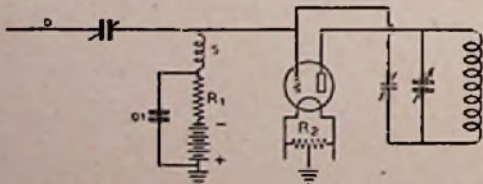


Fig. 28

AUTOMATISCHE ROOSTERVOORSPANNING GECOMBINEERD MET BATTERIJVOORSPANNING

In de schakeling van figuur 27 kan een batterij bijgevoegd worden om de buis te beveiligen in geval van uitvallen van de sturing.

D = stuurtrap S = HF smoorspoel

anodestroom op een veilige waarde zal vallen bij het wegvallen van de sturing.

KATHODEVOORSPANNING.

Men kan in serie met de kathode of in de verbinding van de middenaftakking van de gloeidraad van een versterker een weerstand schakelen om een automatische voorspanning te leveren. De anodestroom vloeit door deze weerstand en vloeit dan naar de kathode of de gloeidraad; de spanningsval over deze weerstand kan op het rooster toegepast worden door de verbinding van de roostervoorspanning vast te maken aan de aarde of aan het voedingsbron-einde van de weerstand R, zoals aangetoond in figuur 29.

Het geaarde einde (—B) van de kathodeweerstand is negatief ten opzichte van de gloeidraad met een waarde, die gelijk is aan de spanningsval over deze weerstand. De waarde van deze weerstand moet zo gekozen, dat de som van de gewenste roosterstroom en anodestroom, die er door vloeit de buis de gepaste voorspanning zal geven.

Deze methode voor verkrijging der voorspanning wordt veel meer toegepast in LF-versterkers dan in HF-versterkers. De spanningsval over deze weerstand moet afgetrokken worden van de totale anodebronspanning bij het berekenen van het ingangsvermogen van de versterker en in een HF-versterker kan dit verlies van anodespanning overdreven zijn. Een klas A LF-versterker krijgt een voorspanning van slechts ongeveer de helft van de afknijpspanning, terwijl een HF-versterker een voorspanning moet hebben die vaak tweemaal de afknijpspanning bedraagt of nog meer, waardoor bijgevolg het verlies van anodespanning bij gebruik van buizen met lage of middelmatige μ een groot percentage kan bedragen van de totale beschikbare spanning.

Vaak gebruikt men in een HF-versterker juist voldoende kathodevoorspanning om als veiligheidsspanning te kunnen dienen en de buizen aldus te beschermen bij uitvallen van de sturing, terwijl de overige voorspanning geleverd wordt door de roosterlek.

AFZONDERLIJKE VOORSPANNINGS-VOEDING.

Soms wordt voor de roostervoorspanning een « C »-batterij of een uitwendige C-voedingsinrichting gebruikt (fig. 30).

Batterijvoorspanning geeft een stabiele voorspanning en geeft voldoening voor lineaire versterkers en versterkers met roostermodulatie, die met kleine roosterstroom werken. In het geval van klas C-versterkers, die met sterke roosterstromen werken geven de batterijen geen voldoening. Deze gelijkstroom heeft een laddend effect op de droge cellen; na enkele maanden dienst worden deze batterijen onstabiel en storend.

In vervanging van de droge batterij kan men een a.c.-voedingsinrichting gebruiken. Men kan een balastweerstand nemen met een voldoende lage waarde zodat de waarde van de roosterstroom van de versterker geen merkbare variatie van de negatieve roostervoorspanning zal veroorzaken. Gebeurlijk kan men ook de gestabiliseerde voedingsinrichting voor roostervoorspan-

ning gebruiken, die beschreven wordt in hoofdstuk 19 en die toegepast wordt in verschillende toestellen, die in hoofdstuk 20 gegeven worden. Dit type roostervoorspanningsvoeding wordt gebruikt in klas B LF-versterkers en in lineaire klas B HF-versterkers, waar de stabilisatie van de roostervoorspanning van zeer groot belang is. In een klas C-versterker is de stabiliteit niet zo belangrijk en mag men dus een voedingsinrichting gebruiken, waar beroep gedaan wordt op minder onderdelen. In dit geval moet de voeding geregeld worden met de normale roosterstroom, omdat het vloeien van de roosterstroom door de ballastweerstand van de voeding anders de voorspanning in merkelijke mate zal doen stijgen.

5-13. — KOPPELINGEN TUSSEN TRAPPEN.

Gewoonlijk wordt de energie van de ene kring van een zender naar de andere overgebracht met behulp van een der drie volgende koppelmethode: capacitieve koppeling, inductieve koppeling en luskoppeling. Deze laatste is een speciale vorm van inductieve koppeling. De keuze van de koppeling hangt af van het nagestreefde doel.

CAPACITIEVE KOPPELING.

De capacitieve koppeling tussen een versterker of een verdubbelaar en de voorafgaande stuurtrap wordt getoond in figuur 31.

De koppelcondensator C isoleert de d.c.-anodespanning van het volgend rooster en vormt een weg met lage impedantie voor de HF-energie tussen de te sturen buis en de stuurbuis. Deze koppelmethode is eenvoudig en economisch voor versterker- of stuurtrappen met laag vermogen, doch vertoont zekere nadelen, vooral in trappen voor hoge frequenties. De roosterverbinding in een versterker dient zo kort mogelijk gehouden, doch dit is moeilijk te verwezenlijken in de praktische inrichting van een versterker met groot vermogen.

NADELEN VAN DE CAPACITIEVE KOPPELING.

De HF-smoorspoel in serie met de —C-voeding moet een uiterst hoge impedantie vertonen ten opzichte van de HF-kring en dit is moeilijk te bereiken, wanneer de zender gebruikt wordt op verschillende banden, die tot elkaar in harmonische verhouding staan. Een ander nadeel van de capacitieve koppeling ligt in de moeilijkheid de belasting op de stuurtrap te regelen. Een aanpassing van de impedantie kan verwezenlijkt worden door de koppelverbinding af te takken op de anodespoel van de stuurtrap, doch vaak veroorzaakt dit een neiging tot storende oscillaties, wat zeer hinderlijk is en moeilijk te voorkomen.

De capacitieve koppeling plaatst de rooster-gloeidraad capaciteit van de te sturen buis rechtstreeks over de afstemkring van de stuurtrap, wat het soms moeilijk maakt de HF-versterker te neutraliseren wegens de bijkomende capaciteiten van de stuurtrap, die in de roosterkring gekoppeld worden. Moeilijkheden van deze aard kunnen gedeeltelijk vermeden worden door het gebruik van een afstemcondensator met dubbele stator in de anodekring van de stuurtrap en door de koppelcapaciteit aan te brengen aan het tegenliggende einde van

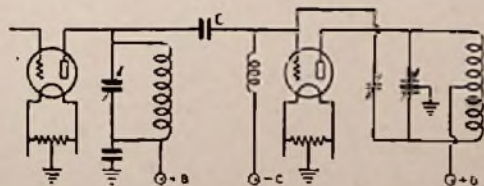


Fig. 31

CAPACITIEVE KOPPELING TUSSEN TRAPPEN
Deze koppelmethode tussen trappen is de eenvoudigste

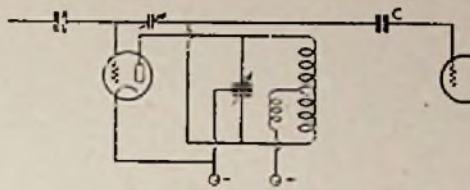


Fig. 32.

EVENWICHTIGE CAPACITIEVE KOPPELING
Deze koppelschakeling helpt het evenwicht te verwezenlijken tussen de twee zijden van de afstemkring in de anode van de stuurtrap.

de anode. Deze methode plaatst de anode-gloeidraad capaciteit van de stuurbuis over de ene helft van de afstemkring en de rooster-gloeidraad capaciteit van de volgende trap over de andere helft. Deze koppelmethode wordt voorgesteld in figuur 32.

Capacitieve koppeling kan gebruikt worden met het inzicht het aantal afgestemde kringen in een zender te beperken, wat ruimte en kosten spaart. Het gebruik ervan is eveneens voordelig voor het sturen van versterker- of verdubbeltrappen met pentoden of beamtetroden. Deze buizen vergen slechts een betrekkelijk klein roosterstuurvermogen en het afnemen van het effectieve stuurrendement heeft hier niet zo veel belang.

INDUCTIEVE KOPPELING.

Een inductieve koppeling (figuur 33) bestaat uit twee spoelen die electromagnetisch met elkaar gekoppeld zijn. De koppelingsgraad wordt geregeld door de variatie van de wederzijdse koppeling der twee spoelen, wat verwezenlijkt wordt door het variëren van de afstand tussen de twee spoelen.

Inductieve koppeling wordt zeer veel toegepast voor de koppeling van HF-versterkers in ontvangers. De mechanische vraagstukken die het regelen van de koppelingsgraad, zoals dit in een zender vereist is, meebrengen, beperken er de toepassingsmogelijkheid van. Hetzij de primaire, hetzij de secundaire, hetzij beide spoelen kunnen afgestemd zijn.

EENHEIDSKOPPELING.

Indien men de roosterafstemcondensator uit figuur 33 wegneemt en de koppeling tot praktische maximum waarde verhoogt door de beide spoelen door elkaar te wikkelen, dan gedraagt de kring, in zover het de HF betreft, zich als deze van figuur 31, waarin de enige afstemkring dient als anode-afstemkring voor de stuurtrap en roosterafstemkring voor de gestuurde trap. De tussengewikkelde roosterwinding dient slechts om de d.c.-anodespanning van de stuurtrap te isoleren van het rooster van de gestuurde trap, en om een afvoer voor de roosterstroom te vormen. Dit koppelttype, weergegeven in figuur 34, wordt gewoonlijk « eenheidskoppeling » genoemd.

Wegens de zeer hoge wederzijdse inductie worden zowel primaire als secundaire tot resonantie gebracht met behulp van een enkele afstemcondensator.

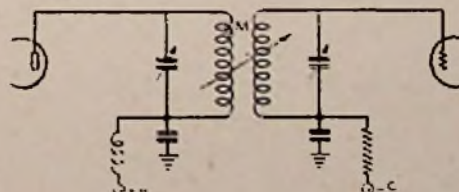


Fig. 33.

INDUCTIEVE KOPPELING

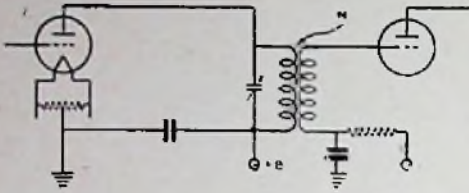


Fig. 34.

«EENHEIDS» INDUCTIEVE KOPPELING

Wegens de grote wederzijdse inductie van de door een gewikkelde spoelen (N) volstaat een condensator om beide spoelen af te stemmen

LUSKOPPELING.

Een speciale vorm van inductieve koppeling, die zeer veel toegepast wordt in zenderschakelingen, staat bekend onder de benaming luskoppeling. Een HF-transmissielijn met lage impedantie koppelt twee afgestemde kringen aan elkaar. Elk lijneinde heeft een of meer draadtoeren of lussen, die rond de te koppelen spoelen gewikkeld zijn. Deze lussen moeten met elke afstemkring gekoppeld zijn op het punt van de nul HF-spanning of het zogenaamde «nodal»-punt. Een aardverbinding aan één zijde van de lus wordt gebruikt in bijzondere gevallen waar het uitschakelen van harmonischen van belang is of waar de capacatieve koppeling tussen twee kringen tot een minimum dient beperkt.

Typische schakelingen met luskoppeling worden gegeven in de figuren 35 en 36. Enkele voordelen van de luskoppeling zijn de volgende :

- (1) Koppelaftakkingen of de afstemkringen worden vermeden.
- (2) Ze laat het gebruik toe van serie verbindingen met de voedingsbronnen in de afgestemde anode- en roosterkringen en schakelt daarbij de noodzaak van HF-smoorspoelen uit.
- (3) Ze laat de scheiding toe tussen de zendertrappen zonder merkelijke HF-verliezen of verliesstromen in het chassis.
- (4) Ze vermindert de capacatieve koppeling en maakt de neutralisatie van de HF-versterkers gemakkelijker.
- (5) Ze geeft een semi-automatische impedantie-aanpassing tussen de afstemkringen van rooster en anode, wat als gevolg heeft dat er een groter stuurvermogen kan beschikbaar gemaakt worden dan met de capacatieve koppeling.
- (6) Ze vermindert doeltreffend de storende uitstralingen.

De lijnen en lussen der luskoppeling kunnen gemaakt worden uit pus-back draad nr 18 voor koppelingen van trappen met klein vermogen. Voor koppelingen tussen trappen met hoger vermogen is de transmissielijn van 150 ohm met dubbele draad zeer doeltreffend en heeft

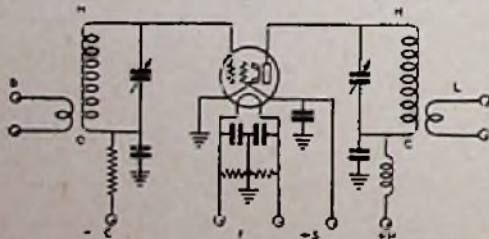


Fig. 35.

SCHAKELING MET LUSKOPPELING

Schema van een versterkertrap met beam-tetrode, waarvan ingang en uitgang door een luskoppeling verbonden zijn. De koppelingen moeten aangebracht worden aan het «geaarde» einde of de zijden met laag potentiaal van de afstemkringen.

- D = stuurtrap
- O = geaard
- H = niet-geaard
- L = belasting

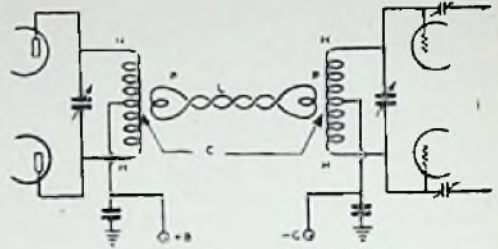


Fig. 36

BALANS LUSKOPPELING

Wanneer een luskoppeling gebruikt wordt tussen balanstrappen of tussen afstemkringen met midden aftakking, dan worden de lussen over het midden van de spoelen aangebracht

slechts weinig verlies. Indien het type 150 ohm niet beschikbaar is, dan kan men eveneens een 300 ohm of een 75 ohm-lijn gebruiken, al is de 150 ohm-lijn mechanisch en elektrisch voor de meeste toepassingen het best geschikt. Coaxiale lijnen of open-draadlijnen kunnen eveneens gebruikt worden tussen trappen met groot vermogen.

5-14. — HF-SMOORSPOELEN.

HF-smoorspoelen worden in de kringen geschakeld met het doel te beletten dat HF-energie zou kortgesloten worden of zou wegvloeden in de voedingskringen. Ze bestaan uit een zelfinductie met een groot aantal windingen, hetzij in de vorm van een solenoïde, hetzij van een serie solenoïden, van een enkele honigraatspoel of van een serie hiervan. Deze spoelen zijn ontworpen om zo weinig mogelijk verdeelde capaciteit en zo veel mogelijk zelfinductie te vertonen. De onvermijdelijke kleine hoeveelheid verdeelde capaciteit brengt de zelfinductie in resonantie en deze frequentie met normaal veel lager zijn dan de frequentie waarop de kring van de zender of de ontvanger werkt. HF-smoorspoelen voor het gebruik op verschillende banden dienen zeer zorgvuldig ontworpen, derwijze dat de impedantie uiterst hoog (verscheidene honderd duizend ohm) is op elke band.

De gelijkstroom, die door de HF-smoorspoel vloeit, bepaalt de draaddikte, die voor de wikkeling dient gebruikt. De zelfinductie van HF-smoorspoelen voor zeer korte golflengten is veel kleiner dan voor HF-smoorspoelen, ontworpen voor omroepbanden en gewone korte golven. Een HF-smoorspoel met zeer grote zelfinductie heeft meer verdeelde capaciteit dan een kleinere, met het gevolg dat de eerste in feite minder impedantie zal vertonen op zeer hoge frequenties.

Een andere beschouwing, die even belangrijk is als de d.c.-intensiteit die de draad zal te voeren hebben, is de HF-spanning, die op de HF-smoorspoel mag aangebracht worden zonder dat ze doorslaat. Dit staat in functie tot de isolatie, de afstand der toeren, de frequentie, het aantal en de afstand tussen de wikkelschijven en andere factoren.

Sommige smoorspoelen, die ontworpen zijn om een zeer hoge impedantie te vertonen over een zeer breed frequentiebereik, bestaan in feite uit twee smoorspoelen

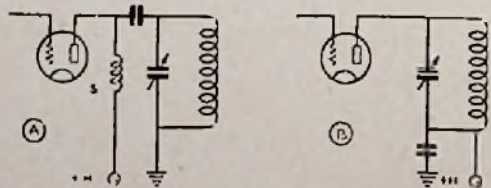


Fig. 37

- (A) Anodevoeding in parallel.
- (B) Anodevoeding in serie.

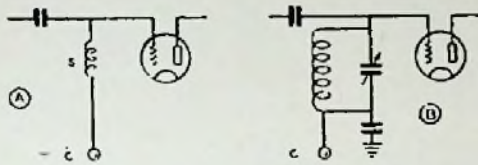


Fig. 38

- (A) Aanvoer van de roostervoorspanning in parallel
- (B) Aanvoer van de roostervoorspanning in serie

len : een UHF-smoorspoel in serie met een HF-smoorspoel. Een smoorspoel van dit type is gepolariseerd, t.t.z. dat het van belang is dat de juiste zijde van de smoorspoel verbonden wordt met de « hete » zijde van de kring.

SHUNT EN SERIEVOEDING.

De d.c. rooster- en anodeverbindingen kunnen hetzij een serie-, hetzij een shunt-voeding vormen. Figuren 37 en 38 tonen vereenvoudigde vormen van elk systeem. De serievoeding kan bepaald als deze waarin de d.c.-verbinding van rooster- en anodekringen gemaakt is op een punt met laag HF-potentiaal. De shunt-voeding wordt steeds verwezenlijkt op een punt met hoog HF-potentiaal en vergt steeds een HF-smoorspoel met hoge impedantie of een weerstand om het verlies van HF-vermogen te voorkomen.

5-15. — PARALLEL EN BALANS-SCHAKELINGEN.

Het HF-uitgangsvermogen van versterkers in parallelschakeling en in balansschakeling is hetzelfde, indien men een behoorlijke aanpassing der impedanties verwezenlijkt, indien een voldoende stuurvermogen beschikbaar is en indien de frequentie, waarop de metingen uitgevoerd worden, merklijk lager is dan de frequentiegrens van de buizen.

PARALLELLEDRIJF.

Het gebruiken van buizen in parallel heeft sommige voordelen in zenders, die ontworpen zijn voor een bedrijf onder 10 MHz. Bij parallelschakeling is slechts een neutralisatiecondensator vereist, tegen twee in de balansschakeling. Boven ongeveer 10 MHz, naargelang het buistype, is parallelschakeling over het algemeen niet aan te raden met trioden. Versterkers met geaard rooster en trappen met beam-tetroden met kleine C kunnen echter vaak met uitstekende uitslagen gebruikt worden in het bereik der ZHF.

BALANSLEDRIJF.

De balansschakeling geeft een zeer evenwichtige kring voor wat betreft de verschillende capaciteiten; bovendien kan de kring vollediger geneutraliseerd worden, vooral in versterkers voor hoge frequenties. De L/C-verhouding kan in een balansversterker hoger gemaakt worden dan in een parallelversterker met anode-neutralisatie. Balansversterkers geven, wanneer ze uitstekend in evenwicht zijn, minder tweede harmonischen dan een parallelversterker of een versterker met een enkele buis, doch in de praktijk ontnemen ongewenste capacatieve koppelingen en kringonevenwichtigheden de HF-balansversterkers deze theoretische vermindering van harmonischen.

5-16. — SPECIALE BESCHOUWINGEN OVER UHF EN ZHF-ZENDERS.

In het ZHF en UHF bereik zijn eenvoudige en welgebouwde gestabiliseerde oscillatoren voldoende voor telegrafie. Dergelijke oscillator kan eveneens gebruikt worden voor AM-telefonie op de 144-148 MHz-band en hoger. Oscillatorschakelingen met stabilisatie door co-axiale lijnen worden gegeven in figuren 39 en 41 en oscillatoren met stabilisatie door parallele staven in figuren 40 en 43.

OSCILLATOREN MET LIJN-STABILISATIE.

In oscillatoren is het van allerhoogste belang een

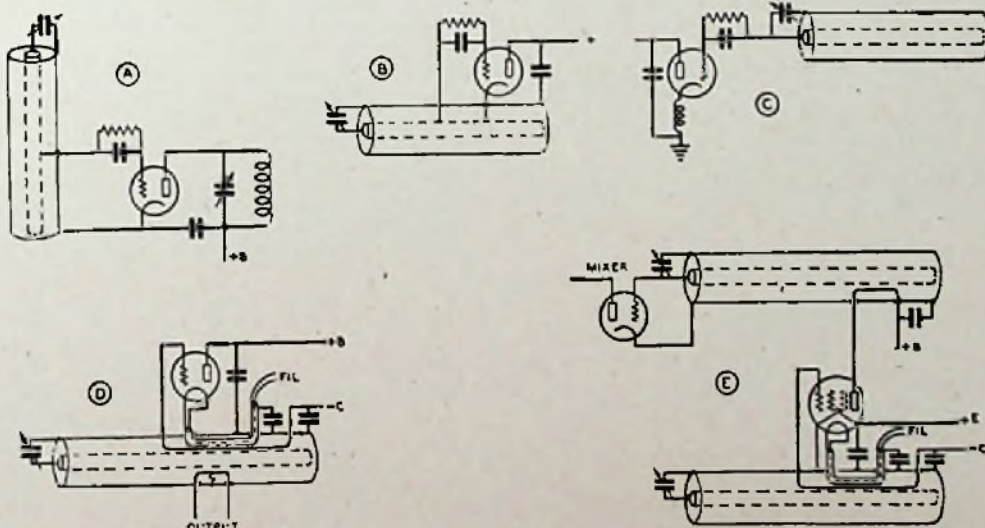


Fig. 39.

VOORBEELDEN VAN OSCILLATORSCHAKELINGEN MET COAXIALE LIJNEN

- (A) Oscillator met afgestemd rooster door coaxiale lijn en met anodespoel.
- (B) Oscillator met coaxiale lijn van type met kathode « boven de aarde ».
- (C) Oscillator met enkele regeling en zonder aftakking op de lijn.
De stabiliteit kan echter verhoogd worden door het rooster op de lijn af te takken.
- (B) RCA oscillator voor zenders met brede band ;

- de stabiliteit is goed en ook hier is slechts een afgestemde kring.
- (E) Gelijk aan (D) doch uitgerust met een pentode en voorzien van een luskoppeling voor de verbinding met de mengtrap.
Al de coaxiale lijnen zijn kortgesloten aan de zijde tegenover de afstemcondensator.
+E = schermroosterspanning
Fil = gloeispanning.

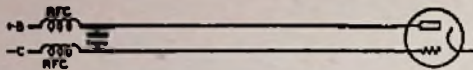


Fig. 40

VEREENVOUDIGD SCHEMA VAN EEN OSCILLATOR MET TWEE PARALLEL GELEIDERS ALS RESONERENDE LIJN

Buizen met een versterkingsfactor hoger dan 10 zijn niet geschikt voor deze schakeling. De blokcondensator dient als kortsluitstaaf wanneer de frequentie dient geregeld te worden. De terugkoppeling kan binnen zekere grenzen geregeld worden door een variatie van de voorspanning.

kring met hoge Q en lichte belasting te hebben om de frequentie te controleren. Dergelijke schakeling kan in grote mate brom, frequentieverschuiving en frequentiemodulatie verminderen. Gedeeltelijke neutralisatie kan ook helpen. Een concentrische lijn (wanneer ze niet gebruikt wordt met een slechte belastingscondensator) met een losse koppeling met het rooster van de oscillatorbuis zal degelijk werk leveren in een oscillator met enkele uitgang of in balansschakeling. Parallel staven worden meer algemeen gebruikt in balansschakelingen, vooral in anodekringen; indien ze een grote diameter hebben, kan men er een buitengewoon goede stabiliteit mee bekomen.

Wegens de merkelijke lengte van de kathodeleidingen ten opzichte van de golflengte op UHF, worden balanszenders soms ondoeltreffend of slecht renderend wanneer de frequentie stijgt. Een sectie transmissielijn met kleine afmetingen met een elektrische lengte gelijk aan de halvegolf kan gebruikt worden om de gloeidraden onderling te verbinden en hen op het grondpotentiaal te brengen zoals aangeduid door figuur 42. De kortsluitingstaaf kan verschoven worden tot de stand waarop het uitgangsvermogen het hoogst is of, in sommige gevallen, tot op het enige punt waar oscillatie optreedt. Deze toepassing van de resonerende lijnen mag niet verward worden met de T.P.T.G.-schakeling, waar de roosterlijn verschoven is naar de gloeidraad en geregeld wordt om een gemeenschappelijke reactantie voor rooster en anode te vormen om de oscillatie te onderhouden.

In UHF-oscillatoren worden vaak neutralisatiecondensatoren gebruikt, die geregeld zijn langs de ene en de andere zijde van de werkelijke neutralisatie, teneinde de terugkoppeling te regelen en de invloeden te verminderen van de variaties van de buis en van de anodekring op de frequentiebepalende roosterkring.

In oscillatoren met parallel staven kan gemakkelijk een werking op twee banden verwezenlijkt worden door

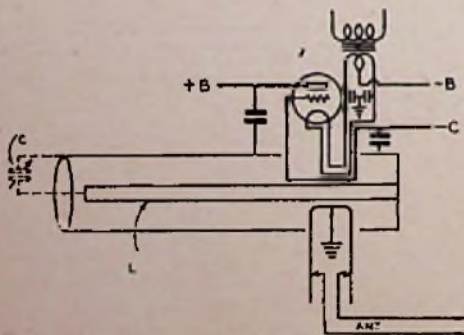


Fig. 41

OSCILLATOR MET COAXIALE BUIZEN ALS ENIGE AFSTEMKRING.

Men kan de frequentie regelen hetzij door de facultatieve afstemcondensator, hetzij door het variëren van de lengte van de inwendige geleider van de concentrische lijn.

C = afstemcondensator (niet verplichtend).

L = inwendige geleider, waarvan de lengte kan veranderd worden om de frequentie te veranderen.



Fig. 42.

Inrichting waarbij gebruik gemaakt wordt van een kortgesloten halvegolflijn om beide gloeidraden op het juiste aardpotentiaal te brengen.

het open einde van de roosterlijn kort te sluiten met een tweede kortluitingstaaf en door de anodekring bij te regelen. De resulterende halvegolf-roosterlijn is belast met de ingangscapaciteit van de buis, wat het wenselijk maakt de roosteraftakking verder te verschuiven. B.v. een kwartgolf-roosterlijn op 145 MHz kan een lengte hebben van 15 duim of meer, terwijl een belaste halvegolflijn op 235 MHz misschien slechts 9 duim lang zal moeten zijn, wat het noodzakelijk maakt de tweede kortsluitingstaaf van het open einde van de lijn weg te schuiven.

ELECTRONENBAAN-OSCILLATOR.

Het oscillatiebereik in gewone schakelingen is beperkt door de tijd, die de electronen nodig hebben om zich van de kathode naar de anode te verplaatsen. Op lage frequenties kan deze looptijd verwaarloosd worden, doch boven 100 MHz wordt dit een belangrijke factor. Met gewone buizen kunnen oscillaties verkregen worden boven de normale hoogste frequentiegrens door middel van electronenbaan-oscillatoren, waarin het rooster positief is en de anode op nul of op een lichtjes negatieve spanning gebracht wordt. Vaak kan men nog oscillaties bekomen op frequenties boven 500 MHz.

KLYSTRONS EN MAGNETRONS.

Al kan de eikelbuis 6F4 als oscillator gebruikt worden in een behoorlijk ontworpen schakeling met lijnkringen tot op ongeveer 1200 MHz en al kunnen de «vuurtorentjes» in aangepaste schakelingen nog als oscillator worden gebruikt tot ongeveer 3500 MHz, toch gebruikt men in het bereik boven 700 MHz meer de magnetrons als oscillatoren met groot vermogen en de klystrons als oscillatoren met klein vermogen. De werking van deze buizen werd beschreven in hoofdstuk 2.

UHF-VERSTERKERS.

Men kan stuuroscillatoren bouwen om gemoduleerde versterkers met behoorlijke frequentiestabiliteit te sturen in het UHF-bereik. Wanneer echter een transmissie met zeer grote stabiliteit gevergd wordt, bestaat er een

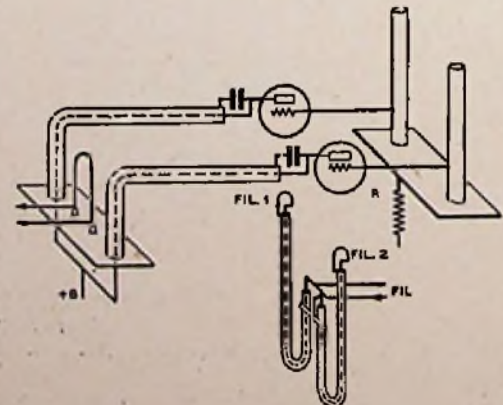


Fig. 43.

Opstelling der onderdelen van een balansoscillator met resonerende lijnen in gloeidraden, rooster en anode.

R = roosterlekweerstand.

tendenz om gebruik te maken van een kristal of ECO-oscillator op een lagere frequentie, gevolgd van frequentievermenigvuldigers. Bij modulatie geeft deze methode een goede stabiliteit, doch bij verwarming kan er een grotere frequentieverschuiving optreden dan men kan ontmoeten met een goed ontworpen UHF-oscillator met transmissielijnsturing.

Vaak gebruikt men oscillatoren en versterkertrappen met enkele uitgang; toch bestaan er redenen om balansschakelingen te verkiezen ten einde de buiscapaciteit over de afstemkringen te verminderen, om een evenwichtige schakeling te verkrijgen en om het belang van de kathodeleidingen te beperken.

Het door een versterker geveerde stuurvermogen kan groot zijn indien verbindingen met een merklijke lengte bestaan tussen rooster of anode en enige andere afstemcondensator, dan deze die als kortsluiting gebruikt wordt op een stavenpaar, of indien de condensator een lange inductieve weg vertoont in zijn mechanische structuur. De afvoer van deze kringen naar de kathode zijn van belang, vooral in trappen met enkele uitgang. De zelfinductie van de verbindingen kan verminderd worden door het gebruik van koperen banden of buizen in plaats van dunnere draden.

Frequentieverdubbelers werden gebruikt tot op 240 MHz. Verdrievoudigers in balans, vooral wanneer enige

terugkoppeling toelaatbaar is door het gebruik van een roosterkring met dubbele frequentie of een afgestemde kathodekring, geven zeer veel voldoening zelfs boven 300 MHz, wanneer men hierbij gepaste buizen gebruikt.

Zowel in zenders als ontvangers treedt vaak terugkoppeling of oscillatie op bij gebruik van kathodevoorspanning, die niet behoorlijk voor UHF ontkoppeld is. Gewone ontkoppelcondensatoren hebben een merklijke zelfinductie, die, samen met de capaciteit, een merklijke gemeenschappelijke reactantie kan vormen in de afvoeren van rooster en anode. Kleine verzilverde micacondensatoren hebben vaak bewezen beter te zijn dan grotere met middelmatige afmetingen en hogere capaciteit. Speciale UHF-buishouders met ingebouwde ontkoppelcondensatoren kunnen met voordeel gebruikt worden boven 200 MHz.

De balans beam-tetroden 826-B en 832-A geven hun vol nominaal uitgangsvermogen als telegrafieversterkers op 200 MHz. Het type 815 zal op 145 MHz 90 % van het vol uitgangsvermogen geven; op deze frequentie geeft de 2E26 83 % van het normale uitgangsvermogen en de beam-tetrode 4-125A/4D21 zal nog ongeveer 60 % afleveren op 240 MHz. De zendtriode 826 geeft ongeveer 80 % van het nominale vermogen op 300 MHz, terwijl de UHF-zendtriode 8012 haar vol uitgangsvermogen zal afleveren op 500 MHz.

Amplitudemodulatie

Indien men op de een of andere wijze de amplitude (1) van het uitgangsvermogen van een goede telefoniezender doet variëren in overeenstemming met een LF-sein, in plaats van de draaggolf te onderbreken in overeenstemming met de tekens van het Morse-alphabet, dan zal men in de ontvanger, die op het sein is afgestemd, een toon horen. Indien de LF-toon vervangen wordt door een band met lage frequenties, verwekt door de spraak of de muziek, dan zal men in de ontvanger de spraak of de muziek horen, die op de draaggolf ingeplant werd.

Wanneer spraak, muziek, video of een ander middel om zich verstaanbaar te maken op een HF-draaggolf aangebracht wordt door middel van een overeenstemmende variatie van de amplitude van het HF-uitgangsvermogen van de zender, dan ontstaat hierdoor een amplitudemodulatie. Het sleutelen van een telegrafiezender is de eenvoudigste vorm van amplitude-modulatie, terwijl de videomodulatie van een televisiezender een uiterst ingewikkelde vorm vertoont. De systemen om de amplitude van een draaggolf te moduleren in overeenstemming met de spraak, de muziek of gelijkaardige typen van ingewikkelde golfvormen zijn talrijk en gevarieerd en zullen verder in dit hoofdstuk besproken worden.

ZIJBANDEN.

Modulatie is in hoofdzaak een vorm van menging, waarover reeds in voorgaande hoofdstukken gehandeld werd. Om de spraak op hoge frequenties met behulp van de amplitudemodulatie over te brengen, moeten de spraakfrequenties vermengd worden met de HF-draaggolf, zodat de spraakfrequenties omgezet worden in HF-zijbanden. Al is het misschien moeilijk om er zich rekenschap van te geven, toch is het een feit dat de amplitude van de HF-draaggolf gedurende de modulatie niet varieert.

Zelfs al varieert de amplitude van een HF-spanning, die een samengesteld sein (de resultante van de draaggolf en de zijbanden, « omslag » genoemd) voorstelt, bij volle modulatie van nul tot tweemaal de waarde van het ongemoduleerde sein, toch varieert de amplitude van de draaggolfcomponente niet. Zo zal eveneens, zolang de amplitude van de modulatiespanning niet varieert, de amplitude van de zijbanden constant blijven. Om dit echter waarneembaar te maken is het noodzakelijk de amplitude van elke componente te meten met een zeer selectief filter. Anders zal het gemeten vermogen of de gemeten spanning de resultante zijn van twee of meer componenten en de amplitude van de resultante zal variëren in overeenstemming met de LF.

Indien een draaggolfrequentie van 500 kHz gemoduleerd wordt met een zuivere toon van 1000 Hz of 1 kHz, dan worden twee zijbanden gevormd: een op 5001 kHz (de som-frequentie) en een op 4999 kHz (de verschil-frequentie). De frequentie van elke zijband is onafhankelijk van de amplitude van de modulerende toon, of het modulatiepercentage; de frequentie van elke zijband wordt uitsluitend bepaald door de frequentie

van de modulerende toon. Dit veronderstelt natuurlijk dat de zender niet boven zijn mogelijkheden gemoduleerd wordt.

Wanneer het modulerende sein samengesteld is uit verschillende frequenties, zoals bij modulatie door spraak of muziek, dan zullen voor elke modulerende frequentie twee zijbanden gevormd worden (een langs elke zijde van de draaggolf) en het uitgestraalde sein zal een frequentieband beslaan. De bandbreedte, of de door het in amplitude gemoduleerde sein ingenomen deel van het frequentiespectrum, is gelijk aan tweemaal de hoogste modulerende frequentie. Is b.v. de hoogste frequentie der modulatie 5000 Hz, dan zal het sein (bij veronderstelling van een samengestelde en variërende golfvorm) een band beslaan, die zich uitstrekt van 5000 Hz onder tot 5000 Hz boven de draaggolf.

Frequenties minstens tot 2500, en liever nog tot 3500 Hz, zijn noodzakelijk voor een goede verstaanbaarheid der spraak. Brengt men in het LF-systeem een filter aan, die alle frequenties boven ongeveer 3000 Hz wegsnijdt, dan kan de bandbreedte van een telefoniesein tot 6kHz beperkt worden zonder dat de verstaanbaarheid er merkbaar onder lijdt. Wanneer echter na het filter harmonische vervorming verwekt wordt, zoals het geval zal zijn met een overbelasting van de modulator of met een overmodulatie van de draaggolf, dan worden nieuwe frequenties verwekt en dan zal het sein een band beslaan, die breder is dan 6 kHz.

WERKWIJZE DER MODULATIE.

Figuur 1-A stelt een ongedempte golf of een ongemoduleerde draaggolf voor. De kromme van figuur 1-B stelt een LF-sinusvormige golf voor. Wanneer deze twee samengevoegd of « vermengd » worden, dan zegt men dat de draaggolf in amplitude gemoduleerd is en men verkrijgt een resultante in de aard van 1-C of 1-D. Merk op dat gedurende de modulatie elke periode van de HF-spanning lichtjes verschilt van de voorgaande en van de volgende; daarom is gedurende de modulatie op geen enkel ogenblik de HF-golfvorm een zuivere sinus. Dit is een andere wijze om uit te drukken dat gedurende de modulatie de uitgestraalde HF-energie niet langer beperkt is tot een enkele hoge frequentie.

Merk op dat de gemiddelde amplitude van de HF-topspanning, of van de modulatie-omslag, dezelfde is met of zonder modulatie. Dit betekent eenvoudig dat de modulatie symmetrisch is, in de veronderstelling van een symmetrische (sinusvormige) modulerende golf en dat voor een modulatie zonder vervorming de opwaartse modulatie beperkt blijft tot tweemaal de amplitude van de ongemoduleerde draaggolf, omdat de amplitude niet minder dan nul kan worden gedurende de neerwaartse delen van de modulatieperiode. Figuur 1-D toont de maximum verkrijgbare vervormingsvrije modulatie met een sinusvormige modulerende golf; de HF-spanning op de top van de HF-periode varieert tussen nul en tweemaal de ongemoduleerde waarde en het HF-vermogen varieert tussen nul en viermaal de ongemoduleerde waarde (vermits het vermogen varieert als het vierkant van de spanning).

Waar de gemiddelde HF-spanning van een gemoduleerde golf gedurende een modulatieperiode dezelfde is als deze van de ongemoduleerde draaggolf, daar stijgt het gemiddeld vermogen met de modulatie. Integreert men het HF-vermogen over een LF-periode, dan stelt men vast dat bij een 100 % sinusvormige modulatie het

(1) Wegens de stijgende toepassing en het toenemend belang van de frequentiemodulatie werd er een afzonderlijk hoofdstuk aan gewijd. Het is echter duidelijk dat het begrip hiervan eerst een degelijke kennis vereist van de amplitudemodulatie; daarom dient dus dit hoofdstuk eerst bestudeerd te worden vóór men dit over de FM aanvat.

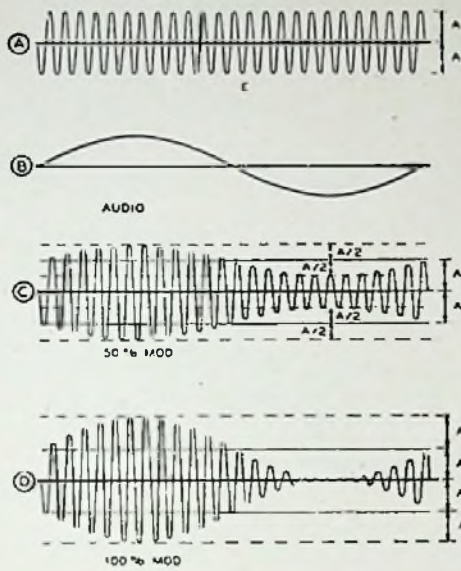


Fig. 1.

MODULATIE VAN EEN DRAAGGOLF

De tekening (A) stelt een ongedempte draaggolf voor; (B) toont het LF uitgangsssein van de modulator; (C) geeft het aanbrengeen weer van het LF sein op de draaggolf met een modulatie diepte van 50 % en (D) toont de draaggolf met ene modulatie diepte van 100 %. Deze tekeningen geven dus het mechanisme weer van de amplitude modulatie.

gemiddeld HF-vermogen toegenomen is met 50 %. Dit bijkomend vermogen wordt vertegenwoordigd door de zijbanden vermits, zoals hoger aangestipt, het draaggolfvermogen niet varieert met de modulatie. Wordt dus een draaggolf van 100 watt 100 % gemoduleerd door een sinusgolf, dan bedraagt het totale HF-vermogen 150 watt: 100 watt van de draaggolf en 25 watt van elke zijband.

MODULATIEDIEPTE.

Zolang de betrekkelijke verhoudingen van de verschillende zijbanden, waaruit de spraakmodulatie is samengesteld, behouden blijven, kan het sein zonder vervorming ontvangen en gedetecteerd worden. Hoe hoger echter de gemiddelde amplitude der zijbanden, des te sterker zal het in de ontvanger verwekte LF-sein zijn. Om deze reden is het wenselijk de modulatie diepte te vergroten tot het punt waarop de maxima toppen juist 100 % raken. Wordt de modulatie diepte vergroot zodat de toppen deze waarde overtreffen, dan verwekt men vervorming en wordt dit zeer ver doorgedreven, dan kan er zware interferentie ontstaan met seinen op naastliggende kanalen.

MODULATIEMETING.

De mate waarop een draaggolf gemoduleerd wordt, kan uitgedrukt worden, hetzij als een factor, variërend tussen nul en 1,0 bij maximum modulatie, hetzij als een percentage. Het percentage van de modulatie diepte is gelijk aan 100 maal de modulatiefactor. Figuur 2-A toont een draaggolf die door een sinusvormige LF-toon gemoduleerd wordt. Een dergelijk beeld zal men verkrijgen op het schema van een kathodestraaloscillograaf, die op de horizontale platen een zaagtandspanning krijgt en op de verticale platen de gemoduleerde draaggolf. Dezelfde draaggolf zonder modulatie zou op het scherm het beeld van figuur 2-B geven.

Het modulatiepercentage van de positieve toppen en dat van de negatieve toppen kan uit twee dergelijke oscillograafbeelden bepaald worden.

De modulatiefactor van de positieve toppen kan bepaald worden uit de volgende formule :

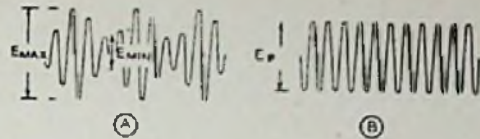


Fig. 2.

GRAFISCHE VOORSTELLING VAN EEN GEMODULEERDE (A) EN EEN ONGEMODULEERDE (B) DRAAGGOLF.

De wijze om de modulatie diepte te bepalen wordt in de tekst gegeven.

$$M = \frac{E_{max} - E_{dr}}{E_{dr}}$$

De factor voor de negatieve toppen verkrijgt men uit deze formule :

$$M = \frac{E_{min} - E_{dr}}{E_{dr}}$$

In de beide formules is E_{max} de maximum draaggolfamplitude met modulatie en E_{min} de minimum amplitude; E_{dr} is de vaste amplitude van de draaggolf zonder modulatie. Vermits de deflectie van de spot in een kathodestraalbuis lineair is ten opzichte van de spanning, kunnen de betrekkelijke spanningen van deze verschillende amplituden bepaald worden door de deflecties te meten op het scherm met een in duim of centimeter geijkte lineaal. Het modulatiepercentage van de draaggolf kan verkregen worden door de berekende modulatiefactor met 100 te vermenigvuldigen.

Indien de modulerende spanning symmetrisch is, zoals bij een sinusgolf, en de modulatie vervezenlijkt wordt zonder vervorming, dan zal de modulatie diepte voor de positieve en de negatieve toppen dezelfde zijn. De verdeling en de fazeverhoudingen van de harmonischen in spraak- en muziekgolven zijn echter zodanig dat de modulatie diepte van de negatieve toppen deze van de positieve toppen kan overtreffen en omgekeerd. Wanneer men de modulatie diepte aangeeft zonder vermelding van de polariteit, dan is dit een aanduiding van het gemiddelde van de negatieve en de positieve toppen.

MODULATIEMOGELIJKHEID.

De modulatiemogelijkheid van een zender is de maximum diepte waarop die zender kan gemoduleerd worden voor er storende zijbanden in de uitgang verwekt worden of voor de vervorming van de modulerende golfvorm onaanvaardbaar wordt. De grootste modulatie diepte, die om het even welke zender op de negatieve toppen kan hebben, is 100 %, vooral op de positieve toppen. De modulatiemogelijkheid van een zender kan beperkt worden door verzwakte buizen met onvoldoende gloeidraademissie, door onvoldoende sturing of roosteroverspanning in een trap met anodemodulatie, door te kleine belasting van een versterker met gemoduleerde HF, door te klein uitgangsvermogen van de modulator of door te grote sturing in een versterker met roostermodulatie of in een lineaire klas B-versterker. In ieder geval bepalen de officiële voorschriften dat geen enkele zender boven zijn modulatiemogelijkheid mag gemoduleerd worden. Daarom is het wenselijk de modulatiemogelijkheid van een zender zo dicht mogelijk bij 100 % op te voeren, zodat het draaggolfvermogen met de meeste doeltreffendheid zou kunnen aangewend worden.

ASYMMETRIE VAN DE SPRAAKGOLVEN.

De wijze waarop de menselijke stem door de stembanden wordt voortgebracht, geeft aanleiding tot een zekere asymmetrie in de golfvorm van de spraak, wanneer deze opgenomen wordt door een goede microfoon.

Dit is vooral opvallend voor mannelijke stemmen en sterker voor sommige klanken dan voor andere. Het gevolg van deze asymmetrie in de golfvorm is dat de spanningstoppen op ene zijde van de gemiddelde waarde van de golf in belangrijke mate groter zullen zijn, vaak twee tot driemaal, dan de spanningsvariaties op de andere zijde van de nul-as. De gemiddelde waarde van de energie langs beide zijden van de golf is natuurlijk dezelfde.

Het netto gevolg van deze asymmetrie in de golfvorm van de mannelijke stem is een optimum polariteit van de modulerende spanning, die in acht moet genomen, indien men een maximum energie van de zijbanden wil bereiken zonder vervorming te verwekken of storingen te veroorzaken in naburige kanalen.

Een faze-omschakelaar met twee polen in de ingang of de uitgang van een der transformatoren van de spraakversterker zal toelaten de toppen te richten in de zin van de maximum modulatiemogelijkheid. Deze optimum polariteit kan gemakkelijk vastgesteld worden bij het luisteren met een zeer selectieve ontvanger, die afgestemd is op een frequentie 30 tot 50 kHz verwijderd van het gewenste sein; men regelt dan de faze-omschakelaar op de stand die het minst storingen verwekt wanneer de zender tamelijk sterk gemoduleerd wordt. Desgewenst kan de omschakelaar dan vervangen worden door een overeenstemmende bedrading.

Nog duidelijker kan men dit verschijnsel der wanverhouding tussen de zijbanden van de spraak waarnemen, door de gemoduleerde golfvorm van een telefoniezender op het scherm van een oscilloscoop te onderzoeken. Een deel van de draaggolf-energie van de zender moet door een lus rechtstreeks verbonden worden met de vertikale platen, terwijl op de horizontale platen een zaagtandspanning met een frequentie van 30 tot 70 Hz wordt aangevoerd (zie de eenvoudige oscilloscoop met buis van 3 duim in hoofdstuk 25).

Wanneer het spraaksein van de voorversterker in één polariteit met de zender verbonden is zal men bemerken dat het afknippen van de negatieve toppen — wat aangeduid wordt door sterke lichtvlekken in het midden van het beeld telkens wanneer de draaggolf-amplitude door nul gaat — op een veel lager peil van gemiddelde modulatie zal voorkomen, dan met het aanvoeren van het spraaksein in de andere polariteit. Wanneer het ingangsein naar de zender derwijze gepolariseerd is dat de toppen van de spraaggolf in de richting van de positieve modulatie gestrekt zijn, dan zullen deze hetzij in de modulator, hetzij in de stuurtrap van de modulatorbuizen afgeknepen worden.

Het gebruiken van de gepaste polariteit van het inkomend spraaksein bij het moduleren van een zender kan een verhoging van 2 tot 1 geven van het LF-spraakvermogen dat op de draaggolf van een in amplitude gemoduleerde zender kan aangevoerd worden voor eenzelfde graad van zijbandstoringen. Meer doeltreffende methoden voor het verhogen van het LF-vermogen op de draaggolf van een AM-telefoniezender worden besproken op het einde van dit hoofdstuk.

UITZENDING MET ENKELE ZIJBAND.

Daar al het verstaanbare besloten is in de zijbanden langs één zijde van de draaggolf, is het niet noodzakelijk zijbanden langs beide zijden van de draaggolf uit te zenden. Daar bovendien de draaggolf slechts een enkele hoge frequentie is met vaste amplitude, is het niet noodzakelijk de draaggolf uit te zenden, indien er een of ander middel voorhanden is om in de ontvanger een ter plaatse verwekte draaggolf bij de zijband te voegen.

Wanneer de draaggolf weggelaten wordt doch beide zijbanden uitgezonden worden, dan moet bij de ontvangst een ter plaatse verwekte draaggolf met juist dezelfde frequentie als de weggelaten draaggolf toegevoegd worden. Om deze reden worden systemen met dubbele zijband en weggelaten draaggolf praktisch niet toegepast.

Wanneer de draaggolf weggelaten wordt en slechts de bovenste of de onderste zijband doorgezonden wordt, dan kan men in de ontvanger een uitstekend verstaan-

baar sein krijgen, zelfs indien de ter plaatse toegevoegde draaggolf enkele Hz verschilt van de in de zender weggelaten draaggolf. Een transmissiesysteem, waarin slechts een groep zijbanden en geen draaggolf doorgezonden worden staat bekend als systeem « met enkele zijband » en wordt gebruikt voor commerciële verbindingen van punt tot punt, waar tamelijk ingewikkelde toestellen aanvaardbaar zijn. De twee hoofdvordelen van het systeem zijn: (1) de effectieve versterking van het vermogen als gevolg van het feit dat al het uitgestraalde vermogen geconcentreerd is in de zijbanden, die de verstaanbaarheid voeren, in plaats van in hoofdzaak in een uitgestraalde draaggolf, en (2) het opheffen van de selectieve sluiering (fading) en de vervorming die optreedt in het gewone systeem met dubbele zijband, wanneer de draaggolf gesluierd wordt en de zijbanden niet, met de daaruit volgende overmodulatie van de draaggolf, zoals voorkomt bij het ontstaan van interferentie door voortplanting over verschillende wegen.

Daar de toestellen voor uitzendingen met enkele zijband zeer ingewikkeld zijn en hun toepassingsveld zeer beperkt, zullen we de methode waarop de draaggolf en een zijband onderdrukt worden en waarop een virtuele draaggolf in de ontvanger verkregen wordt hier niet behandelen.

6-1. — SYSTEMEN VOOR AMPLITUDE-MODULATIE.

Er bestaan veel verschillende systemen en methoden om een draaggolf in amplitude te moduleren, doch de meesten ervan kunnen ondergebracht worden in twee algemene klassen: a) Systemen met veranderlijk rendement waarin het gemiddeld ingangsvermogen van de trap constant blijft met en zonder modulatie en variaties van het rendement van de trap in overeenstemming met de modulerende spanning de modulatie verwezenlijken; b) Systemen met constant rendement waarin het ingangsvermogen van de trap op een of andere wijze gevarieerd wordt om de modulatie te bewerkstelligen. De verschillende systemen in elke klas hebben eigen karakteristieken, die hen in zekere gevallen geschikt maken voor bepaalde toepassingen.

MODULATIE MET VERANDERLIJK RENDEMENT.

Daar het gemiddeld ingangsvermogen constant blijft in een trap met modulatie met veranderlijk rendement en daar het gemiddeld uitgangsvermogen van de trap met de modulatie stijgt, is de beperkende factor in een dergelijke versterker de anodedissipatie van de buizen, wanneer ze niet gemoduleerd zijn. Om de beste verhouding te hebben tussen uitgangsvermogen en kostprijs der buizen moet men bijgevolg buizen gebruiken met een zo hoog mogelijke anodedissipatie.

Het anoderendement in een dergelijke versterker wordt verdubbeld wanneer hij overgaat van de onge-moduleerde toestand naar de top van de modulatieperiode. Bijgevolg moet het rendement van zulke versterker zonder modulatie steeds minder bedragen dan 45 %, daar het maximum toprendement dat verkrijgbaar is met een gewone versterker steeds in de buurt van 90 % ligt. Daar het toprendement in zekere versterkertypen niet hoger is dan 60 %, moet het onge-moduleerd rendement van die versterkers in de buurt van 30 % liggen.

In de veronderstelling van een type versterker met een toprendement van 70 %, geven de volgende cijfers een idee van de werking van een ideaal gemoduleerde trap, geregeld voor een modulatie diepte van 100 % met een sinusgolf. Men dient te bedenken dat de anodespanning constant blijft op elk ogenblik, zelfs gedurende de LF-perioden.

Ingangsvermogen van de anode zonder modulatie: 100 watt.

Uitgangsvermogen zonder modulatie: 35 watt.

Rendement zonder modulatie: 35 %.

Ingangsvormogen bij een 100 % positieve modulatie-top (de anodestroom verdubbelt): 200 watt.

Rendement bij een 100 % positieve top : 70 %.

Uitgangsvormogen bij een 100 % positieve top : 140 watt.

Ingangsvormogen bij een 100 % negatieve top : 0 watt.

Rendement bij een 100 % negatieve top : 0 %.

Uitgangsvormogen bij een 100 % negatieve top : 0 watt.

Gemiddeld ingangsvormogen met 100 % modulatie : 100 watt.

Gemiddeld uitgangsvormogen bij 100 % modulatie (35 watt draaggolf plus 17,5 watt zijbanden) : 52,5 watt.

Gemiddeld rendement met 100 % modulatie : 52,5 %.

Het klassieke voorbeeld van de rendementsmodulatie is de lineaire klas B HF-versterker. Andere gewone systemen van rendementsmodulatie zijn de stuurroostermodulatie, schermroostermodulatie en remroostermodulatie. Kathodemodulatie is een combinatie van rendementsmodulatie en modulatie met veranderlijk ingangsvormogen.

KLAS C-ROOSTERMODULATIE.

Het meest gebruikte systeem van rendementsmodulatie voor bedrijfswerk is de klas C-roostervoorspanningsmodulatie. De vervorming is iets hoger dan bij een behoorlijk werkende lineaire klas B-versterker, doch het rendement is ook hoger en voor bedrijfswerk kan de vervorming binnen toelaatbare grenzen gehouden worden.

Klas C-roostermodulatie vergt een hoge anodespanning op de gemoduleerde trap indien men maximum uitgangsvormogen wenst. De anodespanning is gewoonlijk ongeveer 50 % hoger dan voor maximum uitgangsvormogen met anodemodulatie.

Het vereiste stuurvormogen voor de werking van een versterker met roostermodulatie in deze voorwaarden is iets hoger dan wat vereist is voor de werking met lagere voorspanning en anodespanning, doch het verkrijgbaar hogere uitgangsvormogen compenseert het hogere stuurvormogen. In feite wordt slechts de helft van het stuurvormogen geveerd dat dezelfde trap zou nodig hebben, indien zij werkte als klas C-versterker met anodemodulatie. De weerstand R over de rooster-afstemkring van de trap dient om de HF-stuurspanning te stabiliseren. In draaggolfvoorwaarden moet minstens 50 % van het uitgangsvormogen van de stuurtrap gedissipeerd worden in deze stabilisatieweerstand. Indien een redelijk groot reserve-stuurvormogen beschikbaar is en bij gebruik van een roosterafstemkring met grote C in de trap met roostermodulatie, kan men de stabilisatieweerstand weglaten mits het aanwenden van een voorspanning, die zesmaal de afknijpspanning bedraagt, omdat in deze voorwaarden de grote verliezen in de afstemkring dezelfde invloed hebben als de stabilisatieweerstand.

Een betrekkelijk klein LF-vormogen zal volstaan om de versterkertrap 100 % te moduleren. Een LF-versterker met een uitgangsvormogen van 20 watt zal voldoende zijn om een versterker met een ingangsvormogen van een kilowatt te moduleren. Evenredig kleinere LF-vormogens zullen volstaan om trappen met kleiner vormogen te moduleren. De LF-versterker, als roostermodulator gebruikt, moet echter in ieder geval, hetzij buizen gebruiken met kleine inwendige weerstand zoals de 2A3, hetzij een tegenkoppeling hebben van de uitgang van de eindtrap naar een der voorgaande trappen, hetzij een weerstandsbelasting over de secundaire van de modulatietransformator. Deze lage stuurimpedantie in de roostermodulator dient om een goede stabilisatie te bezorgen aan de LF-stuurtrap van de trap met roostersturing. Een goede stabilisatie zowel van de LF- als van de HF-stuurtrap van een trap met roostermodulatie is van groot belang, indien men een vervormingsvrije modulatie van bijna 100 % wenst, omdat de roosterimpedantie van de gemoduleerde trap sterk varieert over de LF-periode.

Twee schakelingen om roostervoorspanningsmodula-

tie te verkrijgen worden gegeven in figuur 3. Figuur 3-A geeft de klassieke methode, waarin gebruik gemaakt wordt van een voorspanningsvoeding met geregelde spanning en een afzonderlijke LF-versterker als roostervoorspanningsmodulator. Deze schakeling is voldoende en geeft uitstekende uitslagen. De schakeling van figuur 3-B is eenvoudiger dan deze van (A), daar de afzonderlijke modulator hier weggelaten is en zijn functie samengevoegd werd met deze van de spanningsregelaar in een enkele 6B4G. De regulator-modulatorbuis werkt als kathode-follower. De gemiddelde d.c.-spanning op het stuurrooster wordt geregeld door een gewikkelde potentiometer van 70.000 ohm en dus regelt deze potentiometer de gemiddelde voorspanning op de gemoduleerde trap. De a.c.-seinspanning wordt echter ook op het rooster van de buis aangevoerd en daar de kathode deze a.c.-golf volgt, wordt de inkomende spraakgolf ingeprent op de gemiddelde roostervoorspanning en vervekt dus een voorspanningsmodulatie op de HF-versterkertrap. Op het rooster van de 6B4G is een LF-spanningsvariatie vereist van ongeveer dezelfde waarde als de variatie van de roostervoorspanning op de trap met roostermodulatie. Deze variatie ligt meestal ergens tussen topwaarden van 50 tot 200 volt. Een topvariatie van ongeveer 100 volt kan verkregen worden met een buis zoals de 6SJ7 geschakeld als gewone voorversterkertrap. De hogere spanningen kunnen verkregen worden met een buis zoals de 6J5 en een LF-transformator met een verhouding 2/1 of 2½/1.

Met een gewone, tamelijk vaste antennekoppeling in de gemoduleerde trap kan men van de ongemoduleerde draaggolf een rendement van ongeveer 40 % verkrijgen, terwijl men een modulatie van praktisch 100 % bekommt, die vrijwel zonder vervorming is. Vermindert men de antennekoppeling en verhoogt men de sturing tot men in de versterker hetzelfde ingangsvormogen krijgt, dan kan men een draaggolfrendement van 50 % bekomen met een toelaatbare vervorming op een modulatie diepte van 90 %.

REGELING VAN EEN TRAP MET ROOSTERMODULATIE.

In de figuren 3-A en 3-B zal men bemerken dat een speciale voedingsinrichting opgenomen werd in het schema van beide trappen met roostermodulatie. Dit werd met opzet gedaan om aan te duiden dat een speciaal type van roostervoorspanning met hoge spanning vereist is voor de goede werking van een dergelijke trap. De voeding van figuur 3-A heeft een goede stabiliteit tot ongeveer 75 mA roosterstroom (het maximum vormogen van een 2A3) en de spanning kan variëren tussen ongeveer 0 en 700 volt; deze voeding kan bovendien zeer goedkoop gebouwd worden.

De meest geschikte wijze om een trap met roostermodulatie van het klas C-type te regelen is de volgende. Eerst wordt de versterker geneutraliseerd en elke gebeurlijke neiging tot storende oscillaties onder alle bedrijfsvoorwaarden uitgeschakeld. Dan wordt de antenne met de anodekring gekoppeld, de roostervoorspanning wordt op de maximum beschikbare waarde geregeld en de anodespanning en de sturing worden aangelegd. De roostervoorspanning wordt dan verminderd tot de versterker ongeveer de gewenste anodestroom opneemt; dan brengt men een modulatie van ongeveer 80 % aan. Indien de anodestroom bij de modulatie oploopt, dan moet de roostervoorspanning verminderd; daalt de anodestroom plots met de modulatie, dan moet de voorspanning verhoogd.

Wanneer men de juiste waarde van de voorspanning gevonden heeft (door het regelen van de fijnregeling R2 in de voorspanningsvoeding), waarbij de anodestroom constant blijft bij de modulatie, dan is het meer dan waarschijnlijk dat de trap hetzij teveel, hetzij te weinig ingangsvormogen zal opnemen. De antennekoppeling moet dan hetzij verhoogd, hetzij verminderd worden (naargelang het ingangsvormogen resp. te klein of te groot was) tot de juiste waarde ongeveer bereikt is. Dan moet men nogmaals de voorspanning regelen om de anodestroom opnieuw constant te doen worden. Door ze enkele malen antennekoppeling en voorspan-

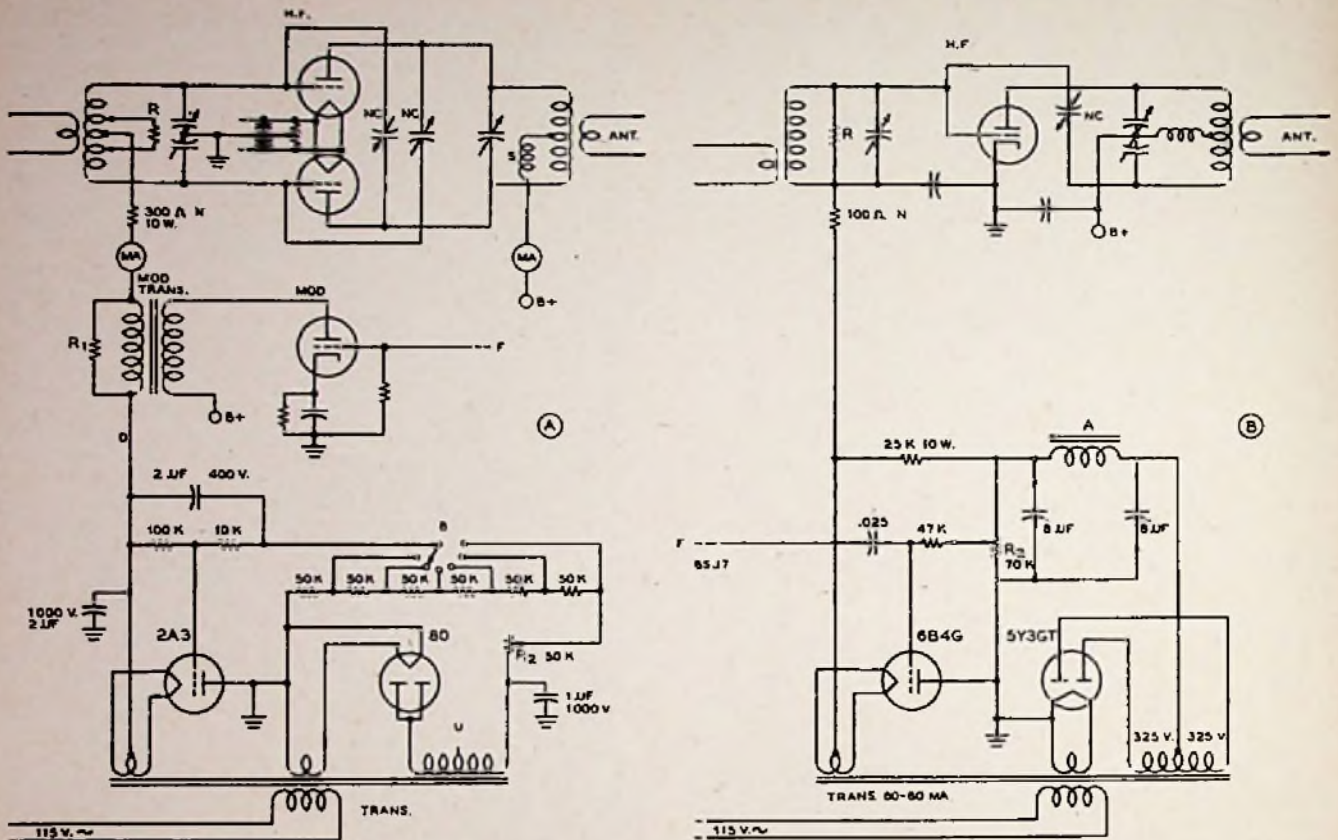


Fig. 3.

SCHAKELINGEN VOOR DE MODULATIE DER ROOSTERVOORSPANNING.

De schakelingen (A) en (B) tonen twee praktische methoden om de voorspanning van een Klas C versterker te moduleren. Beide schakelingen geven goede uitslagen, doch de nieuwere schakeling (B) wordt aanbevolen, omdat ze minder onderdelen vergt, de LF vermogenversterkertrap wegvalt en geen modulatietransformator vereist is. Het rooster van de modulator-regulator 6B4-G kan gestuurd worden door een voorversterkertrap op laag peil met een 6J5 of 6SJ7, daar deze buis geen roosterstroom vergt voor volledige modulatie.

- Mod Trans = modulatietransformator
- H.F. = HF versterker
- S = HF smorspoel
- N = draadgewikkelde weerstand
- Mod = modulator
- D = roostervoorspanningslijn
- B = voorspanningsvoeding.
- F = LF stuurttrap
- U = niet gebruikt
- A = afvlaksmoorspoel van klein model.

ning bij te regelen zal men een punt bereiken waarop de buizen op hun aangegeven anodedissipatie zullen werken en waarop tevens de anodestroom bij modulatie constant zal blijven.

Daarna moet men de lineariteit van de trap volgens een der gewone methoden controleren: de methode die waarschijnlijk de meeste voldoening zal schenken is deze met het trapeziumvormige beeld op het scherm van de oscilloscoop. Deze controle zal toelaten de versterking van de LF-versterker behoorlijk te regelen. Terloops stippen we nog aan dat gedurende de afregeling geen te groot LF-vermogen mag aangevoerd worden op het rooster van de gemoduleerde trap, daar de meter in de anodekring dan dolle sprongen zal maken, die het onmogelijk zullen maken een behoorlijke regeling uit te voeren.

BUIZEN VOOR ROOSTERMODULATIE.

Indien een buis met roostermodulatie gebruikt wordt met ongeveer de maximum toelaatbare anodespanning, dan is het draaggolfvermogen dat kan verkregen worden eerder beperkt door de anodedissipatie dan door het emissievermogen van de gloeidraad. Om economisch te zijn dient dus voor de gemoduleerde trap een buis gekozen met een hoge anodedissipatie in verhouding tot de kostprijs.

Pentoden en beam-tetroden, en vooral deze laatste,

kunnen met goed rendement in klas C met roostermodulatie gebruikt worden en zij vergen minder stuurvermogen dan een triode, die hetzelfde draaggolfvermogen levert. Het gebruik van beam-tetroden geeft zeer veel voldoening in zenders waar de neutralisatie een vraagstuk vormt, zoals in zenders, waarin een snelle bandwisseling mogelijk is. Een grote snelheid en een middelmatige of grote μ zijn wenselijk in een triode, die in het rooster dient gemoduleerd.

KOPPELTRANSFORMATOREN VOOR ROOSTERMODULATIE.

De modulator in een gewone schakeling zoals deze van figuur 3-A moet geschikt zijn om op de secundaire van de modulatietransformator een vervormingsvrij uitgangsvermogen af te leveren van minstens 2% en beter nog 5% van het d.c.-ingangsvermogen van de gemoduleerde trap. Indien trioden met kleine inwendige weerstand gebruikt worden, zoals de 2A3, moet de secundaire van de transformator niet met een weerstand belast worden. Gebruikt men pentoden of trioden als modulator, dan moet de secundaire van de modulatietransformator geshunteerd worden met een weerstand met een licht hogere waarde dan deze die de maximum onvervormde uitgang van de modulator levert.

De toerenverhouding moet zo gekozen zijn dat de LF-

topspanning, die onder normale bedrijfsvoorwaarden en bij vol onvervormd uitgangsvermogen over de secundaire ontwikkeld wordt, gelijk is aan ongeveer tweemaal de afknijpspanning van de HF-buis of -buizen bij de gebruikte anodespanning, ongeacht de werkelijke voorspanning.

SCHERMROOSTERMODULATIE.

De modulatie kan verwezenlijkt door een variatie van de schermroosterspanning in een HF-schermroosterbuis. De schermroosterspanning moet verminderd worden tot op de helft of het derde van de in telegrafie gebruikte waarde. Het HF-uitgangsvermogen wordt in overeenstemmende verhouding verminderd en de buis werkt dan met rendements modulatie, ongeveer zoals bij de gewone roostermodulatie.

Onvervormde modulatie is beperkt tot zowat 80%. De HF-sturing moet een goede stabiliteit hebben, zoals in een trap met stuurroostermodulatie. De roostervoorspanning moet eveneens geleverd uit een bron met kleine weerstand, die voor de LF-ontkoppeld is. De sturing moet klein zijn en is, zoals bij roostermodulatie, critiek.

Daar de schermroostermodulatie niet gunstig kan verzeleken worden met de stuurroostermodulatie, wordt ze ook zelden toegepast.

REMROOSTERMODULATIE.

Nog een andere vorm van rendementsmodulatie kan verwezenlijkt worden door een LF-spanning te voeren op het remrooster van een in klas C werkende pentode. Een variatie van de voorspanning van het remrooster zal het HF-uitgangsvermogen van de buis doen variëren; het aanvoeren van een LF-spanning geeft dus een eenvoudig middel om de modulatie te verwezenlijken.

Het remrooster krijgt een voorspanning die het rendement van de anode doet dalen tot op de helft van het met die versterker verkrijgbare maximum, of gewoonlijk tot ongeveer 35%. Het toprendement bij modulatie moet het dubbele hiervan bereiken. Het is moeilijk 100% modulatie diepte zonder vervorming te bereiken, doch 90 tot 95% kunnen gemakkelijk verkregen met een goede lineariteit.

Dezelfde ontwerpvoorwaarden voor de modulator zijn

toepasselijk op de zender met remroostermodulatie en op de zender met stuurroostermodulatie, vermits het remrooster bij grote modulatie diepte positief zal ingestuurd worden op de top van de modulatiegolf. Het stuurrooster in een trap met remroostermodulatie wordt ongeveer in dezelfde mate gestuurd als voor telegrafie of anodemodulatie. De regeling van de HF-sturing is niet critiek, doch zij moet ruim zijn om een goed rendement te verkrijgen.

Figuur 4 toont een versterker van middelmatig vermogen met remroostermodulatie. Een 804 als versterker zal een draaggolf van ongeveer 20 watt geven. Men kan ze vervangen door een 803 om de draaggolf te doen toenemen tot ongeveer 50 of 60 watt. Beide buizen kunnen tot vol uitgangsvermogen gestuurd worden door een 6L6 als frequentievermenigvuldiger of als kristaloscillator. Voor beide buizen kan eveneens een 42 of een 6F6 als modulator gebruikt worden.

Het is mogelijk een versterkertrap met remroostermodulatie als verdubbelaar te doen werken. Het rendement lijdt er weinig onder, doch de hoedanigheid van de spraakmodulatie zal zeer voldoende zijn.

DE LINEAIRE KLAS B-VERSTERKER.

In hoofdstuk 3 spraken we reeds over de werking van de lineaire klas B-versterker en bijgevolg kan een vluchtige behandeling volstaan. De lineaire versterkers zijn goed geschikt voor het gebruik in radio-omroep omdat bij zorgvuldig ontwerp en regeling de vervorming tot een verwaarloosbare waarde kan beperkt worden, zelfs bij grote modulatie diepte. Het rendement ervan is kleiner dan dit van een klas C-versterker met roostermodulatie.

De roosterkring van een lineaire versterker wordt gevoed met gemoduleerde HF en de trap versterkt lineair de draaggolf en de zijbanden. De trap wordt zonder sturing met een voorspanning gelijk aan de afknijpspanning voorzien, zodat bij aanvoer van de sturing de anodestroom gedurende 180° vloeit. Deze lange periode van de anodestroom beperkt het theoretisch topanoderendement tot 78,5%, terwijl het praktische rendement ongeveer 65% bedraagt en het gemiddeld rendement van de draaggolf ongeveer 30 tot 33%.

In draaggolfvoorwaarden zal het uitgangsvermogen van een behoorlijk werkende lineaire versterker ongeveer de helft bedragen van de maximum anodedissipatie van de trap. Het schema van een lineaire versterker is juist hetzelfde als van een gewone versterker, hetzij met enkele uitgang, hetzij in balans, behalve het feit dat meestal een stabilisatieweerstand over de roosterkring van de trap aangebracht wordt. De vereiste stuur-energie is voor een lineaire klas B-versterker iets kleiner dan voor een klas C-versterker met roostermodulatie van hetzelfde ingangsvermogen.

SYSTEMEN MET MODULATIE VAN HET INGANGSVERMAGEN.

De modulatiesystemen met constant rendement en veranderlijk ingangsvermogen werken dank zij het toevoeren van uitwendig vermogen naar de gemoduleerde trap. Onder deze rubriek vallen twee algemene groepen: de systemen waarin het bijkomend vermogen door de modulator geleverd wordt onder vorm van LF-energie, gewoonlijk anodemodulatiesystemen genoemd, en de stelsels waarin het bijkomend vermogen om de modulatie te verwezenlijken geleverd wordt als gelijkstroom uit de voedingsbron.

In de eerste groep vinden we de Heysing-modulatie (waarschijnlijk het oudste modulatietype dat op een ongedempte draaggolf werd toegepast), de klas B-anodemodulatie en de serie-modulatie. Deze modulatiemethoden zijn verreweg het gemakkelijkst in bedrijf te brengen en zij geven een goede verhouding van het ingangsvermogen tot het uitgangsvermogen van de gemoduleerde trap; in het algemeen bereikt het rendement 65 tot 80%. Om deze twee belangrijke redenen zijn deze systemen en vooral de klas B-anodemodulatie op het huidige ogenblik veruit het populairste in het gewone bedrijfswerk.

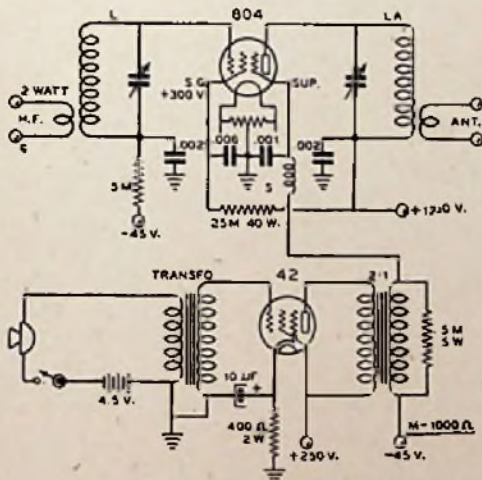


Fig. 4.

VERSTERKER MET REMROOSTERMODULATIE

We hebben slechts de eenvoudigste spraakinrichting voorgesteld; een betere microfoon en een gewone voorversterker kunnen gebruikt worden. De schakeling zal zeer doeltreffend werken voor de modulatie van buizen zoals de 803, 4E27/8001 en HK-2578; de waarde der voorspanning voor het remrooster moet voor elk geval afzonderlijk bepaald worden en zal iets hoger zijn dan voor de hierboven gebruikte buis.

- L = roosterspoel
- LA = anodespoel
- G = roostersturing

Modulatiesystemen van de tweede groep zijn van tamelijk recente ontwikkeling, doch worden in ruime mate toegepast in de omroep. Reeds heel wat stelsels vallen onder deze groep. Twee van de meest gebruikte zijn de Doherty-lineaire versterker en de Terman-Woodyard roostermodulatie met hoog rendement. Beide systemen werken dank zij een draaggolfversterker en een topversterker, die verbonden zijn met een elektrische kwartgolflijn. Zij worden verder in dit hoofdstuk beschreven.

ANODEMODULATIE.

De anodemodulatie is het aanvoeren van het LF-vermogen op de anodekring van een HF-versterker. Voor deze modulatie moet de HF-versterker in klas C werken om een HF-uitgangsvermogen te krijgen dat varieert in juiste overeenstemming met de variatie van de anodespanning. De HF-versterker is 100 % gemoduleerd wanneer de a.c.-topspanning van de modulator gelijk is aan de d.c.-spanning op de HF-buis. De positieve toppen van de LF-spanning verhogen de ogenblikkelijke anodespanning op de HF-buis tot tweemaal de d.c.-waarde en de negatieve toppen verminderen de spanning tot nul.

De ogenblikkelijke anodestroom op de HF-trap varieert eveneens in overeenstemming met de moduleerende spanning. De topwisselstroom in de uitgang van de modulator moet gelijk zijn aan de d.c.-anodestroom van de klas C HF-trap op het punt van de 100 % modulatie. De combinatie van variatie van LF-spanning en stroom kan gemakkelijk uitgedrukt worden als LF-vermogen in watt.

In een sinusvormig gemoduleerde golf stijgt de antenestroom ongeveer 22 % voor een 100 % modulatie door middel van een zuivere toon op de ingang; een HF-ampere-meter in de antenne duidt dit stijgen van de antenestroom aan. Het gemiddeld vermogen van de HF-golven stijgt met ongeveer 50 % voor een 100 % modulatie, terwijl het rendement constant blijft.

Dit bewijst dat in een telefoniezender met anodemodulatie het LF-kanaal deze bijkomende 50 % van het gemiddeld vermogen met sinusmodulatie moet bijleveren. Indien b.v. het ingangsvermogen van de gemoduleerde trap 100 watt bedraagt, dan zal het gemiddeld vermogen tot 150 watt stijgen bij 100 % modulatie en deze bijkomende 50 watt moet bij anodemodulatie geleverd worden door de modulator. Het werkelijk antennevermogen is een constant percentage van de totale waarde van het ingangsvermogen.

Een der voordelen van de anode- (of vermogen-) modulatie is het gemak waarmee de juiste afregelingen in de zender kunnen gebeuren. Er is bovendien minder anodeverlies in de HF-versterker voor een gegeven waarde van het draaggolfvermogen dan met andere vormen van modulatie, omdat het anoderendement hoger is.

Bij een behoorlijke impedantie-aanpassing tussen de anode van de HF-buis en de uitgang van de modulator verkrijgt men automatisch de juiste verhouding van de variaties van spanning en stroom tot de d.c.-spanning en stroom. De modulator moet een top-uitgangsspanning leveren, die gelijk is aan de gemiddelde d.c.-anodespanning op de gemoduleerde trap. De modulator moet eveneens een top-uitgangsvermogen leveren gelijk aan het d.c.-anode-ingangsvermogen van de gemoduleerde trap. Het gemiddeld uitgangsvermogen van de modulator zal afhangen van het type van de golfvorm. Wordt de versterker Heysing gemoduleerd door een klas A-trap, dan moet de modulator een gemiddeld uitgangsvermogen hebben van de helft van het ingangsvermogen van de klas C-trap. Is de modulator een klas B LF-versterker, dan varieert het vereiste gemiddelde vermogen van het vierde tot meer dan de helft van het ingangsvermogen van de klas C-trap, dit naargelang de golfvorm. Het top-uitgangsvermogen van elke modulator moet echter gelijk zijn aan het ingangsvermogen van de te moduleren klas C-trap. Dit onderwerp wordt volledig behandeld in een paragraaf over de golfvorm van de spraak.

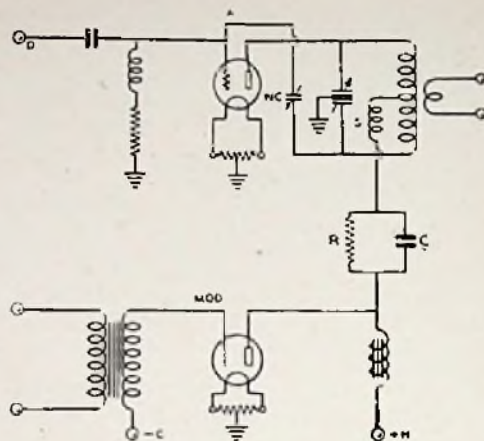


Fig. 5.

HEYSING-ANODEMODULATIE

Dit was de eerste vorm van anodemodulatie. Soms spreekt men ook van modulatie met « constante stroom ». Wegens de effectieve 1/1 verhouding van de koppeling met smoorspoel, is het onmogelijk een modulatie van 100 % te bekomen, tenzij men de spanning op de gemoduleerde trap licht doet dalen met behulp van weerstand R. De condensator C dient slechts om de LF spanning naast R om te leiden, zodat de volle LF spanning van de modulator de Klas C trap bereikt.

A = gemoduleerde Klas C HF versterker
D = HF sturing
S = HF smoorspoel
Mod. = modulator

HEYSING-MODULATIE.

De Heysing-modulatie is de oudste vorm van anodemodulatie en bestaat meestal uit een klas A LF-versterker, die door middel van een modulatiesmoorspoel met de HF-versterker gekoppeld is, zoals figuur 5 het aantoonst.

De d.c.-anodespanning en -stroom van de HF-versterker moet op een waarde geregeld worden, die de anode-impedantie zal aanpassen aan de uitgangsimpedantie van de modulator, vermits de modulatiesmoorspoel een koppelverhouding van 1/1 geeft. Een serie weerstand, door een condensator overbrugd voor de LF, moet in serie geschakeld worden met de anode van de HF-versterker om 100 % modulatie te bekomen. De a.c.- of LF-uitgangsspanning van een klas A-versterker bereikt geen waarde, die gelijk is aan de d.c.-spanning op de versterker en bijgevolg moet de anodespanning op de HF-buis verminderd tot de waarde, die als maximum a.c.-topspanning beschikbaar is; alleen op deze wijze bekomt men 100 % modulatie zonder vervorming.

In reserve-telefoniezenders met klein vermogen kan een hogere graad van vervorming aanvaard worden; veelal gebruikt men in dergelijke zenders een pentode als modulator en laat men de serie weerstand en de ont-koppelcondensator weg.

KLAS B-ANODEMODULATIE.

De klas B-anodemodulatie op hoog peil is de goedkoopste methode van anodemodulatie. Figuur 6 toont de gewone schakeling van een klas C-versterker met klas B-anodemodulatie.

De bepaling dat het uitgangsvermogen van de modulator voor 100 % modulatie gelijk moet zijn aan de helft van het klas C-ingangsvermogen, is slechts juist wanneer de golfvorm van het modulerend vermogen een sinusgolf is. Wanneer de golfvorm van de modulator deze is van de spraak zonder afknijping, dan bedraagt het gemiddeld modulatievermogen voor 100 % modulatie merkbaar minder dan de helft van het klas C-ingangsvermogen. Wordt de modulator uitsluitend voor

de spraak gebruikt, dan is het logisch bij het ontwerp ervan alleen met de karakteristieken van de spraak rekening te houden in plaats van met deze van de sinusgolven.

VERHOUDINGEN VAN HET VERMOGEN BIJ DE SPRAAKGOLVEN.

Proefondervindelijk werd vastgesteld, dat de verhouding van het topvermogen tot het gemiddeld vermogen in een spraakgolf ongeveer 4 tot 1 bedraagt in tegenstelling met 2 tot 1 in de sinusgolf. Dit is te wijten aan de aanwezigheid van zeer vele harmonischen in dergelijke golfvorm en aan het feit, dat deze harmonischen zich doen gelden door de golf asymmetrisch te maken en sterke toppen met grote energie te veroorzaken. Voor een niet afgeknepen spraakgolf bedragen dus de gemiddelde anodestroom, anodedissipatie en uitgangsvermogen in de modulator ongeveer de helft van de waarden voor een sinusgolf bij eenzelfde gegeven top-uitgangsvermogen.

Zowel topvermogen als gemiddeld vermogen zijn noodzakelijkerwijze verbonden met de golfvorm. Het topvermogen is juist wat de benaming aanduidt: het vermogen op de top van de golf. Het topvermogen, dat van allergruotste belang is in de modulatie, is zonder veel belang in a.c.-bedrijf, behalve in zoverre het gemiddeld vermogen kan bepaald worden uit de topwaarde van een gekende golfvorm.

Met de bepaling van het topvermogen is geen tijds-element verbonden; het topvermogen kan ogenblikkelijk zijn — en om deze reden is het gemiddeld vermogen, dat wel een stevige betrekking heeft met de tijd, een belangrijke factor voor de anodedissipatie. Het is mogelijk dat het topvermogen van een bepaalde golfvorm verscheidene malen hoger is dan het gemiddeld vermogen; voor een sinusgolf bedraagt het topvermogen tweemaal de gemiddelde waarde; voor een niet afgeknepen spraakgolf heeft het topvermogen ongeveer viermaal de waarde van het gemiddelde vermogen. Voor 100 % modulatie moet het ogenblikkelijk LF-topvermogen gelijk zijn aan het klas C-ingangsvermogen, al varieert het gemiddeld vermogen voor deze topwaarde in grote mate naargelang de golfvorm in de modulator; de waarde ervan is groter dan 50 % voor een afgeknepen en gefilterde spraakgolf, 50 % voor een sinusgolf en ongeveer 25 % voor niet afgeknepen spraakgolven.

Zoals in een voorgaand paragraaf vermeld, is het mogelijk de modulatortrap op zulke wijze te ontwerpen, dat men nuttig gebruik maakt van het feit dat de verhouding tussen het topvermogen en het gemiddeld vermogen van een niet afgeknepen spraakgolf 4 op 1 bedraagt. In de laatste jaren voor de tweede wereldoorlog was het in feite een normaal gebruik geworden voor de spraak een kleinere modulator aan te wenden. In feite was zulks vóór het duidelijk geworden was, dat een afgeknepen spraakgolf even verstaanbaar was als een niet afgeknepen bij afwezigheid van storingen en interferenties van andere seinen en dat een vol gemoduleerde afgeknepen modulatie bij storingen en interferenties veel beter verstaanbaar is. Dit alles, alsmede gegevens voor het ontwerpen van schakelingen, wordt besproken aan het einde van dit hoofdstuk.

KLAS B-MODULATOREN.

In hoofdstuk 4 bespraken we in bijzonderheden de bedrijfsvoorwaarden van klas B LF-modulatoren. Bovendien geeft tabel III in hoofdstuk 3 de aanbevolen bedrijfsvoorwaarden voor een groot aantal buizen, die veel in klas B-modulatoren gebruikt worden. Men vindt er eveneens gegevens voor het berekenen van de bedrijfsvoorwaarden van buizen als klas B-modulatoren, wanneer men wenst een paar buizen te gebruiken in andere voorwaarden, dan deze die normaal aangegeven worden.

BEREKENING VAN MODULATIE-TRANSFORMATOREN.

De modulatietransformator is een inrichting om de

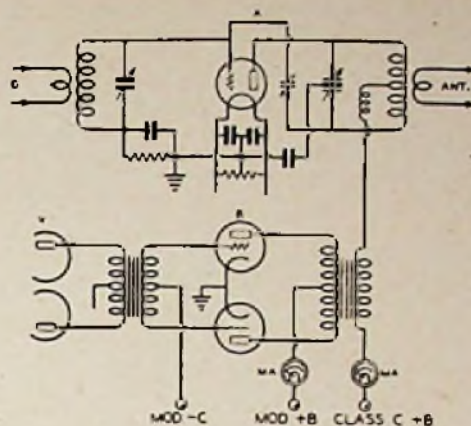


Fig. 6.

KLAS B ANODEMODULATIE

Dit is de meest praktische modulatiemethode op hoog peil voor het gewone bedrijfswerk.

- D = HF sturing
- A = HF versterker
- V = LF stuurtrap
- B = Klas B modulator.

belastingsimpedantie van de klas C-versterker aan te passen aan de aanbevolen belastingsimpedantie van de klas B-modulatorbuizen. Modulatietransformatoren voor bedrijfswerk zijn meestal ontworpen om door hun secon-

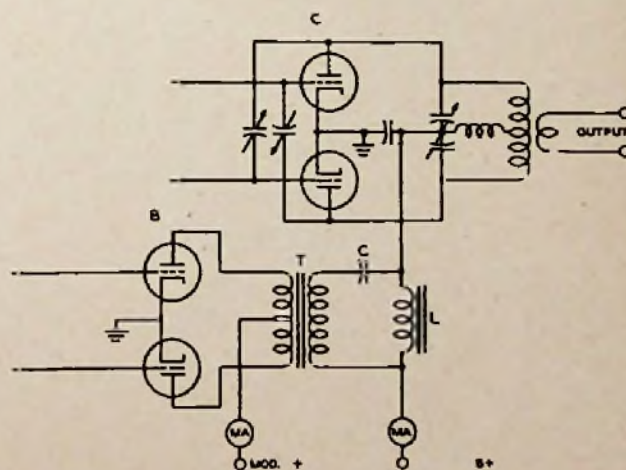


Fig. 7.

VARIANTE VAN DE KLAS B ANODEMODULATIE

In deze schakeling wordt de anodestroom voor de Klas C versterker aangevoerd door een modulatiesmoorspoel in plaats van door de secundaire van de modulatietransformator zoals in figuur 6. Gebruikt men een modulatiesmoorspoel L met gepaste afmetingen en een koppelcondensator C van middelmatige waarde, dan krijgt men in deze schakeling een betere weergave van de lage tonen ten overstaan van figuur 6. Om deze reden wordt deze schakeling veel gebruikt in omroepstations. De modulatiesmoorspoel L moet een reactantie hebben, die op de laagste frequentie minstens gelijk is aan de belastingsimpedantie van de Klas C versterker. De condensator C moet een capaciteve reactantie hebben, die op de laagste frequentie veel kleiner is dan de Klas C belastingsimpedantie. Ook zal deze schakeling een betere karakteristiek van fase verschuiving geven voor de afgeknepen spraakgolven dan de schakeling van figuur 6.

- C = Klas C versterker
- B = Klas B modulator
- L = modulatiesmoorspoel.

daire wikkeling de anodestroom te voeren voor de klas C-versterker, zoals in figuur 6. De gegevens van de fabrikant dienen nagezien om zeker te zijn dat de d.c.-anodestroom, die door de secundaire wikkeling moet gaan, het gegeven maximum niet overschrijdt.

Een bespreking over de manier om modulatietransformatoren te vervaardigen werd gegeven in hoofdstuk 3. Om echter nogmaals nadruk te leggen op de berekingswijze, geven we hier nog een bijkomend voorbeeld.

Veronderstellen we een paar HK-54, werkend met een anodespanning van 2000 volt onder 225 mA anodestroom. Deze versterker zal een belastingsweerstand vertonen van 2000 gedeeld door 0,225 of 8888 ohm. Het anode-ingangsvermogen bedraagt 2000 maal 0,225 of 450 watt. Uit tabel III van hoofdstuk 3 leren we dat een paar buizen 811, met 1500 volt anodespanning een top-uitgangsvermogen zullen geven van 450 gemoduleerde LF-watt. De belastingsimpedantie anode tot anode voor deze buizen onder de gegeven bedrijfsvoorwaarden is 18.000 ohm. Bijgevolg staan we voor het vraagstuk van het aanpassen van de belastingsweerstand van 8888 ohm van de klas C-versterker aan de belastingsweerstand van 18.000, die vereist wordt door de modulatorbuizen.

Voor dit werkje zal een modulatietransformator nodig zijn van 200 tot 300 watt. Indien de aftakkingen op de transformator in impedantie aangeduid zijn, dan hoeft men slechts de verbandingen te verwezenlijken met de secundaire voor 8888 ohm (of een benaderende waarde zoals 9000 ohm) en met de primaire voor 18.000 ohm. Is het echter noodzakelijk de vereiste verhouding der toerentallen te berekenen, dan kan dit op de vol-

gende wijze geschieden. De vierkantswortel der verhouding der impedanties is gelijk aan de verhouding der toerentallen, dus :

$$\frac{8888}{18.000} = \sqrt{0,494} = 0,703.$$

De transformator moet dus een verhouding der toeren hebben van ongeveer 1 tot 0,7 spanningsverlagend, totale primaire tot totale secundaire. Het grootste aantal toeren stemt steeds overeen met de grootste impedantie en omgekeerd.

MODULATIE IN ANODE EN SCHERMROOSTER.

Wanneer alleen de anode van een schermroosterbuis gemoduleerd wordt, is het onmogelijk in gewone bedrijfsvoorwaarden een lineaire modulatie met grote diepte te verkrijgen. De anodestroom in een dergelijke trap is niet lineair met de anodespanning en gewoonlijk treedt een dynatronwerking op wanneer de ogenblikkelijke anodespanning onder de d.c.-schermrooster-spanning valt. Deze omstandigheid verhindert een lineaire modulatie. Wordt echter het schermrooster gelijktijdig met de anode gemoduleerd, dan daalt de ogenblikkelijke schermrooster-spanning in verhouding met de val van de anodespanning en kan men een lineaire modulatie verwezenlijken. Figuur 8 geeft vier schakelingen die voldoening schenken voor een combinatie van anode- en schermroostermodulatie.

De HF-ontkoppelcondensator in het schermrooster, C2, mag een waarde van 10.000 $\mu\mu\text{F}$ niet overtreffen en liefst zelfs niet groter zijn 5000 $\mu\mu\text{F}$. Hij moet groot

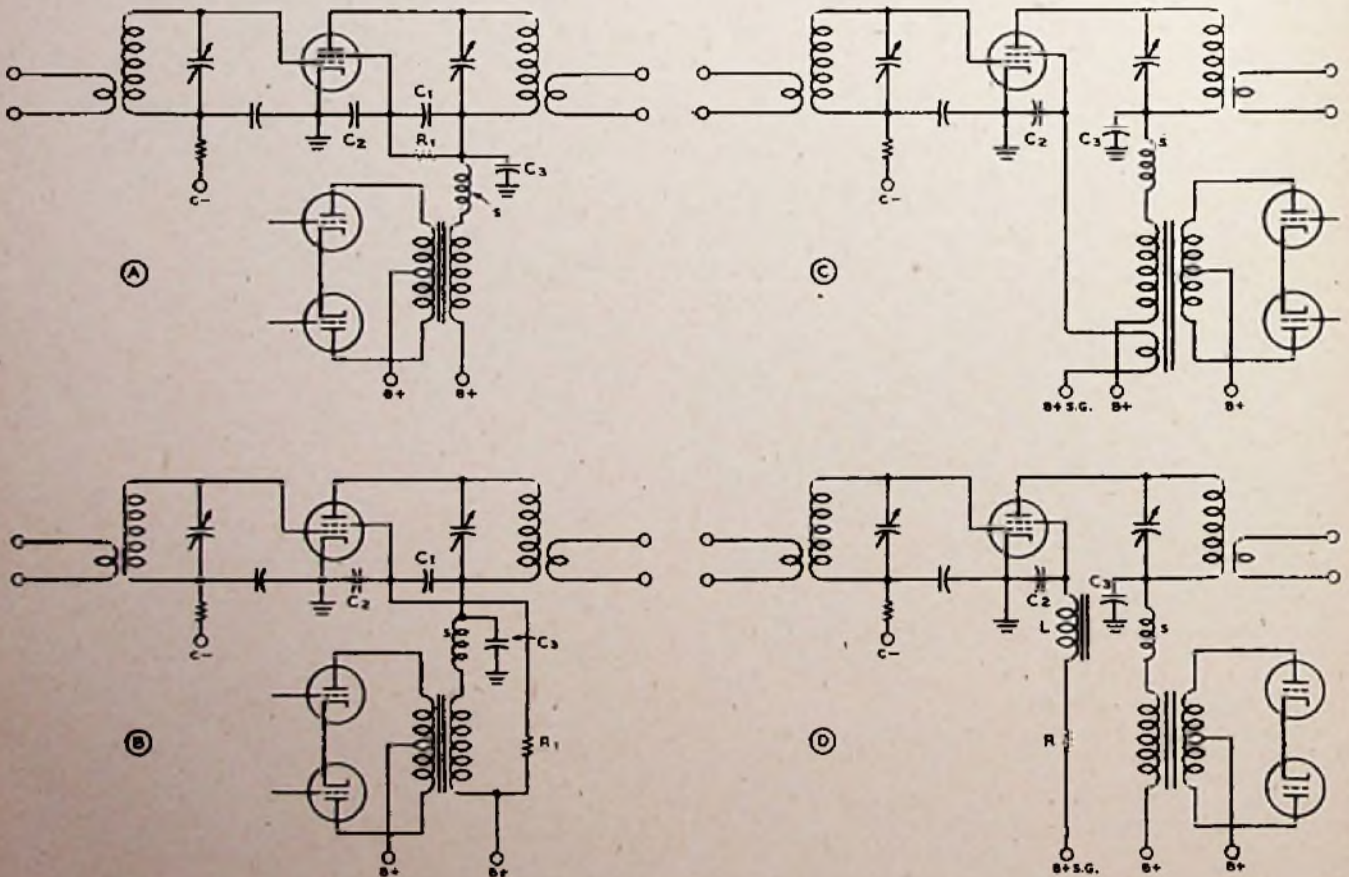


Fig. 8.
**ANODEMODULATIE VAN EEN SCHERMROOSTER-
BUIS OF VAN EEN BEAM-TETRODE.**

Deze variante schakelingen voor de anodemodulatie van een beam-tetrode of van een schermroosterbuis worden in de tekst beschreven. Het systeem (D) is

aan te raden voor de meeste toepassingen.

S = HF smoorspoel.

genoeg zijn om doeltreffend alle HF-spanningen te ontkoppelen zonder LF-spanningen met hoge frequentie kort te sluiten. De ontkoppelcondensator in de anode mag elke waarde tussen 2000 en 5000 μF hebben. Door de schermroosterweerstand R1 moet de aangevoerde hoge spanning verminderd worden tot de voorgeschreven waarde der schermroosterspanning van de buis. Condensator C1 is zelden noodzakelijk, al kan hij geveerd worden door sommige buizen om te beletten dat C2 de hoge tonen te fel zou verzwakken. Om een goede uitslag te verkrijgen moet men waarden tussen 2000 en 200 μF beproeven.

Figuur 8-C toont een andere methode, waarbij gebruik gemaakt wordt van een derde wikkeling op de

transformator, waardoor het schermrooster verbonden wordt aan een voedingsbron met lage spanning. De toerenverhouding tussen de twee uitgangswikkelingen hangt af van het schermroosterbuistype, dat moet gemoduleerd worden. Ze moet ongeveer gelijk zijn aan de verhouding tussen anodespanning en schermrooster-spanning van de te moduleren buis. Deze laatste methode is economischer ten overstaan van het modulatievermogen omdat hier geen verlies van LF-vermogen over een schermroosterweerstand ontstaat. Bij de meeste buizen is dit verlies echter vrij klein. Daarom is de speciale transformator niet te rechtvaardigen, behalve misschien voor grote vermogens.

Indien de schermroosterspanning verkregen wordt

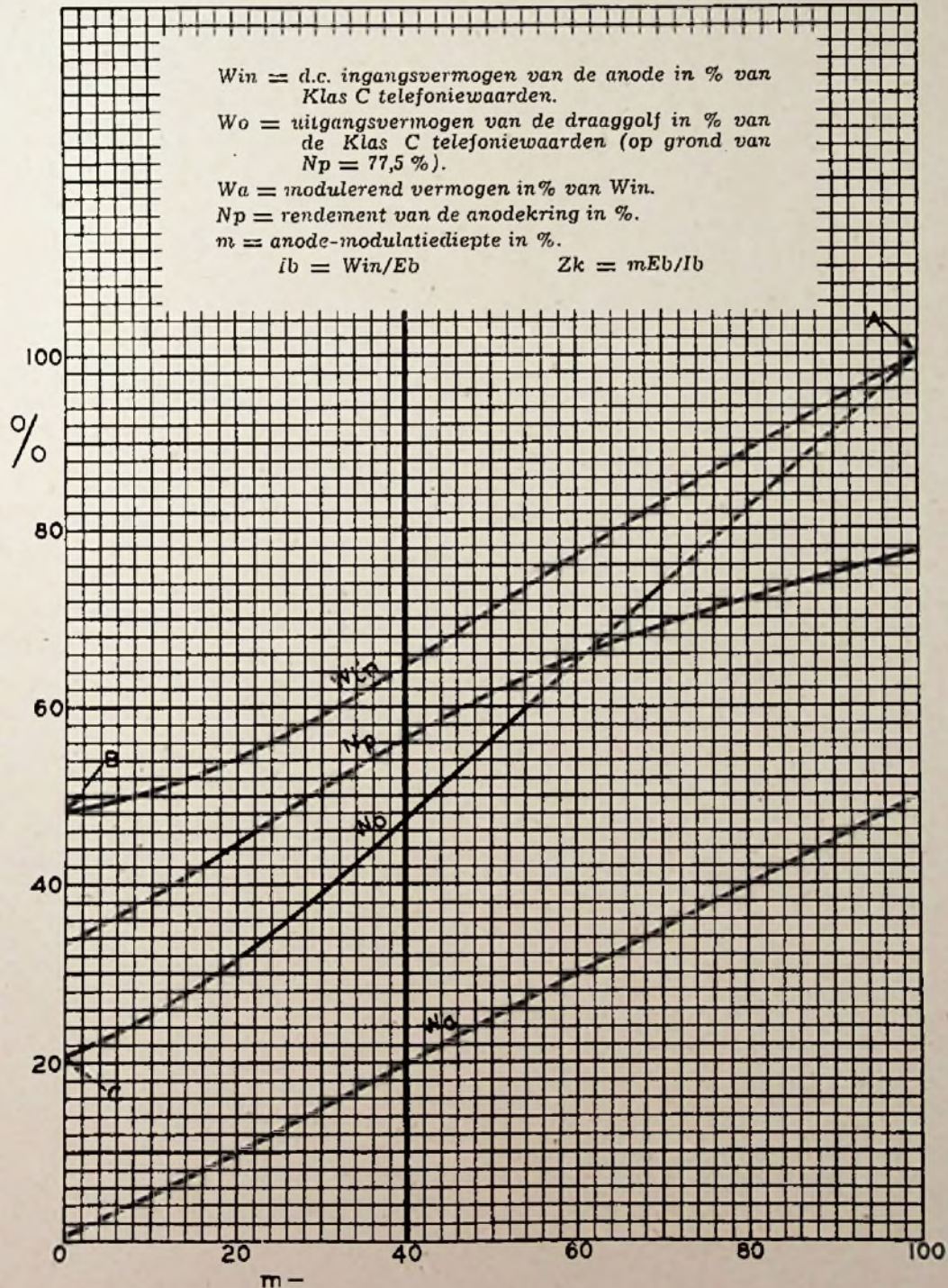


Fig. 9.

BEDRIJFSKROMMEN VOOR HF-VERSTERKERS MET KATHODEMODULATIE

langs een weerstand (geen potentiometerschakeling) die ontkoppeld is voor de HF doch niet voor de LF, is het mogelijk een vrij goede modulatie te bekomen door de modulatie alleen op de anode aan te brengen, op voorwaarde dat men eerste de schermroosterspanning en de sturing zo hoog opvoert als de buis zonder gevaar kan verdragen. In die voorwaarden heeft het schermrooster een neiging om zich zelf te moduleren, daar de schermroosterspanning varieert over de LF-periode als gevolg van de schermroosterimpedantie; de spanning stijgt wanneer de anodespanning stijgt en neemt af bij afname van de anodespanning. Deze schakeling wordt weergegeven in figuur 8-B.

Een gelijkaardige toepassing van dit principe wordt gegeven in figuur 8-D. In dit geval wordt de schermroosterspanning rechtstreeks door een voedingsbron met lage spanning geleverd door een smoorspoel L heen. Een gewone afvlaksmoorspoel met een zelfinductie van 10 tot 20 henry zal volstaan voor L.

Om de buis te beveiligen wanneer de anodespanning niet aangelegd is, doch de schermroosterspanning toch geleverd wordt, (b.v. door de voedingsbron van de stuurtrap in een schakeling zoals deze van figuur 8-D), kan men een weerstand van 3000 tot 10.000 ohm in serie schakelen met de smoorspoel L. In dit geval moet de schermroosterbronspanning $1\frac{1}{2}$ maal de vereiste werkelijke schermroosterspanning leveren en de weerstand wordt derwijze gekozen, dat met de normale schermroosterstroom de spanningsval over weerstand en smoorspoel zodanig zal zijn, dat het schermrooster de normale spanning krijgt. Wanneer de anodespanning weggenomen wordt, zal de schermroosterstroom sterk toenemen en de spanningsval over R zal stijgen tot een waarde, die de spanning op het schermrooster zo zal doen dalen, dat de nominale schermroosterdissipatie van de buis niet zal overschreden worden. Om dit te bereiken dient men met grote zorg de bronspanning en de waarde van R te kiezen. De maximum mogelijke schermroosterdissipatie in deze schakeling is gelijk aan: $W = E^2/4R$, waarin E de bronspanning van het schermrooster is en R de gecombineerde weerstand van R en de d.c.-weerstand van de smoorspoel L. Bij gebruik van deze schakeling verdient het aanbeveling na te zien, of de aldus berekende dissipatie van het schermrooster kleiner blijft, dan de maximum toelaatbare dissipatie van de buis of buizen in de gemoduleerde trap. Dezelfde methode kan natuurlijk ook toegepast worden voor de schermroosterkring van pentoden of tetroden in versterkertrappen, die niet gemoduleerd worden.

De modulatietransformator voor anode- en schermroostermodulatie, bij gebruik van een serieweerstand in het schermrooster zoals in figuur 8-A, is van hetzelfde type als deze gebruikt voor de eenvoudige anodemodulatie. Om de belastingsimpedantie van de klas C-versterker te berekenen wordt hier de anodespanning gedeeld door de som van schermrooster- en anodestroom. Het LF-topvermogen, vereist voor 100 % modulatie, is hier gelijk aan het d.c.-ingangsvermogen van schermrooster, schermroosterweerstand en anode van de gemoduleerde HF-trap.

KATHODEMODULATIE.

De kathodemodulatie geeft een degelijk compromis tussen het goede anoderendement doch met dure modulator van de anodemodulatie op hoog peil en het slechte rendement doch met goedkope modulator van de roostermodulatie. De kathodemodulatie bestaat in hoofdzaak uit een mengsel van beide systemen.

Het rendement van de gemiddelde goed ontworpen zender met anodemodulatie ligt in de buurt van 75 of 80 %, met als compromiswaarde zowat 77,5 %. Anderzijds bedraagt het rendement van een goede zender met roostermodulatie tussen 28 tot 40 %, wat een gemiddelde geeft van 34 %. Daar de kathodemodulatie nu bestaat in het gelijktijdig moduleren van rooster en anode kunnen we in onze trap met kathodemodulatie theoretisch elk rendement tussen 34 en 77,5 % verkrijgen, naargelang de betreffende percentages van rooster- en anodemodulatie.

Daar het systeem een compromis tussen de twee

hoofdsystemen van modulatie is, zal een waarde van het rendement ongeveer halfweg tussen deze twee uitersten ook wel het beste compromis zijn. De ondervinding heeft dit trouwens bevestigd. Een compromisrendement van ongeveer 56,5 % heeft bewezen de beste uitslagen te geven. Berekeningen hebben tevens getoond dat deze rendementswaarde kan verkregen worden in een versterker met kathodemodulatie met een LF-modulatievermogen van ongeveer 20 % van het d.c.-ingangsvermogen van de gemoduleerde trap.

BEDRIJFSKROMMEN DER KATHODEMODULATIE.

Figuur 9 geeft een stel bedrijfskrommen voor een HF-versterkertrap met kathodemodulatie. De grafiek geeft het percentage anodemodulatie (m) in functie van het rendement van de anodekring, van het vereiste LF-vermogen, het anode-ingangsvermogen in % van de gegevens van de klas C-versterker met anodemodulatie en het uitgangsvermogen in % van de waarde voor de telefonie in klas C. Deze twee laatste krommen hebben niet zo een overwegend belang bij het ontwerpen van een zender met kathodemodulatie als de krommen, die de verhouding aangeven tussen het % anodemodulatie en het rendement van de anodekring.

OPTIMA BEDRIJFSVOORWAARDEN.

Zoals hoger vermeld is de optimum bedrijfsvoorwaarde voor een normale versterker met kathodemodulatie deze waarin het LF-uitgangsvermogen van de kathodemodulator ongeveer gelijk is aan 20 % van het d.c.-ingangsvermogen van de gemoduleerde trap. In deze voorwaarden zal het anoderendement in de buurt van 56,5 % liggen (practisch tussen 54 en 58 %). De beperkende factor in een versterker met rendementsmodulatie van dit type is in grote mate de anodedissipatie. Indien in de boven gegeven voorwaarden de dissipatie van de buis in draaggolfvoorwaarden minder blijft dan de nominale waarde, dan kan men het ingangsvermogen van de anode opvoeren tot de nominale anodedissipatie bereikt wordt. De anodedissipatie voor iedere bedrijfsvoorwaarde kan gemakkelijk bepaald worden met behulp van figuur 9 en een kleine berekening. Bepaal het ingangsvermogen en bereken het uitgangsvermogen van de trap met behulp van de gegeven rendementswaarde. Trek deze waarde af van het ingangsvermogen en het resultaat hiervan is het vermogen dat door de buis zal moeten gedissipeerd worden.

KATHODE-IMPEDANTIE.

De impedantie van de kathodekring in een versterker, die in de kathode gemoduleerd wordt, is een belangrijke factor bij de keuze van de transformator, die moet gebruikt worden om de koppeling met de modulator te verwezenlijken. De kathode-impedantie van een versterker is gelijk aan de topwaarde van de modulerende spanning gedeeld door de topwaarde van de LF-componente van de anodestroom van de trap. De topwaarde van de modulerende spanning is gelijk aan de anodespanning vermenigvuldigd met m (het % anodemodulatie).

Bijgevolg :

$$Z_k = m \frac{E_p}{I_p}$$

of eenvoudig, de kathode-impedantie is gelijk aan het % anodemodulatie (uitgedrukt als decimaal, b.v. 40 % is gelijk aan 0,4) vermenigvuldigd met de anodespanning, gedeeld door de anodestroom.

KATHODEMODULATOR.

Figuur 10 geeft een voorbeeld van een HF-versterker met kathodemodulatie. De modulator, die gebruikt wordt om het LF-vermogen af te leveren in de kathodekring van de gemoduleerde trap, moet bij voorkeur een uitgangsvermogen hebben van 20 % van het d.c.-ingangsvermogen van de trap, voor 40 % anodemodulatie. Al

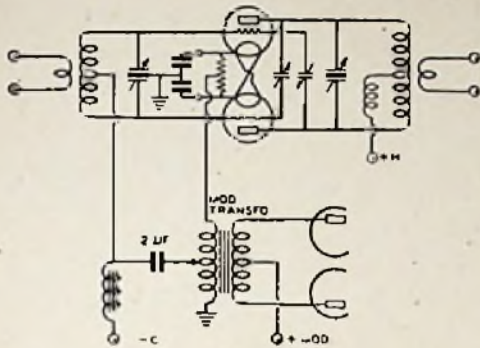


Fig. 10.

GEWONE KATHODEMODULATIE

De modulatietransformator in serie met de kathode van de gemoduleerde trap moet aangepast zijn aan de kathode-impedantie van deze trap. De smoorspoel in serie met de roosterafvoer van de trap moet een zelfinductie hebben van 15 tot 40 henry en moet de volle roosterstroom van de trap kunnen voeren. De aftakking van het rooster op de modulatietransformator wordt geregeld wanneer de trap in werking is tot men de beste modulatie verkrijgt.

is dit het aanbevolen % der anodemodulatie, toch kan men een voldoende werking verkrijgen met andere percentages, op voorwaarde dat men uit figuur 9 de gepaste bedrijfsvoorwaarden neemt. De modulatorbuizen mogen werken in klas A, klas AB of klas B, doch het verdient aanbeveling een of andere vorm van tegenkoppeling op de buizen toe te passen, indien ze anders werken dan in klas A. Dit is vooral het geval met beamtetroden in de modulator; wordt hiermee geen tegenkoppeling aangewend, dan kan de harmonische vervorming ernstig genoeg zijn om niet meer aanvaardbaar te zijn, omdat de trap met kathodemodulatie geen streng lineaire impedantie heeft.

De transformator, die de modulator met de kathode-kring verbindt, moet aangepast zijn aan de kathode-impedantie, zoals ze hoger berekend werd en moet bovendien een aantal aftakkingen hebben om een gepaste LF-spanning te kunnen leveren aan het rooster van de te moduleren trap. In de meeste gevallen zullen de universele uitgangstransformatoren voor dit werk geschikt zijn; de kathode- en de aardverbinding worden dan verbonden met de gepaste aftakkingen om de juiste impedantie te geven. De trap wordt dan met een oscilloscoop verbonden, zodat de gemoduleerde golfvorm op het scherm verschijnt. Bij het moduleren van de trap wordt de roosterverbinding dan op verschillende aftakkingen van de secundaire van de modulatietransformator aangebracht tot men op het scherm de beste golfvorm verkrijgt. Hoe dichter de rooster-aftakking bij de kathodeklem komt, des te kleiner zal de LF-spanning op het rooster zijn. Verbindt men anderzijds het rooster rechtstreeks met de aarde, dan zal de volle variatie van kathodespanning op het rooster inwerken. Men zal vaststellen, dat buizen met kleine μ een groter % van de kathodevariatie zullen vergen dan buizen met een hogere versterkingsfactor. De aftakking voor buizen met grote μ zal dus dichter bij de kathodeklem moeten gemaakt worden; buizen met kleine μ hebben hun rooster-aftakking dicht bij de aarde.

STURING.

De HF-stuurtrap voor een trap met kathodemodulatie moet ongeveer evenveel uitgangsvermogen kunnen afleveren als voor een telegrafie versterker met hetzelfde ingangsvermogen als de trap met kathodemodulatie. Men moet echter over een middel beschikken om de sturing te regelen, daar het stuurvermogen een rechtstreekse invloed heeft op de lineariteit van de versterkertrap met kathodemodulatie. Indien men lus-koppeling gebruikt tussen de stuurtrap en de gemodu-

leerde trap, dan geeft de variatie van de koppeling van de lussen een eenvoudig middel om de sturing te regelen. Gebruikt men merkelijk minder dan 40 % anodemodulatie, dan begint de trap meer op een versterker met roostermodulatie te gelijken en wordt een goede stabiliteit van de HF-sturing geveerd.

VOORSPANNINGSSTELSELS.

Elke gewone schakeling voor de voorspanning van een klas C-versterker is eveneens bruikbaar voor het leveren van de voorspanning voor een versterker met kathodemodulatie. Batterij-voorspanning, roosterlek-voorspanning en voorspanning uit afzonderlijke voedingsbron zijn bruikbaar in hun oorspronkelijke vorm; kathodevoorspanning kan gebruikt worden op voorwaarde dat de kathodeweerstand geshunteerd is met een electrochemische condensator van hoge capaciteit. In ieder geval moet de voorspanning regelbaar zijn tot de optimumwaarde, die een modulatie zonder vervorming zal geven. Gebruikt men voorspanning, verkregen met behulp van een roosterlekweerstand of van een kathodeweerstand, dan moet de waarde van deze weerstand regelbaar zijn. Roosterlek-voorspanning is niet aan te raden indien het % anodemodulatie minder dan 30 % bedraagt, omdat de trap dan in hoofdzaak met roostermodulatie werkt, hetgeen een voorspanningsbron met goede stabiliteit vergt.

DE GEMODULEERDE VERSTERKERS VAN DOHERTY EN TERMAN-WOODYARD.

Deze twee versterkers worden samen beschreven omdat ze met zeer gelijkaardige principes werken. Figuur 11 toont een zeer vereenvoudigde schematische voorstelling van de werking van beide typen. Beide systemen werken met een draaggolfbuis (V1 in 11-A en 11-B), die de ongemoduleerde draaggolf levert en waarvan het uitgangsvermogen verminderd wordt voor het leveren van de negatieve toppen en met een topbuis (V2) die als taak heeft ongeveer de helft van de posi-

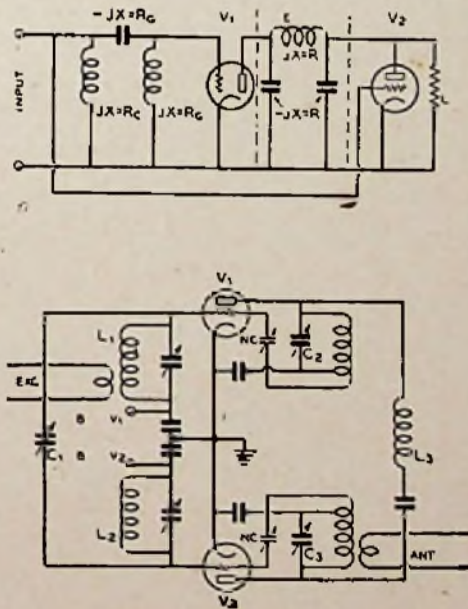


Fig. 11.

VEREENVOUDIGDE SCHEMA'S VAN EEN GEMODULEERDE TRAP MET HOOG RENDEMENT EN BEPERKT PEIL.

Het grondstelsel met een « draaggolfbuis » en een « topbuis » is hetzelfde voor de voorspanningsmodulatie en de sturingsmodulatie. De werking wordt in de tekst beschreven.

- E = elektrische kwartgolf lijn ($Z_0 = R$)
- L = belasting $R/2$
- B = voorspanning

tieve toppen van de LF-periode te leveren en als bijkomende functie het verminderen van de belastingsimpedantie op de draaggolfbuis, zodat deze in staat is de andere helft van de positieve toppen van de LF-periode te leveren.

De topbuis is in staat het uitgangsvermogen van de draaggolfbuis te doen toenemen, dank zij een impedantie-omkeerlijn tussen de anodekringen van de twee buizen. Deze lijn is derwijze gemaakt, dat ze als karakteristieke impedantie de helft heeft van de belasting waarop de draaggolfbuis bij draaggolfvoorwaarden werkt. Dan heeft men aan de uitgang een belasting gekoppeld met de waarde van de helft van de karakteristieke impedantie van een kwartgolflijn. We weten, door proeven met kwartgolflijnen in antenne-aanpassingskringen, dat een dergelijke lijn de impedantie aan één uiteinde van de lijn zodanig zal doen veranderen, dat het meetkundig gemiddelde tussen de twee uitgangsimpedanties gelijk zal zijn aan de karakteristieke impedantie van de lijn. Indien we dus een belastingswaarde van de helft van de karakteristieke impedantie van de lijn aan een uiteinde hebben, dan zal 't andere einde van de lijn ten opzichte van de draaggolfbuis V1 een belastingswaarde vertonen gelijk aan tweemaal de karakteristieke impedantie van de lijn.

Dit is de toestand, die bestaat in draaggolfvoorwaarden, wanneer de topbuis alleen over het belastings-einde van de lijn vlot en geen vermogen aflevert. Wanneer dan een positieve modulatie-top aankomt, begint de topbuis vermogen aan de lijn af te leveren, totdat ze bij de top van de modulatieperiode voldoende vermogen afgeeft om de impedantie aan het belastingseinde van de lijn gelijk te maken aan R, in plaats van aan R/2 zoals in draaggolfvoorwaarden. Dit is waar, omdat bij een positieve modulatie-top (vermits ze dan vol vermogen aflevert) de topbuis een negatieve weerstand van R/2 van het belastings-einde van de lijn afneemt.

Vermits nu onder topvoorwaarde der modulatie het belastingseinde van de lijn eindigt op R ohm in plaats van op R/2 ohm, zal de impedantie voor de draaggolfbuis van 2R ohm tot R ohm verminderd zijn. Ook dit is toe te schrijven aan de impedantie-omkeerende werking van de lijn. Vermits de belastingsweerstand op de draaggolfbuis verminderd is tot op de helft van de draaggolfwaarde, zal haar uitgangsvermogen op de top van de modulatieperiode verdubbeld zijn. Aldus hebben we de noodzakelijke voorwaarde voor een 100 % modulatie verwezenlijkt; de versterker zal viermaal meer vermogen afleveren dan onder draaggolfvoorwaarden.

Op de negatieve modulatie-toppen werkt de topbuis niet mee; het uitgangsvermogen van de draaggolfbuis daalt tot nul bij een 100 % negatieve modulatie-top.

DE ELECTRICHE KWARTGOLFLIJN.

De elektrische kwartgolflijn (bestaande uit een π -schakeling, waarin de inductieve en de capacatieve zijden een reactantie hebben, die gelijk is aan de karakteristieke impedantie van de lijn), die het gewenste verschijnsel van de omkering van de impedantie verwerkt, vertoont tevens het ongewenste verschijnsel van een fazeverschuiving van 90°. Zijn de shunt-elementen capaciteiten, dan wordt de faze over de lijn 90° vooruit verschoven; zijn het zelfinducties, dan verschuift de faze 90° achteruit. Daar er een ongewenste fazeverschuiving van 90° ontstaat tussen de anode van de topbuis en deze van de draaggolfbuis, moet men in de stuurspanning eenzelfde fazeverschuiving, doch in tegengestelde zin verwekken, zodat de resulterende uitgang in faze zal zijn. Deze bijkomende fazeverschuiving is aangegeven in figuur 11-A en een methode om ze te verwekken is gegeven in figuur 11-B.

VERGELIJKING TUSSEN DE LINEAIRE EN DE ROOSTERMODULATOR.

Het verschil tussen de lineaire Doherty-versterker en de Terman-Woodyard-versterker met roostermodulatie is dezelfde als tussen alle lineaire versterkers en ver-

sterkers met roostermodulatie. In de Doherty-lineaire-versterker wordt gemoduleerde HF naar de roosterkring gevoerd; de draaggolfbuis krijgt een afknijpspanning en de topbuis een voorspanning die onder draaggolfvoorwaarden de anodestroom tot nul beperkt. In de Terman-Woodyard-versterker met roostermodulatie werkt de draaggolfbuis in klas C-met een betrekkelijk hoge voorspanning en een groot anoderendement, terwijl de topbuis ook hier een voorspanning krijgt, die de anodestroom op nul houdt. De roosterkringen van beide buizen krijgen ongemoduleerde HF en de modulatiespanning wordt in serie geschakeld met de twee vaste voorspanningen. Het rooster van de topbuis moet de helft tot 2/3 meer modulatiespanning krijgen dan het rooster van de draaggolfbuis.

BEDRIJFSRENDEMENTEN.

Het draaggolfrendement van de versterker met roostermodulatie kan zo hoog zijn als in om het even welke klas C-versterker, 80 % of meer. Het draaggolfrendement van de lineaire versterker zal even goed zijn als in om het even welke klas B-versterker, 60 tot 65 %. Het totale rendement van een versterker met voorspanningsmodulatie bij een modulatie diepte van 100 % zal ongeveer 75 % bedragen; dit van de lineaire versterker ongeveer 60 %.

In figuur 11-B zijn de kringen voldoende verstemd om een equivalent effect te geven met de shunt-elementen van de kwartgolflijn van figuur 11-A. Bij resonantie hebben de spoelen L1 en L2 in de roosterkringen elk een inductieve reactantie gelijk aan de capacatieve reactantie van condensator C1. Dus hebben we het effect van een π -schakeling, met parallel zelfinducties en serie capaciteiten. In de anodekring wensen we een fazeverschuiving met dezelfde waarde doch met tegengesteld teken; daarom is ons serie-element de spoel L3, waarvan de reactantie gelijk is aan de gewenste karakteristieke impedantie van het netwerk. Daarna worden de condensatoren van de anode-afstemkringen C2 en C3 iets boven de resonantie ingesteld, zodat ze een capacatieve reactantie hebben, die gelijk is aan de inductieve reactantie van de spoel L3. Het is van groot belang dat er geen koppeling tussen de beide spoelen bestaat.

Al hebben beide typen versterkers een groot rendement en al vereisen ze geen LF-inrichting met hoog peil, toch zijn ze moeilijk om regelen — vooral op hogere frequenties — en het zou een uiterst moeilijk vraagstuk worden een dergelijke zender te ontwerpen voor gebruik op verschillende banden. Voor bedrijf met groot vermogen heeft het systeem met voorspanningsmodulatie echter voordelen, die zelfs een amateur belang kunnen inboezemen.

ANDERE MODULATIESTELSELS MET HOOG RENDEMENT.

Sinds ongeveer 1936 werden een hele reeks andere modulatiesystemen met hoog rendement beschreven. De meesten echter werden noch in handelstoestellen, noch door amateurs toegepast. Meestal zijn de schakelingen moeilijk af te regelen of vertonen ze ongewenste verschijnselen, die hun gebruik onpractisch maken in vergelijking met de meer gewone modulatiestelsels. Bijna al deze schakelingen werden beschreven in de « I.R.E. Proceedings » en de lezer, die er belang zou in stellen, doet best de oudere nummers van dit tijdschrift door te nemen.

6-2. — MICROFONEN.

Een microfoon is een omzetter van mechanische energie in elektrische energie. Veelal, doch niet noodzakelijk, bestaat hij uit een trilplaatje dat trilt in overeenstemming met de samendrukkingen en de ontspanningen van de lucht, die men geluidsgolven noemt. Het trilplaatje stelt dan een of andere inrichting in beweging, die haar elektrische eigenschappen varieert in overeenstemming met de fysische beweging.

Is het trillplaatje zeer sterk gespannen, dan zal de eigen natuurlijke trilfrequentie buiten het frequentiebereik van de menselijke stem vallen. Het is duidelijk dat dit de gevoeligheid van de microfoon vermindert, al verbetert dit in grote mate de gelijkvormigheid van de weergave over het brede bereik van de stem of van de muziek. Valt de natuurlijke mechanische resonantie binnen het stembereik, dan verhoogt de gevoeligheid in grote mate in de buurt van de resonantiefrequentie. Het gevolg hiervan is een vervormde uitgang, indien de trillplaat niet sterk gedempt is; een typisch voorbeeld hiervan vindt men in microfonen van de oude veldtelefonen.

Een goede microfoon moet alle stemfrequenties in gelijke mate weergeven; hij mag geen storingen of ruis verwekken; hij moet voldoende gevoelig zijn om geen overdreven versterking te vergen; zijn karakteristieken moeten eveneens constant blijven over zijn nuttige levensduur.

KOOLMICROFOON.

De koolmicrofonen kunnen in twee groepen verdeeld worden: deze met enkele cel en deze met dubbele cel. De microfoon met enkele cel bestaat uit een trillplaat, die een drukking uitoefent op een aantal koolkorrels. Deze korrels zijn achter de trillplaat aangebracht tussen twee elektroden, waarvan een door de trillplaat zelf gevormd wordt en zij bewegen zich in overeenstemming met de trillingen van de plaat. Deze trillingen veroorzaken een variërende drukking tussen de korrels, met als gevolg een variatie van de weerstand voor de stroom, die tussen de elektroden vloeit; deze gelijkstroom wordt geleverd door een uitwendige bron. De variaties van de weerstand veroorzaken een variatie van de stroom, die door de primaire wikkeling van de koppeltransformator vloeit, en daardoor een spanning induceert in de secundaire wikkeling van deze transformator. Deze spanning wordt dan versterkt tot op het gewenste peil. (Zie figuur 12.)

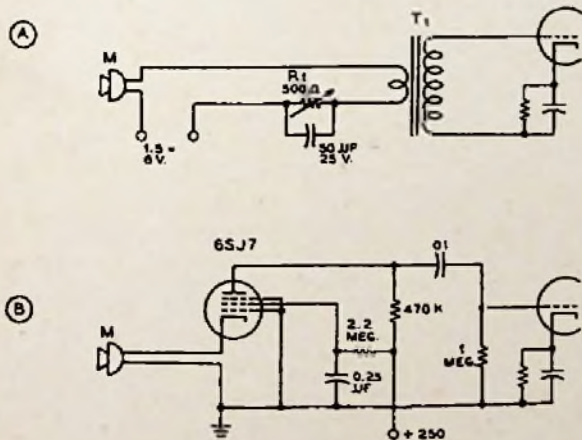


Fig. 12.

SCHAKELINGEN VOOR KOOLMICROFOON

De gewone schakeling van (A) gebruikt een regelbare weerstand R1 als versterkingsregelaar en als regelaar voor de minimum celstroom, die een gepaste versterking zal geven. De microfoontransformator heeft gewoonlijk een primaire met een impedantie van 100 ohm en een secundaire met een impedantie van 100.000 tot 500.000 ohm, wat een grote spanningsversterking toelaat.

In de schakeling (B) werden de microfoontransformator en de afzonderlijke bron voor de microfoonstroom weggelaten. De kathodestroom van een 6SJ7 dient als microfoonstroom, en daar het stuurrooster van de buis geard is, is de impedantie van de microfoon effectief aangepast aan de ingangsimpedantie van de kathode van de 6SJ7. Desgewenst kan de roosterlekweerstand van 1 megohm in de volgende trap vervangen worden door een potentiometer van 1 megohm als versterkingsregelaar.

De microfoon met enkele cel is nuttig voor het bedrijf van draagbare zenders omdat hun gevoeligheid groter is dan de andere microfoon typen, waardoor dus minder versterking geveerd wordt om het modulatievermogen aan de zender te leveren. Hun bouw kan ook zeer stevig zijn, wat een andere goede hoedanigheid is voor mobiel werk.

De oudere typen van koolmicrofoon met enkele cel hadden een sterk ruispeil en een zware resonantietop in het midden van het stembereik. De nieuwe typen werden echter dermate verbeterd, dat ze een vrij goede getrouwheid hebben en een uitstekende verstaanbaarheid. Het ruispeil is voldoende laag om niet opgemerkt te worden, wanneer de microfoon dicht bij de lippen gebruikt wordt met gewone stemsterkte. Wanneer de microfoon dicht bij de mond gebruikt wordt, krijgt de tweede harmonische vervorming, verwekt door de microfoon, een vrij hoog peil, maar toch niet overdreven voor gewoon bedrijfswerk.

De meeste der nieuwere koolmicrofonen met enkele cel zijn niet aan een bepaalde stand gehouden, wat betekent dat ze gedurende het gebruik mogen geschud of in om het even welke stand gehouden worden, zonder dat hieruit enige merkbare verandering van de karakteristieken voortvloeit. Gewoonlijk hebben koolmicrofonen met enkele cel een d.c.-weerstand tussen 30 en 100 ohm. De effectieve impedantie is dezelfde als de d.c.-weerstand, doch ligt meestal tussen 50 en 75 mA. Een overdreven stroom van langere duur zal de microfoon doen ruisen.

Wanneer slechts een betrekkelijk smalle band stemfrequenties in aanmerking dient genomen, zoals in bedrijfswerk, is het mogelijk een ingangstransformator te ontwerpen met een hoge spanningsverhogende verhouding. Met dergelijke transformator en de maximum toelaatbare microfoonstroom is het mogelijk een spanning van 25 volt te verkrijgen over de secundaire, wanneer men met gewone stem rechtstreeks in de microfoon spreekt.

Om de batterij te sparen en de nuttige levensduur van de microfoon te verlengen, verdient het aanbeveling als sterktregelaar een regelweerstand in serie met de micro te schakelen in plaats van een gewone sterktregeling met potentiometer over de secundaire van de transformator. Door het kiezen van een spanningsbron, die aangepast is aan de gebruikte microfoon en aan de versterker, kan men op deze wijze een voldoende volumeregeling verkrijgen. De regelweerstand (R1 in figuur 12-A) wordt best genomen in een draadgewikkeld type en moet overbrugd zijn met een electrochemische condensator voor lage spanning en met hoge capaciteit.

Wanneer de microfoonspanning verkregen wordt uit een accumulator van 6 volt, die eveneens een vibrator of een dynamo voedt, dan dient gewoonlijk een storingsfilter gebruik om ongewenste brom door de microfoonkring heen te vermijden. Een ijzerkernspoel met zeer kleine weerstand, aan de ingang ontkoppeld met een papiercondensator van 0,5 μ F en aan de uitgang met een electrochemische condensator van 50 μ F, zal meestal een zeer bevredigend filter vormen.

KOOLMICROFOON MET DUBBELE CEL.

De koolmicrofoon met dubbele cel heeft twee groepen koolkorrels, die opgenomen zijn in een kleine ruimte aan iedere zijde van de trillplaat. Deze balansinrichting vermindert de vervorming door pare harmonischen. De trillplaat is gewoonlijk derwijze gespannen, dat zijn natuurlijke resonantie tussen 6000 en 8000 Hz valt. Dit vermindert de gevoeligheid van de microfoon en vergt een grote versterking om hetzelfde LF-uitgangsvermogen te bekomen als met een microfoon met enkele cel. Anderzijds is de klankhoedanigheid van de microfoon met dubbele cel beter. De ruis is sterker omdat de uitgangsspanning van de microfoon heel wat kleiner is (20 tot 45 db) dan voor een microfoon met enkele cel voor eenzelfde gegeven celstroom.

De microfoon met dubbele cel was een twintigtal jaren geleden zeer populair, doch wordt nu zelden gebruikt.

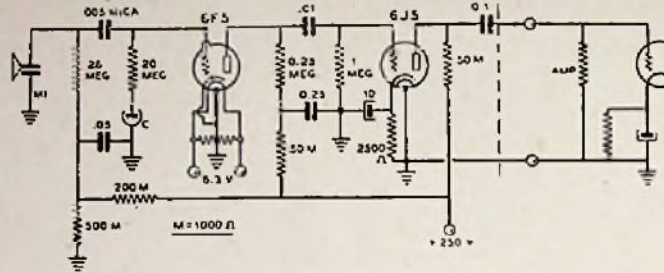


Fig. 13

MICROFOONVERSTERKER VOOR CONDENSATORMICROFOON.

Een microfoonversterker van dit type kan gebruikt worden om het peil van een condensatormicrofoon op te voeren tot het punt waarop de ingang van een gewone voorversterker kan gevoed worden. De microfoonversterker wordt gebouwd als een vast deel van de microfoon zelf, wat een zeer korte roosterver-

binding levert met de eerste buis en een volledig afscherming van microfoon en versterker. Bij voorkeur voedt men de microfoonversterker uit een afzonderlijke spanningsbron met uitstekende afvlakking.

C = voorspanningscel
Amp = gewone voorversterker

CONDENSATORMICROFOON.

Een condensatormicrofoon heeft een veel betere frequentieweergave dan een koolmicrofoon en verwekt geen ruis. Dit microfoon type bestaat uit een sterk gedempte of gespannen trilplaat, die dicht bij een metalen plaat is opgesteld, doch van deze plaat geïsoleerd is. De beweging van de trilplaat verandert de afstand tussen de twee elektroden, wat een variatie van de elektrische capaciteit voor gevolg heeft. Wanneer men op de platen een d.c.-polarisatiespanning aanbrengt, dan zal een a.c.-spanning verwekt worden wanneer het plaatje trilt, als gevolg van de variatie van de capaciteit tussen de platen. Deze spanning kan door middel van radiobuizen versterkt worden.

Het trilplaatje van gewone condensatormicrofonen is gemaakt uit een strook duraluminium met een dikte van ongeveer 1/50 mm; tussen de trilplaat en de stevige achterste electrode is een afstand van ongeveer dezelfde breedte. De uitgangsspanning ligt gewoonlijk zowat 75 db onder deze van een koolmicrofoon met enkele cel en niet gespannen trilplaat.

De lage uitgangsspanning van de condensatormicrofoon vergt een zeer grote versterking, waarbij de eerste versterkertrap noodzakelijk zeer dicht bij de microfoon dient opgesteld. De uitgangsimpedantie is zeer hoog en het toestel dient bijgevolg degelijk afgeschermd te worden om te beletten dat HF- of netfrequenties zouden opgevangen worden. De gevoeligheid varieert met de barometrische druk en met de vochtigheidsgraad van de lucht. De condensatormicrofoon werd vervangen door moderne typen, behalve voor zeer speciale ge-

luidsmetingen. Een voorbeeld van voorversterker voor condensatormicrofoon wordt gegeven in figuur 13.

KRISTALMICROFOON.

De kristalmicrofoon werkt op het principe, dat een variatie van de afmetingen van een piëzo-electrische stof, zoals een kristal van Rochelle-zout, een kleine a.c.-spanning verwekt, die met behulp van radiobuizen kan versterkt worden. Kristalmicrofonen vergen geen polarisatiespanning of -stroom of ook geen koppeltransformator; de verbinding met de LF-versterker is dus zeer eenvoudig.

Kristalmicrofonen kunnen in twee groepen verdeeld worden: (1) het diafragma-type en (2) het rooster-type.

Het diafragmatype is vrij goedkoop en is samengesteld uit een half-vlottende trilplaat, die het kristal vervormingen doet ondergaan in overeenstemming met de variërende drukking van het geluid. De getrouwheid der weergave is gelijk aan deze van de meeste microfonen met dubbele cel en er wordt geen eigen ruis in de microfoon verwekt.

Het roostertype bestaat uit een reeks kristallen, die in serie-parallel geschakeld zijn, teneinde een behoorlijke uitgangsspanning te verkrijgen zonder hulp van een diafragma.

Het uitgangspeil varieert tussen -55 db tot -80 db voor de verschillende typen. Het roostertype is minder directioneel en geeft een bijna volmaakte weergave. Hun uitgang is echter 10 tot 25 db kleiner dan bij het diafragmatype.

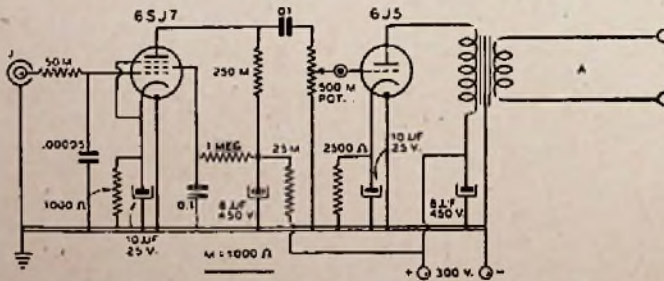


Fig. 14.

INGANGSSCHAKELING VAN EEN VOORVERSTERKER

Dit is een eenvoudige en gewone schakeling van een voorversterker, die gebruikt wordt met een kristal-microfoon, een dynamische microfoon met hoge impedantie of elk ander microfoon type met laag peil. De spanningsversterking ligt in de buurt van 2300, wat betekent dat de versterker een versterking van ongeveer 67 db zal geven. Bij gebruik van een kristal microfoon met een uitgang van -50 db, zal de uitgang van de voorversterker in de anode van de 6J5 ongeveer +17 db bedragen: dit is ruim voldoende om

een paar 2A3 te sturen als stuurtrap voor een Klas B modulator. In dit geval dient men in de anodekring van de 6J5 een balansingangstransformator te schakelen. Indien men wenst een lijn te voeden, dan plaatst men in de anode van de 6J5 een transformator anode-lijn.

A = lijn met lage impedantie of rooster- en aardverbinding van de volgende trap.
J = microfoonjack.

Het kristalelement van beide typen wordt definitief beschadigd door een te hoge temperatuur van de omgeving. Dit beperkt de bruikbaarheid voor sommige toepassingen, maar toch is de kristalmicrofoon de meest gebruikte microfoon met hoge getrouwheid in het bedrijf en voor « public-address ». In de nieuwste typen werd het kristal verbeterd zodat het aan hogere temperaturen der omgeving kan weerstaan dan de oudere typen.

BANDMICROFOON.

De bandmicrofoon heeft een diafragma in de vorm van een smal, dun gegolfd strookje metaal, dat los opgehangen is tussen de polen van een hoefijzermagneet. Wanneer dit strookje in het magnetisch veld bewogen wordt, wordt er een kleine stroom in geïnduceerd en deze stroom kan afgeleverd worden in de primaire van een transformator met een grote transformatieverhouding wegens de zeer kleine impedantie van het metalen strookje.

De uitgang van de microfoon moet versterkt worden door een versterker met zeer grote versterking, omdat de uitgang zowat —85 db bedraagt. Dit microfoon type is stevig en eenvoudig van constructie. Men mag er niet te dicht bij praten zonder er op overdreven wijze de lage tonen mee te bevoordelen en daarom moet hij op minstens 50 cm van de geluidsbron gehouden worden. Hij is zeer gevoelig voor het opnemen van a.c.-brom en dit is een der redenen waarom hij niet meer gebruikt wordt buiten de omroep.

De impedantie van de band is zo klein dat het moeilijk is een koppeltransformator tussen band en rooster te ontwerpen met goede weergavegetrouwheid. Om de beste uitslagen te verkrijgen gebruikt men meestal twee opeenvolgende transformatoren: band-200 ohm en 200 ohmrooster.

De bandmicrofoon is zeer getrouw in de weergave. Het los opgehangen strookje heeft een natuurlijke resonantiefrequentie van slechts enkele perioden per seconde, wat hetzelfde doel heeft als het spannen van het diafragma in andere microfoon typen om ze te doen resoneren boven het nuttige bereik. De band is echter makkelijk vatbaar voor windstoten en kan gemakkelijk beschadigd worden door een te sterke luchtstroom, tenzij hij beschermd wordt door een geschikt windscherm.

De bandmicrofoon is bi-directioneel en vertoont een vormkarakteristiek in de vorm van een acht, met volledige nulpunten op 180 graden van elkaar.

De overdreven versterkte weergave der lage tonen, die optreedt wanneer men zeer dicht bij een bandmicrofoon spreekt, wordt veroorzaakt door het feit dat de band niet werkt onder invloed van de drukking van de geluidsgolf omdat de beide zijden van de band beïnvloed worden. In plaats daarvan volgt de bandsnelheid van de luchttrillingen. De verhouding van deze snelheid tot de geluidsdruk neemt snel toe, wanneer de afstand tussen de microfoon en de geluidsbron veel minder bedraagt dan een golflengte. Vermits de afstand, gemeten in golflengten, veel kleiner is voor lage frequenties geaccentueerd wanneer de bron dichtbij is,

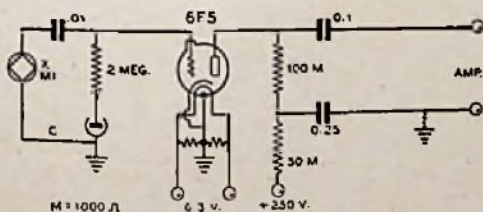


Fig. 15.

EENVOUDIGE MICROFOONVERSTERKER OF INGANGSTRAP VAN EEN VOORVERSTERKER. Deze versterkertrap vormt een goede ingangstrap met een versterking van ongeveer 35 db en weinig brom of geruis.

X-Mi = kristalmicrofoon
C = voorspanningscel
Amp = naar gewone voorversterker

maar blijven normaal wanneer de afstand een merklijk deel bedraagt van de golflengte bij de laagste frequenties.

DYNAMISCHE MICROFOON.

Het dynamische of spreekspoel-microfoon type werkt volgens hetzelfde algemeen principe als de bandmicrofoon, met uitzondering van het feit dat het een toestel van het druk-type is (slechts een zijde van het diafragma is aan de geluidsgolf blootgesteld). Een kleine draadspoel, bewogen door een diafragma, is opgehangen in een magnetisch veld en de beweging van de spoel in dit veld veroorzaakt een wisselstroom. De uitgangsimpedantie bedraagt ongeveer 30 ohm tegenover 1 ohm voor de bandmicrofoon. Het uitgangspeil voor type met grote getrouwheid bedraagt ongeveer —85 db, doch varieert volgens fabricaat. Het uitgangspeil voor public-address typen is iets hoger en de getrouwheid bijna even goed. Dit microfoon type is vrij stevig, doch heeft het nadeel gemakkelijk brom op te nemen bij gebruik in de buurt van voedingstransformatoren.

Een goedkope en tevens degelijke dynamische microfoon voor amateurswerk kan gemaakt worden met een kleine dynamische luidspreker met vaste magneet of met een koptelefoon van het dynamisch type. Een der nieuwere luidsprekers van 5 duim met een magneet uit een speciale legering zal een verrassende weergavegetrouwheid geven met een hoog uitgangspeil.

Een afgeschermd kabel en een afgeschermd klem zijn noodzakelijk om het opvangen van brom te vermijden. De microfoon kan in om het even welk geschikt omhulsel ondergebracht worden. De schakeling wordt gegeven in figuur 16.

RICHEFFECT.

Kristalmicrofonen en ook sommige andere typen kunnen ondergebracht worden in kogelvormige hulzen met horizontaal gericht diafragma ten einde alle richteffect te vermijden. Een zuiver richtingseffect kan soms ook gewenst zijn en microfonen, speciaal voor dit doel gebouwd, zijn in de handel te verkrijgen.

MICROFONEN MET OPHEFFING VAN STORINGSGELUIDEN.

Door beide zijden van de trilplaat van een microfoon met enkele cel bloot te stellen aan de geluidsgolven, werkt de microfoon als een toestel met snelheids- of drukgradiënt. De verhoging der verhouding van de snelheid der partikels tot de drukking van het geluid op zeer korte afstanden kan dan met voordeel gebruikt worden voor het verkrijgen van een microfoon, die werkelijk onderscheid zal maken tussen de geluiden die ontstaan op een zekere afstand van de microfoon. Een koolmicrofoon om van dichtbij te spreken, die een vermindering geeft van het peil van het storingsgeluid op

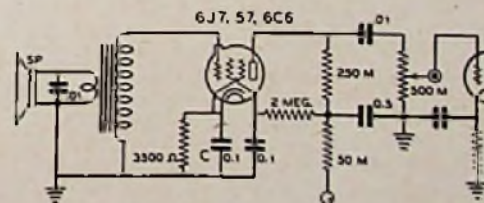


Fig. 16.

INGANGSTRAP MET PENTODE VOOR GROTE VERSTERKING.

De schakeling zal iets meer grondgeruis leveren dan de schakeling van figuur 15, doch schenkt voldoening behalve voor de zwakste microfonen. De miniatuur luidspreker met vaste magneet, als microfoon gebruikt geeft een geschikte weergavegetrouwheid voor bedrijfswerk voor een lage prijs. Men kan hem vervangen door een echte dynamische microfoon. De spanningsversterking van de trap bedraagt meer dan 40 db.

SP = luidspreker met permanente magneet

de achtergrond van 15 tot 20 db tegenover het gewone type, maakt gebruik van dit principe. De microfoon is acoustisch gecompenseerd tegen de sluiering, die het gevolg zou zijn het rechtstreeks spreken in een bandmicrofoon. Wegens deze compensatie is de weergave arm voor de lage tonen op afstand, maar wegens het speciale doel van deze microfoon (dichtbij spreken) heeft dit nadeel slechts theoretisch belang.

Microfonen van dit type kunnen gebruikt worden in plaatsen waar het omringend gerucht zo sterk is dat het moeilijk of onmogelijk is zijn eigen stem te horen.

6.3. — LF-VOORVERSTERKERS.

Het gedeelte van het LF-kanaal tussen de microfoon of zijn voorversterker en de vermogenversterker of modulatortrap, kan als LF-voorversterker of als spraakversterker aangeduid worden. Hij bestaat uit een tot drie trappen spanningsversterking met koppelingen door weerstanden, impedanties of transformatoren. Het ingangspeil bedraagt ongeveer -70 db, wanneer de versterker ontworpen is voor het gebruik met een kristal-microfoon van het diafragmatype. Verschillende schakelingen voor de ingang van de voorversterker werden gegeven in de voorgaande kolommen en in hoofdstuk 18 vindt men een aantal volledige LF-voorversterkers.

Men kan het zonder microfoonversterker stellen met zekere typen microfonen met laag peil, door de voorversterker te ontwerpen voor een ingang van -100 db of ongeveer, doch in feite is het beter en vergt het minder voorzorgen bij de constructie een voorversterker met kleinere versterking te gebruiken en samen ermee een microfoon-versterker aan te wenden, zodat men ten slotte toch de vereiste totale versterking krijgt. Op deze wijze zal men minder last hebben met brom en neiging tot oscilleren.

Een voorversterker ontwerpen voor een ingang van ongeveer -70 db is betrekkelijk eenvoudig, daar er weinig kans bestaat, op de ingang van de versterker opname te krijgen van brom uit het voedingsdeel langs stroomcapaciteiten of inductieve koppeling.

VERSTERKERS MET RADIOBUIZEN.

In hoofdsuuk 3 hebben we in bijzonderheden een bespreking gegeven van de verschillende versterkertypen. Hieronder geven we echter enkele meer algemene beschouwingen in verband met het ontwerpen van voorversterkers.

BEREKENING VAN DE VERSTERKING.

De versterking van het vermogen in een versterker of het verlies van vermogen in een attenuator kan het gemakkelijkst uitgedrukt worden in db-eenheden, die een uitdrukkingwijze zijn van de verhouding tussen twee vermogenspeilen.

FAZE-OMKEERDERS.

In het ontwerp van een voorversterker is het vaak wenselijk, van een trap met enkele uitgang over te gaan naar een uitgangstrap in balans of naar een stuurtrap in balans om de roosters van de klas B-modulator te sturen. Om de nodige fazeverschuiving van 180° voor het sturen van de roosters der eindbuizen te verkrijgen kan men een balansingangstransformator gebruiken. Goede balansingangstransformatoren zijn echter duur en vertonen neiging om inductieve brom op te vangen.

In hoofdstuk 3 bespreken we reeds in bijzonderheden de faze-omkeerschakelingen. Figuur 17 geeft nog twee bijkomende schakelingen, die bewezen hebben in alle normale toepassingen uitstekende uitslagen op te leveren. Beide gebruiken tegenkoppeling op de spanningen, die over de uitgangskring ontwikkeld worden, gelijk te maken en te stabiliseren. De schakeling (A) kan gebruikt worden met twee buizen van om het even welk type, dat gewoonlijk gebruikt wordt op laag peil in de radio. De beste oplossing is voor V1 en V2 samen een dubbele triode te gebruiken. De dubbele trioden 6N7,

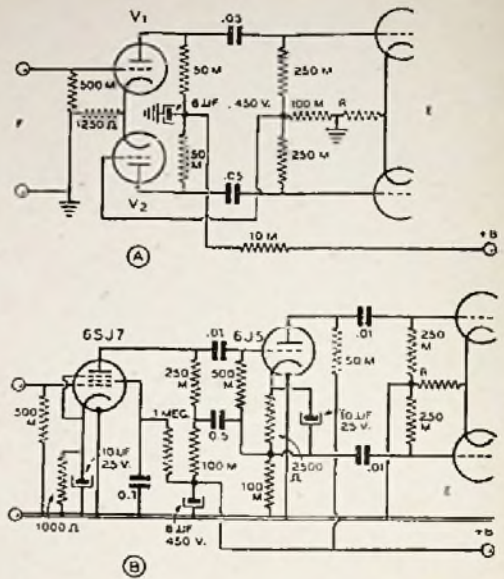


Fig. 17.

FAZE-OMKEERSCHAKELINGEN

(A) geeft een schakeling van het type «floating paraphrase», die het meest geschikt is voor allerlei toepassingen. (B) toont een volledige ingangsschakeling voor een voorversterker die een ruime stuurspanning zal afleveren voor alle gewone LF eindbuizen vanuit een gewone kristal-microfoon of een dynamische microfoon met hoge impedantie. De schakeling (A) is zeer soepel en kan gemakkelijk aangepast worden aan allerlei verschillende kringvereisten. Deze van (B) moet zonder wijzigingen gebruikt worden indien men de uitstekende karakteristieken ervan wenst te behouden. Beide schakelingen worden volledig beschreven in de tekst.

F = ingang vanuit de eerste LF trap.
R = voorspanningsweerstand.
E = naar de volgende LF trap.

6J6, 6F8-G, 6SC7, 6SN7, 6SL7, 7F7 en 6Z7-G zijn allen voor deze toepassing geschikt. De spanningsversterking van deze faze-omkeerder van het rooster van V1 tot de twee roosters van de volgende LF-trap bedraagt iets minder dan het dubbele van de werkelijke versterking van V1.

V1 en V2 moeten hun voorspanning niet krijgen uit dezelfde kathodeweerstand; zij mogen een afzonderlijke kathodeweerstand hebben (al of niet ontkoppeld naar keuze) en men mag naar de kathode van V1 een tegenkoppelspanning van de uitgang van de versterker voeren (echter niet naar V2).

De spanning, die optreedt op het rooster van V2, komt voort van de onevenwichtigheid in de uitgangsspanningen, die door de twee faze-omkeerbuizen afgeleverd worden. Hoe groter bijgevolg de versterking van de buis V2 is, des te kleiner zal het verschil zijn tussen de spanningen op de roosters van de uitgangsbuizen. In ieder geval, indien de versterking van V2 meer dan 15 bedraagt, dan zal de spanning op het rooster van de buis, die door V2 gestuurd wordt, minstens 94 % bedragen van de spanning op het andere rooster.

De schakeling (B) van figuur 17 geeft een totale spanningsversterking van ongeveer 2300 tussen het ingangsrooster van de 6SJ7 en de twee roosters van de balanstrap. Dit is een zeer ruime versterking om toe te passen op een bron zoals een kristal-microfoon of een kristal toonafnemer ter sturing van een paar 6A3, 6V6 of 6L6. De 6SJ7-trap geeft een versterking van ongeveer 150, terwijl de 6J5 een totale versterking geeft van 14, hetzij dus ongeveer 7 voor het rooster van elke uitgangsbuis. Deze schakeling is een unicum tussen de kathode-followers voor faze-omkering, in deze zin dat men de totale versterking krijgt uit de kathodefolio-

wer, ook al wordt deze versterking verdeeld tussen de twee roosters van de volgende trap. Door een lichte bijregeling van de kathodeweerstand van 100.000 ohm kan men er toe komen om de roosters van de volgende balanstrap juist gelijke en tegengestelde spanningen af te leveren.

BESCHOUWINGEN OVER DE BUIZEN VOOR SPANNINGSVERSTERKING.

De versterking van een triode met weerstandkoppeling staat in de eerste plaats in functie tot de versterkingsfactor, vermits de belastingsweerstand in de anode veel groter kan gemaakt worden dan de inwendige weerstand in een buis, waarvan men meer een spanningsversterking wenst dan een versterking van vermogen. Indien de belastingsweerstand oneindig was en men de buis op een of andere manier toch anodespanning geven kon, dan zou de versterking gelijk zijn aan de versterkingsfactor van de buis. Maakt men de belastingsweerstand gelijk aan de inwendige weerstand, dan is de versterking gelijk aan de versterkingsfactor gedeeld door twee. Meestal maakt men de belastingsweerstand verscheidene malen groter dan de inwendige weerstand en bedraagt de spanningsversterking ongeveer 75 % van de μ van de buis.

Daar het moeilijk is trioden te bouwen met een μ van meer dan 100, is de spanningsversterking van een enkele triode met weerstandkoppeling beperkt tot ongeveer 75 en is in vele buistypen veel kleiner.

Pentodeversterkers met weerstandkoppeling gebruiken gewoonlijk buizen, die ontworpen zijn voor spanningsversterking (in tegenstelling met deze die voor versterking van vermogen ontworpen zijn) en de inwendige weerstand van dergelijke buizen is zeer hoog, vaak meer dan een megohm. De spanningsversterking van een dergelijke buis is gelijk aan de belastingsweerstand in duizend ohm vermenigvuldigd met de steilheid in duizend micromhos. Men dient hierbij echter te bedenken dat, wanneer men de belastingsweerstand zeer hoog maakt, de anodespanning en -stroom tot een zeer lage waarde beperkt worden en dat in die voorwaarden de steilheid van de buis ver beneden de waarde ligt, die in de buizentabellen aangegeven worden voor de normale spanningen van anode en schermrooster. Door het gebruiken van een optimumwaarde voor de anodeweerstand is het toch mogelijk versterkingen te verkrijgen van rond 300, wat reeds heel wat meer is dan hetgeen te verkrijgen is met een gewone triode met grote μ .

BESCHOUWINGEN OVER BUIZEN VOOR VERMOGENVERSTERKING.

De belastingsweerstand die maximum uitgangsvermogen geeft (zonder acht te slaan op de spanningsversterking) voor een gegeven triode hangt af van de vervorming, die kan toegelaten worden. Wordt de maximum grens voor de vervorming ergens tussen 3 en 10 % bepaald, dan zal men vaststellen dat het maximum vermogen verkregen wordt van een belastingsweerstand (in de veronderstelling dat deze resistief is) met twee tot driemaal de waarde van de dynamische inwendige weerstand van de buis.

In deze omstandigheden zal de optimum roostervoorspanning gelijk zijn aan ongeveer 2/3 van de waarde van de afsnijvoorspanning; deze laatste wordt bepaald door de anodespanning van de buis te delen door de μ van de buis. Indien de anodedissipatie van de buis onder deze voorwaarden niet gelijk is aan de maximum nominale dissipatie of deze benadert, dan heeft men nog het maximum mogelijke uitgangsvermogen der buis niet bereikt. Men kan dan de anodespanning verhogen tot men met 2/3 van de afsnijspanning de maximum anodedissipatie bereikt, in de veronderstelling echter dat men hierbij in geen geval de voorgeschreven maximum anodespanning overtreft. Deze laatste voorwaarde kan vaak van belang zijn bij buizen met grote versterkingsfactor. Om deze reden worden de versterkingsfactor en de inwendige weerstand van uitgangstrioden laag gehouden. Er bestaat geen reden om een vermogenversterker met hoge anodespanning te doen werken,

wanneer het mogelijk is buizen te ontwerpen om het volle uitgangsvermogen te leveren met een matige anodespanning.

Het maximum uitgangsvermogen van een triode, die werkt zoals voorgeschreven, bedraagt voor een sein met sinusvorm ongeveer 20 % van het anode-ingangsvermogen. Kan een grotere vervorming aanvaard worden, zoals meestal in bedrijfswerk, dan bedraagt het rendement bij maximum uitgangsvermogen ongeveer 25 %.

De belastingsweerstand, die maximum uitgangsvermogen geeft met een pentode of een beam-tetrode, kan niet berekend worden met een eenvoudige regel van drie. Terwijl voor kleine vervorming de belastingsweerstand merkkelijk hoger moet zijn dan de dynamische inwendige weerstand van een triode, moet de belastingsweerstand van een pentode of beam-tetrode merkkelijk lager zijn dan de inwendige weerstand van de buis. De juiste waarde van de optimum belasting moet bepaald worden, hetzij door praktische proeven, hetzij door eerder ingewikkelde berekeningen. Hetzelfde geldt voor de roostervoorspanning, al zal over het algemeen de optimum klas A-voorspanning ongeveer dezelfde zijn of een weinig lager dan voor een triode, uitgedrukt in % van de afknijpspanning. De optima waarden voor voorspanning en belasting van een pentode of een beam-tetrode worden best genomen uit de gegevens van de fabricant of in het Radiolampen Vade-Mecum van P. H. Brans.

Het rendement van een pentode of beam-tetrode bij maximum sinusvormig uitgangsvermogen is iets hoger dan bij een triode en bedraagt ongeveer 30 %. Indien de buis echter een hoge schermroosterstroom opneemt, dan zal het totale rendement niet veel groter zijn dan bij een triode.

Beam-tetroden in klas AB-balans geven een hoog uitgangsvermogen met matige vervorming en worden zeer veel gebruikt in « public-address » en bedrijfswerk waar LF-vermogens van 10 tot 200 watt nodig zijn.

TEGENKOPPELING.

De tegenkoppeling is een methode om de vervorming, brom en storing, die verwekt worden in een LF-trap, te verminderen ten koste van de spanningsversterking. Men vermindert er eveneens de effectieve inwendige weerstand mee en verbetert de frequentieweergave. De vermindering van inwendige weerstand, vervorming en geruis is evenredig met de mate van tegenkoppeling. In de grond bestaat de toepassing van tegenkoppeling in een LF-versterking erin een deel van de over de uitgang van de trap ontwikkelde spanning terug te voeren naar de ingang van deze trap of naar de ingang van een der voorafgaande trappen; deze spanning moet een fazeverval van 180° hebben met de spanning op de ingang. Het verlies van versterking door het toepassen van tegenkoppeling kan gecompenseerd worden door het opstellen van een bijkomende trap voor spanningsversterking aan het begin van de versterker, waar de vervorming in ieder geval toch klein is wegens het betrekkelijk lage peil van het sein op dat punt van de versterker.

Er bestaan twee soorten van tegenkoppeling: spanningtegenkoppeling en stroomtegenkoppeling. In de eerste soort is de schakeling zo gemaakt dat de teruggevoerde spanning evenredig is met de spanning, die over de belasting ontwikkeld wordt. Dit type van tegenkoppeling vermindert de effectieve inwendige of « dynamische » weerstand van de versterker en wordt het meest gebruikt.

Stroomtegenkoppeling voert eveneens een spanning, die uit fase is, terug naar de ingang, doch de spanning wordt hier verkregen over een weerstand, die in serie geschakeld is met de uitgangsbelaasting, zodat de tegegekoppelde spanning evenredig is met de stroom, die in de uitgangsbelaasting ontwikkeld wordt. Een niet ontkoppelde kathodeweerstand in een trap met enkele uitgang verwekt stroomtegenkoppeling, die voldoening schenkt wanneer de belastingsimpedantie constant is ongeacht amplitude of frequentie. Daar deze laatste voorwaarden slechts in enkele uitzonderlijke toepassingen verwezenlijkt zijn, wordt dit type tegenkoppeling

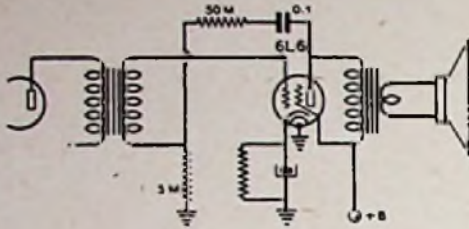


Fig. 18.

**TEGENKOPPELING VAN HET TYPE MET
TEGENGESTELDE SPANNING TOEGEPAST OP
EEN ENKELE VERSTERKERTRAP MET EEN
BEAM-TETRODE.**

niet zo vaak gebruikt als de spanningstegenkoppeling. Zoals verder zal verklaard worden, bestaat er een beperking in de graad van tegenkoppeling, die kan gebruikt worden zonder dat een neiging tot oscilleren ontstaat. De vermindering van vervorming en versterking als gevolg van de tegenkoppeling kan vrij benaderend geschat worden als volgt:

Bepaal de versterking zonder tegenkoppeling en noteer het percentage van de uitgangsspanning, die zal teruggevoerd worden; dit % noemt men de tegenkoppelfactor. Deel de versterking zonder tegenkoppeling door de oorspronkelijke versterking maal de tegenkoppelfactor plus 1. Dus, zo de oorspronkelijke versterking (zonder tegenkoppeling) 20 was en de tegenkoppelfactor 0,20 (wat betekent dat 20 % van de uitgangsspanning teruggevoerd wordt), dan bedraagt de versterking met tegenkoppeling

$$20$$

$$20 (0,20) + 1$$

FAZEVERSCHUIVING.

Het is duidelijk dat deze tegenkoppelspanning, indien ze geen fazeverschil tussen 90 en 270 graden vertoont ten opzichte van de ingangsspanning, eerder een effect van terugkoppeling zal geven dan dit van een tegenkoppeling. Wanneer men een tegenkoppelschakeling gebruikt, moet men er steeds op letten dat deze tegenkoppeling geen terugkoppeling wordt op zeer hoge of zeer lage frequenties buiten het gewenst frequentiebereik, wat oscillaties zou veroorzaken. Een versterker met tegenkoppeling kan b.v. ontworpen zijn om een fazeverschil van bijna 180° (optimum) te hebben over het bereik van 100 tot 5.000 Hz en toch minder dan 90° of meer dan 270° fazeverschil vertonen op b.v. 10 Hz of 50.000 Hz. Het vraagstuk is hier de versterking voldoende klein te houden op de frequenties waar de tegenkoppeling terugkoppeling wordt om te beletten dat de versterker zou oscilleren.

In een trap met weerstandskoppeling is het onmogelijk een fazeverschil te bekomen van meer dan 90°, ongeacht de frequentie of de constanten van de kring.

In een versterker met twee trappen is het betrekkelijk gemakkelijk de fazeverschuiving voldoende laag te houden om een grote tegenkoppeling zonder oscillaties te bereiken, doch wanneer drie trappen met weerstandskoppeling in de tegenkoppelkring opgenomen zijn, dan moet men zeer voorzichtig zijn om onstabielheid te vermijden. In een versterker met meerdere trappen kan de neiging tot oscilleren beperkt worden door een trap uit te rusten met een doorlaatfilter, dat juist breed genoeg is voor de gewenste toepassing en door de overige trappen zo veel mogelijk buiten de doorlaatband te verzwakken. Deze werkwijze beperkt de versterking op doeltreffende wijze voor alle frequenties die een merkelijke fazeverschuiving vertonen.

Bij gebruik van een transformatorokoppeling binnen de tegenkoppelkring verergert de neiging tot oscilleren. De lekreactantie in een transformator, bijzonder in een goedkope, veroorzaakt een belangrijke fazeverschuiving op de hogere LF. Zo zal er eveneens een sterke faze-

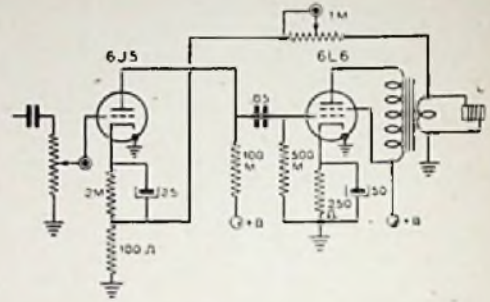


Fig. 19.

**TEGENKOPPELING MET TEGENGESTELDE
SPANNING OVER TWEE VERSTERKERTRAPPEN
EN MET REGELING VAN DE TEGEN-
KOPPELINGSGRAAD.**

L = spreekspoel

verschuiving optreden aan het lagere einde van het LF-bereik, tenzij de transformator speciaal ontworpen werd voor een goede weergave van de lage tonen. Om deze reden is het moeilijk een voldoende tegenkoppeling toe te passen in een kring, die meer dan twee goede of een middelmatige transformator omvat. Transformatoren met een transformatieverhouding in de buurt van de eenheid zullen het minste last veroorzaken; deze met een hoge transformatieverhouding zullen zo'n grote fazeverschuiving veroorzaken dat het opnemen van slechts een transformator in de tegenkoppelkring niet steeds mogelijk zal zijn.

TEGENKOPPELSCHAKELINGEN.

Figuur 18 geeft een eenvoudige methode voor het passen der tegenkoppeling in een LF-versterker. Met de aangegeven waarden der weerstanden bedraagt de tegenkoppeling ongeveer 10%. Dit vermindert de versterking van de LF-versterker; de gevoeligheid blijft echter ongeveer tweemaal groter dan voor een typische triode-versterker met gelijkaardige karakteristieken van de anodekring. De impedantie van de anodekring van de 6L6 is in grote mate verminderd, wat een groot voordeel is voor het werken met een luidspreker (omdat een luidspreker geen toestel is met een constante impedantie).

Tegenkoppeling in een versterker met twee trappen kan, zoals figuur 19 het toont, op enigszins andere wijze verkregen worden. Deze methode is vooral interessant omdat de buis, die de eindtrap drijft, geen hoge uitgangsspanning dient te leveren om het «vermindrend» effect van de tegenkoppeling te compenseren, zoals in het geval waarin de tegenkoppelspanning rechtstreeks van de anode van de trap naar het rooster van dezelfde trap gebracht wordt.

De polariteit van de secundaire wikkeling van de transformator moet zo genomen worden, in alle gevallen waarin de terugkoppelspanning van de secundaire genomen wordt, dat men er tegenkoppeling en vermindering van de versterking door verkrijgt en geen terugkoppeling en «gehuil» of verhoging van de versterking.

Figuur 20 toont de toepassing van tegenkoppeling op drie trappen. Deze twee stelsels zijn geschikt voor LF-versterkers en modulatoren voor telefoniezenders met roostermodulatie of zenders met anodemodulatie voor klein vermogen. De weerstand van 100 ohm moet zo dicht mogelijk bij de kathodeklem van de 6C5 aangebracht worden om ongewenste opname en terugkoppeling op andere frequenties te vermijden. Daar hier drie trappen en bovendien twee transformatoren in de tegenkoppelkring opgenomen zijn, zal men vermoedelijk een beetje moeten goochelen met de waarden van koppel- en ontkoppelcondensatoren om ze aan te passen bij de transformatoren en tevens speciaal de opstelling der onderdelen verzorgen teneinde een tegenkoppeling te bekomen, die de moeite waard is zonder dat oscilla-

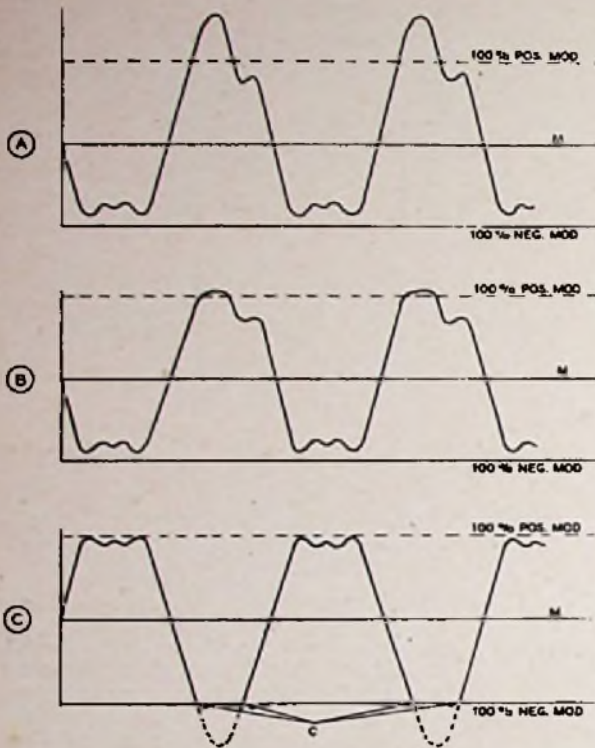


Fig. 23.

MODULATIE MET SPRAAKGOLF

De tekening toont de invloed van het gebruik der gepaste polariteit van de spraakgolf bij de modulatie van een zender. (A) toont de invloed van de gepaste spraakpolariteit in een zender met een opwaarts modulatievermogen van meer dan 100 %. (B) toont de invloed hiervan op een zender met een opwaarts modulatievermogen van slechts 100 %. In beide gevallen zal men een zuiver sein verkrijgen zonder overdreven zijbandstoringen. (C) toont het effect van het gebruik van een verkeerde spraakpolariteit. Deze werkingsvoorwaarde zal ernstige zijbandstoringen verwekken als gevolg van het afknijpen van de negatieve toppen in de gemoduleerde versterkertrap.

C = afgeknepen negatieve toppen.
M = gemiddeld peil

Verdere gegevens over de theorie en de toepassing van de tegenkoppeling op zenders en LF-versterkers werden verstrekt in hoofdstuk 3.

ONDERDRUKKING DER LAGE TONEN.

Het grootste deel van het vermogen vertegenwoordigd door de stem (bijzonder door een mannelijke stem) ligt onder 1000 Hz. Indien men alle frequenties onder 400 of 500 Hz uitschakelt of sterk verzwakt, krijgt men een merkelijke vermindering van het vermogen zonder op ernstige wijze de verstaanbaarheid te schaden. Dit betekent dat men het spraakpeil in grote mate kan verhogen zonder optreden van overmodulatie of van overbelasting van de LF-versterker, wat gelijk staat met een overeenstemmende verhoging van het vermogen van de zender. Bovendien kunnen LF- en modulatietransformatoren veel kleiner zijn voor een gegeven LF-vermogen in watt, vermits de afmetingen van een transformator voor een gegeven vermogen in de eerste plaats afhangt van de laagste frequentie, die moet doorgegeven worden.

Wanneer men een matige hoeveelheid lage tonen verwijderd, zal de spraak niet alleen uiterst verstaanbaar zijn, doch tevens van «goede hoedanigheid» schijnen. Een aandachtige studie en vergelijking met de werkelijke stem van de spreker zal doen uitschijnen dat de doorgezonden spraak niet «vol» en «natuurlijk» is,

wat twee belangrijke factoren zijn in de radio-omroep, doch die in het gewone bedrijf weinig belang hebben.

Zoals hoger vermeld laat de onderdrukking der lage tonen grotere modulatie diepte toe op de spraakfrequenties, die de verstaanbaarheid geven, wat gelijk staat met een merkelijke verhoging van het vermogen. Het is niet noodzakelijk de lage frequenties volledig op te heffen; men moet deze slechts dusdanig verzwakken, dat bij een verhoging van de LF-versterking de overmodulatie veeleer optreedt voor de nuttige frequenties dan voor de lage frequenties, die veel vermogen opsorpen.

De eenvoudigste en waarschijnlijk de meest praktische wijze van onderdrukking der lage tonen bestaat erin, de waarde van de koppelcondensatoren tussen de trappen en der ontkoppelcondensatoren der kathoden in een versterker met weerstandskoppeling derwijze in te krimpen tot de weergavekromme begint te dalen vanaf ongeveer 600 Hz.

Het vooraf bepalen van de frequentie karakteristiek door het berekenen van de kathode-ontkoppelcondensator is een tamelijk ingewikkelde zaak, daar de parameters van buis en kringen eraan te pas komen. Het is daarentegen heel eenvoudig de waarde van de koppelcondensator derwijze te bepalen dat de weergave der lage tonen begint af te nemen vanaf een gewenste frequentie. Dit geschiedt als volgt:

Neem een roosterkoppelweerstand met een waarde, die minstens het dubbele bedraagt van de anodeweerstand in de voorgaande trap.

Kies dan een koppelcondensator, die op 600 Hz een reactantie heeft, die gelijk is aan de waarde van de roosterweerstand. Past men deze methode toe op twee opeenvolgende trappen met weerstandskoppeling, dan zal men een ongeveer optimum attenuatiekromme verkrijgen, met een weergaveverzwakking van ongeveer 10 db op 400 Hz en 20 db op 250 Hz. Desgewenst kan men de knik in de weergavekromme hoger of lager plaatsen door een gepaste keuze van de koppelcondensator; de scherpte van het afknijpen kan men regelen door het aantal trappen, waarop men deze bewerking toepast.

Op een trap met onderdrukking der lage tonen mag men geen tegenkoppeling toepassen, daar deze een neiging zal vertonen om deze teniet te doen door een gedeeltelijk herstel der lage tonen.

6-4. — AFKNIJPFILTERS.

Een karakteristiek van de golfvorm van de spraak is de aanwezigheid van veelvuldig voorkomende toppen met zeer hoge intensiteit en van korte duur. Deze toppen zullen overmodulatie veroorzaken indien de «gemiddelde» diepte der modulatie op de luide lettergrepen ongeveer 30 % overtreft. Een nauwkeurig onderzoek van de aard der spraakgeluiden heeft aangetoond dat deze toppen met grote intensiteit in de eerste plaats te wijten zijn aan de klinkers. Verder onderzoek omtulde dat de klinkers weinig bijdragen tot de verstaanbaarheid, die voor het grootste deel te danken is aan de medeklinkers zoals v, b, k, s, t en l. Metingen toonden aan dat in eenzelfde passage van de spraak deze medeklinkers tot 30 db minder vermogen inhielden dan de klinkers. Het is dus duidelijk dat we, door het verhogen van de betrekkelijke energie-inhoud van deze medeklinkers ten opzichte van de klinkers, een gemoduleerd sein met een dergelijke golfvorm zullen kunnen verstaan op een achtergrond van storingen en geruis met veel hoger peil. Proefnemingen bewezen dat het mogelijk is dit gewenste resultaat te verkrijgen door eenvoudig deze toppen met hoge intensiteit af te knijpen en op deze wijze de betrekkelijke intensiteit van de zwakke klanken te verhogen.

Dergelijk afknijpen kan in theorie verwezenlijkt worden door eenvoudig de versterking van de voorversterker op te drijven tot het gemiddelde modulatiepeil der luide lettergrepen 90 % benadert. Dit staat gelijk met het verhogen van het spraakvermogen der medeklinkers tot het tienvoudige, of omgekeerd kunnen we zeggen dat we op de spraakgolf 10 % hebben afgeknepen. Op deze wijze zal zulks echter in zeer sterke mate zij-

bandstoringen verwekken en het uitgezonden sein zal aldus een betrekkelijk groot gedeelte van het frequentiespectrum beslaan. Dus moet een andere wijze van afknippen gebruikt worden om het gewenste gevolg te bekomen.

Een merklijke vermindering van de zijbandstoring bij een matige verhoging van de versterking van de voorversterker kan verkregen worden door het sein van de voorversterker naar de zender derwijze te polariseren dat de toppen met grote intensiteit optreden bij de positieve modulatie. Overbelasting op de positieve modulatie toppen veroorzaakt veel minder zijbandstoringen dan het afknippen van de spraak, veroorzaakt door overbelasting op de negatieve modulatie toppen. Hierover werd reeds in nadere bijzonderheden in dit hoofdstuk gesproken. Figuur 23 toont de invloed van de voeding van de modulator uit de voorversterker met de gepaste polariteit.

Een veel betere en doeltreffender afknijpmethode der spraakgolven bestaat in het gebruik van een afknijpfilter in een der eerste trappen van de voorversterker; daarna filtert men de onaanvaardbare vervormingscomponenten weg met behulp van een scherpe lage-doorlaatfilter met een snijfrequentie van ongeveer 3000 Hz. Proeven met afknijpfilters hebben aangetoond dat een afknippen van 6 db op de spraak nauwelijks merkbaar is, 12 db is vrij aannemelijk en afknijpwaarden van 20 en 25 db zijn alleen aanvaardbaar in voorwaarden waarin zulks absoluut noodzakelijk is om door zeer sterke QRM of QRN te geraken. Een sein met een afknijping

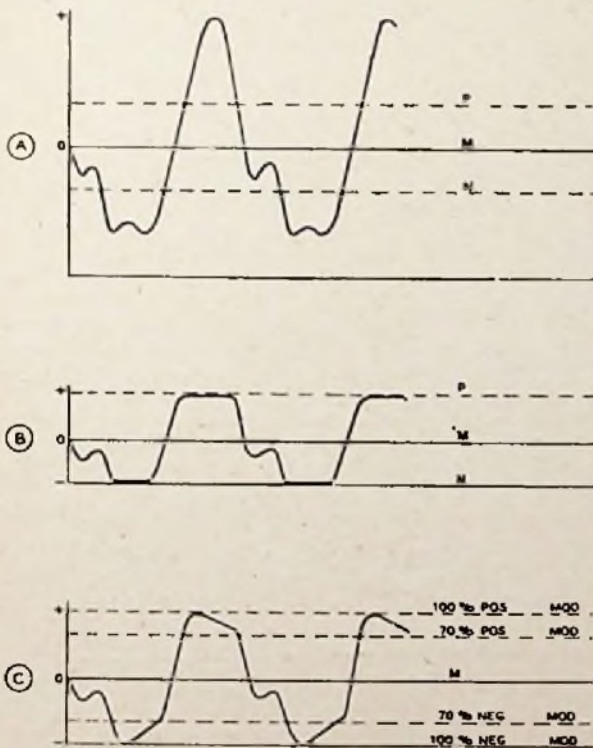


Fig. 24.

WERKING VAN HET AFKNIJPFILTER OP DE SPRAAKGOLF.

De tekening (A) toont de inkomende spraakgolf vóór ze het afknijpfilter bereikt. (B) toont de uitgang van het afknijpfilter en toont hoe de toppen afgeknepen worden en daarna afgerond door het filter. (C) toont de invloed van de fazeverschuiving in de trappen na het afknijpfilter. In (C) ziet men eveneens op welke manier de zender kan geregeld worden voor een modulatie diepte van 100%, op de «vershoven» toppen van de golf, terwijl de kleine kant van de top een modulatie diepte bereikt van ongeveer 70%.

- P = positief afknijppeil
- M = gemiddeld peil
- N = negatief afknijppeil

van 12 db lijkt niet bepaald natuurlijk doch is niet onaangenaam om te beluisteren en is veel beter verstaanbaar dan een niet afgeknepen sein in de aanwezigheid van een sterke interferentie.

Het gebruik van een afknijpfilter in een voorversterker vergt, om volledig doelmatig te zijn, dat de fazeverschuiving tussen de afknijptrap en de gemoduleerde eindversterker zo klein mogelijk gehouden zou worden. Treedt er echter na het afknijpfilter fazeverschuiving op, dan valt het systeem daarom toch niet helemaal uit elkaar. De aanwezigheid van fazeverschuiving vereist slechts dat de LF-versterking na het afknijpfilter zou verminderd worden tot op het punt waarop de vervorming van de afgeknepen spraakgolf geen overmodulatie kan veroorzaken. Dit effect wordt verduidelijkt door figuur 24. De manier waarop een afgeknepen en gefilterde golf van drie verschillende frequenties zal beïnvloed worden door een constante hoeveelheid vertragen (fazeverschuiving) in het LF-systeem na het afknijpfilter wordt weergegeven door figuur 25. Merk op, dat de golf van 3000 Hz, ongeacht de afgeknepen hoeveelheid, door het afknijpfilter en de volgende versterkertrappen hoofdzakelijk in de vorm van een sinusgolf zal gaan met dezelfde amplitude als het afknijppeil. Naarmate echter de frequentie van het LF-sein afneemt, benaderen de seinen, die het afknijpfilter verlaten in uitzicht de vorm van een vierkante golf en

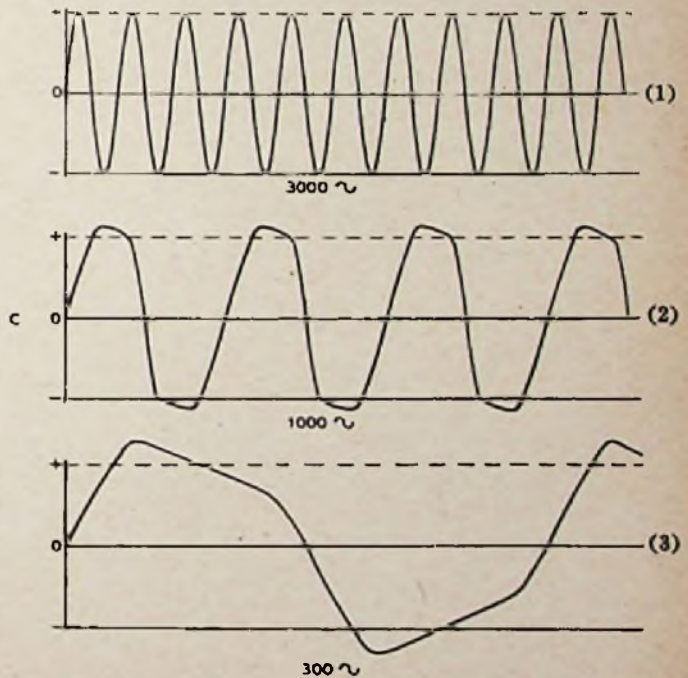


Fig. 25

INVLOED DER FAZEVERSCUIVING OP DE AFGEKNEPEN EN GEFILTERDE GOLVEN VAN VERSCHILLENDE FREQUENTIES.

Tekening (1) toont de invloed van een afknijper en een filter voor een afsnijfrequentie van ongeveer 3500 Hz op een golf van 3000 Hz. Merk op dat er in de golf geen harmonischen aanwezig zijn zodat de fazeverschuiving na het filter geen invloed van enige betekenis zal uitoefenen op de vorm van de golf. (2) en (3) tonen de invloed van de fazeverschuiving op golven die een heel eind beneden de afknijpfrequentie van het filter liggen. Merk op dat de vervorming op de top van de golf de topwaarde hoger zal doen stijgen boven het afknijppeil en dit des te meer naarmate de frequentie lager wordt. Om deze reden is het wenselijk een of ander middel te gebruiken om de lage tonen vóór de afknijptrap te onderdrukken. Een verbeterde weergave van de lage tonen na het afknijpfilter zal de fazeverschuiving verminderen en bijgevolg eveneens de afwijking van de golftoppen op de lagere spraakfrequenties.

C = afknijppeil

wordt de invloed van de fazeverschuiving in het LF-kanaal ernstiger. Merk op dat de vervorming, die zichtbaar wordt op de top van de vierkante golven bij het verlaten van het afknijpfilter, ongeveer in het midden van het afknijpfilter ligt. Wanneer bijgevolg de frequentie, die door het systeem gaat, afneemt, dan stijgt de mate waarin de top van de vervormde golf het afknijpfilter overtreft.

In een normale zender met een matige fazeverschuiving zal de op de toppen van de golven verwekte vervorming overmodulatie verwekken op frequenties onder deze waarop de versterking na het afknijpfilter geregeld werd, tenzij men voorzorgen neemt. De volgende voorzorgen worden aangeraden :

- (1) Onderdruk de lage tonen in de voorversterker vóór het afknijpfilter.
- (2) Verbeter zoveel mogelijk de weergavekarakteristiek in de trappen die volgen op het afknijpfilter. Voer de anodestroom voor de eindversterker aan over een smoorspoel, liever dan door de secundaire van de modulatietransformator.

Zelfs met de normale verbeteringen, verkregen door de hierboven vermelde middelen zal er nog steeds een zekere graad van golfvervorming blijven bestaan, die op een of andere wijze dient verholpen. Deze compensatie kan op twee manieren verkregen worden. De eerste en eenvoudigste is de volgende :

- (1) Regel de versterking vóór het afknijpfilter tot men met normale stem voor de microfoon de vervorming, die door het afknijpfilter veroorzaakt wordt, juist merkbaar is doch niet onaanvaardbaar. Deze vervorming zal door een gewone luisteraar opgemerkt worden wanneer 10 tot 15 db afgeknepen worden.
- (2) Stem een selectieve bedrijfsontvanger af op 15 kHz boven of onder de te ontvangen frequentie. Gebruik een korte antenne of helemaal geen antenne om te vermijden dat de zender de ontvanger zou blokkeren.
- (3) Regel nu de versterking na het afknijpfilter — opnieuw met normale stem voor de microfoon —

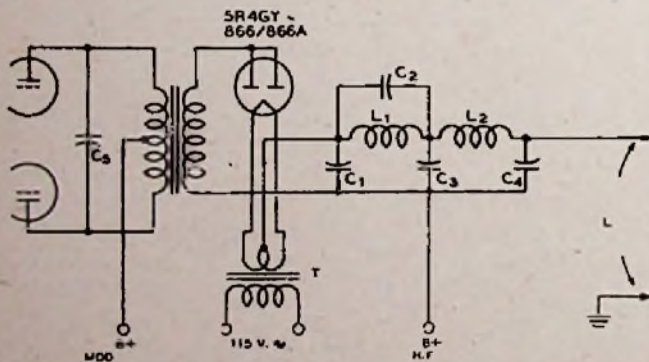


Fig. 26

SUPPRESSOR VAN ZIJBANDSTORINGEN OP HOOG PEIL

Deze schakeling is doeltreffend voor de onderdrukking van zijbandstoringen veroorzaakt door het afknijpen van de negatieve toppen in de gemoduleerde versterkertrap. Het verdient aanbeveling een filter met twee secties zoals hier te gebruiken, al kan ook een enkele m of k sectie gebruikt worden om de kosten te verminderen. In deze toepassing zijn de waarden der onderdelen niet kritiek : C1, C3, C4 en C5 mogen allen mica condensatoren van 2000 $\mu\text{M}F$ voor 2500 volt zijn, wanneer de anodespanning op de eindtrap 2000 volt bedraagt. C2 moet een waarde van 1000 $\mu\text{M}F$ met isolatie op 1250 volt hebben. De waarde der smoorspoelen L1 en L2 bedraagt ongeveer 0,3 henry en zijn bij voorkeur van het type met luchtkern, al mag men ook ijzerkernen gebruiken.

T = gloeitransformator met isolatie op hoge spanning
L = naar de gemoduleerde Klas C versterker met een belasting van 7500 tot 10.000 ohm.

tot op het punt waarop men zijbandstoring begint te horen en verminder dan licht de versterking na het filter tot de storing verdwijnt.

Indien de fazeverschuiving in zender of modulator niet overdreven is, zal de gegeven werkwijze een zuiver sein doen uitstralen wat ook het stemniveau zij, dat door de microfoon gaat.

Indien men over een kathodestraaloscilloscoop beschikt, moet men de modulatie-omhullende van de zender onderzoeken met een zaagtandspanning van 30 tot 70 Hz op de horizontale as. Indien de bovenste helft van de omhullende het algemeen uitzicht van figuur 24-C vertoont, is alles in orde en is de fazeverschuiving niet overdreven. Is de helling bij de golftoppen groter dan deze uit de figuur, dan past men gevoeligker het tweede compensatiesysteem toe om er zeker van te zijn, dat geen zijbandstoring optreedt en om een nog grotere gemiddelde modulatie diepte te kunnen gebruiken. Dit tweede systeem bestaat in het toevoegen van een « suppressor » van zijbandstoring op hoog peil, zoals weergegeven in figuur 26.

Het gebruik van zulke suppressor na het afknijpfilter zal een resultaat geven zoals afgebeeld in figuur 27, vermits een dergelijke inrichting geen afknijping zal toelaten van de negatieve toppen, die kunnen veroorzaakt worden door de golfvervorming als gevolg van de fazeverschuiving in het LF-kanaal. Genoemde suppressor werkt door het feit dat de anodespanning van de gemoduleerde versterker nooit volledig nul wordt wat ook de amplitude van het inkomende sein zij. Bijgevolg kan het afknijpen van de negatieve top, met de daaruit voortvloeiende zijbandstoring, niet optreden. Dergelijk systeem kan natuurlijk ook aangewend worden in een zender waarin geen afknijpfilter opgenomen is. Men zal dan echter de volle verhoging van het modulatiepeil zonder ernstige vervorming, verkregen met het afknijpfilter, niet bekomen.

Hier dienen we echter te waarschuwen voor het geval van een gemoduleerde eindtrap met een tetrode, waarin schermroostermodulatie verwezenlijkt wordt door middel van een aftakking of een afzonderlijke wikkeling op de modulatietransformator, zoals in figuur 80 in dit hoofdstuk. Wanneer een dergelijk modulatiesysteem gebruikt wordt, zal de suppressor uit figuur 26 niet behoorlijk werken omdat de negatieve toppen in de trap kunnen afgeknepen wanneer de schermroosterspanning te klein wordt. Men kan hiertegen verschillende hulpmiddelen aanwenden :

- (1) Het aanwenden van een bijkomende suppressor van het type van figuur 26 in de voedingskring van het schermrooster van de buis — aan de zijde van de gemoduleerde schermroosterspanning op de modulatietransformator.

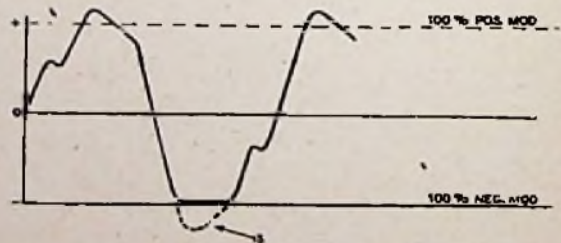


Fig. 27.

WERKING VAN DE « SUPPRESSOR » VAN ZIJBANDSTORINGEN OP HOOG PEIL

Een suppressor van zijbandstoringen op hoog peil kan gebruikt worden in een zender zonder afknijpfilter om het afknijpen der negatieve toppen te verminderen of men kan hem gebruiken na een afknijpfilter om een hogere gemiddelde modulatie diepte mogelijk te maken door het afknijpen te verhinderen van de negatieve toppen, die veroorzaakt worden door de golfvervorming in gevolge de fazeverschuiving.

S = negatieve overmodulatie top, die zijbandstoring verwekt en die hier afgesneden wordt door de suppressor.

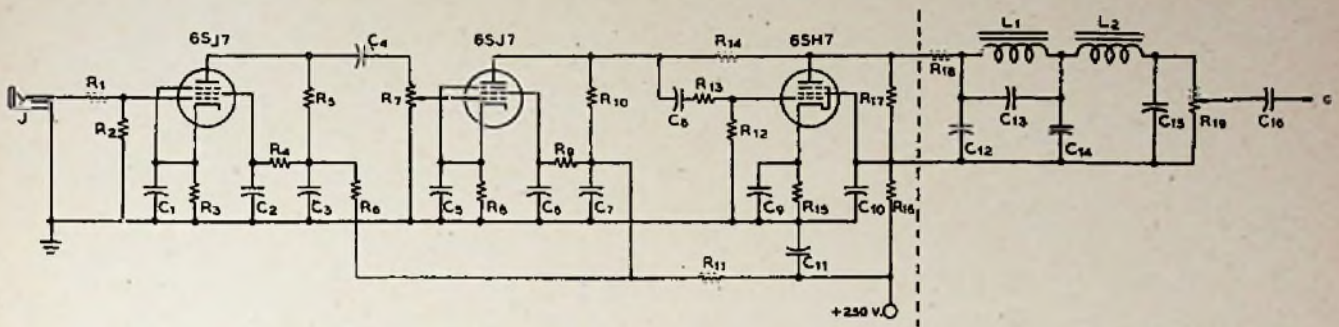


Fig. 28

AFKNIJPFILTERSCHAKELING MET EEN AFKNIJPVERSTERKER.

Deze schakeling zal op het volgende rooster (G) een topspanning van ongeveer 20 volt afleveren.

C1 — 25 μ F 25 V electr.	R4 — 2,2 megohm, ½ watt
C2 — 0,5 μ F 400 volt papier	R5 — 470 k, ½ watt
C3 — 1 μ F 400 volt papier	R6 — 47 k, 1 watt
C4 — 3000 μ F mica	R7 — 1 megohm potentiometer
C5 — 25 μ F 25 volt electr.	R8 — 1000 ohm, ½ watt
C6 — 0,5 μ F 400 volt papier	R9 — 1 megohm, ½ watt
C7 — 8 μ F 450 volt electr.	R11 — 22 k, 2 watt
C8 — 3000 μ F mica	R10 — 220 k, ½ watt
C9 — 25 μ F 25 volt electr.	R12 — 1 megohm, ½ watt
C10 — 8 μ F 450 volt electr.	R15 — 470 ohm, 1 watt
C11 — 3000 μ F mica ontkop.	R13 — 1 megohm, ½ watt
C12 — 200 μ F mica	R14 — 1 megohm, ½ watt
C13 — 175 μ F mica	R16 — 22 k, 2 watt
C14 — 500 μ F mica	R17 — 15 k, 2 watt
C15 — 330 μ F mica	R18 — 100 k, ½ watt
C16 — 0,1 μ F 400 volt papier	R19 — 100 k, potentiometer
R1 — 47 k, ¼ watt	L1, L2 — smoorspoelen Stancor C-1080
R2 — 1 megohm, ½ watt	J — microfoonjack
R3 — 1800 ohm, ½ watt	

- (2) Het gebruik van een afzonderlijke modulatiekring van de schermroosterspanning. Deze schakelingen zijn gegeven in figuren 8-A, 8-B en 8-D en leveren deze moeilijkheid niet op.
- (3) Gebruik geen « suppressor van zijbandstoringen op hoog peil » en verminder de versterking na het afknijpfILTER tot men een modulatievorm verkrijgt zoals in figuur 24-C; terzelfder tijd spoort men de zijbandstoring op met behulp van een bedrijfsontvanger volgens de hierboven gegeven methode.

AFKNIJPSCHAKELINGEN.

Er bestaan drie voldoende schenkende afknijpmethoden in de trappen van een voorversterker. Deze methoden vergen het gebruik van een serie-afknijpdiode, een shunt-afknijpdiode of een afknijpversterker. Teneinde door het afknijpfILTER zo weinig mogelijk vervorming te verwerken op de door te geven golven, moet het vrij lineair werken tot in het afknijppunt. De afknijpversterker met tegenkoppeling van de afknijptrap naar de voorgaande trap heeft bewezen van de drie systemen het meest lineair te zijn en het minst vervorming te geven. Daarop volgt uit het standpunt der doeltreffendheid en eenvoud, het systeem met de shunt-diode. De serie-diode is de meest ingewikkelde en de minst stabiele, doch knijpt het scherpst af.

Figuur 28 toont de ingang van een voorversterker met een afknijpversterker en figuur 29 de ingang van een voorversterker met een shunt-diode. In beide gevallen wordt het filtersysteem, dat op het afknijpfILTER volgt, weergegeven. Voor beide schakelingen zijn eveneens de aanbevolen waarden der onderdelen opgegeven.

FILTERKRINGEN VOOR AFKNIJPSCHAKELINGEN.

De schakelingen van de figuren 28 en 29 zijn beiden voorzien van de meest geschikte filters. Bij de schakeling van figuur 28 is een filter aangegeven met twee

secties en met deze van figuur 29 een filter met één sectie. Beide filters kunnen tussen de twee schakelingen uitgewisseld worden, daar ze ontworpen zijn voor een karakteristieke impedantie van 100.000 ohm en een afknijpfrequentie van ongeveer 3500 Hz. Moest het gewenst zijn een ander filtertype te gebruiken dan deze, die hier vermeld werden, dan kan men een laag doorlatend filter met elke gewenste karakteristiek ontwerpen met behulp van de gegevens uit figuur 39 in hoofdstuk 1.

Een nazicht van de karakteristieke filterkrommen in figuur 39 van hoofdstuk 1 geeft de karakteristiek verzwakking/frequentie voor de typen m-derivatie ($m = 0,6$) en constante-k. De m-filters geven een veel snellere verzwakking tot op een zekere frequentie voorbij het afknijppunt dan deze van het k-type. Nadat men echter in het geval van een m-filter dit punt van maximum verzwakking overschreden heeft, neemt deze af. In het k-type daarentegen neemt de verzwakking in het oneindige af. Daarom zal een combinatie van het m- en het k-type een snellere totale verzwakking geven dan twee secties van het een of het andere type. Dit filtertype werd in de schakeling van figuur 28 toegepast.

FILTERS IN DE EINDTRAP VAN DE LF-VERSTERKER.

Al kunnen we alle frequenties boven 3000 of 3500 kHz afknijpen met behulp van de schakeling uit figuur 28, toch kunnen opnieuw hogere frequenties ingevoerd worden in de gemoduleerde golf als gevolg van de vervorming in de trappen na de voorversterker. Harmonischen van de inkomende lage frequenties kunnen verwerkt worden in de stuurtrap van de modulator, hetzij in de anodekring van de modulator, hetzij door de niet-lineariteit van de gemoduleerde trap zelf.

Ongeacht het punt na de voorversterker waar deze hoge LF verwerkt worden zullen deze frequenties de uitstraling van een breed sein meebrengen, zelfs al werden alle frequenties boven 3000 of 3500 Hz in de voor-

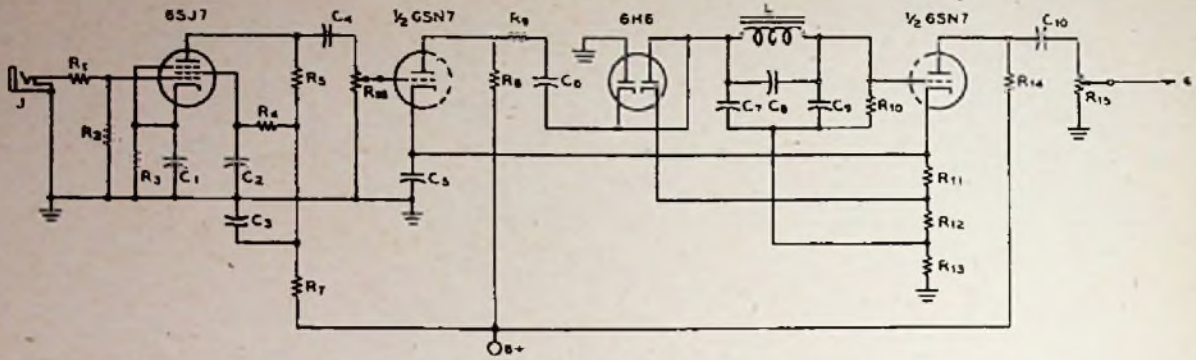


Fig. 29.

AFKNIJPFILTER MET DUBBELE DIODE

Deze schakeling levert op het volgende rooster ongeveer 45 volt spanning af.

- C1 — 25 μ F 25 volt electr.
- C2 — 0,5 μ F, 400 volt papier.
- C3 — 8 μ F 450 volt electr.
- R6 — niet gebruikt
- R7 — 47 k, 1/2 watt
- R5 — 470 k, 1/2 watt
- C4 — 3000 μ F mica
- C5 — 25 μ F 25 volt electr.
- C6 — 10.000 μ F 400 volt papier
- C7 — 200 μ F mica
- C8 — 175 μ F mica
- C9 — 200 μ F mica
- R1 — 47 k, 1/2 watt
- C10 — 0,1 μ F 400 volt papier
- R2 — 1 megohm, 1/2 watt
- R3 — 1800 ohm, 1/2 watt
- R4 — 2,2 megohm, 1/2 watt
- R8 — 100 k, 1 watt
- R9 — 100 k, 1/2 watt
- R10 — 100 k, 1/2 watt
- R11 — 330 ohm, 1/2 watt
- R12 — 620 ohm, 1/2 watt
- R14 — 47 k, 1 watt
- R13 — 620 ohm, 1/2 watt
- R15, R16 — 500 k pot.
- L — smoorspoel Stancor C-1080 (ongeveer 4 henry zonder d.s.)
- J — microfoonjack

versterker afgeknepen. De gevolgen van de vervorming in het LF-kanaal na de voorversterker kunnen op vrij doeltreffende wijze vermeden worden door het gebruik van een filter na de modulator. Een dergelijk filter dient gebruikt tussen de anodekring van de modulator en de te moduleren HF-versterker. In het normale geval van een klas C-versterker met anodemodulatie door een klas B-modulator kan dit filter drie algemene vormen aannemen. De beste methode is het gebruik van een zijbandbegrenzer uit figuur 26, waarin een filterschakeling de gelijkrichterbuï volgt. Het volgende systeem bestaat in het gebruik van een filter van het gegeven type in de eindtrap, doch zonder de gelijkrichterbuï voor de negatieve toppen. Al de constanten voor een klas C-versterker met een belastingswaarde van 7500 tot 10.000 ohm kunnen dezelfde zijn als deze voor het

filter uit figuur 26. De derde methode, die in sommige gevallen uitstekende uitslagen zal geven, doch in andere slechts armzalige, hangt af van de karakteristieken van de modulatietransformator, die dan als een filtersectie moet geschakeld worden. Dit werd verwezenlijkt in figuur 30 door het aanbrengen van mica-condensatoren met geschikte waarde, over primaire en secundaire van de modulatietransformator. De gepaste waarden voor C1 en C2 moeten, in het ideale geval, proefondervindelijk vastgesteld worden. Proefnemingen met een aantal modulatoren hebben echter aangetoond, dat bij gebruik van 2000 μ F voor C1 en van 4000 μ F voor de som van C2 en C3 (2000 μ F voor C2 en 2000 μ F voor C3), men in de meeste gevallen met een modulatietransformator van het universele type de ideale voorwaarde van geleidelijke afknijsing boven 3000 Hz zal benaderen.

Indien het wenselijk is de optima waarde van de condensatoren over de transformator te bepalen, dan kan dit op verschillende wijzen geschieden, waarbij echter in ieder geval het gebruik vereist is van een geijkte LF-generator, zoals er een in hoofdstuk 25 beschreven wordt. Een werkwijze wordt in figuur 31 schematisch voorgesteld. De serieweerstanden R1 en

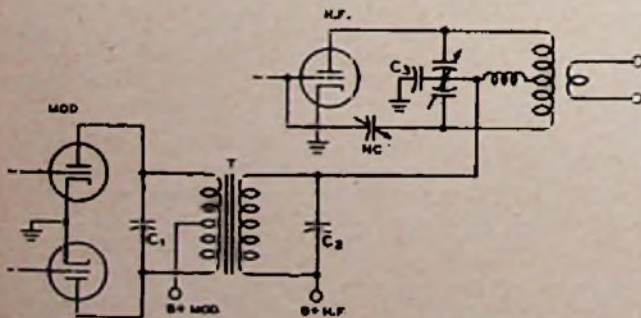


Fig. 30

OMBOUW VAN EEN MODULATIETRANSFORMATOR

Hier wordt de lekreactantie van de modulatietransformator samen met condensatoren gebruikt om een laag doorlaatfilter te vormen met een sectie. Om de juiste waarden te bepalen van C1 en C2 plus C3 is het noodzakelijk een testschakeling zoals in figuur 31 samen te stellen. Proeven hebben echter bewezen dat het met een aantal in de handel verkrijgbare transformatoren 2000 μ F voor C1 en 4000 μ F voor C2 plus C3 goede uitslagen zullen geven.

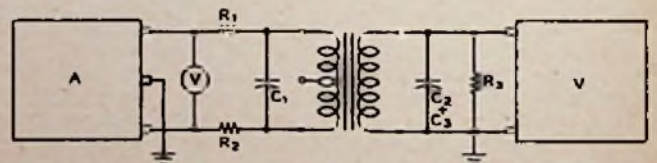


Fig. 31

TESTSCHAKELING VOOR EEN OMGEBOUWDE MODULATIETRANSFORMATOR

Door het gebruik van deze testschakeling en de in de tekst beschreven methode is het mogelijk de juiste waarden te bepalen der condensatoren van een uitgebouwde modulatietransformator met gegeven filterkarakteristieken.

A = LF generator

V = oscilloscoop of a.s. voltmeter

R2 moeten beiden gelijk zijn aan de helft van de aanbevolen waarde der belasting anode tot anode van de klas B-modulatorbuizen. Weerstand R3 moet gelijk zijn aan de waarde van de belastingsweerstand, die de gemoduleerde klas C-versterkertrap zal vertonen ten opzichte van de modulator. De meter V mag van om het even welk a.c.-type zijn. De indicator over de secundaire van de transformator mag een kathodestraaloscilloscoop zijn of een a.c.-voltmeter met hoge impedantie van het buistype of van het type met gelijkrichter-cel.

Met de schakeling van figuur 31 kan men een grafiek opnemen van de uitgangsspanning ten overstaan der frequentie, waarbij gedurende heel de proef de spanning op V constant gehouden wordt; men beproeft daarbij verschillende waarden voor de capaciteiten van C1 en van C2 plus C3. Wanneer aldus de geschikte waarden gevonden zijn, die een praktisch constante uitgang geven tot op ongeveer 3000 of 3500 Hz en een afnemende uitgang voor alle daarboven liggende frequenties, dan plaatst men definitief de mica-condensatoren voor hoge spanning en verbindt men de transformator met de modulator en de klas C-versterker.

Met de transformator in de zender geschakeld, moet men nog een proef doen op de gemoduleerde uitgangsgolf van de zender, waarbij de LF-oscillator als seingenerator gebruikt wordt en een oscilloscoop met de uitgang van de zender gekoppeld wordt. Wanneer men de ingang van de voorversterker voedt met een sinusgolf met een amplitude die geen begrenzing doet optreden, dan moet men op de draaggolf van de zender een volmaakte sinusgolf verkrijgen op alle frequenties tot aan de afknijpfrequentie van het filter in de voorversterker en van het rond de modulatietransformator gebouwd filter. Boven deze frequenties mag men slechts een zeer kleine modulatie op de draaggolf vinden. Om dan de doeltreffendheid van de tot filter omgebouwde modulatietransformator te beproeven, worden de condensatoren over primaire en secundaire weggenomen. In de meeste gevallen zal men dan een merkelijke vervorming waarnemen in de uitgangsgolf van de modulator op frequenties in het spraakbereik van 500 tot 1500 Hz.

Een gelijkaardig filter als dit van figuur 26 mag gebruikt worden tussen de modulator en de roosterkring van een zender met roostermodulatie. Natuurlijk mag men dan smoorspoelen en condensatoren voor lage spanningen gebruiken.

VERVORMING IN DE GEMODULEERDE VERSTERKER.

De hierboven beschreven stelsels hebben geen invloed voor het verminderen van een breed sein, dat veroorzaakt wordt door een gebrek aan lineariteit in de gemoduleerde versterker. Zelfs wanneer de op de gemoduleerde trap aangevoerde modulerende golfvorm vrij van vervorming is, zal vervorming verwekt worden in een versterker, die niet lineair is. De enige wijze om deze vervorming te verbeteren bestaat erin de versterker beter lineair te maken. In dit opzicht kan het aanbrengen van een tegenkoppelkring, waarin de gemoduleerde trap opgenomen is, hulp brengen.

Een ruime roostersturing en een hoge roostervoorspanning zullen er reeds heel wat toe bijdragen om een klas C-versterker met anodemodulatie lineair te maken. Wordt de lineariteit hierdoor echter nog niet voldoende, dan moet de voorafgaande tussentrap terzeldertijd tot zo wat 50 % gemoduleerd worden en dit in dezelfde fase als de eindversterker. Het gebruik van een roosterlek voor het verkrijgen van het grootste deel van de voorspanning van de klas C-trap zal eveneens de lineariteit verbeteren.

De lineariteit van een HF-versterker met rooster-voorspanningsmodulatie kan verbeterd worden, na behoorlijke regeling van de sturing, de voorspanning en de antennekoppeling, door de stuurtrap, die de versterker met roostermodulatie voedt, te moduleren. Deze voorafgaande stuurtrap kan hetzij in het rooster, hetzij in de anode gemoduleerd worden. Deze modulatie van de stuurtrap dient te geschieden in dezelfde fase als

de modulatie van de gemoduleerde eindversterker. Een modulator voor gelijktijdige roostermodulatie van de eindtrap en de voorafgaande trap wordt beschreven in hoofdstuk 18.

6-5. — HET SLEUTELLEN VAN DE ZENDER.

De draaggolf van een telegrafiezender met ongedempte golven moet voor het doorseinen van code-tekens onderbroken worden in punten en strepen. Het draaggolfsein heeft een constante amplitude terwijl de sleutel gesloten is en verdwijnt geheel terwijl de sleutel open is. Wanneer de code-tekens doorgeseind worden, kan de draaggolf beschouwd worden als gemoduleerd door het sleutelen. Indien de verandering van de toestand zonder uitgang naar de toestand met volle uitgang en omgekeerd te snel geschiedt, dan kunnen de rechthoekige impulsen, die door de seintekens gevormd worden, componenten met hoge frequenties inhouden, die zijbanden met brede frequentiebanden verwerken en als getik gehoord worden.

De twee algemene methoden voor het sleutelen van een telegrafiezender zijn deze die de sturing controleren en deze die de anodespanning op de eindversterker controleren. Het sleutelen van de sturing kan in verschillende vormen verwezenlijkt worden zoals het sleutelen van de kristaloscillator, het sleutelen van de tussentrap en het sleutelen met geblokkeerd rooster. In deze schakelingen blijft de spanning op de anode van de eindversterker gedurende heel de tijd aangelegd.

ONDERDRUKKING VAN DE SLEUTELTIKKEN.

Onderdrukkig van de sleuteltikken kan verwezenlijkt worden door te beletten dat het vermogen in de antenne te snel zou onderbroken en aangeschakeld worden en door de seintekens af te ronden zodat de zijbanden beperkt blijven tot een waarde, die geen storingen verwekt in de nabij gelegen kanalen. Te veel vertraging zal snel sleutelen beletten, doch gelukkig kunnen de sleuteltikken praktisch opgeheven worden zonder de snelheid van het handsleutelen te beperken. Sommige schakelingen voor opheffing van het tikken veroorzaken een te grote vertraging in de tijd en voegen daardoor « staartjes » aan de punten. Deze staartjes kunnen er de oorzaak van zijn dat de seinen bij grote snelheden moeilijk te lezen zijn.

TIKFILTERS.

Het is niet zeker dat het sleuteltikken zal opgeheven worden in iedere zender door het gebruik van de verder in de tekst beschreven tikfilters. De constanten van vertraging en van de vonk-kringen hangen af van de eigen karakteristieken van elke zender, zoals het filtertype, het ingangsvermogen en de impedanties van de verschillende kringen. Alle sleutelssystemen hebben een of meer nadelen, zodat men geen enkel als ideaal kan aanraden. Een verstandige keuze kan door de lezer voor zijn eigen zender gemaakt worden na een zorgvuldig onderzoek van de verschillende stelsels in het licht van de eigen vereisten.

VONKVERWEKKENDE CONTACTEN.

Juist zoals elke elektrische kring, die vonken veroorzaakt, storingen zal verwekken in de ontvangers in de buurt tenzij men voorzorgen neemt om het te verhinderen, zo zal een vonkende sleutel of relay storingen verwekken, tenzij men er maatregelen tegen treft. De verwekte storingen houden geen verband met de frequentie waarop de zender werkt; de verwekte tikken vormen geen zijbanden rond de draaggolf doch zijn veeleer te wijten aan de vonkende contacten die met de bijgaande bedrading een elementaire vonkenzender vormen.

Getik veroorzaakt door sleutelvonken kunnen tot een minimum herleid worden door het vermogen te beperken, dat door de sleutel gaat; bovendien plaatst men

dan een HF-ontkoppelcondensator van zowat 2000 $\mu\mu\text{F}$ rechtstreeks op de klemmen van de sleutel (op de sleutel zelf en dus niet bij de zender); in zeer taaie gevallen kan men ook nog HF-smoorspoelen in serie schakelen in de verbindingen van de sleutel onmiddellijk bij de klemmen van de sleutel.

Een vonkend relay, dat meestal gebruikt wordt om veel grotere vermogens te verhandelen, kan belet worden storingen te verwekken door het in te bouwen in een geaarde metalen bus en al de verbindingen met het relay bij hun ingang aan de bus te ontkoppelen: Is dit niet voldoende, dan zal men meestal baat vinden bij het inschakelen van HF-smoorspoelen in de verbindingen, direct aan het relay.

Getik door vonkende contacten mag niet verward worden met dit der zijbanden. De eerste vorm kan gehoord worden over nagenoeg gans het HF-spectrum, indien het niet onderdrukt wordt, doch treedt slechts op over korte afstanden. Getik als gevolg van de zijbanden wordt werkelijk door de zendantenne uitgestraald en kan over zeer grote afstanden gehoord worden; in de slechtste voorwaarden is dit echter nog maar over een frequentieband van enkele % langs beide zijden van de draaggolffrequentie.

SLEUTELN IN DE PRIMAIRE.

Een eenvoudige vorm van sleutelen zonder getik, die in sommige toepassingen en onder zekere voorwaarden met gunstig gevolg kan toegepast worden, is het sleutelen in de primaire. De seinsleutel of de sleutelrelay wordt opgenomen in de primaire van de a.c.-anodevoedingstransformator van de eindversterker (en in sommige gevallen van een of meer der voorgaande trappen).

De eigen vertraging van de afvlakfilter zal het sleutelen « afronden » tot op een punt, waarop de sleutelzijbanden onbetekend zijn. In feite zal er zelfs bij gebruik van een voedingsinrichting met gelijkrichting van één faze van 60 p/s en een zeer sterke afvlakking een te sterke vertraging optreden, behalve voor langzaam sleutelen en de seintekens zullen een onaanvaardbaar lang « staartje » krijgen. Wordt echter de afvlakking uitgevoerd als een laag-doorlaatfilter met verscheidene secties, dat op de karakteristieke impedantie inwerkt en opgevat is voor een afknijpfrequentie van ongeveer 40 p/s, dan wordt het mogelijk een bijna zuivere gelijkstroom te krijgen en met deze filter op zeer grote snelheid zuiver te seinen.

Wanneer men voorzorgen neemt tegen het uitstralen van de vonken, dan is deze sleutelwijze een bijna zeker hulpmiddel tegen getik. De nadelen zijn (1) dat er een zwaar relay gevraagd wordt om overlasting en verbranding der contacten te voorkomen en (2) dat het afvlakfilter op bijzondere wijze dient uitgevoerd te worden om te vermijden dat de seintekens staartjes zouden krijgen.

GELIJKRICHTERS MET ROOSTERSTURING.

De moeilijkheden met het relay, die men bij het sleutelen in de primaire kan ontmoeten bij het verhandelen van grote vermogens, kunnen vermeden worden door het gebruik van gelijkrichters met roostersturing. De schakeling is iets duurders daar gelijkrichterbuizen met roostersturing merklijk meer kosten dan gewone gelijkrichterbuizen voor hetzelfde vermogen en dezelfde spanning. Bovendien zijn er nog bijkomende onderdelen nodig om een geïsoleerde bron te vormen voor de rooster-voorspanning van de gelijkrichterbuizen.

Voor de afvlakfilters gelden dezelfde beschouwingen als voor het sleutelen in de primaire, daar in beide gevallen de bronspanning onderbroken wordt vóór het afvlakfilter.

Een voorbeeld van een schakeling, bruikbaar voor een zender van 1 kW, wordt gegeven in figuur 32. De voorspanningstransformator moet een gloeiwikkeling hebben voor dezelfde gloeispanning als deze van de gelijkrichterbuizen. Heel de transformator staat op een potentiaal boven de aarde, gelijk aan de spanning van de voedingsinrichting en moet dus degelijk geïsoleerd

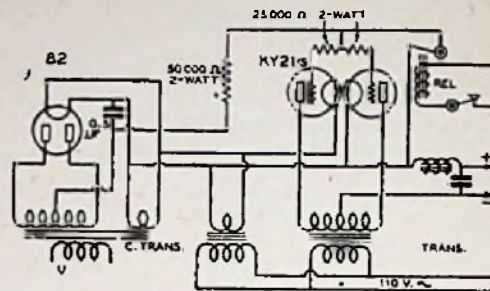


Fig. 32

SLEUTELN DOOR GELIJKRICHTERS MET ROOSTERSTURING.

Een kleine voedingstransformator van het ontvanger-type levert de voorspanning. Deze moet geïsoleerd zijn van de aarde en mag dus niet rechtstreeks op het chassis van de voedingsinrichting gemonteerd worden. Het sleutelrelay moet contacten hebben die degelijk geïsoleerd zijn van de relaykring, teneinde de operator te beveiligen. Een zijde van de sleutel moet geaard worden.

- C trans. = transformator voor de voorspanning
- U = niet gebruikte primaire
- Trans = anode-voedingstransformator
- Rel = sleutelrelay.

zijn van alle metalen delen van het chassis en van de geaarde delen van de schakeling.

Het sleutelrelay moet op gelijkaardige wijze geïsoleerd zijn voor de anodespanning; d.w.z. er moet een behoorlijke afstand zijn tussen de relayspoel en de contacten, omdat de eerste op het aardpotentiaal moet staan, teneinde de operator te beveiligen voor de hoogspanning.

VERBETERDE SCHAKELING VOOR HET SLEUTELN IN DE PRIMAIRE.

Figuur 33 toont een verbeterde schakeling voor het sleutelen in de primaire, waardoor de vertraging in

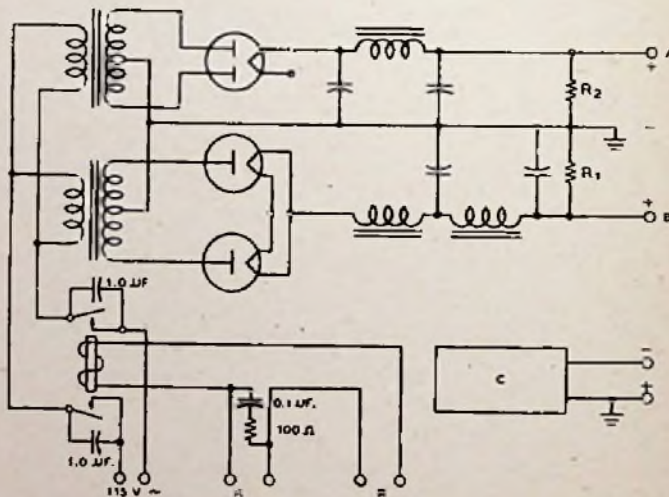


Fig. 33

VERBETERDE SCHAKELING VOOR HET SLEUTELN IN DE PRIMAIRE.

De karakteristieken van deze schakeling worden in bijzonderheden beschreven in de tekst. Met deze schakeling is het mogelijk uitstekend in de primaire te sleutelen zonder onaanvaardbare vertraging.

- A = anodespanning voor de stuurtrap.
- B = anodespanning voor de eindversterker
- C = vaste voorspanningsbron voor de eindversterker.
- K = seinsleutel
- R = spanning voor de relay.

grote mate verminderd wordt in vergelijking met de gewone schakelingen van dit type. Op het eerste zicht schijnt deze schakeling heel gewoon. Het verschil ligt hier echter in het feit dat de anodevoeding voor de stuurtrap gelijktijdig gesleuteld wordt met de voeding van de eindtrap, terwijl de eindversterker een voorspanning verkrijgt uit een voedingsbron, die voldoende spanning levert om de eindbuizen een voorspanning van meer dan de afsnijwaarde te geven bij de gebruikte anodespanning; bovendien heeft de ballastweerstand op de voedingsbron van de eindtrap een hoge waarde. Om zeker te zijn dat het uitgezonden sein voldoende zuiver is, moet na de hoogspanningsbron een aangepaste afvlakfilter gebruikt worden. Het afvlakfilter van de voedingsbron voor de stuurtrap moet daarentegen beperkt worden tot op een punt waar hoge seinsnelheid zonder staartjes verkregen wordt. De weerstand R1 in het schema moet een waarde hebben van ongeveer 1 megohm voor elke 1000 volt anodespanning. Dit betekent dat de weerstand best een vermenigvuldigingsweerstand kan zijn, zoals men vindt in een voltmeter voor hoge spanning. Dergelijke voltmeter is trouwens in ieder geval vereist in elke zender met een ingangsvermogen van meer dan 900 watt. Weerstand R2 kan een gewone balastweerstand zijn van 15.000 tot 50.000 ohm naargelang de spanning.

Er moet nog een woordje besteed worden aan de veiligheid bij het gebruik van een zeer hoge waarde voor de balastweerstand in een voedingsbron voor hoogspanning. Men moet een of ander middel voorzien om in de bedieningsinrichting van de zender een betrekkelijk lage (20.000 tot 50.000 ohm) balastweerstand over de hoogspanning aan te brengen, behalve gedurende de perioden, waarop de zender werkelijk gesleuteld wordt.

SLEUTELEN MET GEBLOKKEERD ROOSTER.

In een zender met middelmatig of klein vermogen kan de negatieve roostervoorspanning gemakkelijk derwijze verhoogd worden, dat het uitgangsvermogen van de eindversterker tot nul daalt. De schakelingen van de figuren 34 en 35 geven twee methoden om een dergelijk sleutelstelsel te verwezenlijken.

In figuur 34 is R1 de gewone roosterlek. Bijkomende voorspanning wordt geleverd door een weerstand van 100.000 ohm, R2, om de roosterstroom te blokkeren en het uitgangsvermogen tot nul te herleiden. In algemene regel kan een kleine voedingsbron van 300 tot 400 volt met de positieve klem verbonden aan de aarde gebruikt worden als bijkomende voorspanningsbron.

De schakeling van figuur 35 kan gebruikt worden door de sleutel over een deel van de balastweerstand van de anodespanningsbron te verbinden. Wanneer de sleutel open is krijgt het stuurrooster van de buis een zeer sterke negatieve spanning, daar de middenaftakking van de gloeidraad verbonden is met een positief punt op de balastweerstand. Weerstand R2 is de gewone balastweerstand; een bijkomende weerstand met een waarde van een vierde tot de helft van de waarde van R2 is als R1 in de kring geschakeld. Een nadeel

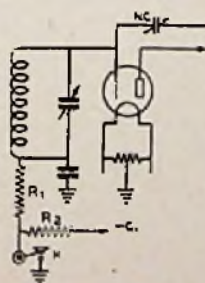


Fig. 34

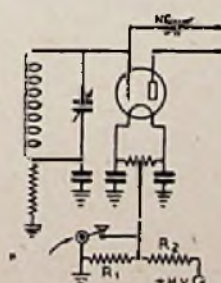


Fig. 35.

SLEUTELEN DOOR BLOKKERING VAN HET ROOSTER

K = seinsleutel of sleutelrelay.
C = voorspanning met verscheidene malen de afknijpwaarde

van deze schakeling is dat een zijde van de sleutel op een positief potentiaal kan komen van verscheidene honderd volt boven het aardpotentiaal, wat natuurlijk voor de operator gevaar meebrengt schokken te krijgen. Het sleutelen met geblokkeerd rooster is niet bepaald doeltreffend tegen sleutelgetik tenware men vertragskringen gebruikt om het getik tot aanneembare grenzen te beperken. In de schakeling van figuur 34 kan het sleutelgetik tot een bevredigende waarde verminderd worden door een papier-condensator van 0,1 μ F in parallel te schakelen over de mica-condensator, die in het schema aangebracht is tussen het onderste einde van de roosterkring en de aarde.

HET SLEUTELEN VAN DE OSCILLATOR ; « BREAK-IN ».

Een stabiele en snelwerkende kristaloscillator kan voor « break-in »-werking gesleuteld worden in de anode, de kathode of het schermrooster.

Reeds hoger in dit hoofdstuk hebben we beschouwingen gewijd aan het sleutelen van kristaloscillatoren.

Zelfs in de veronderstelling, dat de kristaloscillator kan gesleuteld worden zonder getik, blijft het nog steeds mogelijk ernstige tikzijbanden uit te zenden, indien de oscillator gevolgd wordt door verscheidene sterk gestuurde versterkertrappen. Een sterk gestuurde klas C-versterker of vermenigvuldiger werkt als een afknijptrap en heeft een neiging om een afgeronde stuurimpuls rechthoekig af te snijden; het totale effect van verscheidene dergelijke opeenvolgende trappen volstaat om de door de oscillator voortgebrachte afgeronde seinen opnieuw rechthoekig te maken tot op een punt dat zwaar getik veroorzaakt. Het redmiddel is hier te beginnen met de stuurtrap van de eindversterker en daarna achterwaarts naar de oscillator toe, en in iedere trap de sturing te verminderen tot een punt waarop men een nauwelijks merkbare afname van het antennevermogen waarneemt.

STORENDE OSCILLATIES BIJ HET SLEUTELEN VAN DE OSCILLATOR.

Wanneer men sleutelt in de oscillator, of zelfs in een of andere trap vóór de eindversterker, moeten de trappen die de gesleutelde trap volgen absoluut stabiel zijn om te beletten dat storende oscillaties zouden optreden op het ogenblik dat de sturing begint te stijgen bij het begin van elk seinimpuls. Dit type storende oscillaties veroorzaakt uiterst erge seintikken, die door geen enkel filter kunnen opgeheven worden; een filter, ontworpen om de snelheid waarmee het sein tot maximum vermogen komt te vertragen, zal het verschijnsel in feite nog verergeren.

SLEUTELEN IN DE MIDDENAFTAKKING.

Om te sleutelen kan men de verbinding van de middenaftakking van de gloeidraad van een HF-versterker- of een oscillatorbuis openen en sluiten (fig. 36). Hier

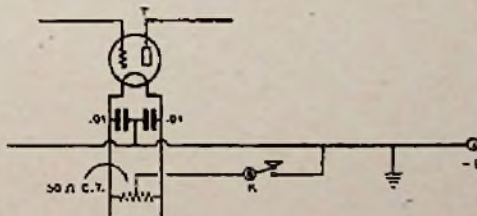


Fig. 36

SLEUTELEN IN DE MIDDENAFTAKKING

De middenaftakking van de gloeidraadtransformator wordt niet aan de aarde gelegd en mag enkel de gloeidraad van de buis of buizen die gesleuteld worden, voeden. De roostervoorspanning moet afgevoerd worden naar de aarde in plaats van naar de middenaftakking.

K = seinsleutel
T = gesleutelde buis

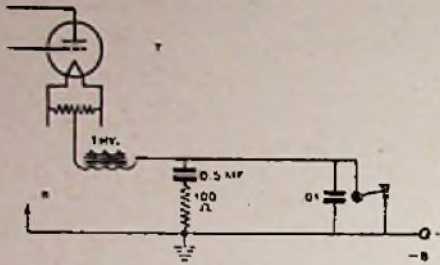


Fig. 37.

SLEUTELN IN DE MIDDENAFTAKKING MET FILTER

De aangegeven waarden zijn optima voor gewone waarden van anodespanning en -stroom. Soms is het echter noodzakelijk deze waarden enigszins te wijzigen wanneer men een volledig verdwijnen van het getik wenst. Wanneer een hoge anodespanning gebruikt wordt, moet de seinsleutel vervangen worden door een sleutelrelay.

R = afvoer van de voorspanning
T = gesleutelde buis

door wordt de —B-kring onderbroken en tevens de afvoer van de roostervoorspanning. Om deze reden wordt de roosterkring gelijktijdig geblokkeerd met de opening van de anodekring, zodat op de sleutelcontacten geen overdreven vonken ontstaan. Jammer genoeg brengt deze sleutelmethode het vermogen te plots op de buis aan, waardoor sterke sleutel tikken ontstaan. Dit getik kan vaak onderdrukt met behulp van het tikfilter van figuur 37.

SLEUTELN IN DE MIDDENAFTAKKING MET BEHULP VAN RELAY-BUIZEN.

Een variante op het sleutelen in de middenaftakking (volgens figuur 36) en waarin praktisch geen getik veroorzaakt wordt, gebruikt een of meer trioden met kleine inwendige weerstand om sleutel of relay te vervangen; figuur 38 geeft deze schakeling weer. Wanneer een voldoende blokkerende voorspanning op de buizen aangebracht wordt, werken deze als zeer hoge weerstanden; bij het wegnemen van deze voorspanning vormen ze zeer kleine weerstanden. De gewenste vertraging kan verkregen worden door het gebruik van gepaste weerstanden en capaciteiten in het rooster van

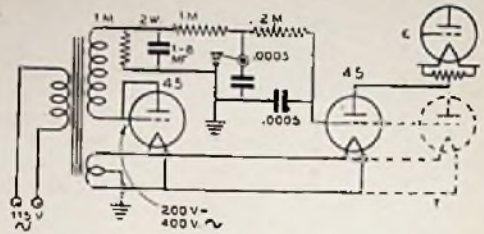


Fig. 38.

SLEUTELN IN DE MIDDENAFTAKKING MET RELAY-BUIZEN

Het onderdrukken van het getik is doeltreffende wanneer vacuumbuizen gebruikt worden om in de middenaftakking te sleutelen. Voor elke 50 mA anodestroom van de gesleutelde trap moet een 45 gebruikt worden. Voor trappen met groot vermogen wordt het systeem oneconomisch wegens de prijs van geschikte sleutelbuizen. Men kan in deze schakelingen eveneens de 6B4-G en de 2A3 gebruiken als relay buis.

E = gesleutelde trap.

de sleutelbuis (of -buizen). Daar er in de seinsleutel slechts een klein vonkje vervekt wordt, wegens het kleine vermogen in de sleutelkring, kan het vonktikken gemakkelijk onderdrukt worden.

De prijs van de sleutelbuizen maakt deze werkwijze vrij duur voor zenders met hoog vermogen, doch de kosten zijn niet overdreven wanneer het vermogen laag genoeg is, zodat men ontvangbuizen kan gebruiken voor het sleutelen. De schakeling van figuur 38 zal een gesleutelde trap met 1000 volt kunnen beheersen. Voor elke 50 mA anodestroom moet men een buis 45 gebruiken. Het type 6B4G kan eveneens gebruikt worden; hierbij moet men een 6B4G rekenen per 80 mA anodestroom.

Wegens de serieweerstand van de sleutelbuizen zal de anodespanning op de gesleutelde trap ongeveer 100 volt minder bedragen dan de spanning van de voedingsbron. Deze spanning treedt op als kathodevoorspanning op de gesleutelde buis, in de veronderstelling dat de afvoer van de roostervoorspanning naar de aarde gemaakt wordt en hiermee dient men rekening te houden bij het berekenen van de voorspanning. In zekere gevallen zal deze spanning alleen als voorspanning volstaan.

Frequentiemodulatie

In de jongste jaren hebben de frequentiemodulatie en de aanverwante stelsels van fazemodulatie en impulsmodulatie een groter belang gekregen. Voor amateursverbindingen bieden de frequentiemodulatie en de fazemodulatie belangrijke voordelen door de vermindering der interferenties met de omroep en het wegvallen van de dure modulatie-inrichtingen op hoog peil, die meestal met de amplitudemodulatie gebruikt worden. Voor de omroep biedt de FM een verbetering van de verhouding sein-storing voor de beschikbare grote veldsterkten in het plaatselijk bereik van de FM-omroepstations.

In dit hoofdstuk zullen een aantal verschillen tussen FM en amplitudemodulatie, zowel in zender als ontvanger besproken en de voordelen van de FM voor sommige verbindingstypen aangestipt worden. Daar de onderscheidende hoedanigheden van de twee transmissie-soorten bij de zender in de modulatiekringen en bij de ontvanger in de detector en de begrenzer liggen, zullen deze onderwerpen vooral aandachtig ontleed worden.

MODULATIE.

Zoals besproken in hoofdstuk 6 is de modulatie het proces waarbij een radiogolf aan variaties onderworpen wordt in overeenstemming met het verstaanbare dat dient overgeleid te worden. De aard van dit verstaanbare heeft weinig belang voor zover het gaat om het modulatieproces; het is de methode waarbij dit verstaanbare op de radiogolf zal ingeplant worden, op zulke wijze dat de ontvanger in staat zal zijn het verstaanbare er terug uit te halen, die het gebruikte modulatie-type zal bepalen.

Figuur 1 geeft een voorstelling van een HF-draaggolf, die door een sinusvormige LF-spanning gemoduleerd wordt. Na de modulatie ziet men dat de resulterende gemoduleerde HF-golf nog steeds met een constante snelheid rond de nul-as varieert, doch dat de intensiteit van de afzonderlijke HF-perioden evenredig is met de amplitude van de modulerende spanning.

In figuur 2 ziet men dezelfde draaggolf van figuur 1 in frequentie gemoduleerd door dezelfde modulerende spanning. Hier ziet men dat de modulerende spanning met een polariteit de frequentie van de draaggolf doet dalen, wat hier duidelijk gemaakt wordt door het feit dat de afzonderlijke HF-perioden verder van elkaar gaan liggen. Een modulerende spanning van de andere polariteit doet de frequentie stijgen en men ziet dat de HF-perioden dichter bij elkaar gedrukt worden zodat er in een gegeven tijdspanne meer voorkomen.

Figuren 1 en 2 onthullen twee zeer belangrijke eigenschappen van de AM- en FM-golven. Vooreerst ziet men dat bij een AM-uitzending de amplitude (vermogen) van het sein varieert en dat dit niet het geval is bij de FM. In vele gevallen is dit voordeel van de FM minstens van gelijk en zelfs van groter belang dan het zo geroemde voordeel van de storingsvermindering in het systeem. Wanneer men een modulatie diepte van 100 % in de amplitudemodulatie bereikt, moet het gemiddelde ingangsvermogen van de zender met 50 % verhoogd worden. Dit bijkomend vermogen moet geleverd worden, hetzij door de modulator, in de systemen op hoog peil, hetzij door een of meer trappen van de zender op zulk laag peil van uitgangsvermogen te laten werken dat ze in staat zijn, in de stelsels op laag peil, dit bijkomend uitgangsvermogen zonder vervorming zelf te leveren. Anderzijds vergt een FM-zender slechts een onbetekenend vermogen van de modulator en moet

hij geen reserve hebben voor het leveren van een verhoogd uitgangsvermogen op de modulatie toppen. Alle trappen tussen de oscillator en de antenne kunnen werken als klas B- of klas C-versterkers of frequentievermenigvuldigers met hoog rendement.

De tweede karakteristiek van de FM- en de AM-golven, die door de figuren 1 en 2 onthuld wordt, is dat beide modulatie-typen een vervorming van de HF-draaggolf veroorzaken. Dit beduidt dat na de modulatie de HF--perioden niet langer sinusgolven zijn, zoals het geval zou zijn indien geen andere frequenties dan de draaggolffrequentie aanwezig waren. In het gegeven geval van de amplitudemodulatie ziet men dat er slechts twee bijkomende frequenties aanwezig zijn, namelijk de gekende « zijbandfrequenties », één langs elke zijde van de draaggolffrequentie en die op een afstand van deze draaggolffrequentie gelegen zijn die gelijk is aan de modulerende frequentie. In figuur 3 wordt deze toestand verduidelijkt ten opzichte van de frequentie en de amplitude. De sterkte van de draaggolf varieert niet gedurende de modulatie, doch de sterkte der zijbandfrequenties hangt af van de modulatie diepte. Bij 100 % modulatie is het vermogen in de zijbandfrequenties gelijk aan de helft van dit der draaggolf.

Figuur 2 toont dat ook bij frequentiemodulatie de draaggolf vervormd wordt. Doch in dit geval worden veel meer dan twee frequenties gevormd. De twee eerste dezer frequenties liggen op een afstand van de draaggolffrequentie gelijk aan de modulatiefrequentie en de bijkomende zij-frequenties zijn gelegen langs beide zijden van de draaggolf en liggen eveneens op een afstand van elkaar gelijk aan de modulatiefrequentie. Theoretisch worden er een oneindig aantal zijfrequenties gevormd, doch gelukkig is de sterkte van deze,

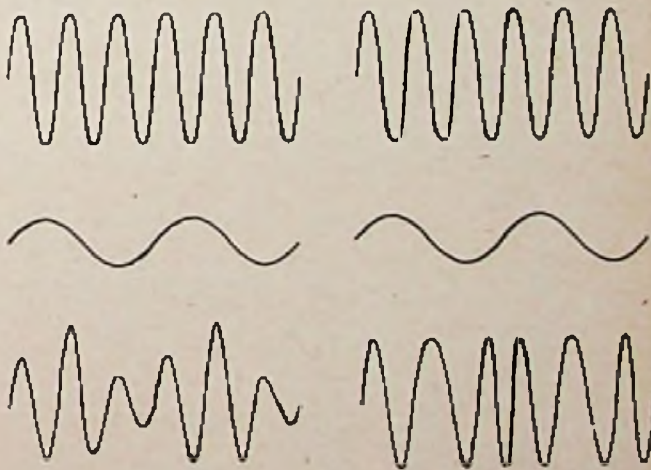


Fig. 1
GOLVEN MET AMPLITUDEMODULATIE EN
FREQUENTIEMODULATIE

Figuur 1 toont een schets van een oscillogram van een in amplitude gemoduleerde golf. Daarboven is eerst de draaggolf getekend en in het midden de modulerende golf.

Figuur 2 geeft van onder de schets van een oscillogram van een in frequentie gemoduleerde golf. Ook hier werd bovenaan de draaggolf en in het midden de modulerende golf getekend.

die buiten de « frequentievariatie » of « frequentie-swing » van de gemoduleerde zender liggen, betrekkelijk klein.

Een stel zij-frequenties die door de frequentiemodulatie kunnen gevormd, worden in figuur 4 gegeven. In tegenstelling met de amplitudemodulatie kan de sterkte van de componenten op de draaggolffrequentie bij de FM sterk variëren en onder zekere voorwaarden zelfs geheel verdwijnen. De sterktevariatie van de draaggolf-componente is nuttig voor het meten van de graad der frequentiemodulatie en zal verder in dit hoofdstuk besproken worden.

Een der grote voordelen van de FM op de AM is de vermindering der storingen: die dit systeem in de ontvanger mogelijk maakt. Bouwt men de ontvanger zodanig, dat hij slechts reageert op een variatie der frequentie, dan kan door het gebruik van de FM een merkelijke verhoging van de verhouding sein-storing verkregen worden, indien het sein sterker is dan de storing. Deze mogelijkheid der FM om de storingen te verminderen is een gevolg van het feit dat de storingen niet in staat zijn een grote frequentiemodulatie te veroorzaken van de spanning: sein plus storing, die op de detector van de ontvanger aangevoerd wordt.

FM-TERMINOLOGIE.

In tegenstelling met de amplitudemodulatie heeft de term « modulatie diepte » weinig betekenis in de frequentiemodulatie, tenzij men van de karakteristieken van de ontvanger spreekt. Er bestaan echter drie termen, uitwijking, modulatie-index en uitwijkingsverhouding, die zeer veel inlichtingen verschaffen nopens het karakter van de FM-golf.

De uitwijking is de hoeveelheid frequentievariatie die bij modulatie van de zender optreedt langs beide zijden van de ongemoduleerde of « rustende » draaggolffrequentie. De uitwijking wordt gewoonlijk in kHz gemeten en bij een behoorlijk werkende FM-zender zal deze rechtstreeks evenredig zijn met de amplitude van het modulerend sein. Wanneer men op de zender een symmetrisch modulatie-sein aanvoert, dan krijgt men op elke periode van het modulerend sein een gelijke uitwijking langs beide zijden van de rustfrequentie en het totale frequentiebereik dat aldus door een FM-zender bestreken wordt, noemt men soms de « swing ». Indien b.v. een zender, die werkt op 1000 kHz een frequentieverschuiving doormaakt van 1000 kHz tot 1010 kHz, terug tot 1000 kHz, dan naar 990 kHz en daarna terug tot 1000 kHz en dit alles gedurende een periode van de modulerende golf, dan bedraagt de uitwijking 10 kHz en de swing 20 kHz.

Het modulatie-index van een FM-sein is de verhouding van de uitwijking tot de LF modulerende frequentie, wanneer beiden in dezelfde eenheden van hierboven, varieert van 1000 kHz naar 1010 kHz, dan naar

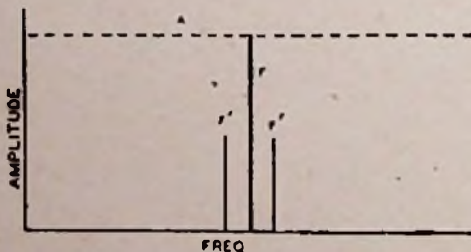


Fig. 3.

ZIJBANDEN BIJ AM.

Bij iedere AM modulerende frequentie worden een paar zijfrequenties verwekt. Deze zijfrequenties liggen op een afstand van de draaggolf, die gelijk is aan de frequentie van de modulerende golf en hun amplitude is rechtstreeks evenredig met de amplitude van de modulatie. Gedurende de modulatie varieert de amplitude van de draaggolf niet.

A = amplitude van de niet gemoduleerde draaggolf.
F = draaggolf
F' = zijfrequenties.

990 kHz en opnieuw naar 1000 kHz en dit met een snelheid van 2000 maal per seconde (modulatiefrequentie), dan bedraagt het modulatie-index 5, vermits de uitwijking (10 kHz) 5 maal de modulatiefrequentie is (2000 Hz of 2 kHz).

De betrekkelijke sterkten van de FM-draaggolf en van de verschillende zij-frequenties hangt rechtstreeks af van het modulatie-index; ze variëren trouwens zeer sterk wanneer het modulatie-index varieert. In het voorgaande voorbeeld komen zij-frequenties aan de hoogste zijde van 1000 kHz voor op 1002, 1004, 1006, 1008, 1010, 1012, enz. en langs de laagste zijde van 1000 kHz op 998, 996, 994, 992, 990, 988, enz. In verhouding tot de ongemoduleerde draaggolf (100 %) hebben deze zij-frequenties de volgende sterkten, zoals aangeduid door de modulatie-index 5: 1002 en 998 — 33 %, 1004 en 996 — 5 %, 1006 en 994 — 36 %, 1008 en 992 — 39 %, 1010 en 990 — 26 %, 1012 en 988 — 13 %. De sterkte van de draaggolf (1000 kHz) zal 18 % van de ongemoduleerde waarde hebben. Een variatie van de amplitude van het modulerend sein zal de uitwijking doen variëren, met als gevolg dat de zij-frequenties, al blijven ze steeds op dezelfde plaats, fel verschillende sterkte-waarden van de hierboven gegeven zullen hebben.

De uitwijkingsverhouding is gelijkaardig aan het modulatie-index in deze zin dat het eveneens een verhouding is tussen de modulerende frequentie en de uitwijking. In dit geval echter is de uitwijking de top-frequentieverschuiving, die bij volle modulatie verkregen wordt en de te gebruiken LF is de maximum LF, die dient uitgezonden te worden. Wanneer b.v. de maximum uit te zenden frequentie 5000 Hz is, dan betekent een uitwijkingsverhouding 3, dat bij volle modulatie de topuitwijking 3×5000 of 15 kHz zal bedragen. De geschiktheid tot opheffing der storingen van de FM staan rechtstreeks in verhouding tot de uitwijkingsverhouding. Wanneer de uitwijkingsverhouding stijgt, dan wordt de onderdrukking der storingen beter, indien het sein iets sterker is dan de storing. Benadert de storing echter de seinsterkte, dan zullen kleine uitwijkingsverhoudingen toelaten de verbinding in stand te houden, daar waar FM met hoge uitwijkingsverhouding en gewone AM niet in staat zijn dienst te doen. Dit veronderstelt dat een FM-ontvanger voor smalle band gebruikt wordt. Voor elke waarde van de verhouding sein-storing in de ontvanger bestaat er een maximum uitwijkingsverhouding, die kan gebruikt worden; boven deze verhouding gaat het sein in de sto-

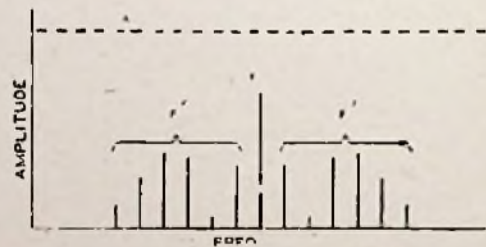


Fig. 4

ZIJFREQUENTIES BIJ FM.

Bij de FM verwekt elke modulatiefrequentie een groot aantal zijfrequenties. Deze zijfrequenties liggen op een afstand van elkaar en van de draaggolf gelijk aan de modulatiefrequentie, doch hun amplitudes verschillen fel met de graad van modulatie. Ook de draaggolfamplitude varieert sterk bij frequentiemodulatie. De hier gegeven zijfrequenties stellen een geval voor waar de uitwijking langs beide zijden van de draaggolf gelijk is an vijfmaal de modulerende frequentie. Andere uitwijkingsgraden met dezelfde modulatiefrequentie zouden als gevolg hebben dat de betrekkelijke amplituden van de verschillende zijfrequenties in grote mate zouden variëren.

A = amplitude van de niet gemoduleerde draaggolf
F = draaggolf
F' = zijfrequenties.

ringen geleidelijk beter wanneer de uitwijkingsverhouding toeneemt.

Voor FM-omroep met hoge getrouwheid gebruikt men gewoonlijk een uitwijkingsverhouding van 5, waarbij de maximum lage frequentie 15.000 is en de topuitwijking bij volle modulatie 75 kHz. Vermits de zender hierdoor een swing van 150 kHz krijgt, is het duidelijk dat FM-uitzendingen met brede band noodzakelijkerwijze in het UHF-bereik moeten ondergebracht worden, waar plaatsruimte voor deze seinen is.

Voor gewone verbindingen waar het voordeel der opheffing der storingen door de FM moet verkregen worden met slechte verhoudingen sein-storing en waar het maximum-bereik met een gegeven vermogen van allereerste belang is, zullen uitwijkingsverhoudingen van 1 tot 3 de beste uitslagen geven.

VEREISTE BANDBREEDTE BIJ FM.

Zoals de bespreking hierboven liet uitschijnen worden veel zijfrequenties opgewekt, wanneer een HF-draaggolf in frequentie gemoduleerd wordt; theoretisch worden zelfs een oneindig aantal zijfrequenties verwekt. Gelukkig echter zijn de amplituden van de zijfrequenties, die buiten het bereik vallen van de zender-swing, zo klein dat men met de meeste van hen geen rekening hoeft te houden. Wanneer in een FM-uitzending een complexe modulatiegolf (spraak of muziek) gebruikt wordt, dan zullen nog verdere bijkomende zijfrequenties gevormd worden, als gevolg van het onderling zweven van de verschillende frequentiecomponenten in de modulerende golf. Dit is een toestand, die zich niet bij de amplitudemodulatie voordoet en men zou kunnen denken dat het grote aantal der aldus gevormde zijfrequenties het door de FM-zender veroorzaakte frequentiespectrum onaanvaardbaar breed zou maken. Een ontleding toont echter aan dat de bijkomende zijfrequenties een zeer kleine amplitude hebben en dat de modulatie met een complexe golf, in plaats van de bandbreedte te doen toenemen, veeleer de effectieve bandbreedte van de FM-golf vermindert. Dit is vooral juist bij het gebruik van een spraakgolf, daar het grootste vermogen in stemgeluiden opgehoopt is in de lage frequenties in de buurt van 400 Hz.

Wanneer men met al deze factoren rekening houdt zal men vaststellen dat een FM-sein een effectieve handbreedte van ongeveer 2½ maal de maximum afwijking bij volle modulatie zal beslaan.

7-1. — SCHAKELINGEN VOOR FREQUENTIE-MODULATIE.

Een degelijke FM-zender moet aan de volgende twee vereisten voldoen:

- (1) De frequentie-uitwijking moet voor een symmetrische modulatiespanning symmetrisch zijn rond een vaste frequentie.
- (2) De uitwijking moet rechtstreeks evenredig zijn met de amplitude en onafhankelijk van de modulatiefrequentie.

Er bestaan verschillende methoden voor frequentiemodulatie, die aan deze voorwaarden zullen voldoen. Hieronder beschrijven we er enkele van.

MECHANISCHE MODULATOREN.

De inrichting van figuur 5 is ongetwijfeld de een-

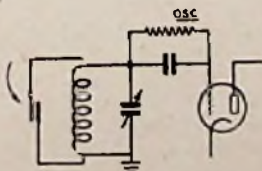


Fig. 5.

De capaciteitsvariaties van een condensatormicrofoon als gevolg van de aankomende geluidsgolven zullen een overeenstemmende variatie veroorzaken van de oscillatorfrequentie.

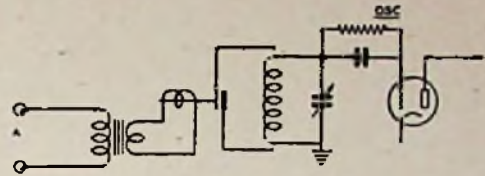


Fig. 6.

MODULATOR MET ELECTRISCH AANGEDREVEN CONDENSATOR

Zekere typen LF weergavetoestellen, zoals koptelefoon en toonafnemers, kunnen mechanisch verbonden worden met een plaat van een kleine veranderlijke condensator om aldus frequentiemodulatie te verwekken. Het is van belang dat de aandrijver van het type met constante amplitude is.

$$A = LF \text{ sein.}$$

voudigste frequentiemodulator. Een condensatormicrofoon is over de afstemkring van een oscillator geschakeld en de capaciteitsvariaties verwerkt door de microfoon doen de oscillatorfrequentie veranderen op het ritme van de geluidsfrequentie. Daar condensatormicrofonen moeilijk verkrijgbaar zijn en daar de gevoeligheid HF-spanning, die zonder gevaar over een dergelijke microfoon kan aangebracht worden, klein is, heeft deze schakeling slechts weinig praktische waarde. Figuur 6 toont een wijziging van figuur 5, die beter voor praktische toepassing geschikt is. Hier bestaat het onderdeel met veranderlijke capaciteit die de frequentie doet veranderen uit een condensator waarvan een plaat in beweging wordt gebracht door een mechanische koppeling met een electromechanische aandrijver, zoals een luidspreker of een opneemkop voor fonoplaten. Al is deze schakeling praktisch, toch wordt ze zelden toegepast daar de meeste aandrijvers geen frequentiemodulatie zullen geven, die voldoet aan voorwaarde (2). Aan deze vereiste wordt echter wel voldaan door piezo-electrische toestellen, zoals koptelefoons of kristaltoonafnemers en deze aandrijving met constante amplitude kan met succes toegepast worden.

MODULATOREN MET REACTIEBUIS.

Een der meest praktische manieren om een frequentiemodulatie met brede band te verkrijgen is het gebruik van een modulator met reactantiebuis. In deze schakeling is de anode-kathode-kring van de modulator over de afstemkring van de oscillator geschakeld en zo ingericht dat hij gelijk wordt aan hetzij een capaciteive, hetzij een inductieve reactantie door het rooster van de modulator te sturen door een spanning die 90° vooruit of achteruit is op de spanning van de afstemkring van de oscillator. Het vooruitlopen af na-ijlen van de roosterspanning veroorzaakt een overeenstemmende verschuiving van de anodestroom en de anode-kathode-kring treedt over de afstemkring van de oscillator op als een inductieve of een capaciteive reactantie. Wanneer de steilheid van de modulatorbuis varieert van een electrodespanning, dan varieert de waarde van de reactantie over de afstemkring van de oscillator. Door op een der elektroden een modulerende LF-spanning aan te voeren kan men de steilheid en bijgevolg de reactantie doen variëren op het ritme van de LF. Bij behoorlijk ontwerp en normale werking levert de modulator met reactantiebuis een lineaire frequentiemodulatie en is hij in staat een sterke uitwijking te geven.

Er bestaan talrijke mogelijkheden om een modulatorschakeling met reactantiebuis uit te voeren. Het verschil tussen de verschillende typen ligt in hoofdzaak in de schakeling voor faseverschuiving, die gebruikt wordt om een roosterspanning te bekomen die in fasequadratuur is met de HF-spanning op de modulatoranode.

Figuur 7 geeft het schema van een der meest verspreide vormen van een modulator met reactantiebuis. De modulatorbuis, gewoonlijk een scherp afgeknepen pentode zoals de 6J7 of 6SJ7, is met de anode gekoppeld door een condensator C1 met de roosterzijde van

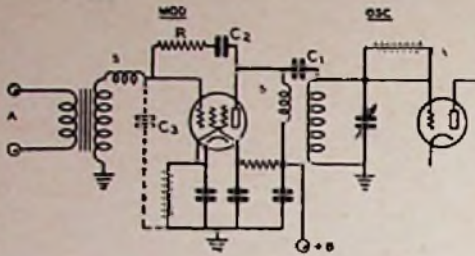


Fig. 7.

MODULATOR MET REACTANTIEBUIS

Dit is een verspreide vorm van frequentiemodulator. De werking van de schakeling wordt in de tekst beschreven

A = LF sein
S = HF smoorspoel

de rooster-oscillatorkring. Een andere condensator C2 voert de HF naar het fazeverschuivingsnet R-C3 in de roosterkring van de modulator. Indien de weerstand R groot genomen wordt in vergelijking met de reactantie van C3 op de oscillatorfrequentie, dan zal de stroom door de combinatie R-C3 ongeveer in fase zijn met de spanning over de afstemkring en de spanning op C3 zal bijna 90° naaijen op de spanning van de oscillatorafstemkring. Het gevolg van dit naaijen van 90° van de spanning op het modulatorrooster is dat de stroom van de modulatoranode 90° achter is op de spanning van de afstemkring en de reactantiebuis treedt op als een zelfinductie in shunt op de zelfinductie van de oscillatorkring, waardoor dus de frequentie van de oscillator stijgt.

De fazeverschuivingscondensator C3 wordt gewoonlijk vertegenwoordigd door de ingangscapaciteit van de modulatorbuis en door de strooicapaciteiten tussen rooster en aarde en meestal zal men het voor frequenties boven 2 of 3 MHz niet nodig vinden hiervoor een werkelijke condensator te gebruiken. Weerstand R zal gewoonlijk een waarde hebben tussen 25.000 en 100.000 ohm. Om de LF-spanning naar het modulatorrooster te voeren kan men hetzij weerstandskoppeling, hetzij, zoals in dit schema, transformatorkoppeling gebruiken. Bij gebruik van een weerstandskoppeling is het noodzakelijk de roosterkring doeltreffend af te schermen, daar deze roosterkring met hoge impedantie zeer gemakkelijk HF- en a.c.-lekspanning zal opvangen en ongewenste frequentiemodulatie zal verwekken. Een ander nadeel van het gebruik van een weerstand in de roosterkring is, dat kleine roosterstroompjes het rooster van de reactantiebuis een voorspanning zouden kunnen geven, die de doeltreffendheid als modulator sterk vermindert.

Een andere der talrijke praktische reactantiebuis-schakelingen wordt gegeven in figuur 8. In deze schakeling wordt de fazeverschuiving van 90° in de stuurspanning naar de modulator verkregen door een weerstand aan te brengen in serie met de condensator van de afstemkring van de oscillator. Daar de stroom door deze condensator 90° vooruit is op de stroom door de afstemkring, zal de HF-spanning voor het modulatorrooster eenzelfde hoeveelheid op deze spanning vooruit zijn; de anodestroom van de modulator zal vooruit zijn op de spanning van de afstemkring en de modulatorbuis zal als een condensator optreden.

De weerstand R kan in serie geschakeld worden met de afstemspoel in plaats van met de condensator; in dit geval is de fazeverhouding zodanig, dat de reactantiebuis optreedt als een zelfinductie. Een te hoge weerstand in een der takken van de afstemkring zal als gevolg hebben dat de Q van de kring zo klein wordt, dat het onmogelijk is de oscillatie in stand te houden. Koolweerstand van ongeveer 25 ohm zullen een voldoende sturing van de modulator geven om een goede gevoeligheid te bekomen.

Er bestaan verschillende mogelijke varianten op de grondschakelingen der reactantiebuis uit de figuren 7

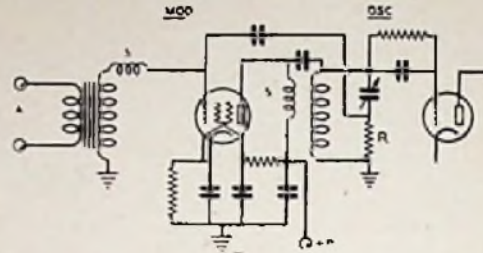


Fig. 8.

MODULATOR MET REACTANTIEBUIS.

Deze schakeling werkt op dezelfde wijze als deze van figuur 7. Het verschil tussen beiden ligt in de wijze waarop de HF rooster spanning 90° in faze verschoven wordt ten opzichte van de HF anodespanning.

A = LF sein
S = HF smoorspoel

en 8. De LF-ingangsspanning kan aangevoerd worden op het remrooster in plaats van op het stuurrooster. Deze methode vergt een afvoering van het stuurrooster naar de aarde door een tamelijk hoge weerstand (250.000 ohm tot 1 megohm) of door een HF-smoorspoel. Een andere variatie bestaat erin de LF-spanning aan te voeren op een ander rooster dan het stuurrooster in een menebuis of in een oscillator-modulatorbuis met vijf roosters, die dan als modulator gebruikt wordt. Meestal zal men vaststellen dat de steilheidsvariatie per volt spanningsvariatie op de stuurrooster het grootst zal zijn wanneer de LF-stuurspanning op het stuurrooster aangevoerd wordt. In gevallen waarin het wenselijk is de LF- en HF-kringen volledig te scheiden zal men echter vaststellen dat het aanvoeren van de LF-spanning op een der andere elektroden voordelig zal zijn ondanks de kleinere gevoeligheid.

Alhoewel pentoden met hoge inwendige weerstand gewoonlijk als reactantiebuisen gebruikt worden, zal het meermaals voorkomen dat amplitudemodulatie optreedt als gevolg van het feit dat de oscillatorbuis door de reactantiebuis belast wordt wanneer men een grote frequentiemodulatie tracht te verkrijgen. Het hulpmiddel tegen dit type amplitudemodulatie zal vaak gevonden worden in het regelen van de faze der HF-spanning op het rooster van de reactantiebuis, totdat ze een beetje afwijkt van de aanbevolen verhouding van 90° met de HF op de anodekring. Een dergelijke methode bestaat in het gebruik van een reactantiebuis-schakeling van figuur 7 samen met een Hartley- of Colpitts-oscillator, waarin het midden van de afstemkring van de oscillator voor de HF geaard is. In dit geval zullen beide einden van deze afstemkring zich op hetzelfde spanningsniveau bevinden en kan de C2-R-combinatie verbonden worden met het tegenovergestelde einde van de afstemkring waaraan de anode van de reactantiebuis verbonden is. Door een regeling van C2 of R kan de fazeverschuiving tussen rooster en anode meer dan 90° vemaakt worden en zo verdwijnt de amplitudemodulatie.

Een schakeling, die toelaat de fazeverschuiving juist op 90° in te stellen of erboven of eronder te regelen, wordt in figuur 9 gegeven. Deze schakeling gebruikt een afzonderlijke afstemkring in het rooster van de reactantiebuis. De bijkomende kring kan met de oscillator gekoppeld worden, hetzij met een lus zoals in deze schakeling, hetzij door eenvoudig de twee spoelen in elkaars nabijheid te plaatsen. Wanneer de kring L1-C1 tot resonantie afgestemd wordt, zal de spanning, ontwikkeld over deze kring, 90° in faze verschillen met de spanning over de afstemkring van de oscillator. Het verstemmen van L1-C1 in een of andere richting zal de fazeverschuiving groter of kleiner dan 90° maken.

Om de sturing op het rooster van de reactantiebuis te verminderen en om de afstemming van het fazeverschuivingsnet minder critiek te maken, kan een weerstand, R, over de afstemkring geschakeld worden. De

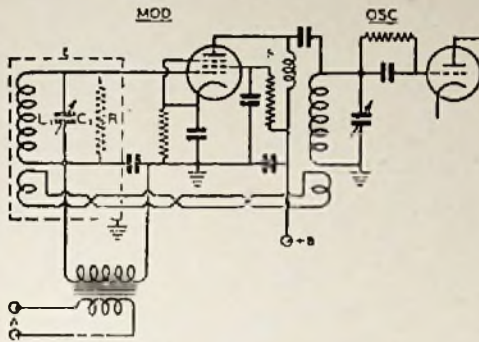


Fig. 9.

AFGESTEMDE FAZEVERSCHUIVINGSKRING
 Door het gebruik van een afstemkring, L1-C1, voor het verschuiven der faze van de sturing op het rooster van de reactantiebuis, kan de fazeverschuiving geregeld worden om de belasting op de oscillator bij modulatie te verminderen.

- A = LF sein
- S = HF smoorspoel
- E = afscherming.

weerstand mag een waarde hebben, die slechts enkele honderd ohm bedraagt en men zal vaststellen, dat grote variaties van de waarde van deze weerstand het noodzakelijk zullen maken de instelling van C1 te wijzigen om de juiste fazeverschuiving te behouden.

REGELING VAN DE FAZEVERSCHUIVING.

Een der eenvoudigste middelen om de faze-verschuiving op de juiste waarde te regelen is het in serie schakelen van een koptelefoon in serie met de kring kathodaarde van de oscillator en de fazeverschuivingskring te regelen tot men het minimum geluid hoort, terwijl er frequentiemodulatie plaats grijpt. Indien men een Hartley-oscillator of een ECO gebruikt, dan vergt deze schakeling een inductieve of capacatieve koppeling van de kathodekring van de oscillator met de roosterkring, in plaats van afgetakt te worden op de roosterspoel. De koptelefoon moet natuurlijk voor HF ontkoppeld zijn.

STABILISATIE.

Wegens de aanwezigheid van de frequentiemodulatie is de stabilisatie van een FM-oscillator ten overstaan van de spanningsvariates veel ingewikkelder dan in het geval van een eenvoudige oscillator met zelfsturing voor de frequentiecontrôle van een gewone zender. Desgewenst kan de oscillator zelf uitstekend gestabiliseerd worden tegen spanningsvariates, doch de aanwezigheid van de frequentiemodulator doet het nuttige effect van een dergelijke stabilisatie te niet. Het wordt dus wenselijk de stabilisatie zowel toe te passen op de modulator als op de oscillator. Is de oscillator gestabiliseerd tegen spanningsvariates, m.a.w. heeft hij op een of andere wijze automatische compensaties, zoals bij het gebruik van een schakeling van electronenkoppeling, dan is het slechts noodzakelijk een compensatie spanning-frequentie toe te passen op de modulator. Voedingsinrichtingen met stabilisatie, die voor de modulator of voor modulator en oscillator kunnen gebruikt worden, zijn volledig beschreven in hoofdstuk 19.

Figuur 10 toont een schakeling waarin een automatische stabilisatie van de invloed der spanningsvariates op de modulator verkregen wordt. In deze schakelingen zijn de roosters der reactantiebuisen in balans geschakeld over de fazeverschuivingskring L1-C1, terwijl de anoden in parallel geschakeld zijn en op de gewone wijze met de afstemkring van de oscillator verbonden. Elke variatie van de anodespanningsbron van de reactantiebuisen veroorzaakt een gelijke en tegengesteld invloed op hun reactantie en zo ontstaat er geen netto variatie der reactantie.

Bij een andere methode voor oscillatorstabilisatie

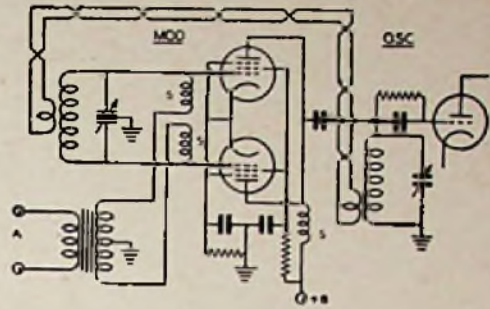


Fig. 10

MODULATOR MET GESTABILISEERDE REACTANTIEBUIS

Frequentieverschuiving als gevolg van spanningsvariates op de modulator kunnen in grote mate verminderd worden door het gebruik van deze schakeling. Variaties der electroden spanningen veroorzaken gelijke, doch tegengestelde variaties der reactanties der beide modulatoren en verminderen dus def requeentieverschuiving. De roosters van de reactantiebuisen worden gestuurd door een afstemkring in balans zodat een buis een spanning krijgt die 50° vooruit is op de oscillatorspanning en de andere een spanning, die 90° achteruit is.

- A = LF sein
- S = HF smoorspoel

wordt gebruik gemaakt van een discriminator-schakeling. Deze schakeling stabiliseert de frequentie ten opzichte van variaties door om het even welke oorzaak (behoudens door de gewenste modulatie), door de frequentie van de oscillator te vergelijken met deze van een kristalgestuurde standaard en het aanvoeren van een gepaste compensatiespanning. Figuur 11 toont een blok-schema van deze methode. De uitgang van een der zendertrappen wordt vermengd met de uitgang van de kristaloscillator om een « centrale » frequentie te geven, die naar de discriminator gevoerd wordt. De discriminator, die verder in dit hoofdstuk volledig beschreven wordt, is een schakeling die een uitgangsspanning verwerkt afhingende van de frequentie van de aangevoerde HF.

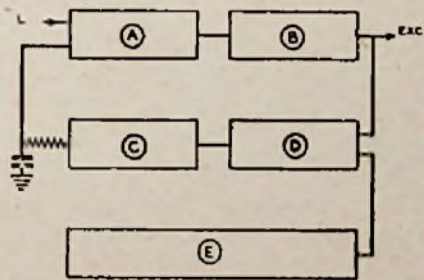


Fig. 11.

STABILISATTIEDISCRIMINATOR

Een oscillator met frequentiemodulatie kan gestabiliseerd worden tegen ongewenste frequentieverschuiving door de zenderfrequentie te vergelijken met deze van een kristaloscillator. Het verschil tussen de twee frequenties wordt op de discriminator-schakeling aangevoerd en elke afwijking van een vooraf bepaald verschil zal door de discriminator terug herleid worden. Voor het verwijderen van de LF uit de uitgang van de discriminator gebruikt men een R-C filter.

- B = in frequentie gemoduleerde oscillator
- A = reactantiebuis modulator
- C = discriminator
- D = mengtrap
- L = LF sturing
- A = reactantiebuis modulator
- E = kristaloscillator (en desgevallend frequentievermenigvuldiger).

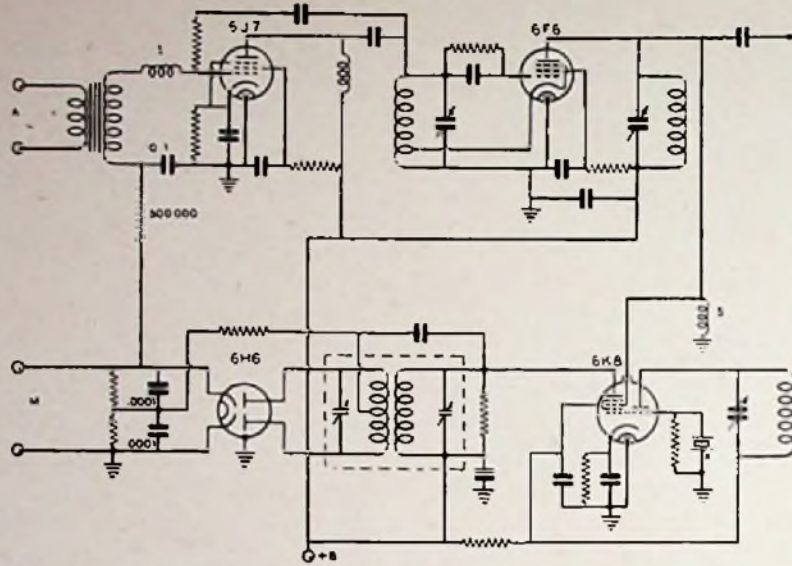


Fig. 12

TYPISCHE STABILISATIESCHAKELING.

Schema van een schakeling volgens het blokdiagram van figuur 11. Voor maximum gevoeligheid moet de discriminator werken op een frequentie in de buurt van 455 kHz.

A = LF ingang
S = HF smoorspoelen.
M = naar controleversterker.

De door de discriminator verwekte d.c.-spanning wordt naar de reactantiebuis gevoerd, die over de afstemkring van de oscillator geschakeld is. Wanneer de gemiddelde of « centrale » frequentie afwijkt langs de ene of de andere zijde van de juiste waarde, treedt op de belastingsweerstand van de discriminator een positieve of een negatieve spanning op. Wordt deze spanning aangevoerd op de regelelectrode van de reactantiebuis, dan tracht ze de centrale (of ongemoduleerde) frequentie te herstellen op de waarde, die een nul-spanning op de discriminator verwekt. De oscillator kan nooit absoluut op de juiste frequentie hersteld worden, omdat de uitgangsspanning van de discriminator dan nul zou zijn en er geen compensatiespanning meer zou geleverd worden en dus ook geen frequentiecorrectie meer zou plaats vinden. In feite wordt de frequentie teruggeschoven op een frequentie tussen deze die het zou moeten zijn en deze, die zou optreden zonder correctie. De reactantiebuis die voor de correctie zorgt mag eveneens als modulator gebruikt worden en de spanning voor de frequentiestabilisatie kan in serie aangevoerd worden met de LF-spanning, of kan eventueel aangevoerd worden op een andere elektrode van de buis. De LF-uitgang van de discriminator moet weggenomen worden door een eenvoudige R/C-filter, zodat de compensatiespanning gelijkstroom is zonder ingeplante LF. De LF-uitgang van de discriminator kan naar wens als monitorsein gebruikt worden. Het is duidelijk dat de stabiliteit van de gehele inrichting afhangt van de stabiliteit van de discriminatoronderdelen ten overstaan van variaties van temperatuur en vochtigheid en van de stabiliteit van de kristaloscillator. Gewoonlijk is de stabiliteit van een kristaloscillator voldoende groot om de discriminator de beperkende factor te maken voor de bereikbare stabilisatie, waardoor het noodzakelijk wordt voor de discriminatoronderdelen (vooral de afgestemde ingangstransformator) te gebruiken van uitstekende hoedanigheid. Een voorbeeld van een stabilisatieschakeling, voorzien van een aftakking voor een controlesein, wordt gegeven in figuur 12.

De frequentie van het kristal, dat in de stabilisatiekring gebruikt wordt, zal afhangen van de frequentie waarop de discriminator werkt en van de frequentie van de trap in de zender, waarvan het stabilisatiesein afgetakt wordt. Gebruikt men een discriminatortransformator van het omroepstype, ontworpen voor een frequentie in het bereik 400-500 kHz, dan kan de HF-

ingang voor de stabilisator genomen worden op oscillatortrap van de zender, of, indien men meer gevoeligheid wenst, van de anodekring van de vermenigvuldigertrap die de oscillator volgt. Het kristal moet op zulke frequentie werken, dat zijn grondfrequentie of een der harmonischen hiervan, van de voor de stabilisatie gekozen zendertrap verschilt met een waarde, die gelijk is aan de frequentie van de stabilisator. Indien de vereiste kristalfrequentie hoger ligt dan deze, die gemakkelijk met een kristal kan verkregen worden, is het noodzakelijk zijn toevlucht te nemen tot vermenigvuldigertrappen na de kristaltrap.

TEST DER LINEARITEIT.

Het is bijna steeds noodzakelijk een statische proef uit te voeren van de reactantiebuis frequentiemodulator om zijn lineariteit en doeltreffendheid te bepalen, daar kleine afwijkingen in de waarden der onderdelen en in de strooicapaciteiten bijna zeker de karakteristieken van de modulator zullen beïnvloeden. Men moet een kromme opmaken van de frequentie ten opzichte van de spanning op de stuur elektrode om zeker te zijn dat een gelijke verhoging van de stuurspanning een gelijke frequentievariatie zal veroorzaken. Toont de kromme dat de modulator een merkelijke graad niet-lineariteit bezit, dan moet men veranderingen aanbrengen aan de voorspanning, de electrodespanningen en de weerstands-

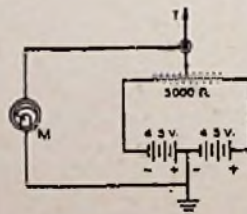


Fig. 13.

Met deze schakeling kan men gemakkelijk de karakteristiek van de frequentiemodulator uittesten. Verschuift men het glijcontact van de potentiometer van het midden naar de ene of de andere zijde, dan krijgt de regelelectrode van de modulator een positieve of negatieve spanning.

T = naar de stuur elektrode van de modulator.

waarden tot men een rechtlijnige karakteristiek verkrijgt.

Figuur 13 toont een schakelmethode voor 2 droge batterijen van $4\frac{1}{2}$ volt en een potentiometer om de karakteristiek van de modulator op te nemen. Men moet een voltmeter met nulpunt in het midden gebruiken om de roosterspanning te meten of anderszins moet men de verbindingen van de voltmeter omwisselen wanneer men van een negatieve naar een positieve roosterspanning overgaat. Wanneer men door de statische testmethode een rechtlijnige karakteristiek van de modulator verkrijgt, moeten de capaciteit van de verschillende ont-koppelcondensatoren in de kring klein gehouden worden om deze karakteristiek te behouden bij het gebruik van een LF-spanning, om de frequentie te doen variëren in plaats van de d.c.-spanning, waarmee de karakteristiek opgenomen werd.

GEbruIK VAN HET MODULATIESTELSEL MET REACTANTIEBUIJS.

Wegens de ingewikkeldheid van de inrichting om de stabilisatie der centrale frequentie te verkrijgen in een FM-zender met reactantiebuismodulator, worden dergelijke schakelingen meestal niet door amateurs gebruikt, al komen ze veelvuldig voor in commerciële FM-zenders. Op 2 meter en $1\frac{1}{4}$ meter worden echter vaak zenders gebruikt met modulatie door reactantiebuis zonder stabilisatie.

Daar FM met smalle band het enige stelsel is dat veel door amateurs gebruikt wordt op de banden onder 54 MHz, is modulatie met reactantiebuis niet geheel bruikbaar voor dit werkingstype. De reden hiervan is eenvoudig, dat het normale stabiliteitsgebrek van een zender met reactantiebuismodulatie (zonder stabiliteit van de centrale frequentie) in kHz groter is dan de frequentie-uitwijking, die normaal voorkomt bij FM met smalle band. Fazemodulatie van de zender geeft een stabiliteit van de centrale frequentie, die, op weinig na, gelijk is aan de kristalstabilisatie. Daarom heeft dit stelsel een zeer brede toepassing gevonden voor FM-zenders met smalle band op 6 meter en lager in frequentie.

7-2. — FAZEMODULATIE.

Door middel van de fazemodulatie (PM) is het mogelijk af te zien van oscillatoren met zelfsturing en rechtstreeks FM met kristalsturing te verkrijgen. Uiteindelijk beschouwd, is PM eenvoudig frequentiemodulatie waarin de uitwijking rechtstreeks evenredig is met de modulatiefrequentie. Indien een LF modulerend sein van 1000 Hz een uitwijking van b.v. $\frac{1}{2}$ kHz veroorzaakt, dan zal een modulerend sein van 2000 Hz met dezelfde amplitude een uitwijking van 1 kHz veroorzaken, enz. Om een FM-sein te verwekken is het noodzakelijk de uitwijking onafhankelijk te maken van de modulatiefrequentie en uitsluitend evenredig met de amplitude van het modulerend sein. Bij de PM wordt dit verkregen door het bijvoegen van een netwerk voor frequentiecorrectie in het LF-systeem van de zender. Deze LF-correctie-inrichting moet een verzwakking veroorzaken, die rechtstreeks evenredig is met de frequentie en aan deze vereiste kan gemakkelijk voldaan worden door een zeer eenvoudige combinatie van weerstanden en condensatoren.

Het enige nadeel van de PM in vergelijking met de rechtstreekse FM, zoals men ze verkrijgt door het gebruik van een modulator met reactantiebuis, is dat de fazemodulator rechtstreeks slechts een zeer kleine frequentie-uitwijking veroorzaakt. De uitwijking in een fazemodulator is onafhankelijk van de werkelijke draaggolffrequentie, waarop de modulator inwerkt, doch hangt uitsluitend af van de verwekte fazeverschuiving en van de modulatiefrequentie. Als vergelijking uitgedrukt:

$$F_d = M_p \text{ modulerende frequentie}$$

waarin F_d de frequentie-uitwijking is langs een zijde van de gemiddelde draaggolffrequentie en M_p de faze-

verschuiving uitgedrukt in radialen (een radiaal is ongeveer $57,3^\circ$) die met de modulatie gepaard gaat. Om een voorbeeld te geven, wanneer dus de faze-afwijking $\frac{1}{2}$ radiaal is en de modulerende frequentie 1000 Hz, dan zal de frequentie-uitwijking, toegepast op de draaggolf die door de fazemodulator gaat, 500 Hz bedragen.

Men ziet gemakkelijk in, dat een enorme vermenigvuldiging van de draaggolffrequentie nodig is om met een fazemodulator een frequentie-uitwijking te verkrijgen van 75 tot 100 kHz, zoals vereist in FM-omroep. Voor amateurswerk met smalle band FM (NBFM = narrow band FM) heeft men echter slechts een redelijk aantal vermenigvuldigertrappen nodig om een uitwijkingverhouding van ongeveer 1 te bekomen. In feite zal een fazemodulatie van ongeveer een halve radiaal fazeverschuiving op de uitgang van een kristaloscillator in de 80 meter band een geschikte uitwijking geven voor NBFM op 29 MHz. B.v. indien de kristalfrequentie 3700 kHz bedraagt, de verwekte faze-afwijking $\frac{1}{2}$ radiaal en de modulerende frequentie 500 Hz, dan zal de uitwijking op 80 meter 250 Hz zijn. Wordt de kristalfrequentie echter vermenigvuldigd tot op 29.600 kHz, dan wordt de frequentie-uitwijking eveneens met 8 vermenigvuldigd zodat de resulterende uitwijking op de 10 meter band 2 kHz zal bedragen langs beide zijden van de draaggolf, voor een totale draaggolffrequentie-swing van 4 kHz. Deze uitwijking is dus geschikt voor NBFM.

Wanneer de FM verkregen wordt door fazemodulatie, worden vervormingen door pare harmonischen veroorzaakt en de toelaatbare vervorming is de beperkende factor voor de graad van fazemodulatie, die kan toegepast worden. Daar de hierboven vermelde frequentiecorrectie-inrichting de laagste frequentie de grootste amplitude doet hebben, heeft de sterkste fazemodulatie plaats op de laagste modulerende frequentie en de vervorming, die op deze frequentie kan toegelaten worden, bepaalt de maximum afwijking, die door de methode met PM kan bereikt worden. Voor omroep met hoge getrouwheid is de door de PM verwekte uitwijking beperkt tot een graad, die ongeveer gelijk is aan een derde van de laagste modulerende frequentie. Voor NBFM amateurwerk mag de uitwijking 0,6 van de modulerende frequentie bedragen vooraleer de vervorming op de spraakmodulatie onaanvaardbaar wordt. M.a.w. betekent dit dat voor amateur NBFM een faze-afwijking van 0,6 radiaal mag gebruikt worden.

SCHAKELINGEN VOOR FAZEMODULATIE.

Een groot aantal schakelingen werden voorgesteld en beschreven om de fazemodulatie van een draaggolf te bekomen. De meeste dezer schakelingen zijn ofwel te ingewikkeld, ofwel vergen ze een te nauwkeurige afregeling van een of meer critieke contrôles. Bijgevolg kunnen deze schakelingen niet als gewenst beschouwd worden voor amateurwerk met NBFM, vooral daar een eenvoudige schakeling zonder critieke regelingen ter beschikking staat om het gewenste resultaat te bekomen. Deze eenvoudige schakeling wordt in figuur 14 gegeven.

Een 6V6, in triode geschakeld, wordt als Pierce-kristaloscillator gebruikt in figuur 14 om twee fazescheidingsnetten R1C1 en R2C2, te voeden. R1C1 verschuift de faze effectief 45° vooruit en R2C2 45° achteruit ten opzichte van de faze van de door de oscillator verwekte spanning. Bijgevolg worden de roosters van de twee 6SA7 fazemodulatorbuizen gevoed met spanningen, die 90° in faze verschillen. De anoden van de 6SA7-buizen zijn in parallel verbonden en vandaar met de afstemkring L1C3. Deze afstemkring is afgestemd op de frequentie van de kristaloscillator. Als we dan in balans een LF-spanning op de seinroosters van de 6SA7-buizen aanvoeren, dan neemt de steilheid van de éne buis af, terwijl deze van de andere toeneemt gedurende de helft van een LF-periode; het omgekeerde verschijnsel doet zich voor gedurende de andere helft van de LF-periode. Wanneer de steilheid van V1 toeneemt, neemt de steilheid van V2 af en de faze van spanning over de uitgangsfstemkring heeft een neiging om de faze aan te

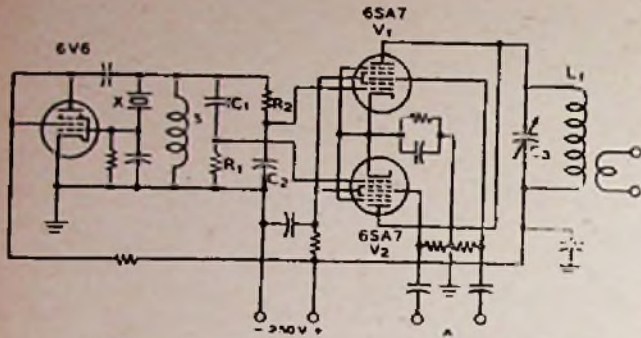


Fig. 14

EENVOUDIGE SCHAKELING VOOR FAZEMODULATIE.

De werking van deze fazemodulator voor het verkrijgen van FM wordt in de tekst beschreven. R1C1 en R2C2 vormen het fazescheidingsnet voor de twee 6SA7 fazemodulatorbuizen. De afstemkring L1C3 is afgestemd op de bedrijfsfrequentie van het kristal.

A = LF ingang.

nemen van de door V1 verwekte spanning. Gedurende de volgende helft van de LF-periode heeft 't omgekeerde verschijnsel plaats. Met deze schakeling kan men een fazemodulatie bekomen van ongeveer 35° met een vervorming, die voldoende klein blijft voor amateurswerk met NBFM. Een stuurtrap waarin dit principe van fazemodulatie gebruikt wordt om FM te verkrijgen wordt beschreven in hoofdstuk 21.

Het is mogelijk een iets grotere faze-afwijking te bekomen met de schakeling van figuur 14 indien de spanningen op de roosters van de 6SA7-buizen een verschil van 120 tot 140° hebben, doch dit geschiedt dan ten koste van iets meer amplitudemodulatie in de modulator. In ieder geval is de schakeling helemaal niet critiek en zal werken over een bereik van 1,5 tot 1 zonder enige verandering behalve de normale afstemming van de afstemkring op de uitgang.

METHODEN OM EEN GROTERE FAZE-AFWIJKING TE VERKRIJGEN.

Wanneer het wenselijk is fazemodulatie te gebruiken om FM met brede band te bekomen, moet men een of ander middel aanwenden om een grote fazevermenigvuldiging te bereiken, dan verkrijgbaar is met een eenvoudige vermenigvuldiging van de kristalfrequentie tot de uitgangsfrequentie. Eén methode bestaat erin, een aantal fazemodulatiestappen in serie te schakelen; hiertoe kunnen trappen van het type van figuur 14 of van het figuur 15 gebruikt worden, of van om het even welk ander type der gewone fazemodulatiesystemen. Een andere methode bestaat in het gebruik van oscillator met matig hoge frequentie gevolgd door een klein aantal frequentievermenigvuldigers waarna het sein met een heterodyne oscillator (zoals in een super) teruggebracht wordt op een matig hoge frequentie om opnieuw op de gewone manier tot op de uitgangsfrequentie vermenigvuldigd te worden.

Een voorbeeld van deze methode is het gebruik van een kristaloscillator gevolgd door een fazemodulator op 1800 kHz. De PM-uitgang wordt verdrievoudigd op 5400 kHz, waar de uitwijking driemaal groter is dan oorspronkelijk. Een zweving van de uitgang op 5400 kHz met een nieuwe kristaloscillator op 7350 kHz geeft een verschilfrequentie van 1950 kHz met een uitwijking, die nog steeds driemaal hoger is dan de oorspronkelijke waarde. Door een serie verdubbelaars of verviervoudigers, kan het sein op 1950 kHz 27 maal vermenigvuldigd worden tot de frequentie van 52,65 MHz, die eveneens valt in de amateurband van 52,5 tot 54 MHz. De stijging van de uitwijking zal gelijk zijn aan het product van de twee frequentievermenigvuldigingen (3 × 27) of 81.

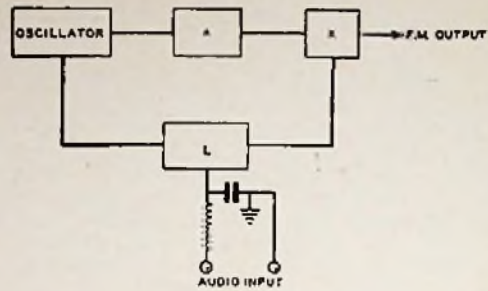


Fig. 15

BLOKSCHEMA VAN EEN FAZEMODULATOR
Het stel R-C in de ingang van de LF maakt de graad fazemodulatie omgekeerd evenredig aan de lage frequentie, waardoor een uitgang verkregen wordt die in frequentie gemoduleerd is.

A = fazeverschuiver van 90°
X = mengtrap L = evenwichtige modulator

METING VAN DE AFWIJKING.

Wanneer men een modulerende spanning met een enkele frequentie gebruikt in een FM-zender, variëren de betrekkelijke amplituden van de verschillende zijbanden en de draaggolf in ruime mate wanneer de uitwijking varieert als gevolg van een stijging of een daling van de modulatiewaarde. Vermits de verhouding tussen de amplituden van de verschillende zijbanden en de draaggolf en de LF modulerende frequentie gekend is, bestaat er een eenvoudige methode om de uitwijking in een FM-zender te meten. Bij de meting wordt de uitslag gegeven in de vorm van een modulatie-index voor een zekere LF-ingang. Zoals vroeger vermeld is de modulatie-index de verhouding tussen de maximum frequentie-uitwijking en de frequentie van de LF-modulatie.

De meting wordt uitgevoerd door een sinusvormige spanning met gekende frequentie op de zender te voeren en door de modulatie te doen toenemen tot de amplitude van de draaggolfcomponente van de in frequentie gemoduleerde golf nul bereikt. De modulatie-index voor de nul draaggolf kan uit de hieronder volgende tabel gehaald worden. Zoals men uit de tabel kan opmaken bereikt men het eerste nulpunt van de draaggolf wanneer de modulatie-index een waarde heeft van 2,405 — m.a.w. wanneer de uitwijking 2,405 maal de modulatiefrequentie bedraagt. Bedraagt b.v. de modulatiefrequentie 1000 Hz en verhoogt men de modulatie tot het eerste nulpunt van de draaggolf bereikt wordt, dan zal de uitwijking gelijk zijn aan 2,405 de modulatiefrequentie of 2,405 kHz. Moest de modulatiefrequentie 2000 Hz bedragen, dan zou de uitwijking op het eerste nulpunt 4,810 kHz bereiken. Andere nulpunten van de draaggolf bereikt men met de index op 5,52, 8,654 en stijgende waarden, die ongeveer met π verhogen. Hieronder volgt een lijst van de opeenvolgende nulpunten der draaggolf tot de tiende:

Draaggolfnulpunt nr.	Modulatie-index.
1	2,405
2	5,520
3	8,654
4	11,792
5	16,931
6	18,071
7	21,212
8	24,353
9	27,494
10	30,635

De enige toestellen, die nodig zijn om deze metingen uit te voeren, zijn een geijkte LF-generator met goede golfvorm en een bedrijfsontvanger, uitgerust met zwevingsoscillator en kristalfilter. De ontvanger moet gebruikt worden met ingeschakeld kristalfilter en ingesteld zijn op een handbreedte van ongeveer tweemaal de modulatiefrequentie, teneinde de zijbanden uit te scha-

kelen die op een afstand gelijk aan de modulatiefrequentie van de draaggolf verwijderd liggen. Men stemt nauwkeurig af op de ongemoduleerde draaggolf met behulp van de ingeschakelde zwevingsoscillator; vervolgens moduleert men de zender met het sein van de LF-generator en men verhoogt de modulatie tot men het eerste nulpunt van de draaggolf bereikt. Dit eerste nulpunt van de draaggolf zal overeenstemmen met een modulatie-index van 2,405, zoals hoger vermeld werd. Opeenvolgende nulpunten zullen overeenstemmen met de in de tabel gegeven indexen. Een geluidsterkte-indicator in het LF-systeem van de zender kan gebruikt worden om het LF-peil te meten dat vereist is om verschillende uitwijkingen te bekomen en kan dan ook gebruikt worden in frequentie-afwijkingen. Indien de metingen uitgevoerd worden op de grondfrequentie van de oscillator, dan is het natuurlijk nodig de frequentie-uitwijking te vermenigvuldigen met de harmonische waarop de zender werkt. Waarschijnlijk zal men de meting het gemakkelijkst kunnen uitvoeren op een frequentie ergens tussen deze van de oscillator en deze waarop de zender in bedrijf is en daarna vermenigvuldigt men het resultaat met de frequentievermenigvuldiging tussen dat punt en de eindfrequentie van de zender.

7.3. — ONTVANGST VAN FREQUENTIE-MODULATIE.

In tegenstelling met de zender, waar de FM in grote mate het vraagstuk van de modulatie vereenvoudigt, vergt een ernstige ontvanger voor FM een iets meer ingewikkelde schakeling, dan deze die voor AM kan gebruikt worden. Al kan men FM ontvangen met een gewone super, met een ontvanger met rechtstreekse versterking en met een ontvanger met superreactie, mits enkele wijzigingen, toch vergt de FM-ontvangst, indien men ernstig werk wil leveren, een speciaal daartoe ontworpen ontvanger.

Een FM-ontvanger moet in de eerste plaats een voldoende bandbreedte hebben om het frequentiebereik, dat door een FM-zender verwerkt wordt, door te laten. En daar de ontvanger, indien men een goede gevoeligheid wenst op de frequenties waartoe de FM beperkt is, een super moet zijn, is de FM-bandbreedte een belangrijke factor bij het ontwerp.

Een tweede vereiste van de FM-ontvanger is dat er een of andere inrichting moet voorzien zijn om de frequentievariëaties om te zetten in amplitudevariëaties, m.a.w. een detector die werkt met frequentievariëaties in plaats van met amplitudevariëaties. Een derde vereiste, die echter slechts noodzakelijk is indien men de volle storingsverminderingmogelijkheden van de FM wil benutten, is een begrenzersysteem om de amplitudeva-

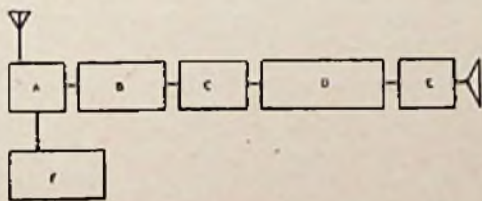


Fig. 16.

BLOKSCHEMA VAN EEN FM ONTVANGER

Tot aan de amplitudebegrenzertrap is de FM ontvanger gelijk aan de AM ontvanger, behoudens een iets grotere MF bandbreedte. De begrenzer neemt elke amplitude-modulatie weg en de frequentiedetector na de begrenzer zet de frequentievariëaties in amplitude-variëaties om.

- D = frequentiedetector (discriminator)
- A = mengtrap
- B = MF versterker
- C = begrenzer
- E = LF versterker
- F = oscillator

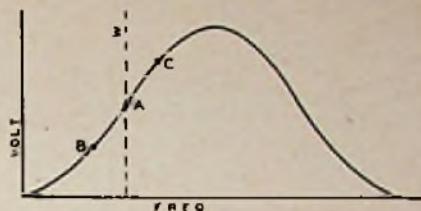


Fig. 17

FREQUENTIEDETECTOR DOOR «VERSTEMDE KRING».

Zoals getoond kan een deel van de resonantiekarakteristiek van een afstemkring gebruikt worden om frequentievariëaties om te zetten in amplitudevariëaties. W = bedrijfsfrequentie

riëaties op te heffen vóór ze de detector bereiken. Figuur 16 geeft een blokschema van de hoofdbestanddelen van een FM-ontvanger.

DE FREQUENTIEDETECTOR.

De eenvoudigste inrichting om frequentievariëaties om te zetten in amplitudevariëaties is het «verstemmen» van een resonantiekring, zoals figuur 17 bewijst. Met ontvangst van de draaggolf op het punt A wordt een zekere HF -spanning ontwikkeld over de afstemkring en indien de frequentie variëert langs de ene of de andere zijde van deze frequentie als gevolg van de modulatie, dan zal de HF-spanning stijgen of dalen tot de punten B en C in overeenstemming met de modulatie. Wordt de spanning over de afstemkring gevoerd naar een gewone detector, dan zal de uitgang van de detector variëren in overeenstemming met de modulatie, waarbij de amplitude van de variatie evenredig zal zijn tot de uitwijking van het sein en dit met een rythme dat gelijk is aan de modulatiefrequentie. Uit figuur 17 is het duidelijk dat slechts een klein deeltje van de resonantiekromme bruikbaar is voor lineaire omzetting van de frequentievariëaties in amplitudevariëaties, vermits het rechte lijnige deel van de kromme eerder beperkt is. Elke frequentievariëatie die het lineaire deel overtreft, zal vervorming veroorzaken in de herwonnen LF. Door een nazicht van figuur 17 wordt het eveneens duidelijk dat een FM-ontvanger, die op deze wijze gebruikt wordt, wijd open blijft voor seinen op de top van de resonantiekromme en eveneens voor seinen op de andere zijde van de kromme. Bij dit ontvangtype bereikt men ook geen beperkende actie tegen de storingen. Daarom is dit stelsel niet aan te raden voor de ontvangst van NBFM.

TRAVIS-DISCRIMINATOR.

Een andere vorm frequentiedetector of discriminator wordt gegeven in figuur 18. In deze schakeling worden twee afgestemde kringen gebruikt; elke kring is afgestemd op een zijde van de frequentie van de MF-versterker en hun resonantiefrequenties liggen van elkaar verwijderd op een afstand die een weinig hoger ligt dan de te verwachten swing van de zender. Hun uitgangsspanningen worden afgeleverd op een differentiale gelijkrichter, zo dat de spanning over de serie belastingsweerstand R1 en R2 gelijk is aan de algebraïsche som van de afzonderlijke uitgangsspanningen op elke gelijkrichter. Wordt een sein ontvangen op de

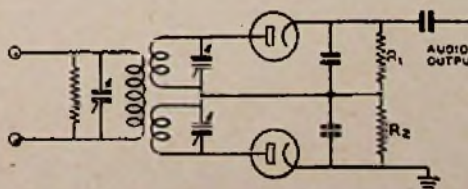


Fig. 18

TRAVIS DISCRIMINATOR

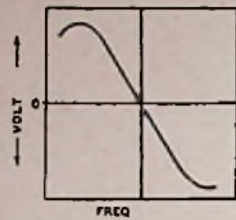


Fig. 19.

SPANNING-FREQUENTIE KROMME VAN DE DISCRIMINATOR

Op de centrale frequentie verwekt de discriminator een nul uitgangsspanning. Langs iedere zijde van deze frequentie geeft hij een spanning, waarvan de waarde en de polariteit afhankelijk is van de richting en de graad der frequentieverschuiving.

centrale MF, dan zijn de spanningen op de belastingsweerstand gelijk en tegengesteld en de somspanning is nul. Wijkt het HF-sein echter af van de centrale frequentie, dan zijn deze afzonderlijke spanningen niet meer gelijk en een spanning met de polariteit van de grootste en gelijk aan het verschil tussen beide spanningen treedt op over de serie weerstanden en wordt naar de LF-versterker gevoerd. De verhouding tussen de frequentie en de uitgangsspanning van de discriminator wordt gegeven in figuur 19. De verwijdering tussen de discriminator toppen en de lineariteit van de kromme uitgangsspanning-frequentie hangt af van de discriminatorfrequentie, de Q van de afstemkringen en de waarde van de belastingsweerstand van de dioden. Wanneer de MF- (en de discriminator-) frequentie toeneemt, moeten de toppen verder van elkaar verwijderd liggen om een goede lineariteit te bekomen. De lineariteit verbetert binnen zekere grenzen, wanneer de belastingsweerstand der dioden of de Q afnemen, en de afstand tussen de toppen moet groter zijn.

FORSTER-SEELEY-DISCRIMINATOR.

De meest gebruikte discriminatorvorm is deze van figuur 20. Dit discriminator-type geeft een karakteristiek uitgangsspanning-frequentie in de aard van deze van figuur 19. Ook hier is de uitgangsspanning gelijk aan de algebraïsche som van de spanningen, ontwikkeld over de belastingsweerstand van de twee dioden; deze weerstanden zijn in serie naar de aarde geschakeld. Deze Forster-Seeley-discriminator vergt echter slechts twee afgestemde kringen in plaats van drie uit de voorgaande schakeling. De werking van de schakeling is gesteund op een fazeverhouding, die bestaat in een transformator met afgestemde secundaire. Een nauwkeurig onderzoek van de schakeling zal inderdaad aantonen dat de primaire kring, ten opzichte van de HF, in serie staat met elke helft van de secundaire naar de aarde. Wanneer het ontvangen sein op de resonantiefrequentie van de secundaire is, dan is de HF-spanning over de secundaire 90° uit fase ten overstaan van de spanning op de primaire. Daar elke diode geschakeld is over een helft van de secundaire wikkeling en de primaire wikkeling in serie, zijn de resulterende HF-spanningen op elke diode gelijk en de spanningen, ontwikkeld over de belastingsweerstand zijn gelijk en

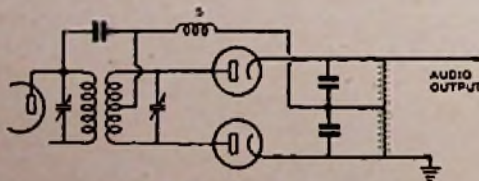


Fig. 20.

FORSTER-SEELEY DISCRIMINATOR

Deze discriminator is afhankelijk van de fazeverhouding tussen een primaire en een afgestemde secundaire

L = begrenzer S = HF smoorspoel

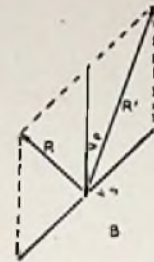
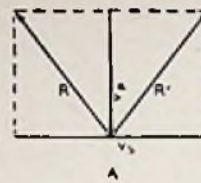


Fig. 21

VECTORDIAGRAM VAN DE DISCRIMINATOR

Een sein op de resonantiefrequentie van de secundaire zal de secundaire spanning 90° verschuiven ten opzichte van de primaire spanning, zoals voorgesteld in A, en de resulterende spanningen R en R' zijn gelijk. Varieert de seinfrequentie, dan varieert de fazeverhouding eveneens en de resulterende spanningen zijn niet langer gelijk, zoals B het aantoon. Een differentiele gelijkrichter wordt gebruikt om een uitgangsspanning te leveren, die evenredig is met het verschil tussen R en R'.

Vp = primaire spanning
Vs = secundaire spanning

teggesteld in polariteit. Bijgevolg bedraagt de netto spanning tussen de top van de belastingsweerstand en de aarde nul. Dit wordt door een vectordiagram voorgesteld in figuur 21-A, waar de resulterende spanningen R en R', die op de twee dioden toegepast worden, gelijk zijn wanneer de fazehoek tussen een primaire en secundaire spanningen 90° bedraagt. Wijkt de frequentie echter van de resonantiefrequentie af, dan bestaat de verhouding van 90° tussen primaire en secundaire niet meer. Het resultaat van dit verschijnsel wordt getoond in figuur 21-B, waar de secundaire HF-spanning niet langer meer 90° gedefazeerd is ten opzichte van de primaire spanning. De resulterende spanningen, die nu op de dioden gevoerd worden zijn niet meer gelijk en een d.c.-spanning, die evenredig is met het verschil tussen de HF-spanningen van de dioden, zal optreden over de serie belastingsweerstand. Wanneer de seinfrequentie heen en weer beweegt rond de resonantiefrequentie van de discriminator, dan zal een a.c.-spanning ontwikkeld worden, die dezelfde frequentie heeft als de oorspronkelijke modulatie en evenredig is met de afwijking; deze spanning wordt naar de LF-versterker gevoerd.

VERHOUDINGSDETECTOR.

Een der meest recente FM-detectorschakelingen, verhoudingsdetector (ratiodetector) genoemd, wordt weergegeven in figuur 22. De ingangstransformator is in hoofdzaak dezelfde als deze, die gebruikt wordt in de Forster-Seeley-discriminator. De HF-smoorspoel moet een hoge impedantie hebben voor de MF van de ontvanger. De schakeling van de verhoudingsdetector schijnt op eerste zicht zeer gelijk aan de meer gewone discriminator-schakelingen. Men dient echter op te merken dat de twee dioden van de verhoudingsdetector zo gepolariseerd zijn zodat hun d.c.-uitgangsspanningen zich bij elkaar voegen, in tegenstelling met de Forster-Seeley-schakeling, waar de dioden op zulke wijze gepolariseerd zijn, dat hun d.c.-uitgangsspanningen elkaar neutraliseren. Op de centrale frequentie, waarop de transformator is afgestemd, zal de spanning, die optreedt op de top van de potentiometer van 1 megohm, gelijk zijn aan de helft van de d.c.-spanning, die optreedt op de ASR-klem, — vermits elke diode evenveel zal leveren. Variëert de ingangsfrequentie naar de ene of de andere zijde van de afstemfrequentie (doch zonder buiten de doorlaatband te komen van de MF-versterker, die de detector voedt), dan zullen de betrekkelijke bijdragen van de twee dioden verschillend zijn. De spanning, optredend op de top van de 1 megohm volumeregelaar, zal stijgen voor een afwijking in een

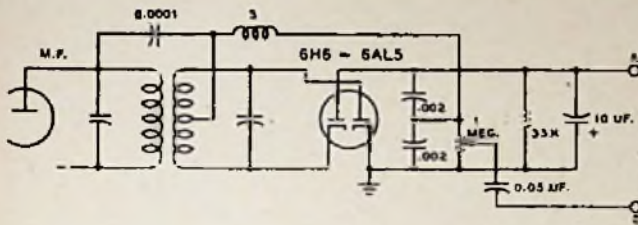


Fig. 22.

SCHAKELING VAN DE VERHOUDINGSDETECTOR.

In de verhoudingsdetector gebruikt men voor de voeding der dioden een transformator zoals in de Forster-Seeley discriminator. Merk op dat een der dioden omgekeerd is en dat de uitgangskring volledig verschilt van deze bij de discriminator. De verhoudingsdetector moet door geen begrenzer vooraf gegaan worden zoals de discriminator, doch de regeling van de verhoudingsdetector is wat moeilijker te verwezenlijken.

A = LF uitgang
B = ASR spanning
S = smoorspoel.

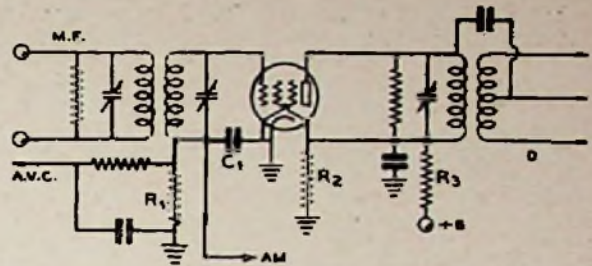


Fig. 23

BEGRENZERSCHAKELING

De begrenzertrap wordt gemakkelijk overbelast en bij overbelasting geeft hij geen amplitudevariatiën meer weer. R1 mag een waarde hebben van 250.000 ohm tot 1 megohm. Condensator C1 moet eerder klein zijn, ongeveer 100 μF . De weerstanden R2 en R3 moet zo gekozen worden dat de anode- en schermroosterspanningen van 10 tot 30 volt bedragen.

AVC = ASR

AM = LF aftakking voor ontvangst van AM.
D = naar discriminator.

richting en dalen voor een afwijking in de andere richting van de gemiddelde afstemwaarde van de transformator. De LF-uitgangsspanning is gelijk aan de verhouding van de betrekkelijke bijdragen van de twee dioden; vandaar de naam van « verhoudingsdetector ».

De verhoudingsdetector vertoont verscheidene voordelen tegenover de eenvoudige discriminatorschakelingen. De schakeling vergt geen begrenzer voor de detector vermits de schakeling van nature ongevoelig is voor amplitudemodulaties op het inkomend sein. Deze factor alleen betekent, dat de HF- en MF-versterking voor de detector veel kleiner kan zijn dan met de gewone discriminatoren voor dezelfde gevoeligheid en dezelfde ongevoeligheid voor storingen. Bovendien levert de schakeling een ASR-spanning om de versterking van de voorgaande HF- en MF-trappen te regelen. De verhoudingsdetector is toch gevoelig voor variaties van de amplitude van het inkomend sein, zoals elke andere detectorschakeling behalve deze, die vooraf gegaan zijn door een begrenzertrap, zodat men ASR moet gebruiken in de trappen voor de detector.

BEGRENZERS.

De begrenzer in een FM-ontvanger met een gewone discriminator dient om de amplitudemodulatie weg te nemen en aan de discriminator een sein te leveren, dat in frequentie gemoduleerd is en een constante amplitude heeft. Figuur 23 geeft een typische schakeling. De begrenzerbuis werkt als MF-trap met een zeer kleine anodespanning en met roosterlekvoorspanning, zodat ze gemakkelijk overbelast wordt. Tot op een zeker punt zal de uitgang van de begrenzer stijgen met een stijging van het sein. Boven dit punt echter wordt de begrenzer overbelast en een verdere grote stijging van het sein zal geen verhoging van de uitgang van de begrenzer meer geven. Om doeltreffend te werken moet de begrenzer een sterke sturing toegevoegd krijgen, zodat de amplitude van de uitgang niet zal variëren voor een vrij brede variatie van de seinamplitude. Storingen, die slechts weinig frequentiemodulatie veroorzaken, doch een sterke amplitudemodulatie van het ontvangen sein, worden door de begrenzer praktisch weggevaagd.

De spanning over de roosterweerstand, R1, varieert met de amplitude van het ontvanger sein en om deze reden kunnen normale in amplitude gemoduleerde seinen op een FM-ontvanger gehoord worden, door de ingang van de LF-versterker te verbinden met de top van deze weerstand in plaats van met de uitgang van de discriminator. Bij behoorlijke afvlakking door een eenvoudige R/C-kring, kan de spanning over R1 eveneens gebruikt worden als ASR-spanning voor de ont-

vanger. Wanneer de begrenzer behoorlijk werkt is de ASR echter noch noodzakelijk, noch wenselijk.

BESCHOUWINGEN BIJ HET ONTWERPEN VAN ONTVANGERS.

Een der belangrijkste factoren bij het ontwerp van FM-ontvangers is de frequentieswing die moet verhandeld worden. Uit figuur 19 blijkt dat indien het rechtlijnig deel van de discriminator-kromme een breder frequentiebereik beslaat dan het door de zender gebruikte bereik, de LF-uitgang beneden het maximum mogelijke zal blijven.

In dit opzicht is de term « modulatie diepte » meer toepasselijk op de FM-ontvanger dan op de FM-zender, vermits de « modulatie-mogelijkheid » van een transmissiesysteem beperkt wordt door de bandbreedte en de discriminator-karakteristieken van de ontvanger; vol gebruik van het rechtlijnig deel van de karakteristiek stemt, inzake effect, overeen met 100% modulatie. Dit betekent dat men een of andere standaard moet aangaan voor elk verbindingstype teneinde de swing van de zender niet te moeten aanpassen aan de verschillende ontvangers.

Twee beschouwingen beïnvloeden de bandbreedte, die nodig is voor elk verbindingstype. Deze zijn de maximum LF die het systeem dient te verhandelen en de uitwijkingsverhouding, die zal gebruikt worden. Voor gesproken verbindingen wordt de maximum frequentie min of meer vastgesteld tussen 3000 en 4000 Hz. Ten overstaan van de uitwijkingsverhouding echter wordt de graad van opheffing van de storingen, waartoe het FM-systeem in staat zal zijn, beïnvloed door de gekozen verhouding, vermits de verbetering van de verhouding sein-storing equivalent is aan een constante vermenigvuldigd met de uitwijkingsverhouding. Dit veronderstelt dat het sein iets sterker is dan de storing, waardoor de voordelen van de FM met brede band in opzicht opheffing der storingen verdwijnt wanneer de verhouding sein-storing de eenheid benadert.

Anderzijds geeft een kleine uitwijkingsverhouding meer voldoening wanneer het zuiver bedrijfswerk betreft, waarin de verstaanbaarheid bij een kleine verhouding sein-storingen van meer belang is dan de bijkomende opheffing der storingen, wanneer het sein op zich zelf reeds merkbaar sterker is dan de storing.

Zoals hoger vermeld, gebruikt men voor de omroep een verhouding van 5. Past men deze verhouding toe op een verbindingssysteem voor de spraak dan wordt de totale swing 30 tot 40 kHz breed. Met kleinere uitwijkingsverhoudingen, zoals men meestal voor de spraak gebruikt, wordt de swing naar verhouding kleiner, tot hij bij een verhouding van 1 gelijk wordt aan tweemaal

de hoogste lage frequentie. In feite echter moet de bandbreedte een weinig groter zijn dan de verwachte zenderswing, daar voor een vervormingsvrije ontvangst de ontvanger de gehele door de zender verwekte energieband moet doorlaten en deze band zal steeds iets breder zijn dan de swing van de zender.

Ongeacht de uitwijkingsverhouding van de zender moeten we eraan herinneren dat de ontvanger een voldoende bandbreedte moet hebben om alle zijfrequenties met een merkelijke energie, die de zender verwekt, door te laten. Terzelfder tijd moet de selectiviteit van het MF-kanaal zodanig zijn, dat de doorlaatband niet breder is dan absoluut noodzakelijk, daar de bijkomende bandbreedte in de ontvanger slechts dient om de verhouding sein-storing te verminderen.

LF-BANDBREEDTE.

Om de volledige mogelijkheden van de FM om de storingen te verminderen uit te buiten is het essentieel de doorlaatband van het LF-deel van de ontvanger te beperken tot wat noodzakelijk is voor bedrijfswerk. De stooruitgang van de discriminator is evenredig met de lage frequentie van de storing en de verbetering van de verhouding sein-storing hangt bijna geheel af van de uitwijkingsverhouding van de ontvanger, of van de verhouding tussen de helft van de HF-bandbreedte en de LF-bandbreedte.

Een geschikt filter om alle frequenties, hoger dan deze die noodzakelijk zijn voor het bedrijfswerk, weg te nemen wordt gegeven in figuur 24. De weerstand van 100.000 ohm en de condensator van 500 μF verzwakken de hogere frequenties vóór ze de LF-versterker bereiken.

FM MET HULPDRAAGGOLF.

In plaats van een draaggolf rechtstreeks in frequentie te moduleren zoals in een gewoon FM-systeem, kan men gebruikmaken van een hulpdraaggolf. Indien men dus een draaggolf van 1000 MHz in amplitude modu-

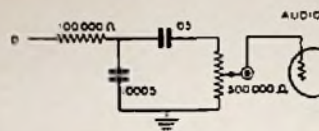


Fig. 24

LAAG-DOORLATEND FILTER

In een FM ontvanger is een laag-doorlatend filter noodzakelijk om de stoorcomponenten met hoge frequenties weg te nemen.

D = discriminator

Audio = LF trap

leert op 100 kHz om een « hulpdraaggolf » te vormen en men deze laatste in frequentie moduleert, dan krijgt men een onrechtstreekse methode van frequentiemodulatie.

In plaats van een sinusvormige hulpdraaggolf als basis voor de verstaanbaarheidsvoerende FM kan men zonder veel verandering in de uitslagen, behalve een grotere bandbreedte, een vierkante modulatiegolf gebruiken.

FM-IMPULSMODULATIE.

Zekere UHF- en microgolf-buizen, zoals het magnetron, kunnen niet gemakkelijk rechtstreeks in frequentie gemoduleerd worden en de amplitudemodulatie van dergelijke buizen is beperkt tot een zeer klein % indien men de vervorming en de frequentiestabiliteit binnen aanvaardbare grenzen wil houden. Zulke buizen kunnen echter volledig in amplitude gemoduleerd worden met vierkante golven, daar een dergelijke bewerking in hoofdzaak hetzelfde is als het « aan-uit » bij het sleutelen en de lineariteit geen rol speelt. Een frequentiemodulatie kan gemakkelijk verwezenlijkt worden en hierdoor krijgt men een eenvoudig, stabiel systeem met kleine vervorming. Ten opzichte van de storingen vertoont dit systeem dezelfde oordelen als de gewone FM.

Zenderontwerp en Regelprincipes

Een bedrijfsontvanger wordt gewoonlijk ontworpen als een volledige eenheid, doch er bestaat een oneindige reeks combinaties van buizen, stuurtrappen, versterkertrappen, voedingsinrichtingen en bedieningsinrichtingen, die men kan opnemen in een 250 watt-zender. Om deze reden is het zendergedeelte in dit boek grotendeels gewijd aan kleinere eenheden, waaruit een zender kan samengesteld worden. Hoofdstuk 20 behandelt dan de wijze waarop deze onderdelen kunnen gegroepeerd worden tot een geheel, dat dan de volledige zender vormt.

Indien een buis 25 watt HF-stuurvermogen vergt voor een bepaalde toepassing, dan heeft het kennelijk weinig belang welke stuurschakeling gebruikt wordt, zolang deze maar 25 watt geeft op de gewenste banden. Wegens zijn karakteristieken kan daarom de ene stuurtrap door een amateur verkozen worden en een andere stuurtrap door een andere amateur.

Het is een voordeel, dat er bij de constructie van zenders een dergelijke soepelheid mogelijk is, omdat het daardoor voor de amateur gemakkelijk wordt te beginnen met een zender met klein vermogen om er daarna nu en dan een deel bij te voegen en zelfs op telefonie over te gaan. Zo kan hij zijn zender bouwen naar eigen wens en noodwendigheden.

In negen verdere hoofdstukken van dit boek worden een groot aantal stuurtrappen, vermogenversterkers, LF-voorversterkers, modulators en voedingsinrichtingen beschreven. Het doel van dit hoofdstuk is de lezer voldoende algemene inlichtingen te verschaffen om hem in staat te stellen verschillende combinaties uit te werken om van deze afzonderlijke delen een geheel te vormen en een zender te ontwerpen, die aan zijn wens en zijn financiële mogelijkheden voldoet. Vóór men dit hoofdstuk echter aanvat, moet men degelijk vertrouwd zijn met de zendtheorie, gegeven in hoofdstuk 5.

8-1. — STUURTRAPPEN EN VERSTERKERS.

Een kristaloscillator van 5 watt mag men terecht een zender noemen indien hij gebruikt wordt om rechtstreeks een antenne te voeden. Anderzijds mag men een HF-toestel met meerdere buizen en een vermogenversterking van 150 watt gerust als stuurtrap bestempelen, wanneer het gebruikt wordt om een sterkere vermogenversterker te sturen. We zien dus dat, naargelang het gebruik, om het even welk HF-deel (zelfs een eenvoudige oscillator) hetzij zender, hetzij stuurtrap kan genoemd worden.

De vereisten gesteld door een zender met klein vermogen (15 tot 75 watt) zijn practisch dezelfde als voor een stuurtrap met hetzelfde uitgangsvermogen: het totaal rendement moet goed zijn, het toestel moet al de gewenste banden bestrijken met een minimum uitwisseling van spoelen en herstemming. Zowel kostprijs als onderhoudskosten moeten klein zijn t.o.v. het uitgangsvermogen.

In feite gelijken alle versterkers met middelmatig en groot vermogen (200-800 watt uitgang) zeer op elkaar, behoudens hun speciale constructie en de gegevens van het bedrijfsvermogen voor de gebruikte onderdelen. Waarschijnlijk maken de helft der amateurs, die met groot vermogen werken, gebruik van generaliseerde balans-eindversterkers, waarbij de enige verschillen gelegen zijn in de wijze van het verkrijgen der voorspanning en de methode der antennekoppeling.

Om deze reden beschrijven we verschillende toestel-

len met klein vermogen en verschillende versterkers voor middelmatig en hoog vermogen en de lezer kan dan zijn eigen vindingrijkheid aanwenden om een combinatie uit te werken, die aan zijn wens voldoet. Wanneer men een volledige zender moet ontwerpen, waar later ga-en bijvoegingen meer hoeven aangebracht, dan is het vermoedelijk best eerst te beginnen met de keuze van de eindversterker en dan vandaar uit achterwaarts te werken, waarbij de stuurvereisten van de gebruikte buizen de stuurinrichting zullen bepalen. Anderzijds zijn vele amateurs niet in de mogelijkheid dadelijk met hoog vermogen te starten; zij doen best zich te bepalen tot het HF-deel met het hoogste vermogen dat ze zich kunnen aanschaffen en dit liefst derwijze te berekenen dat het vermogen iets hoger is dan het vereiste stuurvermogen voor de versterker, die ze er later hopen bij te voegen. Een toestel van 75 watt is iets groter, dan nodig is voor de sturing van een paar 35T, HF54, 808, HY5514, enz., doch er bestaat geen enkele reden om een dergelijke combinatie niet te gebruiken. Niet voldoende sturing is veel erger dan een overdreven sturingsmogelijkheid; deze laatste kan uit economisch standpunt, alleen bij werkelijke overdrijving afgekeurd worden.

KEUZE DER BUIZEN.

Stuurtrappen met klein vermogen gebruiken, uit economische overwegingen, steeds ontvangbuizen of «aangepaste» ontvangbuizen. Productie in grote hoeveelheden maakt de kostprijs van de 42, de 6L6, enz. zo klein, dat een dergelijke prijs nooit zou kunnen bereikt worden wanneer men deze buizen uitsluitend ten behoeve van amateurs zou fabriceren. Sommige buizen, zoals de T21 en de 807, gelijken in meer dan één opzicht op standaard ontvangbuizen en al kosten ze meer dan overeenstemmende standaardbuizen (in dit geval de 6L6G), toch kunnen ze nog gekocht worden tegen prijzen, die lager liggen dan wanneer ze niet uit ontvangbuizen ontwikkeld werden.

De buizen in de versterker met hoog vermogen en in de klas B modulator dienen met zorg gekozen. Al is er doorgaans weinig keuze tussen de buizen van ernstige fabrikanten, toch zijn zekere buizen voor bepaalde doeleinden beter geschikt dan andere. Zo zullen ook de buizen, door een bepaalde fabricant laatst op de markt gebracht, beter en goedkoper zijn dan de oudere buizen van hetzelfde algemeen type.

Beam-tetroden zoals de 807, 814, 813, 4-125A en 4-250A vertonen vele voordelen, die hen zeer geschikt maken voor het gebruik als HF-versterkers en als modulators. Buizen van dit type vergen veel minder sturing, zowel in HF als LF, dan trioden met gelijke anodedissipatie en van gelijke prijs. Bij het ontwerpen van de zender moet men echter steeds voor ogen houden dat bij beam-tetroden meer aandacht dient besteed aan de afscherming en aan het vermijden van storende koppelingen dan bij trioden. Deze voorwaarde is een natuurlijk gevolg van de veel grotere gevoeligheid van het type met electronenbundeling.

De buizen voor de modulator moeten een goede emissie en een gepaste anodedissipatie hebben. De capaciteiten tussen de electroden hebben betrekkelijk weinig belang. Doorgaans gebruikt men in een Klas B-modulator met trioden, buizen met een grote μ (nul-spanning), zodat geen of weinig voorspanning geveerd wordt. Om economische redenen heeft men er vaak belang bij, een

combinatie uit te werken waarin het mogelijk is de modulator en de eindversterker uit dezelfde spanningsbron te voeden. Het is veel goedkoper het vermogen van een voeding met 50 of 75 % te verhogen, dan een afzonderlijke voeding voor de modulator te bouwen. Er bestaat dus geen enkel bezwaar, de modulator en de gemoduleerde versterker uit dezelfde voedingsbron te voeden op voorwaarde dat de voedingsinrichting ontworpen is voor het afleveren van de gebruikte totale stroomwaarde en een redelijke stabiliteit heeft.

Voor 't gebruik als frequentievermenigvuldigers geven beam-tetroden en -pentoden de beste uitslagen. De buistypen zullen met een hoger anoderendement en met minder sturing en roostervoorspanning werken, dan trioden met equivalente anodedissipatie.

Voor Klas C of Klas B HF-versterkers met triode heeft de versterkingsfactor niet veel belang, al worden buizen met middelmatige μ (20 tot 40) het meest gebruikt.

Voor Klas A of Klas AB LF-stuurtrappen verdienen trioden met kleine versterkingsfactor de voorkeur, al kunnen ook pentoden en beam-tetroden gebruikt worden op voorwaarde dat ze in een tegenkoppelkring opgenomen zijn. Shunt-tegenkoppeling van de anode van de beam-tetrode naar de anode van de voorgaande LF-trap is vrij doeltreffend en wordt verder in dit boek toegepast in verscheidene LF-systemen.

STUURVERMOGEN.

Het verdient immer aanbeveling een kleine reserve stuurvermogen te hebben. Daarom moet het mogelijke uitgangsvermogen van een stuurinrichting op de band, waarop zijn uitgangsvermogen het kleinst is (gewoonlijk de hoogste frequentieband) een weinig hoger zijn, dan de stuurvereisten van de volgende trap zoals ze gegeven worden door de buizenfabrikant.

Klas C versterkers met anodemodulatie vergen de sterkste sturing, vermits de buis met maximum roosterstroom en een voorspanning van minstens $2\frac{1}{2}$ maal de afknijpwaarde werkt.

Telegrafieversterkers en tussenversterkers functioneren bij voorkeur met maximale roosterstroom (al mogen ze ook met 50 % minder werken) en met een voorspanning van $1\frac{1}{2}$ maal de afsnijwaarde of minder. Een niet gemoduleerde eindversterker of een tussentrap kan dus gestuurd worden met een veel kleiner vermogen dan een trap met anodemodulatie van hetzelfde vermogen.

Versterkers met kathodemodulatie vragen ongeveer evenveel sturing als telegrafieversterkers; hun voorspanning is hoger doch hun roosterstroom veel kleiner. Trappen met kathodemodulatie hebben gewoonlijk een voorspanning van $2\frac{1}{2}$ tot 4 maal de afknijpwaarde, met ongeveer een achtste van de aanbevolen roosterstroom voor anodemodulatie.

Roostermodulatie met hoog rendement vergt nog minder stuurvermogen. De voorspanning bereikt van 2 tot 4 maal de afknijpwaarde, doch de roosterstroom is zeer klein, zelden meer dan enkele mA, zelfs voor een trap met hoog vermogen. Het verbruikte vermogen in de stabilisatiweerstand van het rooster, een noodzakelijk onderdeel in elke behoorlijk werkende trap met roostermodulatie, houdt het vereiste stuurvermogen nog een eindje hoger dan de werkelijke waarde.

Het geveerde stuurvermogen voor een typische versterker met 200 watt uitgangsvermogen en een triodebuis, zal ongeveer de volgende waarden hebben: anodemodulatie: 35 watt; telegrafie of tussenversterker: 20 watt; kathodemodulatie: 15 watt; roostermodulatie: 8 watt. Het gehele vraagstuk van het stuurvermogen hangt in grote mate af van de bedrijfsvoorwaarden. Best is hiertoe de gegevens van de fabrikant na te slaan.

Hierboven spraken we niet over het berekenen van het vereiste stuurvermogen in verdubbeltrappen, omdat het vereiste stuurvermogen in enorme mate afhangt van het rendement van de verdubelaar. Bij verdubelaars met groot rendement moet de voorspanning minstens 5 maal de afknijpwaarde bedragen en de roosterstroom ongeveer de helft van het maximum der buis.

Men ziet dus dat bij goed rendement van de verdubelaar de buis bijna evenveel stuurvermogen vergt als een trap met anodemodulatie van hetzelfde uitgangsvermogen.

Wanneer men een zender ontwerpt, moet eveneens rekening gehouden met de beperkende factor van de buizen. Zo is b.v. in een zender met roostermodulatie het uitgangsvermogen steeds beperkt door de anodedissipatie, terwijl bij anodemodulatie de anodespanning of de anodestroom eerst beperkend zullen werken. We zien dus dat bij roostermodulatie een buis met hoge anodedissipatie van het allergrootste belang is. Bij anodemodulatie moeten we echter eerst op het emissievermogen van de gloeidraad en op de inwendige isolatie letten.

Een ander punt dat aandacht verdient, vooral in telefontie, is de besparing die klaarblijkelijk kan verwezenlijkt worden, indien men de HF-versterkerbuizen en de modulatorbuizen gelijktijdig uit dezelfde gloeiwickeling kan voeden.

Men moet er ook op letten dat de gekozen buizen in staat zijn een efficiënte en bedrijfszekere werking te leveren op de hoogste te gebruiken frequentie.

8-2. — BESCHOUWINGEN OVER DE ONTWERPEN.

BEDRADING VAN DE ZENDER.

Op hogere frequenties is stevige, gelakte koperdraad het meest doeltreffende voor HF-leidingen. Vertinde of litzedraad veroorzaken op deze frequenties grotere verliezen. De leidingen van de afstemspoelen en de afstemcondensatoren moeten uit dikkere draad bestaan dan de andere HF-leidingen, doch er is weinig voordeel bij, dikkere draad dan deze van de spoel zelf te gebruiken.

Alle aardverbindingen en ontkoppelingen in een HF-trap moeten aan een gemeenschappelijk punt gemaakt en de aardpunten van verschillende trappen moeten met dikke draad aan elkaar verbonden worden.

De beste buigzame verbinding tussen een topklem van een buis en een andere klem bestaat uit een dunne koperen strip, uit een stuk bladkoper gesneden. Sterke, stijve draden op deze klemmen kunnen de glasballon van de buis doen barsten, wanneer deze opwarmt of afkoelt.

Bij de keuze van draden voor d.c. of LF moet men rekening houden met de stroomsterkte. Sommige zendbuizen met lage gloeispanning nemen sterke stromen op en verbindingen met zeer dikke draad moeten gebruikt om spanningsvallen te vermijden. De spanning is echter laag en bijgevolg dient geen grote isolatie aangewend. Verbindingen van de gloeidraden worden gewoonlijk samengestregeld. Een voorafgaandelijke controle van de gloeispanning van alle buizen met een nominale anodedissipatie van 25 watt en meer dient uitgevoerd. Deze spanning moet gemeten worden rechtstreeks aan de voet der buis. Is ze te laag, moet de spanning van de gloeitransformator verhoogd worden. Indien dit onmogelijk is, moet men dikkere of dubbele draden voor de gloeiverbindingen gebruiken en hun lengte zo veel mogelijk verminderen.

Hoogspanningskabels van het type zoals deze gebruikt in de ontstekingsinrichting van auto's, zijn ideaal voor hoge spanningen. Deze kabels zullen veilig weerstaan aan de hoogste spanningen, die in een amateurzender voorkomen. Gebruikt men deze kabels, dan mogen de hoogspanningsgeleiders samen met de gloeidraad- en andere laagspanninggeleiders, samen gemonteerd worden. Voor de hoogspanningsverbindingen in een stuurtrap met klein vermogen, waarin de anodespanning niet hoger dan 450 volt is, kan gewone montagedraad van goede hoedanigheid gebruikt worden. Samengestregelde verlichtingsdraad met ongeschonden isolatie mag aangewend tussen stuurinrichtingen met klein vermogen en de voedingsbron met een spanning van niet meer dan 400 volt.

Voor HF-verbindingen is het beter blanke of verlakte koperdraad te gebruiken en voor de isolatie te zorgen door een voldoende verwijdering van andere draden of

onderdelen. Alle HF-verbindingen moeten gesoldeerd worden nadat men eerst gezorgd heeft voor een deeglijke mechanische verbinding.

OPSTELLING DER SPOELN.

Al zijn metalen afschermingen doeltreffend tegen koppelingen door strooicapaciteiten tussen kringen, toch zijn ze niet steeds doelmatig voor het opheffen van inductieve koppeling. Om elke inductieve koppeling te vermijden tussen twee spoelen, die met elkaar in inductieve verhouding staan, moet elke spoel ingesloten zijn in een afzonderlijke afschermbus, ofwel kan één der spoelen boven het chassis en de andere er onder geplaatst worden. Dit is niet steeds praktisch; daarom vermindert men vaak de inductieve koppeling door de spoelen derwijze op te stellen, dat de koppeling minimum is en men gebruikt enkel metalen afschermingen om capacatieve koppelingen tussen de trappen te bekoemen.

Om de beste Q te hebben moet een spoel een solenoïde zijn met een lengte, die ongeveer gelijk is aan de doormeter. Om een minimum koppeling tussen de trappen te hebben, moeten de spoelen zo klein mogelijke, fysieke afmetingen hebben. De spoel moet dan zodanig opgesteld, dat de wederzijdse koppeling met naburige spoelen minimum is. Om vast te stellen of deze voorwaarde verwezenlijkt is, controleert men het volgende: de as van een der twee spoelen moet in het vlak liggen dat gevormd wordt door de middenste winding van de andere spoel. Is aan deze voorwaarde niet voldaan, dan bestaat grote kans op een merklijke koppeling, tenzij de niet afgeschermden spoelen een zeer kleine doormeter hebben of ver van elkaar verwijderd zijn.

DRAAICONDENSATOREN.

De vraagstukken van de optimum L/C-verhouding en van de afstanden tussen de platen van de afstemcondensatoren werden behandeld in hoofdstuk 5. Voor het bedrijf van een trap met groot vermogen op alle banden, verdient het aanbeveling een condensator te kiezen, die juist groot genoeg is voor de 40 meter band. (Deze zal voldoende capaciteit hebben voor telefonie op alle hogere frequentiebanden). Voor het bedrijf op 80 meter maakt men dan gebruik van paddingscondensatoren. Deze zijn verkrijgbaar met lucht, gas of vacuum als diëlectricum.

Voor UHF verdienen speciaal ontworpen draaicondensatoren aanbeveling; gewone condensatoren vertonen in hun metalen structuur « lussen », die in de buurt van de bedrijfsfrequentie, kunnen resoneren.

ISOLATIE.

Op frequenties boven 7 MHz zijn ceramiek, polystyreen en Micalox uitstekend isolatiemateriaal, al zal eboniet ook vaak voldoen. Bakeliet heeft kleine verliezen op lage frequenties, doch mag nooit gebruikt worden in het veld van afstemkringen op hoge frequenties.

Lucite (of plexiglas), dat verkrijgbaar is in staven, platen en buizen is uitstekend voor alle frequenties, indien de HF-spanningen niet bijzonder hoog zijn. Het laat zich gemakkelijk bewerken met gewone werktuigen en is niet duur. De verliesfactor hangt in grote mate af van de hoeveelheid en de aard van de gebruikte plastische stof.

Het voornaamste waarop dient gelet in verband met de isolatie, is dat de beste isolatie, géén isolatie is. Is het noodzakelijk de wikkelingen van een luchtspoel te verstevigen om hen het trillen te beletten, gebruik dan strookjes lucite of polystyreen, dat kan geplakt worden met Amphenol 912. Hiermee zal men minder verliezen krijgen dan met de vaak gebruikte celluloidbanden en Duco-cement.

MEETINSTRUMENTEN.

De ideale zender zou een meettoestel moeten hebben in elke kring die dient gemeten. Uit economische over-

wegingen echter zijn velen onder ons verplicht bij het beproeven van de zender, de gloei- en anodespanningen met behulp van een universeel instrument te meten en daarna maar te veronderstellen dat deze spanningen behouden blijven. Verdere besparingen kunnen verwezenlijkt worden door eenzelfde instrument te gebruiken voor het meten van de stroom in verschillende kringen, waarin de stroom veranderlijk is en belang heeft als aanduiding van de afstemming van de zender.

Met behulp van een systeem met klemmen of klinken (jack's) of met een selectorschakelaar kan men een of twee milliamperemeters gebruiken om alle metingen uit te voeren, die noodzakelijk zijn om een zender behoorlijk af te stemmen. Vaak is het echter een groot voordeel, gelijktijdig de stromen te kunnen meten in verschillende kringen of trappen. Het vraagstuk stelt zich dus als volgt: zoveel meters kopen als men kan ofwel slechts zoveel als het in de zender geïnvesteerde kapitaal rechtvaardigt, waarbij de meest noodzakelijke het eerst aangekocht worden. Het zou klaarblijkelijk niet logisch zijn voor 100 dollar meetinstrumenten te kopen om een zender uit te rusten die zelf slechts voor 75 dollar onderdelen bevat. Anderzijds is het een zeer goed te verrechtvaardigen uitgave een voltmeter aan te kopen voor het controleren van de gloeispanning van een paar buizen van 250 watt.

De meest populaire oplossing vergt een meter-omschakeling of meterklinken in de trappen met klein vermogen en een afzonderlijke meter in de laatste trap. Gewoonlijk gebruikt men geen HF-meters, behalve in sommige antenne-koppelsystemen. Waar de netspanning niet fel schommelt kan men zeer goed uitkomen met d.c. meters alleen: anodestroommeters in de trappen met klein vermogen en een rooster- en een anodestroommeter in de eindtrap.

Daar waar het onmogelijk is de meter of de meter-verbindingen weg te houden uit de buurt van sterke HF-spanningen of -stromen moeten de d.c.-meters ontkoppeld worden door kleine condensatoren van 4000 μH of meer, die rechtstreeks op de klemmen van het instrument aangebracht worden. De condensator wordt over de klemmen aangebracht en niet van een klem naar de aarde. Het is een wijze voorzorg, steeds een dergelijke condensator aan te brengen, want zelfs al zijn meter en verbindingen betrekkelijk ver van alle HF-onderdelen verwijderd, toch kan de meter aan een vrij sterke HF onderworpen zijn wegens een HF-smoorspoel, die niet feilloos haar taak als stop voor de HF in de meter-verbinding vervult.

De meeste meetinstrumenten worden tegenwoordig geleverd in een bakeliet-omhulsel. Indien de schroef voor de « nul-instelling » goed geïsoleerd is, mogen dergelijke meters in de positieve leiding van de hoogspanning ingeschakeld worden, indien de spanning niet meer dan 1000 volt bedraagt. Is de spanning hoger, dan is het best de meter, ter beveiliging, achter een glasplaat te plaatsen. Bij een anodespanning van meer dan 2000 volt mag de meter niet rechtstreeks op een geaard metalen paneel vastgemaakt worden, daar in dat geval, vooral bij anodemodulatie, door het bakeliet-omhulsel heen, een vonkbrug kan ontstaan tussen de metalen delen van de meter en het paneel.

Een aanbevelenswaardige inrichting bestaat erin, al de meters samen te brengen op een bakelieten paneeltje boven aan de rack van een zender met groot vermogen, zo ongeveer op de hoogte van de ogen van de operator en dit paneel te beschermen met een glasplaat; het is daarbij best, ze zo ver mogelijk van alle afstemschalen verwijderd te houden. Met het bakelieten paneel bestaat er geen gevaar voor het ontstaan van een vonkbrug tussen meters en de aarde en een glaspaneel zal de operator beschermen tegen een toevallig contact met de meters.

Als variatie kan men de meters in de kringen met lage spanningen rechtstreeks op de metalen panelen aanbrengen (in de veronderstelling dat de meters in bakeliet ingebouwd zijn) en de meters van de anodestromen der hoogspanningstrappen van meer dan 1000 volt opstellen achter het voorpaneel, waarin dan kleine kijkgaten voorzien zijn.

OMSCHAKELING DER MEETINSTRUMENTEN.

Deze methode kan met voordeel gebruikt worden wanneer de spanningen in de verbindingen, die de te meten stroom voeren, niet meer dan 500 volt ten opzichte van de aarde bedragen. In de leidingen neemt men weerstanden van 50 ohm op en daar de inwendige weerstand van het instrument zo klein is in vergelijking met de weerstand van 50 ohm, kan men de meter als in serie met de kring beschouwen, wanneer hij over de weerstand geschakeld wordt. Men kan dus een schakelaar met twee richtingen en een voldoende aantal standen gebruiken om in verschillende kringen met een instrument de stromen te meten.

Waar de te meten stroom meer dan 200 mA bedraagt, moet men de waarde van de weerstand tot 25 ohm verminderen; bij stromen van minder dan 15 mA verhoogt men hem tot 200 ohm. Het is nodig bij aanwezigheid van sterke stroom de weerstand te verkleinen om een overdreven spanningsval te vermijden, wanneer de meter niet ingeschakeld is. Bij kleine stromen moet men daarentegen de weerstand groter maken, omdat de meter voor dergelijke stromen zelf een grotere inwendige weerstand heeft; shunteert men ze dan met een te kleine weerstand, dan stemt hun aanduiding niet meer met de ijking overeen.

Omschakeling der meetinstrumenten is niet meer toepasselijk in kringen met hogere spanningen (meer dan 1200 volt). Voor het meten van de anodestroom in trappen met groot vermogen, zou de meter moeten opgenomen worden, hetzij in de leiding —B, hetzij in de middenaftakking van de gloeidraad. Het opnemen van de weerstand in de —B kan niet toegepast, tenzij de voedingsinrichting slechts één enkele trap voedt, wanneer men buizen met afzonderlijke kathode gebruikt of afzonderlijke gloeidraadtransformatoren; anders duidt de meter de totale stroom van alle trappen aan.

Het opnemen van de meter in de afvoer van de gloeidraad geeft een lezing van de totale ruimtestroom, die zowel de roosterstroom als de anodestroom behelst (en bij tetraden en pentoden ook de schermroosterstroom). Dit punt wordt verder besproken onder de hoofding « meterklinken ».

Het is mogelijk, met behulp van verschillende shunt-systemen, een enkele milliampèremeter met klein bereik te gebruiken om sterk verschillende stromen te meten in een groot aantal kringen; dit geschiedt ongeveer op dezelfde wijze, waarop de universele meettoestellen werken, die in de depannage zo populair zijn. Men kan b.v. een meter van 0-25 mA gebruiken om de roosterstroom in verschillende trappen te meten en hem dan gebruiken als een instrument voor 0-250 mA, wanneer hij overgeschakeld wordt naar de anodekring van de eindtrap, door in deze kring een weerstand op te nemen in shunt over het instrument, waardoor het meetbereik tot 250 mA uitgebreid wordt. Gewoonlijk echter wordt bij dit omschakeltype een meetinstrument slechts voor lezing volgens een enkele schaal gebruikt; een instrument van 0-25 mA zal slechts gebruikt worden voor het meten van stromen van deze orde.

METERKLINKEN.

Een zeer verspreide methode voor het gebruik van een meetinstrument voor het meten van stromen in verschillende kringen, bestaat in het opnemen van klinken (jacks) in de verschillende te meten kringen. In plaats van weerstanden met kleine waarden te gebruiken om de stroom door te laten wanneer het instrument niet ingeschakeld is, gebruikt men klinken, met sluitende contacten, die de kring automatisch sluiten wanneer de meter uitgetrokken wordt.

Zoals bij de omschakeling van de meters kan men over zekere klinken shuntten aanbrengen om het bereik van de milliampèremeter uit te breiden; het is echter gebruikelijker een meter met klein bereik en een meter met groot bereik te voorzien en de gepaste meter op elke kring in te schakelen.

Men doet best geen klinken te gebruiken, tenzij men één zijde van de kring kan aarden. Dit laat toe de roosterstroom en onrechtstreeks de anodestroom te

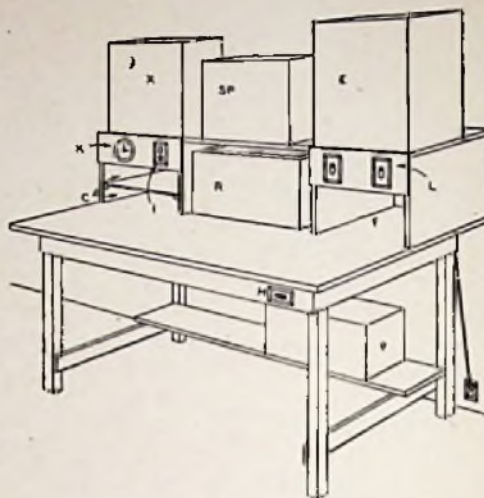


Fig. 1

PRACTISCHE WERKTAFEL

Elke amateur die weet om te gaan met hamer en zaag kan met weinig moeite en met weinig kosten een tafel van dit type maken. Wordt de voeding zoals aangeduid onder de tafel opgesteld, dan moet dit toestel aan de vóór- en bovenzijde afgedekt zijn om te verhinderen dat de operateur bij ongeluk met zijn voet een der onderdelen zou aanraken. Zijn de toestellen die op de tafel komen bijzonder zwaar, dan moet men de achterste poten versterken met een kruis.

- C = logboek, koptelefoon, enz.
- K = uurwerk
- I = stopcontact op het net voor verlichting, enz.
- SP = luidspreker
- X = 4HPzender, ontvanger, enz.
- R = bedrijfsontvanger
- L = schakelaars voor gloeidraden en hoogspanning
- E = kleine zender, stuurinrichting, LF voorversterker, enz.
- F = ruimte voor de seinsleutel, enz.
- H = algemene schakelaar
- P = voeding

meten. De anodestroom meet men door de stroom te meten in de afvoer van de gloeidraad en er dan de roosterstroom (en desgevallend ook de schermroosterstroom) af te trekken.

Een dubbele draad met zware rubberisolatie kan gebruikt worden om de meter met de meterstop te verbinden. Is de meter vast op het paneel gemonteerd, dan moet deze draad lang genoeg zijn om alle klinken te bereiken, waar metingen dienen uitgevoerd. Om de meters met klein bereik te beveiligen, worden de klinken voor de kathodestroom in trappen met sterke stroom zo aangebracht dat het onmogelijk is ze te bereiken met de snoeren, die met deze instrumenten verbonden zijn.

Meetklinken mogen nooit opgenomen worden in verbindingen met hoge spanningen en het verdient geen aanbeveling ze in kringen op te nemen waarvan één zijde niet geaard is. Bij het meten van de kathodestroom moet het geraamte van de klink steeds geaard worden, daar een slecht contact of een verbrande meter, de operator anders zal blootstellen aan het gevaar een hoge spanning op het snoer of op de meterklem te krijgen.

Een koolweerstand van 50 ohm over de klemmen van alle klinken voor het meten van de kathodestroom, zal de ijking van de meter niet beïnvloeden, doch de operateur beveiligen tegen een gebeurlijke schok, indien de meter moest onderbroken zijn, of het snoer doorsneden of los aan de aardzijde. In dit geval is de weerstand veeleer een onderdeel voor beveiliging, dan wel een afleidingsweg voor de stroom, wanneer de meter in een andere kring gebruikt wordt; door de weerstand zal slechts zeer weinig stroom vloeien, tenzij wanneer de meter, de klink of het snoer defect is.

VOEDING.

Het vraagstuk der voeding van een zender uit een wisselstroomnet en het aanschakelen en uitschakelen of in vruchtstand instellen van de zender, is een vraagstuk dat op verschillende wijzen kan aangevat worden; de beste methode houdt nauw verband met de persoonlijke voorkeur. Verschillende voorstellen om dit vraagstuk op te lossen worden verder in dit hoofdstuk gegeven.

Om zeker te zijn, dat het net de totale belasting van de zender zal kunnen dragen, kan men een electrisch verwarmingstoestel met ongeveer 50 % meer vermogen, dan men verwacht uit het net te zullen moeten opnemen, op het net aanschakelen. Valt de spanning van het net niet meer dan 5 % (in de veronderstelling dat de netspanning 117 volt bedraagt) en worden de toevoerdraden niet te warm, dan is de leiding geschikt om de zender te voeden. Het uit een lichtnet te behalen maximum is ongeveer 750 watt. Voor een groter vermogen moet men een paar dikke draden rechtstreeks van de verbruiksmeter naar het toestel brengen. Voor een telefoniezender van 1 kW is het vermogen zo groot, dat men moet aangesloten zijn op een net van 220 volt.

Bij een net met drie draden moet men er zeker van zijn, dat geen smeltlood aan de neutrale lijn is gebracht. Een zekering in deze lijn is niet nodig, wanneer er smeltzekeringen zijn in de beide andere lijnen en moest deze zekering in de neutrale lijn doorsmelten, dan bestaat er veel kans toe, dat de zender zwaar beschadigd wordt.

Wie een zender met groot vermogen heeft, die veel werkt, zal eerst nagaan, of het plaatselijk tarief voor drijfkracht niet goedkoper komt dan het gewone verlichtingstarief. Soms kan het dan nuttig zijn om b.v. steeds een electrisch verwarmingstoestel met een zeker vermogen te laten werken om in 'n goedkoper tarief te vallen, mits een iets hoger minimum-verbruik.

8-3. — BEDIENINGSINRICHTING VAN DE ZENDER.

Bijna iedereen, die voor het eerst met een nieuwe zender in de aether komt, heeft de ondervinding opgedaan wat het betekent een aantal schakelaars te moeten omdraaien en een aantal stekers te moeten verzetten bij het overschakelen van zender naar ontvanger. Dit is één uiterste van de manieren, waarop een zender niet moet bediend worden. Aan het andere uiterste vinden we systemen, waarbij de operateur slechts in de microfoon hoeft te spreken of de seinsleutel aan te raken om automatisch van ontvanger naar zender over te schakelen. De meeste amateurstations hebben een bedieningsinrichting, die tussen deze beide uitersten ligt en gebruiken een betrekkelijk eenvoudig systeem voor de bediening van de zender, zoals het systeem dat in figuur 2 voorgesteld wordt.

In deze inrichting worden alle gloeidraden van de zender en mogelijk ook de hoogspanning van de voorversterker aangeschakeld met behulp van een primaire schakelaar. Aldus ingeschakeld, staat de zender in positie «wachten» (stand-by), zo haast de kwikdampgelijkrichters hun bedrijfstemperatuur bereikt hebben.

Een tweede schakelaar, de «zend-ontvangst»-schakelaar S2, is dervijze geschakeld dat hij alle anodetransformatoren (behalve misschien deze van de voorversterker, die vaak met de schakelaar der gloeidraden verbonden is) bedient. Dit is misschien de eenvoudigste methode, doch ze vereist dat de modulator en al de HF-buizen hun gloeispanning verkrijgen uit wikkelingen, die niet met de anodespanningen op dezelfde kern gecombineerd zijn. Daar dit veel voorkomt in de transformatorconstructie, behalve voor voedingen op lage spanningen, moet men bij de aankoop van transformatoren geen speciale eisen stellen.

De zend-ontvangst-schakelaar in dit systeem moet in staat zijn, het vereiste vermogen te verhandelen, met bovendien nog een marge wegens de inductieve aard van de belasting. Men kan kwikschakelaars voor 30 ampere kopen voor minder dan een dollar, en naast

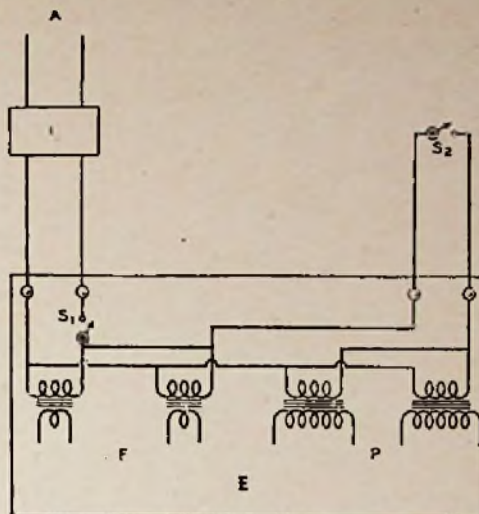


Fig. 2.

NETVOEDING EN BEDIENING VAN EEN ZENDER MET MIDDELMATIG VERMAGEN

Dit is een der meest gebruikte schakelwijzen wanneer de zender niet rechtstreeks vanaf de werktafel kan bediend worden. S2 mag nooit ingeschakeld worden zolang S1 niet minstens 15, en liefst zelfs 30 seconden aangeschakeld is. S1 mag nooit vóór S2 uitgeschakeld worden.

- I = veiligheidsschakelaar (zie figuur 3)
- E = zender
- A = verbinding met het distributienet (voldoende om de gehele zender te voeden)
- S1 = schakelaar (speciaal type voor sterkstroom)
- F = gloeidraadtransformatoren
- P = anodetransformatoren
- S2 = kwikschakelaar van 30 ampere op de werktafel.

hun zachte en zekere werking, is hun levensduur praktisch onbegrensd. Uiterlijk gelijken ze op de gewone schakelaar voor de huisverlichting. Deze laatste kosten minder dan de kwikschakelaar en zullen voor zenders met klein vermogen voldoende geven.

Een andere populaire inrichting is het gebruik van een vaste veiligheidsvoorspanning op de gehele zender, zodat de sturing in het begin van de zender kan weggenomen worden zonder verhitting van een der buizen of zonder storende oscillaties. De zender kan dan in- of uitgeschakeld (of gesleuteld) worden door eenvoudig de kathode- of schermroosterkring van de oscillator te openen en te sluiten.

Om de uitwendige bedrading in een zender te beperken is het algemeen gebruikelijk de gloeidraden rechtstreeks op de zender te bedienen, terwijl alleen de «zend-ontvangst»-schakelaar op de werktafel is aangebracht, zoals in figuur 2. Wanneer de zender klein is en op of naast de werktafel is opgesteld, dan kunnen beide schakelaars op de zender aangebracht worden.

Figuur 4 toont een inrichting om de kwikdampgelijkrichters te beveiligen tegen een vroegtijdig inschakelen van de anodespanning zonder beroep te doen op een tijdrelais. Het is zonder belang welke schakelaar eerst bediend wordt; de gloeidraden zullen het eerst in- en het laatst uitgeschakeld worden. Hier zijn echter schakelaars met twee kringen in plaats van deze met één kring vereist. Deze schakeling kan gecombineerd worden met deze van figuur 2 door de primaire spanning voor de gloeidraadtransformatoren af te nemen van de aangeduide transformator voor de gelijkrichter-gloeidraad en door de spanning voor de primaire van alle anodetransformatoren af te nemen op de primaire van de plaattransformator van figuur 4.

Wanneer men een zekere beveiligingsvertraging en een gemakkelijker bediening wenst, kan men een groep

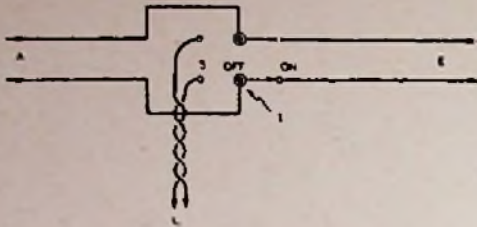


Fig. 3.

COMBINATIE VAN ALGEMEEN SCHAKELAAR EN VEILIGHEIDSSSEIN

Na de zender voor de dag gesloten te hebben, stelt men de schakelaar op *neutraal* in. Indien men aan de zender moet werken stelt men de schakelaar op *«sein»*, waardoor alle groene veiligheidsseinlampen oplichten en het onmogelijk wordt de primairen van alle transformatoren, zelfs bij toevallige kortsluiting of aarding onder stroom te brengen. Om lang te leven hoeft men slechts deze regel te volgen: *«Werk alleen aan de zender wanneer de groene lichten branden»*.

- A = net
- On = zender ingeschakeld
- Off = neutrale stand
- S = veiligheidsstand, seinlampen
- L = naar de seinlampen.

goedkope a.c.-relais in de schakeling opnemen, waardoor men een schakeling zoals deze van figuur 5 bekomt. Deze inrichting gebruikt een thermisch (of uurwerk-) tijdrelais en een relais met dubbele richting, dubbele stand. Merk op dat de automatische beveiligingsschakelaars opgenomen zijn in serie met de spoel van het relais, dat de hoogspanning op de zender bedient. Een speciale schakelaar, te gebruiken bij het afstemmen van de zender, is hierin eveneens voorzien, zodat het mogelijk is de gehele zender te regelen tot en met de roosterking van de laatste trap, vóór men de hoogspanning op de eindversterker inschakelt. Ook werden inrichtingen voorzien om de antenne over te schakelen en de anodespanning op de ontvanger af te knijpen terwijl de zender werkt.

Een schakelwijze, die gelijk is op deze van figuur 5, maar waarin gebruik gemaakt wordt van drukknoppen, wordt gegeven in figuur 6. De inrichting bestaat uit een stel *«Aan-Uit»*- en *«Zend-Ontvang»*-knoppen op de zender en een tweede gelijkaardig stel op de werktafel. Beide stellen werken onafhankelijk van elkaar, zodat men van beiden uit de zender kan bedienen. Men hoeft slechts even de knop *«Aan»* in te duwen om de gloeidraden in te schakelen en het tijdrelais in werking te stellen. Wanneer het wachtsein aangaat, dan hoeft men slechts op de knop *«Zend»* te duwen om de zender in werking te zetten en de ontvanger te doen zwijgen. Een duw op de knop *«Ontvang»* zal de zender uitschakelen en de ontvanger terug in werking stellen. Na volbrachte taak drukt men even op de knop *«uit»*, hetzij op de zender, hetzij op de werktafel en alles wordt uitgeschakeld. Dergelijke systemen worden vaak gebruikt in elektronische controlesystemen voor de industrie.

Verschillende ander typen bedieningssystemen voor zenders worden gegeven in de hoofdstukken 19 en 20.

8-4. — VEILIGHEIDSVORZORGEN.

De beste manier voor de operateur om ernstige ongelukken te vermijden met de hoogspanningsvoedingen van een zender, is zijn gezond verstand te gebruiken, steeds doelbewust te handelen en geen onnodige risico's te nemen. Niemand is echter onfeilbaar en de kansen op ongevallen worden in grote mate verminderd, indien men bij het ontwerpen van een zender een aantal factoren in het oog houdt teneinde de operateur te beveiligen. Indien er te veel zaken zijn waar men moet op letten, bestaat er veel kans toe, dat men vroeg of laat

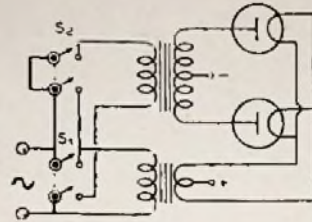


Fig. 4.

ABSOLUTE BEVEILIGING DER GELIJKRICHTERS

Het heeft geen belang welke schakelaar eerst gebruikt wordt, de gloeidraden worden steeds eerst ingeschakeld en laatst uitgeschakeld. De primairen der andere gloeidraadtransformatoren worden in parallel geschakeld op de primaire van de gloeidraadtransformator der gelijkrichters.

eens mist. En één keer volstaat doorgaans! Bij het ontwerpen moeten de volgende veiligheidsvoorzorgen in acht genomen worden.

AARDVERBINDINGEN.

Een eerste beveiliging bestaat erin, elk metaaldeeltje op het voorpaneel van een zender dat door de operateur zou kunnen aangeraakt worden op het aardpotential te houden. Hiertussen vallen zelfs de schroeven voor het vastzetten der afstemschalen, de schroeven voor de nulinstelling der milliamperemeters, de metalen omhulsels van de meters, de meetklinken, in één woord: elk stukje metaal dat op het paneel vooruitspringt en door de operateur zou kunnen aangeraakt of zelfs maar bijna aangeraakt worden. Deze regel geldt zowel voor metalen als niet-metalen voorpanelen. Reken niet op de isolatie van de omhulsels der meetinstrumenten of van de afstemknoppen.

De —B of het chassis van alle voedingsinrichtingen moeten met elkaar en vervolgens aan een uitwendige aardverbinding (zoals een waterleiding) verbonden worden. Bij een voorspanningsbron moet de +B aan de gemeenschappelijke aardverbinding gelegd worden.

ONBEDEKTE DRADEN EN ONDERDELEN.

Het is niet noodzakelijk zijn toevlucht te nemen tot racks en panelen om een volledige insluiting te verkrijgen van alle onderdelen en draden van een zender. Zelfs bij de constructie op een grondplank is het mogelijk, de zaken derwijze in te richten dat het aanbrengen van een beveiligingsomhulsels de noodzakelijke ventilatie niet zal hinderen, al zal elk contact met draden en onderdelen onder hoge d.c.-spanning onmogelijk zijn.

Indien alles op het voorpaneel op het aardpotential (ten opzichte van de uitwendige aarding) staat en alle onderdelen in beveiligingsomhulsels ingesloten zijn, zal er geen gevaar bestaan, behalve wanneer de operateur zekere inwendige delen van de zender moet bereiken, zoals bij het uitwisselen van spoelen, het regelen van de neutralisatie, het veranderen van koppelingen of het foutzoeken. Deze laatste handelingen zullen volkomen veilig zijn, wanneer de operateur er absoluut zeker van is, dat alle spanningen afgesneden zijn en dat ze zelfs niet meer door een kortsluiting of een toeval kunnen ingeschakeld worden. Dit kan verwezenlijkt worden door het volgende systeem van primaire netschakelaar en veiligheidsseinlampen.

GECOMBINEERDE SCHAKELAAR EN VEILIGHEIDSSSEIN.

De gebruikelijke methode van het rode seinlampje om aan te duiden dat een kring *«aan»* is, is nutteloos behalve onder oogpunt van sierlijkheid. Wanneer het rode lampje niet brandt betekent dit meestal dat de kring uitgeschakeld is, doch het kan eveneens betekenen dat de kring ingeschakeld is, doch dat het lampje stuk is of slecht contact geeft.

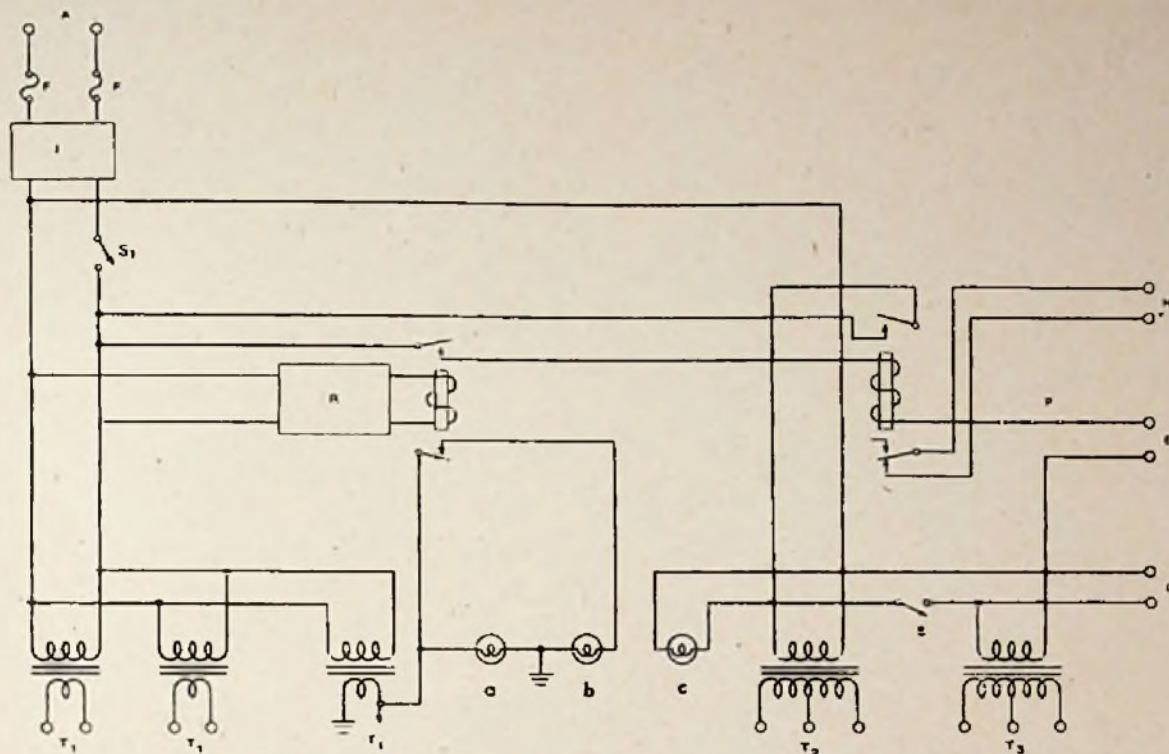


Fig. 5

SCHAKELING VOOR ZENDERBEDIENING

Het sluiten van S1 schakelt al de gloeidraden in en zet het tijdreleis in werking. Wanneer dit relais gewerkt heeft, kan men op de werktäfel de anodespanning van de zender inschakelen en de ontvanger tot zwijgen brengen. Een afstemschakelaar werd voorzien, zodat men al de stuurtrappen kan afstemmen, zonder dat de anodespanning op de eindtrap ingeschakeld is. Ook de veiligheidsschakeling van figuur 3 werd toegepast

- A = netverbinding (voldoende om de gehele zender te voeden)
- D = omschakelrelais op 115 volt voor de antenne
- B = afstemschakelaar

- E = zenden-ontvangen schakelaar op de werktäfel
- F = smeltzekeringen
- H = anodespanningsbron van de ontvanger
- I = veiligheidsschakelaar (zie figuur 3)
- P = automatische beveiligingsschakelaars
- R = tijdreleis
- T1 = gloeidraadtransformatoren
- T2 = anodetransformator voor de stuurtrappen
- T3 = anodetransformator voor de eindtrap
- a = seinlampje : gloeidraden
- b = seinlampje : wachtstand
- c = seinlampje : hoogspanning (lampje op 115 volt)

Om u in staat te stellen in uw spoelen rond te schakelen met de absolute zekerheid geen schok te krijgen, behalve uit een niet ontladen filtercondensator (verder geven we een middel om ook dit te vermijden), hoeft u slechts een inrichting te voorzien zoals deze van figuur 3. Men plaatst deze inrichting zo dicht mogelijk bij de plaats waar het net in de kamer komt, bij voorkeur naast de deur en zo hoog dat het onbereikbaar is voor kleine kinderen. Merk op dat de schakelaar beide draden onderbreekt; schakelaars, die slechts één leiding onderbreken volstaan niet, daar het soms mogelijk is dat de primaire kring vervolledigd wordt door een kortsluiting of door een toevallige aarding. Het onderbreken van slechts één verbinding kan volstaan voor het in- en uitschakelen van de zender, doch wanneer men de arm in de zender moet steken, dan moet men zeker zijn dat beide zijden van het net onderbroken zijn.

Wanneer het werk aan de zender voltooid is, hoeft men slechts de schakelaar op neutraal te zetten en men kan gerust alles laten zoals het is.

Wanneer het noodzakelijk is aan de zender te werken of spoelen om te wisselen, dan stelt men de schakelaar zo in dat de groene seinlampen aangaan. Hiervoor kan men gewone groene lampen van 15 watt gebruiken. Een ervan moet aangebracht worden op het voorpaneel van de zender; de anderen moeten derwijze geplaatst, dat ze gemakkelijk zichtbaar zijn terwijl men spoelen verwisselt of andere afregelingen uitvoert, die vereisen dat

de operateur het inwendige van de zender aanraakt. Deze lampen kosten niet veel en men kan een hele reeks aanbrengen vóór men 100 watt uit het net opneemt.

Om van absolute veiligheid verzekerd te zijn, moet men de volgende regel stipt volgen: nooit aan de zender werken of iets binnen het beveiligingsomhulsel aanraken tenzij de groene lampen branden. Om vergissingen te vermijden mag men geen andere groene seinlampen in de zender gebruiken; heeft men een indicator nodig om aan te duiden dat de gloeidraden ingeschakeld zijn, dan gebruike men geel in plaats van groen.

Al staat de netschakelaar buiten het bereik van kleine kinderen, toch doet men er best aan op het deksel in grote letters een opschrift in de zin van « IN GEEN GEVAL AANRAKEN » aan te brengen om te vermijden dat iemand ze onverwacht zou aanraken. Een andere mogelijkheid bestaat erin deze schakelaar buiten het zicht onder de werktäfel aan te brengen. Deze laatste oplossing is echter niet aan te bevelen, wanneer zich kleine kinderen in de buurt bevinden.

BALLASTWEERSTANDEN VOOR VEILIGHEID.

Filtercondensatoren van goede hoedanigheid met grote capaciteit houden hun lading gedurende een zekere tijd en wanneer de spanning meer dan 1000 volt bedraagt, dan is het even gevaarlijk een geladen conden-

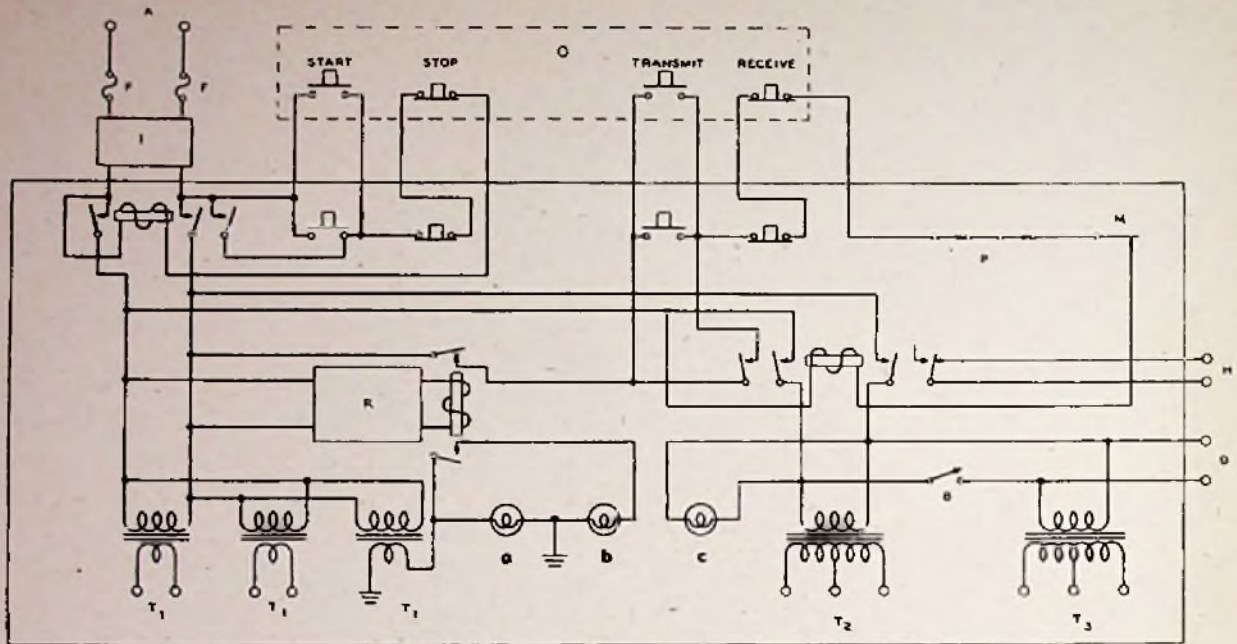


Fig. 6.
SCHAKELING VOOR DE ZENDERBEDIENING
MET DRUKKNOPPEN

Het duwen op de knop **START** (= AAN) hetzij op de zender, hetzij aan de bedieningstafel, schakelt al de gloeidraden in en zet het tijdrelais in werking. Wanneer de werkingstijd van de relais voorbij is, dan zal een drukking op de knop **TRANSMIT** (= ZENDER) de zender in de lucht brengen en de ontvanger doen zwijgen. Een druk op de knop **RECEIVE** (= ONTVANG) zal de hoogspanning op de zender afsnijden en de ontvanger doen werken. Een aanraking van de knop **STOP** (= UIT) zal ogenblikkelijk heel de zender van het voedingsnet afsnijden. Desgewenst kan men in serie met de knop **RECEIVE** en de automatische beveiligingsschakelaars een bijkomende schakelaar plaatsen; door deze schakelaar te openen zal het voor iedereen onmogelijk worden bij toeval de zender in werking te zetten. Verschillende andere beveiligingen werden in de schakeling opgenomen. Voor het overbelastingsrelais is het in deze schakeling enkel noodzakelijk over de spoel van het relais een normaal gesloten d.c. relais met regelbare shunt te plaatsen. Wanneer de stroom door de spoel groot genoeg wordt om de contacten te openen, dan zullen de normaal gesloten contacten van het hoogspanningsrelais geopend worden en de anodespanning wordt onderbroken. Is de

overbelasting slechts ogenblikkelijk, zoals bij een modulatietop of een vonk, dan hoeft men slechts even de knop **TRANSMIT** aan te raken om de zender opnieuw in werking te zetten. Deze eenvoudige schakeling spaart een duur overbelastingsrelais uit en geeft toch een goede beveiliging tegen overbelasting.

- A = netverbinding
- B = afstemschakelaar
- D = omschakelrelais op 115 volt voor de antenne
- F = smeltzekeringen
- H = anodespanningsbron van de ontvanger
- I = veiligheidsschakelaar (zie figuur 3)
- M = contacten van de overbelastingsrelais
- O = bedieningsbord op de werktafel
- P = automatische beveiligingsschakelaars
- R = tijdrelais
- T1 = gloeidraadtransformatoren
- T2 = anodetransformator voor de stuurtrappen
- T3 = anodetransformator voor de eindtrap
- a = seinlampje : gloeidraden
- b = seinlampje : wachtstand
- c = seinlampje : hoogspanning (lampje van 115 volt).

sator van $4 \mu\text{F}$ aan te raken, dan een ingeschakelde hoogspanningsbron. In de meeste voedingsinrichtingen zijn ballastweerstand opgenomen om de stabiliteit te verbeteren, doch dit zijn meestal draadgewikkelde weerstanden en daar deze vaak onderbroken worden zonder in het oog springende reden, is het wenselijk over iedere zware ballastweerstand een veiligheidsweerstand te schakelen. Koolweerstand hebben geen grote dissipatie en hun waarde varieert soms met de tijd. Daarentegen is de kans op onderbreking, wanneer ze binnen hun nominaal vermogen gebruikt worden, zeer klein.

Om er zeker van te zijn, dat alle condensatoren ontladen zijn is het best ze eerst stuk voor stuk met een schroevendraaier kort te sluiten. Dit kan echter soms tamelijk omslachtig zijn en het is altijd vervelend. Men kan praktische zekerheid krijgen, door over elke draadgewikkelde ballastweerstand in voedingsbronnen van meer dan 1000 volt een hulpweerstand te schakelen. Voor elke 500 volt gebruikt men in serie een koolweer-

stand van 500.000 ohm, 1 watt. De stroom zal verwaarloosbaar zijn (1 mA) en elke weerstand zal slechts 0,5 watt moeten dissiperen. In deze voorwaarden zullen de weerstanden nooit verslijten en de kans op onderbreking zal zeer klein zijn. Schakel voor een voedingsbron van 1500 volt drie weerstanden van 500.000 ohm in serie. Voor een breukdeel van 500 volt neemt men een weerstand; voor b.v. 1800 volt moet men rekenen alsof men met 2000 volt te doen had en gebruikt men vier weerstanden.

Poog niet minder weerstanden te gebruiken door hogere waarden te benutten; op een weerstand van 1 watt mag maar 500 volt komen.

Wanneer echter de ballastweerstand onderbroken is, zal het, wegens de hoge weerstandswaarde, verscheidene seconden duren vóór de hulpballast de condensatoren tot een veilige spanning gebracht heeft. Daarom is het best 10 tot 15 seconden te wachten na het uitschakelen van de hoogspanningsbron alvorens aan de zender te werken.

REGELING ONDER SPANNING.

Sommige amateurs beweren, dat het praktisch onmogelijk is zekere regelingen, zoals koppelingen en neutralisatie, uit te voeren zonder dat de zender onder spanning staat. Men doet er daarom best aan, alle neutralisatie en koppelinrichtingen regelbaar te maken op het voorpaneel met behulp van soepele assen, die onderbroken zijn door geïsoleerde koppelingen, zodat het deel dat het paneel bereikt, geaard kan worden.

Indien uw eigen zender zich hiertoe niet leent en u weigert de algemene schakelaar uit te schakelen om een regeling te doen — draai de schakelaar — maak een meting — draai de schakelaar — maak een regeling — draai de schakelaar — enz., beveilig dan u zelf door het gebruik van lange regelstaven uit isolerend materiaal, die met olie ingewreven en absoluut droog zijn.

Moet men als afstemindicator of als neutralisatie-aanwijzer een draadlus en een gloeilampje gebruiken, dan maakt men dit vast aan een regelstaaf en gebruikt men het op deze wijze.

AUTOMATISCHE VEILIGHEIDSSCHAKELAARS.

Met de stijgende neiging om de zenders te bouwen in gesloten stalen kasten, worden zij bijzonder dodelijke toestellen tenzij men geschikte veiligheidsvoorzorgen neemt. Zelfs met de gecombineerde veiligheidsschakelaar en seinlampen van figuur 3 is het nog steeds denkbaar dat personen, die niet met de zender bekend zijn in aanraking komen met de hoge spanning. Daarom verdient het aanbeveling de zender, zo het maar enigszins mogelijk is, in volledig gesloten kasten te monteren en alle deuren of deksels te voorzien van automatische veiligheidsschakelaars (die allen in serie moeten geschakeld worden) om de hoogspanning te onderbreken als een deur of deksel geopend wordt. Met de term « hoogspanning » bedoelen we alle spanningen boven zowat 150 volt, al is het onder zekere omstandigheden zelfs mogelijk ernstig verbrand te worden met spanningen van 150 volt. Deze grens van 150 volt betekent dat zowel de voedingen voor de roosterspanning als deze voor de anodespanningen in de primaire moeten onderbroken worden wanneer één der veiligheidsschakelaars geopend wordt.

Afregeling van Zenders

Al bestaan er zoveel afstemsystemen als er zendertypen bestaan, toch zijn er een aantal algemene regels, die moeten gevolgd worden ongeacht het zendertype. Zo zijn er ook een aantal proeven, die moeten toegepast worden op een zender bij de eerste inschakeling en die voor alle typen dezelfde zijn. Hieronder geven we een serie van tien dergelijke proeven.

9-1. — EERSTE AFSTEMMING.

Bij het maken van de eerste regelingen van een nieuwe zender is het aan te bevelen een vaste werkmethode te volgen, waarbij eerst de eenvoudigste kringen uitgetest worden en daarna de meer ingewikkelde trappen, zodat men zeker zal zijn bij het ontmoeten van een moeilijkheid dat de eenvoudigere kringen behoorlijk werken. We stellen voor de onderstaande punten te volgen, voor zo ver ze van toepassing zijn, bij het beproeven van een zender, die voor de eerste maal ingeschakeld wordt en zelfs wanneer men een zender opnieuw in gebruik neemt na een lange rustperiode.

1. — GLOEISPANNINGEN.

Leg de netspanning op de zender aan, nadat men zeker is dat alle voedingen voor anodespanningen en voorspanningen van het net losgemaakt zijn. Meet de gloeispanning na van elke buis in de zender met een a.c. nauwkeurig geijkte voltmeter. Gebruik hiervoor bij voorkeur een instrument van het type met ijzerkern in plaats van een type met gelijkrichter, omdat deze laatsten, op lagere spanningen, vaak ver van de ijking afwijken, wanneer ze sinds langere tijd niet meer getest werden. Alle gloeispanningen moeten rechtstreeks aan de buisvoeten gemeten worden.

Het is best de primaire aftakkingen op de gloeitransformatoren en spanningsvalweerstand (zo die gebruikt worden) derwijze te regelen dat de werkelijke gloeispanning aan de buisvoeten ongeveer 5 % meer dan de nominale waarde bedraagt. Dit verdient aanbeveling vermits de netspanning op de zender gewoonlijk van 3 tot 8 % zal dalen, wanneer de anodevoedingen ingeschakeld worden, — behalve natuurlijk wanneer men het netvermogen naar de zender voert langs een speciale lijn met klein verlies.

Buizen met onrechtstreekse verhitting, zoals de 6L6, 807, 2E26 en gelijkaardige typen, kunnen gebruikt worden met spanningen van ongeveer 10 % boven of onder de nominale waarde. Het is echter best deze buizen te gebruiken binnen 5 % van deze nominale waarde. Buizen met rechtstreekse verhitting, zoals de grote meerderheid der zendbuizen en der gelijkrichters, kunnen werken met een spanning van 5 % boven of onder de aangegeven waarde, doch ook hier is het best de afwijking tot een minimum percentage te beperken. Dit is vooral het geval voor buizen met lage spanning en sterke stroom zoals de Eimac-buizen, de HK-buizen en de RCA 806. Deze beperkte gloeispanningstolerantie geldt eveneens voor gelijkrichterbuizen zoals de 816, 866A/866 en 872A/872.

2. — BEDIENINGSKRINGEN EN VOEDINGEN VOOR ANODE EN VOORSPANNING.

Alle bedieningskringen, tijdrelais, veiligheidsschakelaars en overbelastingsbeveiligingen moeten beproefd worden om zeker te zijn dat de schakelaars de kring-

gen bedienen, die ze te bedienen hebben en dat de zender veilig werkt met de voorziene beveiligingen.

De onbelaste spanningen van de verschillende voedingsinrichtingen voor anodespanningen en voorspanningen moeten gemeten worden met 'n hoogohmige voltmeter om te zien of ze binnen het voorziene bereik vallen. De onbelaste spanning van een voeding met condensator filteringang zal 40 tot 50 % hoger zijn. Bij filteringang met smoorspoel zal de onbelaste spanning echter slechts 10 tot 15 % hoger zijn dan de voorziene bedrijfsspanning. Indien de uitgangsspanning van een voeding met smoorspoelingang te groot is, dan betekent dit dat de maximum zelfinductie van de ingangssmoorspoel niet hoog genoeg is of dat de waarde van de gebruikte ballastweerstand te groot is. Indien de uitgangsspanning van een voeding met smoorspoelingang overdreven is in onbelaste toestand, dan moet de zelfinductie van de ingangssmoorspoel verhoogd worden tot de critieke waarde $R/1000$ henry, waarin R de waarde is van de ballastweerstand; men kan ook de waarde van de ballastweerstand verminderen tot met de gebruikte smoorspoel voldaan is aan bovenstaande uitdrukking. De zelfinductie van een smoorspoel kan vaak ook vergroot worden door de luchtspleet een weinig groter te maken. Dit onderwerp wordt besproken in hoofdstuk 19.

Men kan nagaan of de ballastweerstand op de voedingen behoorlijk werken door de filtercondensatoren met een schroevendraaier kort te sluiten, nadat men de voeding gedurende 15 of 20 seconden aangeschakeld heeft. Verzeker er u van dat de schroevendraaier geard is en raak met de gearde schacht de positieve klem van de filtercondensator aan. Indien er 15 of 20 seconden na het uitschakelen van de voeding nog een vonk springt, dan is dit een teken dat de ballastweerstand niet in orde is. Een andere methode om de werking van de ballastweerstand te beproeven bestaat in het aanschakelen van een hoogohmige voltmeter over de bron; dan legt men een ogenblik de anodespanning aan en men ziet na hoe snel de spanning terug op nul komt. Indien de spanning slechts zeer geleidelijk tot nul daalt, nadat de anodetransformator van de netspanning werd losgemaakt, pas dan op en wacht tot heel de lading uit de condensatoren verdwenen is vooraleer aan de voedingsinrichting te werken; deze ontlading wordt aangeduid door de voltmeter op het ogenblik dat hij terug tot nul komt. Sluit dan de condensatoren nog even kort met een schroevendraaier en maak een verbinding tussen de klemmen met een losse draad, alvorens aan de bedrading te werken. Probeer niet de lading van een condensator op een hoogspanningsvoeding, waarvan de ballastweerstand defect is, te verwijderen met een schroevendraaier — de resulterende ontladingsstroom zal zeker de schroevendraaier beschadigen — de methode is gevaarlijk en de filtercondensator kan schade oplopen.

De gemakkelijkste wijze om een eerste proef te doen in verband met de aanwezigheid van een ballastweerstand met de juiste waarde, bestaat erin, de transformator volledig van het net los te maken, een van de filtercondensatoren kort te sluiten met een geïsoleerde schroevendraaier, alle uitgangsverbindingen van de voeding los te maken, de schroevendraaier terug weg te nemen en de weerstand te meten met een ohmmeter, aangeschakeld over een der filtercondensatoren. De afgelezen weerstandswaarde moet gelijk zijn aan de waarde van de ballastweerstand over de voeding.

3. — REGELING VAN DE EERSTE HF-TRAP IN DE ZENDER.

De eerste HF-trap in een zender zal normaal de kristaloscillator of de eerste afgestemde trap na de oscillator met veranderlijke frequentie zijn. De werking van de kristaloscillator hangt in grote mate af van de activiteit van het kristal en deze activiteit varieert sterk van het ene kristal tot het andere. De oscillator moet afgestemd worden voor de sterkste uitgang of de kleinste anodestroom, die sterke, stabiele oscillaties zal geven. Een poging om de oscillator af te regelen tot men de laatste milliwatt uitgangsvermogen krijgt, zal als gevolg hebben dat het kristal niet « zuiver » zal starten, wanneer men de anodespanning aanlegt of de seinsleutel gebruikt. Bij deze proef heeft men een ontvanger of een monitor nodig; terzelfdertijd controleert men ook de frequentie.

Wanneer men voor 't eerst de kristaloscillator in gebruik neemt, moet men ook de HF-kristalstroom meten (tenzij de oscillator met zeer lage anode- en schermroosterspanning werkt) om er zeker van te zijn, dat deze op geen enkele stand van de afstemcondensator in de anode overdreven is.

Wordt de eerste HF-trap van een zender gevoed uit een oscillator met veranderlijke frequentie (VFO), dan moet deze trap door de VFO gestuurd worden en de anodeafstemkring moet op de resonantie afgestemd worden met behulp van een schaalampje en een draadlus of met indicatie door de roosterstroom van de volgende trap. Men moet een golfmeter gebruiken om zeker te zijn dat de trap op de juiste frequentie is afgestemd. Men moet dan de anodeafstemkring door het gehele afstembereik draaien en op de ontvanger luisteren om er zeker van te zijn, dat de trap niet zelf oscilleert op een of andere stand van de afstemcondensator.

4. — AFSTEMMING VAN DE VOLGENDE TRAPPEN TOT EN MET DE ROOSTERKRING VAN DE EINDTRAP.

Elke trap, volgend op de kristaloscillator of de VFO, moet dan op de resonantie afgestemd worden met behulp van de golfmeter en met de milliamperemeters in de rooster- en de anodekring. Is er in de serie een of andere geneutraliseerde trap, dan moet men deze neutraliseren volgens de in hoofdstuk 5 gegeven werkwijze. Overtuig er u van dat men in de laatste trap een gepaste roosterstroom kan krijgen op elke band waarin gewerkt zal worden. De bedrijfsspanningen en -stromen op roosters, anoden en schermroosters van elke trap moeten gemeten worden om er zeker van te zijn, dat ze binnen de nominale waarden van de gebruikte buizen blijven. Is dit niet het geval, dan moet men de weerstandswaarden in de verschillende voedingskringen wijzigen tot spanningen en stromen binnen de veilige waarden komen.

5. — NEUTRALISATIE VAN DE EINDVERSTERKER.

De aanbevolen werkwijze om een versterker te neutraliseren werd in hoofdstuk 5 besproken. Versterkertrappen met trioden vergen steeds neutralisatie tenzij men een kathode-follower of een schakeling met geaard rooster gebruikt. En dan zelfs kan een trap nog neutralisatie vereisen. Trappen met beam-tetroden en -pentoden hebben vaak neutralisatie nodig, ook al zal dit minder met pentoden voorkomen dan met tetroden. Voor de neutralisatie van pentoden en tetroden zijn zeer kleine waarden van neutralisatiecapaciteit voldoende.

6. — GEBRUIK VAN DE EINDVERSTERKER MET EEN KUNSTANTENNE.

Laat de eindversterker werken met een verminderde anodespanning en koppel hem met een kunstantenne. Een verminderde anodespanning kan men bekomen, door de primaire van de anodespanningsbron aan te schakelen voor de helft van de spanning, indien de geschikte aftakkingen aanwezig zijn; men kan het ook doen door de eindversterker te voeden uit de spanningsbron

van een tussenversterker of door in de primaire van de voedingstransformator van de eindtrap een verlichtingslamp of een verwarmingstoestel met gepaste waarde tussen te schakelen.

De kunstantenne kan bestaan uit « Ohmite, dummy »-antenne-weerstanden, uit niet inductieve Spargue-weerstanden met gepaste waarde of eenvoudig uit een aantal gewone verlichtingslampen van 115 volt.

Bij het gebruik van verlichtingslampen van 115 volt zal het best zijn iets groter verbruiksvermogen van de te wenden dan het verwachte uitgangsvermogen van de zender. Doet men dit niet, dan kan men moeilijkheden ondervinden met dielectrische doorslagen in de voet of de kneep van de lampen. Negen lampen van 200 watt, geschakeld in drie serie-parallel groepen werken op voldoende wijze voor een zender van 1 kilowatt. Een enkele lamp van 1000 watt zal na enkele ogenblikken in de voet doorslaan, wanneer ze gebruikt wordt op amateur-frequenties.

De koppeling met de kunstantenne moet derwijze geregeld worden dat de anodestroom in de trap in dezelfde verhouding staat tot de gewenste anodestroom als de testspanning tot de bedrijfsspanning, waarop de zender zal moeten werken. Wanneer men deze eerste regeling heeft uitgevoerd mag men zeer voorzichtig de volle spanning op de eindversterker aanleggen. Schijnen alle trappen behoorlijk te werken, dan kan men de zender op storende oscillaties uittesten. Het is natuurlijk zeer goed mogelijk dat men tot op dit punt van de afregeling nog geen stabiele werking heeft verkregen, zodat men eerst reeds storende oscillaties heeft moeten opzoeken vóór men de eindversterker heeft bereikt.

7. — OPSPORING VAN STORENDE OSCILLATIES.

Een zender, die niet bij de eerste proef storende oscillaties zal vertonen, is iets zeer zeldzaams. Daarom is het steeds verstandig een bepaalde methode te volgen wanneer men storende oscillaties in een nieuwe zender opzoekt. Storende oscillaties (die niet mogen verward worden met vrije oscillaties op de afstemfrequentie van de versterker) komen gewoonlijk in twee vormen voor: op lage frequenties van 20 tot 200 of 300 kHz en op hoge frequenties van 40 tot 200 MHz. Storende oscillaties met lage frequenties kunnen gemakkelijk ontdekt worden door het feit dat ze de draaggolf van de zender zullen moduleren, waardoor sterke zijbanden zullen ontstaan, gewoonlijk met een ruwe toon; zij liggen langs beide zijden van de draaggolf, op een afstand ervan en van elkaar, gelijk aan de frequentie van de storende oscillatie. Werkt de zender op 14.1 MHz en heeft de storende oscillatie een frequentie van 100 kHz, dan zal men storende zijbanden ontmoeten op 13,9 - 14,0 - 14,2 - 14,3 - 14,4 MHz enz. langs beide zijden van de draaggolf.

Storende oscillaties met hoge of zeer hoge frequenties zullen anderzijds een verruwing van de draaggolf verwekken, maar moeten ontvangen worden op een ontvanger voor ZHF indien men ze wil horen. Een systematische werkwijze om de aan- of afwezigheid van storende oscillaties vast te stellen wordt hieronder gegeven.

a) Stem een bedrijfsontvanger af op 20 of 30 kHz langs de ene of de andere zijde van de draaggolfrequentie van de zender.

b) Leg de anodespanning op de te testen trap aan en verstem eerst de anodekring en dan de roosterkring van de resonantie zover het mogelijk is zonder de maximum dissipatie van de buis of buizen in de trap te overschrijden. Het is best in dit geval een weerstand in serie te schakelen in de primaire van de anodevoedingstransformator van de trappen met groot vermogen, zodat de anodespanning zal dalen, wanneer de anodestroom te sterk stijgt.

c) Indien men geen plotse sprongen bemerkt in de rooster- of anodestroom van de trap en men geen storende seinen hoort bij de verstemmingen van de trap, terwijl men de ontvanger heen en weer laat gaan van de draaggolfrequentie tot frequenties die verscheidene honderd kHz langs beide zijden ervan liggen, dan kan men aannemen dat er geen storende oscillaties op lage frequenties aanwezig zijn. Wanneer de stromen in roos-

ter en anode zich behoorlijk gedragen is het eveneens waarschijnlijk dat er geen storende oscillaties op hoge frequenties optreden. Het is echter toch nog steeds verstandig dit te beluisteren op een ontvanger voor ZHF, die een bereik bestrijkt van 28 MHz tot ong. 150 MHz (indien men een dergelijke ontvanger ter beschikking heeft) om zeker te zijn dat er geen oscillaties in dit bereik aanwezig zijn. Storende oscillaties kunnen bijna steeds ontdekt worden door het luisteren op een ZHF-ontvanger wegens het feit dat hun toon ruw en onstabiel zal zijn in tegenstelling met de zuivere en stabiele toon van de normale harmonischen van de draaggolf.

Heeft men storende oscillaties gevonden, dan moeten deze verwijderd worden volgens de methode, die verder in dit hoofdstuk wordt gegeven. Heeft men er geen gevonden, of heeft men de gevonden oscillaties weggevoerd, dan kan men het volle vermogen op de zender aanbrengen en op de kustantenne de modulatie en het seinen beproeven.

8. — MODULATIE- EN SEINPROEF.

De zender moet nu met het volle vermogen werken en gemoduleerd of gesleuteld worden op de wijze, waarop men hem in het bedrijf zal gebruiken. Hier is het opnieuw van belang sleutelgetik of storende zijbanden op te sporen met behulp van een bedrijfsontvanger, die langs beide zijden van de draaggolfrequentie van de zender wordt afgestemd. Ook moet men bij modulatie of sleuteling nog steeds uitkijken of geen storende oscillaties optreden. In hoofdstuk 6 hebben we besproken hoe men sleuteltekens en storende zijbanden van de modulatie kan verhelpen.

9. — REGELING OP DE ANDERE BANDEN.

Wanneer de zender op één band volledig getest is op de kunstantenne, dan noteert men de standen van alle afstemschalen en men stelt de zender in op een frequentie van een andere amateursband waarin men wenst te werken. Men volgt de hierboven gegeven werkwijze en wanneer men een degelijke werking verkrijgt op deze band, noteert men opnieuw de schaalinstelling. Daarna gaat men over tot een volgende band. Wanneer men vastgesteld heeft dat de zender behoorlijk werkt op alle banden waarvoor hij ontworpen werd, doet men er best aan gedurende een beperkte duur een proef te doen inzake de verwarming van de zender in bedrijf.

10. — VERWARMINGSPROEF.

Het verdient steeds aanbeveling een verwarmingsproef te doen met een nieuwe zender om zeker te zijn dat zijn bedrijfsvoorwaarden over een zekere tijdsruimte zullen stabiel blijven en om vast te stellen of geen der onderdelen door het normale bedrijf overdreven heet zullen worden. Als eerste proef zal men de zender gedurende zowat 10 minuten laten werken op de kunstantenne — bij een telegrafiezender sluit men de sleutel en bij een telefoniezender brengt men een modulatie van ongeveer 60 % aan met een sinusvormige modulatiegolf. Na deze 10 minuten schakelt men de zender uit, men koppelt hem los van de netspanning, controleert of de afvlakcondensatoren ontladen zijn en men voelt voorzichtig met de hand of alle onderdelen binnen een veilige verwarmingsgrens gebleven zijn. De ballastweerstand zullen vrij heet zijn (is dit niet het geval, dan betekent dit dat ze onderbroken zijn), doch de andere onderdelen, behoudens misschien hier of daar een weerstand, mogen niet zo heet zijn dat ze niet met de hand kunnen aangeraakt worden.

Is de proef van 10 minuten gunstig verlopen, dan herhaalt men ze gedurende 30 minuten en kijkt opnieuw de temperatuur der onderdelen na. Dan maakt men nog een laatste proef van een uur. Vele onderdelen, die speciaal voor amateurzenders ontworpen zijn (vooral goedkope voedingstransformatoren en smoorspoelen) zijn ontworpen voor een doorlopend bedrijf van maximum een uur. Deze beperking in het ontwerp is over

het algemeen voldoende daar een amateurzender gewoonlijk een groter tijdspercentage in wachttoestand is dan in volle bedrijf. De meeste onderdelen die gewoonlijk door amateurs gebruikt worden zullen dus hun maximale temperatuur bereiken na een doorlopend bedrijf van een uur. Vertoont echter een der onderdelen een gevaarlijke verhitting (daarom nog niet overdreven), dan is het best er nog een half uur bij te doen, om te zien of het betreffende onderdeel het uithouden kan. Het is beter vast te stellen bij de eerste proeven van een zender dat een onderdeel ongeschikt is, dan dat het onderdeel uitvalt terwijl men b.v. aan een wedstrijd deelneemt.

Transformatoren en smoorspoelen zijn gewoonlijk voldoende bedrijfszeker wanneer ze na een dergelijke bedrijfsperiode juist iets te heet zijn om met de hand vast te houden. Afvlakcondensatoren mogen niet warmer worden dan de omringende temperatuur in de gesloten zenderruimte. Micacondensatoren mogen warm worden, doch niet ver boven de lichaamstemperatuur.

9-2. — REGELING VAN DE VERSTERKER.

AFSTEMMING VAN DE ANODEKRING.

Nadat de versterker volledig geneutraliseerd is moet men een verminderde anodespanning aanleggen voor men enige belasting aankoppelt. Deze vermindering van de anodespanning moet minstens 50 % bedragen van de normale waarde, daar de anodestroom tot overdreven waarden zal stijgen, wanneer de anode-afstemcondensator niet ingesteld is op het resonantiepunt, dat aangeduid wordt door de grootste inzinking in de milliampere-meter van de anodekring. De HF-spanning op de anodekring is op dit punt het hoogst.

Zonder belasting zal de HF-spanning verscheidene malen hoger zijn dan bij volle belasting; indien de normale anodespanning gebruikt wordt, kan zulks in de condensator doorslagvonken veroorzaken. De onbelaste anodestroom bij de resonantie moet ongeveer 15 % van de normale waarde bedragen. Indien de verliezen in de anodekring overdreven zijn of indien er storende oscillaties optreden zal de anodestroom hoger zijn.

BELASTING.

De belasting (antenne of volgende trap) kan dan op de uit te testen versterker aangekoppeld worden. Men kan de koppeling dan verhogen tot de anodestroom bij resonantie (grootste inzinking in de anodestroom) de normale waarde, waarvoor de buis gemaakt is, benadert. De waarde bij verminderde anodespanning moet in evenredigheid kleiner zijn, om te beletten dat de belaste anodestroom overdreven zou zijn bij normale anodespanning. Men mag op de versterker de normale anodespanning niet toepassen zonder dat de HF-belasting aangekoppeld is; anders kunnen er vonken ontstaan in de afstemcondensator en de anodestroom kan zo overdreven hoog oplopen, dat de buis er door beschadigd wordt. Wanneer de versterker belast wordt, neemt de impedantie van de afgestemde anodekring af, evenals de HF-spanningen op de condensatoren van de anode en de neutralisatie.

ROOSTERSTURING.

Een overdreven roostersturing is even schadelijk voor een buis als een abnormale anodestroom of een te lage gloeispanning. Overdreven roostersturing zal de roosterdraad van de buis verhitten en zal in zekere buizen gasontsnappingsen veroorzaken. Een te grote roostersturing zal het uitgangsvermogen niet merkkelijk verhogen en zal het rendement slechts licht verhogen. De roosterstroom mag de door de fabrikanten aangegeven waarde niet overtreffen en men moet er eveneens op letten dat de vorschakking laag genoeg is om het overspringen van vonken te verhinderen in de huls van de buis.

De voorgeschreven roostersturing betreft gewoonlijk het werkelijke HF-ingangsvermogen, dat op de roos-

terkring van de buis afgeleverd wordt en waarvan een deel gebruikt wordt om de buis te drijven en een ander deel verloren gaat in de voorspanningsvoeding. Er bestaat geen middel om te beletten, dat een deel van het stuurvermogen verloren gaat in de voorspanningsvoeding. Dit verlies is hetzelfde bij voorspanning met batterijen als bij voorspanning door lekweerstand.

Het is natuurlijk dat de roosterstroom in een versterkertrap sterk afneemt, wanneer de anodespanning aangelegd wordt; deze afname van de roosterstroom wordt groter naarmate de belasting en de anodestroom van de versterkertrap toenemen. Indien de sturing geregeld wordt voor de maximum toelaatbare roosterstroom met de belaste buizen, dan zal deze waarde overdreven zijn, wanneer de anodespanning of de belasting weggenomen worden, vooral indien men geen roosterlekspanning gebruikt. Onder deze voorwaarden valt de roosterimpedantie tot zulke lage waarde, dat de waarde van de roosterstroom slechts een kleine verhoging van het vermogen betekent en er bestaat weinig kans op beschadiging van de buis, tenzij de roosterstroom tot tweemaal de nominale waarde stijgt.

AFSTEMMING ONDER BELASTING.

Versterkertrappen moeten steeds op maximum vermogen afgestemd worden. Dit betekent niet, dat de koppeling moet geregeld tot de trap het maximum vermogen aflevert, waartoe hij in staat is, doch dat de afstemcondensator steeds derwijze moet ingesteld om daardoor het maximum vermogen te verkrijgen. Indien de trap niet sterk gekoppeld is zal deze stand zeer benaderend overeenstemmen met de minimum anodestroom. Stemmen deze twee echter niet overeen, dan moet men de trap eerder voor maximum uitgang, dan voor minimum anodestroom afstemmen. Is het verschil belangrijk, vooral in een versterker, die de antenne voedt, dan moet de versterker omgewerkt worden om met een grotere afstemcapaciteit te werken.

Schermroosterbuizen mogen nooit werken met de volle schermroosterspanning, wanneer de anodespanning weggenomen is, daar de schermroosterdissipatie dan overdreven zal worden en de buis definitief kan beschadigd worden. Zo mag men ook nooit versterkertrappen met schermroosterbuizen of beam-tetroden laten werken met de normale anodespanning doch zonder belasting, daar ook in dit geval de schermroosterstroom te groot kan worden, tenzij men voorzorgen neemt, zoals door het opnemen van een serieweerstand in de schermroosterkring, om de schermroosterstroom te beperken.

Wanneer alle trappen behoorlijk werken, moet men opnieuw alle gloeispanningen op de buizen meten om zeker te zijn dat ze noch te hoog, noch te laag zijn, want beide toestanden zijn bijna even nadelig. Het is onnodig gloeispanningsmeters aan te brengen in alle trappen van een zender, tenzij de netspanning gedurende de loop van de dag verschillende volt varieert. Het volstaat een proef te doen wanneer de zender voor de eerste maal in gebruik genomen wordt; daarna volstaat een enkele gloeispanningsmeter, die vast aangesloten is op de gloeidraad van de buis in de eindversterker. Leest men in die trap een hoge gloeispanning af, dan kan men aannemen dat de gloeispanning op alle andere trappen eveneens hoog zal zijn, op voorwaarde dat men oorspronkelijk al de spanningen op hun juiste waarde geregeld heeft. Gloeispanningen moeten steeds rechtstreeks op de buisvoet gemeten worden.

9-3. — ONDERDRUKKING DER STORENDE OSCILLATIES.

Storende oscillaties in een zender kunnen zulke verschillende vormen, frequenties en amplituden hebben, dat het zeer moeilijk is een bepaalde methode voorop te stellen om hen uit te schakelen. We geven hier nochtans een aantal algemene wenken; hun toepassing kan overwogen worden door de persoon, die op zeker ogen-

FREQUENTIES WAARVAN DE HARMONISCHE VALLEN IN DE HF EN ZHF BANDEN

ELF METER BAND		ZES METER BAND	
3,395	× 8 = 27,160	3,125	× 16 = 50,0
3,400	× 8 = 27,200	3,15625	× 16 = 50,5
3,4125	× 8 = 27,300	3,1875	× 16 = 51,0
3,425	× 8 = 27,400	3,21675	× 16 = 51,5
3,435	× 8 = 27,480	3,250	× 16 = 52,0
		3,28125	× 16 = 52,5
		3,3125	× 16 = 53,0
		3,34375	× 16 = 53,5
		3,375	× 16 = 54,0
TIEN METER BAND			
3,500	× 8 = 28,0	6,250	× 8 = 50,0
3,53125	× 8 = 28,25	6,3125	× 8 = 50,5
3,5625	× 8 = 28,5	6,375	× 8 = 51,0
3,625	× 8 = 29,0	6,4375	× 8 = 51,5
3,65625	× 8 = 29,25	6,50	× 8 = 52,0
3,6875	× 8 = 29,5	6,625	× 8 = 53,0
3,69375	× 8 = 29,5	6,6875	× 8 = 53,5
3,7125	× 8 = 29,7	6,750	× 8 = 54,0
		8,33333	× 6 = 50,0
7,0	× 4 = 28,0	8,41666	× 6 = 50,5
7,0625	× 4 = 28,25	8,50	× 6 = 51,0
7,125	× 4 = 28,5	8,58333	× 6 = 51,5
7,1875	× 4 = 28,75	8,70	× 6 = 52,0
7,25	× 4 = 29,0	8,75	× 6 = 52,5
7,3125	× 4 = 29,25	8,8333	× 6 = 53,0
7,375	× 4 = 29,5	8,9166	× 6 = 53,5
7,425	× 4 = 29,7	9,0	× 6 = 54,0

blik voor de taak staat dergelijke storingen te verwijderen.

In het algemeen kan men zeggen dat storende oscillaties op lage frequentie verband houden met een of andere impedantie in de kring, die hoog is voor een frequentie in het hoogste deel van het LF-bereik of in het laagste deel van het HF-bereik. Deze impedantie kan besloten liggen in een of meer HF-smoorspoelen van het gewone type, in afvlaksmoorspoelen, in modulatieonderdelen of eenvoudig in een RC-kring, zoals men die b.v. vindt in de schermroostervoeding van een versterkertrap met een beam-tetrode. De aanwezigheid van storende oscillaties op lage frequentie kan gemakkelijk vastgesteld worden volgens de methode, die reeds eerder in dit hoofdstuk werd beschreven.

De meest voorkomende bron van storende oscillaties op lage frequentie ligt in de aanwezigheid van HF-smoorspoelen in de rooster- en in de anodekring van een versterker. Indien men dus dergelijke oscillaties ontmoet is het best de HF-smoorspoel in de anode door een weerstand (of door een afgestemde kring, indien de anode in shunt gevoed wordt) te vervangen en dan de HF-smoorspoel in het rooster eveneens door een weerstand; in beide gevallen luistert men langs beide zijden van de draaggolffrequentie om na te gaan of de oscillatie al dan niet verdwenen is. Helpt dit middel niet en werkt de trap met een beam-tetrode, dan kan het zijn dat er in de schermroosterkring van de buis een negatieve weerstand bestaat. Beproof grotere en kleinere ont koppelcondensatoren in het schermrooster om te zien of deze geen invloed hebben. Komen de moeilijkheden uit de schermroosterkring voort, dan zal een LF-smoorspoel, geshunteerd door een weerstand, in serie met de schermroostervoeding vaak de oplossing brengen.

Storende oscillaties op lage frequentie kunnen vaak veroorzaakt worden in het LF-systeem van een AM-zender en hun aanwezigheid zal niet ontdekt worden tenzij men op een ontvanger luistert. Het is gemakkelijk na te gaan, of de storing al dan niet aan de modulator te wijten is, eenvoudig door de modulator in en uit te schakelen. Komen ze inderdaad uit de LF-versterker voort, dan kan men gemakkelijk nagaan welke trap schuld draagt, door een voor een de buizen uit hun houders te lichten, beginnende bij de ingang, tot de storende oscillatie ophoudt. Wanneer men de trap ge-

vonden heeft, kan men daar gemakkelijk de nodige schikkingen treffen om de storing te onderdrukken.

Indien de storende trap een voorversterkertrap op laag peil is, dan kan de storing veroorzaakt worden door een terugkoppeling langs de voedingsbron of door een inductieve koppeling tussen twee transformatoren. Ontstaat de storing in een trap op hoog peil, dan is het mogelijk dat er een inductieve of capacatieve terugkoppeling bestaat naar een der trappen op laag peil. Het is eveneens mogelijk dat er in zekere gevallen een storende balansoscillatie plaats heeft in een Klas B of Klas AB-modulator als gevolg van de capaciteiten in de buizen of in de bedrading. Dit verschijnsel kan gemakkelijk optreden wanneer men condensatoren geschakeld heeft over de secundaire van de ingangstransformator en over de primaire van de uitgangstransformator om de weergave van de hogere frequenties te beperken. In deze gevallen kan het vereist zijn de bedrading te wijzigen of zelfs de trap werkelijk te neutraliseren, zoals dit in HF-versterkers geschiedt.

Over het algemeen kunnen storende oscillaties op lage frequentie gemakkelijk opgespoord en verwijderd, omdat hun frequentie ver van de draaggolfrequentie verwijderd is.

Storende oscillaties op zeer hoge frequenties zijn daarentegen vaak moeilijk te localiseren en vrij moeilijk te onderdrukken omdat hun frequentie vaak slechts licht boven de hoogste door te zenden frequentie, ligt. Trappen met beam-tetroden, vooral deze met de buis 807, zullen bijna steeds een of meer ZHF-storingen vertonen, tenzij men gepaste voorzorgen neemt. Verschillende van de verder in dit boek beschreven toestellen vertoonden bij hun eerste proef storende oscillaties. Deze storingen werden echter opgeheven en men doet er goed aan, de hiertoe gebruikte hulpmiddelen van nabij te bestuderen.

Het is zeer wenselijk in staat te zijn de frequentie te bepalen van een storende oscillatie in het ZHF-bereik. Dit is echter vaak moeilijk, tenzij men over een ontvanger beschikt, die tot 300 MHz gaat. Voor de meeste gevallen zal een ontvanger zoals de National 1-10A, of de Hallicrafters SX-42, S-36 of de AN/ARR-5, die slechts tot 110 MHz gaat, zeer nuttig zijn. Beschikt men niet over dergelijke ontvanger, dan zal men de storende oscillatie op ZHF een beetje in den blinde moeten aanvallen.

In het geval van trioden, ontstaan ZHF-storingen doorgaans als gevolg van de zelfinductie van de verbindingen der neutralisatie. Dit is vooral waar in balansversterkers. Een hulpmiddel hiertegen zal meestal het verminderen der lengte en het verhogen van de doormeter der verbindingsdraden zijn. Beide middelen zullen de zelfinductie verminderen en de frequentie van de storende oscillatie zo hoog opvoeren, dat de buis op een dergelijke frequentie niet meer zal oscilleren. Wanneer men van het begin af bij het ontwerp een logische opstelling met korte verbindingen voorziet, dan zullen de kansen op deze storingen reeds verminderen. Zeer doeltreffend in dit opzicht zijn vlinderkringcondensatoren met ingebouwde neutralisatie.

Storende ZHF-oscillaties kunnen eveneens veroorzaakt worden door ondoelmatige ontkoppelingen of te lange ontkoppelverbindingen in de gloeidraad, de roosterafvoer of de anodeafvoer. Dergelijke oscillaties kunnen eveneens optreden wanneer men lange verbindingen gebruikt tussen de roosters en de roosterafstemcondensator of tussen de anode en de anodeafstemcondensator. De verbindingen met rooster en anode moeten kort gehouden worden, doch de verbindingen tussen de roosterspoel en de anodespoel en hun onderscheiden condensatoren mogen elke redelijke lengte hebben, voor zover het gaat om de storende oscillaties. In een versterker waar men storingen gevonden heeft als gevolg van de rooster- of anodeverbindingen, kan men deze vaak verhelpen door de roosterverbindingen veel langer te maken dan de anodeverbindingen of omgekeerd. Soms kunnen storende oscillaties opgeheven worden door het gebruik van draden uit ijzer of chroomnikkel voor de rooster- en anodeverbindingen of voor de neutralisatie. In ieder geval zal men er best aan doen, deze

verbindingen zo kort mogelijk te maken en de dikst mogelijke draad te gebruiken. Soms zal het eveneens helpen de verbindingen van de roosters in een balanstrap een verschillende lengte te geven. Dit is eveneens waar voor de anodeverbindingen.

Keine ZHF-afstemkringen uitgerust met een APC-condensator en een spoel van enkele toeren dikke draad, in serie met de roosterverbindingen van een versterker zullen soms baat brengen, waar alle andere middelen faalden. Dit middel mag men echter slechts in laatste instantie toepassen, vermits dergelijke kringen slechts behoorlijk hun taak zullen vervullen in een versterker, die slechts over een smal frequentiebereik gebruikt wordt.

In de gevallen waar men ondervonden heeft dat men langere verbindingen in de anode of het rooster moet gebruiken, kan men deze draad tot een spoel oprollen en hierdoor het gewenste effect bereiken. Soms kan men ook deze spoeltjes wikkelen uit ijzerdraad of uit chroomnikkeldraad.

Wanneer beam-tetroden gebruikt worden in de trap, die de storende oscillaties verwekt, zullen al de hierboven gegeven wenken (behalve deze over de lengte van de neutralisatieverbindingen) toepasselijk zijn. Er kunnen hier echter een aantal bijkomende beschouwingen gemaakt worden. Deze spruiten voort uit het feit dat beam-tetroden gevoeliger zijn dan equivalente trioden, dat deze trappen ook een zelfinductie vertonen van de schermroosterverbinding, die tot moeilijkheden kan aanleiding geven en dat deze trappen een kleine terugkoppelcapaciteit hebben.

Al deze factoren verhogen de neiging tot storende oscillaties in dergelijke trappen.

De neutralisatie van beam-tetroden als HF-versterkers en de onderdrukking van de invloed der zelfinductie van de schermroosterverbinding werden reeds in hoofdstuk 5 besproken.

Wanneer beam-tetroden zoals de 807 en de 813 last veroorzaken met storende oscillaties, kan de opname van een koolweerstand van 47 ohm, 2 watt, tussen de schermroosterpen van de buis en de ontkoppelcondensator van het schermrooster vaak een verbeterde werking geven. Dikwijls helpt het ook, een zeer kleine waarde te gebruiken voor de koppelcondensator tussen het rooster van de beam-tetrode en de afstemkring, die de sturing levert. In bepaalde gevallen werden hiervoor waarden van 5 tot 20 μF gebruikt. In zeer moeilijke gevallen kan men proberen een koolweerstand van 22 of 47 ohm op te nemen in serie met de stuurroosterverbinding van de buis. Het invoegen van deze weerstand zal de sturing van de buis veel moeilijker maken op 28 en 50 MHz, doch meestal zal dit een doeltreffend middel zijn tegen de storende oscillaties door de effectieve gevoeligheid van de buis tot een zeer kleine waarde op deze frequenties te verminderen.

Drie bijkomende factoren die veel kunnen bijdragen tot het verkrijgen van de stabiele werking van een versterkertrap met beam-tetroden zijn: behoorlijke sturing, juiste waarde van de voorspanning en een zo laag mogelijke schermroosterspanning, die nog een behoorlijk uitgangsvermogen toelaat. Een combinatie van hoge schermroosterspanning en ongeschikte sturing zal bijna onvermijdelijk aanleiding geven tot storende oscillaties in een versterker met beam-tetrode. Overdreven sturing met normale schermroosterspanning kan hetzelfde gevolg veroorzaken, daar de schermroosterstroom tot overdreven waarden zal stijgen wanneer de spanning normaal, doch de sturing op het rooster te groot is.

9-4. — ANTENNEKOPPELING.

Wanneer men de antenne of het antennevoedingstelsel met de zender moet koppelen, moet men de volgende zeer belangrijke beschouwingen in acht nemen: (1) men moet een middel voorzien om de belasting op de versterker te regelen; (2) de twee buizen van een balansversterker moeten gelijk belast worden; (3) de belasting ten opzichte van de eindversterker moet een

resistieve (en geen reactieve) aard hebben en (4) men moet een middel hebben om de harmonische koppeling tussen de anodeafstemkring van de eindversterker en de antenne of de transmissielijn van de antenne te verminderen.

Het eerste punt is eerder een vraagstuk van belasting dan een vraagstuk van aanpassing. De koppeling tussen de antennekring en de afstemkring van de eindversterker wordt eenvoudig verhoogd tot de eindversterker de gewenste anodestroom opneemt. In feite komen alle moeilijkheden aangaande de aanpassing voort uit de verbinding van de feeders met de antenne, al kan het omschakelrelais van de antenne soms staande golven veroorzaken.

Het vraagstuk der gelijke belasting van balansbuizen beperkt zich tot het voorzien van een koppelsysteem dat zowel elektrisch als fysisch, symmetrisch is. Zo is het b.v. niet aan te raden, een enkele feeder rechtstreeks op de afstemspoel van een balansversterker aan te koppelen.

Het derde punt, het verkrijgen van een niet-reactieve belasting, heeft belang in verband met het rendement, de uitstraling van harmonischen (wat verder in dit hoofdstuk besproken wordt) en de hoedanigheid van de spraak in een telefoniezender. Indien de feeders rechtstreeks op de afstemspoel in de anodekring aangekoppeld worden, dan moet de karakteristieke impedantie van de feeders de impedantie van de antenne volmaakt aanpassen (waardoor men staande golven vermijdt) of anders moeten de feeders juist op de resonantie gesneden worden.

Gebruikt men een hulp-afstemkring met inductieve koppeling om de antenne af te stemmen met het doel de belasting aan te passen en elke reactantie te verhinderen, dan hoeft men zich geen zorgen te maken over de lengte der feeders en de afwezigheid van staande golven.

Om deze reden is het steeds aan te raden een dergelijk koppelsysteem te gebruiken in plaats van de koppeling rechtstreeks op de anodespoel uit te voeren.

TAAK VAN DE ANTENNEKOPPELKRING.

De taak van een antennekoppelkring bestaat in het omzetten van de impedantie van de voedingslijn of van de antenne in die waarde van de belastingsimpedantie, die de eindversterker met het grootste rendement zal doen werken. De antennekoppelkring is daarom in de eerste plaats een impedantietransformator. Als nevenfunctie kan hij gebruikt worden als filter voor de harmonischen van de draagfrequentie. Tevens kan hij het antennesysteem afstemmen.

Practisch kan men met alle gekende koppelkringen degelijke uitslagen verkrijgen op voorwaarde dat ze behoorlijk geregeld zijn. Bepaalde typen zijn gemakkelijker dan andere en een algemene regel die men bij de keuze ervan volgen moet, is het eenvoudigste systeem te gebruiken dat de oplossing zal geven voor het vraagstuk dat u persoonlijk gesteld wordt.

Aan het zendereinde van de transmissielijn kan de operateur praktisch niets doen om de staande golven op de lijn te vermeerderen of te verminderen, daar dit volledig afhankelijk is van de koppeling tussen de lijn en de antenne. De koppeling aan de zijde van de zender heeft echter een sterke invloed op het rendement en het uitgangsvermogen van de eindversterker van de zender. Wanneer we de antennekoppeling regelen, en dus de d.c.-anodestroom op de eindversterker doen veranderen, variëren we in feite de verhouding van de impedantietransformatie tussen de voedingslijn en de anode van de buis (of buizen).

KOPPELMETHODEN.

Figuur 1 toont verscheidene der meest gebruikte koppelmethode tussen de voedingslijn en de eindversterker.

De vaste condensator C_B is in ieder geval een mica condensator met grote capaciteit. Hij heeft geen invloed op de werking of de afstemming; het is slechts een scheidingscondensator om de d.c.-hoogspanning van de voedingslijn te isoleren.

CAPACITIEVE KOPPELING.

Figuur 1-A toont een eenvoudige koppelmethode voor een enkele, niet-resonerende feeder met de anodeafstemkring van een versterker met enkele uitgang. De koppeling wordt verhoogd door de aftakking te verplaatsen van de spanningsknoop naar het anode-einde van de spoel. Zowel het middenpunt als het onderste einde van de spoel mag op het HF-aardpotentialaal gebracht worden.

Het systeem van figuur 1-B geeft een middel om een dubbele, niet-resonerende lijn te koppelen met een afstemkring met middenaftakking, die zowel in een enkele als in een balanstrap kan gebruikt worden. Wenst men een niet afgestemde dubbele lijn te koppelen aan een afstemkring zonder middenaftakking, dan moet men een of andere inductieve koppelmethode aanwenden, zoals deze van figuur 1-G.

KOPPELKRING IN π .

De schakeling van figuur 1-C toont een π -filter, die een anodespoel zonder middenaftakking koppelt met een enkele voedingslijn of met een antenne met rechtstreekse voeding. Figuur 1-D toont een versie van het π -filter voor koppeling van een dubbele lijn; deze schakeling noemt men soms de Collins-koppeling. Figuur 1-E geeft een inrichting waarbij het niet meer nodig is een afzonderlijke afstemkring in de anode te hebben in de versterkertrap en waarbij een versterkertrap met enkele uitgang rechtstreeks met een π -filter aan de enkele feeder of de antenne kan gekoppeld worden. Van het standpunt der vermindering der harmonischen is deze schakeling niet zo goed als deze van figuur 1-C, doch voor alle normale toepassingen zal ze voldoende schenken, wanneer men een grote waarde gebruikt voor de shuntcapaciteit over de filteruitgang. Figuur 1-F geeft een schakelmethode waarbij een zender met een uitgangskring in L kan gebruikt worden om een afgestemde of niet-afgestemde transmissielijn in balans te voeden. De afstemcondensator met dubbele stator en de afstemspoel, waarop de feeders worden aangekoppeld moeten afgestemd worden op de bedrijfsfrequentie van de zender.

AFSTEMMING VAN EEN KOPPELKRING IN π .

Om bevredigende uitslagen te verkrijgen met een π -filter moet men zekere voorzorgen nemen bij de afstemming. De verhouding van de impedantietransformatie in een π -filter hangt af van de verhouding tussen de capaciteiten C_1 en C_2 aan de ingang en de uitgang van de filter. Zo moet ook in ieder geval de waarde van de zelfinductie L in het filter zo zijn, dat ze resonanceert met C_1 en C_2 in serie. De werkwijze van filters van het type uit figuren 1-C en 1-D wijkt enigszins af van deze voor het type uit de figuren 1-E en 1-F.

De eerste stap bij de afstemming van het type uit 1-C en 1-D bestaat erin het filter volledig los te maken van de anodespoel. Dan brengt men een lage anodespanning op de buis aan en stemt af op de resonantie. Men schakelt de anodespanning terug uit en verbindt het filter ongeveer in het midden tussen het koude punt van de spoel en de anode of anoden. Men regelt C_2 tot ongeveer de helft van de capaciteitswaarde en men schakelt de anodespanning in. Dan regelt men vlug C_1 tot een punt waarop de anodestroom daalt, wat de resonantie aanduidt.

Op dit minimum punt van de anodestroom, zal de anodestroom hetzij te groot, hetzij te klein zijn in vergelijking met de normale waarde voor de eindversterker. Is de stroom lager dan duidt dit op een te losse koppeling; is hij te sterk dan is de koppeling te vast. In het eerste geval is de verhouding van de impedantietransformatie te hoog; men kan dan de anodestroom doen stijgen door de capaciteit van C_2 te verminderen en door de resonantie te herstellen met behulp van C_1 . In geen enkel geval mag men de anodeafstemcondensator nog aanraken nadat de filter aangekoppeld werd. Is na de herstemming van C_1 de d.c.-anodestroom te hoog, kan men hem verminderen door de capaciteit van C_2 te verminderen met kleine sprongen, waarbij de

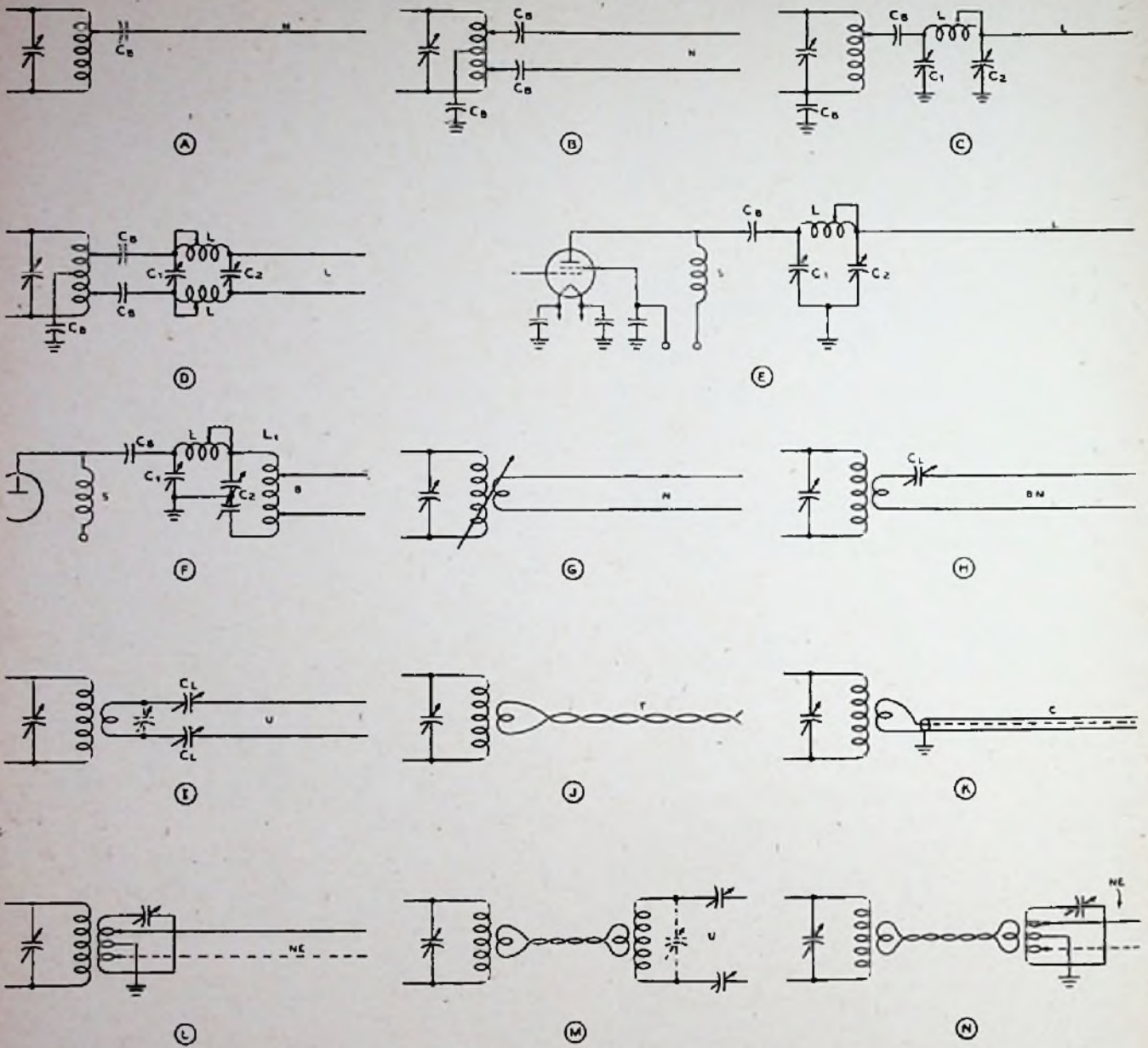


Fig. 1.
 GEWONE METHODEN OM EEN TRANSMISSIE-LIJN AAN DE UITGANGSKRING VAN EEN ZENDER TE KOPPELEN.

Dubbele balanslijnen worden verondersteld waar ze getekend zijn, of het nu lijnen van het afgestemde of van het niet afgestemde type zijn. De koppellussen worden steeds opgesteld aan de onderzijde van de anodespoel. Wanneer een spoel aan één zijde ten opzichte van de HF aan de aarde ligt, dan ligt het onderste deel aan de geaarde zijde; is de middenaftakking van de spoel naar de aarde ontkoppeld of op het aardpotentiaal, dan moet de koppellus over het midden aangebracht worden. De afstemcondensatoren van de anodekring van de HF versterkers mogen ook van het type met dubbele stator zijn (al werden in de tekeningen overal enkele condensatoren aangeduid) wanneer het middenpunt van de spoel op het aardpotentiaal is voor de HF. C3 in de verschillende schema's duidt een mica condensator aan, die de feeders gescheiden houdt van de d.c. spanning op de anode. Deze condensatoren moeten voorzien zijn van een isolatie, die hoger is dan de top-anodespanning, die men in de eindversterker verwachten kan en een capaciteit heb-

ben van minstens 1000 $\mu\mu\text{F}$. In streken waar merkelijke statische spanningen kunnen ontstaan op de antenne of de feeders zal het aan te raden zijn een HF smoerspoel naar de aarde te voeren vanaf elke feeder. De schakelingen en de functies der onderdelen worden beschreven in de tekst.

- BN = niet afgestemde balanslijn
- U = afgestemde lijn
- S = HF-smoerspoel
- N = niet-afgestemde lijn
- L = om het even welke lijn
- B = balanslijn
- T = in elkaar gestrengelde lijn
- C = coaxiale lijn
- NE = niet-afgestemde lijn van een of twee draden

resonantie iedere maal hersteld wordt met behulp van C1.

Blijft de anodestroom te hoog, zelfs met C2 op de maximum waarde, dan betekent dit dat de maximum capaciteit van C2 te klein is, ofwel dat de filter te dicht bij de anode van de eindversterker is afgetakt. Krijgt men de anodestroom niet hoog genoeg, zelfs met C2 op minimum capaciteit, dan betekent dit dat de ingang van de filter niet dicht genoeg bij de anode op de anodespoel is afgetakt.

De afstemming van de filters van het type uit de figuren 1-E en 1-F geschiedt op de volgende wijze: Men maakt de antenne of de lijn los van de uitgang van het filter. Dan regelt men C2 tot ongeveer $\frac{3}{4}$ van de maximum capaciteit en voedt men de anode met een verminderde anodespanning; met C1 regelt men tot de resonantie-inzinking van de anodestroom. Bereikt men de resonantie niet, dan moet men de zelfinductie van L regelen door de aftakking te verplaatsen en opnieuw de resonantie trachten te bereiken met C1. Heeft men een zelfinductie van L gevonden die de resonantie zal geven met C2 ongeveer bij de maximum capaciteit en C1 op ongeveer een derde, dan koppelt men de feeder of feeders op de filter aan. Men schakelt de anodespanning in en regelt de resonantie met C1. Is de inzinking van de anodestroom te diep of verschilt de resonantiestand van C1 te fel van de voorgaande stand, dan moet men de capaciteit van C2 verhogen en opnieuw C1 tot de resonantie regelen. Wanneer men een behoorlijke regeling van een filter van dit type verkregen heeft, moet het mogelijk zijn de feeder of de antenne van het filter los te maken en opnieuw de resonantie te bereiken met slechts een kleine bijregeling van C1.

In elk π -filter zal de verzwakking der harmonischen het sterkst zijn wanneer men bij de regeling van C1 een scherpe inzinking van de anodestroom krijgt. Dit is een andere wijze om uit te drukken dat de verzwakking der harmonischen het sterkst zal zijn wanneer C2 een zo groot mogelijke waarde zal hebben en L een zo groot mogelijke zelfinductie, die nog kan samengaan met het bereiken van de resonantie en het bekomen van de gepaste impedantieverhouding. In voorwaarden waarin men een scherpe resonantie-inzinking niet kan verkrijgen bij de regeling van C1, is het te verwachten dat de verzwakking van de harmonischen in het π -filter pover zal zijn en dat er storende uitstralingen zullen optreden.

INDUCTIEVE KOPPELING.

De inductieve koppelmethode kunnen in twee algemene groepen verdeeld worden: rechtstreeks inductieve koppeling en luskoppeling. De rechtstreekse inductieve koppeling wordt het meest gebruikt, doch de luskoppeling geeft voor bepaalde toepassingen doorslaggevende voordelen. Figuur 1-G toont een rechtstreekse inductieve koppeling met een niet-afgestemde dubbele lijn. Dit is vermoedelijk de meest gebruikte methode; hierin wordt gebruik gemaakt van een koppellus, de zgn. «variabele lus», die in de meeste typen der in de handel verkrijgbare spoelen in het midden van de spoel is aangebracht. Wanneer er slechts een vaste lus in het midden der spoel aanwezig is of wanneer men een groter regelbereik wenst voor de koppeling van de «variabele lus» dan kan men gebruik maken van de schakeling van figuur 1-H. In deze schakeling heeft C_L slechts tot taak de inductieve reactantie in serie met de koppellus in het midden der spoel te verstemmen. Bij een behoorlijke regeling van C_L kan men met de spoelen met «variabele lus» uit de handel, een merkbaar grotere koppeling met de antenne of de belastingskring verkrijgen, dan zonder deze condensator. Hierdoor wordt de schakeling van figuur 1-H doeltreffend voor de koppeling van een 300 of 600 ohm-lijn met een «variabele lus», die ontworpen is voor de koppeling van een lijn van 75 ohm. Vele in de handel verkrijgbare spoelen vallen in deze categorie, vooral deze voor 3,5 en 7 MHz.

De schakeling van figuur 1-I is de gewone methode om een zeppelinantenne of een afgestemde voedingslijn

met de anodekring te koppelen, doch de variante schakeling van figuur 1-M is gemakkelijker te regelen. De schakeling van figuur 1-L dient voor de koppeling van een enkele of een dubbele niet-afgestemde lijn met een anode-afstemkring met of zonder middenaftakking. De schakeling van figuur 1-N is gemakkelijker te regelen. Alle koppelingen om het even waar in de zender moeten aangebracht worden op 'n punt met laag HF-potentiaal om ongewenste capaciteits koppeling te vermijden.

Niet afgestemde gevlochten lijnen, dubbele lijnen van 75 ohm en coaxiale kabels kunnen best inductief gekoppeld worden door een lus van één of twee toeren, die over de anodespoel aangebracht zijn op een spanningsknoop.

MECHANISCHE BESCHOUWINGEN.

Indien men wenst een inductieve koppeling te gebruiken met de eindversterker, moet men letten op deze mechanische en fysieke beschouwingen. Een regelbare koppeling is zeer aan te bevelen omdat hierdoor de juiste belasting van de versterker vergemakkelijkt wordt. De opstelling ervan is gemakkelijk indien men slechts enkele toeren moet gebruiken. Dit verklaart de populariteit van de luskoppelingen (zoals in figuur 1-N) tegenover systemen met rechtstreekse koppeling zoals in figuur 1-L. Niet afgestemde lijnen van 600 ohm en minder vergen, bij behoorlijke werking, zelden meer dan een half dozijn toeren in de luskoppeling om een voldoende koppeling te geven, vooral op de hogere frequentiebanden. Gevlochten lijnen en coaxiale kabels vragen slechts 1 of 2 toeren. Marconi-antennes (zonder voedingslijn) vereisen 1 tot 10 toeren naargelang de frequentie en de stralingsweerstand.

Omdat een volgende volledige toer soms te veel koppeling geeft, terwijl het weglaten van deze laatste toer de koppeling onvoldoende maakt, moet men een middel vinden om koppelingen mogelijk te maken die tussen deze twee vallen. Dit kan geschieden door deze volgende volledige toer toch aan te brengen en de koppelspoel een beetje van de afstemspoel te verwijderen of door de toeren iets groter te maken, zodat de koppelspoel niet zo nauw over de anodespoel past.

Een zeer bevredigend middel om een doorlopend regelbare koppeling te hebben, bestaat uit een stel anodespoelen met middenaftakking, waarin een oplossing van 1 tot $1\frac{1}{2}$ duim tussen de twee helften (naargelang de diameter van de spoelen) is gelaten. Een beweegbare koppellus, met voldoende wrijving op draaisas om de lus na regeling in de gestelde stand te houden, wordt tussen de twee helften van de anodespoel opgesteld en geeft elke gewenste koppelgraad. Men kan in de handel dergelijke systemen kopen. Een ander verkrijgbaar type heeft een spoel, die op een ceramiekhouders gewonden is en is voorzien met een koppellus binnen in de spoelvorm; deze lus is draaibaar op een as, waarvan de lagers in de vorm ingewerkt zijn; dit systeem vergt twee bijkomende klemmen op de steekstrook van de spoel.

Gebruikt men de eenvoudigste methode, nl. draad te wikkelen tussen de toeren der anodespoel tot men een voldoende koppeling verkrijgt, dan moet hoogspanningskabel gebruikt, indien de anodespanning meer dan 500 volt bedraagt. Montagedraad of verlichtingsdraad volstaat voor lagere spanningen.

De koppellus mag nooit geplaatst worden aan een punt met hoge spanning op de spoel. Dit betekent dat de koppellus moet aangebracht worden rond het midden van een spoel met middelaftakking en aan de onderzijde van een spoel zonder middenaftakking.

Voor een gegeven aantal toeren van de koppellus zal men de sterkste koppeling krijgen wanneer de lus aangebracht is over het midden van de spoel ongeacht de ligging van de spanningsknop op de spoel. Om deze reden is het soms moeilijk een voldoende koppeling te krijgen met een spoel zonder middenaftakking, daar de lus moet aangebracht worden over de onderzijde van de spoel om de verstemming van de afstemkring te vermijden, om te beletten dat er vonkenbruggen zou-

den ontstaan tussen de spoel en de lus en om de capacitiële koppeling der harmonischen te verminderen.

Op hogere frequenties is het van belang geen overdreven reactantie in de lijn te koppelen door het gebruik van een lus met een overdreven aantal toeren. Dit betekent dat men geen lus van 10 toeren moet gebruiken op 28 MHz om een lijn van 72 ohm te koppelen en dan de lus zoveel mogelijk van de spoel moet verwijderen om een behoorlijke koppeling te verkrijgen, doch dat men het aantal toeren moet verminderen en de lus vaster met de spoel moet koppelen. Om deze reden is het moeilijk een koppellus te bouwen, die geschikt is voor het bedrijf op alle banden. Met dit type koppellus zal men ondervinden, dat indien de lus een voldoende aantal toeren heeft om een optimum-koppeling te verkrijgen op 3,5 MHz, de spoel zo groot zal zijn dat de ingekoppelde reactantie op 28 MHz onaanvaardbaar is. Dit veronderstelt dat de zender werkt op een lijn met dezelfde karakteristieke impedantie op alle banden.

9-5. — ONDERDRUKKING VAN DE UITSTRAALING DER HARMONISCHEN.

Harmonischen van de oscillatorfrequentie en harmonischen van de uitgangs- of draaggolffrequentie zijn in de uitgangskring van alle zenders aanwezig. Sommige zendertypen en sommige zenders zijn echter op dit gebied slechter dan andere. Daarom is noodzakelijk een of andere inrichting in de uitgang of in de antennekoppeling van alle zenders op te nemen om de uitstraling van harmonischen te verhinderen. In de eenvoudige gevallen betekent dit slechts dat men een anode-afstemkring met hoge Q moet gebruiken en een antenne (met één zijde van de transmissielijn of het middenpunt der koppellus aan de aarde verbonden) die in staat is een onderscheid te maken voor de uitstraling van de grondfrequentie en der harmonischen. In het geval echter van een zender met groot vermogen en een sterk gestuurde eindversterker, kan het noodzakelijk zijn speciale voorzorgen te nemen om de uitstraling der harmonischen te verminderen. De harmonischen die de meeste storing kunnen verwekken in de uitgang van de zender zijn de tweede en de derde harmonischen van de draaggolffrequentie, al is het eveneens mogelijk dat er onaanvaardbare stralingen optreden in de ZHF-band op frequenties die gelijk zijn aan de draaggolffrequentie plus of min de grondfrequentie van de kristaloscillator of van de VFO.

Antennes zoals de doublet, gevoed met een gevlochten lijn, met een dubbel 75 ohm-lijn of met een kwartgolf transformator (zoals de Johnson Q) en antennes zoals de gevouwen doublet hebben een onderscheidingsvermogen tegen de uitstraling van pare harmonischen. Daarom moeten dergelijke antennes bij voorkeur gebruikt worden voor het bedrijf op alle banden. Deze typen geven echter wel uitstraling van de onpare harmonischen (vooral de derde en de vijfde) en werken ongeveer even goed op de derde harmonische als op de grondfrequentie. Om deze reden zal elke energie met de derde harmonische, aanwezig op de uitgang van de zender, uitgestraald worden tenzij men een harmonisch en -filter of een ander middel gebruikt om deze uitstraling te beletten.

De meeste antennes voor alle banden stralen zowel

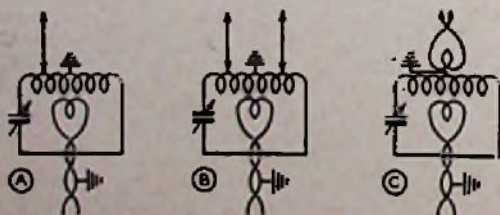


Fig. 2.

Eenvoudige methoden om de harmonischen te onderdrukken met een bijgevoegde afstemkring in de antenne.

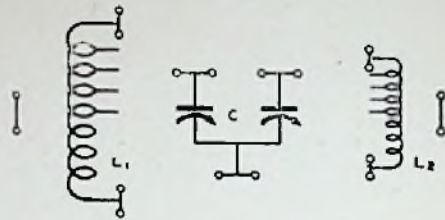


Fig. 3

SCHAKELSCHEMA VAN DE UNIVERSELE KOPPELKRING

De punten in het schema stellen Fahnestock-klemmen voor. De constanten van condensator en spoelen worden in de tekst gegeven.

de pare als de onpare harmonischen uit en zijn bijgevolg netelig in verband met de mogelijke harmonische uitstraling.

De antenne met delta aanpassing en de radiatoren gevoed door middel van kortsluitingstaafje en een niet-afgestemde lijn geven de beste onderdrukking der harmonischen, al zal men er toch nog een zekere uitstraling van de derde en andere onpare harmonischen mee verkrijgen.

Practisch doet men er best aan de harmonische componenten in de uitgang van de zender zo laag mogelijk te houden; bovendien tracht men ze zoveel mogelijk te verzwakken tussen de zender en de antenne, ongeacht het antennetype en het voedingssysteem dat gebruikt wordt.

In een zender moeten drie bepaalde voorwaarden vervuld zijn alvorens uitstraling van harmonischen kan optreden. Ten eerste moet de eindversterker de harmonischen verwekken of versterken; ten tweede moet het koppelsysteem tussen de versterker en de antenne of de feeders in staat zijn deze harmonischen hetzij zelf uit te stralen, hetzij ze aan de antenne door te geven, en ten derde moet de antenne (of de feeders) deze harmonische energie kunnen uitstralen.

Een doeltreffende methode om de capacitiële koppeling te verminderen bestaat in het gebruik van een Faraday-scherm. Dit scherm geeft echter slechts verzwakking van de capacitiële koppeling der ongewenste energie en van niets anders. Daar een groot deel der harmonische energie (de derde en andere onpare harmonischen) inductief gekoppeld is met de antenne, wordt het wenselijk een inrichting te gebruiken die zowel de capacitiële als de inductief-gekoppelde harmonischen (zowel de pare als de onpare) verzwakt. Een Faraday-scherm is geen universeel hulpmiddel. De doeltreffendheid ervan is echter groot genoeg om ze in alle standaard toestellen op te nemen.

Een eenvoudige en zeer effectieve methode om de harmonischen te onderdrukken wordt gegeven in figuur 2. De luskoppeling van de anodespoel van de eindversterker naar de afstemkring van de antenne moet bestaan uit een stuk kabel met lage impedantie, zoals een dubbele lijn van 75 of 300 ohm. Deze lijn moet los gekoppeld zijn met behulp van een enkele toer voor 10 en 20 meter en met twee toeren voor 40 en 80 meter. Dit toerental der lussen moet gebruikt worden aan de beide afstemkringen. Een der verbindingsdraden moet effectief geaard zijn in de nabijheid van de afstemkring van de eindversterker.

De afstemkring van de antenne moet een middelmatige Q hebben (een Q van ongeveer 10 tot 12) op de bedrijfsfrequentie. In de schakeling van figuur 2-C moeten de twee lussen, een van de eindtrap en een naar de antenne, ongeveer 2 duim van elkaar liggen en op gelijke afstand langs beide zijden van het midden van de antennespoel. De andere schakelingen van figuur 2 vergen geen nadere verklaring.

Dit koppelsysteem werkt dank zij de uitschakeling van de capacitiële koppeling tussen de eindtrap en de antenne door het aarden van de lus en van de middenaftakking van de antennespoel; anderzijds wordt even-

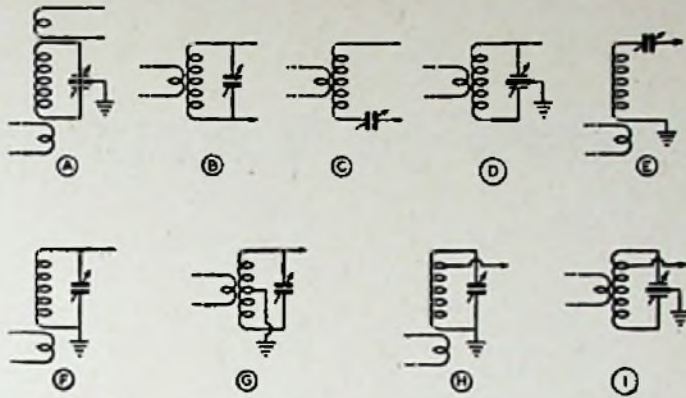


Fig. 4
TOEPASSINGEN VAN DE UNIVERSELE
ANTENNEKOPPELKRING

eens de inductieve koppeling tussen beiden verminderd door de selectiviteit van de afstemkring der antenne tegen de harmonischen.

Neem een proef met een plaatselijk amateur en zie of de uitstraling der harmonischen aanvaardbaar blijft.

EEN EENVOUDIG UNIVERSEEL KOPPELSTEEEN.

Een condensator met dubbele stator van 200 $\mu\mu\text{F}$ of meer per sectie, kan op een smal paneel gemonteerd worden samen met een grote en een kleine spoel met meerdere aftakkingen, waardoor men een universeel en zeer nuttig systeem van antennekoppeling en onderdrukker van harmonischen krijgt. Met dit toestel is het mogelijk, praktisch alle denkbare vormen van radiatoren en afgestemde voedingssystemen tot resonantie

te brengen, de belasting te regelen en de harmonischen in bijna alle niet-afgestemde transmissielijnen te onderdrukken. De schakeling wordt gegeven in figuur 3.

Daar bij sommige toepassingen en onder bepaalde voorwaarden, zowel rotor als stator op HF-spanning zullen staan, moet men een geïsoleerd verlengstuk aan de as aanbrengen om de condensator enkele duim van de afstemschaal te verwijderen. Dit vermindert doeltreffend het handeffect. Tevens is het een voorzorg, om te voorkomen dat men zich verbrandt door aanraking van de schroef van de afstemschaal.

De grote spoel bestaat uit 30 windingen in draad nr. 14 en met een doormeter van 4 duim; de winding is uitgespreid over een lengte van $5\frac{1}{4}$ duim. De kleine spoel bestaat uit 14 windingen, met doormeter van 2 duim en een lengte van $3\frac{1}{4}$ duim. Zware spoelen voor 80 en 20 meter uit de handel zullen juist gepast zijn.

Uitstraling en Voortplanting

Radiogolven zijn electromagnetische golven, gelijkwaardig aan, doch veel lager in frequentie dan de lichtgolven of de warmtegolven. Dergelijke golven vertegenwoordigen een elektrische energie, die zich door de ruimte verplaatst. In de vrije ruimte verplaatsen de radiogolven zich met de snelheid van het licht en ze kunnen op dezelfde wijze als de lichtstralen weerkaatst en gebroken worden.

10-1. — DE STRALING VAN EEN ANTENNE.

Wisselstroom, die door een geleider gaat, schept rond deze geleider een wisselend electromagnetisch veld. Afwisselend wordt energie in dit veld opgezameld en dan terug afgegeven aan de geleider. Stijgt de frequentie, dan keert steeds meer energie niet naar de geleider weer, doch wordt in de plaats daarvan in de ruimte uitgestraald in de vorm van electromagnetische golven, radiogolven genoemd. De uitstraling uit een draad of draden, wordt materieel vermeerderd wanneer er een plotse verandering in de elektrische constanten van de lijn ontstaat. Deze plotse veranderingen veroorzaken reflectie, die staande golven op de lijn doet optreden.

Wanneer een draad in de ruimte gevoed wordt met HF-energie, die een golflengte heeft van ongeveer 2,08 maal de lengte van de draad, dan resonanceert de draad als een dipool of halvegolf-antenne op die golflengte of frequentie. De grootst mogelijk variatie in de elektrische constanten van een lijn is deze die optreedt aan het open einde van een draad. Daarom heeft een dipool een groot aanpassingsgebrek aan het open einde, waardoor in grote mate reflectie optreedt. We zeggen dat een dipool eindigt op een oneindige impedantie (open kring). In invallende radiofrequentie, welke zich voortplant naar het einde van een dipool, wordt teruggekaatst naar het middenpunt van de dipool, na het bereiken van het einde, omdat ze nergens anders heen kan.

Een terugkerende golf, die gereflecteerd werd ontmoet de volgende invallende golf; de spanning en de stroom op elk punt van de antenne zijn gelijk aan de algebraïsche som van beide golven. Op de uiteinden van een dipool voegen de spanningen zich bij elkaar, terwijl de stromen elkaar neutraliseren, waardoor dus aan de einden van de dipool hoge spanningen en kleine stromen ontstaan. Op dezelfde wijze kan men vaststel-

len dat de stromen zich samenvoegen en de spanningen elkaar neutraliseren in het midden van de dipool. In het midden heeft men dus sterke stromen en kleine spanningen.

Een nazicht van figuur 1 toont dat de stroom in een dipool sinusvormig afneemt naar de beide einden toe, terwijl de spanning op gelijkaardige wijze toeneemt. De spanningen op de twee einden van de antenne verschillen 180° in fase, wat betekent dat de polariteiten tegengesteld zijn; op elk ogenblik is de ene plus terwijl de andere min is. Een kromme, die hetzij de spanning, hetzij de stroom op een dipool voorstelt, stelt een staande golf op de draad voor.

UITSTRALINGEN UIT ANDERE BRONNEN DAN ANTENNES.

Uitstralingen kunnen ook ontstaan uit andere bronnen dan de antennes. Ongewenste stralingen kunnen optreden in open draad-transmissielijnen, zowel bij enkele lijnen als bij lijnen met meerdere draden. Bovendien kan men op zeer doeltreffende wijze stralingen doen ontstaan uit electromagnetische hoorns, uit plastische lenzen of uit electromagnetische lenzen, gevormd uit geleidende vlakken op bepaalde afstanden van elkaar, uit gleuven gesneden in een stuk staal, uit diëlectrische draden of uit de open einden van golfgeleiders. De meeste stralende systemen, die door amateurs gebruikt worden, zijn echter samengesteld uit draden of metalen staven, die samen of alleen werken met niet-resonerende, weerkaatsende vlakken. De constructie van antennes voor amateurfrequenties wordt in detail beschreven in de hoofdstukken 21, 22, 23 en 24.

RICHEFFECT VAN DE UITSTRALING.

De straling van elk fysisch bruikbaar stralingssysteem is in zekere mate gericht. Dit richteffect kan desgewenst vermeerderd of veranderd worden door de combinatie van stralende elementen op een voorgeschreven wijze, door het gebruik van weerkaatsende vlakken, gebogen oppervlakten of door het gebruik van de hierboven aangehaalde systemen. De bouw van gerichte antennenetnetten wordt in detail besproken in de hoofdstukken 22, 23 en 24.

POLARISATIE.

Zoals de lichtgolven kunnen de radiogolven een bepaalde polarisatie vertonen. Waar de lichtgolven gewoonlijk zullen moeten weerkaatst of geleid worden door een polariserend midden, vóór ze een bepaalde polarisatie zullen vertonen, daar zal in feite een radiogolf, die een eenvoudige radiator verlaat een bepaalde polarisatie hebben, waarbij de polarisatie zal aangegeven zijn door de oriëntatie van de electrostatische componenten van de golf. Deze wordt op haar beurt bepaald door de oriëntatie van de uitstraler zelf, daar de electromagnetische componenten steeds in een rechte hoek op een lineaire radiator staat, terwijl de electrostatische componenten steeds in hetzelfde vlak als de radiator ligt. We zien dus dat een antenne, die verticaal ten opzichte van de aarde staat opgesteld, altijd een verticaal gepolariseerde uitstraling zal geven, daar de electrostatische krachtlijnen verticaal zullen zijn. Zo zal een eenvoudige horizontale antenne eveneens een horizontaal gepolariseerde golf uitstralen.

Daar de oriëntatie van een eenvoudige lineaire uit-

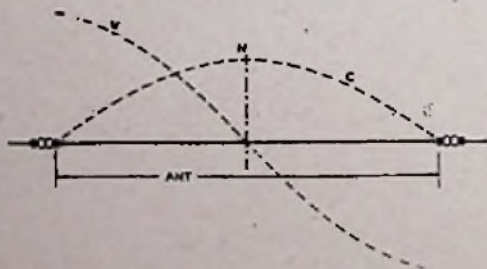


Fig. 1

STAANDE GOLVEN OP EEN ANTENNE

De stroom is maximum in het midden; de spanning is maximum aan de uiteinden.

V = spanning C = stroom N = middenpunt

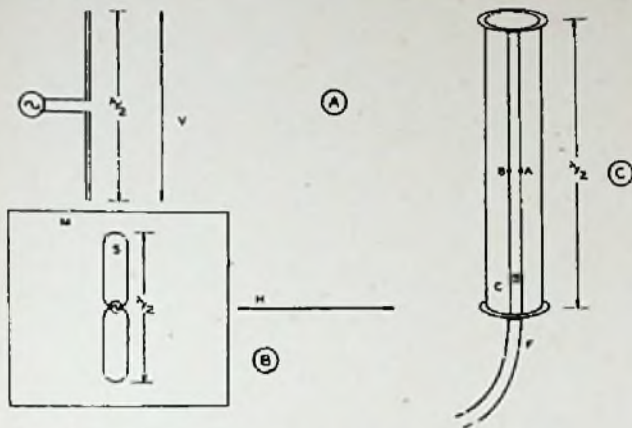


Fig. 2.

POLARISATIE VAN HET ANTENNEVELD

Het uitgestraalde veld van een dipool zoals in (A) is parallel met de radiator. In het geval van een resonerende gleuf, gesneden in een metalen plaat en als radiator gebruikt, is de polarisatie (van het electrisch veld) loodrecht ten opzichte van de gleuf. In beide gevallen echter is de polarisatie van de straling parallel met de potentiaalhellings in de radiator; in het geval van een dipool verloopt de helling van het ene einde naar het andere en in het geval van de gleuf staat het veld op de zijden van de gleuf. De metalen plaat, waarin de gleuf is aangebracht kan tot een cylinder gebogen worden, om een radiator zoals deze van (C) te vormen. Wanneer deze radiator verticaal opgesteld wordt, dan is de polarisatie van de straling horizontaal.

- V = electrisch veld met verticale polarisatie
- H = electrisch veld met horizontale polarisatie
- S = gleuf
- M = metalen plaat
- C = cylinder
- F = voedingslijnen in de cylinder met de punten A en B verbonden.

straler dezelfde is als de polarisatie van de golven, die erdoor uitgestraald worden, zegt men dat de uitstraler zelf horizontaal of verticaal gepolariseerd is. We zeggen dus dat een horizontale antenne horizontaal gepolariseerd is.

Uit figuur 2-A blijkt, dat de polarisatie van het electrisch veld van een loodrecht dipool, verticaal is. Figuur 2-B anderzijds toont dat de polarisatie van het electrisch veld van een gleuf-radiator horizontaal is. Dit verschijnsel wordt toegepast in sommige commerciële FM-zenders, waar het gewenst is een horizontaal gepolariseerde uitstraling te hebben, doch waar het gemakkelijker is een stel verticaal staande stralingsgleuven op te stellen. Wordt de metalen plaat gebogen tot men een cylinder heeft met de gleuf aan één zijde, dan verkrijgt men een vrijwel omnidirectionele horizontale uitstraling met een horizontale polarisatie, wanneer de cylinder met de gleuf aan ene zijde verticaal staat opgesteld. Figuur 2-C toont een inrichting van dit type. Men kan verschillende cylinders opstellen om de uitstraling met grote hoek te verminderen en de uitgestraalde energie te bundelen tot nuttige uitstralingen met kleine hoek.

In ieder geval is de polarisatie van een uitstralend systeem, parallel met het electrisch veld dat opgebouwd wordt in of in de buurt van het uitstralend systeem.

10-2. — VOORTPLANTING DER RADIOGOLVEN.

Hierboven bespreken we in het kort de wijze waarop een electromagnetische golf of een veld van radiogolven kan opgebouwd worden door een uitstralend systeem.

Om dit veld echter bruikbaar te maken voor verbindingen of metingen, moet het voortgeplant worden tot een afgelegen punt, waar het sein kan ontvangen worden of waar het kan weerkaatst worden om op een ander punt ontvangen te worden.

De voortplanting van een radiogolf tussen twee punten kan op verschillende wijzen plaatsvinden. In feite kent men tot hertoe vijf algemene manieren waarop golven van verschillende frequenties kunnen voortgeplant worden. Deze zijn: (1) Rechtstreekse verbinding, (2) Verbinding door grondgolf, (3) Atmosferische afbuiging, (4) Stratosferische weerkaatsing, en (5) Ionosferische voortplanting. We bespreken hieronder elk dezer voortplantingsvormen en enkele van hun onderverdelingen.

RECHTSTREEKSE VERBINDING.

Quasi-optische voortplanting, plaatselijke voortplanting of voortplanting van punt tot punt duiden allen op een verbinding tussen twee punten, op een pad gelegen waarop geen hindernis voor de golven voorkomt. De afstand waarom het gaat kan van 1 mijl tot tweehonderd mijl bedragen naargelang de hoogte van de antennes en de aard van het tussenliggend terrein.

De afstand van een hooggelegen punt tot de gezicht-einder wordt gegeven door de benaderende vergelijking: $d = 1,22 \sqrt{H}$, waarin d de afstand in mijl is en H de hoogte van de antenne in voet. Deze vergelijking moet afzonderlijk toegepast worden voor de zender en voor de ontvanger en de resultaten moeten samengesteld worden. Refractie en diffractie van het sein over de bolvormige aardoppervlakte kunnen een kleinere verzwakking van de veldsterkte veroorzaken dan men normaal zonder deze afbuiging zou bekomen, zodat de gemiddelde radio-gezichteinder iets verder dan de optische gezichteinder gelegen is.

Er bestaat echter geen scherpe onderbreking van het sein aan de gezichteinder; d.w.z. dat een vliegtuig dat achter en onder de gezichteinder opstijgt reeds een sein zal beginnen ontvangen vóór het de hoogte bereikt van waar de zendantenne werkelijk in het zicht komt.

VERBINDING MET GRONDGOLF.

Verbinding door grondgolf (in tegenstelling met de voortplanting door oppervlakte-golf, die van groot belang is in de omroepband en op frequenties onder 500 kHz) is van allergrootst belang in de voortplanting op frequenties boven zowat 40 MHz. Deze term wordt gewoonlijk gebruikt voor verbindingen in de 50 MHz-band en hoger, over afstanden van 30 of 40 mijl en over nog veel grotere afstanden wanneer de antennes zeer hoog gelegen zijn. De golven worden vermoedelijk voortgeplant door diffractie of dispersie rond de kromming van de oppervlakte der aarde op dezelfde wijze als licht diffracteert rond een scherpe hoek. Wanneer dit voortplantingstype gebruikt wordt, geven de zend- en ontvangantennes de beste uitslagen wanneer beiden horizontaal, hetzij verticaal gepolariseerd zijn.

Ook verlengde grondgolven en refractie-diffractievoortplanting komen in hoofdzaak op hetzelfde neer. Beiden hebben betrekking op afstanden van 200 tot 300 mijl in de afwezigheid van ongewoon Noorderlicht (intensieve zonnevlekken-activiteit). Beam-antennes (antennes met gerichte straal) worden zo nauwkeurig mogelijk op de rechte lijn tussen de stations ingesteld. De twee eerste termen slaan op de afstand, doch niet op de wijze waarop de voortplanting geschiedt en ze verschillen vermoedelijk alleen van de grondgolf door de grote afstand, die bereikt wordt als gevolg van groter vermogen, betere antennes of gevoeliger ontvangers.

VOORTPLANTING DOOR ATMOSFERISCHE AFBUIGING.

Voortplanting door atmosferische afbuiging of afbuiging in de lage atmosfeer heeft betrekking op voortplanting over belangrijke afstanden met behulp van een discontinuïteit of een conversie van de temperatuur

in de lagere atmosfeer, die de golven licht naar beneden afbuigt, waardoor de draagwijdte der verbinding toeneemt. Voorplantingsverschijnselen van dit type werden waargenomen tot een draagwijdte van meer dan 1500 mijl op frequenties in de buurt van 175 MHz. Wanneer de afbuigingsvoorwaarden buitengewoon gunstig zijn, kunnen ze aanleiding geven tot het ontstaan van een leiding, die de golven met zeer weinig verzwakking over grote afstanden kan voortplanten op een wijze die fel gelijk op de voortplanting in een golfgeleider.

Geleide voortplanting door een leiding in de atmosfeer kan zeer merkwaardige transmissievoorwaarden doen ontstaan, doch over het algemeen is zeer weinig aangaande dit voortplantingstype bekend, behoudens het feit dat wanneer een leiding op deze wijze gevormd wordt, ze zeer dicht bij de oppervlakte van de oceaan (gewoonlijk minder dan 40 voet) ligt en dat zij een afknijpkarakteristiek ten opzichte van minder hoge frequenties vertoont, in de aard van een golfgeleider. De laagste frequentie die aldus kan voortgeplant worden ligt gewoonlijk boven 50 MHz.

VOORWAARDEN DIE TOT INVERSIE DER TEMPERATUUR AANLEIDING GEVEN.

Wanneer de temperatuur, de druk of het waterdampgehalte van de atmosfeer niet geleidelijk varieert met toenemende hoogte, dan veroorzaakt de discontinuïteit een kleine afbuiging van de golven; indien deze afbuiging naar beneden gericht is, neemt de draagwijdte hierdoor toe. Doorgaans komt deze voorwaarde vaker voor bij nacht en in de zomer. In sommige streken, zoals langs de westkust van Noord-Amerika, komt dit zo vaak voor, dat men het als de normale toestand kan beschouwen. De seinsterkte neemt af met de afstand en indien de gunstige voorwaarden in de lagere atmosfeer een voldoende draagwijdte heeft, dan wordt deze van de zender alleen beperkt door het vermogen, het antenne-rendement, de gevoeligheid van de ontvanger en de verhouding sein-storing. Er bestaat geen « skip-afstand ». Gewoonlijk gaat een transmissie, als gevolg van deze voortplanting, gepaard met een langzame sluïering (fading), al kan ze ook geweldig zijn op een punt waar rechtstreekse golven met ongeveer dezelfde sterkte ontvangen worden.

Af buiging in de troposfeer, die een ruimte beslaat van de oppervlakte van de aarde tot op een hoogte van on-

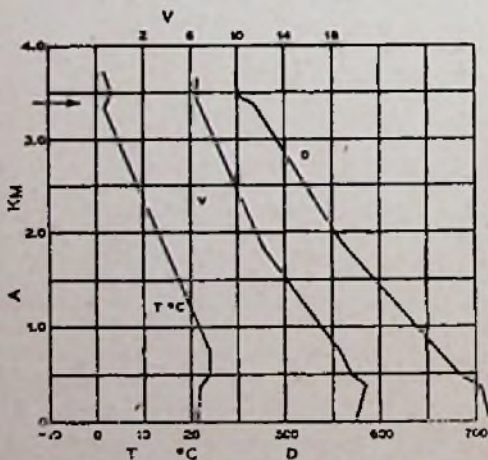


Fig. 3

VOORBEELD VAN EEN INVERSIE DER TEMPERATUUR OP 3.4 Km.

Hoogte van de luchtmassagrens volgens de gegevens over de vrije atmosfeer van de «U.S. Weather Bureau», vergeleken met de gemeten hoogten uit frequentiediagrammen op UHF.

- V = luchtdruk in millibar
- T = temperatuur in °C.
- A = hoogte in Km
- D = dielectrische constante.

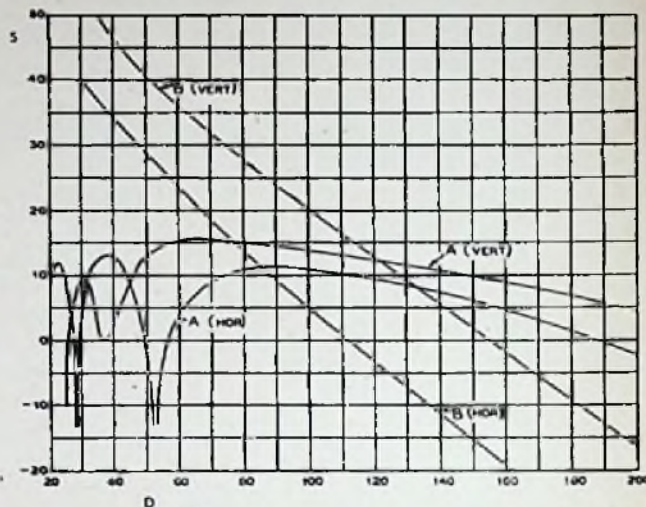


Fig. 4

TYPISCHE KARAKTERISTIEKEN DER UHF-VOORTPLANTING

Berekende krommen voor de stralingscomponenten door reflectie op de luchtgrens en door refractie en diffractie op de aarde, zowel voor horizontale als voor verticale polarisatie. Korte doublet-antennes, 1 kw uitgestraald vermogen, golflengte 4,7 meter, grondgeleidbaarheid 5×10^{-11} E.M.U. en dielectrische constante 80 voor zeewater. Hoogte der zendantenne 42 meter, der ontvangantenne 5 meter, hoogte der luchtgrens 1500 meter en effectieve straal der aarde 8500 Km.

- A = kromme der reflectie op de luchtgrens
- B = kromme der rechtstreekse refractie-diffractie.

geveer 10 Km, zal vaker voorkomen op dagen waarop er stratuswolken zijn dan op heldere, koele dagen met diep-blauwe hemel. De discontinuïteit van temperatuur of vochtigheid kan overdag onderbroken worden door verticale convectiestromen boven het land, doch zullen overdag waarschijnlijker aanhouden boven het water. Deze voorwaarde is in zekere mate verscheidene dagen op voorhand te voorspellen aan de hand van de weerberichten. De cyclus van de zonnevlekken heeft hier geen invloed. Zoals bij de rechtstreekse verbindingen krijgt men ook hier de beste uitslagen met een gelijke polarisatie of oriëntatie van de antennes bij zender en ontvanger, terwijl bij een transmissie door reflectie in de ionosfeer (dat gedeelte van de atmosfeer tussen 50 en 500 Km hoog) weinig verschil ondervonden wordt, wanneer de antennes op gelijke of ongelijke wijze georiënteerd zijn.

Figuur 3 illustreert de grens van een luchtmassa op 3,4 Km hoogte, volgens de gegevens over de vrije atmosfeer van het «U.S. Weather Bureau» in de buurt van New York op een ogenblik, dat op dezelfde hoogte UHF-metingen werden uitgevoerd door de Bell Laboratories. De pijl wijst naar de inversie of de discontinuïteit in temperatuur en dampdruk en de resulterende variatie in de dielectrische constante van de lucht.

Figuur 4 toont typische ZHF-voortplantingskarakteristieken voor een zeewater-pad in de buurt van New York, berekend voor de grens van een luchtmassa op 1500 meter (kromme A) en voor de refractie-diffractie aardstralingscomponente voor een grondgeleidbaarheid van 5×10^{-11} E.M.U. en de dielectrische constante 80 voor zeewater (kromme B) voor horizontale en verticale antennes, op een golflengte van 4,7 meter (64 MHz), met antennes van het korte doublet-type en een uitstralingsvermogen van 1 kW. De zwaarste fading ontmoet men meestal op een afstand waar de krommen A en B elkaar kruisen; langzame sluïering komt op grotere afstanden voor.

STRATOSFERISCHE WEERKAATSING.

Verbindingen als gevolg van stratosferische weerkaatsing kunnen tot stand gebracht worden gedurende magnetische stormen, bij Noorderlicht en gedurende sterrenregens. Dx-verbindingen gedurende sterke sterrenregens worden gekarakteriseerd door herhaalde stoten van grote seinsterkte gevolgd door een snelle afname van de sterkte op de ontvanger. De beweging van de meteoren verwekt een geïoniseerde staart van grote afmetingen, die een effectieve reflectie van de seinen kan tot stand brengen. Deze geïoniseerde streken bestaan slechts enkele seconden zodat een werkelijke sterrenregen noodzakelijk is om een verbinding mogelijk te maken.

Het verbindingstype dat mogelijk is gedurende zichtbaar Noorderlicht en gedurende magnetische stormen, noemt men « Noorderlicht-dx ». Deze toestanden bereiken hun maximum, een weinig na het hoogtepunt van de zonnevlekkencyclus, misschien wel omdat de vlekken dichter bij de evenaar van de zon optreden (en dus dicht bij de aarde) op dit tijdstip van de cyclus. Magnetische stromen gaan gewoonlijk vergezeld van ionosferische stormen. De normale lagen van de ionosfeer worden verscheurd of verdwijnen gedeeltelijk, waardoor radioverbindingen op hoge frequenties over lange afstanden moeilijk of onmogelijk worden. Ongewone omstandigheden in de ionosfeer moduleren soms de ZHF-golven, zodat men een bepaalde toon of storing-modulatie waarneemt zelfs op zenders, die slechts enkele mijlen verwijderd zijn.

Men beschikt niet over de nodige gegevens om te bepalen tot hoe hoog een frequentie zal teruggestuurd worden door de geïoniseerde stratosfeer in deze voorwaarden, doch men weet dat frequenties van 25 tot 60 MHz er door beïnvloed worden. Een eigenaardigheid van dit voortplantingstype der ZHF in het noorderlijk halfrond is dat de richtantennes bij zender en ontvanger gewoonlijk naar het Noorden moeten gericht worden om goede resultaten te verkrijgen, ongeacht de richting waarin het station ligt waarmee men in verbinding wil treden. Gedurende magnetische stromen werden afstanden van 700 tot 800 mijl overbrugd met zenders op 30 en 60 MHz, waarbij er slechts weinig aanduidingen bestonden over het eventueel aanwezig zijn van een stiltezone (skip-zone) tussen beide stations. Gewoonlijk zijn uitzendingen met spraakmodulatie moeilijk of onmogelijk wegens de toon of de storing-modulatie op het sein. De meeste verbindingen van dit type werden verwezenlijkt in zuivere of gemoduleerde telegrafie met een gesleutelde draaggolf; de gebruikte ontvangers gaven de beste uitslagen met een MF-selectiviteit in de aard van deze van gewone commerciële HF-ontvangers. Wegens het verband van dit transmissietype met de magnetische stormen wordt er verondersteld, dat de hiertoe noodzakelijke omstandigheden het gemakkelijkst zullen bestaan gedurende of juist na de periode van de maximum-activiteit van de zonnevlekken.

10.3. — IONOSFERISCHE VOORTPLANTING.

De voortplanting der radiogolven voor verbindingen op frequenties tussen ong. 3 en 30 MHz, wordt normaal verwezenlijkt dank zij de ionosferische weerkaatsing of refractie. In toestanden van ongewoon sterke ionisatie in de ionosfeer heeft men verbindingen weten tot stand komen door ionosferische voortplanting op frequenties tot 50 MHz.

De ionosfeer bestaat uit lagen geïoniseerde gasdeeltjes, die gelegen zijn boven de stratosfeer en die misschien wel tot 300 mijl boven de aarde reiken. Wij zien dus dat HF-radiogolven zich kunnen verplaatsen in rechte lijn over een korte afstand tussen zender en ontvanger of dat ze kunnen uitgestraald worden naar de ionosfeer, waar ze als onrechtstreekse stralen terug naar beneden af gebogen worden, zodat ze op grote afstanden van de zender terug met de aardoppervlakte in aanraking komen. De golf, die de ontvanger bereikt langs deze ionosferische weg, noemt men de ionosfe-

rische of ruimtegolf. De golf die de ontvanger bereikt door een rechtlijnige verplaatsing van de zendantenne naar de ontvangstantenne noemt men gewoonlijk de grondgolf en werd reeds hoger besproken.

De mate waarin de ruimtegolf verbogen wordt, hangt af van de frequentie en van de ionisatiegraad van de ionosfeer, die zelf afhankelijk is van de uitstralingen van de zon. De zon verhoogt de dichtheid van de ionosferische lagen en vermindert hun effectieve hoogte. Om deze reden gedragen de radiogolven zich op zeer verschillende wijzen op verschillende tijdstippen van de dag en gedurende de verschillende seizoenen van het jaar.

Hoe hoger de frequentie is van een radiogolf, des te dieper dringt ze in de ionosfeer door en des te moeilijker laat ze zich terug naar de aarde afbuigen. Hoe lager de frequentie is, des te gemakkelijker worden de golven afgebogen en des te minder diep dringen ze in de ionosfeer door. Seinen op 160 en 80 meter zullen gewoonlijk terug naar de aarde gebogen worden, zelfs wanneer ze bijna verticaal naar omhoog gestraald worden en men mag zeggen dat ze eerder weerkaatst dan wel gebroken worden. Wanneer de frequentie boven zowat 5000 kHz stijgt (naargelang de critieke frequentie van de ionosfeer op dat ogenblik), dan stelt men vast dat golven, die uitgestraald worden in hoeken die hoger zijn dan een zekere critieke hoek, nooit naar de aarde weerkeren. Op hogere frequenties is het dus gewoonlijk wenselijk de straling tot kleine hoeken te beperken, daar de golven met grote stralingshoeken in de ionosfeer binnendringen, er door gaan en nooit meer terugkeren.

DE F-LAAG.

De hoogste der twee voornaamste weerkaatsende lagen van de ionosfeer wordt de F-laag genoemd. Deze laag heeft een virtuele hoogte van ongeveer 200 mijl bij nacht en splitst zich overdag in twee lagen, waarvan de bovenste met F2 en de onderste met F1 aangeduid wordt. De hoogte van F2 bedraagt normaal ongeveer 275 mijl en F1 heeft een hoogte, die niet meer dan 140 mijl bedraagt. Het is deze F-laag die alle dx-verbindingen der amateurs bij nacht mogelijk maakt en bijna alle dx-voortplanting overdag.

CRITIEKE FREQUENTIE.

De critieke frequentie van een ionosferische laag is de hoogste frequentie, welke zal weerkaatst worden wanneer de golf de laag met verticale incidentie raakt. De critieke frequentie van de sterkst geïoniseerde laag van de ionosfeer kan bij nacht tot 2 MHz dalen en in het midden van de dag tot 8 of 10 MHz stijgen. Deze critieke frequentie heeft een rechtstreeks belang voor de amateurs omdat er een stilte-zone zal ontstaan voor alle frequenties, groter dan de critieke frequentie op dat ogenblik. De critieke frequentie is een maat voor de dichtheid van de ionisatie van de weerkaatsende lagen. Hoe hoger de critieke frequentie, hoe groter de dichtheid der ionisatie.

MAXIMUM BUIKBARE FREQUENTIE.

De maximum bruikbare frequentie is van zeer groot belang voor de amateur daar de frequentie de hoogste is, die kan gebruikt voor een verbinding tussen twee gegeven streken. Het is de hoogste frequentie waarop een golf, die in een bepaalde richting in de ionosfeer gestuurd wordt, door de ionosferische weerkaatsing naar een bepaalde streek op de aarde zal teruggestuurd worden. Deze frequentie is het hoogst op de middag of vroeg in de namiddag en is het hoogst in de perioden van intensieve zonnevlekken-activiteit. In de winter van 1946 is de maximum bruikbare frequentie in zekere streken van de Verenigde Staten en van Europa zelfs gestegen tot 50 MHz en nog hogere frequenties werden signaleerd uit het gebied van de centrale Stille Oceaan. In de vroege ochtenduren daalt de maximum bruikbare frequentie vaak tot frequenties onder 10 MHz. De hoge maximum bruikbare frequentie in het midden van de dag wordt veroorzaakt door de weer-

kaatsing van de laag F2. Gegevens hierover worden regelmatig verstrekt in tijdschriften voor KG-amateurs.

OPSLORPING EN OPTIMUM BEDRIJFS-FREQUENTIE.

De optimum bedrijfsfrequentie voor elke richting en afstand is steeds een weinig lager dan de maximum bruikbare frequentie voor het contact met een gegeven plaats. De opslorping door de ionosfeer wordt groter naarmate de bedrijfsfrequentie daalt onder de maximum bruikbare frequentie. Het is deze omstandigheid die de seinen op 14 en 28 MHz zo zeer in sterkte doet toenemen juist vóór het sein volledig verdwijnt. Op het ogenblik dat de seinen de grootste amplitude bereiken is de bedrijfsfrequentie gelijk aan de maximum bruikbare frequentie. Wanneer het sein dan volledig wegvalt is de maximum bruikbare frequentie lager geworden dan de bedrijfsfrequentie.

OVERBRUGDE AFSTAND (SKIP-AFSTAND).

De kortste afstand tussen de zender en de plaats waar de door de ionosfeer teruggekaatste seinen ontvangen worden, noemt men de « skip-afstand ». Zoals hoger vermeld onder de hoofding « Critieke frequentie », bestaat er geen « skip-afstand » voor een frequentie onder de critieke frequentie van de sterkst geïoniseerde laag op het ogenblik der uitzending. Op 15 MHz heeft men altijd een « skip-afstand » en meestal bij nacht op 3,5 en 7 MHz. De werkelijke overbrugde afstand is deze tussen de punten waarop de grondgolf tot nul daalt en waar de ruimtegolf naar de aarde begint terug te keren. Deze afstand kan variëren van 40 of 50 mijl op 3,5 MHz tot duizenden mijl op 28 MHz.

DE E-LAAG ; SPORADISCHE E-VOORTPLANTING.

De laagste der twee belangrijkste lagen van de ionosfeer is de E-laag, die aansprakelijk was voor de dx in de oude 160 meter-band en die bij nacht dx mogelijk maakt in de omroepband. De E-laag zelf is niet van veel belang voor de amateurverbindingen, doch vaak bestaat een sporadische toestand, waarvan de hoogte ongeveer 110 Km (68 mijl) boven het zeepil bedraagt, die de hoogste frequenties, die naar de aarde terugkeren, zal weerkaatsen. Een enkele sprong kan tot 1200 mijl bedragen of nog iets meer voor gunstige liggingen of met antennes die een effectieve straling onder zeer kleine hoek geven (minder dan 3°). Gebruikelijk kunnen 1300 of 1400 mijl in één enkele sprong overbrugd worden, eventueel met de hulp van een atmosferische afbuiging aan beide uiteinden. Sporadische ontvangst door de E-laag kan op ieder ogenblik voorkomen, doch treedt vooral op van einde April tot begin September in de noordelijke streken met gematigde temperatuur ; ze komt ook vaker in de voormiddag voor, dan in de vooravond. De sporadische E-laag-voortplanting is puntvormig, wat een ontvangst geeft in een bepaalde streek, die omgeven is door een stilte-zone ; over een periode van verscheidene jaren is de ontvangst met dubbele sprong slechts gedurende enkele dagen mogelijk. Sporadische E-laag-weerkaatsing maakt verbindingen mogelijk op frequenties van minstens 60 MHz ; een ontvangst op 56 MHz over een afstand van 310 mijl betekent b.v. dat de ionisatie voldoende sterk was om het theoretisch mogelijk te maken dat frequenties van 2½ meter (112 MHz) gedurende die dag toevallig zou kunnen ontvangen worden over een afstand van 1200 mijl. Bij stijgende frequenties worden de stilte-zones groter en de ontvangst-zone kleiner, wat aanduidt dat de praktische grens van de sporadische weerkaatsing door deze laag in de buurt ligt van zowat 80 of 100 MHz.

Het is deze sporadische E-toestand die 's avonds verbindingen over 400 tot zowat 1200 mijl mogelijk maken op 28 MHz. Deze toestand is eveneens de oorzaak van het meer gekende type der « band-opening », die men ontmoet op 50 MHz, wanneer men zeer sterke seinen ontvangt van stations, die ongeveer 1200 mijl verwijderd zijn.

CYCLUSSEN VAN DE IONOSFERISCHE ACTIVITEIT.

De ionisatiedichtheid van de ionosfeer wordt bepaald door een hoeveelheid stralen (vermoedelijk ultra-violet), die van de zon voortkomen. Bijgevolg staat de activiteit van de ionosfeer in functie tot de hoeveelheid stralen van het gepaste type, die door de zon uitgestraald worden en eveneens in functie tot het betrekkelijk uitzicht van de streken in de buurt van de betreffende ligging ten opzichte van de zon. Er bestaan vier algemene cyclussen in de activiteit van de ionosfeer. Deze zijn : de dag-cyclus, die veroorzaakt wordt door de draaiing van de aarde, de cyclus van 27 dagen, veroorzaakt door de draaiing van de zon, de seizoen-cyclus als gevolg van de stand van de aarde in haar baan rond de zon, en de cyclus van 11 jaar, die deze van de zonnevlekken is. De invloeden van deze cyclussen voegen zich bij elkaar in zover het de activiteit van de ionosfeer betreft. De cyclussen zijn eveneens onderhevig aan variaties van korte duur als gevolg van de magnetische stormen en gelijkaardige storingen op de aarde.

STRALINGSHOEK.

Voor een gegeven frequentie, hoogte van de ionosfeer en te overbruggen afstand bestaat er een optimum hoek ten opzichte van de gezichteinder waarop het sein dient uitgestraald te worden. Voor uiterst grote afstanden moet de hoek klein zijn (8 tot 15 graden boven de gezichteinder), zodat de golf kan aankomen met zo weinig mogelijk reflectie. Voor gewone verbindingen, op de wijze waarop de banden het meest gebruikt worden, zijn volgende hoeken aan te bevelen :

3,5 MHz-band — Zeer hoge stralingshoek is best voor plaatselijke verbindingen, waarbij ongestoorde werking van belang is.

7,0 MHz-band — Hoeken van 25 tot 40° ; lagere hoeken zijn best voor dx.

14 MHz-band — Hoeken van 10 tot 25°, naargelang de afstand.

28 MHz-band — Hoeken onder 10°, zowel voor dx als voor plaatselijk werk.

50 MHz-band en hogere frequenties — Zo klein mogelijke hoek.

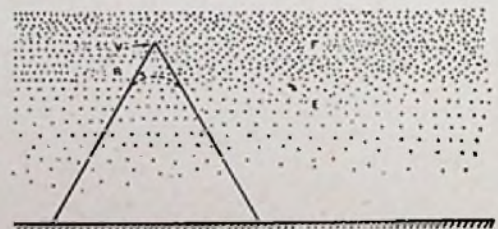
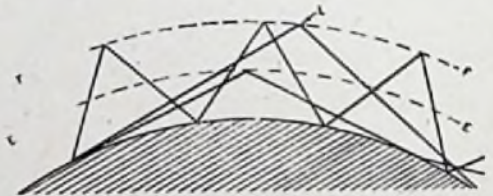


Fig. 5

Voorstelling van de wijze waarop de geïoniseerde atmosfeer op een geïoniseerde laag de radiogolven terug naar de aarde kan afbuigen en van enkele der vele mogelijke wegen van een HF-ruimtegolf.

L = minimum-hoek die het doordringen van de laag toelaat.

F = laag F

E = laag E

R = werkelijke weg der golven

V = virtuele weg der golven.

SLUIERING.

Hoe kleiner de stralingshoek van de golf ten opzichte van de horizon, des te verder zal de golf terug op de aarde komen. De golf kan door de aarde opnieuw naar de ionosfeer weerkaatst worden en daarna terug naar de aarde door de ionosfeer, waardoor een tweede « skip-afstand » ontstaat. De tekening van figuur 5 toont de verschillende mogelijke weerkaatsingen. Wanneer de ontvanger golven ontvangt, die langs verschillende wegen van de zender naar de ontvanger gekomen zijn, dan zullen de impulsen van het sein niet op hetzelfde ogenblik aankomen, daar ze niet dezelfde afstand afgelegd hebben. Wanneer twee of meer seinen in dezelfde fase op de ontvangstantenne komen, dan zal het resulterende sein in de ontvanger vrij sterk zijn. Bestaat er an-

derzijds een fazeverschil van 190° tussen de seinen, dan zullen ze trachten elkaar te neutraliseren, en het ontvangen sein zal verzwakken — zelfs tot nul, indien de neutralisatie volledig is. Dit verklaart waarom HF-seinen aan fading onderhevig zijn.

Op hoge frequenties kan de sluiering in grote mate verminderd worden door het gebruik van een zendantenne met scherp verticaal richteffect, waardoor het aantal wegen, langswaar het sein ter bestemming kan komen, beperkt wordt. Een antenne met gelijkaardige karakteristieken (scherp verticaal richteffect) zal de sluiering nog verder verminderen. Bij het gebruik van antennes met scherp verticaal richteffect, is het wenselijk een zo klein mogelijke, verticale hoek te gebruiken, die nog een goede seinsterkte op de gebruikte frequentie toelaat.

Antennes en Transmissielijnen

In hoofdstuk 10 gaven we een korte inleiding over de wijze waarop de uitstraling plaats heeft. Tot op heden hebben de amateurs in de praktijk bijna uitsluitend stralende systemen gebruikt bestaande uit draden of betrekkelijk korte stukken metalen buis. De transmissielijnen zijn bijna zonder uitzondering van het type met parallelle draden of met coaxiale kabel. Daarom wordt dit hoofdstuk gewijd aan de grondslagen der werking van dergelijke systemen.

11-1. — ALGEMENE KARAKTERISTIEKEN DER ANTENNES.

Alle antennes hebben zekere algemene karakteristieken. Het verschil in deze algemene karakteristieken maakt een bepaald antenntype of -systeem beter geschikt voor een bepaalde toepassing dan een ander type. De zes voornaamste karakteristieken zijn: (1) polarisatie, (2) stralingsweerstand, (3) horizontaal richt-effect, (4) verticaal richteffect, (5) bandbreedte, en (6) effectieve vermogenversterking.

De polarisatie van een antenne of een stralend systeem is de richting van de vector van het elektrisch veld en werd bepaald in het voorgaande hoofdstuk.

De stralingsweerstand van een antennesysteem slaat normaal op het voedingspunt van een antenne, die in een stroombuik gevoed wordt, of in een stroombuik in een antennesysteem, dat in een ander punt gevoed wordt. De stralingsweerstand is de waarde van de weerstand, die, ingeschakeld in serie met de antenne in een stroombuik dezelfde energie zou dissiperen als door de antenne werkelijk uitgestraald wordt, indien de antenestroom op het voedingspunt dezelfde bleef.

Het horizontale en verticale richteffect kan het aanschouwelijkst voorgesteld worden door een richtkarakteristiek, die een grafische voorstelling is van de uitgestraalde veldsterkte als functie van de azimuthhoek voor het horizontale richteffect en van de veldsterkte als functie van de hoogtehoek voor het verticale richt-effect.

De bandbreedte van een antenne is de maat van haar geschiktheid om te werken binnen een bepaald frequentiebereik. Deze bandbreedte kan uitgedrukt worden hetzij als « bedrijfsfrequentie plus of minus een bepaald % van de bedrijfsfrequentie », hetzij als « bedrijfsfrequentie plus of minus een bepaald aantal MHz » voor een gegeven grens van de staande golfverhouding op de transmissielijn, die het antennesysteem voedt.

De effectieve vermogenversterking of de richtversterking van een antenne is de verhouding tussen het vereiste vermogen in een gegeven antenne en het vereiste vermogen in een referentie-antenne. (gewoonlijk een halvegolf dipool) om dezelfde veldsterkte te verkrijgen in de bevoorrechte richting van de te meten antenne. De richtversterking kan uitgedrukt worden als een werkelijke verhouding der vermogens of, zoals het meestal geschiedt, kan deze verhouding in decibel uitgedrukt worden.

11-2. — FREQUENTIE EN ANTENNELENGTE.

Alle antennes, die doorgaans door amateurs gebruikt worden, behalve de ruit-antenne, zijn afgeleid van de grondvorm der Hertz-antenne, die een in de ruimte opgehangen draad is met een elektrische lengte van

een halve golf. Een lineaire, resonerende dipool, die elektrisch een halve golf lang is, is fysisch iets korter dan de halve golf als gevolg van de capaciteit met de aarde, het « eind-effect » en het feit dat de snelheid van een HF-radiogolf, die zich langs een geleider beweegt niet even groot is als de snelheid in de vrije ruimte.

PHYSISCHE LENGTE VAN EEN HALVEGOLF ANTENNE.

Indien men de doormeter van de antennedraad zeer klein houdt in verhouding tot de antennelengte, dan zijn de hierboven vernoemde effecten vrij constant zodat de elektrische halve golf een vast % korter is dan de fysische halve golflengte. Dit % bedraagt ongeveer 5 %. Daarom zijn de meeste lineaire halve golf-antennes fysisch op weinig na 95 % van de halve golf lang. Een resonerende halvegolf-antenne op juist 80 meter zal dus de helft van 0,95 maal 80 meter lang moeten zijn. Men kan dit op een andere wijze uitdrukken door te zeggen dat een draad resonanceert op een golflengte van ongeveer 2,1 maal zijn lengte in meters. Indien de diameter van de geleider een merkkelijk breukdeel van de golflengte gaat bedragen, zoals bij het gebruik van holle geleiders als ZHF-straler, dan worden de factoren iets minder dan 0,95. Op frequenties onder 30 MHz en bij gebruik van draad, doch niet van holle geleiders, kan men het cijfer 0,95 als juist aanvaarden. Dit veronderstelt echter dat het uitsluitend element verwijderd is van de omringende voorwerpen en geen bochten vertoont.

Een eenvoudige omrekening in voet kan verkregen worden door het gebruik van een factor 1,56. Om de fysische lengte van een halvegolf-antenne voor 80 meter te vinden, vermenigvuldigen we 80 met 1,56 en we bekomen 124,8 voet als lengte voor het uitstralend element.

Het is gebruikelijk eerder de frequentie dan de golflengte te gebruiken voor het aanduiden van een bepaald punt in het frequentiespectrum. Om deze reden moet men de verhouding tussen frequentie en golflengte in het hoofd houden. Daar de snelheid van de radiogolven door de ruimte de constante waarde heeft van de lichtsnelheid, zal men zien dat hoe meer golven per seconde voorbij een punt komen (hogere frequentie), des te dichter de toppen dezer golven bij elkaar zullen gelegen zijn (kortere golflengte). Bijgevolg, hoe hoger de frequentie, des te korter de golflengte.

Een radiogolf in de ruimte kan vergeleken worden met een golf in het water. In beide gevallen vertoont de golf toppen en dalen. Een top en een dal vormen een volledige golf of een golflengte.

De frequentie geeft het aantal golven of toppen die per seconde op een punt voorbijkomen. De golflengte geeft de afstand aan, die de golven afleggen door de ruimte gedurende een periode of een trilling van de antennestroom; het is de afstand in meter tussen twee opeenvolgende toppen of dalen van de golfreën.

Daar een radiogolf een afstand van 300.000.000 meter per seconde (snelheid van het licht) aflegt, zal een frequentie van 1 periode per seconde overeenstemmen met een golflengte van 300.000.000 meter. Zo moet ook de golflengte gedeeld worden door 1 miljoen, wanneer de frequentie vermenigvuldigd wordt met 1 miljoen, teneinde de juiste verhouding te behouden.

Een frequentie van 1.000.000 perioden per seconde

(1.000 kHz) is gelijk aan een golflengte van 300 meter. Door de frequentie te vermenigvuldigen met 10 en de golflengte te delen door 10 vinden we : een frequentie van 10.000 kHz is gelijk aan een golflengte van 30 meter. Door opnieuw met 10 te delen en te vermenigvuldigen, krijgen we : een frequentie van 100.000 kHz is gelijk aan een golflengte van 3 meter. Om bijgevolg de golflengte in frequentie (in kHz) om te zetten hoeven we slechts 300.000 te delen door de golflengte in meter (λ).

$$F_{\text{kHz}} = \frac{300.000}{\lambda}$$

$$\lambda = \frac{300.000}{F_{\text{kHz}}}$$

Nu we een eenvoudige conversieformule hebben om frequentie in golflengte om te zetten en omgekeerd, kunnen we ze opnemen in onze formule der golflengte ten opzichte van de antennelengte en we krijgen het volgende :

Lengte van een halvegolf straler uit draad (nr. 14 tot nr. 10) :

Banden van 3,5 MHz tot 30 MHz :

Lengte in voet : $\frac{468}{\text{Freq. in MHz.}}$

50 MHz band :

Lengte in voet : $\frac{460}{\text{Freq. in MHz.}}$

Lengte in duim = $\frac{5600}{\text{Freq. in MHz.}}$

144 MHz band :

Lengte in duim = $\frac{5500}{\text{Freq. in MHz.}}$

Bouwt men de halvegolf-radiator in buis of staaf, met een diameter die een merkelijke fractie van de lengte bedraagt, dan verkort de resonerende lengte van de halvegolf-antenne. De mate der verkorting kan bepaald worden met behulp van het diagram van figuur 1. Hier wordt de verkorting in vergelijking met de hierboven gegeven waarden aangetekend ten overstaan van de verhouding van de lengte tot de doormeter van de halvegolf-straler.

De lengte van een golf in de vrije ruimte is iets groter dan de lengte van een antenne voor dezelfde frequentie. De werkelijke golflengte in de vrije ruimte wordt gegeven door de volgende uitdrukkingen :

Golflengte = $\frac{492}{\text{Freq. in MHz.}}$ in voet.

Golflengte = $\frac{5905}{\text{Freq. in MHz.}}$ in duim.

HARMONISCHE RESONANTIE.

Een draad in de vrije ruimte opgehangen resonanceert op meer dan één frequentie. De laagste frequentie waarop hij resonanceert noemt men de grondfrequentie en bij deze frequentie is de draad ongeveer zo lang als de helft der golflengte. Een draad kan twee, drie, vier, vijf of nog meer staande golven hebben en bijgevolg op ongeveer de volle harmonischen van de grondfrequentie resonanceert. De hogere harmonischen zijn echter geen volle veelvouden van de laagste resonantiefrequentie.

Een antenne, die op een harmonische werkt is iets langer dan het overeenstemmende aantal dipolen en om

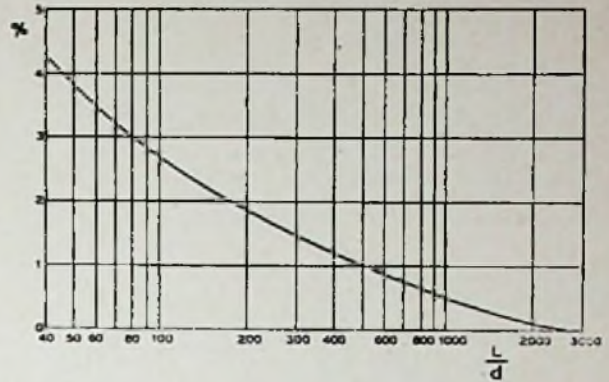


Fig. 1.
DIAGRAM DER VERKORTING VAN EEN RESONEREND ELEMENT TEN OVERSTAAN VAN DE VERHOUDING DER LENGTE TOT DE DOORMETER.

Het gebruik van dit diagram is gebaseerd op de grondformule, waarin de lengte in voet gelijk is aan 468/frequentie in MHz.

Deze formule is toepasselijk op frequenties onder 30 MHz, wanneer de straler uit draad is. Op hogere frequenties en op 14 en 28 MHz bij gebruik van holle geleiders met grote doormeter voor de radiator moet de lengte van de straler, zoals die verkregen wordt door bovenstaande formule verkort worden met een hoeveelheid, die bepaald wordt door de verhouding van de lengte tot de diameter van de straler. De maat van deze verkorting is af te lezen uit het bovenstaand diagram.

deze reden kan de formule voor de lengte van een dipool niet eenvoudig toegepast worden door vermenigvuldiging met de overeenstemmende harmonische. De tussenliggende halvegolf secties hebben geen «eindeffect». De stroomverdeling wordt verstoord door het feit dat het vermogen sommige van de halvegolfsecties slechts kan bereiken met door andere secties heen te vloeien, waarbij deze laatsten niet alleen als radiatoren dienen, doch eveneens als transmissielijnen. Om deze laatste reden zal de resonerende lengte in zekere mate afhangen van de voedingsmethode, daar er minder stroomverzwakking zal optreden, wanneer de antenne in het midden gevoed wordt dan nabij of op een uiteinde. De antenne moet dus iets langer zijn wanneer ze bij een einde gevoed wordt, dan wanneer de voeding in het midden geschiedt. Dit verschil is echter klein, tenzij de antenne minstens vier golflengten lang is.

Onder deze voorwaarden van sterke stroomverzwakking kan het voorkomen dat sommige knopen of buiken iets meer dan een physische halve golflengte van elkaar verwijderd liggen. Daar zoveel factoren de lengte beïnvloeden, is het duidelijk dat de enige methode om een op harmonischen werkende antenne tot resonantie te brengen erin bestaat, enkele experimenten te doen ofwel een voedingssysteem te gebruiken, waarin zowel de voedingslijn als de antenne aan het zenderende, als één geheel in resonantie gebracht worden.

Van een dipool of een halvegolf-antenne zegt men dat ze werkt op de grondfrequentie of op de eerste harmonische. Een vollegolf-antenne — een antenne die dus de lengte heeft van één golflengte — werkt op de tweede harmonische. Een antenne met vijf halve golflengten werkt dus op de vijfde harmonische. Merk op, dat een antenne voor de vijfde harmonische 2 1/2 golflengten lang is en niet vijf golflengten.

De werkelijke physische lengte van op harmonischen werkende antennes voor de verschillende amateur-banden wordt gegeven in een tabel in hoofdstuk 21.

RESONANTIE VAN DE ANTENNE.

De meeste antennes geven het beste rendement wanneer ze afgestemd zijn of resonanceert op de bedrijfsfre-

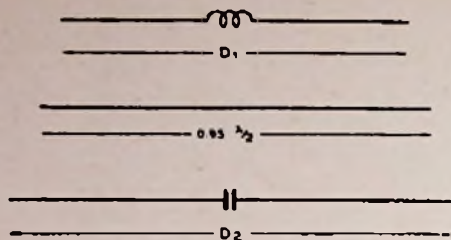


Fig. 2.

INVLOED VAN ZELFINDUCTIE OP CAPACITEIT IN SERIE OP DE LENGTE VAN EEN HALVEGOLF STRALER.

De bovenste antenne werd elektrisch verlengd door het opnemen in serie met het midden van een zelfinductiespoel. M.a.w. een antenne met opgehoopte zelfinductie in het midden kan korter gemaakt worden voor een gegeven frequentie dan een straler met draad alleen. De onderste antenne werd elektrisch verkort door een capaciteit. M.a.w. een antenne met een condensator in serie in het midden moet langer gemaakt worden voor een gegeven frequentie, daar haar effectieve elektrische lengte korter is in vergelijking met een antenne uit draad alleen.

quantie. De beschouwing geldt natuurlijk niet voor de ruitantenne en voor de hulp-elementen van antennesystemen die niet rechtstreeks gevoed worden. In practisch elk ander geval echter zal men een verbeterd rendement vaststellen, wanneer het gehele systeem, of het nu een eenvoudige dipool is of een ingewikkeld net, in resonantie gebracht wordt. Het stralingsrendement van een resonerende draad is verscheidene malen hoger dan dit van een niet resonerende draad.

Is een antenne iets te lang, dan kan ze in resonantie gebracht worden door het in serie schakelen van een draaicapacitor op een punt met grote stroomsterkte. Is ze iets te kort, dan kan men ze doen resoneren met behulp van een regelbare zelfinductie. Deze twee methoden, die schematisch worden weergegeven in figuur 2, worden meestal toegepast wanneer een gedeelte van de antenne tot in de werkkamer wordt gevoerd.

Bij antennenetjen of antennes, die gevoed worden met behulp van een transmissielijn is het gebruikelijk de elementen tot de juiste resonantie te brengen door praktische proeven. Een juiste antenneresonantie is vooral van belang bij een antenne met kleine stralingsweerstand: een antenne met een kleine stralingsweerstand heeft een hogere Q (een scherpere afstemming) dan een antenne met een grote stralingsweerstand. Een hogere Q betekent nog geen hoger rendement; het duidt alleen een scherpere resonantiekromme aan.

11-3. — STRALINGSWEERSTAND EN IMPEDANTIE VAN HET VOEDINGSNET.

In vele opzichten gelijkt een antenne aan een afstemkring. Het voornaamste verschil ligt in het feit, dat de elementen van zelfinductie, capaciteit en weerstand opgehoopt zijn in een afstemkring en verspreid zijn over de lengte van een antenne. Het midden van een halvegolfstraler is effectief op het aardpotentiaal ten opzichte van de HF-spanning, al is op dit punt de stroom het sterkst.

Wanneer de antenne resonanceert — en om goede uitslagen te bereiken zou dit steeds het geval moeten zijn — dan is de impedantie in het midden een zuivere weerstand en wordt stralingsweerstand genoemd. De stralingsweerstand is een fictieve term; het is de weerstandswaarde (ten opzichte van een stroombuik) waarin hetzelfde vermogen zou gedissipeerd worden als nu door de antenne uitgestraald wordt.

De stralingsweerstand hangt af van de lengte der antenne en van de nabijheid van voorwerpen, die het vermogen hetzij opslorpen, hetzij opnieuw uitstralen, zoals de aarde, andere draden, enz.

DE MARCONI-ANTENNE.

Vóór we te ver gaan in de bespreking van de stralingsweerstand, verklaren we best eerst de Marconi-(geaarde kwartgolf)-antenne. De Marconi-antenne is een speciaal type van de Hertz-antenne, waarbij de aarde werkt als de « andere helft » van een dipool, m.a.w. de stroom vloeit in de aarde in plaats van in een gelijkwaardige kwartgolfsectie. De stroombuik van een Marconi-antenne bevindt zich dus aan de basis in plaats van in het midden. In beide gevallen ligt hij op een kwartgolf van het uiteinde (of -einden).

Een halvegolf-dipool, ver boven de aarde en ver van andere weerkaatsende voorwerpen, heeft in het midden een stralingsweerstand van ongeveer 73 ohm. De stralingsweerstand is doorgaans bepaald ten opzichte van een stroombuik. Overigens heeft dit geen bepaalde betekenis, omdat men anders om het even welke waarde zou kunnen hebben, indien het punt op de antenne niet bepaald was.

Een Marconi-antenne is dus eenvoudig de helft van een dipool. Om deze reden bedraagt haar stralingsweerstand ruw genomen de helft van 73 ohm.

IMPEDANTIE DER ANTENNE.

Daar het vermogen overal in de antenne hetzelfde is, stelt de impedantie van een antenne op elk punt van haar lengte slechts de uitdrukking voor der verhouding tussen spanning en stroom op dat punt. Men heeft bijgevolg de kleinste impedantie waar de stroom het hoogst is, namelijk in het midden van een dipool, of op een kwart golf van het uiteinde in een Marconi-antenne. De impedantie stijgt gelijkmatig naar elk uiteinde toe, waar ze ongeveer 2400 ohm bedraagt voor een dipool, die ver boven de grond hangt en ongeveer het dubbele voor een verticale Marconi-antenne.

Indien men een verticale halvegolf-antenne derwijze opstelt, dat het onderste op het grondpeil komt, dan veroorzaakt de weerkaatsing van de grond een verhoging van de stralingsweerstand tot ongeveer 100 ohm. Bij gebruik van een halvegolf-antenne hangt de stralingsweerstand (en natuurlijk de hoeveelheid energie die voor een gegeven antennestroom uitgestraald wordt) af van de hoogte van de antenne boven de grond, daar de hoogte de fazehoek bepaalt tussen de in elke richting uitgestraalde golf en de golf, die er zich mee combineert na weerkaatsing door de grond.

Over de lengte van een halvegolf-antenne varieert de impedantie van een minimum in het midden tot een

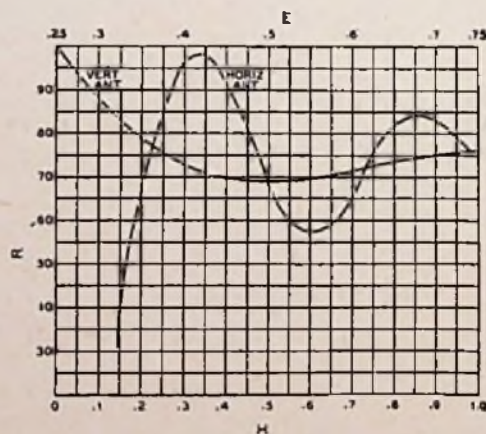


Fig. 3.

INVLOED VAN DE HOOGTE OP DE STRALINGSWEERSTAND VAN EEN DIPOOL, OPGEHANGEN BOVEN EEN VOLMAAKTE BODEM.

H = hoogte van een horizontale halvegolf antenne boven een volmaakte bodem (in golflengten).

R = stralingsweerstand (in ohm).

E = hoogte van het middenpunt van een verticale halvegolf antenne boven een volmaakte bodem (in golflengte).

maximum aan de uiteinden. De impedantie is de eigenschap die de stroom bepaalt op elk punt van de draad voor de waarde van de HF-spanning op dat punt, bij veronderstelling van een gegeven antennevermogen.

De krommen van figuur 3 duiden de stralingsweerstand in het theoretisch middenpunt van een halvegolf-antenne aan voor verschillende hoogten boven een volmaakte grond. Deze waarden zijn van belang voor het aanpassen van niet-afgestemde HF-voedingslijnen aan een antenne, teneinde een goede aanpassing der impedantie te verkrijgen en een afwezigheid van staande golven op de voedingslijnen.

Boven een middelmatige grond zal de werkelijke stralingsweerstand van een dipool afwijken van de juiste waarde uit figuur 3, daar deze laatste een hypothetische, volmaakte grond veronderstelt, zonder verliezen en met volmaakte weerkaatsing. Gelukkig zullen de krommen voor de stralingsweerstand boven de meeste grondtypen zeer dicht deze van het diagram benaderen, met uitzondering van het feit dat de stralingsweerstand voor een horizontale dipool niet zo snel daalt als aangegeven voor hoogten onder acht golflengten. Met de antenne zo dicht bij de grond en met de bodem in een sterk veld, wordt echter een groot deel van de stralingsweerstand vertegenwoordigd door de aardverliezen; dit betekent dat een groot deel van het antennevermogen gedissipeerd wordt in de aarde, die in tegenstelling met de hypothetische volmaakte aarde een weerstand heeft. In dit geval is een merkelijk deel van de stralingsweerstand in feite een verliesweerstand. Het bodemtype heeft eveneens een invloed op het stralingsdiagram, vooral in het verticale plan, zoals we verder zullen zien.

De stralingsweerstand van een antenne neemt over het algemeen toe met de lengte, al schommelt deze toename rond een bestendig gemiddelde toename. De toppen en de inzinkingen worden veroorzaakt door de reactantie van de antenne, wanneer de lengte haar niet toelaat ze op haar werkfrequentie te resoneren.

RENDEMENT VAN DE ANTENNE.

De antennes hebben zowel een zekere verliesweerstand als een stralingsweerstand. De verliesweerstand bepaalt het vermogen, dat in de antenne verloren gaat als gevolg van de ohmse weerstand van de draad, de weerstand van de aarde (in het geval van een Marconi), de kroonontlading en de isolatieverliezen.

Het benaderend effectief stralingsrendement (als decimaal uitgedrukt) is gelijk aan:

$$N_r = \frac{R_a}{(R_a + R_L)}$$

waarin R_a gelijk is aan de stralingsweerstand en R_L aan de effectieve verliesweerstand van de antenne. De verliesweerstand zal van de orde van 0,25 ohm zijn voor buisvormige geleiders met grote diameter — zoals men meestal gebruikt voor netten met meerdere hulp-elementen — en van de orde van 0,5 tot 2 ohm voor normale netten uit koperdraad.

Wanneer de stralingsweerstand van een antenne of een net zeer klein is, dan zal de stroom op een spanningsbuik vrij hoog zijn voor een gegeven vermogen. Zo zal eveneens de spanning op een stroombuik zeer hoog zijn. Zelfs met een zware geleider en een uitstekende isolatie, zullen de verliezen als gevolg van de hoge spanning in de sterke stroom aanzienlijk zijn, indien de stralingsweerstand voldoende laag is.

Gewoonlijk wordt het als ongewenst beschouwd, een antenne of een net te gebruiken met een stralingsweerstand van minder dan ongeveer 10 ohm, tenzij er voldoende richteffect, compactheid of enig ander voordeel aan verbonden is om de verliezen, als gevolg van de kleine stralingsweerstand, weer goed te maken.

WEERSTAND VAN DE BODEM.

De stralingsweerstand van een Marconi-antenne vooral moet zo hoog mogelijk gehouden worden. Dit zal de stroom voor een gegeven vermogen verminderen,

waardoor bijgevolg eveneens de verliezen door de serie-weerstand, veroorzaakt door de aardverbinding, zullen afnemen. De stralingsweerstand kan hoog gehouden worden door de Marconi-antenne iets langer te maken dan een kwart-golf en ze te verkorten tot de elektrische kwart-golf met behulp van een capaciteit in serie. Dit vermindert de stroom, die door de aardverbinding vloeit. Men moet haar ook zo ver mogelijk van de aarde verwijderd houden (verticale opstelling is ideaal). Methoden om de weerstand van de aardverbinding te verminderen werden gegeven bij de bespreking van de Marconi-antennes.

11-4. — HORIZONTALAAL RICHTEFFECT.

Bij het kiezen en het oriënteren van een antennesysteem moet men grote aandacht besteden aan de stralingsdiagrammen van de verschillende gewone antenntypen. De richtkarakteristieken zijn van nog groter belang wanneer men een richtantenne gebruikt.

Er bestaan bij een antenne twee soorten richteffect: horizontaal en verticaal. Voor het amateurswerk hebben beiden hun nut. Voor frequenties boven 14 MHz is het verticale richteffect zelfs bijna een noodzakelijkheid en daarom behandelen we dit onderwerp verder afzonderlijk.

Voor het werk van punt tot punt op elke frequentie is het horizontale richteffect steeds wenselijk. Met redelijke afmetingen der antenne op de lagere frequenties is dit echter niet steeds te bereiken. Kan men het echter bereiken met redelijke afmetingen van de antenne, zoals op frequenties boven 14 MHz, dan wordt de gemakkelijker bij het gebruik nog merkelijk verhoogd indien de maximum stralingslob van het horizontaal richteffect regelbaar is. Om deze reden zijn draaibare antennenetnetten, die in hoofdstuk 24 beschreven worden, zo populair geworden.

Een sterk horizontaal richteffect kan met voordeel gebruikt worden wanneer: (1) alleen werk van punt tot punt gedaan wordt, (2) verschillende netten beschikbaar zijn, zodat men het richteffect kan wijzigen door over te schakelen op een andere antenne, (3) een draaibaar net gebruikt wordt. Onder alle normale voortplantingsvoorwaarden volgen de seinen een grote cirkel of wijken er ten hoogste 2 of 3 graden van af. Bij zeer turbulente ionosferische voorwaarden of bij zeer ongewone voortplantingsvoorwaarden echter kan de afwijking voor de grootste seinsterkte tot 90° bedragen. Door het net draaibaar te maken kan men deze moeilijkheden vermijden, doch netten met een zeer sterk horizontaal richteffect kunnen te moeilijk gedraaid worden, behoudens misschien de typen voor frequenties boven 50 MHz.

Zowel de vaste als de draaibare richtnetten voor amateurswerk worden beschreven in de hoofdstukken 22, 23 en 24.

11-5. — VERTICAAL RICHTEFFECT.

Zoals hierboven vermeld is het verticaal richteffect van het grootste belang om een gunstige verbinding te bekomen op amateurbanden boven 14 MHz, of men al dan niet horizontaal richteffect gebruikt. Dit is waar omdat eenvoudig alleen de energie, die tussen zekere bepaalde hoogtehoeken uitgestraald wordt voor de verbinding nuttig is. Energie, die op andere hoogtehoeken uitgestraald wordt, gaat volledig verloren en heeft dus niet het minste nut.

OPTIMUM UITSTRALINGSHOEK.

De optimum uitstralingshoek voor de voortplanting van seinen tussen twee punten, hangt van een aantal veranderlijke factoren af. De belangrijkste hiervan zijn: (1) de hoogte van de ionosferische laag, die de voortplanting bevordert, (2) de afstand tussen de twee stations, (3) het aantal «sprongen» voor het overbruggen van de afstand tussen de twee stations. Bij verbindingen op 14 MHz is het vaak mogelijk beroep te doen

op verschillende voortplantingsmanieren om de seinen tussen twee punten te verzenden. Dit betekent natuurlijk dat men meer dan één uitstralingshoek kan gebruiken. Indien men onder deze voorwaarden geen richt-effect in de hoogte toepast, zal men selectieve sluiering krijgen als gevolg van de interferentie van golven, die langs verschillende wegen toekomen.

Op 28 MHz komt het meest voor dat slechts één voortplantingswijze tussen twee punten op een gegeven tijdstip zal mogelijk zijn. Dit verklaart natuurlijk waarom snelle sluiering in het algemeen en selectieve sluiering in het bijzonder afwezig zijn op seinen in de 28 MHz-band (behoudens sluieringen veroorzaakt door plaatselijke oorzaken).

Metingen hebben getoond dat de nuttige hoeken voor de verbindingen op 14 MHz tussen ongeveer 3° en 30° liggen, waarbij hoeken boven 15° alleen nuttig zijn voor plaatselijk werk. Metingen op de 28 MHz-band toonden aan, dat de draagwijdte der nuttige hoeken zich uitstrekt tussen 3° en 18°, waarbij de hoeken boven 12° alleen voor lokaal werk (minder dan 3000 mijl) kunnen gebruikt worden. Deze cijfers veronderstellen normale voortplanting met behulp van de laag F2.

UITSTRALINGSHOEK VAN TYPISCHE ANTENNES EN ANTENNESYSTEMEN.

Het wordt nu van belang te bepalen welke hoeveelheid uitstraling beschikbaar is op de lagere, nuttige stralingshoeken met de meestal door amateurs gebruikte antennes. Figuur 4 toont de betreffende uitgangsspanningen ten opzichte van de hoogtehoek (golfhoek) in graden boven de horizontale, voor horizontale en verticale doublets, die 0,6 golflengten boven twee bodemtypen opgesteld zijn. Uit een nazicht van de krommen is het duidelijk dat een horizontale dipool, die op deze hoogte boven de bodem is opgesteld (20 voet op de 28 MHz-band) slechts een kleine hoeveelheid energie uitstraalt op hoeken, die nuttig zijn voor de verbindingen op 28 MHz. De meeste energie wordt nutteloos hoger uitgestraald. Een verticale antenne boven een goed weerskaatsende oppervlakte schijnt in dit op-

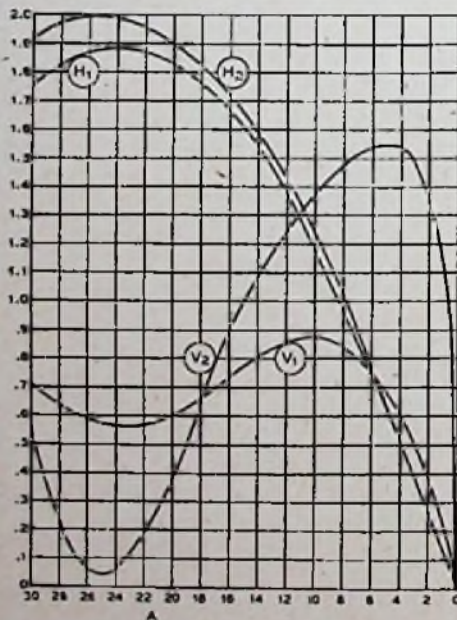


Fig. 4.

Richtkarakteristieken in het verticale plan van een verticale en een horizontale doublet op 0,6 golflengte boven twee verschillende bodems.

- H = horizontale doublet
- V = verticale doublet
- 1 = boven typische landbouwland
- 2 = boven zout water
- A = golfhoek in graden.
- T = betreffende uitgangsspanning in volt.

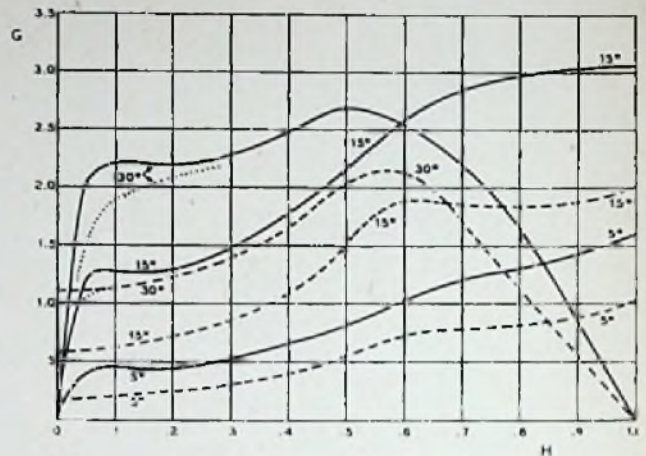


Fig. 5.

INVLOED VAN DE HOOGTE OP DE ANTENNEVERSTERKING

Invloed van de hoogte boven de grond op de versterking van een horizontale «flat-top beam» met enkele sectie een spatiëring van 1/8 golf (volle lijnen) en op de versterking van een horizontale halvegolf dipool (stippellijnen) op verticale hoeken van 5°, 15° en 30°. De versterking werd genomen in vergelijking met een halvegolf antenne in de vrije ruimte. Een volmaakt geleidende bodem werd verondersteld. De korte stippellijnen tonen de invloed aan van een verliesweerstand van 0,5 ohm op de versterking van beide antennetypen.

G = versterking der veldsterkte

H = hoogte boven de bodem in golflengte

zicht veel beter; dit feit werd vaak bewezen door praktische opstellingen. Een verticale antenne met het onderste einde slechts 0,1 golflengte boven een goed weerskaatsende oppervlakte is een uitstekende dx-antenne. Dit is echter slechts het geval met een degelijk weerskaatsende oppervlakte, zoals een zoutmoeras of een waterplas, of wanneer men een speciale inrichting, bestaande uit een aantal koperen elementen voor verschillende golflengten, tot zijn beschikking heeft.

Men zou nu kunnen denken dat men de uitstraling uit een horizontale of een verticale dipool zou kunnen verhogen door de antenne hoger boven de aarde op te stellen. Dit is in zekere mate waar voor een horizontale dipool: de uitstraling onder lage hoek neemt langzaam toe na het bereiken van een hoogte van 0,6 golflengten doch ten koste van een sterk verhoogde uitstraling op grote hoek en de vorming van een aantal nulpunten in het hoogte-diagram. Proeven hebben bewezen dat een middenpunthoogte van 0,6 golflengten (0,35 golflengten van het onderste einde) ongeveer het optimum is voor een verticale dipool.

Figuur 5 toont de betreffende versterking der veldsterkte voor verschillende hoogtehoeken van de straling uit een horizontale dipool op verschillende hoogten boven de bodem. De invloed van het steeds hoger boven de bodem opstellen van een horizontale dipool wordt weergegeven door figuur 6, die het verticale stralingsdiagram geeft van een dipool op een golflengte boven de bodem. Uit figuur 6 (en uit figuur 8, die de straling toont uit een dipool op 3/4 golflengte boven de aarde) kan men gemakkelijk vaststellen dat een groot % van de totale uitstraling van de dipool geschiedt op betrekkelijk hoge hoeken, die zonder nut zijn voor de verbindingen op 14 en 28 MHz. We zien dus dat om een werkelijke verhoging te bekomen van de verhouding der stralingen op lage hoek tot de straling op hoge hoek het noodzakelijk is de antenne hoog boven de aarde op te stellen en dat het bovendien noodzakelijk is, bijkomende middelen aan te wenden om de uitstraling op hoge hoek te onderdrukken.

De uitstraling op hoge hoek kan onderdrukt worden

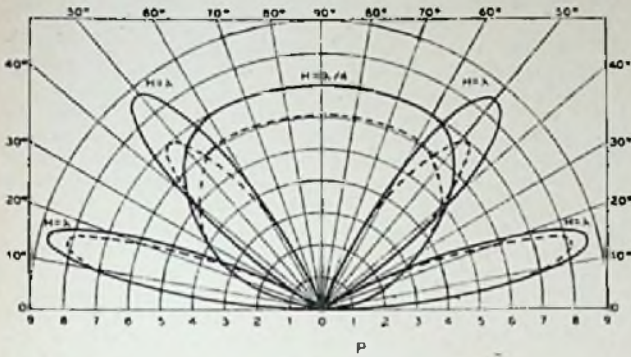


Fig. 6.

VERTICALE STRALINGSDIAGRAMMEN

Verticale stralingsdiagrammen voor halvegolf-antennes (ook deze van het co-lineaire en het uit elkaar gespreide type) op verschillende hoogten boven een middelmatige (stippellijnen) en een volmaakte (volle lijnen) bodem. Bemerkt dat dergelijke antennes op een kwartgolf hoven de bodem de stralingen concentreren op zeer hoge hoeken, die slechts nuttig zijn voor verbindingen op lagere frequentiebanden. Antennes op een halve golf hoven de bodem zijn niet aangetrokken, doch hun hoogtediagram vertoont een lob aan elke zijde op een hoek van 30° boven de grondlijn.

P = uitgangsvermogen.

en toegevoegd aan deze op lage hoek door het gebruik van een of ander systeem van richtantenne. Er bestaan drie algemene typen van antennenetnetten, die samengesteld zijn uit dipolelementen, voor het verkrijgen van een geconcentreerde straling op de lagere hoeken, die effectief zijn voor de verbindingen op hogere frequenties. Deze typen zijn: (1) het systeem met kleine afstanden tussen de elementen, die niet in fase zijn (b.v. de « flat-top-beam » of het WSJK-net), (2) het systeem met grote afstand tussen de elementen, die wel in fase zijn, (b.v. de « lazy-H » antenne en andere) en (3) het systeem met hulp-elementen, met als voorbeeld de draaiende 3-elementantenne en gelijkaardige systemen, waarbij verschillende afstanden en een afwijkend aantal elementen gebruikt worden.

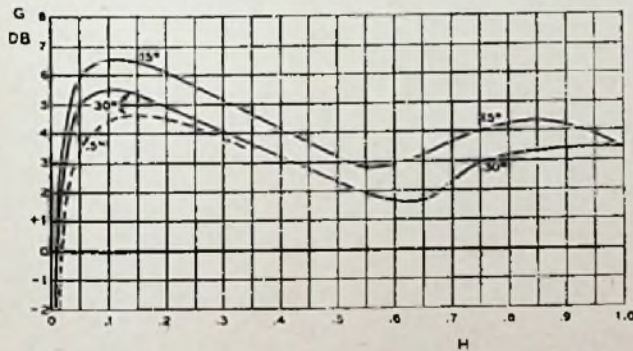


Fig. 7.

HOOGTE T.O.V. DE VERSTERKING VOOR EEN « FLAT-TOP BEAM ».

De invloed van de hoogte boven de grond op de versterking van een « flat-top beam » met enkele sectie en spatiëring op 1/8 golflengte in vergelijking met een horizontale halvegolf-antenne op dezelfde hoogte voor verticale hoeken van 15° en 30°. Een « flat-top beam » met meerdere secties zal ongeveer dezelfde versterking geven in vergelijking met een colineaire halvegolf antenne met dezelfde totale lengte en op dezelfde hoogte boven de grond. De invloed van een verliesweerstand van 0,5 ohm in de « flat-top beam » wordt aangegeven door de stippellijn.

G = versterking in db
 H = hoogte boven de grond in golflengte

Een vergelijking tussen de richtkarakteristieken van een dipool, een « flat-top beam » en twee boven elkaar opgestelde dipolen (een halve « lazy-H »), waarbij in alle gevallen de top van de antenne zich op een hoogte van 1/4 golflengte bevindt, wordt gegeven door figuur 9. De toename van de stralingssterkte onder lange hoek van deze eenvoudige antennesystemen, ten nadele van de nutteloze en meer verticaal gerichte straling van de gewone dipool, is opmerkelijk. De verbetering van de stralingssterkte onder lage hoek bij toenemende hoogte, in het geval van een antennesysteem met drie of vier hulpelementen is nog opvallender dan in het geval van de twee andere antentypen.

INVLOED VAN DE GEMIDDELDE AARDE OP DE STRALING DER ANTENNE.

Artikelen in tijdschriften betreffende antennestraling zijn vaak gebaseerd op de veronderstelling van een volmaakte aarde, teneinde het vraagstuk op de eenvoudigste wijze te kunnen behandelen. Tot hiertoe werd echter weinig gezegd over de werkelijke toestand, want de aarde is gewoonlijk een alles behalve volmaakte geleider. De beschouwing dat de aarde niet volmaakt is, verklaart vele zaken.

Wanneer de bodem minder dan een volmaakte geleider is, wordt hij een diëlectricum of misschien, in de uiterste gevallen, een « lekkende isolator ».

De resulterende verandering in het verticale diagram van een horizontale antenne wordt getoond in figuur 4. De bodemconstanten zijn in dit geval deze van vlak landbouwland. De oceaan benadert praktisch het dichtst de theoretisch-volmaakte bodem. Merk op, dat er slechts een klein verlies van vermogen optreedt als gevolg van de onvolmaakte bodem in vergelijking met de horizon van de oceaan.

De invloed van de aarde op het stralingsdiagram van een verticale dipool is veel groter. De straling van een verticale halvegolf-draad wordt op gevoelige wijze door de onvolmaaktheid van de bodem vermindert.

Een zeer belangrijke factor in de voordelen van een horizontale of verticale dipool wordt bijgevolg gevormd door de bodemtoestand.

11-6. — BANDBREEDTE.

De bandbreedte van een antenne of een antennesysteem is in hoofdzaak een functie van de stralingsweerstand en van de vorm van de geleiders, waaruit het opgebouwd is. Voor systemen met essentieel gelijkaardige constructie stijgt de bandbreedte (of de frequentie-uitwijking, die het systeem kan verdragen zonder te sterk optredend aanpassingsgebrek) met stijgende stralingsweerstand en de bandbreedte neemt toe door het gebruik van geleiders met grotere diameter (kleinere verhouding van de doormeter tot de lengte). Dit

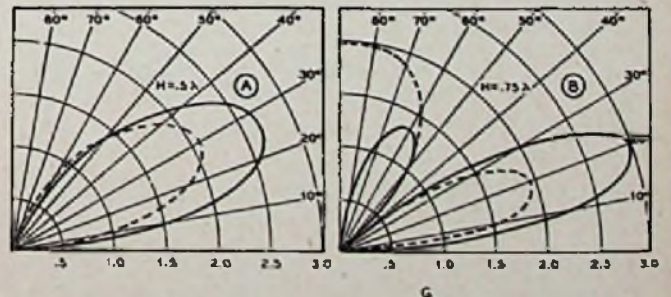


Fig. 8.

VERTICALE STRALINGSDIAGRAMMEN

Verticale stralingsdiagrammen van een horizontale « flat-top beam » met één sectie en een spatiëring van 1/8 golflengte (volle lijnen) en van een horizontale halvegolf antenne (stippellijnen), die beiden op 0,5 golflengte (A) en 0,75 golflengte (B) boven de grond opgesteld zijn.

G = versterking der veldsterkte

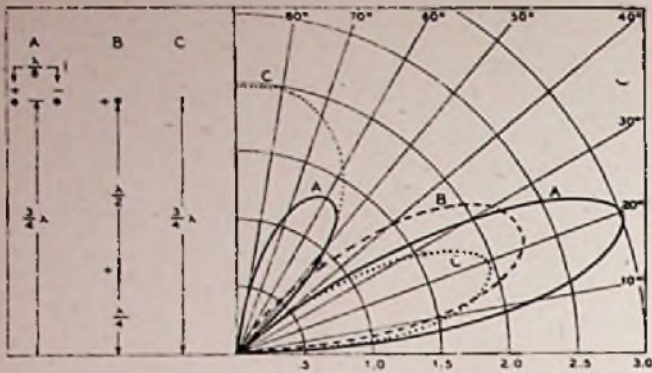


Fig. 9.

VERGELIJKENDE VERTICALE STRALINGSDIAGRAMMEN

Verticale stralingsdiagrammen van een horizontale «flat-top beam» met enkele sectie (A), van een antenne met twee in fase horizontaal opgestelde halvegolff elementen — de helft van een «Lazy-H» — (B) en van een horizontale dipool (C). In ieder geval is de top van het antennesysteem op 0,75 golflengte boven de grond, zoals links van de krommen aangeduid is.

betekent dat wanneer een antenne van om het even welk type gebouwd wordt met buizen van grote diameter of uitgespatieerde draden, de bandbreedte groter zal zijn dan voor de antenne van hetzelfde type, die gebouwd wordt met enkele draden.

Dit verschijnsel wordt toegepast in het geval van het antennesysteem met kleine afstand tussen de elementen en in de «flat-top-beam». Wanneer zij samengesteld worden uit enkele draden, dan is hun bandbreedte zo klein dat ze onbekwaam zijn over een hele band te werken zonder ernstig aanpassingsgebrek. Bouwt men ze echter met dikke holle geleiders (gewone constructiewijze voor draaiende 3- of 4-elementanten-nes) of met draden, die op korte afstand van elkaar liggen («twin-three-flat-top-beam») dan neemt de bandbreedte van deze systemen toe tot op een punt, waarbij de 14 MHz-band kan bestreken worden zonder ernstig aanpassingsgebrek en waarop ongeveer de helft van een bandbreedte zoals deze van de 29 MHz-band op behoorlijke wijze kan gebruikt worden.

De stralingsweerstand van antennenetnetten van de hierboven aangegeven typen kan nog verhoogd worden door een grote afstand tussen de elementen. Met een verhoogde stralingsweerstand in dergelijke antennesystemen neemt het stralingsrendement toe, daar de ohmse verliezen in de geleiders een kleiner % vormen van de stralingsweerstand en de bandbreedte in evenredigheid toeneemt. Om deze reden worden bij de praktische ontwerpen, zowel voor de typen met rechtstreekse voeding als voor de typen met hulpelementen, tegenwoordig afstanden van ongeveer 0,2 golflengte in plaats van de vroeger gebruikte 0,1 of 0,15 golflengte, voorzien.

11-7. — ALGEMENE TYPEN VAN ANTENNES EN ANTENNESYSTEMEN.

Voor de meeste amateursstations bestaat er op 80 meter weinig keuze op gebied van antennes. De afmetingen voor een antennesysteem met enig bepaald richt-effect zijn zo groot, dat ze onbruikbaar worden behalve voor enkele bevoorrechten, die kunnen beschikken over vrije oppervlakten van enkele hectaren. Daarom gebruikt het gewone amateursstation, dat werkt in de buurt van de 3,5 tot 4 MHz, doorgaans een of andere doublet-inrichting, gevoed hetzij met een transmissielijn op lage impedantie, hetzij met een transmissielijn op middelmatige impedantie. Antennes van dit type worden besproken in hoofdstuk 21.

Op banden boven ong. 7 MHz krijgt men wat meer vrijheid bij de keuze van het antennetype. De W8JK of «Flat-top beam» wordt bruikbaar en heeft uitstekende uitslagen gegeven op de 7 MHz-band. Co-lineaire antennes in fase leverden eveneens uitstekende resultaten op 40 meter, in hoofdzaak wegens het feit dat deze band geen uiterst lage stralingshoeken vergt. Degenen die over een geschikte ruimte beschikken, kunnen gebruik maken van een ruitantenne of een groep ruitantennes; zij kunnen gebruikt worden over een frequentiebereik van minstens vier tot een. Een ruitantenne, ontworpen voor 14 MHz zal bijgevolg, veel voldoening schenken zowel op 7 MHz als op 28 MHz.

Op 14 en 28 MHz kan men elk hierboven vermeld type gebruiken, doch om de beste uitslagen te verkrijgen moet men een antenne gebruiken met een maximum straling onder lage hoek. De stelsels met twee, drie of vier hulpelementen, geven uitstekende uitslagen, wanneer ze draaibaar opgesteld zijn. De «flat-top beam» of de «Sterba-gordijn» kunnen eveneens gebruikt, doch deze typen vergen meestal een vaste opstelling en geven dus slechts een azimuth-richteffect in één, of in twee tegenovergestelde richtingen. Constructiegegevens voor richtantennes van de gewone typen voor hoge frequenties worden gegeven in hoofdstuk 22 en draaibare antennes worden besproken in hoofdstuk 24.

Op de banden boven 50 MHz krijgt men een grote keuze van antennesystemen, daar zelfs instellingen met meerdere elementen hier zeer redelijke afmetingen zullen vertonen. Systemen met vele elementen en een zeer sterk richteffect kunnen zonder veel moeite draaibaar gemaakt worden. Speciale netten voor de ZHF-band worden besproken in hoofdstuk 23.

11-8. — RECHTSTREEKSE VOEDING VAN DE ANTENNE.

Onder zekere voorwaarden en wanneer storing van de omroepuisterraars onwaarschijnlijk lijkt, is het mogelijk de antenne rechtstreeks te voeden.

In deze voorwaarden wordt hetzij het midden, hetzij een uiteinde van de antenne in de werkkamer gebracht en met de zender gekoppeld. De antenne kan hetzij in spanning, hetzij in stroom gevoed worden. Methoden

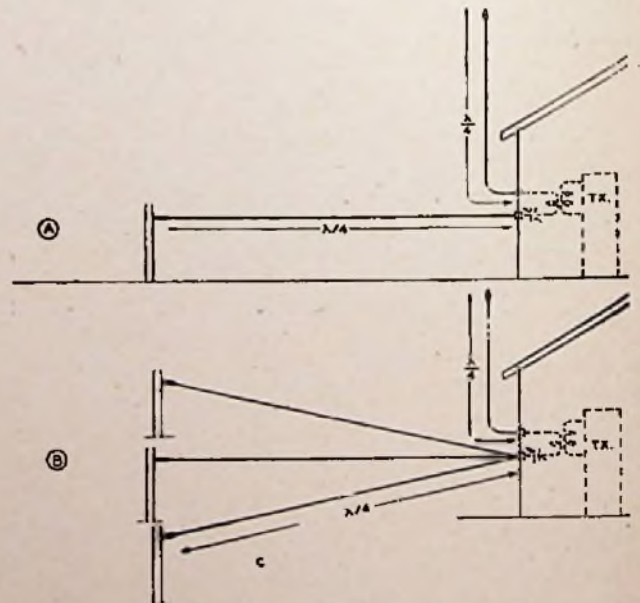


Fig. 10

ANTENNESYSTEMEN MET RECHTSTREEKSE VOEDING.

A toont het «kwart uit» systeem en B het systeem van de kartgolf boven een tegengewicht. Deze systemen worden in de tekst beschreven.

C = tegengewicht

TX = zender

om het uiteinde van een antenne in spanning te voeden werden in het voorgaande hoofdstuk besproken. Wanneer een antenne aan het uiteinde in stroom gevoed wordt, dan noemt men ze een Marconi-antenne. Stroomvoedingsmethoden van een Marconi-antenne worden besproken in hoofdstuk 22.

Een variatie op de methode van rechtstreekse antennevoeding, bestaat in de toepassing van stroomvoeding in het midden van het stralend element. Dergelijke voedingswijzen van een antenne worden getoond in figuur 10. Figuur 10A toont een inrichting voor de middenpuntvoeding van een halvegolf-antenne, die vóór 20 jaar op 40 meter veel gebruikt werd en goede uitslagen gaf. Men sprak van het «kwart op, kwart uit»-systeem. Deze inrichting, samen met deze van figuur 10-B, waarin men een tegengewicht gebruikt in plaats van het «kwart uit», is vrij doeltreffend voor amateurs, die in hoofdzaak werken op banden boven 28 MHz, doch bij gelegenheid ook eens wensen uit te komen op 80 en 40 meter. Door het gebruik van de beide feeders in parallel van het ZHF-net als «kwart op»-sectie van het systeem en het aanleggen van een tegengewicht of een «kwart uit» kan men de twee helften van het antennesysteem in de werkkamer in serie afstemmen met behulp van een condensator en een spoel inductief koppelen met de cindtrap van de zender. Daar dit antennesysteem onder zekere omstandigheden doeltreffend kan zijn, geeft het uit zichzelf geen inrichting voor opheffing der harmonischen, zodat men andere middelen moet toepassen om zeker te zijn dat de uitstraling van harmonischen tot een minimum beperkt blijft (cfr. voorgaande hoofdstuk). Bij toepassing van het systeem uit figuur 10 doet men best in dit opzicht enkele proeven te doen met een amateur, die enkele kilometer verder kan ontvangen.

TRANSMISSIELIJNEN EN ANTENNE-AANPASSING.

Om vele redenen is het wenselijk een antenne zo hoog en zo vrij, als maar enigszins fysisch mogelijk, op te stellen, waarbij men dan gebruik maakt van een of andere vorm van transmissielijn zonder eigen uitstraling, om de energie met zo weinig mogelijk verlies van de zender naar de antenne te voeren en omgekeerd van de antenne naar de ontvanger.

Er bestaan vele verschillende typen transmissielijnen en over het algemeen genomen kan elk type met ieder antennetype gebruikt worden. Mechanische en elektrische beschouwingen maken vaak een bepaald transmissielijntype beter geschikt dan een ander type voor de voeding van een bepaalde antennesoort.

Transmissielijnen voor het overbrengen van HF-energie vallen in twee algemene groepen: resonerende en niet-resonerende lijnen. Een niet-resonerende lijn is een lijn waarop een succesvolle poging is gedaan om de weerkaatsing uit het uiteinde (in dit geval de antenne) te verhinderen en waarop bijgevolg geen staande golven optreden of betrekkelijk klein zijn. Een resonerende lijn anderzijds is een transmissielijn waarop staande golven van merkelijke waarde optreden, hetzij wegens de onmogelijkheid om de karakteristieke lijnimpedantie aan te passen aan de antenneverbinding, hetzij door opzettelijk ontwerp.

Tussen de voornaamste transmissielijntypen, die thans gebruikt of beschikbaar zijn vinden we: de open-draadlijn (typen met twee en vier draden), de dubbele lijn met vast dielectricum («twinlead» en gelijkaardige typen), de dubbele afgeschermd lijn met polyetheleen-vulling, de coaxiale lijn van het type met vast dielectricum, het kraal-type, het type met steunstaafjes en het type met geregelde druk, de rechthoekige en ronde golfgeleiders en de enkele feeder, die ten opzichte van de aarde werkt. De voornaamste karakteristieken van de populairste transmissielijntypen, die thans gebruikt worden, worden in het bijgaande diagram gegeven.

11-9. — NIET-AFGESTEMDE TRANSMISSIE-LIJNEN.

Een niet-afgestemde of niet-resonerende transmissie-

lijn is een lijn met verwaarloosbare staande golven. Bijgevolg is een niet-resonerende lijn een lijn die het HF-vermogen slechts in één richting voert: van de energiebrou (zender) naar de belasting (antennesysteem).

Fysisch moet de lijn over heel haar lengte identiek zijn. Er zal dan een regelmatige verdeling van spanning en stroom zijn over de lengte, die beiden naar het antenne-einde toe slechts licht zullen afnemen als gevolg van de lijnverliezen. De attenuatie (verlies) in zekere typen niet-afgestemde lijnen kan zeer miniem gehouden worden, zelfs voor lengten van verscheidene duizend voet. In andere typen, vooral wanneer het dielectricum iets anders is dan de lucht (zoals in een gevlochten lijn), kunnen de verliezen op hogere frequenties overdreven worden, tenzij de lijn betrekkelijk kort is.

Het einde aan de antenne is de enige critieke karakteristiek van een niet-afgestemde lijn. Het is de weerkaatsing uit de antenne die golven terug naar het zender-einde doet bewegen. Wanneer golven, die zich in twee richtingen langs de geleider bewegen, elkaar ontmoeten, dan worden staande golven geschapen.

Alle transmissielijnen hebben verdeelde zelfinductie, capaciteit en weerstand. Bij het verwaarlozen van de weerstand, van weinig belang op korte lijnen, stelt men vast dat de zelfinductie en de capaciteit per lengte-eenheid de karakteristieke impedantie van de lijn bepalen. De karakteristieke impedantie hangt dus af van de aard en de afstand tussen de geleiders en van het dielectricum, dat hen scheidt.

Wanneer een transmissielijn eindigt op een impedantie, die gelijk is aan haar karakteristieke impedantie, dan treedt geen energieweerkaatsing op en zijn er geen staande golven aanwezig. Wanneer het belastings-einde juist gelijk is aan de lijnimpedantie, dan betekent dit eenvoudig dat de belasting even snel energie uit de lijn opneemt als de lijn ze aflevert — niet trager of niet sneller.

Om een niet-afgestemde lijn behoorlijk te doen werken (met uitschakeling van staande golven) moet men dus een of ander middel aanwenden om de impedantie tussen de transmissielijn en de antenne aan te passen, zodat de stralingsweerstand van de antenne in de transmissielijn weerkaatsing wordt als een niet-reactieve impedantie, die gelijk is aan de lijnimpedantie. Het is van belang dat het stralend element zelf tot op de juiste resonantie gesneden is; anders zal het geen zuiver resistieve belasting vormen ten opzichte van de niet-resonerende lijn.

Een niet-afgestemd voedingssysteem voor amateurs kan samengesteld zijn uit een coaxiale kabel of uit één, twee, vier of zelfs meer gelijklopende draden. De toenemende constructiemoeilijkheden van meerdradige lijntypen, met drie of meer evenwijdige draden enerzijds, en het gevaar van een merkelijke uitstraling van de enkelradige en niet behoorlijk afgeregelde voedingslijn anderzijds, maken van de dubbele geleider, hetzij in bandvorm, hetzij uit elkaar gespannen, het meest gebruikte type.

SEMI-RESONERENDE LIJNEN IN EVENWIJDIGE DRAAD.

Een goed gebouwde uit elkaar gespannen lijn heeft aanvaardbare lage verliezen wanneer de lengte minder dan twee golflengten bedraagt, zelfs indien de spanningsverhouding der staande golven 10 tot 1 bedraagt. Een transmissielijn uit dubbele draad echter, moet een verhouding van de staande golven hebben van hoogstens 3 tot 1, niet zozeer wegens het totale verlies van vermogen, doch omdat de energiedissipatie op bepaalde punten van de lijn zal gelocaliseerd zijn, waardoor verhitting der lijn zal ontstaan op de punten met maximum stroom. Het verhoogde vermogenverlies als gevolg van weerkaatsingen, is aangetekend ten overstaan van de spanningsverhouding der staande golven in figuur 12. Het is van nog veel groter belang dat men zeker is dat de lijn in evenwicht is, wat betekent dat het antennesysteem electrisch symmetrisch moet zijn of dat men rekening moet houden met de asymmetrie. Indien de stromen in de twee voedingsdraden niet van

gelijke amplitude en juist in fase tegengesteld zijn, dan zal er straling ontstaan uit deze lijnen (of opname op de lijnen, indien het systeem voor de ontvangst gebruikt wordt), ongeacht de amplitude van de staande golven.

Omdat men matige staande golven zonder veel verliezen kan aanvaarden op uit elkaar gespannen lijnen, wordt een verhouding der staande golven van 2/1 of 3/1 met dit lijntype, zelfs wanneer het gebruikt wordt in een niet-afgestemd systeem. Nauw genomen is een niet-afgestemde of niet-resonerende lijn alleen volkomen « vlak » met een staande golfverhouding van 1 (geen staande golven). Een zeker aanpassingsgebrek kan echter aanvaard worden met niet-afgestemde uit elkaar gestemde lijnen, zolang de reactantie niet onaantvaardbaar wordt of uitgeschakeld wordt door de lijn ongeveer tot op de resonerende lengte te snijden.

We hebben dus een lijn die tussen de niet-afgestemde en de afgestemde ligt. De meeste der « niet-afgestemde » uit elkaar gespannen lijnen, door amateurs gebruikt, vallen in deze categorie, omdat er aan het lijneinde steeds min of meer gebrek aan aanpassing is. Uit elkaar gespannen lijnen met een verhouding der staande golven van minder dan 3/1 mogen gerangschikt worden als niet-resonerende of niet-afgestemde lijnen, daar de staande golven de werking van de niet-afgestemde lijn niet ernstig zullen beïnvloeden, zolang ze niet groter dan deze verhouding worden.

Het voorafgaande geldt uitsluitend voor de uit elkaar gespannen lijnen. De verliezen in de andere lijntypen, vooral deze met rubber als dielectricum, stijgen zo snel met de verhouding der staande golven, dat deze lijnen alleen bruikbaar zijn voor volkomen « vlak » bedrijf. Het maximum vermogen dat door de lijnen kan verhandeld worden, neemt ook sterk af bij aanwezigheid van staande golven, zelfs al bedraagt hun verhouding slechts 2/1 of 3/1. Het maximum-vermogen van een uit elkaar gespannen lijn zal nog steeds vrij aanzienlijk zijn, doch de vermogenscapaciteit van de andere lijnen is dadelijk al niet zo groot. Gebruikt men ze met het maximum nominaal vermogen dan kunnen ze doorslaan of verhitten wanneer er zelfs slechts matige staande golven optreden. Hieruit zien we, dat al het mogelijke dient gedaan om elk spoor van staande golven te verwijderen, vooral wanneer het vermogen hoog genoeg is om gevaar voor vonkenbruggen in de spanningsbuisen te veroorzaken of wanneer de frequentie hoog genoeg is, zodat de normale verliezen reeds van zulke aard zijn, dat bijkomende verliezen werkelijk ernstig worden.

11-10. — CONSTRUCTIE VAN LIJNEN MET UIT ELKAAR GESPANNEN DRADEN.

Een transmissiesysteem met twee draden is gemakkelijk te bouwen. De karakteristieke impedantie kan vrij gemakkelijk berekend worden en wanneer de lijn behoorlijk geregeld en in evenwicht is ten opzichte van de grond, dan zijn de ongewenste stralingen der voedingslijnen tot een minimum beperkt; de stroomvloed in de naast elkaar liggende draden verloopt in tegengestelde richtingen en de magnetische velden van de twee draden zijn tegengesteld aan elkaar. Wanneer de dubbele lijn eindigt op de equivalente van een zuivere weerstand, die gelijk is aan de karakteristieke impedantie van de lijn, dan wordt deze lijn een niet-resonerende lijn.

Men kan wiskundig aantonen dat de werkelijke karakteristieke impedantie van elk lijnsysteem met twee evenwijdige draden ongeveer gelijk is aan

$$Z_s = 276 \log_{10} \frac{2S}{d}$$

waarin : S de juiste afstand tussen de middenpunten van de beide draden in een passende maateenheid, en

d de diameter van de draad gemeten in dezelfde eenheid als de afstand tussen de draden, S.

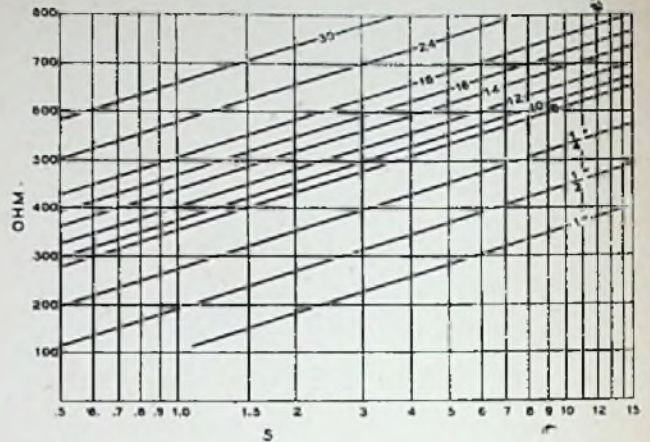


Fig. 11. Karakteristieke impedanties van open lijnen gebouwd met draad of holle geleider. Bij elke kromme is de doormeter van de draad of de buis in duim aangegeven S = afstand in duim van middenpunt tot middenpunt

Vermits 2S/d slechts als verhouding uitgedrukt is, kunnen de meeteenheden centimeter, millimeter of duim zijn. Dit maakt geen verschil in de oplossing, zolang de waarden voor 2S en d dezelfde eenheden zijn.

De vergelijking is juist zolang de afstand tussen de draden betrekkelijk groot is in verhouding tot de doormeter van de draad.

Karakteristieke impedanties van minder dan 200 ohm worden zelden gebruikt in uit elkaar gespannen lijnen en zelfs bij deze tamelijk hoge waarde van Z_s is de draadafstand S ongemakkelijk klein, daar hij dan slechts 5,3 maal de draaddoormeter bedraagt.

Figuur 11 geeft onder grafische vorm de karakteristieke impedantie van elke bruikbare dubbele lijn. Het diagram is voldoende duidelijk en nauwkeurig voor alle praktische toepassingen.

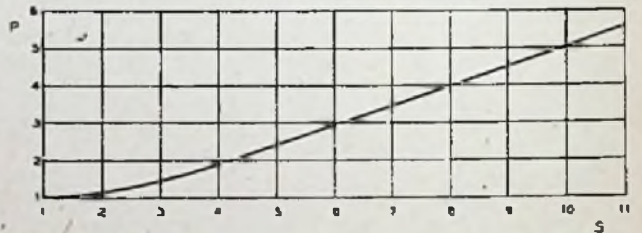


Fig. 12. TOENEMEND VERMOGENVERLIES ALS GEVOLG DER STAANDE GOLVEN.

Merk op, dat dit diagram niet rechtstreeks kan gebruikt worden in termen van verlies in db in de transmissielijn. Het db verlies in de gebruikte transmissielijnlengte, indien de lijn volmaakt vlak werkt, kan bepaald worden voor de bedrijfsfrequentie met behulp van de tabel van figuur 12B. Het db-verlies kan dan omgezet worden in verliespercentage van het vermogen met behulp van de bijgaande kromme uit figuur 12A. Heeft men het % vermogenverlies bepaald, dan geeft figuur 12 het aantal malen dat het verlies groter zal zijn voor een bepaalde verhouding van staande golven. B.v.: Een transmissielijn van 100 voet van het bandtype van 300 ohm wordt gebruikt, op de 14 MHz band. Indien deze lijn volkomen vlak werkt dan zal het verlies 0,5 db bedragen. Een verlies van 0,5 db betekent een vermogenverlies van 11 %. Werkt de lijn met een verhouding der staande golven van 3/1, dan is de verhouding van het vermogenverlies 1,4, zodat het resulterende verlies van vermogen in de transmissielijn 1,4 maal 11 % of 15,4 % bedraagt. M.a.w. de transmissielijn werkt met een rendement van 84,6 %. Indien de lijn geen staande golven moest vertonen, dan zou het rendement 89 % bedragen.

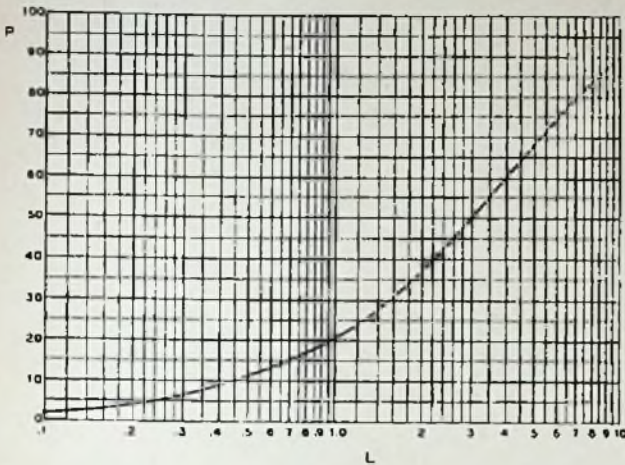


Fig. 12A

P = vermogenverlies in db
L = verlies in db

UIT ELKAAR GESPANNEN LIJNEN MET VIER DRADEN.

In bepaalde omstandigheden is het wenselijk de vermogenscapaciteit van een uit elkaar gespannen lijn te hebben en toch een lijn waarvan de karakteristieke impedantie van de orde van 200 ohm is in plaats van in de buurt van 500 ohm, zoals deze van praktische met twee uit elkaar gespannen lijnen. De lijn met vier draden heeft deze lagere karakteristieke impedantie en werd in vele toepassingen gebruikt als kwartgolf-aanpassingstransformator (Q-sectie). Ontwerpgegevens voor de lijn met vier draden vindt men in figuur 13. De vier draden van een dergelijke lijn worden uit elkaar gespannen op de hoeken van een vierkant (of gelijk gespatieerd op een cirkel) en de tegengestelde draden worden met elkaar verbonden aan elk uiteinde van de lijn. Verzeker u ervan, dat dezelfde draden aan elk uiteinde van de transmissielijn in parallel geschakeld worden.

De spatieerstukken voor de lijn kunnen gevormd worden uit kruisvormige strookjes polystyreen, die met speciaal cement geplakt zijn of uit strookjes lucite, die met chloroform gekleefd worden. Men kan ook dergelijke stukken in plastic bekomen. De ondervinding heeft geleerd dat men ongeveer alle 2 of 3 voet een dergelijk strookje moet gebruiken en dat de lijn in

Zo ohm	Draad nr. 12			Draad nr. 14		
	1	2	3	4	5	6
175	1,415	1 7/16	2,001	1,120	1 1/8	1,585
184	1,495	1 1/2	2,110	1,185	1 3/16	1,675
187	1,535	1 9/16	2,175	1,215	1 1/4	1,720
193	1,630	1 5/8	2,305	1,280	1 5/16	1,820
200	1,720	1 3/4	2,434	1,361	1 3/8	1,935
202						
203	1,820	1 13/16	2,560	1,440	1 7/16	2,100
206						
207	2,020	2	2,858	1,600	1 5/8	2,261
210						
211	2,120	2 1/8	3,000	1,630	1 11/16	2,378
212						
216	2,301	2 5/16	3,122	1,825	1 13/16	2,581
219	2,420	2 7/16	3,421	1,920	1 15/16	2,719
223						
224	2,662	2 11/16	3,700	2,110	2 1/8	2,890
225						
228	2,910	2 15/16	4,110	2,310	2 5/16	3,375
232	3,075	3 1/16	4,350	2,435	2 7/16	3,440
234	3,150	3 1/8	4,450	2,497	2 1/2	3,530
238	3,320	3 5/16	4,690	2,625	2 5/8	3,720
240	3,420	3 7/16	4,835	2,721	2 11/16	3,853
245	3,640	3 5/8	5,150	2,881	2 7/8	4,075
250	4,040	4 1/16	5,710	3,204	3 3/16	4,540
256	4,360	4 3/8	6,160	3,460	3 7/16	4,890
261	4,650	4 5/8	6,580	3,683	3 11/16	5,202

Fig. 13.

ONTWERPTABEL VOOR LIJNEN MET VIER DRADEN

Zoals beschreven in de tekst kunnen secties van een open lijn gemakkelijk gebruikt worden als kwartgolf aanpassingssecties.

TRANSMISSIELIJNKARAKTERISTIEKEN

Transmissielijn	Zo	$\mu\mu F/\text{voet}$	Vf	Totale afmeting.	Attenuatie db/100 voet — MHz						
					3,5	7	14	28	50	144	235
2-draad open lijn	450-650		0,98	2" tot 8"	0,035	0,05	0,07	0,1	0,13	0,22	0,29
4-draad open lijn	175-300		0,96	2" tot 7"	Minder dan 2-draad open lijn						
Parallel dural pijpen	175-300		0,95	2" tot 4"							
Parallel verlichtingsdraad	125 App.		0,75	0,3"							
300 ohm twinlead	300	5,8	0,82	0,4"	Groter dan 75 ohm RX twinlead						
150 ohm twinlead	150	10	0,77	0,22"	0,23	0,35	0,5	0,82	1,2	2,8	4,5
75 ohm twinlead RX	75	19	0,69	0,125"	0,28	0,4	0,6	1,0	1,6	3,9	6,0
75 ohm twinlead TX	75		0,71	0,4"	0,4	0,65	1,1	1,9	3,0	6,5	10,0
RG8/U	52	29,5	0,66	0,405"	Tussen 75 en 150 ohm RX type						
RG11/U	75	20,5	0,66	0,405"	0,29	0,41	0,65	1,0	1,4	2,6	3,4
RG58/U	52	28,5	0,66	0,195"	0,28	0,4	0,64	0,99	1,3	2,4	3,1
RG59/U	75	21,0	0,66	0,242"	0,55	0,8	1,3	1,9	2,8	3,5	7,0
					0,55	0,8	1,3	1,8	2,7	5,0	8,3

Fig. 12B

een zekere spanning moet gehouden worden om te beletten dat de draden in elkaar zouden verward geraken. De toepassing van lijnen met zulke lage impedantie voor het aanpassen der impedanties wordt verder in dit hoofdstuk besproken.

COAXIALE LIJNEN.

Verscheidene typen coaxiale kabel worden steeds meer toegepast om het voedingsvermogen naar de antenne over te brengen. Een doorsneezicht van een coaxiale kabel (soms spreekt men ook van concentrische kabel of lijn) wordt gegeven in figuur 14.

Zoals in de lijn met evenwijdige draad, is het vermogen dat verloren gaat in een behoorlijk eindigende coaxiale kabel gelijk aan de som van de verliezen door effectieve weerstand over de lengte van de kabel en van de diëlectrische verliezen tussens de twee geleiders. In een degelijk ontworpen lijn, waarin lucht of stikstof als diëlectricum gebruikt wordt, zijn beide factoren verwaarloosbaar; het werkelijk gemeten verlies in een goede kabel op 1 MHz bedraagt minder dan 1 db per 1000 voet.

Het verlies door effectieve weerstand is het grootste van de twee; daar dit verlies in grote mate te wijten is aan het huid-effect, zal het lijnverlies (bij gelijk blijven van alle andere factoren) rechtstreeks stijgen met de vierkantswortel van de frequentie.

Figuur 14 toont in plaats van twee geleiders, die naast elkaar lopen, dat een geleider binnen in de tweede is aangebracht. Daar de buitenste geleider de binnenste volkomen afschermt, kan geen uitstraling optreden. De beide geleiders kunnen buisvormig zijn; ook kan de lijn bestaan uit een vaste draad binnen in een buis of eveneens uit een gevlochten of vaste draad met een buitenste geleider gevormd door een of twee omhulsels koperen afschermvlechtwerk.

In de coaxiale kabel, het populairst bij amateurs, bestaat de inwendige geleider uit een dikke gevlochten draad en de uitwendige geleider uit gevlochten koperdraad; de inwendige geleider wordt van de uitwendige gescheiden met behulp van een semi-vast diëlectricum met buitengewoon lage verlieskarakteristieken, polyethyleen genoemd. De legerbenaming van een kabeltype van deze aard, dat geschikt is voor vermogens tot 1 kilowatt op frequenties tot 30 MHz is AN/RG-8/U. De buitenste diameter van deze kabel bedraagt zowat een halve duim. De karakteristieke impedantie ervan is 52 ohm, doch er bestaan gelijkaardige typen voor hoger en lager vermogen met impedanties van 75 en 95 ohm.

Bij het gebruik van coaxiale kabels moet men voorzorgen nemen om zeker te zijn dat er geen vocht in de lijn kan binnendringen. Gebruikt men van de beste kwaliteit der sluitstukken, die voor deze kabels beschikbaar zijn, dan is automatisch aan deze vereiste voldaan. Heeft men echter deze sluitstukken niet, dan

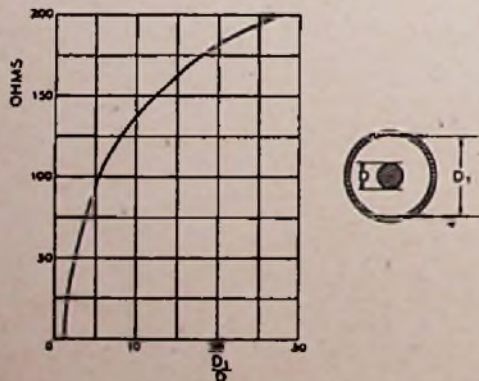


Fig. 14.

KROMME VOOR DE BEPALING VAN DE KARAKTERISTIEKE IMPEDANTIE VAN EEN COAXIALE LIJN MET LUCHTDIELECTRICUM
De aanwezigheid van spatiërende isolatoren zal de impedantie iets lager maken dan de door deze kromme berekende waarde.

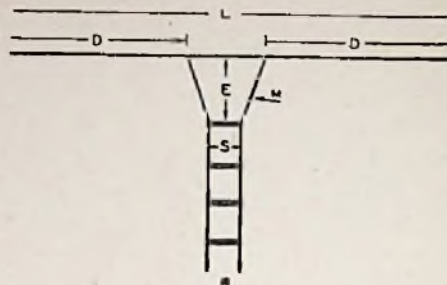


Fig. 15.

ANTENNESYSTEEM MET DELTA-AANPASSING
Men noemt dit systeem soms doublet met Y aanpassing. De formules voor de afmetingen worden in de tekst gegeven.

M = aanpassingssectie

N = niet resonerende lijn.

moet men een of andere kleefstof, die vochtwerend is, aanbrengen aan het kabeleinde, dat aan de buitenlucht blootgesteld is.

Nabij gelegen metalen voorwerpen veroorzaken geen verliezen en coaxiale kabels mogen b.v. naast dakgoten of in liftgaten gelegd worden. Ook isolatiemoeilijkheden zal men niet ontmoeten. De coaxiale kabels mogen in de grond begraven of juist boven de aarde opgehangen worden.

Evenals gevlochten draden, worden coaxiale kabels meestal niet zonder aanpassingssysteem gebruikt. Men kiest een kabel die een karakteristieke impedantie heeft van ongeveer de eindwaarde van de stralingsweerstand van de antenne (punt waaraan de lijn verbonden wordt).

Al is de coaxiale kabel best geschikt voor het gebruik met antennes, die verticaal ten opzichte van het grondvlak zijn opgesteld, omdat de buitenste geleider meestal geaard is, toch kan men hem met succes gebruiken om een balans-dipool te voeden. Dit is mogelijk omdat de impedantie klein is en daarom ontstaat geen grote onevenwichtigheid door deze toepassing. De buitenste geleider van de coaxiale kabel wordt verbonden met de ene helft van de dipool en de binnenste geleider met de andere helft. In dit geval wordt de buitenste geleider meestal niet geaard.

12-11. — AFGESTEMDE OF RESONERENDE LIJNEN.

Eindigt een transmissielijn op haar karakteristieke impedantie, dan zal er geen weerkaatsing naar het einde van de lijn ontstaan. Stroom en spanning zullen uniform over de lijn verdeeld zijn. Is het einde van de lijn echter open of kortgesloten, dan zal de weerkaatsing 100 % bedragen en er zullen staande golven met grote amplitude op de lijn optreden. De lijn zal nog steeds praktisch niet stralen, doch op elke halve golflengte zal men een spanningsknoop vinden. Op dezelfde wijze ontstaan alle halve golflengten stroomknopen.

Eindigt de antenne op een andere weerstandwaarde dan haar karakteristieke impedantie, dan zal een zekere weerkaatsing optreden, waarbij de maat afhangt van de maat van het aanpassingsgebrek. Met weerkaatsing treden er staande golven op (uitlopers van spanning en stroom) langs de lijn, doch niet in dezelfde mate als bij een open of een kortgesloten lijn. De knopen van spanning en stroom zullen op dezelfde punten langs de lijn optreden als in het voorgaande geval; doch naarmate de eind-impedantie de karakteristieke impedantie benadert zullen spanning en stroom uniform over de lijn verdeeld worden. Al het voorgaande veronderstelt natuurlijk een zuiver resistieve (niet reactieve) belasting.

Een goed gebouwde transmissielijn van 500 tot 600 ohm kan met lengten tot verscheidene honderd ohm gebruikt worden als resonerende voedingslijn met zeer klein verlies, zolang de amplitude van de staande gol-

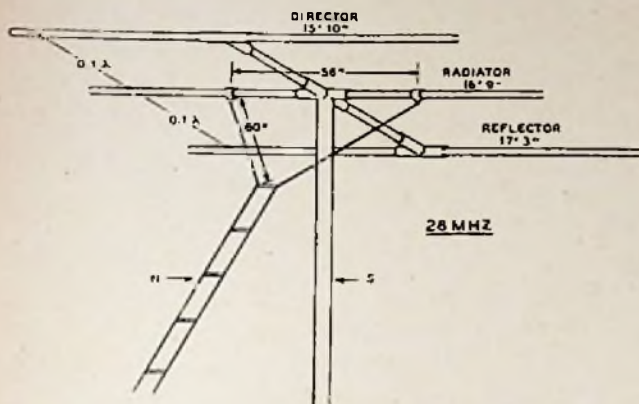


Fig. 16.

Toepassing van een delta-aanpassing voor de voeding van een draaibare antenne met drie elementen van het type «plumbers-delight» («loodgieters-plezier»).

- S = bevestigingspijp
- N = voedingslijn uit draad nr. 12 met spatiering van 6 duim.

ven (verhouding van de maximum- tot de minimumspanning op de lijn) niet te groot wordt. De amplitude op haar beurt hangt af van het aanpassingsgebrek aan het uiteinde. Een lijn uit draad nr. 12, op een afstand van 6 duim uit elkaar gespannen strookjes uit ceramiek of plastic, heeft een karakteristieke impedantie van ongeveer 600 ohm en vormt een goede afgestemde lijn voor de voeding van alle systemen met een impedantie tussen 60 en 6000 ohm (op frequenties onder 30 MHz). Bij gebruik van een hogere of lagere belasting dan deze waarden, zullen de staande golven groot genoeg worden om een zeker verlies te verwekken, al wordt de voedingslijn nog zo kort gehouden. Op frequenties boven 30 MHz wordt deze afstand een merkbaar deel van de golflengte en kan men de straling van de lijn niet langer verwaarlozen.

Is een transmissielijn niet degelijk aangepast, dan moet ze resonierend gemaakt worden, zelfs al is de amplitude van deze staande golven (spanningsvariatie) niet bijzonder groot. Dit belet dat de reactantie in de eindversterker zou gekoppeld worden. Een voedingsstelsel met matige staande golven kan ertoe gebracht worden geen reactieve belasting te vertonen ten opzichte van de eindversterker, hetzij door afstemming, hetzij door de voedingslijnen ongeveer tot op de resonantie te snijden.

Met afgestemde voedingslijnen is het gewoonlijk te verkiezen een stroombuik (spanningsminimum) te hebben aan het zendereinde van de lijn. Dit betekent dat men bij een spanningsvoeding van de antenne de afgestemde voedingslijnen een onpaar aantal kwartgolven lang moet maken en dat ze bij stroomvoeding een paar aantal kwartgolven lang moeten zijn. In feite worden ze ongeveer 10% van een kwartgolf langer gemaakt dan de berekende waarde (de in de tabellen gegeven waarde) wanneer ze in serie op de resonantie afgestemd worden in plaats van op resonantie gesneden te worden.

Worden afgestemde voedingslijnen gebruikt voor een antenne op meer dan één band, dan wordt een compromis noodzakelijk en moet men afstemming in serie en in parallel mogelijk maken, in zover het onmogelijk is de voedingslijnen te snijden op een lengte, die optimum is voor verscheidene banden. Treedt op zekere banden een spanningsbuik op aan het zendereinde van de lijn, dan is evenwijdige afstemming van de voedingslijnen noodzakelijk om de overdracht van energie mogelijk te maken. Het is immers onmogelijk energie over te dragen met behulp van een inductieve koppeling indien er geen stroom vloeit. Op een spanningsbuik is dit te verwezenlijken door de aanwezigheid van een

afstemkring, die gevormd wordt door de evenwijdige afstemming van de antennespoel.

12-12. — AANPASSING VAN NIET-RESONERENDE LIJNEN AAN DE ANTENNE.

Vanuit het standpunt der spaarzaamheid en het rendement is de meest praktische niet-afgestemde lijn een lijn uit evenwijdige draden met een karakteristieke impedantie van 300 tot 600 ohm. Ongelukkig komt het zelden voor, dat het te voeden antennesysteem een impedantie van gelijkaardige waarde heeft hetzij op een stroombuik, hetzij op een spanningsbuik. Bij antennes met stroomvoeding is het soms noodzakelijk de lijn aan te passen op een impedantie, die niet hoger is dan 8 of 10 ohm, terwijl het bij een antenne met spanningsvoeding noodzakelijk kan zijn, de aanpassing op enkele duizend ohm na te verwezenlijken. Er bestaan verschillende wijzen om dit te bereiken; hieronder bespreken we de eenvoudigste en doeltreffendste middelen.

ANTENNESYSTEEM MET DELTA-AANPASSING.

De antenne-aanpassing van het delta-type wordt voorgesteld in figuur 15. De impedantie van de transmissielijn wordt omgezet in een geleidelijk hoger wordende waarde door het uitspreidende gedeelte in Y-vorm van de voedingslijnen en het Y-deel wordt aan de antenne gekoppeld op punten waar de antenne-impedantie een compromis is tussen de impedantie op de einden van de Y en de impedantie van het gewone deel van de lijn.

De constanten van dit systeem zijn vrij critiek en de antenne moet resoneren op de bedrijfsfrequentie, teneinde de staande golven tot een minimum te beperken. Een lichte wijziging van de aftakking op de antenne is noodzakelijk, wanneer er toch merkelijke staande golven op de lijn blijven optreden. Met dit stelsel is het bijna steeds onmogelijk een verhouding der staande golven beneden 2/1 te bekomen en daar staande golven van deze orde niet onaanvaardbaar zijn bij uit elkaar gespannen lijn, indien deze tot op een lengte gesneden wordt waarop ze niet reactief is, wordt deze verhouding beschouwd als de aanduiding van de beste aanpassing, die kan verwacht worden van een doublet met Y- of delta-aanpassing.

De constanten worden bepaald uit volgende formules:

$$L_{voet} = \frac{467,4}{F_{MHz}}$$

$$D_{voet} = \frac{175}{F_{MHz}}$$

$$E_{voet} = \frac{147,6}{F_{MHz}}$$

waarin L de antennelengte is, D de afstand tussen de aftakpunten van de Y en E de hoogte van de Y-sectie.

Daar deze constanten echter slechts juist zijn voor een transmissielijn van 600 ohm, moet de afstand S tussen de voedingslijnen ongeveer 75 maal de diameter van de gebruikte draad bedragen. Voor draad nr. 14 B & S moet de afstand iets minder dan 5 duim bedragen. Voor draad nr. 12 B & S is deze afstand 6 duim. Dit systeem mag noch op pare, noch op onpare harmonischen gebruikt worden, daar volledig verschillende constanten vereist zijn, wanneer meer dan een halve golflengte optreedt op het uitstralende deel van het systeem.

HET GEBRUIK VAN DELTA-AANPASSING BIJ HULP-ELEMENTEN.

De delta-aanpassing is een van de twee populairste systemen voor de voeding van antennestelsels met hulp-elementen zoals de draaibare antennes met drie of vier elementen. Een tweede, veel gebruikt systeem is de

T-aanpassing die verder besproken wordt. De onderzinking heeft geleerd dat de afregeling van de nauwkeurige aanpassing tussen transmissielijn en het gevoede element voor een minimum staande golven, op de tast moet gebeuren. Een afregeling die slechts weinig staande golven geeft op een lijn van 480 ohm (draad nr. 12 met een afstand van 2 duim) verkrijgt men door de lijn af te takken op 24 duim aan elke zijde van het middenpunt van het net en met een lengte van 40 duim voor de val naar de eerste spreider (afmeting E uit figuur 15). Deze afmetingen zijn gegeven voor een hulpsysteem op 28 MHz met drie elementen, die op 0,15 golflengte van elkaar liggen. Deze afmetingen kunnen gebruikt worden als vertrekpunt en door enkele proeven komt men dan tot de juiste aanpassing. Voor een net op 14 MHz moeten deze afmetingen natuurlijk verdubbeld worden.

DIPOLEN MET MEERDERE DRADEN.

Wanneer een dipool (of doublet) of het gevoede ele-

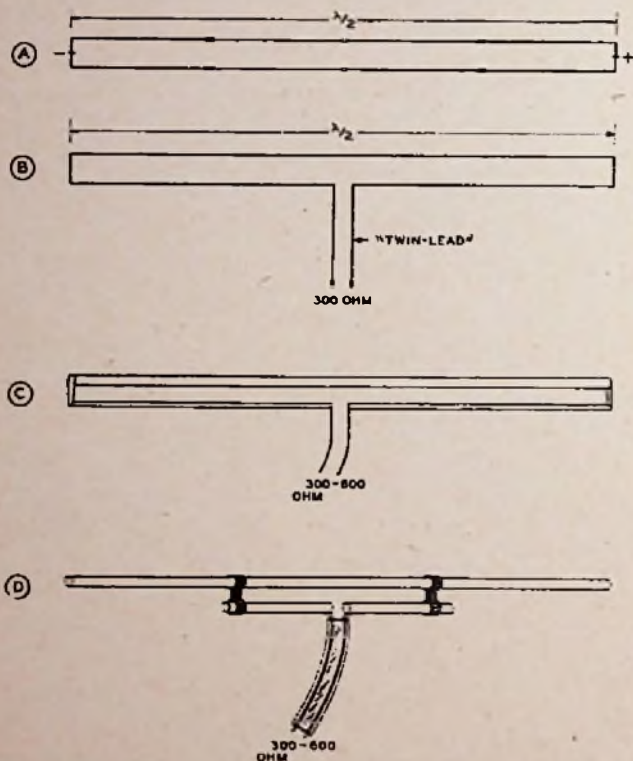


Fig. 17.

Ontwikkeling van het aanpassingsstelsel in « T » voor de voeding van een straler in een antennesysteem met hulpelementen met kleine spatiering.

De tekening (A) toont een halvegolf dipool samengesteld uit twee evenwijdige draden. Snijd men één der draden door, zoals in (B) en brengt men de voedingslijnen op dat punt aan, dan wordt de impedantie in het voedingspunt vermenigvuldigd met vier; dergelijk antennesysteem noemt men gewoonlijk een « gevouwen dipool ». De voedingspuntimpedantie van een eenvoudige halvegolf-dipool, die op deze wijze gevoed wordt, bedraagt ongeveer 300 ohm naargelang de hoogte van de antenne. De tekening (C) toont hoe de impedantie van het voedingspunt kan vermenigvuldigd worden met een factor groter dan vier, door het onderbroken element van de straler kleiner te maken dan het andere. Een verdere ontwikkeling van de principes uit (B) en (C) wordt gegeven in (D), waar de sectie waarop de voedingslijnen aangekoppeld zijn veel korter is dan het gevoede element. Dit systeem is zeer geschikt om, wanneer het stralend element te lang is (als in antennes op 28 en 14 MHz), het systeem van figuur C toe te passen. Gegevens voor een T-aanpassing worden gegeven in de tekst.

ment van een net samengesteld is uit meer dan één draad of geleider, dan neemt de stralingsweerstand licht toe als gevolg van het toenemen van de effectieve doormeter van het element. Indien we verder een draad van een dergelijke radiator doorsnijden, zoals in figuur 17, dan krijgt de effectieve weerstand van het voedingspunt der antenne of van het net met een factor N^2 , waarin N gelijk is aan het aantal evenwijdige geleiders met dezelfde diameter. Indien het gevoede element of de antenne samengesteld is uit twee geleiders met dezelfde diameter, dan zal de weerstand van het voedingspunt toenemen met 2^2 of 4 als vermenigvuldigingsfactor. Indien de antenne een stralingsweerstand van 75 ohm heeft, zal de weerstand in het voedingspunt 300 ohm bedragen. Dit is het geval met de gewone gevouwen dipool uit figuur 17-B. Het is een verspreid gebruik een gevouwen dipool te vormen uit geleiders in bandvorm (twinlead) van 300 ohm, zowel voor de antenne als voor de voedingslijnen. De lengte van de antenne wordt op normale wijze berekend alsof men gewone draad zou gebruiken, vermits beide geleiders in de antenne essentieel op hetzelfde HF-potentiaal zijn; bijgevolg is de verminderde snelheid van de voortplantingskarakteristiek van de twinlead, wanneer men deze als voedingslijn gebruikt, als gevolg van het feit dat de twee geleiders 180° uit fase zijn, niet van toepassing wanneer de twinlead als antennendraad gebruikt wordt voor een gevouwen dipool. De vergelijking voor het berekenen van de antennelengte werd onder verschillende vormen gegeven in het begin van dit hoofdstuk. De twee geleiders aan de beide uiteinden van de antenne worden met elkaar verbonden en één der geleiders wordt in het midden van de antenne doorgesneden en de twee zo verkregen einden worden verbonden met de 300 ohm transmissielijn, die naar de zender gaat.

Gebruikt men drie geleiders in de te voeden radiator, dan stijgt de weerstand van het voedingspunt met de factor 9; bij vier geleiders wordt deze factor 16, enz. Bij de voeding van een parasitair net is het in sommige gevallen wenselijk een verhouding te bekomen, die ligt tussen de 4/1 van de straler met twee draden en de 9/1 van deze met drie draden. Tusseliggende impedantiewaarden kan men bekomen door het gebruik van elementen met verschillende doormeter, zoals in figuur 17-C. Heeft de geleider, die voor de voeding doorgesneden wordt, een kleinere diameter dan de andere, dan zal de impedantieverhouding groter zijn dan 4/1. Snijd men anderzijds het grootste element door voor het aankoppelen van de voedingslijn, dan zal de verhouding minder dan 4/1 bedragen.

Als voorbeeld voor het gebruik van het systeem uit figuur 17-C werd het volgende stelsel met hulpelementen getest: frequentie 50 MHz; afstand van 0,2 golflengte tussen reflector en radiator, tussen radiator en eerste director en tussen eerste en tweede director. De vier elementen werden gevormd door dural-buizen van 1 duim diameter en met een even lange koperen buis van $\frac{1}{4}$ duim onder de straler, zoals in figuur 17-C; hiermee werd een uitstekende aanpassing met weinig staande golven verkregen bij aanbrenging van een 300 ohm voedingslijn in bandvorm in het midden van de koperen buis van $\frac{1}{4}$ duim. De afstand tussen de buitenzijden van de $\frac{1}{4}$ duim-sectie en de 1 duim-sectie bedroeg 1 duim. Moest men de afmetingen van dit net willen verhogen of verlagen voor het gebruik op andere banden, dan mogen de gegevens van doormeter en afstand van de stralerelementen niet gewijzigd worden.

DE « T »-AANPASSING.

Een aanpassingsmethode van een radiator van een parasitair net, die zich in een stijgend succes mag verheugen, is de « T »-aanpassing, die in figuur 17-D weergegeven wordt. Deze methode is een toepassing van het principe van de meerdradige dipool, die praktischer is voor netten op lagere frequentiebanden, zoals 14 en 28 MHz. In dit systeem wordt een buissectie met dezelfde diameter als de radiator en die de « T »-sectie vormt, door

middel van klemmen electricch en mechanisch met de radiator verbonden; de afstand tussen beide elementen wordt op 1 duim gehouden. De lengte van de «T»-sectie bedraagt gewoonlijk van 24 tot 40 duim langs beide zijden van het middenpunt van de straler in het geval van een voedingslijn van 300 of 600 ohm voor een systeem met drie of vier elementen op 28 MHz. Deze afmetingen langs beide zijden van het midden worden natuurlijk verdubbeld voor de 14 MHz-band. Het is aan te raden voor een antenne op 28 MHz een regeling mogelijk te maken tot 4 voet langs beide zijden van het midden.

Een bepaald systeem, dat gebouwd werd voor 28 MHz, kreeg uiteindelijk de volgende afmetingen voor een minimum staande golven op een 300 ohm-voedingslijn in bandvorm: drie elementen met een afstand van 0,2 golflengte tussen de elementen; buisdoormeter voor alle elementen: 1½ duim dural; afstand tussen de «T»-sectie en de straler: 2 duim; opening in de «T»-sectie voor het aanbrengen van de feeders: ¼ duim; lengte van de «T»-sectie langs beide zijden van het midden: 40 duim.

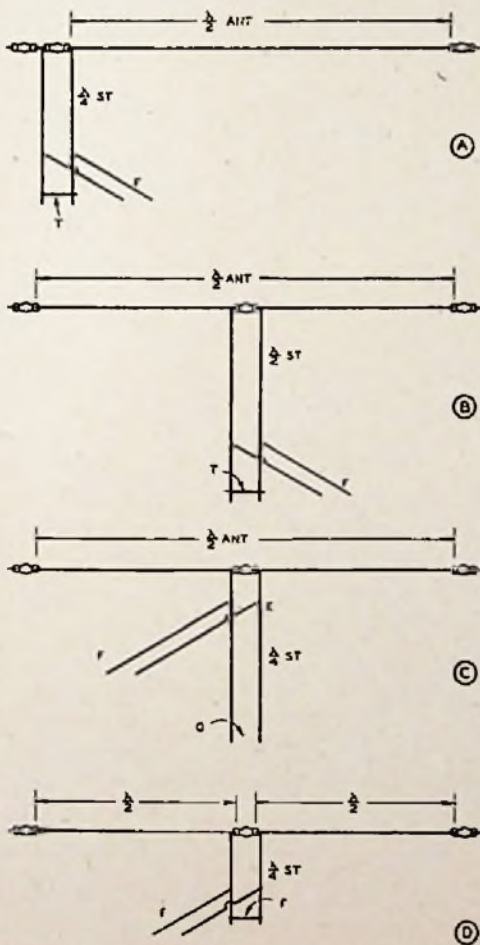


Fig. 18.

TOEPASSINGEN DER AANPASSINGSLIJN-STUKKEN.

- (A) Halvegolf-antenne met kwartgolf aanpassingslijnstuk.
- (B) Halvegolf-antenne met middenpuntvoeding en halvegolf aanpassingslijnstuk.
- (C) Halvegolf antenne met middenpuntvoeding en open aanpassingslijnstuk.
- (D) Twee halvegolf secties in fase en kwartgolf aanpassingslijnstukken.

F = niet resonerende voedingslijn.
 ST = aanpassingslijnstuk
 T = kortsluitstaaf
 O = open

ANTENNES MET ENKELDRADIGE VOEDING.

Indien men een draad wegneemt van de antenne met delta impedantie-aanpassing van figuur 15 en men de overblijvende voedingslijn verplaatst langs de dipool tot op een punt, dat het minste staande golven geeft op de enkele voedingslijn, dan zal men een systeem hebben dat nog steeds op voldoende wijze werkt. Er zal echter een merkelijke straling van de voedingslijn uitgaan, zelfs met de best mogelijke aanpassing; om deze reden wordt een enkele voedingslijn nooit gebruikt voor de voeding van een richtantenne, doch slechts voor mobiele zenders en hulpzenders.

Een enkele voedingslijn heeft een karakteristieke impedantie van 500 tot 600 ohm naargelang de diameter van de voedingsdraad. Dit type maakt gebruik van de aarde als afvoerkring door het capaciteitsverschijnsel tussen de aarde en antenne en voedingslijn. De werkelijke aardverbinding van de zender mag een betrekkelijk hoge weerstand hebben zonder een merkkelijk verlies van HF-energie te veroorzaken.

De voedingslijn wordt gewoonlijk met de straler verbonden op ongeveer 1/6 of 1/7 van de halve golflengte van het midden.

De antenne met voeding door enkele draad werkt niet alleen goed op de grondfrequentie, doch is eveneens een goede straler op de verschillende harmonischen. Om deze reden mag men dit antennetype niet gebruiken op de banden met lage en middelmatige frequenties zonder een antennekoppeling met opheffing der harmonischen te gebruiken, om de straling van harmonischen te beletten.

Een enkele voedingslijn kan eveneens gebruikt worden om een verticale kwartgolf Marconi-antenne te voeden. Het beste aanknopingspunt moet proefondervindelijk vastgesteld worden. Normaal zal dit ongeveer op 1/3 van de radiator zijn.

11-13. — AANPASSINGSLIJNSTUKKEN.

Door het aanhangen van een afgestemde Lecher-lijn (die men ook aanpassingslijnstuk noemt) hetzij aan een spanningsbuik, hetzij aan een stroombuik, en door het aanbrengen van niet-resonerende voedingslijnen uit evenwijdige draden op gepaste spannings- of impedantiepunten, kan men de staande golven op de lijn virtueel opheffen. De aanpassingslijnstukken dienen hier dus als autotransformator. Wanneer we een Zeppelin-antenne van een halve golf met voedingslijnen van een kwartgolf ergens ophangen en we verbinden een van de zender komende transmissielijn van 300 of 600 ohm op een geschikt punt van de voedingslijn, dan verkrijgen we een met lijnstukken aangepaste antenne. Het hier gegeven voorbeeld wordt meestal de J-antenne genoemd, vooral wanneer zowel straler als lijnstuk verticaal zijn. Op dit voorbeeld bestaan vele varianten; zoals we verder zullen bespreken zijn de lijnstukken vooral geschikt voor de aanpassing van uit elkaar gespannen lijnen aan bepaalde richtantennes.

SPANNINGSVOEDING.

Wanneer het lijnstuk op een spanningsbuik van de antenne is aangebracht, moet het een elektrische lengte van een kwartgolf hebben en aan het onderste einde kortgesloten worden. Het kan tot resonantie gebracht worden door de kortsluitstaaf op en neer te schuiven vóór de niet-resonerende voedingslijnen aangekoppeld worden, waarbij men de antenne een stootexitatie geeft uit een afzonderlijke straler. Lichte afwijkingen van de lengte van de straler kunnen gecompenseerd worden door de regeling van het lijnstuk, indien beide zijden op symmetrische wijze met de straler verbonden zijn. Wanneer slechts één zijde van het lijnstuk met de straler verbonden is, zoals in het hier gegeven voorbeeld van de J-antenne, dan moet de lengte van de straler nauwkeurig juist zijn om een overdreven onevenwichtigheid van de niet-afgestemde lijn te beletten.

Wordt slechts één draad van het lijnstuk gebruikt om de radiator in spanning te voeden, dan is het on-

mogelijk een volkomen evenwicht te verkrijgen in de transmissielijn als gevolg van de lichte, eigen onevenwichtigheid van het lijnstuk, wanneer één draad niet verbonden is. Deze onevenwichtigheid mag niet verergerd worden door een radiator met onjuiste lengte.

STROOMVOEDING.

Bij gebruik van een lijnstuk voor het voeden van een straler in stroom, moet het onderste uiteinde van het lijnstuk, hetzij open gelaten worden in plaats van kortgesloten, hetzij verlengd worden tot een halve golf lengte. Vóór het aanbrengen van de transmissielijn moet het open lijnstuk tot resonantie gebracht worden zoals een kortgesloten lijnstuk, doch hier moet het op de juiste resonantie gesneden worden omdat er geen kortsluitstaaf is.

Soms is het gemakkelijk een lijnstuk te hebben dat van de grond kan bereikt worden, zodat men gemakkelijk de stand van de koppeling met de transmissielijn kan wijzigen. Om deze reden wordt op hogere frequenties een kwartgolf aanpassingslijnstuk verlengd tot driekwart golf lengte, zodat het onderste deel dicht bij de begane grond komt. De werking met een onpaar aantal kwartgolven is dezelfde als met één enkele.

Om het even welk aantal halve golven kan gevoegd worden bij een kwartgolf of een halvegolf-eindje zonder de werking te storen, al zullen de verliezen het kleinst zijn met het kortst mogelijke lijnstuk. Dit kan gemakkelijk begrepen worden door een nazicht van bijgaande tabel.

TABEL I.

Lengte van het aanpassingslijnstuk (electricch)	Radiator met stroomvoeding	Radiator met spanningsvoeding
1/4 - 3/4 1 1/4 λ	Open	Kortgesloten
1/2 - 1 1 1/2 - 2 λ	Kortgesloten	Open

AFSTEMMETHODE VAN EEN KORTGESLOTEN AANPASSINGSLIJNSTUK.

Wanneer een antenne een kortgesloten lijnstuk vergt (een onpaar aantal kwartgolven bij spanningsvoeding en een paar aantal bij stroomvoeding), dan stemt men het lijnstuk als volgt af :

Pas een stootexcitatie toe op de straler (of op een halvegolfsectie bij werking op harmonischen) met behulp van een tijdelijk dipool, die juist onder de straler is opgehangen.

Neem de voedingslijn en de kortsluitstaaf van het lijnstuk weg en schuif met een HF-milliamperemeter of een schaalampje voor kleine stroom heen en weer op de plaats, waar voorzien wordt dat de kortsluitstaaf zal komen tot ge het punt met maximum-stroom vindt (m.a.w. gebruik de milliamperemeter of het lampje als kortsluitstaaf).

OVERTUIG ER U VAN DAT HET ONMOGELIJK IS DAT DE ANODESPANNING OP DE VOEDINGSLIJN KAN KOMEN VOOR GE DE WERKWIJZE TOEPAST. Een inductieve koppeling met de eindversterker met behulp van een enkele toeren-ontstekingskabel voor hoge spanning is aan te raden bij het toepassen van elke werkwijze, waarbij de operator in contact moet komen met de antenne of de voedingslijn.

Het is best te beginnen met een verminderd vermogen op de zender tot men ziet wat men als indicatie verkrijgt ; anders kan meter of lampje bij de eerste proef verbranden. De verbindingen van de lamp of de meter moeten niet langer genomen worden, dat nodig is om de twee draden van het lijnstuk te overbruggen. Nadat men het punt met maximum stroom gevonden heeft, neemt men de meter of het lampje weg en men verbindt een draad over deze punten.

Verbind de voedingslijnen op het lijnstuk beginnend

op een kwart van een kwartgolf van de kortsluitstaaf (8 voet op 40 meter). Verplaats dan de voedingslijnen op en neer op het lijnstuk tot ge het minimum aan staande golven vindt. Natuurlijk moet de tijdelijke dipool weggenomen en de gewone voedingslijnen met de zender verbonden zijn. Een lichte verplaatsing van de kortsluitstaaf zal over het algemeen nog een verdere verbetering geven.

De indicator der staande golven kan hetzij een toestel voor spanningsaanduiding zijn, zoals een neonbuis, hetzij een toestel voor stroomaanduiding, zoals een HF-milliamperemeter, die met een opvangspoel verbonden is. Een grote nauwkeurigheid wordt niet vereist.

De volgende regel zal aantonen in welke richting de voedingslijnen verplaatst moeten worden om een minimum staande golven te bekomen : indien de stroom stijgt, wanneer de indicator van het aanhechtingspunt der voedingslijnen op het lijnstuk verwijderd wordt, dan zijn de voedingslijnen te ver van de kortsluitstaaf aangekoppeld en moeten ze naar de kortsluitstaaf toe verplaatst worden ; neemt de stroom in de transmissielijn daarentegen af, dan moeten de voedingslijnen verder van de kortsluitstaaf verwijderd worden.

AFSTEMMETHODE VOOR OPEN AANPASSINGSLIJNSTUKKEN.

Vergt de antenne een open lijnstuk (paar aantal kwartgolven bij spanningsvoeding van de antenne, onpaar aantal kwartgolven bij stroomvoeding) dan gebeurt de afstemming als volgt :

Pas een stootexcitatie op de antenne toe zoals in het voorgaande geval ; de voedingslijnen zijn losgemaakt en de draden van het lijnstuk zijn niets langer gelaten dan de berekende waarde. Plaats een veldsterktemeter (deze kan gemakkelijk gemaakt worden uit een indicator voor staande golven door toevoeging van een afstemkring) dicht genoeg bij een uiteinde van de straler om een aflezing te verkrijgen, doch houdt hem zo ver mogelijk verwijderd van de tijdelijke voedingsantenne. Kol nu de draden van het lijnstuk enkele duim op, zodat hun lengte effectief afneemt en doe dit zo dikwijls als nodig om op de meter een top te verkrijgen.

Verbind daarna de voedingslijnen met het lijnstuk zoals in het voorgaande geval beschreven werd, doch vóór de eerste proef moeten ze dicht bij 3/4 van een kwartgolf van het einde van het lijnstuk aangebracht worden in plaats van op 1/4 van een kwartgolf in het geval van een kortgesloten lijnstuk. Verschuif de voedingslijnen dan heen en weer tot men een minimum staande golven verkrijgt. Worden de staande golven sterker door de voedingslijnen enkele duim in één richting te verplaatsen, dan is dit een teken dat het gepaste punt zich in de andere richting bevindt.

Nadat men het optimum aanhechtingspunt gevonden heeft kan men de lengte van het lijnstuk nog een beetje bijwerken om de staande golven nog iets te verminderen. Het is wenselijk dit te doen, daar het aanhechten van de voedingslijnen het lijnstuk vaak verstemt.

BELANGRIJKE BEMERKING OVER DE REGELING VAN HET LIJNSTUK.

Wanneer men een lijnstuk gebruikt om een lijn aan te passen aan een impedantie van dezelfde orde als de karakteristieke impedantie van het lijnstuk en de lijn (in de veronderstelling dat lijnstuk en lijn dezelfde draad en afstand gebruiken), dan zal men vaststellen dat het aanhechten van de voedingslijn op het lijnstuk een hele hoeveelheid reactantie aanbrengt. De lengte van het lijnstuk moet dan merkkelijk gewijzigd worden om de resonantie te herstellen.

Spijtig genoeg vergt de lengtewijziging van het lijnstuk eveneens een heraanpassing van het aanhechtingspunt der voedingslijnen. Bijgevolg vergen deze regelingen een langdurig tasten en zoeken naar de geschikte lengte van het lijnstuk en naar het aanhechtingspunt der voedingslijnen, teneinde én reactantie én staande golven tot een minimum te beperken.

Wordt een kortgesloten lijnstuk gebruikt voor de

TABEL II.

Frequentie in kHz	Kwartgolf aanpassingssectie of lijnstuk	Halvegolf radiator
3.500	70'3"	133'7"
3.600	68'5"	129'10"
3.700	67'6"	126'4"
3.800	64'10"	123'
3.900	63'1"	119'10"
3.950	62'3"	118'4"
4.000	61'6"	116'10"
7.000	35'1"	66'9"
7.150	34'5"	65'4"
7.300	33'8"	64'
14.000	17'7"	33'5"
14.200	17'4"	32'11"
14.400	17'1"	32'6"
28.000	8'9"	16'8"
28.500	8'7"	16'5"
29.000	8'6"	16'1"
29.500	8'4"	15'10"

voeding van een impedantie, die meer dan driemaal hoger is dan de karakteristieke impedantie van lijnstuk en lijn, dan zal dit verschijnsel verwaarloosbaar zijn en is het niet absoluut noodzakelijk de lengte van het lijnstuk aan te passen, na de aanhechting van de voedingslijn. Zo moet ook de lengte van een open lijnstuk niet gewijzigd worden na het aanhechten van de voedingslijnen, indien het lijnstuk een impedantie voedt van minder dan 1/3 van de karakteristieke impedantie van lijnstuk en lijn.

In een praktisch voorbeeld betekent dit dat bij de voeding van een impedantie van meer dan 1800 ohm door een lijn van 600 ohm en een kortgesloten aanpassingslijnstuk de lengte van het lijnstuk niet dient gewijzigd te worden na het aankoppelen van de voedingslijnen (teneinde onaanvaardbare reactantie op te heffen). Voedt het lijnstuk een impedantie van minder dan 1800 ohm, dan zal het aankoppelen van de voedingslijn het lijnstuk sterk verstemmen, waardoor een lengtewijziging van het lijnstuk absoluut noodzakelijk wordt.

Wanneer men niet volkomen zeker is van de impedantie waarop het lijnstuk werkt, dan verdient het altijd de voorkeur te beproeven de lengte van het lijnstuk « bij te werken » nadat de voedingslijnen aangekoppeld zijn.

AANPASSINGSLIJNSTUKKEN VOOR TWEE FREQUENTIES.

Het is praktisch mogelijk lijnstukken te gebruiken voor de aanpassing van een niet-afgestemde lijn aan een antenne of een antennenet voor twee frequenties. De frequenties moeten niet in een harmonische verhouding staan indien de antenne zelf in staat is behoorlijk op de twee frequenties te werken. Deze frequenties moeten echter toch in een verhouding staan van hoogstens 4/1 en van niet minder dan 1,3/1.

Deze inrichting wordt voorgesteld in figuur 19. Het systeem wordt afgestemd voor de minste staande golven op de laagste frequentie met behulp van de regeling van de lengte en het aanhechtingspunt op het lijnstuk « A », waarbij het lijnstuk « B » niet aangekoppeld is. Nadat de staande golven tot een verwaarloosbare waarde verminderd werden, wordt de zender af-

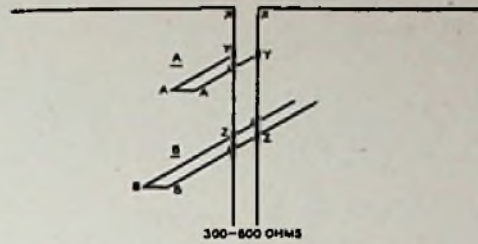


Fig. 19.

ANTENNESYSTEEM MET ANPASSINGS-LIJNSTUKKEN VOOR TWEE FREQUENTIES

Elk antennesysteem, waarvan de radiator in staat is behoorlijk te werken op twee sterk verschillende frequenties, kan aangepast worden aan een open transmissielijn op beide frequenties met behulp van twee aanpassingslijnstukken, zoals in bovenstaande figuur aangeduid. De werking en de regeling worden in de tekst besproken.

gestemd op de hogere frequentie. Lijnstuk « B », dat een kwartgolf lang is op de lagere frequentie wordt dan als proef aangekoppeld en men varieert het aankoppelpunt totdat de staande golven op de hogere frequentie op een minimum komen. Daar het lijnstuk « B » juist een kwartgolf lang is op de lagere frequentie, zal het aankoppelen ervan virtueel geen invloed uitoefenen op de werking van het antennesysteem op de lagere frequentie.

Men moet er aan denken dat het lijnstuk « A » afgestemd wordt door de variatie van de afstanden XY en AY; dit lijnstuk steekt niet uit, zoals het geval is met het « B ». De totale lengte van « B » wordt niet gewijzigd; alleen de afstanden XZ en BZ worden gevarieerd voor het regelen op minimum staande golven op de hogere frequentie. Het is mogelijk dat de stand van de beide lijnstukken het omgekeerde zal zijn van deze, die in figuur 19 gegeven wordt. Dit hangt af van het te voeden antennetype en van de karakteristieke impedantie van de voedingslijn.

INDICATOREN VOOR STAANDE GOLVEN.

Men kan vele eenvoudige toestellen gebruiken voor het opsporen en het vaststellen der benaderende verhouding der staande golven op een voedingslijn. Een opvanglus van 1 toer met een doormeter van 4 of 5 duim kan verbonden worden met een stroomindicator, zoals een Mazda-lampje of een HF-thermogalvanometer, om de stroomuitwijkingen langs de lijn aan te duiden. Men moet het geheel vastmaken op een houten stok van minstens 1 voet lang om de invloed van de lichaams-capaciteit zo klein mogelijk te houden. De lus wordt langs de lijn bewogen in inductieve verhouding tot de voedingslijn, waarbij men er zorg voor draagt, dat de lus steeds in dezelfde inductieve verhouding tot de lijn staat. Denk er aan dat dit indicatortype een stroomindicator is.

Een klein neonlampje kan ook gebruikt worden als indicator voor staande golven op een lijn. In dit geval werkt de indicator op de spanning en men moet er aan denken, dat de spanning op een lijn over het algemeen het hoogst is, daar waar de stroom het kleinst is. Men gebruikt deze indicator door een voedingslijn met verschillende punten van het lampje in aanraking te brengen tot men een punt heeft waarop de lichtsterkte middelmatig is. Daarna schuift men het lampje over de lijn, er voor zorgend dat het steeds in dezelfde stand gehouden wordt en steeds met hetzelfde punt de lijn raakt. Indien de isolatie van de draad beschadigd is, zal men plotse sprongen van de lichtsterkte waarnemen. De lijn moet hetzij gelijkvormig geïsoleerd, hetzij volledig bloot zijn; anders zal het noodzakelijk zijn een laagje isoleerstof aan te brengen op de metalen delen van het lampje, daar het eerder werkt door capacatieve koppeling met de draad, dan wel door rechtstreeks contact.

Wanneer het wenselijk is de juiste verhouding in plaats van de betrekkelijke verhouding der staande golven te meten en men heeft geen HF-meter ter beschikking, kan men een d.c.-milliamperemeter met klein bereik gebruiken, indien een gepaste gelijkrichter er mee in serie geschakeld is. Doorgaans gebruikt men een 0-1 mA d.c.-meter in serie met een 1N34 kristalgelijkrichter. Zoals hoger reeds vermeld is dit een stroomindicator.

Heeft men een massa werk te doen op antennes en voedingslijnen dan kan men een staande golfmeter met rechtstreekse aflezing, zoals beschreven in hoofdstuk 25, bouwen of een dergelijk instrument in de handel kopen.

11-14. — LINEAIRE HF-TRANSFORMATOREN.

Een resonerende kwartgolf-lijn heeft de onverwachte eigenschap zich als een transformator te gedragen. Nemen we b.v. een sectie, die samengesteld is uit draad nr. 12 met een afstand van 6 duim, die een karakteristieke impedantie heeft van 600 ohm. Veronderstellen we, dat het verste uiteinde op een zuivere weerstand eindigt en het dichtste uiteinde gevoed wordt met HF-energie met een frequentie, waarop de lijn een kwartgolf lang is. Gebruikt men een toestel voor het meten van de impedantie op het nabije uiteinde terwijl men de impedantie aan het verste uiteinde varieert, dan zal men een belangwekkende verhouding ontdekken tussen de 600 ohm karakteristieke impedantie van deze gegeven aanpassingslijn en de impedanties aan te uiteinden.

Wanneer de impedantie aan het verwijderde einde van de lijn dezelfde is als de karakteristieke impedantie van de lijn zelf (600 ohm), dan zal de gemeten impedantie aan het nabije einde eveneens 600 ohm bedragen.

Onder deze voorwaarden zal de lijn geen staande golven vertonen als gevolg van het feit dat ze eindigt op haar karakteristieke impedantie. Verdubbelen we nu de impedantie aan het verste uiteinde van de lijn tot 1200 ohm, dan zullen we vaststellen dat de impedantie aan het begin verminderd werd tot de helft, of 300 ohm. Verminderen we de uitgangsimpedantie tot de helft van de oorspronkelijke waarde, hetzij tot 300 ohm, dan stellen we vast dat de impedantie aan het begin verdubbeld werd en dus 1200 ohm bedraagt. Wanneer de ene weerstand stijgt, dan neemt de andere weerstand in evenredigheid af.

Men zal steeds vaststellen dat de karakteristieke impedantie van een kwartgolf aanpassingslijn gelijk is aan het meetkundig gemiddelde van de impedanties aan beide einden. De verhouding wordt weergegeven door de volgende formule :

$$Z_{MS} = \sqrt{Z_A Z_L}$$

waarin Z_{MS} = impedantie van de aanpassingssectie,
 Z_A = weerstand van de antenne,
 Z_L = impedantie van de lijn.

KWARTGOLF AANPASSINGS-TRANSFORMATOREN.

De impedantie-omzetting karakteristieken van een kwartgolfsectie van een transmissielijn hebben er een veel gebruikte inrichting van gemaakt als kwartgolftransformator. Het « Johnson Q »-voedingssysteem is een zeer verspreide toepassing van de kwartgolftransformator voor de voeding van een dipool of van een net bestaande uit twee dipolen. De kwartgolftransformator kan echter nog gebruikt worden in een groot aantal toepassingen, waar een transformator vereist is om twee impedanties aan te passen, waarvan het meetkundig gemiddelde ergens tussen 25 en 750 ohm ligt en waarbij men transmissielijnsecties kan toepassen. Om de laagste vernoemde impedantie te bekomen kan men coaxiale kabels in parallel gebruiken; de hogere impedanties bekomt men door het gebruik van

uit elkaar gespannen lijnen met dunne geleiders en matige afstand tussen de draden. Een korte lijst van de impedanties, die kunnen aangepast worden door kwartgolfsecties van een transmissielijn met bepaalde impedanties, wordt hieronder gegeven.

TABEL III.

Blasting- of antenne impedantie	300	480	600	Impedantie van de voedingslijn
20	77	98	110	Impedantie van de kwartgolf transformator
30	95	120	134	
50	110	139	155	
75	150	190	212	
100	173	220	245	

De impedantiewaarden van 20 tot 50 ohm worden verkregen in het midden van de straler van een antennestelsel met hulpelement met grote spatiering (0,2 golf-lengte of iets dergelijks) of aan het onderste einde van het aanpassingslijnstuk van een « flat-tot beam ». 75 ohm stelt de gemiddelde middenpuntimpedantie voor van een halve golf dipool en 100 ohm de benaderende waarde in het midden van een halvegolf of vollegolf antenne. Impedantiewaarden van 75 en 150 ohm kunnen natuurlijk verkregen worden in Amphenol « twin-lead », 100 en 200 ohm kunnen verkregen worden, doch minder gemakkelijk, in « twin-lead » van ander fabricaat. Impedantiewaarden van 175 tot 275 ohm kunnen gemakkelijk bekomen worden hetzij met een lijn van vier draden, hetzij met dural- of aluminium-pijpen van grote doormeter en kleine spatiering (Q staven).

JOHNSON Q-VOEDINGSSYSTEEM.

De standaardvorm van een Johnson Q voor de voeding van een dipool wordt getoond in figuur 20. Een impedantie-aanpassing wordt verkregen door het gebruik van een aanpassingssectie, waarvan de karakteristieke impedantie gelijk is aan het meetkundig gemiddelde van de karakteristieke impedantie van de lijn en de stralingsweerstand van de radiator. Een voldoende aanpassing kan gewoonlijk verkregen worden door de aanpassingssectie van de dipool te ontwerpen of te regelen voor een karakteristieke, impedantie die gelijk is aan het meetkundig gemiddelde tussen de

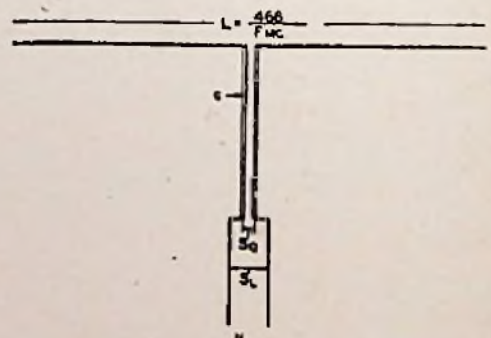


Fig. 20.

VOEDING VAN EEN HALVEGOLF STRALER MET „Q-STAVEN”.

De Q aanpassingssectie is een kwartgolf transformator. Hij kan gemaakt worden met behulp van evenwijdige holle geleiders, van een lijn met vier draden of een sectie bandlijn van het type met 150 ohm. De lengte van de sectie is gelijk aan het vierde van de golflengte op de bedrijfsfrequentie, vermenigvuldigd met een factor V_f (betrekkelijke snelheid van de voortplanting), die eigen is aan het type van de gebruikte aanpassingstransformator.

G = Q aanpassingssectie uit 1/2 duimse holle geleider
 N = niet-resonerende lijn van willekeurige lengte

TABEL IV.

Afstand middenpunt tot middenpunt in duim	Impedantie in ohm bij door- meter van 1/2 duim	Impedantie in ohm bij door- meter van 1/4 duim
1	170	250
1,25	188	277
1,5	207	298
1,75	225	318
2	248	335

lijnimpedantie en 72 ohm ; deze laatste waarde is de theoretische stralingsweerstand van een halvegolf-dipool, die hetzij oneindig hoog is opgesteld, hetzij een halve golf boven een volmaakte bodem.

Al kan in de werkelijkheid de stralingsweerstand enigszins van 72 ohm afwijken, toch zal men met deze veronderstelde waarde voldoende uitslagen bekomen, zolang de dipoolstraler meer dan een kwartgolf boven de effectieve bodem en redelijk vrij is opgesteld. Een kleine hoeveelheid staande golven, veroorzaakt door een klein aanpassingsgebrek, zal de lijnverliezen niet merkkelijk verhogen en elke kleine hoeveelheid reactantie, die zou optreden, kan aan het zendereinde door de afstemming zonder schadelijke gevolgen verwijderd worden. Is de reactantie onaanvaardbaar, dan kan men ze verminderen door de niet-afgestemde voedingslijn een vol aantal kwartgolven lang te maken.

Een Q-aanpassingssysteem kan desgewenst zeer nauwkeurig geregeld worden door de aanpassingssectie te bouwen volgens de berekende waarde en dan een middel te voorzien om de afstand tussen de geleiders van de Q-sectie licht te variëren, nadat de niet-afgestemde lijn voor de staande golven geregeld en getest werd.

De Q-sectie zal doorgaans een karakteristieke impedantie van ongeveer 200 ohm moeten hebben, wanneer ze gebruikt wordt voor de aanpassing van een halvegolf-dipool ; in feite varieert deze waarde in praktische installaties tussen 150 en 250 ohm. Deze impedantie is moeilijk te bekomen met een dubbele lijn, daar dit een zeer kleine spatiering vergt. Om deze reden gebruikt men hetzij een lijn met vier draden, hetzij een lijn bestaande uit aluminiumbuizen van 1/2 duim. De lijn met vier draden heeft het voordeel dat ze licht en goedkoop is en ze kan gebruikt worden waar de benaderende stralingsweerstand met zekerheid gekend is, waardoor het mogelijk is voor de aanpassingssectie een bepaalde karakteristieke impedantie te voorzien, waarvan men zeker is dat ze voldoende nauwkeurig zal zijn.

De schijnbare ingewikkeldheid van de dipool met Q-aanpassing is een gevolg van het grote aantal antennes en lijncombinaties, die door een Q-sectie kunnen aangepast worden.

De niet-afgestemde transmissielijn tussen zender en de ingang of het laagste einde van de Q-sectie mag iedere lengte (binnen redelijke grenzen) hebben.

11-15. — ONTVANGANTENNES.

Een ontvangantenne moet zo veel mogelijk sein en zo weinig mogelijk storingen — atmosferische en andere — naar de ontvanger voeren. Door de antenne zo hoog mogelijk en zo ver mogelijk verwijderd van stroomnetten, enz. op te stellen, zal men een fysische discriminatie bekomen, indien men hierbij een transmissielijn gebruikt, die niet opvangt. Het gebruik van een resonerende antenne zal een frequentiediscriminatie geven, waarbij seinen en storingen op frequenties, die verwijderd zijn van de resonantiefrequentie van de antenne, zullen geattenuëerd worden. Het gebruik van een richtantenne zal een directionele discriminatie geven, waarbij seinen en storingen uit andere richtingen dan deze van het gewenste sein zullen verzwakt worden.

De ideale antenne heeft drie discriminaties : fysisch, frequentie en richting, waardoor dan ook het maximum-

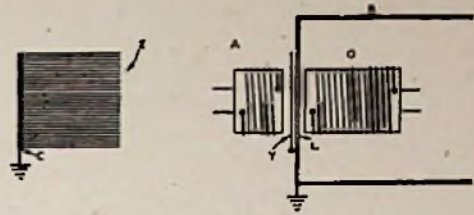


Fig. 21.

ELECTROSTATISCH FARADAY-SCHERM

- E = open einde
- C = gesloten einde
- B = afscherming
- O = ontvangerspoel
- A = antennespoel
- L = opening
- Y = Faraday scherm

sein met een minimum-storing optreedt op de ingang van de ontvanger. Met een dergelijke antenne verbonden op een middelmatige ontvanger zal men betere uitslagen bereiken, dan met de beste ontvanger gevoed uit een middelmatige antenne.

Al de hierboven beschreven zendantennes zijn bruikbaar voor de ontvangst. Een goede zendantenne voldoet aan de drie voorgaande vereisten. Daarom is het zelden te rechtvaardigen dat een amateur een afzonderlijke antenne voor de ontvangst zou opstellen. Een relais met dubbele stand. dubbele richting, speciaal voor HF-gebruik en werkend met de «zend-ontvangst»-schakelaar van de zender of de ontvanger kan gebruikt worden om de zendantenne over te schakelen op de ingangsklemmen van de ontvanger.

Gelukkig genoeg zal een antenne, die het beste sein aan een bepaalde plaats levert, ook de beste uitslagen leveren voor de seinen uit die plaats, en omgekeerd. Zo kan men in de praktijk ook een draaibare zendantenne in de juiste richting instellen voor een bepaalde verbinding, door de instelling te doen op de maximum ontvangst.

De meeste storingen, die door mensen veroorzaakt worden, zijn verticaal gepolariseerd, zodat een antenne of een net met horizontale polarisatie een minimum storingen zal geven uit die bron. Geen enkele versterking in de ontvanger zal een sein verstaanbaar maken indien de storing, die de ontvanger bereikt, even sterk is als het sein. Inrichtingen voor topbegrenzing zullen de ontvangst verbeteren wanneer men last heeft van storingen van het type met korte impulsen, zoals storingen door de ontsteking van motoren. Geen enkele elektrische inrichting is echter doeltreffend tegen de aanhoudende, ruisende storingen zoals men die heeft in industriële centra.

Bij dit laatste storingstype, veroorzaakt door lijnverliezen, defecte neonverlichting, enz. kan een nieuwere toepassing van een oud principe vaak hulp brengen. Een storingsantenne, een kort eind draad, dat op zulke wijze geplaatst is, dat er zoveel mogelijk storingen opgevangen worden en zo weinig mogelijk gewenste seinen, wordt in tegengestelde fase met de ingang van de ontvanger verbonden ten overstaan van de energie uit de gewone antenne. Bij een behoorlijke regeling van de koppeling en wat proeven met de lengte en de plaatsing van de storingsantenne, is het soms mogelijk de storingen volledig uit te schakelen. Dit systeem werd in hoofdstuk 4 beschreven.

STROOI-OPNAME.

De koppeling van een transmissielijn aan de ontvanger vergt meer zorg dan de koppeling met de zender. Het hele antennesysteem, antenne en transmissielijn, kan een neiging vertonen om zich te gedragen als een Marconi-antenne ten opzichte van de aarde als gevolg van de capacatieve koppeling. Bij het zenden zal dit verschijnsel slechts de maximum discriminatie van het richtnet verminderen, doch weinig invloed hebben op

de vermogenversterking; met een niet-directieve antenne zal men zelfs niets opmerken indien er een zeker Marconi-effect optreedt. Is dit verschijnsel echter bij de ontvangst aanwezig, dan heeft men er weinig voordeel bij een antenne te gebruiken, die zo ver mogelijk verwijderd is van elke storingsbron, omdat de transmissielijn zelf de storingen zal opvangen.

ELECTROSTATISCH FARADAY-SCHERM.

Er bestaan twee eenvoudige middelen om het Marconi-effect te vermijden. De eerste methode vergt een geaard Faraday-scherm tussen de antennespoel en de afstemkring van het rooster. Hierdoor wordt elke capacatieve koppeling opgeheven. Dit electrostatisch scherm kan gebouwd worden door een groot aantal toeren te wikkelen uit fijne, geïsoleerde draad op een stuk karton, dat eerst behandeld werd met een isolerend vernis. Na het aanbrengen der wikkeling legt men een nieuwe laag vernis.

Na het drogen wordt een smal bandje afgesneden langs een zijde en aan de andere zijde soldeert men de draden bij elkaar. Het scherm wordt tussen de twee spoelen opgesteld en geaard. Bij behoorlijke bouw heeft dit scherm zeer weinig invloed op de inductieve koppeling, indien er geen gesloten windingen zijn.

BALANSSPOELLEN.

In de tweede methode gebruikt men een antennespoel met middenaftakking, die geaard is. Indien de spoel in de ontvanger niet gemakkelijk te bereiken is, schakelt men een kleine spoel met middenaftakking (tot 30 toeren) over de antenne-ingang van de ontvanger en men verbindt de middenaftakking met de aarde. Het beste toerental, dat echter niet critiek is, hangt af van het type der transmissielijn, de frequentie en het aantal windingen van de antennespoel in de ontvanger. Het is best, dit aantal proefondervindelijk vast te stellen.

De middenaftakking moet juist in het electrisch middenpunt van de spoel aangebracht zijn. Men dient er aan te denken dat een gevlochten of een uit elkaar gespannen lijn slechts behoorlijk zal werken, indien de ontvanger voorzien is van een evenwichtige ingangskring. Dit is vooral waar voor het tweede lijntype. Indien een zijde van de antennespoel in de ontvanger geaard is, dan moet men deze aardverbinding weg nemen en naar het midden van de spoel verplaatsen, ofwel dient men een uitwendige balansspoel te gebruiken.

AANPASSING DER IMPEDANTIE.

Een andere factor, waarmee rekening dient gehouden, is de impedantie van de ingang van de ontvanger. Heeft de ontvanger een ingang met hoge impedantie, dan zal men er geen maximum uitslagen mee verkrijgen, wanneer een gevlochten lijn gebruikt wordt. Is de ingangsimpedantie laag, dan krijgt men geen maximumrendement met een uit elkaar gespannen lijn. De meeste ontvangers zijn ontworpen voor een ingangsimpedantie van 200 tot 300 ohm (middelmattige impedantie) en zullen goed werken met beide lijntypen. Het rendement kan soms echter verbeterd worden door het aanbrengen van een transformator voor impedantie-aanpassing, zelfs indien de ontvanger een middelmattige ingangsimpedantie (300 ohm) heeft.

Dergelijke transformator wordt weergegeven in figuur 22. Heeft de lijn een lagere impedantie dan de ontvanger, dan moet ze afgetakt worden op een kleiner aantal windingen om de gewenste impedantieverhoging te geven. Is de lijnimpedantie hoger, dan moet men het omgekeerde doen. Vaak zal dit koppelsysteem beter werken indien men over de spoel een draaicondensator schakelt om heel het systeem af te stemmen.

Bij een afgestemde inrichting worden twee lussen aangebracht rond de afgestemde kring, één voor de verbinding met de transmissielijn en één voor de verbinding met de ontvanger. De afstemcondensator kan meestal op het midden van de band ingesteld worden

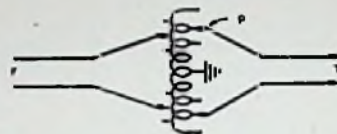


Fig. 22.

« AUTOTRANSFORMATOR » IMPEDANTIE-AANPASSINGSSPOEL

De aanpassing tussen een dubbele lijn en de ingang van de ontvanger, kan vaak verbeterd worden door koppeling met een autotransformator, zoals aangekend. De beste aftakkingpunten worden proefondervindelijk vastgesteld. De beste aftakkingpunten moeten steeds op een gelijk aantal toeren langs beide zijden van het middenpunt aangebracht worden. Dit is ook het geval voor de verbinding met de ontvanger indien deze een ingang in balans heeft. Heeft hij echter een onevenwichtige of coaxiale ingang, dan moet men de éne zijde verbinden met het gearde middenpunt en de andere zijde op een punt dat de beste uitslagen geeft. Vaak kan het rendement nog verbeterd worden (zoals in de tekst besproken) door de spoel af te stemmen met behulp van een kleine draaicondensator; de verbindingen tussen ontvanger en spoel en tussen transmissielijn en spoel worden dan verwezenlijkt met behulp van afzonderlijke lussen.

P = klemmen

F = voedingslijn

T = naar de ontvanger met
met balansingang

en dan zo gelaten voor heel het bereik van de band. Een variatie op het toerental van beide lussen maakt het mogelijk de optimum impedantie-aanpassing te bekomen tussen de impedantie van de transmissielijn en de impedantie van de ingang van de ontvanger. Deze schakeling is vooral nuttig wanneer de ontvanger een zeer lage ingangsimpedantie heeft.

11-16. — RAAMANTENNES.

Daar een stralingsveld een magnetische component bevat is het gemakkelijk te begrijpen dat een draadspoel, die in de gepaste inductieve verhouding geplaatst wordt ten opzichte van deze magnetische componenten, als antenne kan dienen. Het rendement als opnameantenne is beperkt in vergelijking met deze van een gewone antenne, doch wegens de geringe afmetingen en het richteffect wordt de raamantenne vaak gebruikt als draagbare antenne of als richtingzoeker.

De spoel mag de vorm hebben van een cirkel, een vierkant of een rechthoek waarvan de lengte en de breedte niet te fel verschillen. Ze mag gewikkeld worden in de vorm van een solenoïde of van een vlakke spiraal. Voor een behoorlijke werking mag de omtrek van het raam geen merklijk deel van de golflengte bedragen.

Het raam kan resonerend of niet-resonerend zijn; er zal echter een grote toename van de seinsterkte waar te nemen zijn wanneer men een sein ontvangt op de resonantiefrequentie van een resonerend raam. Het diagram van het richteffect is eveneens verschillend voor beide ramen, behalve wanneer beiden volkomen in evenwicht zijn ten opzichte van de aarde er geen strooiopname plaats vindt. Indien er strooiopname is of indien het raam niet uitstekend in evenwicht is, krijgt men ongelijke diagrammen, behalve wanneer het raam op de juiste frequentie in resonantie is. Met een resonerend raam is het enige gevolg van een onevenwichtigheid ten opzichte van de aarde het verdwijnen van de volledige nulstanden; in plaats daarvan zal men minima vinden bij het draaien van het raam; deze minima liggen op 180° van elkaar zoals de nulpunten in een volledig evenwichtig systeem.

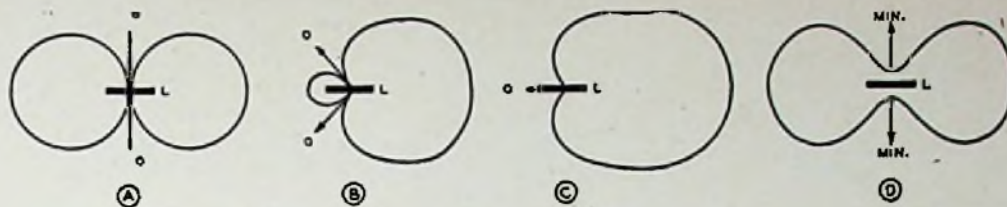


Fig. 23.

KARAKTERISTIEKE DIAGRAMMEN
VOOR RAAMANTENNES

A : Raamantenne, resonerend of niet, in volmaakt evenwicht ten opzichte van de aarde (geen antenne-effect).

B : Niet-resonerende raamantenne met matig antenne-effect.

C : Niet-resonerende raamantenne met critiek antenne-effect. De kleine lob verdwijnt volledig en laat slechts een nul achter.

D : Resonerende raamantenne met matig antenne-effect. De nulpunten zijn veranderd in minima, doch blijven op 180° van elkaar.

Het gevolg van een onevenwichtigheid ten opzichte van de aarde of van een strooi-opname in de koppelkring bestaat erin, dat het raam in staat gesteld wordt als Marconi-antenne te werken. De geïnduceerde stroom veroorzaakt werkelijke stroombuiken. Bij resonantie is de faze van de twee stromen derwijze dat het diagram symmetrisch wordt, doch zonder volledige nulpunten. Resoneert het raam niet, dan is de faze der twee stromen aldus, dat ze zich op sommige punten samenvoegen en op andere punten neutraliseren, waardoor een asymmetrisch diagram ontstaat.

Figuur 23 toont de diagrammen, die onder verschillende omstandigheden verkregen worden. Diagram A verkrijgt men wanneer er geen Marconi-effect (soms ook « antenne-effect » of « verticaal effect » genoemd) aanwezig is. Dit geldt zowel voor een resonerend als

voor een niet resonerend raam.

Een niet-resonerend raam met een matig Marconi-effect zal het diagram B vertonen. Neemt het Marconi-effect toe, dan zal men uiteindelijk een punt bereiken, waarop de kleine lob volledig verdwijnt en alleen een nul overblijft. Dit diagram wordt gegeven in C.

Bij een resonerend raam verwekt een matig Marconi-effect het diagram D. Wordt het raam dan licht van de resonantie verstemd, dan bekomt men een diagram tussen deze van B en D.

Voor sommige toepassingen wordt heel het raam ingesloten in een statisch scherm. In de luchtvaart vermindert dit scherm in grote mate de « storingsregen ». Hierdoor wordt ook virtueel elk Marconi-effect uitgeschakeld, wat van groot belang is voor de goniometers in de vliegtuigen.

Bouw van HF-Ontvangers

Men kan de vraag stellen of het al dan niet aan te raden is zelf een bedrijfsontvanger te bouwen voor een amateurstation. Uitstekende handelstoestellen zijn te verkrijgen in alle prijsgroepen. Velen hiervan werden speciaal voor amateurs ontworpen en om hetzelfde rendement te verkrijgen met een zelfgebouwd toestel moet men over veel tijd en geduld beschikken, die nuttiger zouden kunnen aangewend worden voor de zender en de antennesystemen.

Anderzijds schenkt het buitengewoon veel voldoening de volledige uitrusting van het station zelf gebouwd te hebben. De grondige kennis van de gebruikte schakelingen en de bij de constructie opgedane ervaringen hebben bovendien steeds een grote waarde voor personen, die aanleg hebben voor experimenteren. Om deze reden hebben we in dit hoofdstuk bouwgegevens opgenomen over twee ontvangers van verschillende graad van ingewikkeldheid en van verschillend bereik. Ook wordt een voorschakelapparaat voor de FM-ontvangst

van het type met smalle band beschreven, dat kan aangepast worden op elke bedrijfsontvanger met een FM in het bereik der 460 kHz. Verder beschrijven we een breedband-sigitaal-versterker om het rendement van een bestaande ontvanger op 28 MHz en 50 MHz te verbeteren; de nodige constructiegegevens worden eveneens vermeld.

VIER BUIZEN-SUPER VOOR 3,5 EN 7 MHz.

Een ontvanger, geschikt om in tijd van nood of in draagbaar gebruik degelijk werk te leveren, door een combinatie van klein verbruik, kleine afmetingen, licht gewicht en goede stabiliteit, is een waardevolle vervollediging van de ontvanginstallatie in een vast station. Met deze punten voor ogen werd de hier beschreven ontvanger ontworpen. In tegenstelling met de meeste ontvangers van deze aard, is dit toestel uitzonderlijk stabiel in het bedrijf, omdat alle trucjes in de schakeling, zoals terugkoppeling in de MF of de detector, vermeden werden. Nochtans is de totale versterking zeer hoog en meestal volstaat een anodespanningsbron van 90 volt om een voldoende vermogen in de koptelefoon te leveren.

Bijna elke voedingsbron is bruikbaar wegens de inrichting van de gloeispanningsverbindingen en wegens het feit dat de stroomafname uit de anodespanningsbron zeer laag is. Het schema van figuur 3 toont dat de serie-parallel-schakeling van de gloeidraden het mogelijk maakt, zowel op 6 als op 12 volt aan te sluiten. Het gebruik van een motor-generator van 12 volt, gevoed uit twee auto-accumulatoren van 6 volt, is een ideale oplossing. De hoogspanning kan geleverd worden door twee batterijen van 45 volt of door de motor-generator.

SCHEMA VAN DE ONTVANGER.

Het ontwerp van de mengtrap en van de MF-versterker is klassiek. Het oscillatordeel en het eerste detectordeel van de 6K8 worden gelijktijdig afgestemd door C3 en C20, waardoor men het ontstemmingsverschijnsel door het meesleuren van de locale oscillator, dat optreedt wanneer beide kringen afzonderlijk afgestemd worden, vermijdt.

Voor de MF-versterker, uitgerust met een 6K7, werden ijzerkern-transformatoren aangewend van het type, dat gebruikt wordt in de BC-312 ontvanger. Deze transformatoren zijn mede de oorzaak van de grote gevoeligheid, die met deze ontvanger verkregen wordt. Men kan eveneens de gewone ijzerkern transformatoren op 465 kHz, die in de handel te verkrijgen zijn, gebruiken. Een dubbele triode 6SL7-GT dient gelijktijdig als detector (anodedetectie) en als LF-versterker.

De vierde buis, een 6J5 dient als b.f.o. voor de ontvangst van ongemoduleerde telegrafie. Condensator C11 kan gevormd worden uit enkele draadtoeren rond de roosterverbinding van de tweede detector en dient om het sein van de kathode van de b.f.o. naar het rooster



Fig. 1.
BOVENZICHT VAN DE ONTVANGER
MET VIER BUIZEN

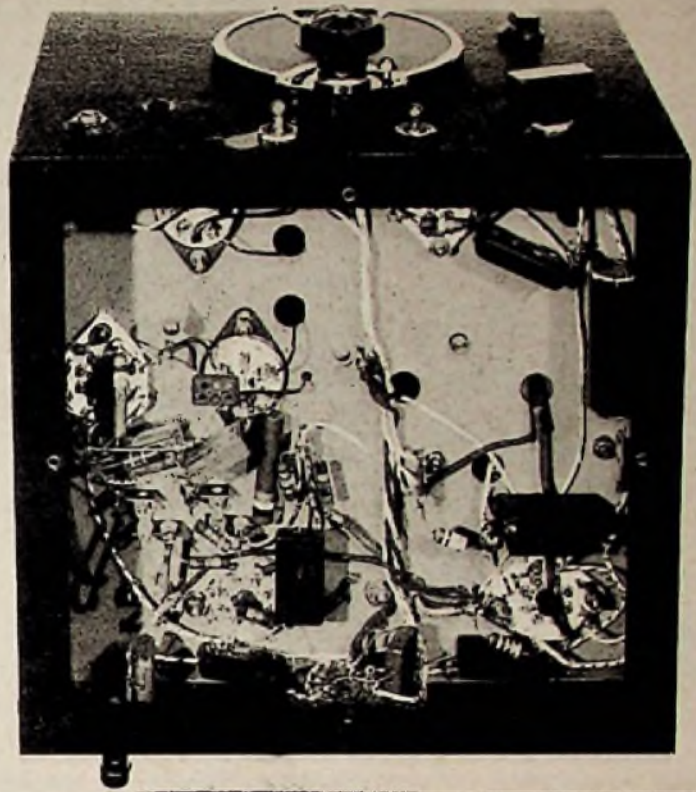


Fig. 2
ONDERZICHT VAN HET CHASSIS
VAN DE EENVOUDIGE ONTVANGER

van de tweede detector te voeren. Enkele proefnemingen met de waarden van C11 en R14 zullen de optimumverhouding sein-storing geven voor de ontvangst van telegrafie. Gegevens voor de spoelen vindt men in de spoelentabel.

REGELKNOPPEN.

De ontvanger werd gebouwd in een National SW-3 kast. Op het voorpaneel vindt men de gewone afstemknop, de regelknop voor de b.f.o. en de sterkteregelaar. Verder vindt men er ook twee schakelaars voor de b.f.o. en voor de andespanning. Voor de afstemming werd een

schaal van het type « B » National gebruikt ; de andere knoppen zijn van het type HRP.

De antenneverbinding en de octalstekker voor de verbinding met de voeding zijn op de achterzijde aangebracht. De vrijblijvende klemmen op de octalverbinding kunnen gebruikt worden naar keuze voor verbindingen van de LF uitgang of voor een bediening op afstand van de ontvanger.

De ontvanger kan ook gebruikt worden op 14 MHz en de gegevens voor de spoelen werden eveneens in de kabel opgenomen ; het is echter mogelijk dat men last krijgt met spieglfrequenties. Dit is het gevolg van het feit dat de antenne rechtstreeks op de mengtrap is aangevoerd zonder tussenvoeging van een HF-versterker en preselektortrap.

TABEL DER SPOELLEN

Super met vier buizen		
	Detector	Oscillator
5,5 MHz	L1 - 10 toeren nr. 18 vast gewikkeld L2 - 20 toeren nr. 18 vast gewikkeld, 15 t. van de aarde C2 - 100 $\mu\mu$ F APC	L3 - 16 toeren nr. 18 vast gewikkeld op 12 toeren v. L4 - 6 toeren nr. 18 de aarde vast gewikkeld C21 - 100 $\mu\mu$ F APC
7,0 MHz	L1 - 6 toeren nr. 18 vast gewikkeld L2 - 14 toeren nr. 18 op 1 1/4 duim, aftakking op 7 t. van de aarde C2 - 100 $\mu\mu$ F APC	L3 - 11 toeren nr. 18, op 1 duim, af- takking op 6 t. van de aarde L4 - 6 toeren nr. 18 vast gewikkeld C21 - 100 $\mu\mu$ F APC
14 MHz	L1 - 5 toeren nr. 18 vast gewikkeld L2 - 9 toeren nr. 18 op 5/8 duim, af- takking op 4 t. van de aarde C2 - 50 $\mu\mu$ F APC	L3 - 7 toeren nr. 18 op 1/2 duim, af- takking op 2 1/2 t. van de aarde L4 - 3 toeren nr. 18 vast gewikkeld C21 - 50 $\mu\mu$ F APC

**SUPER MET DUBBELE FREQUENTIE-OMZETTING
VOOR 14 EN 28 MHz.**

Bij het ontwerpen van een bedrijfssuper van uitstekende hoedanigheid op 14 MHz en 28 MHz leert de theorie ons, dat het noodzakelijk is, uit het standpunt van de beste verhouding sein-storing, slechts een enkele HF-trap te gebruiken. De enige reden waarom men in een bedrijfsontvanger van het gewone type meer dan één HF-versterkertrap gebruikt, is, dat men een MF in de buurt van 460 kHz gebruikt en dat bijgevolg de gehele opheffing van de spieglfrequenties in de ontvanger door de HF-versterker moet geleverd worden. Verwezenlijken we echter eerst een frequentie-omzetting op een vrij hoge MF (in de beschreven ontvanger gebruiken we 5,47 MHz) dan zal één enkele HF-trap volstaan om de spieglfrequenties behoorlijk uit te schakelen, vermits de spieglfrequentie dan op 10,94 MHz van het gewenste sein valt.

Moesten we nu het 5,47 MHz-kanaal als enige MF-versterker gebruiken, dan zou de afstemming buitengewoon breed zijn en zou geen behoorlijke werking van het kristalfilter voor de ontvangst van telegrafie mogelijk zijn. Daarom wordt in de beschreven ontvanger een tweede frequentie-omzetting toegepast, waarmee een MF-kanaal op 470 kHz gevoed wordt. Dit tweede

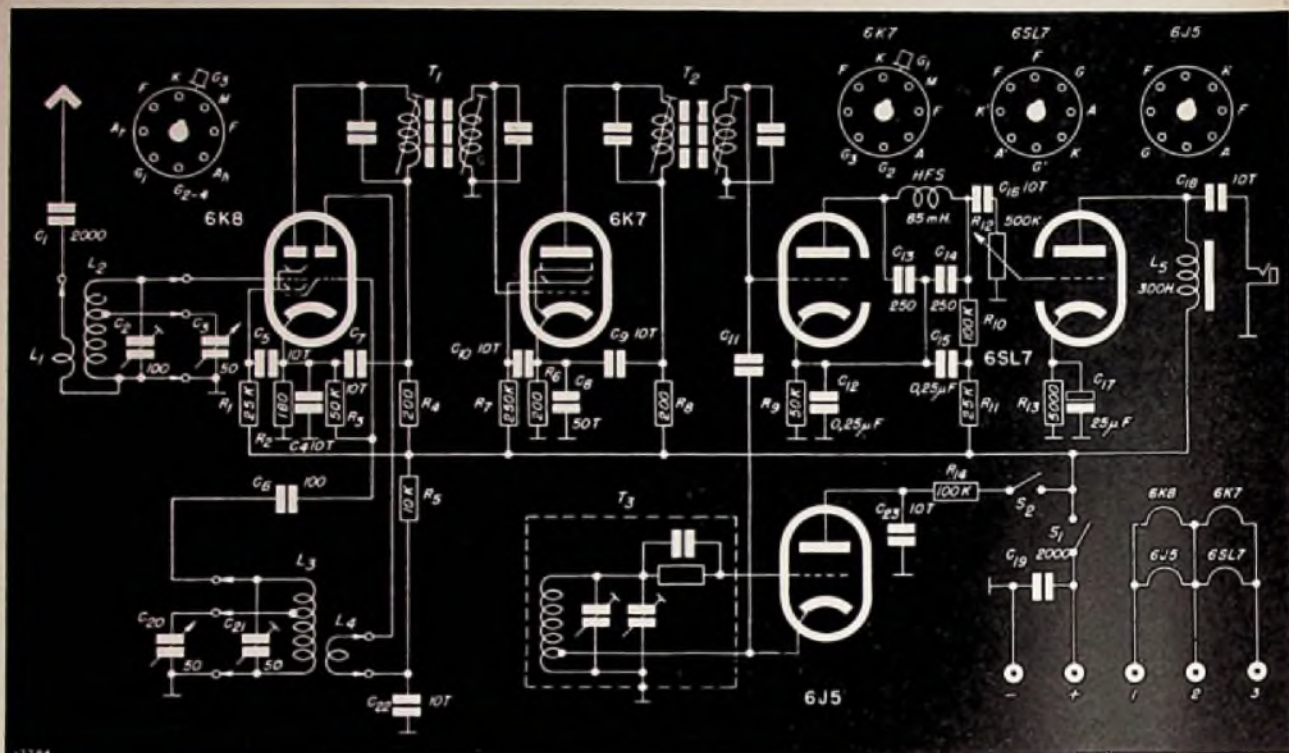


Fig. 3

SCHEMA VAN DE ONTVANGER MET
4 BUIZEN VOOR 80-40 METER

C1 — 2000 μF mica, miniatuur
 C2 — APC over spoel (zie tabel)
 C3, C20 — 50 μF dubbele draaicond.
 C4, C5 — 0,01 μF 400 V papier
 C6 — 100 μF zilver, mica
 C7 — 0,01 μF 400 V, papier
 C8 — 0,05 μF 400 V. papier
 C9, C10 — 0,01 μF 400 V. papier
 C11 — zie tekst
 C12, C15 — dubbele 0,25 μF
 C13, C14 — 250 μF mica
 C16 — 0,01 μF 400 V. papier
 C17 — 25 μF 25 V. electr.
 C18 — 0,01 μF 600 V. papier
 C19 — 2000 μF mica
 C20 — zie C3
 C21 — zie spoelentabel
 C22 — 10.000 μF mica
 C23 — 0,01 μF 400 V. papier

R1 — 25.000 ohm, $\frac{1}{2}$ watt
 R2 — 180 ohm, $\frac{1}{2}$ w.
 R3 — 50.000 ohm, $\frac{1}{2}$ watt
 R4 — 200 ohm, $\frac{1}{2}$ watt
 R5 — 10.000 ohm, $\frac{1}{2}$ watt
 R6 — 200 ohm, $\frac{1}{2}$ watt
 R7 — 250.00 ohm, $\frac{1}{2}$ watt
 R8 — 200 ohm, $\frac{1}{2}$ watt
 R9 — 50.000 ohm, $\frac{1}{2}$ watt
 R10 — 100.000 ohm, $\frac{1}{2}$ watt
 R11 — 25.000 ohm, $\frac{1}{2}$ watt
 R12 — 500.000 potentiometer
 R13 — 5000 ohm, $\frac{1}{2}$ watt
 R14 — 100.000 ohm, $\frac{1}{2}$ watt

Spoelen — zie tabel

RFC — HF smoerspoel 85 mH

T1, T2 — 465 kHz MF transformator

T3 — 465 b.f.o. transformator

S1 — enkele stand, enkele richting anodeschakelaar

S2 — enkele stand, enkele richting, b.f.o. schakelaar

MF-kanaal is in ieder opzicht klassiek en gebruikt een standaard filterkristal van 470 kHz.

BLOKSCHEMA VAN DE ONTVANGER.

Figuur 4 geeft een blokschema van de volledige ontvanger. Een 6AG5 wordt gebruikt als HF-versterker met afstemming om een 6AG5 als eerste detector te voeden. De HF-oscillator gebruikt een 7A4, die werkt aan de lage zijde van het inkomend sein. De afstemcondensatoren van de oscillator, de HF-trap en de eerste detector zijn op één as aangebracht.

In de drie HF-kringen van de ontvanger worden afgeschermd, uitwisselbare spoelen met regelbare permeabiliteit gebruikt. Het gebruik van dergelijke spoelen maakt een gemakkelijke gelijkloopregeling van de drie kringen mogelijk. Gebruikt men de in de tabel gegeven aftakpunten van de spoelen, dan is het mogelijk een nauwkeurige gelijkloop van de ontvanger te verkrijgen over de beide frequentiebereiken door de regeling van de spoelkernen.

De verschilfrequentie van 5,47 MHz op de uitgang van de eerste detector 6AG5 is met een lus gekoppeld van de afstemkring in de anode naar een afstemkring in het rooster van de 6K8, die als tweede mengtrap fungeert. Daar men tussen beide kringen een luskoppeling met lage impedantie gebruikt, is de afstand tussen de twee trappen niet critiek en mag willekeurig binnen redelijke grenzen gekozen worden.

Om een grote stabiliteit te krijgen wordt in de tweede mengtrap met de 6K8 gebruik gemaakt van een goedkoop kristal op 5 MHz om de 5,47 MHz van het inkomend sein om te zetten in de tweede MF van 0,47 MHz of 470 kHz. De anode van de 6K8 is verbonden met een kristalfiltertransformator van 470 kHz en dan door twee 6K7 MF-versterkers met een 6H6, die werkt als gecombineerde derde detector en storingsbegrenzer. De begrenzingsschakeling is klassiek en werd beschreven in hoofdstuk 4 en voorgesteld in figuur 30 van dit hoofdstuk. De 6J5 b.f.o. voor de ontvangst van telegrafie wordt gekoppeld met de 6H6 derde detector.

Daar de ontvanger in de eerste plaats ontworpen is

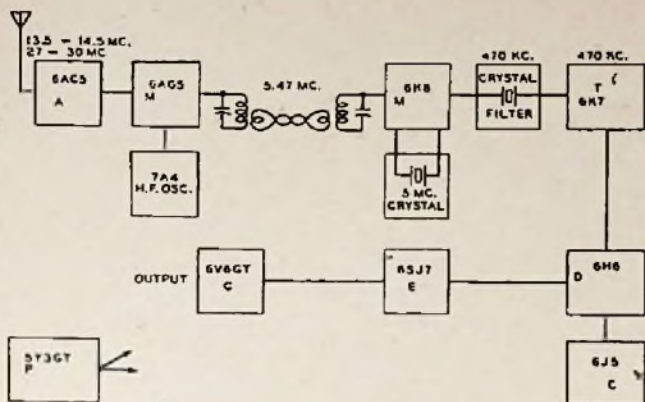


Fig. 4.

BLOKSCHEMA VAN DE SUPER MET DUBBELE FREQUENTIE-OMZETTING

- A = HF-versterker
- M = mengtrap
- T = 2 trappen MF versterking
- C = b.f.o.
- D = detector en storingsbegrenzer
- E = eerste LF-versterker
- G = eindversterker
- P = voeding

voor de telegrafie, werd geen ASR voorzien. Wenst men echter ASR toe te passen op de HF- en MF-trappen van de ontvanger, dan kan men de ASR-spanning aftakken op de belastingsweerstand van het detectordeel van de 6H6 met behulp van een weerstand van 2 megohm en de gewone isolatie- en voedingsschakeling naar de roosters van de HF- en MF-trappen.

Het LF-systeem van de ontvanger is vrij gewoon en gebruikt een 6SJ7 en een 6V6-GT met tegenkoppeling van de anode van de 6V6-GT naar de anode van de 6SJ7 om de harmonische vervorming te verminderen en de frequentiewaergave van de LF-versterker te verbeteren.

TABEL DER SPOELN

Super met dubbele frequentie-omzetting voor 10 en 20 meter		
Band	HF en Detector	Oscillator
28 MHz	Secundaire 12 toeren nr. 20, bloot op 3/4 duim. Aftakking op 16 t.	Roosterspoel 6 toeren nr 20 bloot op 1/2 duim; afstemcondensator over heel de spoel.
	Primaire 5 toeren nr. 20, gelakt vast gewikkeld. Op 1/8 duim van secundaire.	Anodespoel 4 toeren nr 20 gelakt vastgewikkeld. Op 1/8 duim van de roosterspoel.
14 MHz	Secundaire 20 toeren nr. 20 gelakt op 3/4 duim. Aftakking op 16 t.	Roosterspoel 7 toeren nr 20 bloot op 1/2 duim. Afstemcondensator aftakt op 5 toeren van de aarde
	Primaire 7 toeren nr. 24 gelakt vast gewikkeld. Op 1/8 duim van secundaire.	Anodespoel 5 toeren nr 20 gelakt vast gewikkeld. Op 1/8 duim van de roosterspoel.

TRIMMING.

De meest doeltreffende methode om deze ontvanger te trimmen bestaat erin, te beginnen met de 6H6 derde detector met een sein op 470 kHz en dan achteruit te gaan naar de transformator van het kristalfilter toe. Wanneer al deze kringen getrimd zijn, schakelt men het kristal in en men regelt de meetzender heen en weer rond de nominale frequentie van het kristal tot men een top vindt. Daarna laat men de meetzender op deze frequentie en schakelt men de kristalfilter uit, waarna de MF-transformatoren opnieuw licht bijgesteld worden, om zeker te zijn dat de trimfrequentie nauwkeurig gelijk is op de kristalfrequentie.

Na het trimmen van het 470 kHz-kanaal wordt de meetzender op 5,47 MHz ingesteld en de 5 MHz-kristaloscillator ingeschakeld. Men verbindt de meetzender met de anode van de eerste detector 6AG5 en regelt de twee afstemkringen op 5,47 MHz. Daarna worden de HF-oscillator en de HF-trappen op de gewone wijze getrimd en tot gelijkloop gebracht volgens de hierboven beschreven methode.

De uitslagen met deze ontvanger zijn uitstekend; de verhouding sein-storing is op beide banden zeer goed en er treden geen spiegel frequenties op. Als schaal werd een Nationaal NFW-O gebruikt en de ontvanger werd gebouwd in een NC-100 kist.

BREEDBAND-SIGNAALVERSTERKER VOOR 28 MHz EN 50MHz.

Na de bouw of de aankoop van een ontvanger op de hogere frequentiebanden, zal men soms vaststellen dat de versterking of de verhouding sein-storing wat te wensen overlaat. Men kan dan een gewone preselector bouwen of kopen om het rendement van de ontvanger te verbeteren. Doch het toevoegen van een preselector aan de ontvanger betekent, dat men een bijkomend toestel op een gemakkelijk bereikbare plaats van de werktafel moet onderbrengen, omdat de afstemknop van de

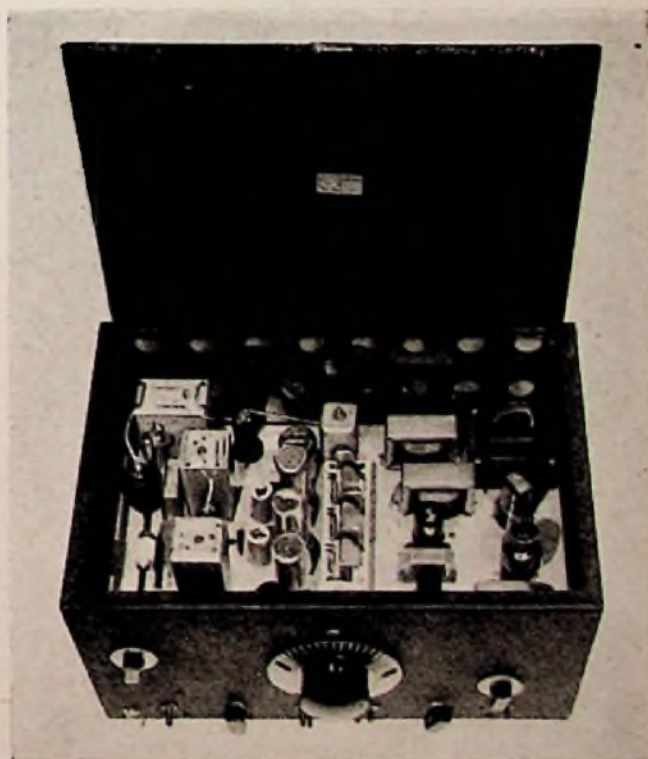


Fig. 5.

BOVENZICHT VAN DE SUPER MET DUBBELE FREQUENTIE-OMZETTING VOOR 10-20 METER

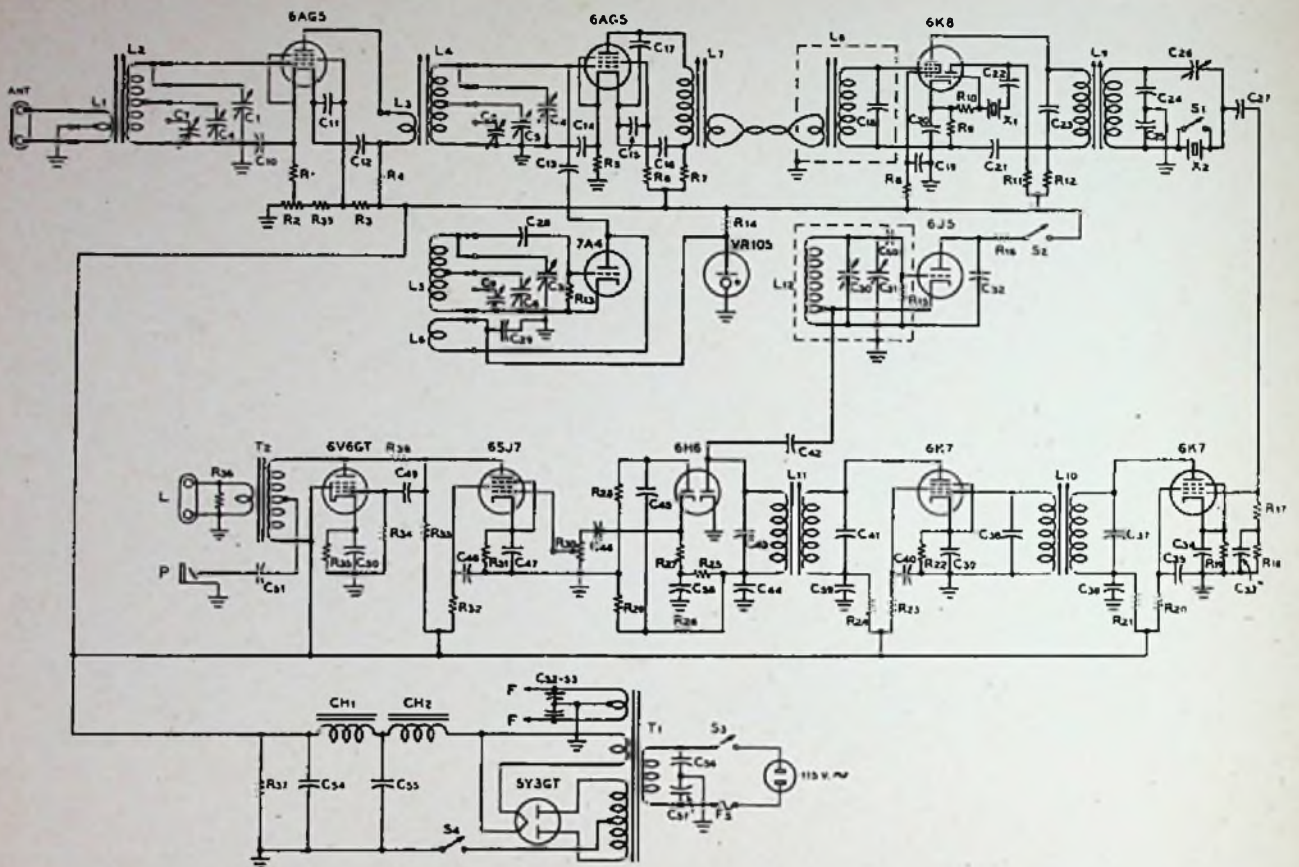


Fig. 6. SCHEMA VAN DE SUPER MET DUBBELE FREQUENTIE-OMZETTING

- C1, C2, C3 — $3 \times 35 \mu\text{F}$ op een as
 C4, C5, C6 — $100 \mu\text{F}$ luchtpaddings
 C7, C8, C9 — $50 \mu\text{F}$ luchtpaddings
 C10, C12, C14, C16 — $5000 \mu\text{F}$ mica
 C11, C15 — $0,01 \mu\text{F}$ papier
 C13 — $5 \mu\text{F}$ mica, miniatuur
 C17, C18 — $50 \mu\text{F}$ zilver, mica
 C19 — $0,02 \mu\text{F}$ 400 V., papier
 C20 — $0,1 \mu\text{F}$ 400 V. papier
 C21 — $0,01 \mu\text{F}$ 400 V. papier
 C22 — $2000 \mu\text{F}$ mica
 C23, C24, C25, C26 — condensatoren in MF transf.
 C27 — $6000 \mu\text{F}$ mica
 C28 — $50 \mu\text{F}$ mica, miniatuur
 C29 — $5000 \mu\text{F}$ mica
 C30, C31 — condensatoren in b.f.o. transformator
 C32 — $0,01 \mu\text{F}$ 400 V. papier
 C33, C34, C35, C36 — $0,1 \mu\text{F}$ 400 V. (in metalen huls)
 C37, C38 — condensatoren in MF transformator
 C39, C40 — $0,1 \mu\text{F}$ 400 V. dubbel
 C41, C43 — condensatoren in MF transformator
 C42 — condensator uit gevlochten draad
 C44 — $100 \mu\text{F}$ mica, miniatuur
 C45 — $0,05 \mu\text{F}$ 400 V. papier
 C46 — $0,01 \mu\text{F}$ 400 V. papier
 C47 — $25 \mu\text{F}$ 25 V. electr.
 C48 — $0,1 \mu\text{F}$ 400 V. papier
 C49 — $0,01 \mu\text{F}$ 400 V. papier
 C50 — $25 \mu\text{F}$ 400 V., electr.
 C51 — $0,05 \mu\text{F}$ 400 V., papier
 C52, C53, C56, C57 — $2000 \mu\text{F}$ mica
 C54 — $20 \mu\text{F}$ 450 V., electr.
 C55 — $8 \mu\text{F}$ 450 V., electr.
 C58, C59 — $0,1 \mu\text{F}$ 400 V. dubbel
 C60 — $250 \mu\text{F}$ mica, miniatuur
 R1 — 200 ohm , $\frac{1}{2}$ watt
 R2 — 5000 ohm potentiometer
 R3 — 47.000 ohm , $\frac{1}{2}$ watt
 R4 — 200 ohm , $\frac{1}{2}$ watt
 R5 — 470 ohm , $\frac{1}{2}$ watt
 R6 — 68.000 ohm , $\frac{1}{2}$ watt
 R7 — 1000 ohm , $\frac{1}{2}$ watt
 R8 — 22.00 ohm , 2 watt
 R9 — 180 ohm $\frac{1}{2}$ watt
 R10 — 270.000 ohm , $\frac{1}{2}$ watt
 R11 — 100.00 ohm , $\frac{1}{2}$ watt
 R12 — 200 ohm , $\frac{1}{2}$ watt
 R13 — 10.000 ohm , $\frac{1}{2}$ watt
 R14 — 3000 ohm , 10 watt
 R15 — 47.000 ohm , $\frac{1}{2}$ watt
 R16, R17, R18 — 100.000 ohm , $\frac{1}{2}$ watt
 R19 — 470 ohm , $\frac{1}{2}$ watt
 R20 — 68.000 ohm , $\frac{1}{2}$ watt
 R21 — 200 ohm , $\frac{1}{2}$ watt
 R22 — 470 ohm , $\frac{1}{2}$ watt
 R23 — 68.000 ohm , $\frac{1}{2}$ watt
 R24 — 200 ohm , $\frac{1}{2}$ watt
 R25 — 1 megohm , $\frac{1}{2}$ watt
 R26 — 100.000 ohm , $\frac{1}{2}$ watt
 R27 — 1 megohm , $\frac{1}{2}$ watt
 R28, R29 — 470.000 ohm , $\frac{1}{2}$ watt
 R30 — 500.000 ohm , potentiometer
 R31 — 1000 ohm , $\frac{1}{2}$ watt
 R32 — 470.000 ohm , $\frac{1}{2}$ watt
 R33 — 220.000 ohm , $\frac{1}{2}$ watt
 R34 — 270.000 ohm , $\frac{1}{2}$ watt
 R35 — 270 ohm , 2 watt
 R36 — 22 ohm , 2 watt
 R37 — 50.000 ohm , 20 watt
 R38 — 470.00 ohm , $\frac{1}{2}$ watt
 R39 — 47.000 ohm , $\frac{1}{2}$ watt
 L1 tot L6 — zie spoelentabel
 L7, L8 — 18 toeren nr. 24 gelakt, vast gewikkeld op $\frac{1}{2}$ duim XR-50 spelvorm met 3 toeren kopellus
 L9 — 470 kHz kristalfilter transfo.
 L10, L11 — 470 kHz MF transformator
 L12 — 470 kHz b.f.o. transformator
 T1 — $2 \times 350 \text{ V}$, 90 mA ; 5 V , 3 A ; $6,3 \text{ V}$, $3,5 \text{ A}$.
 T2 — balansuitgangstransformator
 CH1, CH2 — afvlakmoorspoel, $10,5 \text{ H}$
 S1 — kristalfilterschakelaar in transformator
 S2 — b.f.o. schakelaar
 S3 — netschakelaar
 S4 — anodeschakelaar
 FS — smeltzekering, 3 ampere
 X1 — kristal 5000 kHz
 X2 — 470 kHz kristal in MF transfo
 L — luidspreker
 P — koptelefoon
 F — naar de gloeidraden

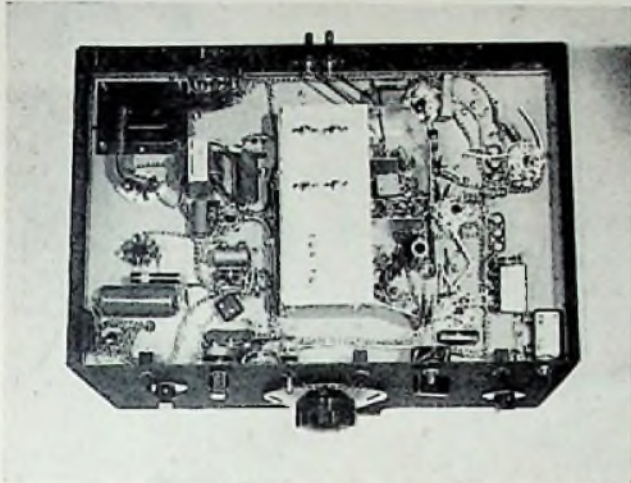


Fig. 7
ONDERZICHT VAN HET CHASSIS VAN DE
DUBBELE SUPER

preselector gelijktijdig met de ontvanger moet bediend worden. Hierdoor moet men de gemakkelijke bediening opofferen aan het rendement.

SCHEMA VAN DE BREEDBAND «SIGNAL LIFTER».

Figuur 10 geeft het schema van de dubbele signaalversterker op 28 MHz en 50 MHz. Er zijn twee kanalen voorzien, één voor elke band, en elk kanaal gebruikt een paar 6J6 in cascade als triode-versterkers met geaard rooster. Beide kanalen werken echter afzonderlijk, zodat ze ook afzonderlijk kunnen gebouwd worden. Slechts een triode-deel van elke 6J6 in elke trop wordt gebruikt; het andere deel wordt vlottend gelaten. In een schakeling met geaard rooster zoals in het onderhavige geval is het slechts mogelijk de buis in een

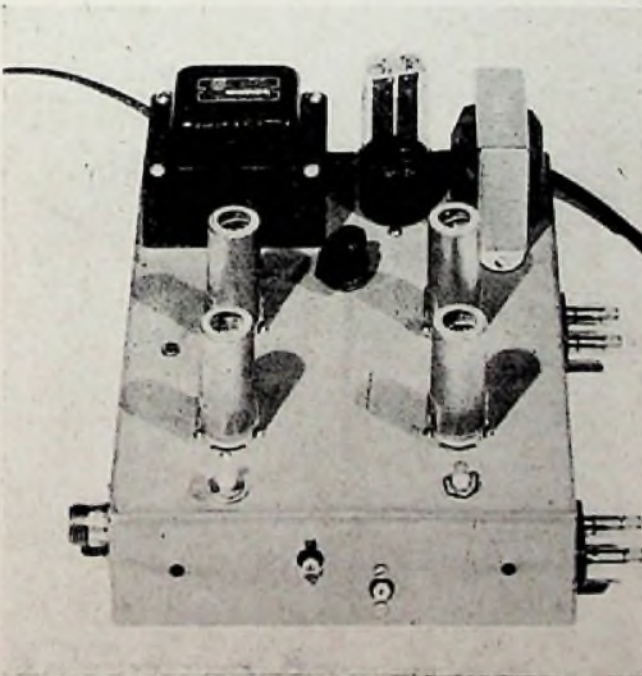


Fig. 8.
BOVENZICHT VAN DE BREEDBAND SIGNAAL
VERSTERKER MET TWEE KANALEN

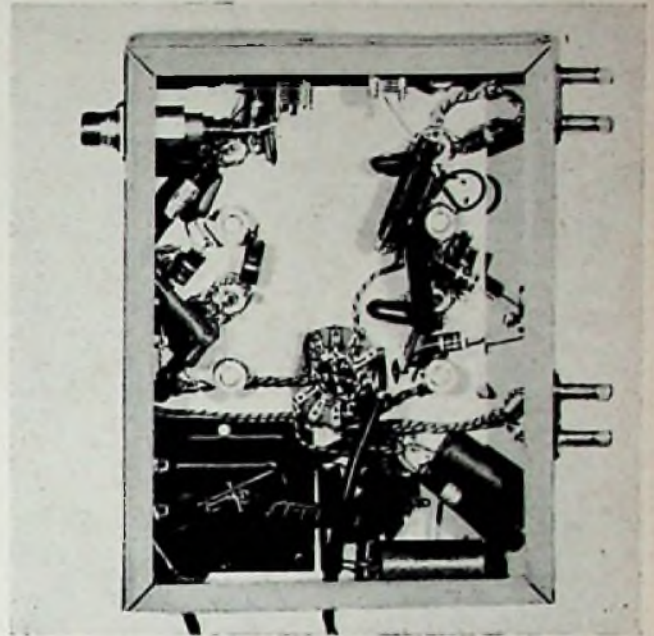


Fig. 9
ONDERZICHT VAN HET CHASSIS VAN DE
SIGNAALVERSTERKER
Een coaxiale bus wordt gebruikt voor de seiningang op het 6 meter deel van het toestel en een paar open klemmen voor de ingangsverbinding met het 10 meter kanaal.

kring te gebruiken en door het in parallel schakelen van beide delen verkrijgt men slechts een onbelangrijke verbetering van het rendement, daar samen met de verdubbeling van de steilheid ook de capaciteit tussen de elektroden verdubbelt.

Door het gebruik van trioden in de HF-versterker is het mogelijk een merkelijke versterking te bekomen met een betrekkelijk kleine toename van het storingspeil. In een praktische proef met dit toestel voor een goede na-oorlogse bedrijfsontvanger gaf de toevoeging ervan minder dan 1 «S» punt op de aanduiding van de ontvanger, doch de sterkte van het inkomend sein werd verhoogd met drie «S» punten. Deze proef werd gedaan op 28 MHz en vertegenwoordigt een verbetering van 8 tot 10 db van de storingsfactor van de ontvanger. Bijna de gehele verbetering is te danken aan het feit, dat in de seinversterker trioden gebruikt worden. De overige verbetering is toe te schrijven aan het feit dat een verhoogd seinpeil wordt aangevoerd op het rooster van de mengtrap in de ontvanger, waardoor de eigen ruis van de mengtrap verder overwonnen wordt.

Bij het gebruik van de seinversterker vóór een ontvanger op 50 MHz, uitgerust met gewone pentoden in de HF-versterker, was de verbetering van de verhouding sein-storing nog opvallender. De toevoeging van de uitwendige versterker voegde een juist merkbare hoeveelheid storing bij de uitgang van de ontvanger, doch de sterkte van de inkomende seinen nam toe met meer dan drie «S» punten of meer dan 15 db.

HF-VERSTERKERS MET PENTODEN EN TRIODEN.

Hoe hoger de frequentie, waarop de proef genomen wordt, des te opvallender zal de verbetering van het rendement zijn van een HF-trap met triode in vergelijking met een HF-trap met pentode. Deze verbetering kan aan een aantal factoren toegeschreven worden, die allen gegroepeerd worden onder een numerieke hoeveelheid, de zogenaamde «equivalente ruisweerstand» van de buis. De buis met de kleinste equivalente ruisweer-

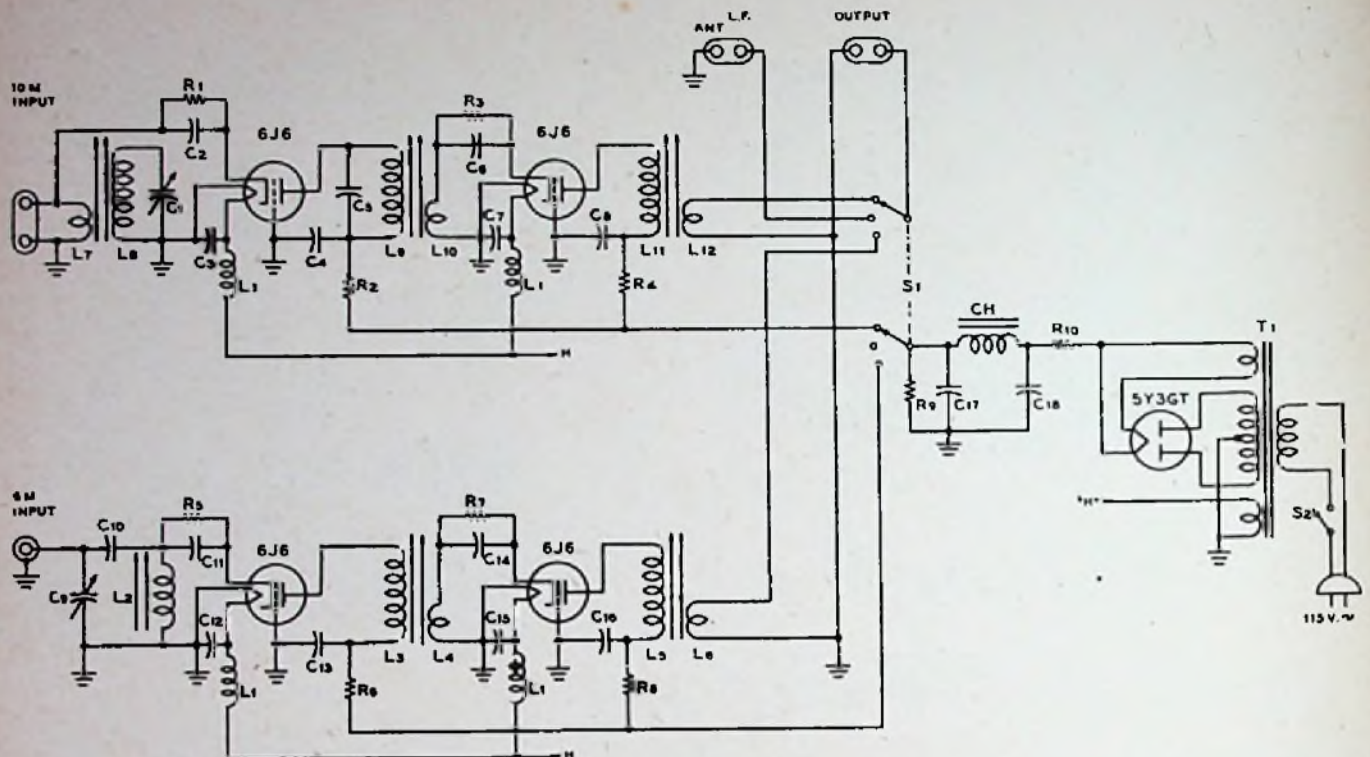


Fig. 10

SCHEMA VAN DE SIGNAALVERSTERKER
MET TWEE KANALEN

C1 — 25 μuF luchtpadding
 C2 — 500 μuF mica, miniatuur
 C3, C4 — 3000 μuF mica
 C5 — 5 μuF (3 duim 75 ohm bandlijn)
 C6 — 500 μuF mica, miniatuur
 C7, C8 — 3000 μuF mica
 C9 — 50 μuF , luchtpadding
 C10 — 25 μuF mica, miniatuur
 C11 — 500 μuF mica, miniatuur
 C12, C13 — 3000 μuF mica
 C14 — 500 μuF mica, miniatuur
 C15, C16 — 3000 μuF mica
 C17, C18 — 8 μF 450 volt electr.
 R1, R3, R5, R7 — 100 ohm, 2 watt
 R2, R4, R6, R8 — 4700 ohm, 2 watt
 R9 — 25.000 ohm, 10 watt
 R10 — 5000 ohm, 10 watt
 T1 — 2 \times 300 volt - 55 mA ; 5 volt - 2 ampere ;
 6,3 volt - 2,7 A.
 CH — afvlaksmoorspoel 13 H, 65 mA.

S1 — kanaalschakelaar, 2 richtingen, 3 standen
 (schijftype)

S2 — netschakelaar

L1 — PHF-smoorspoel, 5,5 μF , 1000 mA.

L2 — 6 toeren nr. 22 gelakt op 3/8 duim vorm met kernafstemming

L3 — 14 toeren nr. 300 gelakt op 3/8 duim vorm met kernafstemming

L4 — 4 toeren nr. 30 gelakt op 3/8 duim vorm met kernafstemming

L5 — 14 toeren nr. 30 gelakt op 3/8 duim vorm met kernafstemming

L6 — lus van 2 toeren montagedraad onder L5

L7 — lus van 3 toeren montagedraad onder L8

L8 — 28 toeren nr. 30 gelakt op 3/8 duim vorm met ijzerkernafstemming

L9 — zoals L8

L10 — zoals L7

L11 — zoals L8

L12 — zoals L7

stand voor dit toepassingstype als breedband HF-versterker is de 6J4 triode, die eveneens ontworpen werd als HF-versterker met geaard rooster. Onmiddellijk na de 6J4 volgt de 6J6, die in deze schakeling werd gebruikt. Men kan in het toestel dus ook de 6J4 gebruiken en er nog opvallender uitslagen mee bekomen, doch de prijs ligt heel wat hoger dan deze van de 6J6.

SPIEGELVERHOUDING.

Al geeft de beschreven seinversterker een verhoging van ongeveer 15 db in het seinpeil, dat naar de ingang van de ontvanger gevoerd wordt, toch betekent het feit dat het een breedbandtoestel is, dat het in geen enkel opzicht helpt tot verbetering van de spiegelverhouding van de ontvanger. Daar het toestel het peil van alle seinen op de band versterkt, worden de seinen, die spiegel frequenties veroorzaken in dezelfde mate versterkt als het gewenste sein. Dit is het hoofd nadeel van de seinversterker van het breedbandtype. (De converter van dat type vertoont dit nadeel echter niet,

daar een veel hogere effectieve waarde van middenfrequentie gebruikt wordt na de converter.) Heeft de ontvanger waarop de seinversterker werkt reeds een goede spiegelverhouding, dan zal bijgevolg een goede werking van de versterker verkregen worden. Is daarentegen de spiegelverhouding van de ontvanger slechts matig, dan zal men dezelfde matige spiegelverhouding krijgen na het bijvoegen van de versterker, doch de optredende spiegel frequenties zullen merkkelijk sterker zijn, vermits ze voldoende versterkt werden om uit te komen boven een storingspeil, waarin ze zouden verloren gegaan zijn vóór het aanbrenen van de versterker.

INGANGSKRINGEN VAN DE SIGNAAL-
VERSTERKER.

Twee verschillende ingangskringen werden gebruikt voor de koppeling van de antenne met de kathode van de eerste HF-versterkertrap. De kring voor de 10 meter is best voor een voeding met meer dan 200 ohm naar de eerste kathode en de kring voor de 6 meter is best

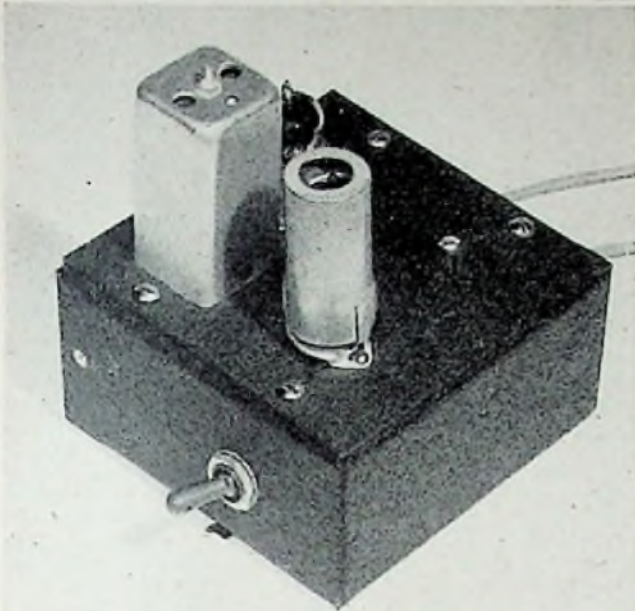


Fig. 11
BOVENZICHT VAN HET NB-FM
VOORSCHAKELAPPARAAT

voor de aanpassing van een kleinere impedantie dan de benaderende kathode-impedantie van 200 ohm van de 6J6. In feite werden de kringen gekozen voor de voeding door een 300 ohm-lijn op 10 meter en door een coaxiale lijn van 52 ohm op 6 meter.

Drie antenne-ingangen werden voorzien op de versterker en één enkele uitgang van de versterker naar de ontvanger. De 6 meter antenne wordt rechtstreeks gekoppeld met de versterker voor deze band en de 10 meter antenne is verbonden met de ingang voor 10 meter. De antenne voor lagere frequenties is aan een ander klemmenstel verbonden en wanneer de schakelaar S1 in middenpositie staat, wordt de antenne voor de lagere frequenties rechtstreeks naar de ontvanger verbonden. In dit geval zijn beide seinversterkers buiten werking.

465 kHz VOORSCHAKELAPPARAAT VOOR NB-FM.

Het toestel waarvan het schema gegeven is in figuur 12 en dat afgebeeld is in de figuren 11 en 13, werd ontwikkeld om tegemoet te komen aan de vraag naar een voorschakelapparaat, dat een voldoende ontvangst geeft van FM-seinen met smalle band op een gewone bedrijfsontvanger. Het toestel is betrekkelijk eenvoudig van bouw en kan binnen in de ontvangerkast ingebouwd worden; de regeling ervan is vrij gemakkelijk. Al kan NB-FM ontvangen worden met een gewone bedrijfsontvanger door hem langs de ene of de andere zijde van het inkomend sein te verstemen, toch krijgt men een verbazende verbetering van de verhouding sein-storing en van de verhouding sein-AM-interferentie door het gebruik van een werkelijke FM-detectie voor de ontvangst van FM-seinen.

SCHEMA.

De schakeling van het toestel is betrekkelijk eenvoudig en gebruikt twee van de nieuwere miniaturbuisen. Een 6AU6 wordt gebruikt als begrenzer en een 6AL5 als discriminator. Een gewone transformator voor balans-diodedetectie werd als discriminatortransforma-

tor gebruikt. Dit transformator-type werkt vrij goed al is hij niet ontworpen voor het gebruik in een discriminatorschakeling. Een iets grotere uitgangsspanning voor een gegeven uitwijking kan verkregen worden, indien men een speciale discriminator transformator voor 465 kHz tot zijn beschikking heeft. De begrenzerschakeling zelf is zeer klassiek en gebruikt roosterleervoorspanning en verlaagde schermroosterspanning op de 6AU5. De discriminatorschakeling is eveneens vrij gewoon en gebruikt de weerstand R1 in plaats van de omvangrijkere en duurere HF-smoospoel in de afvoerverbinding van de discriminatortransformator.

De LF-uitgang van de discriminator bedraagt ongeveer 10 volt topwaarde voor de maximum uitwijking, die kan verhandeld worden door een gewone bedrijfsontvanger met MF van 465 kHz. Deze spanning is voldoende voor de rechtstreekse sturing van een pentode of tetrode LF-versterker. Desgewenst kan men de uitgang door het gehele LF-kanaal van de ontvanger laten gaan in de plaats van de uitgang van de AM-detectiespanning. Het schema van dit eenvoudig toestel wordt gegeven in figuur 12.

WERKINGSVOORWAARDEN.

Het voorschakelapparaat vergt ongeveer 3 mA onder 180 volt en 0,6 ampere onder 6,3 volt voor de gloeidraden. In de meeste gevallen kan deze kleine stroomafname zonder hinder uit de gewone voedingsinrichting van de ontvanger geschieden.

De HF-roosterspanning op de 6AU6 mag elke waarde boven ongeveer 0,5 volt hebben voor een behoorlijke werking als begrenzer. Deze spanning kan gewoonlijk verkregen worden door ongeveer 10 wikkelingen montage draad tussen de spoelen van de laatste MF-transformator van de ontvanger. Een zijde van de bijgevoegde spoel moet geaard worden en de andere zijde wordt door een afgeschermd draad of door een coaxiale kabel naar condensator C1 van het voorschakelapparaat gevoerd. Is het niet gewenst binnen in de MF-transformator te werken, dan kan men een condensator van 10 μF verbinden met de anode van de laatste of de voorlaatste MF-trap en deze condensator wordt langs een afgeschermd verbinding met het voorschakelapparaat verbonden. Deze laatste werkwijze vergt echter een herregeling van de anodekruising van de MF-transformator en indien men geen grote voorzorgen neemt, kan men een neiging tot onstabiliteit in de MF van de ontvanger krijgen.

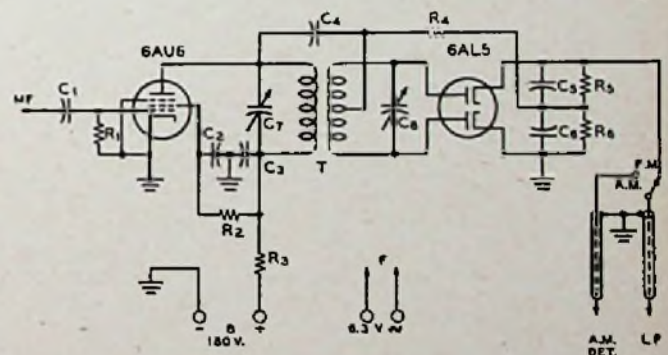


Fig. 12.
SCHEMA VAN HET NB-FM VOORSCHAKEL-
APPARAAT

- C1 — 50 μF mica miniatuur
- C2, C3 — dubbele 0,1 μF
- C4 — 50 μF mica, miniatuur
- C5, C6 — 100 F mica, miniatuur
- C7, C8 — trimmers op de MF transformator
- R1, R2 — 220.000 ohm, ½ watt
- R3 — 39.000 ohm, 2 watt
- R4, R5, R6 — 100.000 ohm, ½ watt
- T — 465 kHz discriminator transformator (indien niet beschikbaar mag een 465 kHz balans ingangstransformator voor diode gebruikt worden.

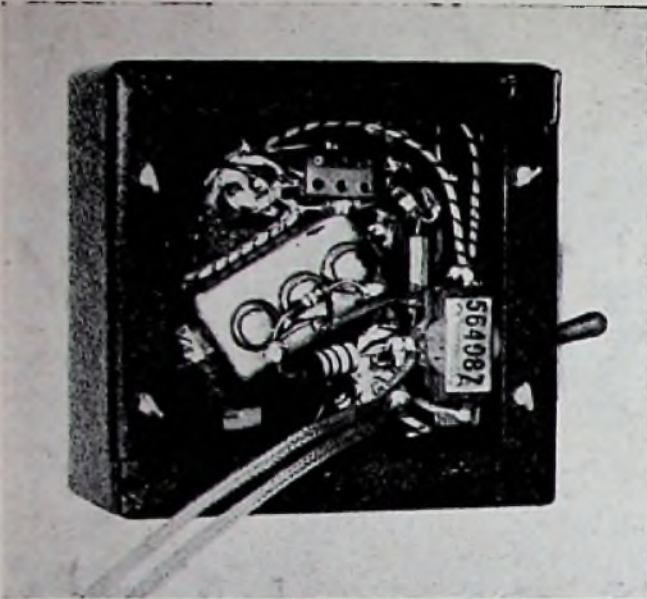


Fig. 13

ONDERZICHT VAN HET CHASSIS VAN HET
465 KHZ FM VOORSCHAKELAPPARAAT

TRIMMEN.

Na het inbouwen en het verbinden van het toestel met de de MF van de ontvanger moet men op deze laatste een ongemoduleerd sein aanvoeren. De ontvanger wordt dan met behulp van de afstemindicator of van een ander indicatiemiddel zo geregeld dat het inkomend sein juist in het midden van het MF-kanaal valt. Dan brengt men een hoogohmige d.c. voltmeter (zo mogelijk 50.000 ohm per volt) aan over R6. De primaire van de discriminatortransformator wordt dan getrimd voor maximum uitslag op de voltmeter. Daarna doet men hetzelfde met de secundaire. De niet-geaarde verbinding van de voltmeter wordt dan losgemaakt en verbonden over de LF-uitgang van de discriminator.

Men draait nu de bedrijfsontvanger heen en weer over de frequentie van het inkomend sein en men noteert de beweging van de voltmeter. Wanneer de ontvanger juist op het sein is afgestemd moet de voltmeter nul aanduiden. Wanneer de ontvanger van deze stand verstemd wordt, dan moet de voltmeter stijgen tot een maximum en dan geleidelijk dalen tot nul als het sein uit de doorlaatband van de ontvanger verstemd is. Stemt men de ontvanger af naar de andere zijde van het sein, dan moet de voltmeter tot dezelfde maximum-waarde stijgen, doch in tegengestelde richting (hiertoe dienen de verbindingen van de voltmeter omgewisseld te worden) en dan tot nul dalen. Het zal onvermijdelijk noodzakelijk zijn de trimmer op de secundaire van de transformator voor de discriminator licht bij te regelen om de voltmeter nul te doen aantekenen, wanneer het sein in het midden is afgestemd en om hem tot dezelfde waarde te doen stijgen, wanneer de ontvanger op een gelijke afstand langs beide zijden van de juiste afregeling verstemd wordt.

Voorschakeltoestellen voor de 28 MHz en 50 MHz banden

De bovenste frequentiegrens voor de meerderheid der bedrijfsontvangers voor amateurs ligt gewoonlijk juist ergens boven 30 MHz. Bijgevolg zijn vele amateurs, die wenssen te werken op de 28 MHz- en 50 MHz-banden verplicht een of andere converter vóór hun gewone bedrijfsontvanger te plaatsen. Steeds meer amateurs gebruiken trouwens op de 28 MHz-band een converter vóór hun ontvanger, zelfs al is deze laatste in staat om tot op 28 MHz af te dalen. Immers, door het gebruik van een degelijk voorschakeltoestel, dat op een middenfrequentie werkt in het bereik van zowat 1,5 tot zelfs 12 MHz, kan men in vele gevallen een verbetering van de verhouding sein-storing, een verhoging van de totale versterking en een vermindering van de spiegelfrequenties verkrijgen, die werkelijk de moeite lonen.

CONVERTERTYPEN.

Al is het basisprincipe voor alle converterwerking hetzelfde, toch bestaan er een reeks methoden waarbij de seinen op verschillende frequenties kunnen geselecteerd worden, zodat ze binnen de doorlaatband van de ontvanger vallen. De twee meest praktische methoden zijn:

(A) Bij gebruik van een vaste, tweede zwevingsoscillator en een vaste middenfrequentie van 1,5 tot 12 MHz wordt de afstemming op het gewenste sein

verkregen door de variatie van de frequentie van de eerste zwevingsoscillator en de gelijkloop van de HF-kringen met deze oscillator.

(B) Bij gebruik van een vaste, eerste oscillator met breedband-kringen in de antenne en de mengtrap, wordt de keuze van het gewenste sein verkregen door de variatie van de frequentie van de tweede zwevingsoscillator en de eerste middenfrequentie.

Elk systeem van frequentie-omzetting biedt voor- en nadelen. Het systeem (A) wordt sinds lang gebruikt en is zowat het standaard stelsel voor de bouw van voorschakeltoestellen geworden. Het systeem is doeltreffend en gemakkelijk te trimmen, vermits resonantiekringen met scherpe afstemming worden gebruikt in alle trappen. Het heeft echter het sterke nadeel dat de HF-zwevingsoscillator stabiel moet zijn en toch afstembaar over een merklijk frequentiebereik; bovendien moeten de afgestemde kringen, die samengaan met de HF- en mengbuizen met de oscillator gelijklopen. Volgens een andere beschouwing, die naargelang het geval een voor- of een nadeel kan zijn, geeft een dergelijke converter vaak een betrekkelijk hoge versterking van de seinspanning, die de ASR-inrichting van de ontvanger, waarop hij werkt, kan overbelasten.

Het systeem (B) is nieuwer en is praktisch bruikbaar geworden door het verschijnen van buizen, in staat om een grote versterking af te leveren over een in MHz te meten frequentieband. De 6J4, 6J6 en 6AK5 zijn drie vrije recente buizen, buitengewoon geschikt voor het gebruik in schakelingen van breedbandversterkers. Dit systeem biedt het grote voordeel, dat geen afstemming meer vereist is van de converter éénmaal nadat deze geregeld is voor een behoorlijke werking. Bijgevolg heeft men geen mechanische moeilijkheden en geen last met de gelijkloop; bovendien kan de ijking van de afstemschaal van de bedrijfsontvanger vaak gebruikt worden als ijking voor de frequenties, die in de converter komen, eenvoudig door de op de schaal afgelezen frequentie samen te tellen met de frequentie van de converteroscillator. Dit laatste veronderstelt natuurlijk, dat de oscillator in de converter werkt op een frequentie onder deze van het inkomende sein met een verschil gelijk aan de waarde van de gekozen middenfrequentie.

Converters van het breedbandtype hebben echter het nadeel, dat buitengewone voorzorgen vereist zijn om storende seinen te vermijden. Deze kunnen zich onder twee vormen voordoen. Het eerste type zijn deze die veroorzaakt worden door seinen, die rechtstreeks ontvangen worden op de afstemfrequentie van de ontvanger waarop de converter werkt. Deze seinen kunnen rechtstreeks door de converter doorgegeven worden als gevolg van zijn brede-bandkarakteristieken of ze kunnen op de ontvanger komen als gevolg van onvoldoende afscherming. In ieder geval zal een serie-resonantiekring over de antenneverbindingen deze seinen in grote mate verzwakken.

Het tweede type storende seinen is het gevolg van de harmonischen van de locale oscillator in de ontvanger, die door de converter gevoed wordt. Tegen deze seinen is heel weinig te doen, doch daar ze gewoonlijk slechts voorkomen op een of twee punten in de band, kan men hun aanwezigheid aanvaarden.

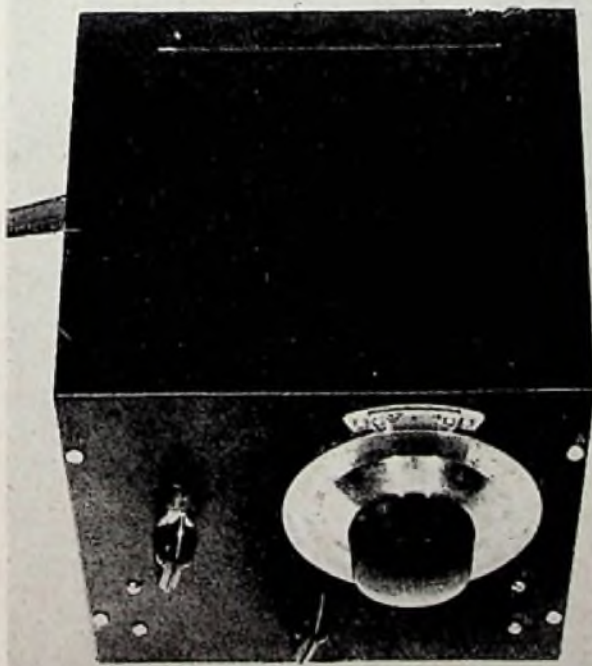


Fig. 1.
ZICHT OP DE 28 MHz CONVERTER

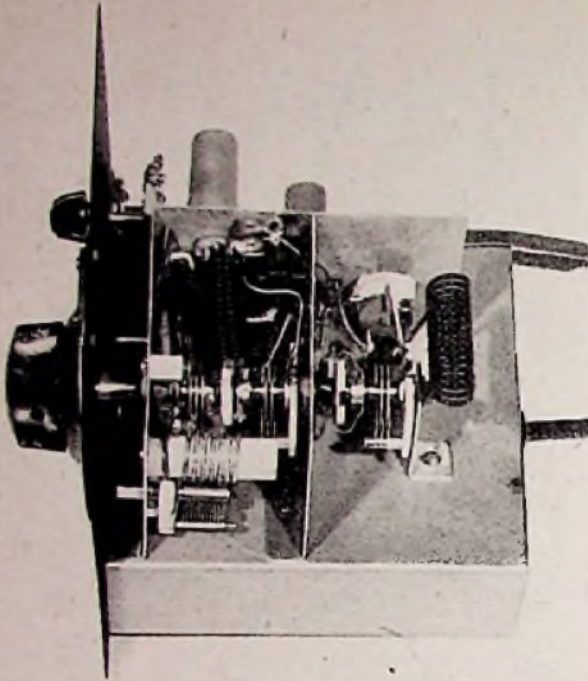


Fig. 2.
ZIJZICHT OP HET CONVERTERCHASSIS

Converters van het type (A) kunnen met elk ontvangerstype gebruikt worden, met inbegrip van de ontvanger, die kan afgestemd worden op de als middenfrequentie gekozen frequentie. Voor een voor-schakeltoestel van het type (B) voldoet een goede bedrijfsontvanger met nauwkeurige schaalijking best.

6AK5-6J6 CONVERTER VOOR 28 MHz.

De figuren 1 en 2 tonen een zeer doeltreffend voor-schakeltoestel voor de 28 MHz-band, waarin een 6AK5 als HF-versterker en een 6J6 als gecombineerde oscillator en mengtrap gebruikt worden. Daar de spoelen van deze ontvanger op hun plaats vastgesoldeerd worden voor werking op één enkele band is het mogelijk een optimum L/C-verhouding en een goede Q te bekomen voor een hoge versterking en een uitstekende opheffing der spiegelfrequenties in de converter. Drie miniatuur-draaicondensatoren worden op een as geplaatst om de converter af te stemmen. C1 en C2 zijn elk miniatuur-condensatoren van $15 \mu\text{F}$ en C3, die de HF-oscillator afstemt, is een draaicondensator van $35 \mu\text{F}$ van een iets groter type dan de twee voorgaande. Over alle HF- en oscillatorspoelen werden paddingen geplaatst zodat het mogelijk is nauwkeurig te trimmen. Met de gegeven waarden der condensatoren en afmetingen der spoelen is de gelijkloop nauwkeurig over een bereik van 27 tot 30 MHz.

Op de 6AK5 HF-trap gebruikt men een regelbare kathodevoorspanning. Wegens de uiterst hoge versterking van deze trap treedt er een zekere terugkoppeling op wanneer de versterkingsregelaar volledig uitgedraaid wordt. In feite zal de trap, met losgemaakte antenne, oscilleren als gevolg van de residuele rooster-anodecapaciteit in de buis. De houder van de 6AK5-

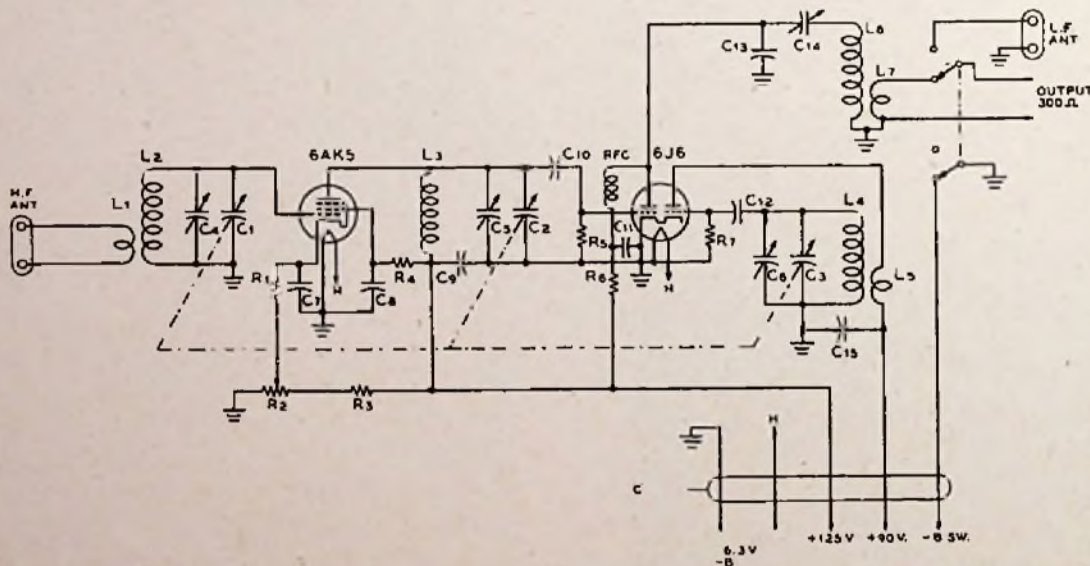


Fig. 3.

SCHEMA VAN DE 28-MHz CONVERTER

C1, C2 — $15 \mu\text{F}$ miniatuur draaicondensator
 C3 — $35 \mu\text{F}$ miniatuur draaicondensator
 C4, C5 — $25 \mu\text{F}$ luchtpadding
 C6 — $100 \mu\text{F}$ luchtpadding
 C7, C8, C9 — $5000 \mu\text{F}$ mica
 C10 — $15 \mu\text{F}$ ceramicon
 C11 — $5000 \mu\text{F}$ mica
 C12 — $25 \mu\text{F}$ ceramicon
 C13 — $300 \mu\text{F}$ ceramiek
 C14 — $100 \mu\text{F}$ luchtpadding
 C15 — $5000 \mu\text{F}$ mica
 R1 — 270 ohm , $\frac{1}{2}$ watt
 R2 — 3000 ohm , potentiometer
 R3 — 47.000 ohm , 2 watt
 R4 — 27.000 ohm , 2 watt
 R5 — 100.000 ohm , $\frac{1}{2}$ watt

R6 — 100 ohm , $\frac{1}{2}$ watt
 R7 — 39.000 ohm , $\frac{1}{2}$ watt
 RFC — HF smoorspoel, 2,5 mH, 125 mA
 L1 — 6 toeren nr. 14, doormeter $\frac{1}{2}$ duim
 L2 — 15 toeren nr. 12, doormeter $\frac{1}{2}$ duim op 2 duim
 L3 — zoals L2.
 L4 — 7 toeren nr. 14 bloot, geplakt op ceramiekvorm van $\frac{5}{8}$ duim over 1 duim
 L5 — 2 toeren nr. 18 gelakt, gewonden op vorm van $\frac{5}{16}$ duim langs de koude zijde van L4
 L6 — $1 \frac{1}{8}$ duim nr. 30, gelakt, vast gewikkeld op vorm van 1 duim
 L7 — 7 toeren montagedraad op de onderste zijde van L6.
 C — kabel



Fig. 4

ZICHT OP DE 6 EN 10 METER CONVERTER

buis wordt zo opgesteld dat de afscherming tussen HF-trap en oscillator-detector de houder in twee deelt. De afscherming in het midden van de miniatuurhouder wordt vastgesoldeerd aan deze afscherming.

De gecombineerde 6J6 oscillator-mengtrap werkt met geaarde kathode en met roosterlekvoorspanning op beide delen. Er werd geen uitwendige verbinding voorzien voor de injectie van het sein van de locale oscillator in het mengdeel, daar een voldoende koppeling binnen in de buis zelf bestaat. De gegeven schakeling werd gekozen na proeven met verschillende andere schakelingen, daar deze schakeling het beste rendement gaf met de beste stabiliteit van de oscillator.

De menganode van de 6J6 is op een eerder ongewone wijze gekoppeld met de uitgangskring op 1,8 MHz. Wegens de betrekkelijk lage inwendige weerstand van

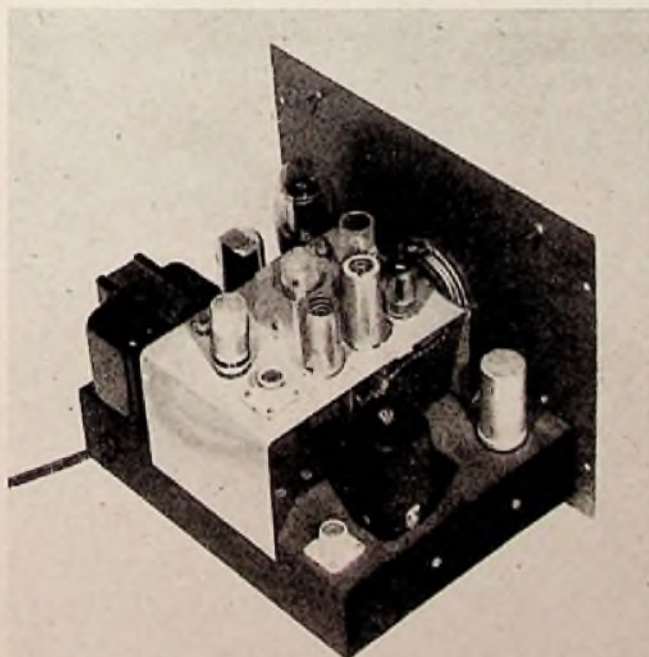


Fig. 5

ZIJZICHT OP HET CONVERTERCHASSIS

de 6J6 zal de afstemming van de anodekring uiterst breed zijn wanneer de anodestroom van de buis op de gewone wijze door L6 heen aangevoerd wordt; dit is een gevolg van het feit, dat de afstemkring door de inwendige weerstand van de 6J6 belast wordt. Door het gebruik van een impedantie-aanpassingsnet (van een afgetakte afstemkring, of hoe men het ook noemen wil) tussen de anode van de 6J6 en de uitgangskring, is het mogelijk een merkkelijk hogere spanningsversterking te krijgen uit de mengtrap, waarbij bovendien de uitgangskring vrij scherp dient afgestemd. Met de gegeven waarden der onderdelen van de uitgangskring kan een MF van 1,5 tot 1,9 MHz gebruikt worden. Om de te gebruiken waarde voor de middenfrequentie te kennen, moet men een beetje experimenteren. Al is de gelijkloop goed binnen het opgegeven bereik, toch zal hij op een bepaalde frequentie binnen dit bereik het best zijn.

Op de uitgang werd een schakelaar voorzien, die bij het uitschakelen van de converter, de ingang van de ontvanger losmaakt van de uitgang van het voorschakeltoestel en rechtstreeks verbindt met een antenne voor lagere frequenties.

De ganse converter kan gevoed worden uit een vcding, die 6,3 volt aflevert onder 0,625 ampere en 125 volt onder 25 mA, met een weerstand van 6800 ohm, 2 watt tussen de +125 volt-klem en de +90 volt-klem voor de oscillator. Desgewenst kan de spanning voor de oscillator gestabiliseerd worden met behulp van een VR-90 en een weerstand van 1800 ohm, 2 watt tussen de 125 volt en de anode van de VR-90.

AFGESTEMDE CONVERTER VOOR DE 28 MHz EN 50 MHz-BANDEN.

De converter uit de figuren 4, 5 en 6 gebruikt een 6AK5 als HF-trap, een 6BE6 als mengtrap en een 6C4 als oscillator met een 5Y3-GT en een VR-105 als ingebouwde voeding. Door het gebruik van een MF-uitgangsfrequentie van 11,75 MHz is het mogelijk slechts een bereik voor de locale oscillator te gebruiken voor de 10-11 en de 6 meter-banden. De 6C4-oscillator bestrijkt dan een frequentiebereik van 38,2 MHz tot 42,3 MHz, met de 6 meter-band op 11,75 MHz langs de hoge zijde van de oscillator en de 10-11 meter-band met eenzelfde aantal MHz aan de lage zijde van de oscillator. De 6 meter-band beslaat het ganse bereik op de afstemschaal en de 10-11 meter-band gaat zowat van 20 tot 80 met natuurlijk een opening tussen de 10 meter- en de 11 meter-banden. Uitwisselbare spoelen werden voorzien in de drie trappen al moet de oscillatorspoel niet verwisseld worden wanneer men van de 6 meter naar de 10 meter overgaat. Dit werd gedaan voor het geval dat men wenst een stel spoelen te wikkelen voor het bereik van de 21 MHz.

Zoals hierboven vermeld is de voeding voor de converter ingebouwd en wordt een VR-105 gebruikt voor de stabilisatie van de anodespanning op de HF-oscillator. De schermroosterspanning voor de 6AK5 HF-versterker wordt geregeld door potentiometer R6, die dient als versterkingsregeling van de converter. De stabiliteit van het voorschakeltoestel, gebouwd zoals de illustraties het tonen, is buitengewoon goed. De frequentieverschuiving is zeer klein en bereikt haar totale waarde twee tot drie minuten na het inschakelen van het toestel. De toon van de HF-oscillator is zuiver en stabiel, wat toelaat een telegrafisein op 50 MHz gemakkelijk te lezen. Daar dezelfde oscillatorspoel gebruikt wordt op 6 en op 10 meter is de stabiliteit van de converter voor beide banden gelijk.

SPOELN.

De spoelen voor het voorschakeltoestel worden gewikkeld volgens de gegevens onder figuur 7. Dan wordt de padding C6 van de oscillator geregeld tot de oscillator het bereik van 38,2 tot 42,3 MHz bestrijkt (wat best nagegaan wordt door het luisteren op een andere ontvanger). Men zal een beetje moeten zoeken naar

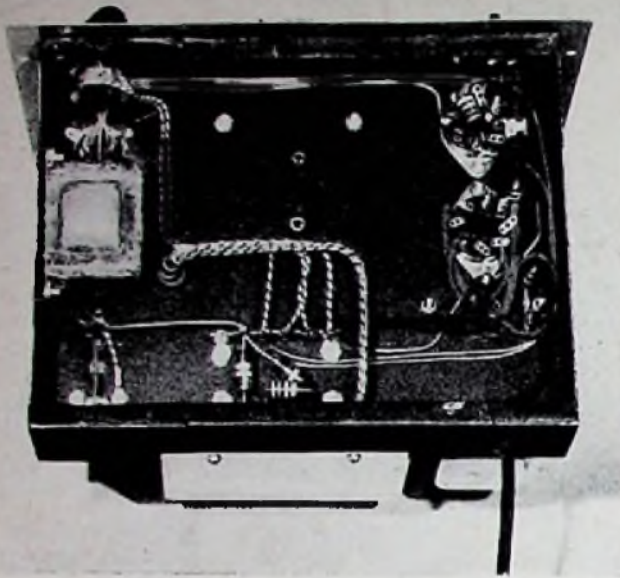


Fig. 6.

ONDERZICHT VAN HET CHASSIS VAN DE
10-11 METER CONVERTER

het punt waar C3 op de spoel moet afgetakt worden om de oscillator binnen het voorgeschreven bereik te brengen. Met de 10-11 meter-spoelen op hun plaats worden de padders C4 en C5 geregeld voor maximum uitgang van het storingspeil uit de converter. Een uitstekende gelijkcop werd verkregen op deze band met de condensatoren C1 en C2 over de spoelen geschakeld. Merk op dat voor deze banden een weerstand van 220.000 ohm $\frac{1}{2}$ watt in de spoelvorm over het rooster der 6BE6 is opgenomen. Deze weerstand is vereist daar de ingangswaerstand van de 6BE6 met afzonderlijke sturing als mengbuis negatief is voor de gekozen optima bedrijfsvoorwaarden. Bijgevolg is het noodzakelijk de ingangsfstemkring van de buis in parallel te schakelen met een weerstand, die een dergelijke waarde heeft dat de negatieve ingangswaerstand van de buis geneutraliseerd wordt. De verhouding sein-storing van de converter wordt verbeterd door de toevoeging van deze weerstand en elke neiging tot onstabiliteit van de mengtrap wordt opgeheven.

De spoelen voor de 6 meter-band worden gewikkeld op spoelvormen met kernafstemming van hetzelfde type als voor de 10 meter-band. Nadat de padding voor de 10 meter-band geregeld werd, worden de kernen geregeld voor de 6 meter-band. Het kan noodzakelijk zijn de aftakingspunten voor de condensatoren C1 en C2 te veranderen om een volledige gelijkloop te verkrijgen over de gehele band. Wegens de grote versterking van de 6AK5 HF-trap en de betrekkelijk grote terugkoppelcapaciteit in deze buis kan de versterking op de 50 MHz-band niet tot het maximum opgevoerd worden.

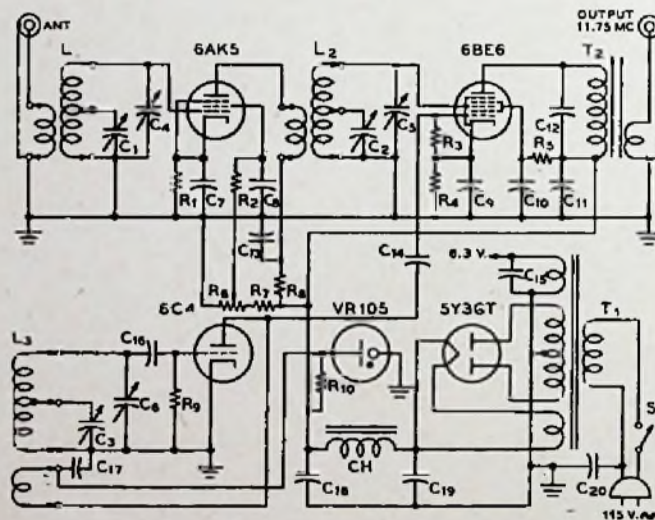


Fig. 7.

SCHEMA VAN DE CONVERTER
VOOR TWEE BANDEN

C1, C2 — 10 $\mu\mu\text{F}$ dubbele draaicondensator
C3 — 50 $\mu\mu\text{F}$ miniatuur draaicondensator
C4, C5 — 25 $\mu\mu\text{F}$ luchtpadding
C6 — 100 $\mu\mu\text{F}$ luchtpadding
C7, C8, C9, C10, C11 — 3000 $\mu\mu\text{F}$ mica
C12 — 25 $\mu\mu\text{F}$ zilver, mica
C13 — 3000 $\mu\mu\text{F}$ mica
C14 — 10 $\mu\mu\text{F}$ miniatuur, ceramiek
C15 — 3000 $\mu\mu\text{F}$ mica
C16 — 50 $\mu\mu\text{F}$ miniatuur, mica
C17 — 3000 $\mu\mu\text{F}$ miniatuur, mica
C18, C19 — 10 μF electr., 450 volt
C20 — 3000 $\mu\mu\text{F}$ miniatuur, mica
R1, R2 — 100 ohm, $\frac{1}{2}$ watt
R3 — 22.000 ohm, $\frac{1}{2}$ watt
R4 — 180 ohm, $\frac{1}{2}$ watt
R5 — 22.000 ohm, 2 watt
R6 — 50.000 ohm, potentiometer
R7 — 47.000 ohm, 2 watt
R8 — 100 ohm, $\frac{1}{2}$ watt

R9 — 100.000 ohm, $\frac{1}{2}$ watt
R10 — 4700 ohm, 2 watt

L1, L2 — 28 MHz: 8 $\frac{1}{2}$ toeren nr. 18 vertind op vorm van $\frac{3}{4}$ duim over $\frac{5}{8}$ duim. Primaire 4 toeren nr. 20 gelakt vast gewikkeld. Detector-spoel is voorzien van 220 k ohm weerstand.
50 MHz: 5 toeren over $\frac{5}{8}$ duim op doormeter $\frac{1}{2}$ duim vorm met kernafstemming. Primaire 4 toeren nr. 24 gelakt vast gewikkeld.
L3 — 2 $\frac{1}{2}$ toeren nr. 12 verzilverd koper op vorm van $\frac{3}{4}$ duim, afstand tussen toeren gelijk aan draaddiameter. Terugkoppelspoel 5 toeren nr. 20 gelakt aan het koude einde.

T1 — 2 \times 320 volt 40 mA, 6,3 volt 2 A, 5 volt 2 A.

T2 — 8 toeren nr. 28 gelakt, vast gewikkeld op vorm van $\frac{3}{8}$ duim met permeabiliteitsafstemming. Lus 8 toeren zelfde draad op $\frac{1}{8}$ duim van aardeinde.

S — netschakelaar

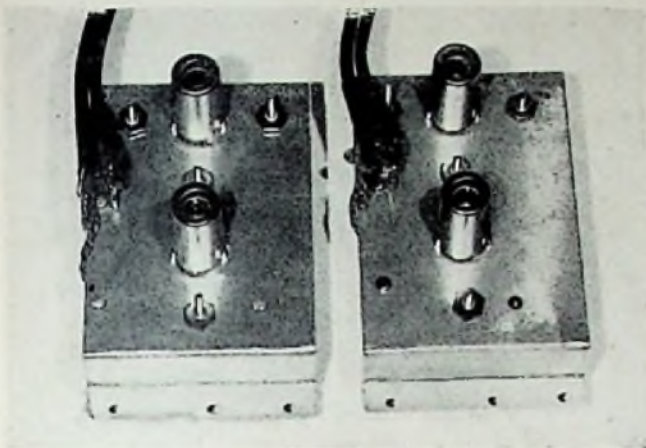


Fig. 8

BOVENZICHT VAN DE 28 MHz en 50 MHz
BREEDBAND CONVERTERS

BOUW.

De converter wordt gebouwd op een chassis van 9 x 7 x 2 duim, met een afzonderlijk chassis uit een geplooid stuk aluminium, dat op het eerste chassis wordt vastgemaakt en dient voor het HF-deel. Dit bijkomend chassis wordt gemaakt uit aluminium van 0,032 duim en is $4\frac{1}{4}$ duim breed op $5\frac{1}{2}$ duim diep; de hoogte boven het eerste chassis bedraagt $2\frac{1}{2}$ duim. Een vasthechtstrookje wordt langs de achterzijde naar beneden gebogen en langs de voorzijde plat gebogen om het vastmaken op het andere chassis te vergemakkelijken. Alle verbindingen met de voeding worden door één enkele kabel naar het tweede chassis gevoerd, zodat men dit zonder moeite van het grondchassis kan losmaken om eraan te werken. Onder het hulpchassis wordt een tussentrap-afscherming aangebracht tussen de HF en de oscillator-mengtrap. Deze afscherming komt door het midden van de houder van de 6AK5 HF-versterkerbuis. Coaxiale klemmen worden gebruikt voor de ingang en de uitgang van de converter.

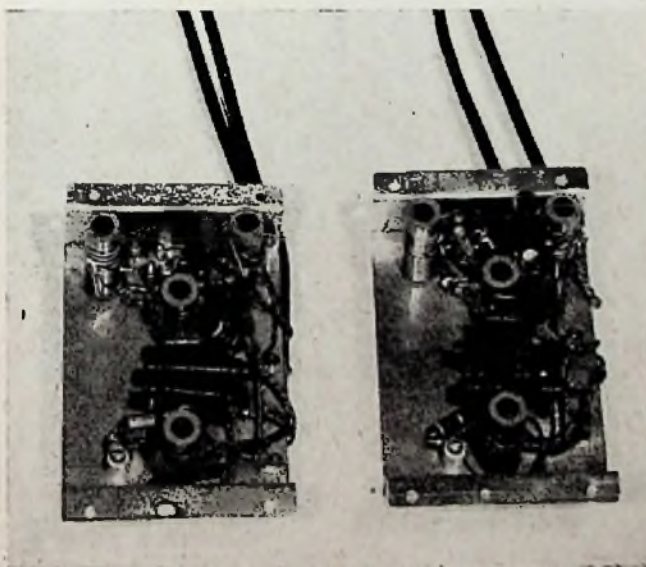


Fig. 9.

ONDERZICHT VAN HET CHASSIS VAN DE
BREEDBAND CONVERTERS

EENVOUDIGE BREEDBAND-CONVERTERS VOOR 28 MHz EN 50 MHz.

De breedband-converter met trioden is het toestel dat de meeste voldoening geeft aan iemand die een buitengewone eenvoud samen met een uitstekend rendement wenst. De twee eenvoudige converters, afgebeeld in de figuren 8 en 9, gebruiken een versterker met gearde rooster en impedantie-aanpassingstrap, gekoppeld met een 6J6 als gecombineerde oscillator-mengtrap. De HF-trap met gearde rooster geeft een zeer belangrijke seinversterking met een zeer lage waarde van het eigen storingspeil. Het gebruik van een triode HF-trap gekoppeld met een triode mengtrap geeft een toestel met een opmerkelijk goede verhouding sein-storing en een nog ruime seinversterking. Met één van beide toestellen gekoppeld met de ingang van een BC-348 ontvanger is de versterking van de totale combinatie ontvanger-converter groter dan deze van de ontvanger alleen en de verhouding sein-storing is buitengewoon goed.

SCHEMA.

Het schema van de 28 MHz-converter wordt gegeven in figuur 10. Dat van de converter voor 50 MHz is dezelfde, behalve dat daarin een transformator gebruikt wordt als koppelimpedantie L2. De anodestroom van de 6J4 HF-trap gaat door de primaire wikkeling en de koppelcondensator van het rooster C4 is verbonden met het niet-geaarde einde van de secundaire wikkeling. Bouwgegevens voor de koppelimpedantie L2 worden voor beide banden in de spoelentabel gegeven.

Het werd best geoordeeld twee voorschakeltoestellen te bouwen voor de twee banden, liever dan te pogen uitwisselbare spoelen te gebruiken, zowel uit oogpunt van de eenvoud als wegens het feit, dat voor de beide banden bijna steeds afzonderlijke antennes gebruikt worden. Het type 6J4 heeft een ongewoon hoge steilheid, samen met kleine capaciteiten tussen elektroden, waardoor deze buis buitengewoon geschikt wordt als HF-versterker met gearde rooster in een breedband-systeem. De kathode ingangsimpedantie van ongeveer 100 ohm betekent dat een speciale koppelkring moet gebruikt worden voor de koppeling met de kathodekring van de buis. De kring L1-C1 uit figuur 10 maakt de aanpassing mogelijk van een betrekkelijk breed impedantiebereik met de kathodekring van de buis, waarbij toch een voldoende handbreedte behouden blijft, zodat ongeveer 3 MHz kunnen bestreken worden zonder merkbare verandering van de versterking in de trap.

De 6J6-mengschakeling is vrij gewoon en is in hoofdzaak dezelfde als deze van de 6AK5-6J6-converter-schakeling, die in het begin van dit hoofdstuk beschreven werd. De oscillator wordt afgestemd op een frequentie van 20 MHz voor de 10-11 meter-band voor een bereik van 7,16 MHz tot 9,7 MHz op de afstemschaal van de ontvanger, waarmee de converter verbonden is. De frequentie van het inkomend sein wordt verkregen door eenvoudig een 2 te denken vóór de op de schaal van de ontvanger afgelezen frequentie. Voor de 6 meter-band wordt de oscillator op 36 MHz ingesteld, zodat deze band een bereik van 14 tot 18 MHz beslaat op de schaal van de ontvanger. In dit geval moet men 36 voegen bij de aflezing op de schaal, al is het gemakkelijk 4 af te trekken en 40 bij te voegen bij de ijkfrequentie van de afstemschaal. Voor de 10 meter-converter wordt de uitgangskring L4 afgestemd op 8,43 MHz en voor de 6 meter op 16 MHz, al zal een iets grotere versterking verkregen worden over de laagste helft van de band door de afstemming te doen op 15 MHz.

BOUW.

De bouw van deze converter is zeer eenvoudig en indien men de opstelling der onderdelen volgt, zoals ze in de illustratie te zien is, zal men geen moeilijkheden met zelfoscillatie ondervinden. Het chassis wordt gemaakt uit aluminium van $3\frac{1}{4}$ en $5\frac{1}{4}$ duim. Aan ieder einde voorziet men hechtstrookjes voor het vastmaken

TABEL DER SPOELEN

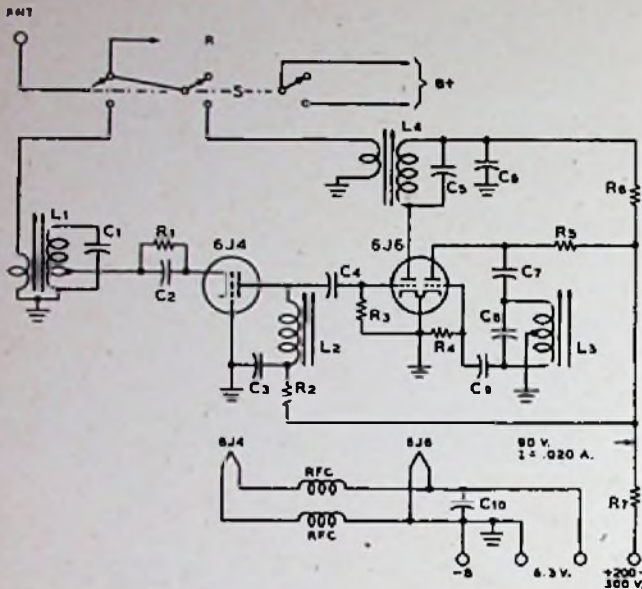


Fig. 10

SCHEMA VAN BREEDBAND-CONVERTERS

- C1 — 5 μ F miniatuur, ceramiek of 3 duim 75 ohm bandlijn (twinlead)
- C2 — 500 μ F miniatuur, mica
- C3 — 2000 μ F miniatuur, mica
- C4 — 50 μ F miniatuur, mica
- C5 — 15 μ F miniatuur, mica
- C6, C7 — 2000 μ F mica
- C8 — 100 μ F nulcoëfficiënt ceramiek
- C9 — 50 μ F miniatuur, mica
- C10 — 2000 μ F miniatuur, mica
- R1 — 47 ohm, 1/2 watt
- R2 — 4700 ohm, 2 watt
- R3 — 100.000 ohm, 1/2 watt
- R4 — 47.000 ohm, 1/2 watt
- R5 — 4700 ohm, 2 watt
- R6 — 1000 ohm, 2 watt
- R7 — 5000 ohm, 10 watt
- RFC — miniatuur UHF smoorspoel, 5,5 μ H, 1000 mA.
- R — naar ontvanger
- S — inschakelaar van de converter (niet op chassis)
- Spoelen — zie tabel

in de gaten, die oorspronkelijk de dynamomotor vasthielden in een BC-348 ontvanger. Al werden de afgebeelde toestelletjes oorspronkelijk gebouwd voor dit ontvangerstype, toch kunnen ze met even goed gevolg aangewend worden in elke degelijk afgeschermd ontvanger, die boven vermelde bereiken bestrijkt. Het werd noodzakelijk bevonden coaxiale kabels te gebruiken voor de ingang en de uitgang van de converter om te vermijden dat er ontvangst zou ontstaan op de frequenties waarop de gewone ontvanger is afgestemd. Met een converteropstelling in de ontvanger zoals in figuur 11 verkreeg men echter een voldoende zwakke ontvangst van ongewenste seinen.

Er is een ongewenst aspect bij het gebruik van een dergelijke breedband-converter met een ontvanger. Op verschillende punten van de afstemschaal worden harmonischen van de locale oscillator van de ontvanger opgepikt door de converter en terug naar de ontvanger doorgegeven. Wanneer de BC-348 op de 10 meter-band werkt krijgt men zulk sein op ongeveer 28.550 MHz. Op de 50 MHz-band krijgt men een betrekkelijk sterk sein op ongeveer 51,2 MHz en verscheidene minder sterke seinen treden op in de buurt van het hoogste einde van de band.

TRIMMEN VAN DE VOORSCHAKEL-TOESTELLEN.

De eerste stap bij het trimmen van de converters bestaat in het regelen van de afstemkern in de spoel

Brede-Band Converters voor 28 en 50 MHz		
Spoel	28 MHz Band	50 MHz Band
L1	12 toeren nr. 24 gelakt kathode aftakking op 3 toeren van het aardeinde. Dus: 3 toeren montage-draad aan het aardeinde voor de antenne.	6 toeren nr. 24 gelakt, kathode-aftakking op 2 t. van het aardeinde. Lus van 3 toeren montage-draad aan het grond-einde voor de antenne.
L2	16 toeren nr. 24 gelakt, vast gewikkeld.	Anodespoel: 4 toeren nr. 24 gelakt vastgewikkeld op 1/8 duim van de rooster-spoel. Roosterspoel: 4 toeren nr. 24 gelakt op tegengestelde ligging. Overbrugd door ceramiek condensator van 15 μ F.
L3	7 toeren nr. 14 bloot over de hele vorm. Afgetakt op 2 toeren van het anode-einde	4 toeren nr. 14 bloot over de hele vorm. Aftakking op 1 1/2 toer van het anode-einde.
L4	30 toeren nr. 28 gelakt, vast gewikkeld met lus van 5 toeren montage-draad aan het aardeinde.	26 toeren nr. 24 gelakt, vast gewikkeld met lus van 5 toeren montage-draad aan het aardeinde

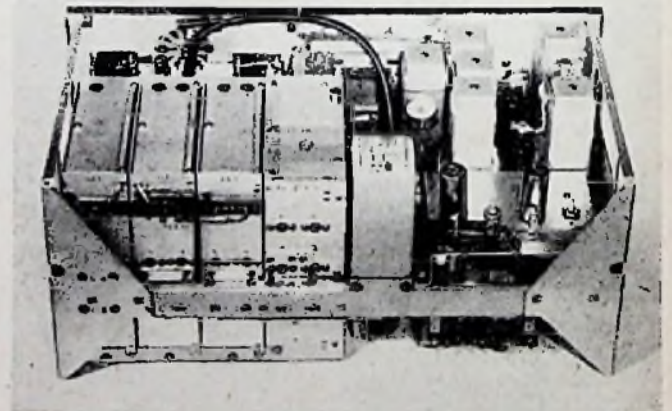


Fig. 11.

DE 28 MHz BREEDBAND CONVERTER AANGEBRACHT IN DE DYNAMOTORRUIMTE VAN EEN BC-438P.

Met gelijkaardige inbouw van de 50 MHz converter werden moeilijkheden ondervonden met seinen, die doorkwamen op het kanaal 14 tot 18 MHz. Bij dergelijke moeilijkheden dient een afzonderlijke klem voor de invoer van de 50 MHz antenne voorzien. De schakelaar op het voorpaneel van de ontvanger dient dan nog alleen om de ingang van de ontvanger over te schakelen van de uitgang van de converter naar de antenne voor lagere frequenties. Wanneer de gewone antenne aldus van de converter verwijderd is, zal het opvangen van seinen in het 14 tot 18 MHz bereik op voldoende wijze verminderen.

L3 tot de frequentie van de zweefoscillator 20 MHz bedraagt voor de 10 meter-band en 36 MHz voor de 6 meter-band. Vervolgens wordt de ontvanger, waarop de converter werkt, gevoed vanuit de uitgang van de converter en afgestemd op 8,43 MHz voor de 10 met en op 15 MHz voor de 6 meter. Dan regelt men de kern van spool L4 tot het maximum storingspeil optreedt in de uitgang van de ontvanger. Het trimmen kan gemakkelijk worden door het gebruik van een output-meter op de uitgang van de ontvanger. Na L4 wordt L2 op dezelfde wijze geregeld en tenslotte L1 zonder aangeschakelde antenne. Dan wordt de antenne aangekoppeld en men herneemt de regeling van de drie spoelen op het storingspeil zonder ontvangst van een sein.

Men stemt nu de ontvanger af om heel het bereik te bestrijken waarop de betreffende amateurband moet ontvangen worden. Er mag slechts een uiterst kleine variatie optreden in de grondruis over heel de 10-11 meter-band en over het grootste deel van de 6 meter-band.

De stabiliteit van de gegeven oscillatoren is zodanig, dat men zonder moeite telegrafiesignalen kan lezen zowel op 28 MHz als op 50 MHz. Wenst men een uiterste stabiliteit, dan kan men kristaloscillator aanwenden op

20 MHz of op 36 MHz, waarbij men gebruik kan maken van de nieuwe miniatuur HF-kristallen.

INGANGS- EN UITGANGSKRINGEN.

De afgestemde ingangs- en uitgangskringen van de converter hebben bewezen dat ze voldoening schenken voor de werking met een 300 ohm-lijn naar de ingang van de BC-348 ontvanger. Voor het gebruik met andere voedingslijnen en andere ontvangers kan het voorkomen, dat men een iets betere bandbreedte en misschien een kleine toename van de totale versterking krijgt met andere ingangs- en uitgangskringen. Twee variante ingangskringen voor de voeding van de kathode van een breedband-versterker met geaard rooster worden gegeven in de signaal-versterker uit hoofdstuk 12. De schakeling voor de 6 meter-sectie van de seinversterker zal voor deze converter iets beters zijn bij voeding uit een coaxiale kabel van 52 ohm. Wanneer ruimte beschikbaar is, kan men een verbeterde werking van de converter bekomen door een bijkomende versterkertrap voor breedband met een 6J4 aan te brengen vóór deze, die in het schema aangegeven wordt; de constanten van de schakeling zijn dezelfde.

Constructie van ZHF- en UHF-Ontvangers

Al is het betrekkelijk gemakkelijk ontvangers zelf te bouwen voor het gebruik tot 200 MHz, toch is de bouw in de eigen werkplaats van ontvangers voor een bereik tot 300 MHz moeilijk. In feite is het onmogelijk een werking te krijgen met gewone buizen op een frequentieband zoals deze van 420 tot 450 MHz. In dit frequentiebereik kan men echter eikelbuizen gebruiken in de gewone schakelingen indien men voldoende voorzorgen neemt om zo klein mogelijke zelfinducties der verbindingen te verkrijgen. Miniaturbuizen zoals de 6J6 kunnen gebruikt worden als mengbuis tot frequenties van 600 MHz, doch indien we boven deze frequentiegrens gaan met gewone schakelingen met negatief rooster dan wordt het gebruik van buizen met schijfvormige doorvoer (disc-seal), zoals deze van het vuurtoren-type, noodzakelijk.

Het gebruik van gewone spoel-condensator afstemkringen wordt twijfelachtig op frequenties boven 300 MHz. Een oorzaak van dit verschijnsel ligt in het feit dat de zelfinductie van de statorplaten van dezelfde orde wordt als deze van de vereiste spoel om op deze frequenties te werken. Een middel om het bereik van de spoel-condensator-schakeling uit te breiden, bestaat in het gebruik van een kring waarin de zelfinductie verdeeld is in twee helften, die aan beide zijden van de afstemcondensator opgesteld worden. Door dit trucje is het mogelijk de stromen in de statorplaten te doen vloeien in de omgekeerde richtingen ten opzichte van de twee helften van de afstemspoel en bijgevolg de effectieve zelfinductie van de condensator te verminderen. Het gebruik van de nieuwere miniatuur UHF-vlinderafstemcondensatoren zal nog verder bijdragen om het frequentiebereik uit te breiden, daar de rotor van de vlindercondensator een veel lagere effectieve zelfinductie heeft dan de rotor van een gewone draai-condensator met dubbele stator. Een afstemkring met een nieuwe miniatuur vlindercondensator samen met

een gespleten afstemspoel wordt in een hier gegeven schakeling gebruikt als afstemkring in een 6J6 mengtrap van een UHF-superconverter.

Door het gebruik van een inrichting waarin de afstemzelfinductie gevormd wordt door een verlenging van de statorplaten van een vlindercondensator kan het frequentiebereik van een spoel-condensatorkring verbreed worden tot op 3000 MHz. Dergelijke afsteminrichtingen worden « vlinderkringen » genoemd en werden besproken in hoofdstuk 4. Een voorbeeld van zulke afstemkring werd gegeven in figuur 36 van dat hoofdstuk.

Al kan de bruikbaarheid van de spoel-condensator-kring uitgebreid worden tot in het UHF-bereik door het gebruik van vlinderinrichtingen, toch kan men een veel betere Q van de afstemkring bekomen in het UHF-bereik door het gebruik van een korte sectie van een coaxiale lijn of van een resonantieholte. De kortgesloten coaxiale lijn is het best bruikbaar in een bereik van zowat 200 tot 2000 MHz. De resonantieholte wordt praktisch bruikbaar vanaf frequenties van zowat 1500 MHz en boven ongeveer 2500 of 3000 MHz wordt dit de meest voldoende gevende resonantiekring.

Het frequentiebereik van een coaxiale afstemkring samen met buizen met schijfvormige doorvoer kan merkkelijk uitgebreid worden door het gebruik van $\frac{1}{4}$ golf lijnen, hetzij in het rooster, hetzij in de anode. Dit hulpmiddel wordt zeer praktisch wanneer het knooppunt van een kwartgolf lijn binnen de buisstructuur zou vallen. Indien een kwartgolf lijn voldoende schenkt in een kring, kan men vaak een $\frac{1}{4}$ golf lijn gebruiken in de andere kring, die met de buis verbonden is en nog steeds een voldoende werking verkrijgen.

De meest praktische oscillator met klein vermogen voor frequenties boven zowat 750 MHz is het reflexklystron. Deze buis is verkrijgbaar in een grote keuze bedrijfsfrequenties tot 20.000 MHz. Dergelijke buizen zijn zeer doeltreffend als locale oscillator in een ont-

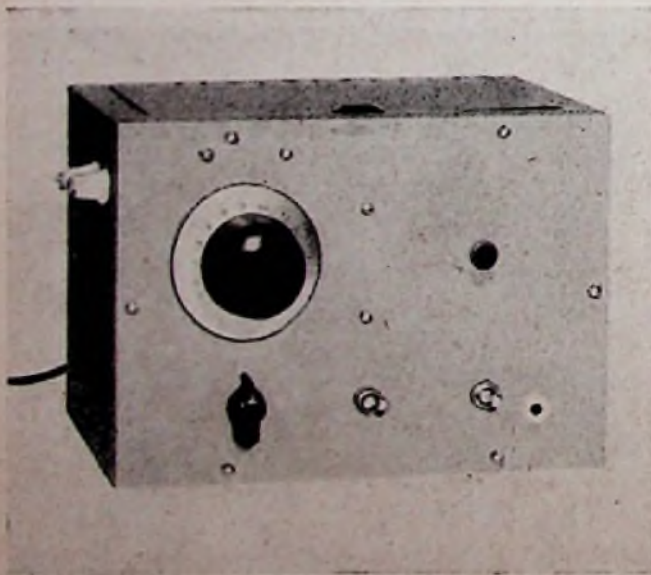


Fig. 1.
VOORZICHT VAN DE
SUPERREACTIE-ONTVANGER

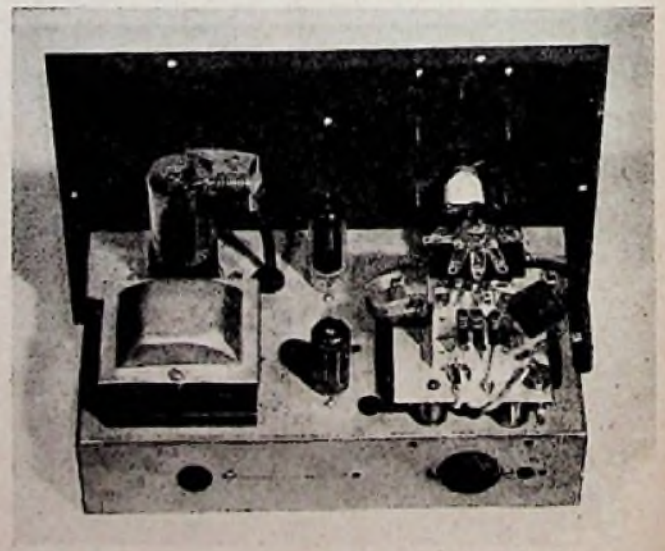


Fig. 2.
ACHTERZICHT VAN DE
SUPERREACTIE-ONTVANGERCHASSIS

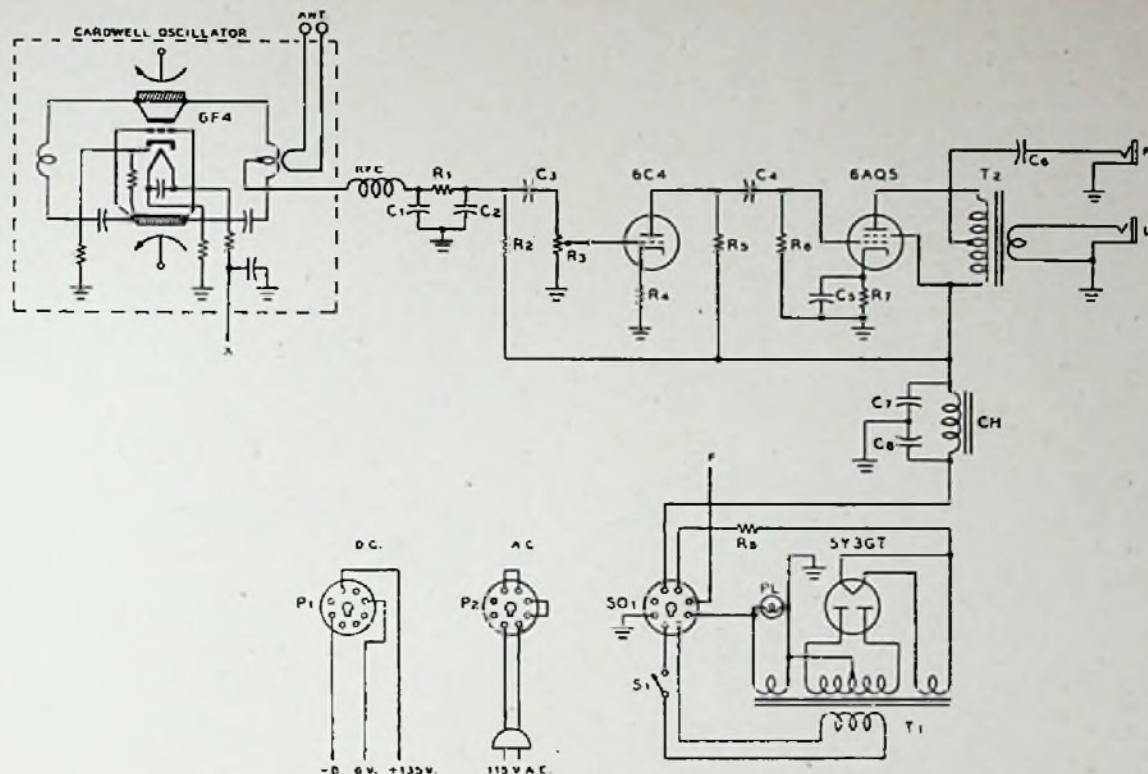


Fig. 3.

SCHEMA VAN DE SUPERREACTIE-ONTVANGER VOOR 2, 1 1/4 EN 3/4 METER

- C1 — 5000 μ F miniatuur, mica
- C2 — 500 μ F miniatuur, mica
- C3 — 3000 μ F miniatuur, mica
- C4 — 0,05 μ F 400 volt, papier
- C5 — 25 μ F 25 volt, electr.
- C6 — 8 μ F 450 volt, electr.
- C7 — 16 μ F 450 volt, electr.
- C8 — 8 μ F 450 volt, electr.
- R1 — 1000 ohm, 2 watt
- R2 — 22.000 ohm, 2 watt
- R3 — 500.000 ohm, potentiometer

- R4 — 3300 ohm, 2 watt
- R5 — 100.000 ohm, 2 watt
- R6 — 220.000 ohm, 1/2 watt
- R7 — 270 ohm, 2 watt
- R8 — 5000 ohm, 10 watt
- CH — afvlakmoorspoel 10 H, 55 mA.
- T1 — voedingstransformator 55 mA.
- T2 — miniatuur uitgangstransformator
- RFC — UHF-smoorspoel
- P — koptelefoon
- L — luidspreker

vanger en zij kunnen eveneens gebruikt worden voor de uitzending met een zeer directieve antenne over matige afstanden binnen het gezichtsveld.

Mengtrappen voor frequenties boven zowat 600 MHz kunnen zeer doeltreffend verwezenlijkt worden door silicium kristallen. Het thans in de handel zijnde 1N12B kristal, werd speciaal ontworpen als menger in het bereik van 3000 MHz. Deze kristallen kunnen eveneens gebruikt worden in de amateur-band van 1200 MHz. In feite begint de kristalmenger een goed rendement te geven vanaf frequenties op de 420 MHz-band. Wanneer een 1N12B gebruikt wordt in een mengtrap, dan geeft men meestal een voldoende spanning uit de locale oscillator om een gelijkgerichte kristalstroom te doen vloeien van 0,4 tot 0,8 mA.

ONTVANGER MET SUPERREACTIE VOOR 2, 1 1/4 en 3/4 METER.

De constructiemoeilijkheden voor een ontvanger voor de banden van 144 MHz, 235 MHz en 420 MHz kunnen in grote mate verminderd worden door het gebruik van een der uitstekende Cardwell oscillator-stellen. Deze oscillatoren zijn ontworpen voor het gebruik met de betrekkelijk nieuwe UHF-eikelbuis 6F4 en zijn voorzien van spoelen voor de drie vermelde banden. Met een hele reeks spoelen, die in het laboratorium getest werden was het echter onmogelijk ver boven 400 MHz

te geraken met de spoel voor de hoogste frequentie. Daarop werden nieuwe spoelen gemaakt voor de oscillator met behulp van koper-strookjes. Bij het bepalen van de juiste afmetingen voor de spoelen voor de 420—450 MHz-band werd vastgesteld dat het betrekkelijk gemakkelijk is de oscillator tot frequenties in de buurt van 570 MHz op te voeren, wanneer men korte koperstrookjes gebruikt aan elk einde van het oscillatorstel. Dus is het vrij eenvoudig een iets kortere strook te gebruiken dan de hieronder gegeven afmetingen voor de 460 MHz-band.

De werkelijk gebruikte zelfinducties voor de 420—450 MHz-band kunnen gezien worden in de foto van figuur 1. Deze twee spoelen zijn gelijk en zijn gesneden uit koperplaat van 1/32 duim. Ze hebben een breedte van 3/8 duim en voor de buiging een lengte van 2 3/4 duim. De montagegaten liggen op 2 3/8 duim van elkaar, gerekend van middenpunt tot middenpunt. Na het snijden van de stroken en het boren van de gaten, worden de koperen stukken gebogen in de vorm, die men in figuur 1 kan zien en op de oscillator aangebracht. De verbinding voor de anodespanning van de oscillator wordt gesoldeerd op het midden van de lus langs dezelfde zijde als bij spoelen, die bij de oscillator geleverd worden.

FREQUENTIETEST.

De frequentie van de ontvanger met superreactie kan eerst getest worden met een paar Lecher-draden.

Met een gewoon Lecher-raam, bestaande uit een paar draden nr. 14 met een onderlinge afstand van 1 ½ duim, moeten de opeenvolgende verdwijningen van het geruis op de 144 MHz-band op ongeveer alle 40 duim voorkomen; voor de 235 MHz-band op alle 25 duim en voor de 420—450 MHz-band ergens tussen 13 en 14 duim. Om deze test uit te voeren worden de draden van het Lecher-raam verbonden met de antenneklemmen van de ontvanger.

Een nauwkeuriger proef van de ijking van de ontvanger op de 420 MHz-band kan verkregen worden door te luisteren naar de derde harmonische van een zender op 144 MHz, daar de derde harmonische van de 144—148 MHz-band binnen de grenzen van de 420—450 MHz-band valt. Een nauwkeurige proef op het midden van de 235 MHz kan gedaan worden door te luisteren naar de achtste harmonische van een zender op 29,7 MHz.

BOUW.

Het enige critieke deel van de ontvanger met superreactie is de oscillator, die men zich als een geheel aanschaft. In de afgebeelde ontvanger werd de voeding aan éne zijde van het chassis opgesteld, met de onderdelen van het aflakfilter er onder; de oscillator wordt aan de andere zijde en de LF-versterker wordt in het midden van het chassis opgesteld.

Er werden mogelijkheden voorzien om een koptelefoon aan te schakelen in de middenaftakking van de uitgangstransformator of om de spreekspoel van de luidspreker te voeden vanuit de secundaire van deze transformator. Al heeft de ontvanger een ingebouwde voeding op het wisselstroomnet, toch werden de nodige schikkingen genomen om de ontvanger te kunnen voeden uit droge cellen of uit een accumulator en een vibrator; hiertoe hoeft men slechts een octal-stekker aan de achterzijde van het chassis in te steken.

De ontvanger wordt in een kleine kast ondergebracht; de antenneklemmen bestaan uit een paar doorvoer-isolatoren op de zijkant van de kast. Een stuk stevige montagedraad loopt van de antenneklemmen naar de afstemspoel van de detector met superreactie en is daarmee gekoppeld bij middel van een lus uit twee toeren.

EENVOUDIGE 144 MHz-ONTVANGER MET SUPERREACTIE.

Wenst men alleen de ontvangst van de 144 MHz-band, dan wordt de constructie van een ontvanger met

superreactie in grote mate vereenvoudigd. Figuren 4 en 5 tonen een zeer eenvoudige ontvanger met superreactie die met een minimum moeite en eenvoudig materiaal kan gebouwd worden.

De ontvanger gebruikt een HY615 als detector met superreactie, gevolgd door een 6C5 en een 6F6 als LF-versterker om de luidspreker te voeden. Er zijn slechts twee regelknoppen: de afstemknop en de regeling van de terugkoppeling, die eveneens als sterkte-regeling dient. De terugkoppelknop staat juist onder de afstemschaal, zoals men duidelijk kan zien in figuur 5. De klink naast de regeling van de terugkoppeling dient voor de verbinding met een luidspreker van het type met permanente magneet. De uitgangstransformator voor de koppeling tussen de 6F6 en de luidspreker is in de ontvanger aangebracht. Gebruikt men echter een luidspreker met aangehechte transformator, dan kan men de klink verbinden tussen de anode en het schermrooster van de 6F6.

BOUW.

De opstelling der onderdelen is duidelijk zichtbaar in de figuren 4 en 5. De twee spoelen L1 en L2 de afstemcondensator C1 en de HF-smoerspoel RFC1 zijn achter het voorpaneel rechtstreeks achter de afstemschaal opgesteld zo dicht mogelijk bij de topverbindingen van de HY615. Deze bouwvorm geeft korte verbindingen, wat van buitengewoon belang is in ZHF-toestellen. De antenneklemmen zijn aangebracht op een smalle strook polystyreen achter het voorpaneel.

Om de beste uitslagen te verkrijgen moet de spoel L2 rechtstreeks op de klemmen van condensator C1 gesoldeerd worden, zoals de foto het toont.

WERKING.

Wanneer de ontvanger met superreactie werkt hoort men een aanhoudend gesuis in de luidspreker. Deze storing houdt volledig op wanneer men op een sterk sein afstemt en neemt merkbaar af met zwakkere seinen. De beste stand van de terugkoppelregelaar R3 zal deze zijn, die sterke seinen geeft met de beste spraakhoedigheid en de minste ruis.

De afstand tussen de spoelen L1 en L2 moet geregeld worden door L1 weg en weer te buigen van L2 tot men een punt vindt waarop de antenne het minst haar invloed doet gevoelen op de ontvanger. Is de koppeling te sterk, dan vindt men een dood punt in het afstembereik op een of meer standen van de afstemschaal. Het

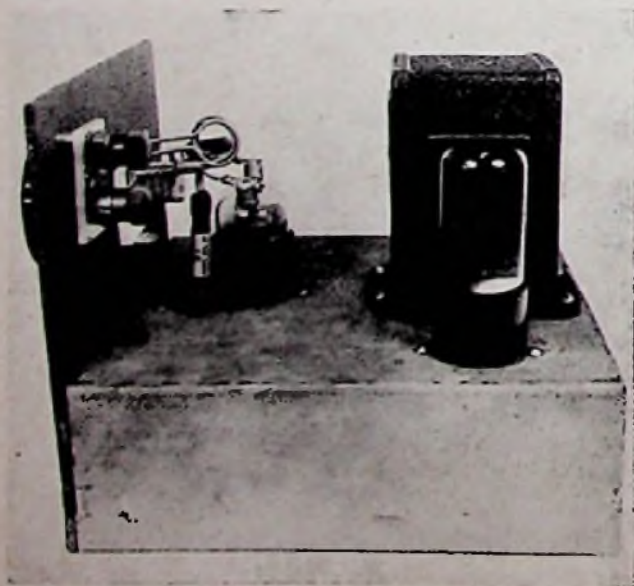


Fig. 4.
ZIJZICHT VAN DE 144 MHz
SUPERREACTIE-ONTVANGER

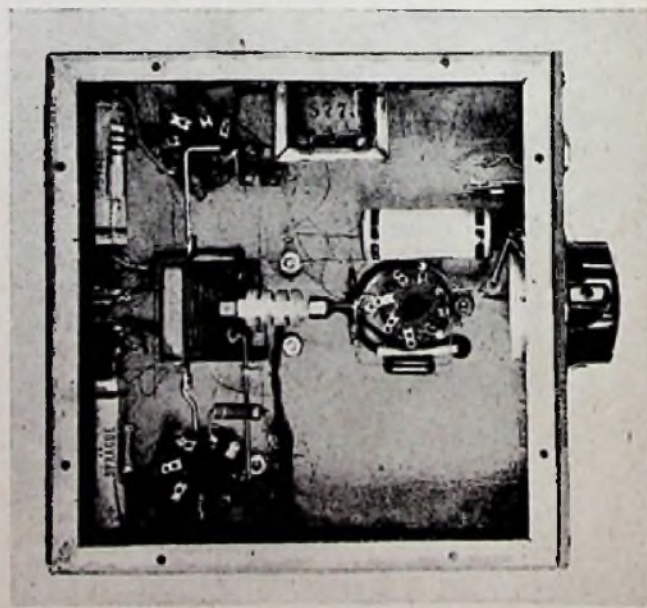


Fig. 5.
ONDERZICHT VAN HET CHASSIS VAN DE
144 MHz SUPERREACTIE-ONTVANGER

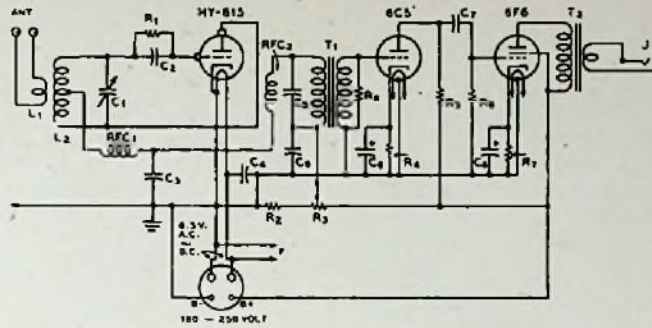


Fig. 6.

SCHEMA VAN DE SUPERREACTIE-ONTVANGER

- C1 — 15 $\mu\mu\text{F}$ ultra-miniatur, draaicondensator
- C2 — 100 $\mu\mu\text{F}$ miniatur, mica
- C3 — 1000 $\mu\mu\text{F}$ miniatur, mica
- C4 — 5000 $\mu\mu\text{F}$ miniatur, mica
- C5 — 2000 $\mu\mu\text{F}$ miniatur, mica
- C6 — 10 μF 25 volt electr.
- C7 — 10.000 $\mu\mu\text{F}$ mica
- C8 — 25 μF 25 volt, electr.
- C9 — 0,25 μF 400 volt, papier
- R1 — 10.000 ohm, 1/2 watt
- R2 — 100.000 ohm, 1/2 watt
- R3 — 100.000 ohm, potentiometer
- R4 — 2200 ohm, 1 watt
- R5 — 47.000. 1 watt

- R6 — 470.000 ohm, 1/2 watt
- R7 — 350 ohm, 2 watt
- R8 — 100.000 ohm, 1/2 watt
- L1 — 1 toer nr. 18 gelakt, 1/2 duim diameter en nabij roostereinde van L2.
- L2 — voor 2 meter : 2 toeren nr. 14 vertind, 1/2 duim diameter op 1/4 duim van elkaar. Aftakking op 1/2 toer van het anode-einde.
- J — klinkschakelaar voor de luidspreker
- RFC1 — ZHF smoorspoel Ohmite Z-1
- RFC2 — HF smoorspoel 2,5 mH, 125 mA.
- T1 — koppeltransformator 2/1
- T2 — universele uitgangstransformator

is bijgevolg niet gewenst deze in het normale afstembereik van de ontvanger te hebben. Bij een behoorlijke koppeling zullen dergelijke dode punten niet optreden in het afstembereik van de amateurband, al zal men er waarschijnlijk nog wel vinden langs de ene of de andere zijde buiten dit bereik.

De werking van een ontvanger met superreactie veroorzaakt een uitstraling van een sein, dat ernstige storingen kan verwekken in de ontvangers in de onmiddellijke nabijheid. Daarom is het aan te raden de laagst mogelijke spanning, die nog een voldoende ontvangst geeft, te gebruiken op de HY615-detector.

UHF SUPER CONVERTER.

Indien men ernstig werk wil verrichten op frequentiebanden van 144 MHz en hoger, dan is een super de enige ontvanger die voldoening zal geven. Naast het feit, dat een ontvanger met superreactie waarschijnlijk ernstige storingen zal veroorzaken in de lokale stations, die op dezelfde frequenties werken, blijft het eveneens waar, dat dit ontvangertype minder voldoening schenkt op alle gebieden, behalve op het gebied van de eenvoud in de UHF. De ontvanger met superreactie is een arme FM-ontvanger; tenzij met grote uitwijking gewerkt wordt; al geeft hij een voldoende ontvangst van AM-seinen, toch heeft hij geen goede verhouding sein-storing en is de selectiviteit veel kleiner dan in een super. Men kan natuurlijk aanvoeren dat de meeste seinen op de UHF-banden niet voldoende stabiel zijn om het gebruik van een selectieve super mogelijk te maken. Doch het gebruik van een super zal een veel betere ontvangst geven van de seinen met degelijke stabiliteit. Indien men een converter gebruikt voor een ontvanger met een breed MF-kanaal, dan kan men zelfs een behoorlijke ontvangst krijgen van een zender van het type oscillator-modulator indien men de operator van die zender vraagt de versterking op de zender te beperken en indien het sein dan ontvangen wordt als een breedband FM-sein.

De super converter uit de figuren 7 en 8 werd ontworpen om te werken met een ontvanger, die ergens tussen 42 en 54 MHz werkt, een brede MF-band heeft en uitgerust is voor de ontvangst van FM-seinen. Een der meest voldoende typen voor het gebruik

met deze converter, is een FM-ontvanger of -converter van een type, dat ontworpen werd voor het gebruik op de vooroorlogse FM-band van 42 tot 50 MHz. Een groot aantal dezer ontvangers zijn thans buiten gebruik omdat de FM-band verplaatst werd naar het bereik van 88 tot 108 MHz; bijgevolg vinden ze een interessante toepassing als MF-kanaal voor de hier beschreven converter.

SCHEMA VAN DE CONVERTER.

Daar de geteste oscillatorstellen een frequentiebereik geven van ongeveer 360 tot 410 MHz, kan dit bereik onveranderd gebruikt worden voor de werking op een MF-kanaal van ongeveer 50 MHz voor de band van

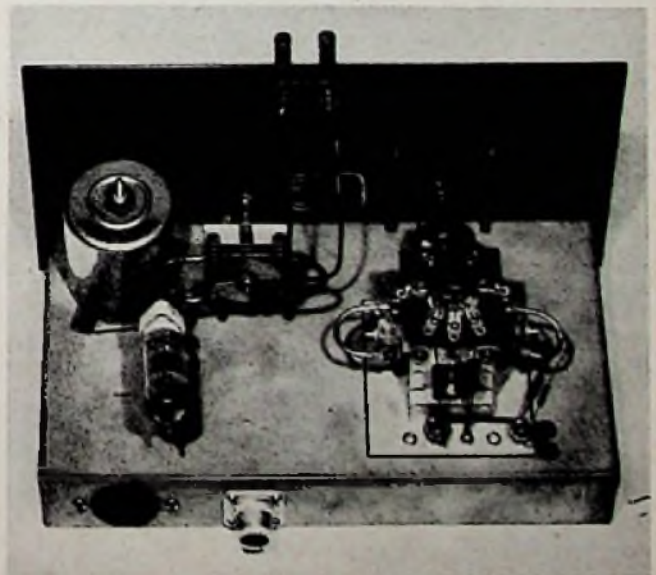


Fig. 7.

ACHTERZICHT VAN DE UHF-CONVERTER

In deze foto zijn de spoelen voor de 420 MHz band op hun plaats.

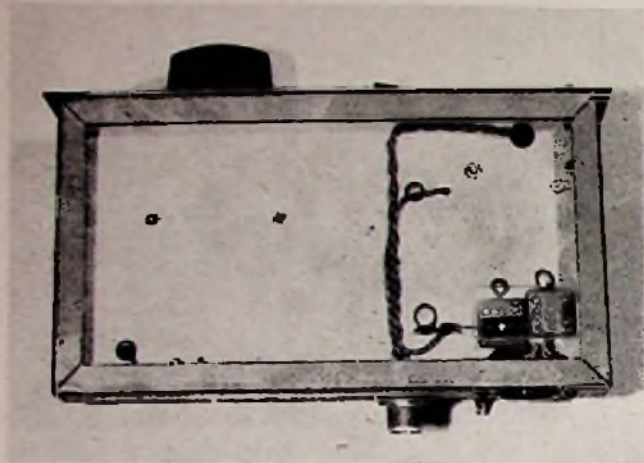


Fig. 8.

ONDERZICHT VAN HET CHASSIS VAN DE UHF-CONVERTER

420 MHz. De afregeling op het gewenste juiste frequentiebereik wordt besproken in de gebruiksaanwijzingen, die met de oscillatoren geleverd worden en beperkt zich in feite tot de instelling van een paar schroeven.

Een van de afstemspoelen van de oscillator wordt inductief gekoppeld met de roosterkring van de 6J6-mengtrap. Deze trap werkt met de roosters in balans en de anoden in parallel met een afstemkring van 50 MHz als belasting van de anoden der buis. Deze 50 MHz-afstemkring is met een lus gekoppeld aan een coaxiale kabel, die naar de ontvanger gaat. De ingangskring van deze ontvanger is natuurlijk afgestemd op 50 MHz of

op een frequentie van dit bereik, die gekozen werd als eerste MF van het ontvangststelsel.

De afstemspoelen van de roosters van de mengtrap in de converter zijn gemaakt uit blote koperdraad nr. 12. Voor de 420 MHz-band bestaan de beide spoelen uit een halve toer, die ongeveer $\frac{7}{8}$ duim langs beide zijden van de condensator uitspringt. De roosters van de 6J6 worden afgetakt op een spoel aan een einde van de condensator op ongeveer een derde van de afstand tussen de condensator en het midden der spoel. De verbinding van de spoel op de condensator werd verwezenlijkt door de draadeinden plat te hameren en door het boren van een gaatje in deze platte eindjes, waardoor de spoel op de condensatoroklemmen kan vastgeschroefd worden. De spoelen voor 235 MHz en 144 MHz worden op dezelfde wijze gemaakt, met uitzondering van het feit dat voor 235 MHz twee toeren gebruikt worden aan iedere zijde van de condensator en voor 144 MHz vier toeren aan iedere zijde. De zelfinductie van de spoelen kan bijgeregeld worden door de spoel min of meer samen te drukken; de afstemscherpte van de roosterkring van de mengtrap kan geregeld worden door de variatie van de aftakkingen der rooster langs beide zijden van het spoelmidden.

De uitgangspoel L3 wordt afgestemd door de versterking van de ontvanger, waarop de converter werkt, open te zetten en dan de kern van de spoel af te regelen, tot men maximum ruis waarneemt. De kringen van oscillator en mengtrap worden afzonderlijk afgestemd. Men stemt op het sein af met behulp van de oscillator en dan regelt men C1 bij tot men de maximum seinsterkte verkrijgt. Het afstembereik van C1-L2 is vrij breed, zodat de oscillatorfrequentie waarschijnlijk een weinig zal meegesleurd worden, wanneer de roosterkring van de mengtrap op de laagste frequentie is afgestemd. Een lichte toename van het ruispeil zal waargenomen worden met de antenne gekoppeld op de roosterkring op het ogenblik dat deze kring door de resonantie gedraaid wordt: deze frequentie is natuurlijk gelijk aan de som van de gekozen middenfrequentie en de oscillatorfrequentie.

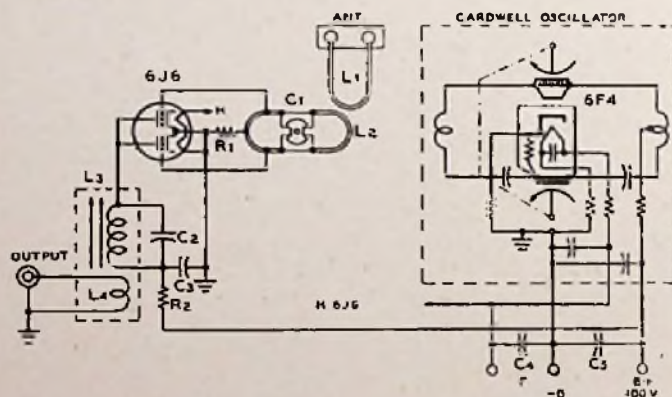


Fig. 9.

SCHEMA VAN DE UHF-CONVERTER

C1 — 8 $\mu\mu\text{F}$ miniatuur, vlindercondensator
 C2 — 50 $\mu\mu\text{F}$ miniatuur, mica
 R1 — 50.000 ohm, $\frac{1}{2}$ watt
 C3, C4, C5 — 3000 $\mu\mu\text{F}$ miniatuur, mica

R2 — 100 ohm, 2 watt
 L1 — 1 toer antenneluis
 L2 — zie tekst
 L3 — 7 toeren op $\frac{1}{2}$ duim spoelvorm

HF-Stuurtrappen en Zenders met klein vermogen

Bij het bouwen van een amateurstation is het steeds verstandig, wanneer enigszins mogelijk bij de aankoop en de bouw van afzonderlijke delen, een bepaald einddoel voor ogen te hebben. Dit is vooral het geval met de zenduitrusting. Men handelt dus verstandig door te starten met een eenvoudige zender, die later dienst kan doen als stuurinrichting voor een HF-versterker met hoger vermogen. In de meeste gevallen zal de eerste zender met kristal gestuurd zijn, doch men moet de nodige voorzorgen nemen om op een later tijdstip de toevoeging mogelijk te maken van een oscillator met veranderlijke frequentie (VFO). Is een zender in rack-opstelling het uiteindelijke doel, dan moet men de zender, die later als stuurinrichting zal dienen, dadelijk in een standaard rack-paneel bouwen.

Sturing met een VFO is wenselijk op alle banden onder 54 MHz. Het gebruik ervan is bijna een noodzakelijkheid op alle telefoniebanden onder 29,7 MHz en voor telegrafie op 14 MHz. Het is echter best, schikkingen te treffen om naast de VFO, één of meer kristallen te kunnen gebruiken, vooral voor het werk op de uiterste randen van de banden.

De zenders van een beginneling worden meestal gebouwd op een houten grondplank op raam, zodat men na het verkrijgen van een zekere ondervinding de onderdelen zonder noemenswaardig verlies terug vrij kan maken voor een nieuwere constructie.

EENVOUDIGE TELEGRAFIEZENDER VOOR 3,5 en 7 MHz.

De figuren 1, 2 en 3 tonen een eenvoudige en stabiele telegrafiezender, van een type dat vaak gebruikt wordt door beginnelingen, die voor het eerst in de aether komen. Al de benodigde onderdelen zijn vrij goedkoop. Al zou een gesleutelde kristaloscillator, die rechtstreeks op de antenne werkt, kunnen gebruikt worden, toch zijn de enkele bijkomende onderdelen de moeite waard t.o.v. de bijkomende stabiliteit, het groter uitgangsvermogen en de afwezigheid van het sleutelgetik, dat gewoonlijk optreedt, wanneer de kristaloscillator rechtstreeks gesleuteld wordt.

SCHEMA.

Een 6J5, werkend als rooster-anode Pierce oscillator, voedt een 6L6 HF-vermogenversterker of frequentievermenigvuldiger. Al tonen de afbeeldingen de glastypen, toch zal men met de metaal typen een even goed resultaat verkrijgen indien de pin nr. 1 van de buis verbonden wordt met de aarde. De zender zal tussen 10 en 15 watt aan de antenne afleveren op 80 meter en ongeveer 5 tot 8 watt op 40 meter, waarbij hetzelfde kristal en dezelfde spoelen op beide banden gebruikt worden.

BOUW.

Zowel de voeding als de zender worden gebouwd op een eenvoudig houten chassis, gevormd uit planken van $1\frac{3}{4} \times \frac{3}{8}$ duim. De stukken worden aan elkaar genageld met dunne, duimse nagels. Verschillende lagen grijze verf verfraaien het uitzicht. Het voedingsdeel van het afgebeelde toestel is gebouwd op een chassis van 8 duim lang, $4\frac{3}{4}$ duim breed en $2\frac{1}{8}$ duim hoog. Het chassis van de zender is 14 duim lang, en heeft dezelfde afmetingen als de voeding voor breedte en hoogte.

Ter beveiliging werd de schakeling zo ontworpen dat geen enkel deel boven het chassis op een hoge spanning komt. De verbindingen tussen zender en voeding worden verwezenlijkt met Fahnestock-klemmen aan de achterzijde van het chassis.

DETAILS DER SCHAKELING.

Een schaalampje van 2 volt, 60 mA werd ingebouwd als afstemindicator. Men ziet het voor de 6L6 in figuur 1. Een gevone 0—150 d.c. milliamperemeter is echter te verkiezen om meer nauwkeurige regelingen uit te voeren. De verbindingen van de antenne en de aarde worden gemaakt met Fahnestock-klemmen, die rechtstreeks op resp. rotor en stator van de draaicondensator rechts zijn vastgemaakt.

Geen bijkomende afstemming voor de antenne is vereist, wanneer een afstemsysteem in «pi» gebruikt wordt. Een degelijke aardverbinding moet echter aangekoppeld worden op de —B leiding van de zender.



Fig. 1
DE 40-80 M.-ZENDER
EN VOEDING

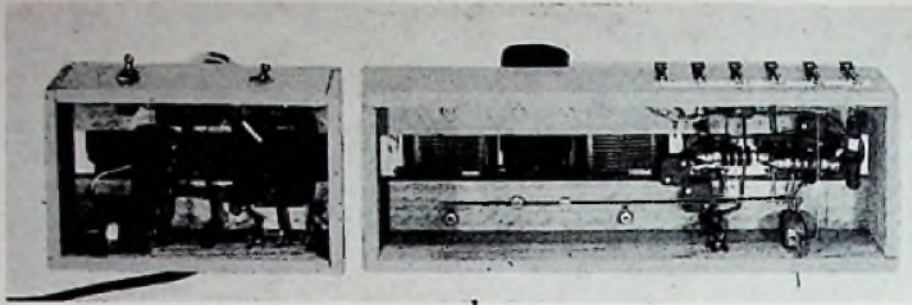


Fig. 2.

ONDERZICHT VAN DE 40-80 M.-ZENDER
Geen hoogspanning komt boven het chassis. Bemerkt de dikke geleider waarop alle aardverbindingen gemaakt worden.

Op de 80 meter band werken zowel kristaloscillator als vermogenversterker op de kristalfrequentie. Op 40 meter blijft het kristal op 80 meter werken, doch de helft van het aantal toeren van L1 wordt kortgesloten met behulp van een soepele kortsluitdraad en een klem, die men in figuur 1 boven de spoel ziet uitsteken. Daardoor wordt de vermogenversterker in staat gesteld als verdubbelaar te werken op de tweede harmonische van de kristalfrequentie. Om de werking binnen de grenzen van de 40 meter band mogelijk te maken moet de kristalfrequentie tussen 3500 en 3650 kHz gekozen worden.

AFSTEMMING VAN DE ZENDER.

Leg de anodespanning op de zender aan en sluit de sleutel. Observeer vervolgens het indicatorlampje en draai C3 langzaam verder tot het licht verflauwt en dan weer terug sterker wordt bij het verder draaien. Het midden van deze verflauwing is de juiste afstemming van C3. Vindt ge geen inzinking, draai dan C4 in de ene of de andere richting en herbegint tot ge een

inzinking vindt. Een draadlus met een schaalampje, gehouden bij de spoel, zal sterk oplichten, zoals ook een neonlampje zal oplichten wanneer men er de antenneklem mee aanraakt. Verbindt de antenne met de antenneklem en herstemt C3 tot het minimum licht van het indicatorlampje of tot maximum licht in het lampje bij de spoel. Indien de antenne een halvegolf lang is, stem dan beide condensatoren af op maximum een kwartgolf of minder lang, gebruik dan de lus als indicator van het feit, dat de grootst mogelijke energie in de uitgangskring aanwezig is. Het gebruik van een milliampere-meter in de plaats van het indicatorlampje vergemakkelijkt in grote mate deze afstemming, omdat dit nauwkeurig aanduidt dat de antenne vermogen uit de versterker opneemt. Wanneer de belasting door de antenne toeneemt, stijgt de stroomaanduiding op de minimum inzinking, terwijl de inzinking zelf minder en minder afgetekend wordt. Met een bronspanning van 350 volt zal de versterker bij behoorlijke belasting tussen 60 en 70 mA opnemen. In deze voorwaarden zal de spanning op de oscillator en op het

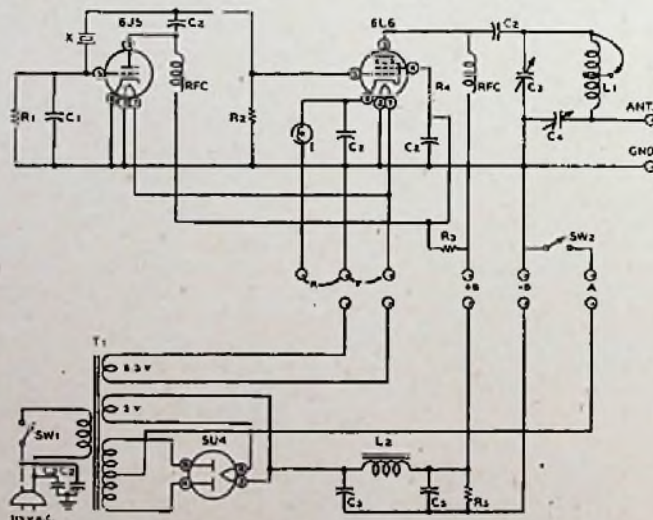


Fig. 3.

SCHEMA VAN DE 6J5-6L6 ZENDER

- C1 — 50 $\mu\mu\text{F}$ miniatuur, mica
- C2 — 2000 $\mu\mu\text{F}$ miniatuur, mica (6 stuks in het geheel)
- C3, C4 — 260 $\mu\mu\text{F}$ draaicondensator (2 stuks in het geheel)
- C5 — 8 $\mu\mu\text{F}$ 450 volt, electr. (2 stuks in het geheel)
- R1 — 22.000 ohm, $\frac{1}{2}$ watt
- R2 — 47.000 ohm, $\frac{1}{2}$ watt
- R3 — 25.000 ohm, 10 watt, draadgewikkeld
- R4 — 47 ohm, 2 watt
- R5 — 50.000 ohm, 20 watt

- I — schaalampje, 60 mA
- RFC — HF-smoorspoel, 2,5 mH, 125 mA
- SW1, SW2 — schakelaar, 1 stand, 1 richting
- T1 — 2 \times 350-volt 90 mA, 5 volt 2 A, 6,3 volt 3,5 A.
- L1 — 20 toeren montagedraad, vastgewikkeld op vorm van 2 duim, aftakking op de tiende winding.
- L2 — afvlaksmoorspoel, 8 H, 85 tot 100 mA
- X — 80 meter kristal
- A — middenaftakking van de voedingstransformator
- K — seinsleutel

7C5-8C7 ZENDER

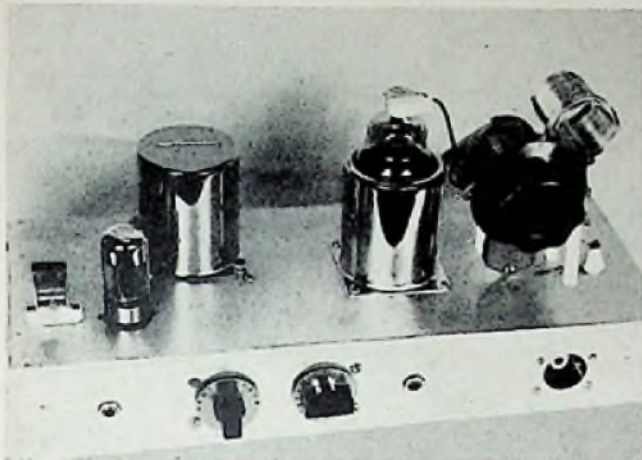


Fig. 4.

BOVENZICHT VAN 7C5-8C7 ZENDER

De anodespoel van de 7C5 bevindt zich in de afscherm-bus rechts achter de buis. De klink voor de milli-ampere-meter van de anode van de 8C7 is achter de opening in de voorzijde van het chassis.

schermrooster van de 6L6 130 volt bedragen.

Voor 40 meter volgt men juist dezelfde afstemme-thode, behoudens het feit dat de helft der spoel kort-gesloten wordt door de soepele verbinding, die aan de éne zijde van de spoel is vastgemaakt. Zoek geen mini-mum in het indicatorlampje, doch regel af voor maxi-mum licht in de lamp, die met de belasting is gekop-peld.

7C5/807 ZENDER-STUURTRAP.

De zender, die afgebeeld wordt in de figuren 4, 5 en 6, is in staat ongeveer 40 watt uitgangsvermogen af te leveren op alle banden van 80 tot 10 meter. In de anodekring van de oscillator-vermenigvuldiger en van de 807 eindversterker worden uitwisselbare spoelen ge-bruikt.

SCHAKELINGEN.

De zender bestaat uit een 7C5 kristaloscillator van het Colpittstype met hete kathode. De anodekring kan afgestemd worden op twee, drie- of viermaal de kristal-frequentie, doch de oscillator kan ook rechtstreeks wer-ken op de kristalfrequentie. De 807 versterker mag werken, hetzij als verdubbelaar, hetzij als rechtstreekse versterker op de stuurfrequentie. Elk kristal tussen 80 en 20 meter kan in de oscillatortrap gebruikt worden, zodat het mogelijk is de 807 als versterker op alle amateurbanden aan te wenden, mits het gebruik van het geschikte kristal in de 7C5.

BOUW.

De zender is gebouwd op een metalen chassis van 7 x 17 x 3 duim. Een constructie van het type met open chassis werd toegepast, doch het toestel kan even-goed in een kastje ingebouwd worden of desgewenst voorzien worden van een standaard rack-paneel. De oscillatorspoelen, die gewikkeld zijn op polystyreen spoelvormen van 1¼ duim doormeter, worden aan-gebracht op een 4-pen buishouder en afgeschermd door een metalen bus van 2½ duim doorsnede, die men onmiddellijk achter de 7C5 ziet in figuur 4. Deze af-schermbus wordt op het chassis vastgemaakt met vier duimschroeven en wordt na iedere uitwisseling van de oscillatorspoel terug op zijn plaats gebracht. De uit-wisselbare spoelen van de 807 versterker zijn van het commercieel type en kunnen, hetzij met vaste lus, het-

Oscillatorspoel tabel L1

80 METER-BAND.	30 toeren nr. 20 dubbel katoen, vast gewikkeld op een vorm van 1¼ duim.
40 METER-BAND.	16 toeren nr. 20 dubbel katoen op een vorm van 1½ duim over 1½ duim lengte.
20 METER-BAND.	8 toeren nr. 20 dubbel katoen, op een vorm van 1½ duim over 1½ duim lengte.
10 METER-BAND.	6 toeren nr. 16 gelakt op een vorm van 1½ duim over 1½ duim lengte.

zij met regelbare lus uitgerust zijn. Ze worden aange-bracht op een klinkbasis, die op ceramiekstaafjes is aangebracht rechts van de 807. In de foto van figuur 4 ziet men de 80 meter-spoel. Rond de 807 is eveneens een afschermbus van 2½ duim aangebracht. Beide af-schermbussen hebben hun belang voor de behoorlijke werking van de zender en mogen niet weggelaten wor-den. De klinken J1 en J2 zijn rechtstreeks op het chas-sis vastgemaakt omdat ze niet geïsoleerd hoeven te zijn. De klink J3 echter is opgenomen in de anodeverbinding met hoge spanning van de 807 en moet van het chassis geïsoleerd blijven. Deze klink kan men opgesteld zien op een strookje lucite onder en iets achter het chassis in figuur 5. De coaxiale uitgangsklem J4 is rechtstreeks op de achterzijde van het chassis vastgemaakt.

De afstemcondensatoren C4 en C10 en de koppelcon-densator C5 moeten eveneens van het chassis geïso-leerd blijven. De condensatoren C4 en C5 worden ge-monteerd onder het chassis op een klein strookje poly-styreen, dat met vier bouten aan de voorzijde van het chassis wordt vastgemaakt; de verbinding met de af-stemknoppen geschiedt met een soepele koppeling en een staafje bakeliet. De afstemcondensator C10 is op-gesteld op lange ceramiek-steunstaafjes boven op het chassis en wordt afgestemd met behulp van een grote bakeliet-knop, die men in de foto van figuur 4 ziet.

WERKING.

De antenne wordt van de zender losgemaakt en de klemmen 4 en 5 achter op het chassis worden met el-kaar verbonden. Plaats het kristal en de spoelen, die de uitgang zullen geven op de gewenste band, in hun houders. Verbind de voeding met de zender en leg de anodespanning aan.

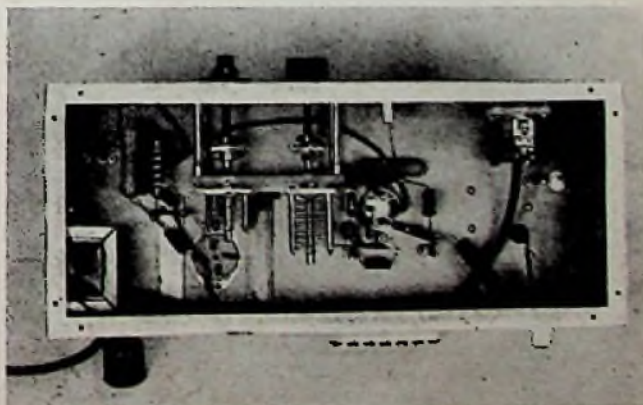


Fig. 5.

ONDERZICHT VAN HET CHASSIS VAN DE 7C5-8C7 STUURRICHTING/ZENDER

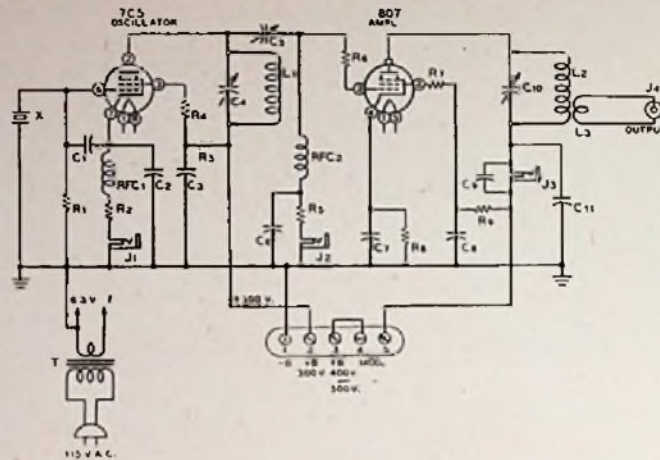


Fig. 6.

SCHEMA VAN DE 7C5-8C7 ZENDER

C1 — 40 $\mu\mu\text{F}$ miniatuur, mica
 C2 — 250 $\mu\mu\text{F}$ miniatuur, mica
 C3 — 2000 $\mu\mu\text{F}$ miniatuur, mica
 C4 — 100 $\mu\mu\text{F}$ miniatuur, regelbaar
 C5 — 50 $\mu\mu\text{F}$ miniatuur, regelbaar (regeling der sturing)
 C6, C7, C8, C9 — 5000 $\mu\mu\text{F}$ mica
 C10 — 100 $\mu\mu\text{F}$ draaicondensator
 C11 — 5000 $\mu\mu\text{F}$ mica
 R1 — 100 k ohm, $\frac{1}{2}$ watt, kool
 R2 — 150 ohm, 5 watt, draadgewikkeld
 R3 — 10.000 ohm, 1 watt, kool

R4 — 47 ohm, $\frac{1}{2}$ watt, kool
 R5 — 10.000 ohm, 1 watt, kool
 R6, R7 — 47 ohm, 1 watt, kool
 R8 — 300 ohm, 5 watt, draadgewikkeld
 R9 — 40.000 ohm, 10 watt, draadgewikkeld
 RFC1, RFC2 — HF smoorspoel 2,5 mH. 125 mA
 T — 6,3 volt, 2 A, gloeitransformator
 J1, J2, J3 — miniatuur klink met gesloten kring
 J4 — coaxiale HF uitgangsklem
 L1 — oscillatorspoel - zie tabel
 L2, L3 — spoelenstel met lus

Schakel een 0-10 d.c.-milliamperemeter in de klink J2 en draai C4 voor de maximum uitslag van de meter. Regel condensator C5, herregel C4, enz. tot de maximum uitslag van de meter niet meer dan 5 mA bedraagt.

Breng een 0-100 of 0-150 d.c.-milliamperemeter aan in de klink J3 en regel de afstemcondensator C10 voor de minimum uitslag. Laat de zender niet te lang in deze toestand werken, want de schermroosterdissipatie van de 807 zal boven het maximaal vermogen gaan. Nu kan men de coaxiale transmissie van de antenne of de an-

tennekoppeling verbinden met de klem J4 en C10 terug op de trap zal de anodestroom tussen 90 en 100 mA bedragen.

Voor telegrafiewerking wordt de seinsleutel in klink J1 aangebracht. Voor AM-telefonie moet men de kortsluiting tussen klemmen 4 en 5 aan de achterzijde van het chassis wegnemen en er de uitgang van een uitwendige modulator mee verbinden. De versterker zal een belasting van ongeveer 5000 ohm vertegenwoordigen ten opzichte van de modulator en voor volledige modulatie zullen ongeveer 25 watt gemiddeld LF-vermogen vereist zijn.

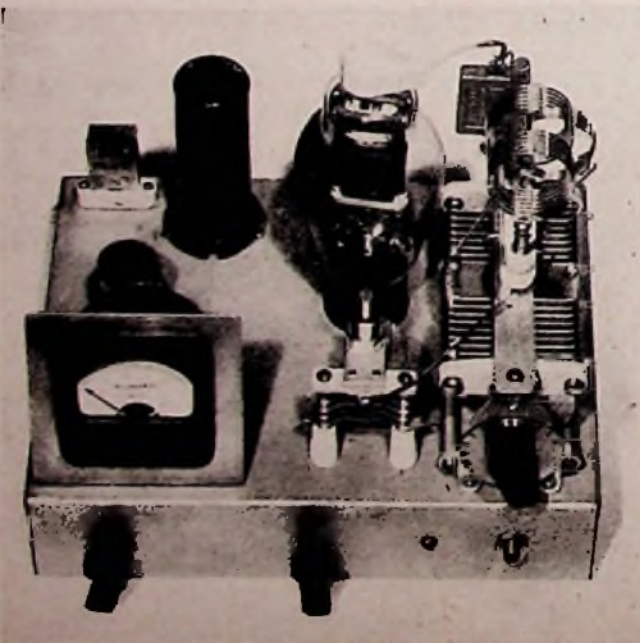


Fig. 7.

BOVENZICHT VAN DE 6L6-809 ZENDER

6L6-807 ZENDER.

Het toestel, afgebeeld in de figuren 7 en 8, is een gemoderniseerde versie van een zender-stuurtrap uit de vorige uitgaven van het Radio-Handbook en die zeer populair is geworden. Het kan 30 tot 60 watt uitgangsvermogen afleveren op alle banden van 3,5 tot 30 MHz en kan even goed gebruikt worden als stuurinrichting van een versterker met hoog vermogen of als zender, die rechtstreeks een antenne voedt.

SCHAKELING.

Een 6L6 kristaloscillator van het Colpittstype met hete kathode wordt gebruikt met kristallen van 3,5 tot 10 MHz. De oscillatorkring geeft geen voldoende uitslagen met de gewone kristaltypen, die normaal gebruikt worden in het boven vermelde frequentiebereik. Uitwisselbare spoelen, die beschreven worden in de bijgaande spoelentabel, worden gebruikt in de anodekring van de 6L6 oscillator-vermenigvuldiger. De 807 trap is geneutraliseerd en kan bijgevolg gebruikt worden als rechtstreekse versterker en als frequentieverdubbelaar. Het uitgangsvermogen van de trap als verdubbelaar zal bijna even hoog zijn als bij gebruik van de trap als rechtstreekse versterker, doch de anodestroom zal iets hoger liggen. In de anodekring van de

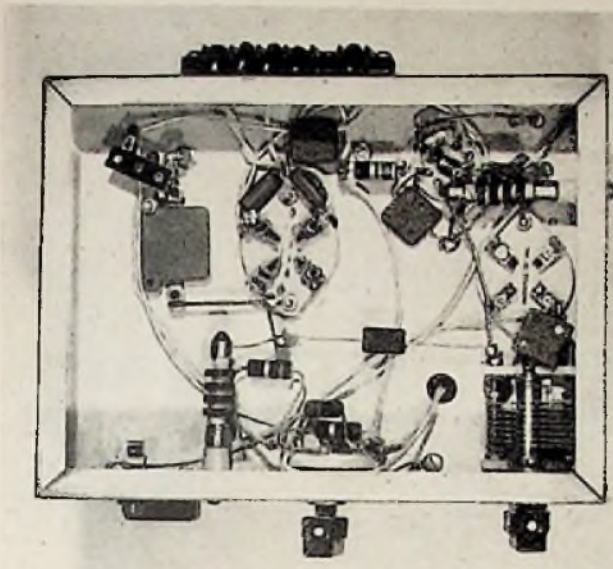


Fig. 8.

ONDERZICHT VAN HET CHASSIS DAT DE OPSTELLING DER ONDERDELEN TOONT

De 200 mA metershuut ziet men vastgemaakt op een soldeerrelais met twee punten dicht bij de achterzijde van het chassis.

809 werd een afstemcondensator met dubbele stator gebruikt om zeker te zijn dat de neutralisatie over het volledige frequentiebereik van de zender nauwkeurig zal behouden blijven.

Bij normaal gebruik van het toestel zal de 6L6 oscillator-vermenigvuldiger gebruikt worden om de 809 als rechtstreekse versterker te sturen op alle banden tot 14,4 MHz. Bij dit bedrijf kan men met de 6L6 kristallen in de 3,5 en 7 MHz-banden gebruiken. Met een 40 meter-kristal in de roosterkring van de 6L6 en de anodekring afgestemd op 14 MHz, zal de 809 een vrij voldoende uitgangsvermogen geven als verdubbelaar op

28 MHz. Een groter uitgangsvermogen kan echter verkregen worden door het gebruik van een kristal van 9 tot 10 MHz in het rooster van de 6L6 en door de anodekring van de 6L6 als verdrievoudiger te laten werken op 28 MHz.

Alle afstemcondensatoren in de versterker werken op het aardpotential t.o.v. de anodespanning. Op die wijze bestaat er geen gevaar op deze onderdelen elektrische schokken te krijgen. Op de 809 gebruikt men shunt-voeding van de anodestroom, terwijl de anodestroom voor de 6L6 in serie gevoed wordt met een afzonderlijke blokcondensator.

Het sleutelen in de stuurtrap wordt verwezenlijkt in de kathode-afvoer van de 6L6 oscillator-vermenigvuldiger. Met kristallen met normale activiteit krijgt men met deze werkwijze een vrij voldoende sleuteling voor break-in.

BEDRIJFSVOORWAARDEN.

De normale anodespanning voor de 6L6 trap bedraagt 300 volt. Bij deze anodespanning en normale afstemming met een actief kristal in het rooster zal de anodestroom ongeveer 35 mA bedragen. De roosterstroom van de 809-trap varieert tussen 20 en 30 mA bij normale afstemming. De versterker is ontworpen voor een anodespanning van 600 tot 750 volt op de 809. Indien men wenst een hogere anodespanning te gebruiken op de versterkertrap, dan moet men in de anodekring van de 809 een stel spoelen voor 150 watt gebruiken, in plaats van de hier afgebeelde serie voor 50 watt. Mits deze wijziging kan men op de 809 in de eindversterker spanningen gebruiken tot 1000 volt, en indien men de 809 vervangt door een 811 kan men tot 1250 volt gaan.

Een 0-100 d.c.-milliamperemeter werd gemonteerd op een klein paneeltje op het chassis van het toestel. De schakelaar voor de meter is aangebracht midden op de voorzijde van het chassis; hiermee schakelt men de meter in de kring, waarvan men de stroom wil meten. Wanneer de meter geschakeld wordt in de anode van de 6L6 of in het rooster van de 809 dan bedraagt de volle schaaluitslag 100 mA. Wordt de meter echter geschakeld in de anodekring van de 809 trap, dan wordt een shunt over de meter geschakeld, zodat de uitslag op volle schaal dan 200 mA bedraagt. De waarde van deze shuntweerstand moet proefondervindelijk bepaald worden; in het afgebeelde toestel werd de shunt gevormd door 1½ duim weerstandsdraad, die

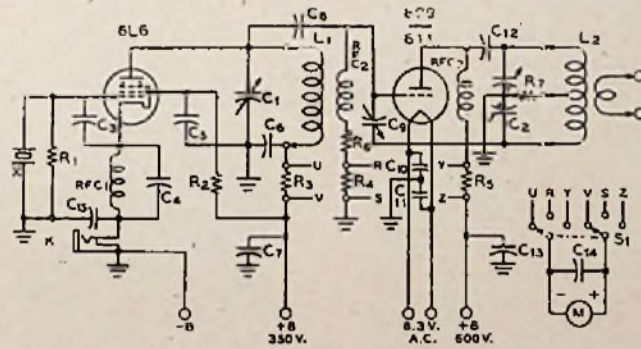


Fig. 9.

SCHEMA VAN DE 6L6-809 ZENDER

- C1 — 75 $\mu\mu\text{F}$ draaicondensator
- C2 — 100 $\mu\mu\text{F}$ draaicondensator met dubbele sectie (waarde per sectie).
- C3 — 10 $\mu\mu\text{F}$ ceramiek condensator
- C4 — 100 $\mu\mu\text{F}$ miniatuur, mica
- C5, C6, C7 — 3000 $\mu\mu\text{F}$ miniatuur, mica
- C8 — 100 $\mu\mu\text{F}$ miniatuur, mica
- C9 — 18 $\mu\mu\text{F}$ 3000 volt, neutralisatie
- C10, C11 — 3000 $\mu\mu\text{F}$ miniatuur, mica
- C12 — 2000 $\mu\mu\text{F}$ 1250 volt, mica
- C13 — 1000 $\mu\mu\text{F}$ 1250 volt, mica
- C14 — 3000 $\mu\mu\text{F}$ miniatuur, mica
- C15 — 10.000 $\mu\mu\text{F}$ miniatuur, mica

- R1 — 100.000 ohm, ½ watt
- R2 — 47.000 ohm, 2 watt
- R3 — 100 ohm, 2 watt
- R4 — 100 ohm, 2 watt
- R5 — 1 ohm shuntweerstand
- R6 — 4700 ohm, 2 watt
- RFC1, RFC2 — HF smoorspoel 1 mH, 125 mA
- L1 — 86 meter : 43 toeren nr. 24 gelakt
40 meter: 16 toeren nr. 24 gelakt op 1 duim
20 meter: 10 toeren nr. 24 gelakt of 1 duim
- L2 — spoelenstel van 50 watt met lus in het midden
- S1 — schakelaar met 2 richtingen, 3 standen
- K — sleutelklink

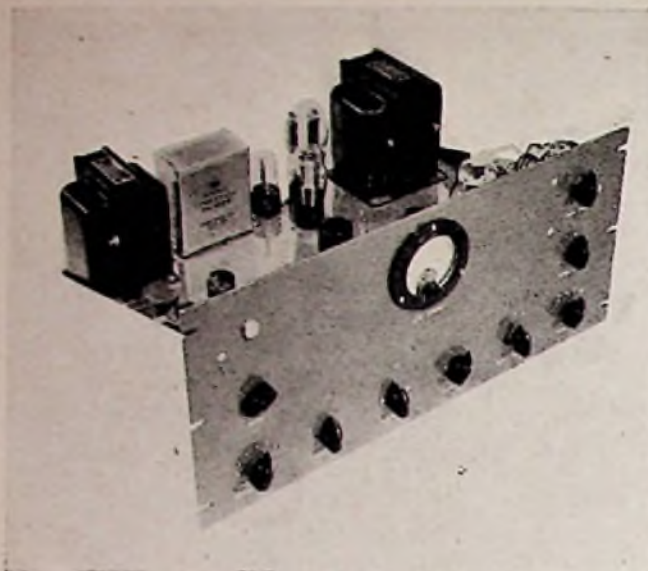


Fig. 10.

**VOORZICHT VAN DE STUURINRICHTING
VOOR ALLE BANDEN MET OMSCHAKELING**

verkregen werd van een weerstand van 50 ohm met middenaftakking, van het type met open wikkeling dat vaak gebruikt wordt voor de middenaftakking van een gloeidraad. De 809-trap kan voor telefonie in amplitude gemoduleerd worden zolang de buis als rechtstreekse versterker werkt en de anodespanning in draaggolf-toestand niet meer dan 600 volt bedraagt.

**807/HY69 STUURTRAP MET OMSCHAKELING
VOOR ALLE BANDEN.**

De stuurtrap, afgebeeld in de figuren 10, 11 en 12, is in staat 25 tot 30 watt af te leveren op alle banden van 3,5 tot 30 MHz en zal nog ongeveer 15 watt afleveren op 50 MHz, waarbij de eindbuis werkt als verdubbelaar. Zowel een HY69 als een 807 kunnen naar verkiezen in de eindtrap gebruikt worden. De voet voor de eindbuis is derwijze geschakeld dat men geen wijzigingen hoeft aan te brengen wanneer men het ene buistype door het andere vervangt. Kristallen van 1,5 tot 9 MHz kunnen gebruikt worden voor om het even welke band van 3,5 tot 54 MHz, zolang de uitgangsfrequentie gelijk of hoger is dan de kristalfrequentie. De stuurtrap heeft 10 standen voor kristallen en een elfde stand voor de ingang van een VFO. Stuurenergie van een VFO kan gebruikt worden op elke frequentie tussen 1,5 en 9 MHz. Schikkingen werden genomen om de eindversterker in de anode te moduleren door een kortsluitstuk weg te nemen van de twee klemmen aan de achterzijde van het chassis en er de uitgang van een modulator op aan te brengen. Een sleutelkring werd aangebracht en werkt door het blokkeren van het rooster van de 6AG7 eerste versterker-vermenigvuldiger, wanneer de sleutel open is. Met de aangegeven waarden van weerstanden en condensatoren werd een zuiver sleutelsein zonder getik verkregen. Voor de werking in telefonie of samen met een FM-sturing, worden de klemmen van de seinsleutel op de achterzijde van het chassis kortgesloten.

DE SCHAKELING.

Het schema van het toestel is weergegeven in figuur 13. Een 6V6, in triode geschakeld wordt gebruikt als kathode follower kristaloscillator, wanneer men de zender met kristalsturing laat werken. Om de anodespanning op de oscillatorbuis constant te houden op 105

volt werd een spanningsregelbuis voorzien. Met deze inrichting werden alle toononzuiverheden vermeden, zelfs bij gebruik van zuivere telegrafie met kristalsturing op 50 MHz. Bij gebruik van een VFO werkt de 6V6 niet en wordt het sein van de VFO gebruikt om de 6AG7 als eerste versterker of vermenigvuldiger te sturen. Een ingangsspanning van slechts zowat 15 volt is vereist op de coaxiale ingangsklem om de 6AG7 volledig uit te sturen. De anodekring van de 6AG7 kan afgestemd worden van 3,1 tot 9 MHz en kan in de stuurstand A gebruikt worden om het rooster van de HY69 of de 807 eindversterker te sturen. In de stuurstanden B en C wordt de uitgang van de 6AG7 gebruikt om het rooster van de eerste 6L6-vermenigvuldiger te sturen.

De anodekring van de eerste 6L6-vermenigvuldiger kan afgestemd worden tussen 7 en 14,9 MHz en wordt normaal gebruikt om de HY69 of de 807 over dit frequentiebereik te sturen. Elke neiging tot zelfoscillatie van de 6L6, wanneer ze gebruikt wordt als rechtstreekse versterker op de 7 MHz-band, wordt opgeheven door de inductieve koppeling van de uitgang van de buis met het rooster van de 807 of de HY69. De koppelspoel L8 is in tegengestelde zin gewikkeld van de anodespoel L7 en de capaciteit van de verbindingen van en naar S2 dienen als neutralisatiecapaciteit voor de 6L6.

De tweede 6L6-vermenigvuldiger is afstembaar over een frequentiebereik van 21 tot 30 MHz en wordt normaal gebruikt voor de sturing van de eindversterker op de 15, 11 en 10 meter-band en verder voor de sturing van de eindtrap, wanneer deze als frequentieverdubbelaar op 50 MHz werkt.

De HY69 of 807-eindtrap ontvangt de sturing, hetzij van de 6AG7, hetzij van de eerste of de tweede 6L6 met behulp van de gepaste stand van schakelaar S2. In de anodekring van de eindversterker werd een reeks van 5 spoelen opgenomen om de selectie op het voorpaneel mogelijk te maken voor de werking op alle amateurbanden. Afzonderlijke lussen op elke spoel worden achtereenvolgens met behulp van een sectie van schakelaar S1 verhanden met de coaxiale uitgangslijn. Een andere functie van schakelaar S1 bestaat in het kortsluiten van de spoel voor de 80 meter-band, wanneer de zender op een andere band werkt. Bovendien sluit een andere sectie van deze schakelaar de 40 meter spoel kort, wanneer het toestel op een andere dan de 40 meter-band werkt. Het kan noodzakelijk zijn wat te

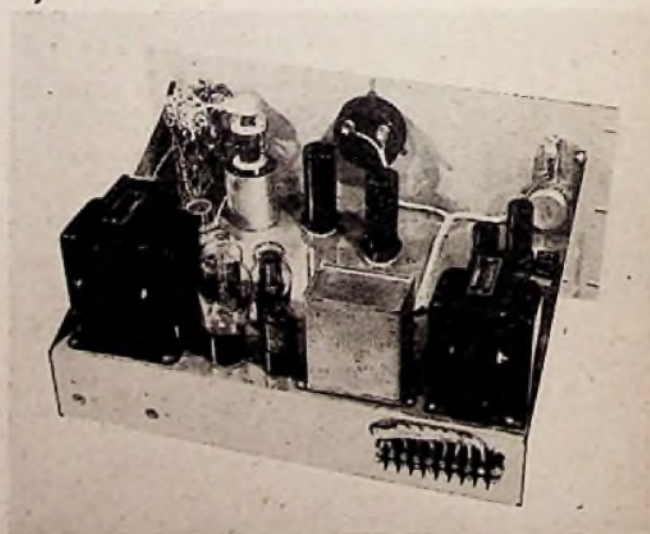


Fig. 11.

ACHTERZICHT VAN DE STUURINRICHTING
De schakelaar van de uitgang en de bijhorende spoelen ziet men aan de linkerzijde van het voorpaneel. De coaxiale klem voor de uitgang is aangebracht helemaal links op de achterzijde van het chassis. De ingangsklem voor het VFC stuursein is er naast aangebracht.

SPOELENABEL

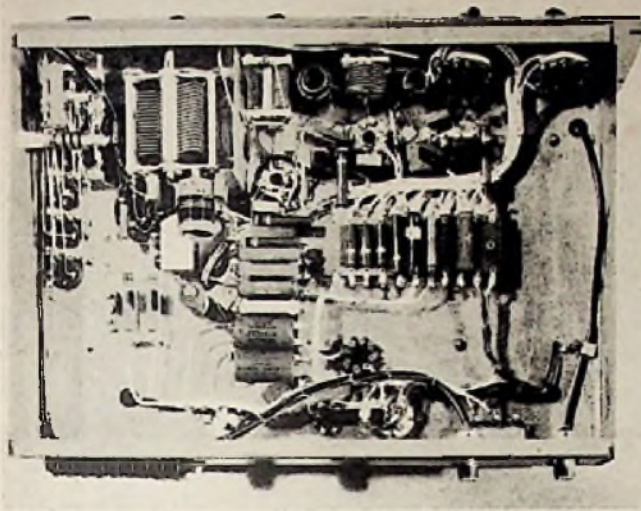


Fig. 12

ONDERZICHT VAN HET CHASSIS, WAARIN MEN DE OPSTELLING DER ONDERDELEN KAN ZIEN.

De regelingen van links naar rechts zijn: meterschakelaar, stuurschakelaar naar het rooster van de eindbuis, afstemcondensator van de tweede 6L6, afstemcondensator van de eerste 6L6, afstemcondensator van de 6AG7, schakelaar kristal/VFC. De strook weerstanden evenwijdig met het voorpaneel bevat de weerstanden van de meter en van de schermroosters, de andere strook bevat het filter van de voorspanningsbron en de spanningsdeler op de hoogspanningsbron, behalve R13, die verticaal staat opgesteld. De onderdelen van de sleutelkring ziet men juist links van R13

experimenteren met de aarding van de condensatoren C8 en C9 teneinde een volledig stabiele werking te bekomen van de trap op alle frequentiebereiken. Al is de afgebeelde uitgangstrap uitgerust met een 807 of een HY69, toch kan men ook zonder andere wijzigingen dan het vervangen van de buishouder, een 2E26 gebruiken.

VOEDINGSVERMOGEN.

In het toestel werd een 400 volt = 150 mA-voeding en een afzonderlijke voorspanningsvoeding van 120 volt ingebouwd. Een omschakelbare meter wordt gebruikt om de stromen te meten in alle trappen, behalve de oscillatortrap van de zender. De normale anodestromen in de verschillende buizen zijn de volgende: 6AG7, van 5 tot 30 mA naargelang het vereiste stuurvermogen; eerste 6L6, 15 mA; tweede 6L6, 25 mA; HY69 of 807-eindversterker, 70 tot 85 mA.

Potentiometer R7 dient als stuurregeling voor het ganze toestel door de variatie van de schermroosterspanning van de 6AG7 en bijgevolg van het uitgangsvermogen van de 6AG7-trap. Deze regeling moet ingesteld worden tot men het maximum uitgangsvermogen van de eindtrap krijgt en dan nog iets verder doorgedraaid voorbij dit punt om zeker te zijn dat alle trappen een geschikte sturing krijgen.

Op de achterzijde van het chassis werden twee klemmen voorzien waarmee men de anodespanning van het toestel kan in- en uitschakelen. Op het voorpaneel werd geen anodespanningsschakelaar voorzien omdat het toestel ontworpen werd als stuurinrichting van een zender met hoog vermogen, waar de anodespanning toch zal bediend worden met een stel relaisknoppen op de werktafel.

EENVOUDIGE VFO VOOR DE WERKTAFEL.

De eenvoudige VFO, afgebeeld in de figuren 14 en

807/HY69 Stuurinrichting voor alle banden

- L1 — 3,5 MHz: 4½ toeren nr. 22 vastgewikkeld op XR-2 vorm. Lus: 8 toeren montage draad op het gearde einde.
- L2 — 7 MHz : 26 toeren nr. 18 gelakt, vast gewikkeld op XR-2 vorm. Lus: 5 toeren montage draad op het gearde einde.
- L3 — 14 MHz : 14 toeren nr. 18 gelakt op polystyreen vorm van 3/4 duim vast gewikkeld. Lus: 5 toeren montage draad op het gearde einde.
- L4 — 28 MHz : 9 toeren nr. 14 gelakt vastgewikkeld op polystyreen vorm van 3/4 duim. Lus: 4 toeren montage draad op het gearde einde.
- L5 — 50 MHz : 4½ toeren nr. 14 gelakt over 3/4 duim op polystyreen vorm van 3/4 duim. Lus: 2 toeren montage draad op het gearde einde.
- L6 — 17 toeren nr. 18 gelakt over 3/4 duim op XR-2 vorm van 1 duim.
- L7 — 11 toeren nr. 18 gelakt over 5/8 duim op XR-2 vorm van 1 duim.
- L8 — 15 toeren nr. 18 gelakt vast gewikkeld op polystyreen vorm van 3/4 duim binnen in de spoelvorm van L7.
- L9 — 7 toeren nr. 14 gelakt over 7/8 duim op polystyreen vorm van 3/4 duim.

15, is het resultaat van lange proeven om een eenvoudige VFO voor de werktafel te ontwikkelen, die een degelijke frequentiestabiliteit geeft en die men zelf kan bouwen. De uitgangskring van het toestel bestrijkt een totaal frequentiebereik van 3100 tot 4050 kHz in vier kleinere bereiken. Het uitgangsvermogen bedraagt ongeveer 0,5 watt over het ganze bereik.

KOPPELING MET DE ZENDER.

De VFO is ontworpen om op de werktafel geplaatst en met de zender verbonden te worden door een coaxiale kabel van 52 ohm van het type RG-58/U. In de zender moet deze kabel gekoppeld worden met de eerste trap van de stuurinrichting. De binnenste geleider van de coaxiale kabel kan rechtstreeks gekoppeld worden met de roosterkring van een 6V6, 6L6, 6AG7 of 7C5. De uitgang van de eerste buis in de zender zal klein zijn, daar er slechts een kleine stuurspanning op het rooster zal aangevoerd worden. Een veel betere inrichting met een veel betere impedantie-aanpassing tussen de coaxiale kabel en de eerste buis bestaat erin de eerste buis te laten werken als versterker met geaard rooster, zoals aangetoond in figuur 17. Met deze schakeling wordt de binnenste geleider van de coaxiale kabel rechtstreeks verbonden met de kathode van de buis. In deze schakeling met geaard rooster zal geen enkele neiging tot zelfoscillatie optreden en men verkrijgt een hoger uitgangsvermogen van de buis, of deze nu werkt als versterker of als frequentievermenigvuldiger. Natuurlijk kan de VFO ook met het rooster van de eerste buis gekoppeld worden met behulp van een lus, die de coaxiale kabel op de gewone manier met de afstemkring verbindt. Dit systeem vergt echter een bijkomende afstemming en bovendien kan men neiging tot zelfoscillatie krijgen ondanks het gebruik van een degelijk afgeschermde buis zoals een 6AG7 of een 2E26 in de eerste trap van de stuurinrichting.

FREQUENTIEBEREIK.

Op alle frequentiebereiken ligt de grondfrequentie van de 6SK7-oscillator in de 160 meter-band. De 6AG7 werkt als een breedband-frequentieverdubbelaar over een bereik van 3100 tot 4500 kHz. Op bereik 3, het fundamenteel frequentiebereik van het toestel, geeft de oscillator 3500 kHz op de schaalverdeling 10 en 3700 op 90. De 10 meter-band omvat dus bijna geheel de schaal, 20 meter ongeveer 40 % en 40 meter ongeveer

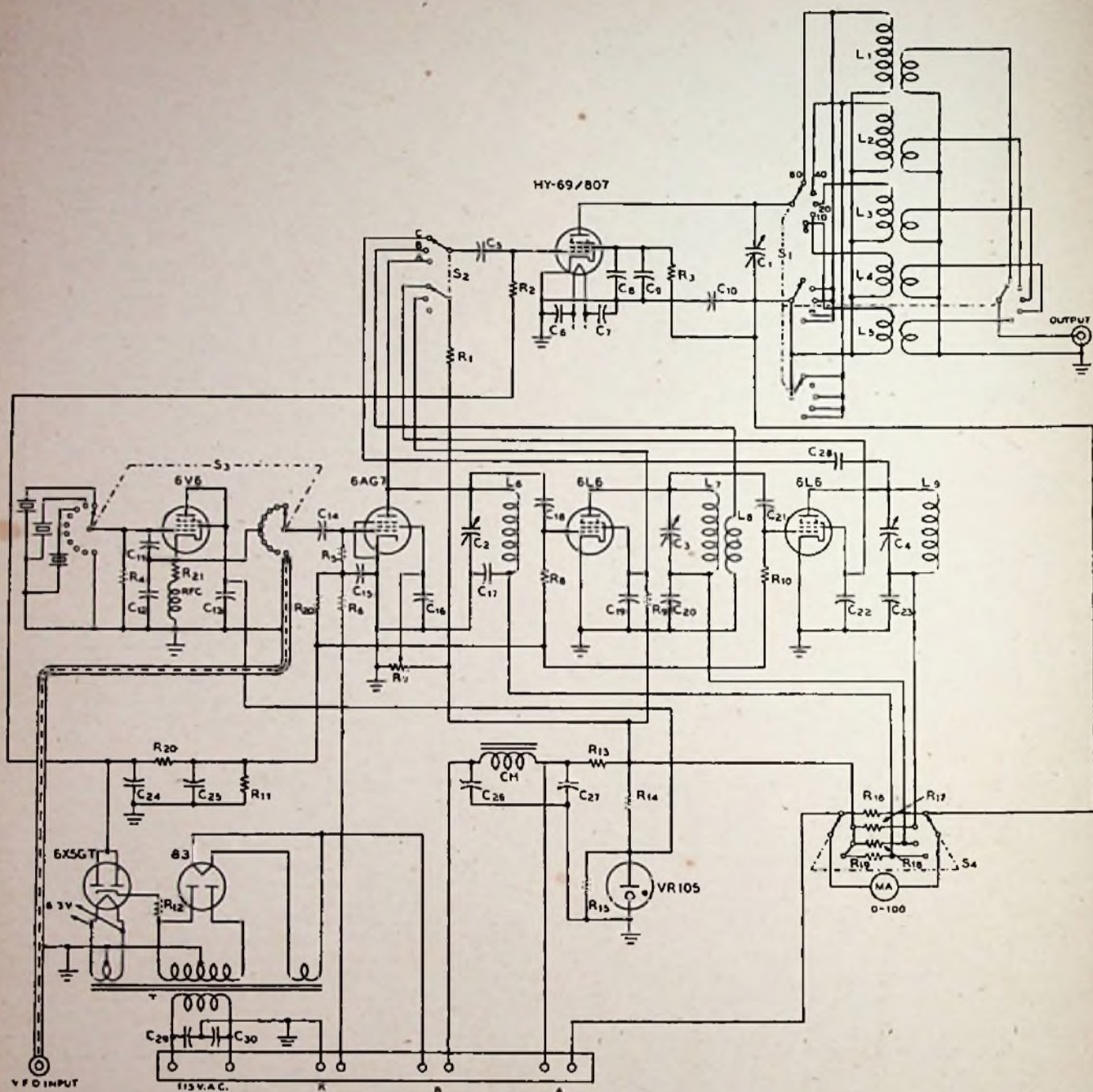


Fig. 13.

SCHEMA VAN DE STUURINRICHTING MET BANDOMSCHAKELING.

- | | |
|--|---|
| C1 — 50 μF , miniatuur draaicondensator | C29, C30 — 0,1 μF dubbel |
| C2 — 365 μF draaicondensator | R1 — 15.000 ohm, 10 watt, draadgewikkeld |
| C3 — 140 μF miniatuur draaicondensator | R2 — 20.000 ohm, 2 watt |
| C4 — 35 μF miniatuur draaicondensator | R3 — 25.000 ohm, 10 watt |
| C5 — 50 μF miniatuur, mica | R4 — 47.000 ohm, $\frac{1}{2}$ watt |
| C6, C7, C8, C9, C10 — 4000 μF mica | R5 — 47.000 ohm, 1 watt |
| C11 — 20 μF miniatuur, mica | R6 — 270.000 ohm, 1 watt |
| C12 — 50 μF miniatuur, mica | R7 — 50.000 ohm, potentiometer |
| C13 — 4000 μF miniatuur, mica | R8 — 47.000 ohm, 2 watt |
| C14 — 75 μF miniatuur, mica | R9 — 100.000 ohm, 2 watt |
| C15 — 0,2 μF 600 volt, papier | R10 — 47.000 ohm, 2 watt |
| C16, C17 — 5000 μF miniatuur, mica | R11 — 5000 ohm, 10 watt |
| C18 — 50 μF miniatuur, mica | R12 — 10.000 ohm, 20 watt |
| C19, C20 — 4000 μF miniatuur, mica | R13 — 1500 ohm, 20 watt |
| C21 — 50 μF miniatuur, mica | R14 — 9000 ohm, 20 watt (5000 ohm en 4000 ohm in serie) |
| C22, C23 — 4000 μF miniatuur, mica | R15 — 100.000 ohm, 2 watt |
| C24, C25 — 40 μF 150 volts, electr. | R16 — 100 ohm, 2 watt |
| C26, C27 — 8 μF 600 volt, olie | |
| C28 — 25 μF miniatuur, mica | (zie verder onderaan volgende blz.) |

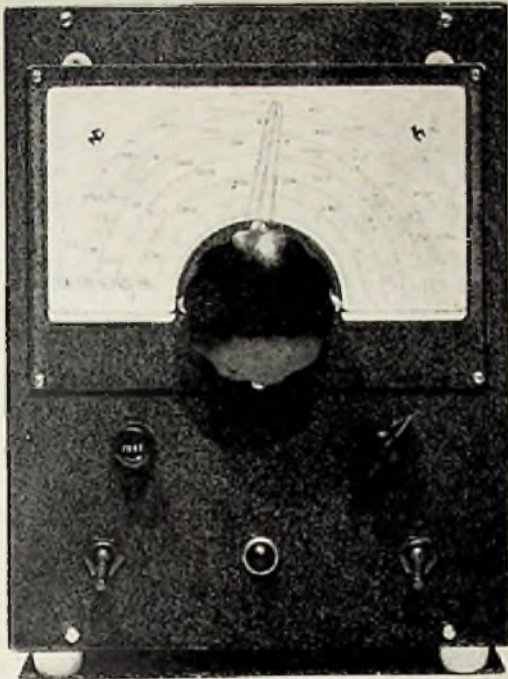


Fig. 14.

VOORZICHT VAN DE VFO VOOR DE WERKTAFEL

60 %. Merk op in figuur 16 dat in dit frequentiebereik geen bijkomende zelfinductie over de afstemkring door S1 ingeschakeld wordt. Dit gebeurde om de grootst mogelijke stabiliteit te verkrijgen op het meest gebruikte bereik van de VFO voor telegrafie op deze banden.

Het overige van de 80 meter-band wordt bestreken door het bereik 4 door L1 in parallel op L2 te schakelen. Deze bijkomende spoel L1 is gewikkeld op een National XR50-spoelvorm met kernafstemming. Een regeling van de afstemkern laat toe de 3750 kHz in te stellen op de schaalverdeling 10 en 4000 kHz op ongeveer 85.

De 11 meter-band en het bereik boven 52,5 MHz op de 6 meter-band, worden bestreken door het bereik 2, door het parallel schakelen van een bijkomende capaciteit over de afstemkring van de 6SK7-oscillator. Op dit frequentiebereik gaat de VFO ongeveer van 3250 tot 3500 kHz.

Het bereik 1 wordt gebruikt voor het deel van 50 tot 52,8 MHz van de 6 meter-band door een nog grotere capaciteit dan deze van bereik 2 over de afstemkring aan te brengen. Met de gegeven waarde van de condensator gaat het bereik ongeveer van 3100 tot 3300 kHz en heeft men een frequentievermenigvuldiging van 16 nodig om van de uitgang van de VFO te komen tot de gewenste frequentie in de 50 MHz-band.

Elk dezer bereiken kan weggelaten worden eenvoudig door de bijkomende condensatoren en schakelaarstand te supprimeren. Het is echter aan te raden de

VFO, met de bijkomende bereiken voor de amateursbanden die niet in harmonische verhouding staan, te bouwen om de grootst mogelijke bandspreiding te hebben op elk bereik. Dit is vooral van belang voor het bereik van 14.000 tot 14.400 kHz. Bouwgegevens voor alle spoelen van de VFO zijn gegeven bij het schema van figuur 16.

FREQUENTIESTABILITEIT.

Het grootste vraagstuk, dat gesteld wordt bij elke VFO, is het bereiken van een behoorlijke frequentiestabiliteit voor het gebruik van een kristalfilter in de ontvanger op de 28 MHz-band. Dit is gewoonlijk de beperkende factor voor de frequentiestabiliteit in het amateurbedrijf. De frequentie moet stabiel zijn ten opzichte van de opwarmtijd, de variaties van de omgevende temperatuur, de variaties van de netspanning en de aanwezigheid van een sterk HF-veld in de nabijheid van de VFO. De stabiliteit ten opzichte van de opwarmtijd van de buis werd verkregen door het gebruik van een zeer grote C over de afstemkring van de oscillator. Op 3500 kHz staat er ongeveer 900 μF over de afstemkring. Met een dergelijke waarde van de afstemcondensator heeft de verwarming van de buis praktisch geen invloed op de stabiliteit van de oscillator na een eerste opwarmtijd van ongeveer 3 minuten.

De temperatuurstabiliteit van de VFO werd verkregen door het gebruik van ceramiek-condensatoren met nul temperatuurcoëfficiënt voor de meeste afstemcapaciteiten. Bovendien worden een vaste en een regelbare compensatiecondensator met negatief coëfficiënt over de afstemkring gebruikt om de positieve coëfficiënt van de andere onderdelen van de oscillator te neutraliseren. Een luchtpadding werd eveneens over de afstemkring gebruikt om de bandhoek in te stellen en opnieuw in te stellen nadat de regeling gedaan werd van de capaciteit met negatieve coëfficiënt. Als verder middel tot verhoging van de temperatuurstabiliteit werden die onderdelen van de voeding, die veel warmte afleveren, buiten het omhulsel opgesteld.

Frequentievariatiën als gevolg van variaties van de netspanning werden tot een minimum herleid door het gebruik van een oscillatorschakeling met elektronenkoppeling en door het gebruik van VR-buizen over de anodestroombron van de oscillator. De invloed van uitwendige HF-velden werd tegengegaan door een volledige afscherming van de oscillator, door het gebruik van een coaxiale uitgangsklem en door het gebruik van ontkoppelcondensatoren op de netverbinding aan het

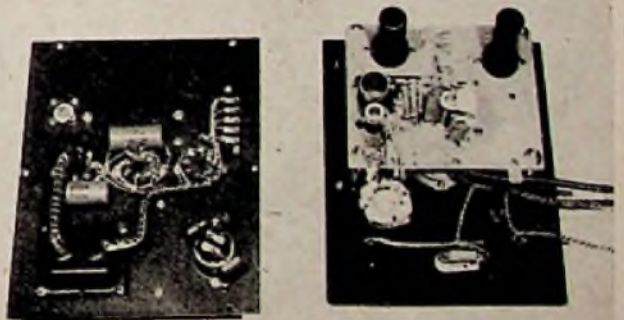


Fig. 15.

BINNENZICHT VAN DE EENVOUDIGE VFO.

R17, R18, R19 — 100 ohm, 2 watt
 R20 — 1500 ohm, 10 watt
 S1 — 4 richtingen, 5 standen ceramiek
 S2 — 2 richtingen, 3 standen ceramiek
 S3 — 2 richtingen, 11 standen ceramiek
 S4 — 2 richtingen, 4 standen ceramiek
 T — 2 \times 350 volt 200 mA, 5 volt 3 A, 6,3 volt 6 A.

CH — afvlakmoorspoel 8 H, 150 mA.
 RFC — HF-smoorspoel 2,5 mH, 125 mA
 A — klemmen van de modulator (kortgesloten bij telegrafie)
 B — klemmen voor de uitwendige schakelaar der hoogspanning
 K — klemmen voor de seinsleutel

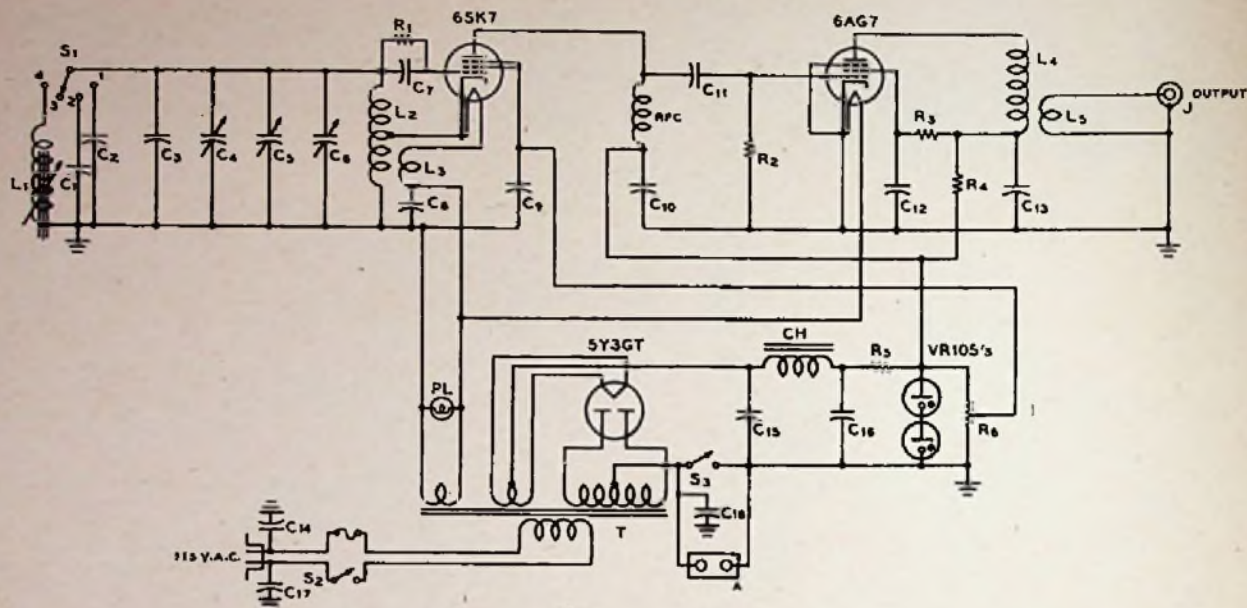


Fig. 16.

SCHEMA VAN DE VFO VOOR DE WERKTAFEL

- C1 — 125 $\mu\mu\text{F}$ nul-coëfficiënt ceramiek
 C2 — 250 $\mu\mu\text{F}$ nul-coëfficiënt ceramiek
 C3 — 700 $\mu\mu\text{F}$ ceramiek bestaande uit 200 $\mu\mu\text{F}$ nul-coëfficiënt ceramiek, een 50 $\mu\mu\text{F}$ nul-coëfficiënt ceramiek en een 50 $\mu\mu\text{F}$ negatieve coëfficiënt ceramiek, allen in parallel.
 C4 — 150 $\mu\mu\text{F}$ miniatuur draaicondensator met versterkte structuur
 C5 — 50 $\mu\mu\text{F}$ luchtpadding
 C6 — 35 $\mu\mu\text{F}$ ceramiektrimmer, negatieve coëfficiënt
 C7 — 100 $\mu\mu\text{F}$ miniatuur, ceramiek
 C8, C9, C10 — 3000 $\mu\mu\text{F}$ miniatuur, ceramiek
 C11 — 100 $\mu\mu\text{F}$ miniatuur, mica
 C12, C13, C14 — 3000 $\mu\mu\text{F}$ miniatuur, mica
 C15, C16 — 8 μF 450 volt, electr.
 C17, C18 — 3000 $\mu\mu\text{F}$ miniatuur, mica
 R1 — 1 megohm, $\frac{1}{2}$ watt
 R2 — 100.000 ohm, $\frac{1}{2}$ watt
 R3 — 22.000 ohm, 2 watt
 R4 — 100 ohm, 2 watt
 R5 — 2250 ohm, 10 watt
 R6 — 20.000 ohm, 25 watt met glijcontact
 L1 — XR-50 vorm vast gewikkeld met nr. 30 gelakt
 L2, L3 — 20 toeren nr. 22 gelakt, aftakking op alle 5 toeren. De eerste 5 toeren van L3 zijn tussen deze van L2 gewikkeld. Vorm 1 duim, vaste wikkeling.
 L4 — 88 toeren nr. 28 gelakt vast gewikkeld op vorm van 1 duim.
 L5 — 7 toeren montagedraad over het onderste deel van L4.
 T — 2 \times 325 volt 40 mA, 5 volt 2 A, 6,3 volt 2 A.
 CH — afvlakmoorspoel 13 H, 65 mA.
 S1 — bereikschakelaar, 1 richting, 4 standen op 90° ceramiek.
 S2 — netschakelaar
 S3 — anodespanningsschakelaar, tumbler
 RFC — HF-smoorpoel, 2,5 mH, 125 mA
 PL — seinlampje, 6,3 volt
 A — klemmen voor uitwendige bediening

punt waar deze in de omsluiting van het toestel binnenkomt.

BOUW.

De VFO is gebouwd in een kastje uit metalen platen van 7 x 8 x 10 duim. Teneinde de mechanische stabiliteit te verhogen werd het dunne voorpaneel, dat met het kastje geleverd wordt, vervangen door een plaat 24ST dural van $\frac{1}{8}$ duim dik. Bovendien is het HF-deel van de VFO geheel gemonteerd op een duralplaat van dezelfde dikte, met als afmetingen: $5\frac{1}{2}$ x $6\frac{1}{2}$ duim. Dit hulpchassis wordt op een afstand van 2 duim van het voorpaneel vastgemaakt met behulp van bouten met platte kop van $\frac{1}{4}$ duim. De houder voor de 6SK7-oscillator wordt vastgemaakt op een stukje dural dat zelf nog op 1 duim boven het hulpchassis wordt vastgemaakt. Dit plaatje heeft als afmetingen $1\frac{1}{2}$ x 3 duim en wordt vastgemaakt met behulp van «stand-off» staafjes.

Al de onderdelen van de voeding worden gemonteerd op de metalen achterzijde van het kastje. De afvlak- en ontkoppelcondensatoren worden langs de binnenzijde en de buizen en stabilisatieweerstanden langs de buitenzijde aangebracht.

Men moet er voor zorgen, dat alle onderdelen zo stevig mogelijk opgesteld staan en dat men korte, stevige verbindingen gebruikt. Merk op dat C6, de trimcondensator met negatieve coëfficiënt, vrij moet opge-

steld worden en niet op het chassis bevestigd om zoveel mogelijk de invloed te ondergaan van de inwendige temperatuur van het kastje en niet van de temperatuur van het chassis.

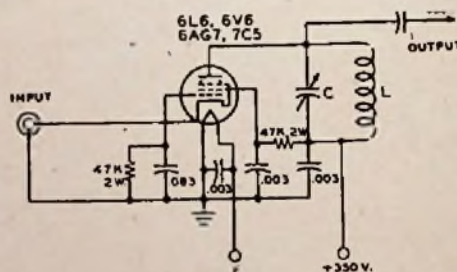


Fig. 17.

VOORGESTELDE KOPPELING TUSSEN VFO EN ZENDER

Al kan men al de aangegeven buizen gebruiken, toch wordt de 6AG7 aanbevolen vermits het remrooster van deze buis kan geard worden, hetgeen de koppeling tussen ingang en uitgang vermindert. Om het grootste uitgangsvermogen te bekomen moet de uitgangskring afgestemd worden in het bereik van 3 tot 4 MHz; toch kan de trap met verminderd uitgangsvermogen als verdubbelaar gebruikt worden.



Fig. 18.

VOORZICHT VAN DE VFO MET ZES BANDEN
De klink voor de seinsleutel is aangebracht in de hoek, beneden links. Bemerkt, dat de afgebeelde afstem-schaal een ouder type is, dat vervangen werd door een schaal van het rekenlineaal-type.

STUURINRICHTING VOOR ZES BANDEN MET DE COLLINS 70E-8 VFO.

De VFO-stuurinrichting, afgebeeld in de figuren 18, 19 en 20, is in staat 10 tot 15 watt af te leveren op de banden van 3,5 - 7 - 14 - 21 - 27,2 en 28 MHz. Een Collins 70E-8 VFO met permeabiliteitsafstemming wordt gebruikt samen met twee vermenigvuldigertrappen met brede afstemming en een 2E26 beam zendetrode in de uitgangstrap. De 2E26 uitgangstrap werkt als versterker op 3,5 en 14 MHz en als verdubbelaar op 7, 21, 27 en 28 MHz. Men beschikt over een ruim stuurvermogen voor het sturen van een triode-eindversterker met 200 tot 400 watt ingangsvermogen en meer dan voldoende stuurvermogen wordt afgeleverd voor het sturen van een paar 4-125A, 4-250A of 813 tot een ingangsvermogen van 1 kilowatt.

DE SCHAKELING.

De Collins 70E-8-oscillator met permeabiliteitsafstemming wordt gevoed met 210 volt, die gestabiliseerd wordt door twee OB-2-spanningsregelbuizen. Deze VFO, die een grondfrequentie heeft op 160 meter, geeft een uitgangsein op alle bovenvermelde banden met een uitstekende stabiliteit en een verwaarloosbare drift. De Collins-oscillator, op de foto's zichtbaar, is van een

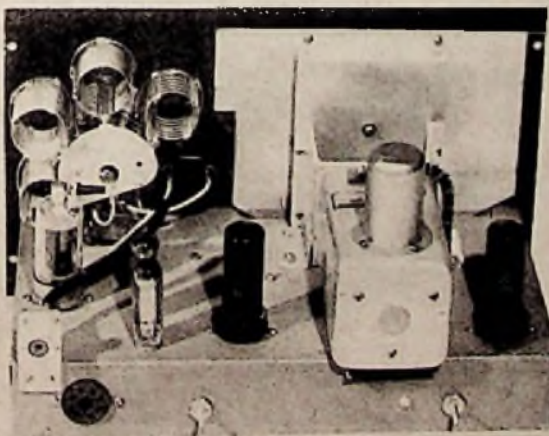


Fig. 19.

BOVENZICHT VAN DE 15 WATT VFO.

ouder model. De nieuwere modellen zijn uitgerust met een verbeterde afstemschaal van het rekenlineaaltype, zoals afgebeeld in de foto van figuur 22.

De 6AG7-versterker-verdubbelaartrap werkt op een breed resonerende spoel L1 met kernafstemming. Bij de eerste regeling van het toestel, stelt men deze spoel in op 3600 kHz. De trap zal dan een praktisch constant vermogen afleveren over een bereik van 3200 tot 4000 kHz. Voor de werking van de 2E26 over dit bereik of als verdubbelaar op het dubbele van deze frequentie, wordt de schakelaar S2 in stand 2 ingesteld.

De tweede 6AG7 werkt hetzij als verdrievoudiger, hetzij als verviervoudiger. Bijgevolg wordt haar uitgangskring afgestemd op ongeveer 10,8 of 14,2 MHz. De trimcondensator heeft een voldoende bereik om L2 op beide bereiken in te stellen. Al is de afstemming van deze kring vrij breed, toch moet men deze trap bijregelen op de bedrijfsfrequentie indien men het maximum uitgangsvermogen van de 2E26-trap wil verkrijgen op frequenties boven 14 MHz.

De 2E26 werkt met een anodespanning van 400 tot 500 volt en de anodestroom van de buis moet beperkt blijven tot 75 mA.

DE UITGANGSKRING.

De afstemkring van de 2E26-trap bestaat uit een B&W BTEL 5 banden-spoeltoren, waarvan een spoel werd weggenomen om plaats te laten voor de Marion 0-100 mA hermetisch verzegelde milliamperemeter van 2 duim doormeter. De gewone spoelen worden gebruikt voor 80, 40 en 20 meter. De 10 meter-spoel werd van de toren weggenomen en verder neemt men een toer af van de 15 meter-spoel. Deze laatste spoel wordt dan gebruikt voor de banden van 15, 11 en 10 meter. Het werd noodzakelijk gevonden de condensator C14 in serie op te nemen in de verbinding van de afstemcondensator C2 naar de spoeltoren om te vermijden dat de meter bij een eventuele vonkenbrug in C2 zou beschadigd worden. Het bijvoegen van deze seriecondensator heeft geen merkbare invloed op de uitgang van de stuurinrichting. Op de achterzijde werd een verbindingsklem voor een coaxiale kabel van het type RG-58/U aangebracht. In de zender moet de coaxiale kabel door een lus gekoppeld worden met de roosterkring van de te sturen trap.

BEDIENINGSKRING.

S1 is de schakelaar, die de standen « uit », « werking » en « afstemming » heeft. In de stand « afstemming » wordt een hoge weerstand in serie geschakeld met de bron van 300 volt voor de beide 6AG7 en het scherm-

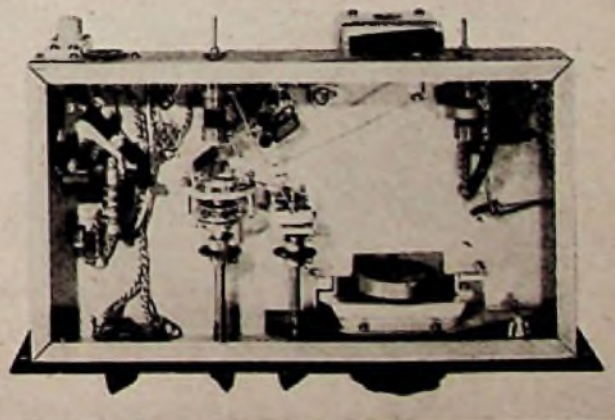


Fig. 20.

ONDERZICHT VAN HET CHASSIS VAN DE VFO.

Bemerkt dat C1 en SW2 in het midden van het chassis opgesteld werden om de verbindingen met de tweede 6AG7 zo kort mogelijk te houden.

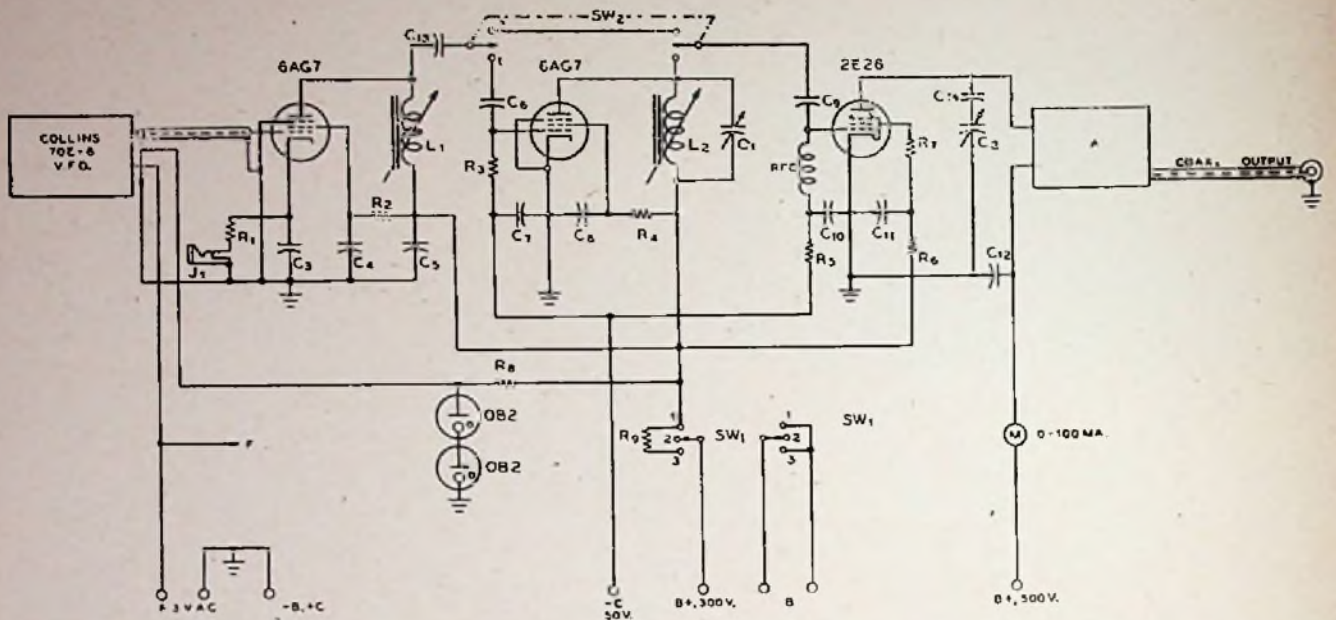


Fig. 21.

SCHEMA VAN DE VFO VOOR ZES BANDEN

- | | |
|---|---|
| C1 — 25 $\mu\mu\text{F}$ APC condensator | R9 — 47k, 2 watt |
| C2 — 50 $\mu\mu\text{F}$ miniatuur draaicondensator | J1 — klink voor de seinsleutel |
| C3, C4, C5 — 3000 $\mu\mu\text{F}$ miniatuur, mica | M — 0-100 d.c. milliamperemeter |
| C6 — 50 $\mu\mu\text{F}$ miniatuur, mica | SW1 — 2 richtingen, 3 standen schakelaar |
| C7, C8 — 3000 $\mu\mu\text{F}$ miniatuur, mica | SW2 — 2 richtingen, 2 standen |
| C9 — 50 $\mu\mu\text{F}$ miniatuur, mica | L1 — XR-50 vorm met één laag vast gewikkeld en 2 toeren op en tweede laag nr. 30 gelakt, plasticlint tussen de lagen. |
| C10, C11, C12 — 3000 $\mu\mu\text{F}$ mica | L2 — 19 toeren nr. 24 gelakt of XR-50 vorm |
| C13 — 50 $\mu\mu\text{F}$ miniatuur, mica | A — spoelentoren, veranderd zoals in de tekst aangegeven. |
| C14 — 3000 $\mu\mu\text{F}$ miniatuur, mica | RFC — HF smoorspoel 2,5 mH, 125 mA |
| R1 — 1000 ohm, 2 watt | B — klemmen in serie met de primaire van de anodespanningstransformator |
| R2 — 47k ohm, 2 watt | SW1 — stand 1 : werking |
| R3 — 100k ohm, $\frac{1}{2}$ watt | stand 2 : uit |
| R4 — 39k ohm, 2 watt | stand 3 : afstemming. |
| R5 — 22k ohm, 2 watt | |
| R6 — 10.000 ohm, 10 watt | |
| R7 — 47 ohm, 2 watt | |
| R8 — 10.000 ohm, 10 watt | |

rooster van de 2E26. Met de schakelaar in deze stand geeft het toestel een voldoende sein om hoorbaar te zijn op de 28 MHz-band. Een vaste voorspanning van



Fig. 22.

VOORZICHT VAN DE COLLINS VERSIE VAN DE 80 METER VFO

De afbeelding toont het nieuwe schaaltype van de 70E-8 VFO, die eveneens gebruikt wordt in een VFO-toestel voor zes banden, beschreven in dit hoofdstuk.

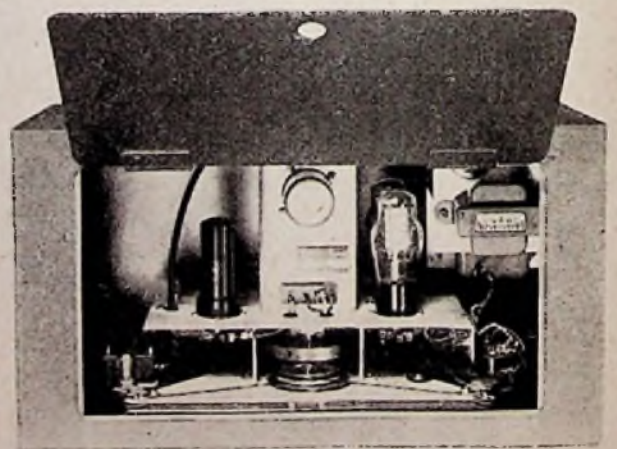


Fig. 23.

BINNENZICHT IN DE KAST VAN DE 80 METER VFO

De 6AG7 tussentrap-vermenigvuldiger is opgesteld aan de ene zijde van de oscillator en de VR buizen aan de andere zijde.

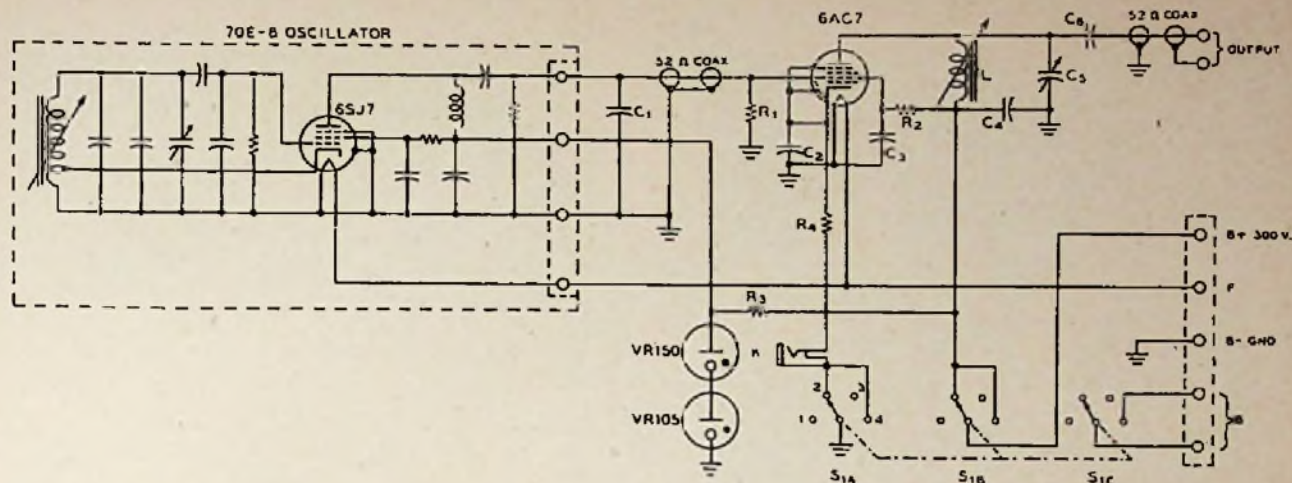


Fig. 24.

SCHEMA VAN DE 80 METER VFO.

- C1 — 50 $\mu\mu\text{F}$ miniatuur, mica
- C2, C3, C4 — 10.000 $\mu\mu\text{F}$ 600 volt, papier
- C5 — 100 $\mu\mu\text{F}$ miniatuur draaicondensator
- C6 150 $\mu\mu\text{F}$ miniatuur, mica
- R1 — 22.000 ohm, $\frac{1}{2}$ watt
- R2 — 47.000 ohm, $\frac{1}{2}$ watt
- R3 — 2200 ohm, 1 watt
- R4 — 1000 $\frac{1}{2}$ watt
- K — sleutelklink

- L — spoel van 15 μH ; 34 toeren nr. 24 gelakt op vorm van 3/4 duim of 36 toeren nr. 26 gelakt op XR-50 vorm met kernafstemming.
- S1 — 3 richtingen, 4 standen
stand 1 : uit
stand 2 : VFO (alleen) aan
stand 3 : wachtstand
stand 4 : zend
- B — klemmen voor verbinding met de algemene bedieningsrelais

50 volt wordt gebruikt op het rooster van de tweede verdubbelaar 6AG7 en de 2E26-eindtrap. Dit laat toe de kathode van de eerste 6AG7 te sleutelen, terwijl de oscillator kan blijven werken, hetgeen beter is voor de stabiliteit. Indien men een zeer korte afgeschermde verbinding aanlegt tussen de oscillator en het rooster van de eerste 6AG7, dan is het sein van de oscillator met open seinsleutel op de ontvanger voldoende klein om niet te hinderen.

digd een spanning van ongeveer 80 volt eff. over een weerstand van 40.000 verbonden over een coaxiale kabel van 5 voet lang, gekoppeld met de uitgang van de 6AG7. Deze uitgang volstaat om de kristaltrap van de zender te sturen in plaats van de sturing door het kristal of om een 807 te sturen als verdubbelaar of als versterker. Een versie van deze stuurinrichting, die het type nummer Collins 310-C2 draagt, wordt afgebeeld in de figuren 22 en 23.

3,5 MHz VFO MET COLLINS 70E-8.

Figuur 24 toont het schema van een eenvoudige stuurtrap met uitgang op de 80 meter-band, waarin een Collins 70E-8-oscillator met permeabiliteitsafstemming als VFO gebruikt wordt. Het toestel heeft een enkele 6AG7 als tussentrap-verdubbelaar, waarvan de anodekring afgestemd is op een frequentie, die het dubbele bedraagt van de stuurfrequentie uit de oscillator. Uit de uitgangsbuis verkrijgt men een uitgangsvermogen van ongeveer 0,2 watt over een frequentiebereik van 3,2 tot 4 MHz. Dit uitgangsvermogen vertegenwoor-

Het is van belang een coaxiale lijn te gebruiken om de uitgang van de 6AG7 te koppelen met de roosterkring van de volgende versterker, indien men de restgolf, die aanwezig is bij open seinsleutel, tot een mini-

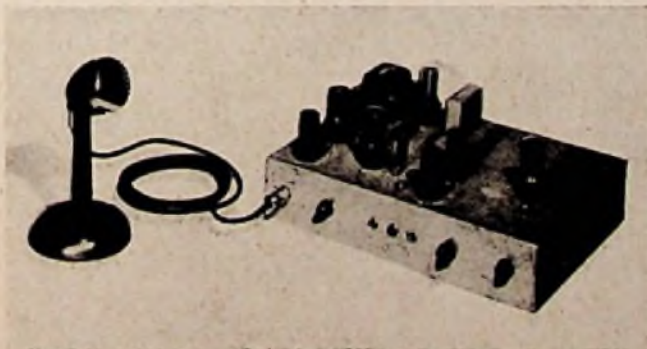


Fig. 25.

ALGEMEEN ZICHT OP DE STUUR-INRICHTING VOOR NB-FM

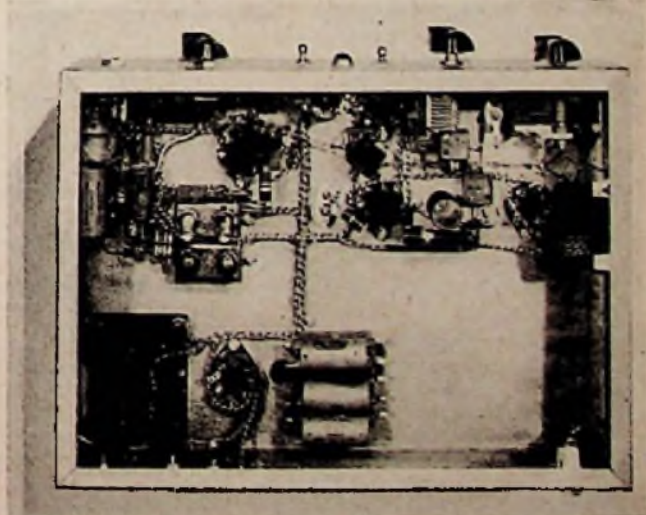


Fig. 26.

ONDERZICHT VAN HET CHASSIS VAN HET NB-FM STUURTOESTEL

Zoals men uit de foto zien kan is het mogelijk het toestel op een kleiner chassis te bouwen.

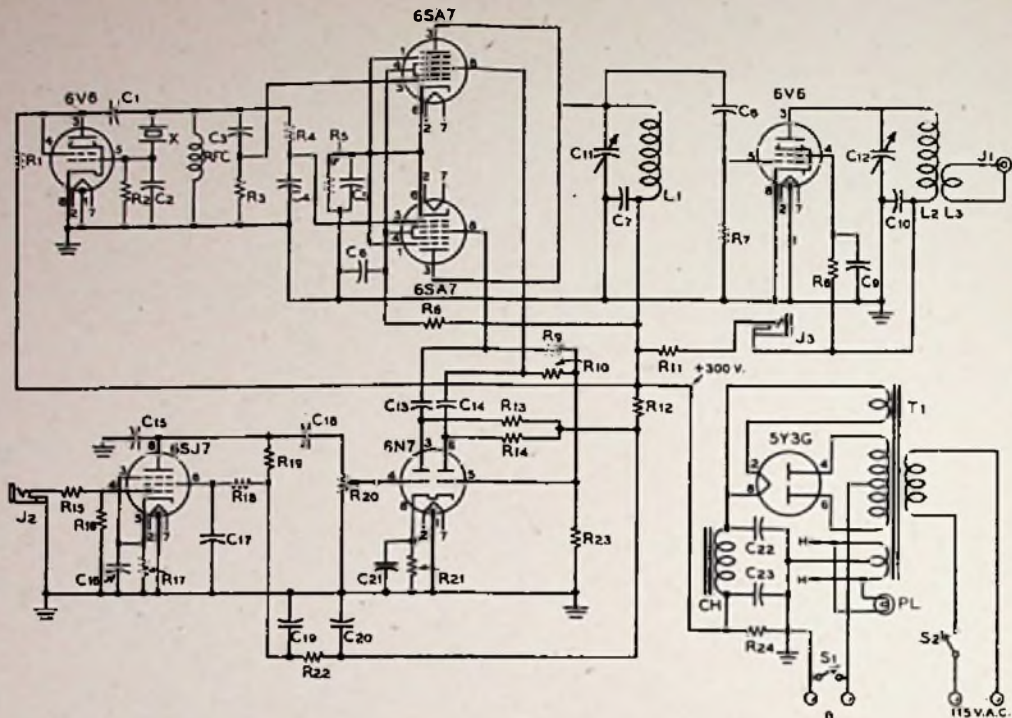


Fig. 27.

SCHEMA VAN DE FM STUURINRICHTING

- C1 — 2000 μF miniatuur, mica
 C2 — 50 μF miniatuur, mica
 C3, C4 — 100 μF miniatuur, mica
 C5, C6, C7, C8, C9, C10 — 2000 μF miniatuur, mica
 C11 — 140 μF miniatuur draaicondensator
 C12 — 100 μF miniatuur draaicondensator
 C13, C14 — 0,05 μF
 C15 — 500 μF miniatuur, mica
 C16 — 25 μF 25 volt, electr.
 C17 — 0,25 μF 400 volt, papier
 C18 — 3000 μF miniatuur, mica
 C19, C20 — 8 μF 450 volt, electr.
 C21 — 25 μF 25 volt, electr.
 C22, C23 — 10 μF 450 volt, electr.
 R1 — 22.000 ohm, 2 watt
 R2 — 47.000 ohm, $\frac{1}{2}$ watt
 R3, R4 — 470 ohm, 2 watt
 R5 — 100 ohm, 2 watt
 R6 — 10.000 ohm, 10 watt
 R7 — 100.000 ohm, 2 watt
 R8 — 47.000 ohm, 2 watt
 R9, R10 — 220.000ohm, $\frac{1}{2}$ watt
 R11 — 100 ohm, 2 watt
 R12 — 4700 ohm, 2 watt
 R13, R14 — 47.000 ohm, 2 watt
 R15 — 470.000 ohm, $\frac{1}{2}$ watt
 R16 — 470.000 ohm, $\frac{1}{2}$ watt
 R17 — 1000 ohm, $\frac{1}{2}$ watt
 R18 — 1 megohm, $\frac{1}{2}$ watt
 R19 — 220.000 ohm, $\frac{1}{2}$ watt
 R20 — 500.000 ohm, potentiometer
 R21 — 1800 ohm, 2 watt
 R22 — 22.000 ohm, 2 watt
 R23 — 100.000 ohm, $\frac{1}{2}$ watt
 X — kristal - zie tekst voor de frequenties
 RFC — HF-smoorspoel, 2,5 mH, 125 mA
 L1 — 42 toeren nr. 24 gelakt vast gewikkeld op vorm van $\frac{3}{4}$ duim.
 L2 — 30 toeren nr. 20 gelakt vast gewikkeld op $\frac{3}{4}$ duim bakelieten buis.
 L3 — lus van 5 toeren rond het onderste deel van L2
 T1 — 2 \times 300 volt 55 mA, 5 volt 2 A, 6,3 volt 2,7 A
 CH — afvlakmoorspoel van 13 H onder 65 mA
 S1, S2 — enkele schakelaars
 B — verbindingsklemmen voor de uitwendige bediening.

mum beperkt. Een lengte van vijf voet heeft bewezen vrij voldoende te zijn, al zal het gebruik van een kortere lijn een grotere sturing op de volgende trap leveren.

In zekere gevallen, wanneer de kabel rechtstreeks verbonden wordt met de kristalhouder van een kristaloscilatortrap, kan deze als TPTG-schakeling oscilleren. Door het opnemen van een kleine condensator van 10 of 20 μF in serie tussen de inwendige geleider van de coaxiale kabel en de kristalhouder kan deze oscillatie in de meeste gevallen verholpen worden. De HF-uitgang van de stuurinrichting zal hierdoor wel iets afnemen, doch ruim genoeg blijven om alle gewone kristaloscilatortrappen te sturen.

In de foto van figuur 23 kan men zien dat de tussentrap-verdubbelaar gemonteerd is op een aluminiumplaat, die vóór de oscillatorafscherming is aangebracht. Om deze plaat aan te brengen moet men de afstem-

schaal van het oscillatorstel losmaken. Is dit werkje uitgevoerd en is de plaat definitief aangebracht, dan is het best de ijking van de VFO te testen op het sein van WWV op 15 MHz. Om de oscillator opnieuw te ijken volstaat het een gewone bedrijfsontvanger af te stemmen op 15 MHz en de schaal van de 70E-8 in te stellen op 15 MHz. Met behulp van de soepele koppeling regelt men dan de afstemstaaf van de oscillator, die gelegen is tussen het paneel en de monterplaat, tot men een nul-zwevingstoon verkrijgt tussen de uitgang van de oscillator en WWV. Na het nauwkeurig herijken wordt de soepele koppeling terug vastgezet.

Het stuurtoestel wordt gesleuteld in de tussentrap. Het sleutelsysteem heeft bewezen voldoende te schenken met de gegeven waarden der onderdelen van figuur 24, al kan men een nog zachter sleutelen bekomen door een HF-smoorspoel van 2,5 mA aan te brengen in serie met de weerstand van 1000 ohm in de kathode van de GAG7.

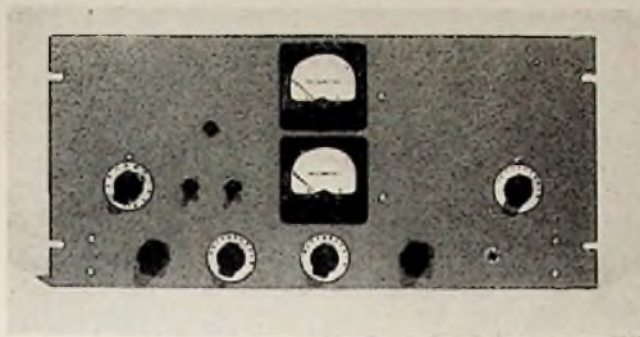


Fig. 28.
VOORZICHT VAN DE HK57
STUURINRICHTING-ZENDER

STUURINRICHTING VOOR NB-FM.

Men heeft moeilijkheden gehad met verscheidene typen stuurinrichtingen voor NB-FM als gevolg van het feit dat de regeling van een of meer kringen ervan critiek is om een degelijke werking te verkrijgen. In sommige gevallen is er slechts een zeer smal bereik van de afstemming van de stuurinrichting, die een behoorlijke uitwijking zonder vervorming zal geven. De eenvoudige stuurinrichting, afgebeeld in de figuren 25 en 26 en waarvan het schema gegeven wordt in figuur 27, is zeer gemakkelijk af te stemmen, daar er geen critieke regelingen zijn. Het volstaat het kristal, waarvan de harmonische in de gewenste band valt, in de houder te steken en C11 en C12 op de resonantie in te stellen. De kring, die door C11 afgestemd wordt, wordt ingesteld op de werkingsfrequentie van het kristal en de 6V6-trap werkt als verdubbelaar; bijgevolg wordt deze trap geregeld op de tweede harmonische. Kristallen in de buurt van 2200 kHz of 3300 kHz worden gebruikt voor FM in de 50 MHz-band en kristallen in de buurt van 3650 voor FM in de 29 MHz-band. Het kristal moet een frequentie van ongeveer 3400 kHz hebben voor de FM-band van 11 meter.

DE SCHAKELING.

De werking van de gebruikte schakeling werd besproken in hoofdstuk 7. Het volstaat hier dus te zeggen dat C3-R3 en C4-R4 dienen als fazescheidingsnet om de roosters van de twee 6SA7 met een fazeverschil van 90 tot 135 graden te sturen. De 6N7 faze-omkeerbuis in de LF-versterker levert een gedefazeerde LF-spanning op de seinroosters van de 6SA7-buizen. De faze van het uitgangsein wordt afwisselend vervoegd of vertraagd, naargelang het LF-sein op de twee 6SA7 van polariteit wisselt. De 6V6-trap werkt enkel als vermenigvuldigende versterker. De voorversterker met twee trappen is zeer eenvoudig van ontwerp en heeft een dalende karakteristiek op frequenties boven ongeveer 1000 Hz om de stijgende LF-karakteristiek van de fazemodulatiekering te compenseren. De uitgang van de 6V6-verdubbelaartrap wordt op een klem voor coaxiale kabel gevoerd en wordt verbonden met een der vermenigvuldigertrappen van de zender. Het toestel werd gebouwd op een chassis dat veel groter is dan noodzakelijk. Een chassis met ongeveer de helft der totale afmetingen zou nog ruim voldoende plaats bieden voor alle onderdelen. Moest men alle buizen vervangen door hun equivalent type in de miniaturreeks, dan zou heel het toestel kunnen gebouwd worden op een chassis van niet meer dan ongeveer 4 x 8 x 3 duim. In dit geval vervangt men de 6V6 door de 6AQ5, de 6SA7 door de 6BE6, de 6SJ7 door de 6AU6 en de 6N7 door de 6J6. Dergelijk toestel zou uitstekend geschikt zijn als eerste deel van een mobiele FM-zender. In dat geval zal de voedingsinrichting waarschijnlijk vervangen worden door een vibratorvoeding. Wil men het gehele toestel in

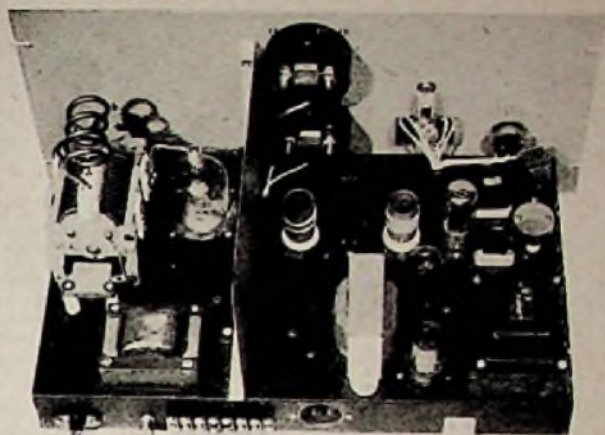


Fig. 29.
ACHTERZICHT VAN DE 150 WATT
STUURINRICHTING-ZENDER
De spoelen voor 50 MHz staan in de zender. Het verticale scherm, links van de meters, dient als afscherming en tevens als versteriging van het chassis.

miniatur uitvoering op a.c. laten werken, dan kan men de 5Y3-GT vervangen door de 6X4 en de gloeidraad van deze buis voeden op de 6,3-wikkeling van de transformator.

SPOELENTABEL

HK57 Stuurinrichting-Zender	
Roosterspoelen	Alle roosterspoelen worden gewikkeld op vormen van 1 duim.
3,5 MHz	28 toeren nr. 20 gelakt vast gewikkeld
7 MHz	14 toeren nr. 20 gelakt over 1 duim
14 en 21 MHz	11 toeren nr. 20 gelakt over 5/8 duim
28 MHz	5 toeren nr. 14 bloot over 3/4 duim
50 MHz	2 1/8 toer nr. 14 bloot over 3/4 duim
Anodespoelen	
3,5 MHz	23 toeren nr. 14 gelakt vast gewikkeld op vorm van 1 7/8 duim. Lus: 5 toeren nr. 14 vast gewikkeld op het gearde einde.
7 MHz	14 toeren nr. 14 gelakt over 2 duim op vorm van 1 7/8 duim. Lus: 5 toeren vast gewikkeld op het gearde einde.
14 MHz	8 toeren nr. 12 gelakt over 1 1/2 duim op vorm van 1 7/8 duim. Lus: 3 toeren nr. 14 aan het koude einde.
21 en 28 MHz	7 t. 3/16" holle koperen geleider op 1 1/4 inwendige doormeter over 2 1/2 duim aan de top. Lus: 2 toeren nr. 12 gelakt overtrokken met isoleerkous voor hoge spanning op 1/4 boven de anodespoel.
50 MHz	4 t. 3/16" holle koperen geleider op inwendige diameter van 1 duim over 2 1/4 duim aan de top. Lus: 1 toer nr. 12 gelakt, overtrokken met isoleerkous voor hoge spanning op 1/4 duim boven de anodespoel.

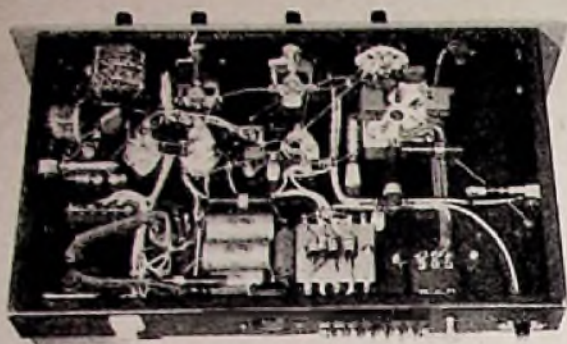


Fig. 30

ONDERZICHT VAN HET CHASSIS

Merk op dat de aardleiding volledig rond de houder van de RK57 werd gelegd. Afzonderlijke ontkoppelcondensatoren werden van de gloeidraadpennen, het schermrooster en het remrooster van de eindversterkerbuis naar deze aardverbinding gelegd.

150 WATT ZENDER-STUURINRICHTING VOOR ALLE BANDEN.

Het toestel, afgebeeld in de figuren 28, 29 en 30, werd ontworpen als stuurinrichting voor een zender van een kilowatt, uitgerust met trioden. Proeven hebben bewezen, dat het in staat is op de 50 MHz-band de maximum nominale roosterstroom van 200 mA af te leveren bij de nominale voorspanning voor AM-telefoonwerk op een balansversterker met 250 TH, die beschreven wordt in hoofdstuk 16. Op de lagere banden tot 3,5 MHz is een nog grotere reserve aan stuurvermogen beschikbaar. Deze proeven werden uitgevoerd met 1250 volt onder 150 mA op de HK57 van de eindversterkertrap.

Daar de bronnen voor de lagere anodespanningen en voor de voorspanning ingebouwd zijn, volstaat het van een uitwendige bron de 1250 volt onder 150 mA aan te voeren om een zender te hebben, in staat een ingangsvermogen op alle amateurbanden van 3,5 tot 54 MHz af te leveren. Een inwendige sleutelkring is voorzien voor het gebruik als telegrafiezender. Voor AM-telefonie kan men een modulator van 100 watt in serie schakelen in de verbinding der positieve hoogspanning voor de anode van de HK57.

DE SCHAKELING.

Een beam-tetrode 7C5 wordt gebruikt als Colpitts-kristaloscillator met hete kathode; in de anode ervan gebruikt men uitwisselbare spoelen. Deze anode-afstemkring kan afgestemd worden op de grondfrequentie van het kristal op de tweede, derde, of vierde harmonische ervan. De spanning op de 7C5-trap wordt geregeld door potentiometer R3 om te dienen als regeling van de sturing voor het rooster van de eindversterkertrap. Merk op dat de weerstanden R2 en R4 in serie met de potentiometer geplaatst werden, om te vermijden dat de spanning zou verminderd worden tot een punt, waarop de kristalstroom overdreven zou zijn. In het toestel zijn schakelstanden voor 5 standaard kristallen voorzien. In de zesde stand van S2 wordt het rooster van de 7C5 aan de aarde gelegd en de sturing van een uitwendige VFO verbonden in de kathode van de 7C5. De uitgangskring van deze trap mag afgestemd worden op de stuurfrequentie uit de VFO of op de tweede, de derde, of de vierde harmonische van de stuurfrequentie.

In de 6L6-vermenigvuldigertrap gebruikt men eveneens uitwisselbare spoelen. In feite gebruikt men dezelfde spoelen voor de anode van de 7C5 en in de anode van de 6L6, naargelang de gewenste bedrijfsband en de frequentie van het gebruikte kristal. Deze trap wordt normaal gebruikt op de 28 MHz en 56 MHz-

banden en mag desgewenst gebruikt worden wanneer men op andere banden werkt met een LF-kristal. Een vaste minimum-voorspanning wordt gebruikt op het rooster van de 6L6-trap, zodat de anodestroom op deze trap afgesneden wordt, wanneer S1 in een stand staat, waarop de sturing van de 7C5 rechtstreeks aan het rooster van de HK57 afgeleverd wordt.

De HK57-trap wordt als versterker gebruikt op alle banden tot 54 MHz. Een inrichting werd voorzien om deze buis in het remrooster te sleutelen. De volle uitgangsspanning van de voorspanningsbron, uitgerust met een 6X5GT, wordt op het remrooster van de HK57 toegepast, wanneer de sleutel open is. Voor AM-telefonie worden de uitwendige klemmen voor de sleutel aan de achterzijde van het chassis kortgesloten. Twee ontkoppelcondensatoren worden gebruikt in het schermrooster en in het remrooster van de HK57 om een minimum zelfinductie in deze ontkoppelingen te verkrijgen. Uitwisselbare spoelen, gewikkeld op Millen nr. 44001-spoelvormen, worden gebruikt in de anode van de HK57 op alle banden. De gegevens voor het wikkelen van deze spoelen vindt men in de spoelentabel. De ontkoppelcondensatoren over de milliamperemeters in rooster en anode werden noodzakelijk bevonden voor de degelijke werking van het toestel. Merk op, dat verbindingen van beide zijden van de anode-afstemcondensator naar de klemmen van de spoelhouder gevoerd worden. Dit moet gedaan worden om de zelfinductie van de verbindingen van de afstemkring te verminderen zodat de spoel behoorlijk op de 50MHz-band kan afgestemd worden met de meeste zelfinductie in de spoel en niet in de verbindingen van de afstemcondensator.

Mits het aanbrengen van enkele wijzigingen is het mogelijk een van de nieuwe 4-65A beam-tetroden te gebruiken in de eindversterkertrap van deze stuurinrichting-zender. T2 moet vervangen worden om 6 volt te leveren onder 3,5 ampere in plaats van 5 volt onder 5 ampere, zoals voor de HK57. Daar de 4-65A een tetrode is en geen pentode, is het onmogelijk in het remrooster te sleutelen. Indien men echter het schermrooster van de 4-65A voedt door een beveiligingsweerstand van 2000 ohm uit de ingebouwde 300 volt-voedingsbron, dan kan men roosterblokkeringssleuteling toepassen met dezelfde schakeling als voor het sleutelen in het remrooster voor de HK57. Bij het testen van de zender, opgesteld zoals in het schema aangeduid, werd geen neiging tot storende oscillaties waargenomen.

VOEDING.

Voor het gemak van de werking werden in het toestel een voedingsbron van 300 volt, 100 mA en een voorspanningsbron van 350 volt ingebouwd. Op het voorpaneel werd een schakelaar voor de anodespanning aangebracht. Op de achterzijde van het chassis werden eveneens klemmen voorzien voor een uitwendige bediening van de anodespanning op de stuurinrichting door middel van een uitwendige schakelaar of door de algemene relais voor de bediening van de zender-anodespanning, indien het toestel gebruikt wordt als onderdeel van een grotere zender.

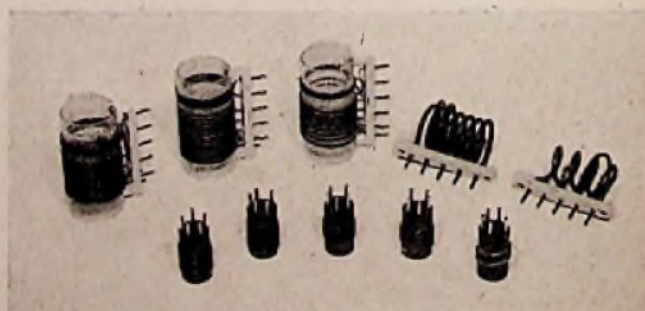


Fig. 31.
VOLLEDIG SPOELSTEL VOOR DE
HK57 ZENDER.

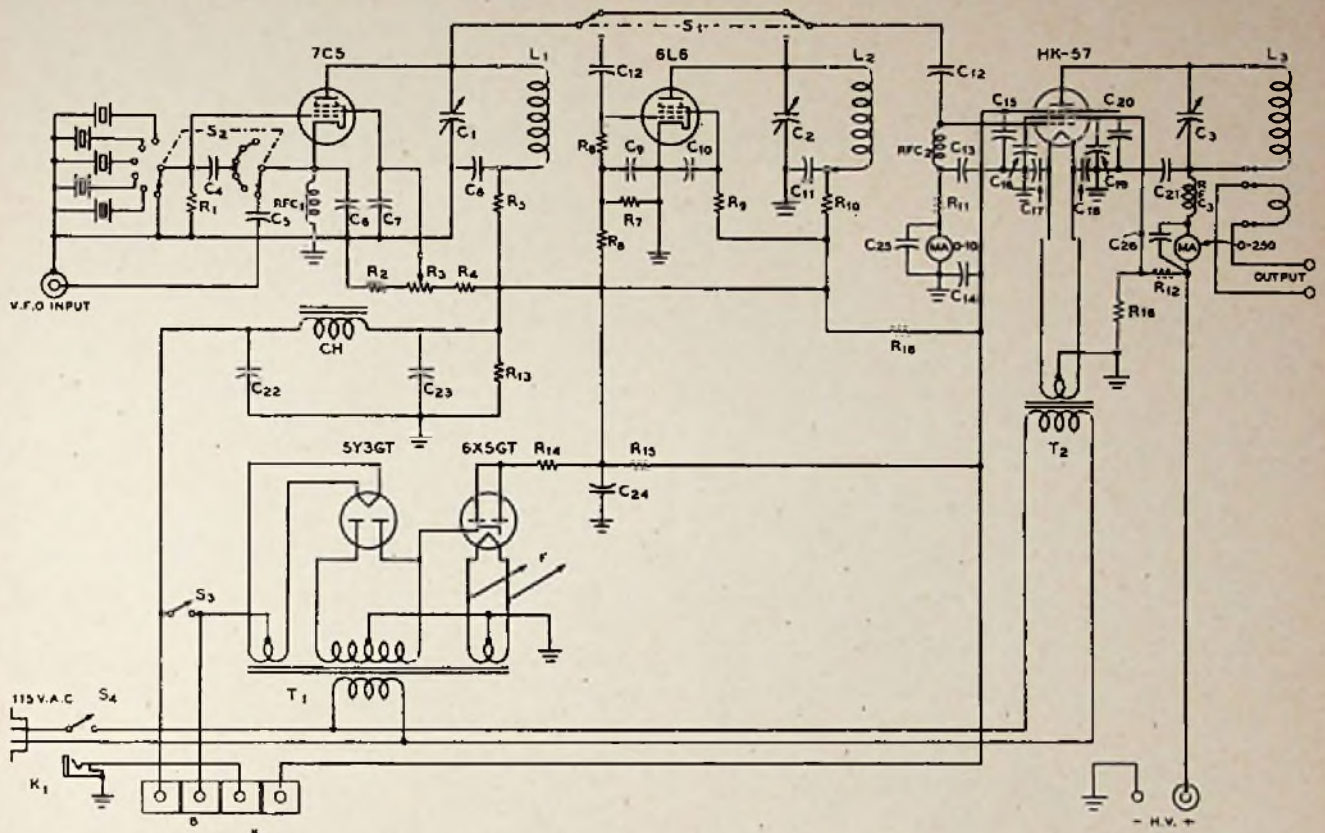


Fig. 32.

SCHEMA VAN DE 150 WATT
STUURINRICHTING-ZENDER

C1 — 140 $\mu\mu\text{F}$ draaicondensator
 C2 — 50 $\mu\mu\text{F}$ draaicondensator
 C3 — 100 $\mu\mu\text{F}$ draaicondensator met 0,077 duim
 plaatafstand
 C4 — 100 $\mu\mu\text{F}$ ceramiek
 C5 — 3000 $\mu\mu\text{F}$ miniatuur, mica
 C6 — 100 $\mu\mu\text{F}$ miniatuur, mica
 C7, C8, C9, C10, C11 — 3000 $\mu\mu\text{F}$ mica
 C12 — 50 $\mu\mu\text{F}$ miniatuur, mica
 C13 — 3000 $\mu\mu\text{F}$ 500 volt, mica
 C14 — 0,01 μF 600 volt, papier
 C15, C16, C17, C18, C19, C20 — 3000 $\mu\mu\text{F}$ 500 volt, mica
 C21 — 2000 $\mu\mu\text{F}$ 2500 volt, mica
 C22, C23, C24 — F μF 450 volt electr.
 C25, C26 — 3000 $\mu\mu\text{F}$ 500 volt mica
 R1 — 100.000 ohm, $\frac{1}{2}$ watt.
 R2 — 22.000 ohm, 2 watt
 R3 — 50.000 ohm, potentiometer
 R4 — 39.000 ohm, 2 watt
 R5 — 100 ohm, 2 watt
 R6 — 100.000 ohm, 2 watt

R7 — 22.000 ohm, 2 watt
 R8 — 63.000 ohm, 2 watt
 R9 — 39.000 ohm, 2 watt
 R10 — 100 ohm, 2 watt
 R11 — 8200 ohm, 2 watt
 R12 — 50.000 ohm, 20 watt
 R13 — 50.000 ohm, 20 watt
 R14 — 5000 ohm, 10 watt
 R15 — 50.000 ohm, 20 watt
 RFC1, RFC2 — HF-smoorspoel 1 mH, 250 mA
 RFC3 — HF-smoorspoel, 1 mH, 300 mA
 S1 — 2 richtingen, 2 standen, ceramiek
 S2 — 2 richtingen, 6 standen
 S3, S4 — enkele schakelaar, tumblertype
 T1 — 2 \times 350 volt 120 mA ; 5 volt 3 A ; 6,3 volt 4,7 A
 T2 — 5 volt 6 A
 CH — 10,5 H, 110 mA afvlaksmoorspoel
 K1 — klink voor seinsleutel
 K2 — klemmen voor uitwendige verbinding van de
 seinsleutel
 Spoelen : zie tabel.

HF-Vermogenversterkers

De HF-vermogenversterkers, in dit hoofdstuk beschreven, zijn voorbeelden van deze, die min of meer standaardtypen geworden zijn voor frequenties tot 30 of 50 MHz en voor vermogens van 125 watt tot 1 kilowatt. Op frequenties boven 30 of 50 MHz worden bijzondere vraagstukken gesteld en om deze reden worden zenders voor hogere frequenties afzonderlijk besproken in hoofdstuk 17.

De meeste van de hier besproken versterkers zijn van het balansstype omwille van de betrekkelijk superioriteit van de balansschakeling over de gewone triodeversterkertrap op de hogere frequenties. De versterker met enkele uitgang vindt de meeste toepassingen in versterkers met laag vermogen en vermenigvuldigertrappen, in de tetrode-versterkers, waarvan een voorbeeld met bandomschakeling in de volgende bladzijden gegeven worden en in versterkers met geaard rooster en met geaarde anode.

STANDAARD BALANSVERSTERKER MET TRIODEN.

Figuur 1 toont een standaardschakeling van een balansversterker. Al ontmoet men soms varianten in de wijze van aanvoeren van anode- en gloeispanningen en van het verkrijgen van de roostervoorspanning, toch blijft de basisschakeling dezelfde voor alle versterkers. Alle balansversterkers uit dit hoofdstuk volgen deze grondschakeling met slechts kleine varianten, die aangestipt worden in de beschrijving van de afzonderlijke versterkers.

GLOEIDRAADVOEDING.

De gloeitransformator voor de versterker kan rechtstreeks op het chassis aangebracht worden ofwel opgenomen worden in de voedingsinrichting, indien men daarbij rekening houdt met de spanningsval in de verbindingen. Deze spanningsval kan ernstige waarden bereiken, wanneer men versterkerbuizen gebruikt met lage gloeispanning en hoge gloeistromen. In ieder geval moet de gloeispanning juist de aangegeven waarde hebben, gemeten aan de klemmen van de houder. Vaak zal het nuttig zijn een gloeistransformator met aftakkingen te gebruiken om de gloeispanning te regelen. Wanneer men te kiezen heeft tussen een weinig hogere en een weinig lagere spanning, dan is het beter de hogere te nemen. Moet de versterkerbuis overbelast worden, dan zal een iets te hoge gloeispanning de levensduur van de buis verlengen.

ANODEVOEDING.

De serievoeding van de anode, zoals in figuur 1, is de meest doeltreffende methode voor balanstrappen. Deze voedingswijze brengt natuurlijk de hoge spanning op de anodespoel, doch daar de HF-spanning op zichzelf reeds een voldoende reden vormt om de spoel tegen een toevallige aanraking met het lichaam te beveiligen, hoeft men geen bijkomende voorzorgsmaatregelen meer te nemen bij het gebruik van serievoeding.

De isolatie van de anodevoedingskring moet aangepast zijn aan de gebruikte spanning. In trappen voor telegrafie en voor roostermodulatie moet de isolatie van de HF-smoorspoel en van de bedrading in staat zijn te weerstaan aan spanningen, die minstens even

hoog zijn als de anodespanning. Bij het gebruik van anodemodulatie moet de isolatie berekend zijn op minstens het dubbele van de anodespanning. Wordt de meter opgenomen in de positieve leiding, dan moet ook hier een effectieve isolatie aanwezig zijn tussen het mechanisme en het omhulsel.

ROOSTERVOORSpanNING.

De aanbevolen methode voor het verkrijgen van de voorspanning bij telefonie of anodemodulatie is het aanbrengen van een vaste spanning, die juist hoog genoeg is om de buis te beveiligen bij een eventueel uitvallen

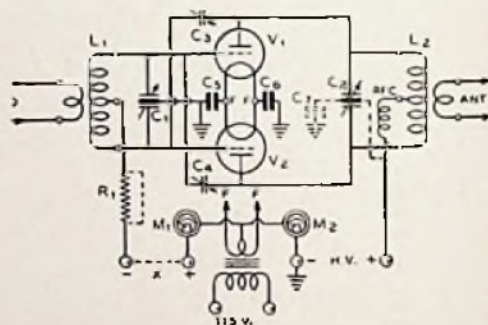


Fig. 1.

STANDAARD SCHAKELING VAN EEN OF BALANSVERSTERKER

De mechanische opstelling moet symmetrisch en ook de koppeling van de uitgang moet in evenwicht zijn. Wenst men de versterkertrap in hoofdzaak met een vaste voorspanning te laten werken, dan kan men voor R1 een draadgewikkelde weerstand van 200 ohm, 10 watt nemen.

- C1 — Ongeveer 1 μmF per meter golflengte en per sectie.
- C2 — Raadpleeg de tabellen voor de anode-afstemcondensatoren uit hoofdstuk 5.
- C3, C4 — De maximum bruikbare capaciteit moet groter zijn en de minimum capaciteit kleiner dan de nominale rooster-anode capaciteit van de gebruikte buizen. De plaatafstand moet 50 % meer bedragen dan deze van C2.
- C5, C6 — 2000 μmF of groter, mica
- C7 — 1000 tot 6000 μmF mica, naargelang de bedrijfsvoorwaarden van de versterker en de karakteristieken van de modulatietransformator indien de trap in de anode gemoduleerd wordt.
- R1 — Een derwijze gekozen waarde, dat de normale nominale roosterstroom de nominale rooster-voorspanning zal geven (met inbegrip van de vaste voorspanning). Het vermogen is gelijk aan I^2R .
- RFC — HF smoorspoel voor alle banden geschikt voor de anodestroom van de buizen.
- T1 — Gloeitransformator met gepaste spanning en stroom. Een transformator met aftakking op de primaire is wenselijk wanneer hij op een zekere afstand van de versterker wordt opgesteld.
- M1, M2 — Geschikte d.c. meters voor de anode- en roosterstromen.
- D = HF sturing
- X = vaste voorspanning

van de sturing en het verkrijgen van het overige roosterlek. Het roosterlek mag echter rechtstreeks naar de gloeidraadkring afgevoerd worden, indien men een overbelastingsrelais in de anodekring opneemt en zo instelt, dat de stroom onmiddellijk afgesneden wordt, wanneer de sturing wegvalt. Bij roostermodulatie dient alle roostervoorspanning uit een vaste bron verkregen; hierdoor wordt de roosterlekvoorspanning in dit bedrijfstype onbruikbaar.

Het roosterlek R1 dient effectief als HF-smoorspel in de roosterkring vermits de er op aangebrachte HF-spanning zeer klein is; er moet dus geen HF-smoorspel ingeschakeld worden bij gebruik van een roosterlek.

METINGEN.

In figuur 1 zal men opmerken dat M2 is opgenomen tussen de negatieve leiding en de gloeidraadafvoer in plaats van in de verbinding van de positieve anodespanning. Dit is een veiligheidsmaatregel. Bij de schakeling uit het schema zal M2 alleen de anodestroom aanduiden wanneer M1 verbonden wordt naar de «hete» zijde van M2 in plaats van naar de negatieve anodeleiding. Bij gebruik van een vaste voorspanning vergt dit een bijkomende uitwendige verbinding, daar de positieve zijde van de voorspanningsvoeding in deze omstandigheden niet met de negatieve anodespanning kan verbonden worden zonder een kortsluiting te maken over M2. Wanneer het wenselijk is een gemeenschappelijke voorspanningsbron te gebruiken voor meer dan één trap met de anodestroommeter in de kathodekring, kan men de eenvoudige schakeling gebruiken, beschreven in hoofdstuk 19.

Voor het meten van de stroom in de gloeidraadafvoer van buizen van het gloeidraadtype is het noodzakelijk, dat de trap hetzij een afzonderlijke voedingsbron heeft, hetzij een gloeispanningbron, die niet gebruikt wordt om een andere buis van het gloeidraadtype te voeden (buisen van het kathodetype mogen uit dezelfde gloeispanningsbron gevoed worden). Is aan deze vereiste niet voldaan, dan zal de meter een aanduiding van de stroom in meer dan een trap geven. Desgewenst kan men de afzonderlijke meters uit figuur 1 vervangen door klinken of door een meteromschakeling.

ANODEKRING.

In de schakeling van figuur 1 werd de rotor van de anode-afstemcondensator niet geaard. Dit laat toe een condensator met kleinere plaatafstanden te gebruiken, daar er over de condensator geen d.c.-spanning optreedt. Met een niet-geaarde rotor is het noodzakelijk dat de versterker in fysisch opzicht symmetrisch is en dat de koppeling met de uitwendige belasting eveneens symmetrisch is. Daar de rotor op een hoog d.c.-potentiaal zal komen indien er in de condensator een vonkenbrug moest ontstaan, verdient het aanbeveling een geïsoleerde koppeling tussen de as en de afstemknop te gebruiken.

In zekere gevallen zal het moeilijk zijn, een gelijke belasting (gewoonlijk aangeduid door de anodetemperatuur in buizen met metalen anode) op de twee buizen van de balansversterker te bekomen. Indien men zeker is dat elke buis dezelfde hoeveelheid stuurvermogen krijgt, kan het mogelijk zijn het evenwicht der belasting te verbeteren door de rotor van de afstemcondensator in de anodekring te ontkoppelen naar de aarde. Moet de trap in de anode gemoduleerd worden, dan is het wenselijk de rotor van de afstemcondensator te verbinden met de gemoduleerde hoogspanning, hetzij rechtstreeks, hetzij door een koolweerstand van 25.000 tot 50.000 ohm, 2 watt. In dit laatste geval moet de waarde van de weerstand laag genoeg gekozen worden zodat op de hoogste door te geven LF, de reactantie van de ontkoppelcondensator ongeveer gelijk is aan de waarde van de serieweerstand. Is de rotor rechtstreeks met de gemoduleerde anodespanning verbonden, dan is de ontkoppelcondensator effectief over de uitgang van de modulator geschakeld en kan men hem beschouwen als een deel van de schakeling (soms «uitgebouwde»

transformator genoemd), om de hogere frequenties af te snijden; deze schakeling werd in hoofdstuk 6 besproken. Wanneer men wenst een HF-balansversterker voor klas C met zeer hoog anoderendement te doen werken, dan kan men een lichte verbetering van het totale rendement bekomen door de rotor van de afstemcondensator in de anode naar de aarde te ontkoppelen.

De anodespoelen voor versterkers met middelmatig en groot vermogen kunnen gewikkeld worden in blote of gelakte koperdraad (nr. 14 en dikker) of in holle koperen geleiders. Spoelen voor 28 MHz en soms ook voor 14 MHz kunnen vrij gewikkeld worden met de dikkere draadsoorten en met holle geleiders. Voor lagere frequenties gebruikt men vormen in ceramiek van uitstekende hoedanigheid of wel kan men de vrijgewikkelde spoelen stevig maken door er cellulose strookjes op te plakken.

ROOSTERKRING.

Daar het vermogen in de roosterkring veel kleiner is dan in de anodekring, is het de gewoonte een condensator met dubbele stator te gebruiken met een voldoende capaciteit voor de laagste frequentieband en de rotor te aarden. Een fysisch kleine condensator heeft een grotere verhouding van maximum tot minimum capaciteit en het is mogelijk een roostercondensator te gebruiken, die voldoende zal zijn voor alle banden van 10 tot 160 meter, zonder beroep te moeten doen op uitwendige hulpcondensatoren. Daar zowel de HF als de d.c.-spanningen in de roosterkring betrekkelijk laag zijn, kan de rotor van de condensator geaard worden zonder de kostprijs merkkelijk te verhogen; daar de vereiste plaatafstand niet veel groter zal zijn en de condensator in ieder geval toch betrekkelijk klein zal blijven (in vergelijking met de anodecondensator). Het aarden van de rotor vereenvoudigt de opstelling van de condensator en geeft een beter evenwicht en een elektrische symmetrie aan de kring. De storende ZHF-oscillaties treden ook minder gemakkelijk op door de ontkoppeling van de roosterkring naar de aarde.

De spoelen van de roosterkring kunnen in de meeste gevallen aangebracht worden op kleine klinkbasissen of op buishouders. Draaimaten tot nr. 14 geven voldoende tot stuurvermogens van 100 watt. Om het veld te beperken en bijgevolg de neutralisatie te vergemakkelijken mogen de rooster spoelen fysisch niet groter gemaakt worden dan absoluut noodzakelijk.

OPSTELLING.

De belangrijkste beschouwing bij de bouw van een balansversterker is het behoud van de elektrische symmetrie aan beide zijden van de kring. Van uitzonderlijk belang zijn hierbij de strooicapaciteiten tussen elke zijde van de kring en de aarde.

Grote massa's metaal in de nabijheid van een zijde van de rooster- of van de anodekring kunnen een sterke onevenwichtigheid veroorzaken, vooral op de hogere frequenties, waar de afstemcapaciteit tussen één zijde van de afstemkring en de aarde, op zich zelf reeds vaak vrij klein is. Capacitieve onevenwichtigheid treedt meestal op, wanneer een grote rooster- of anodespoel met één zijde dicht bij een metalen paneel gelegen is. De oplossing voor deze moeilijkheid ligt in het parallel opstellen van de spoel ten opzichte van het paneel, waardoor de capaciteit van elke zijde ten opzichte van de aarde gelijk wordt; om hetzelfde resultaat te verkrijgen kan men eveneens een metalen plaat opstellen in de nabijheid van de andere zijde van de spoel.

Wanneer maar enigszins mogelijk, moeten de roosterpoel en de anodespoel in rechte hoeken ten opzichte van elkaar opgesteld worden. Is dit niet mogelijk, dan moeten de spoelen zo ver mogelijk van elkaar verwijderd worden. Een kleine koppeling tussen beide spoelen is op zichzelf niet zo nadelig, daar men dit doorgaans kan wegwerken in de neutralisatiekring, doch deze koppeling kan variëren wanneer de spoelen verwisseld worden; men zal dan de neutralisatie bij elke band moeten bijregelen.

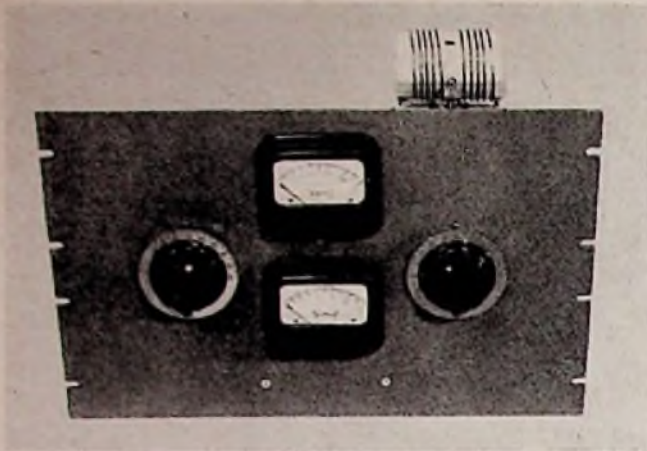


Fig. 2.
VOORZICHT OP DE VERSTERKER MET
MIDDELMATIG VERMOGEN VOOR ALGEMEEN
GEBRUIK.

Alle HF-verbindingen moeten zo kort en zo rechtstreeks mogelijk gehouden worden. De verbindingen van de roosters en de anoden der buizen moeten rechtstreeks verbonden worden met hun respectievelijke afstemcondensatoren, eerder dan met de spoelen. De verbindingen tussen de spoelen en de condensatoren moeten gemaakt worden uit draad of holle geleiders, minstens even dik als deze, die voor de spoel gebruikt werd. Verbindingen tussen rooster of anode en de spoelen moeten niet in zulke dikke draad uitgevoerd worden; hiervoor gebruikt men best soepele, vertinde vlechtdraad of vlakke koperen stroken.

Vele moeilijkheden met de neutralisatie kunnen ver-

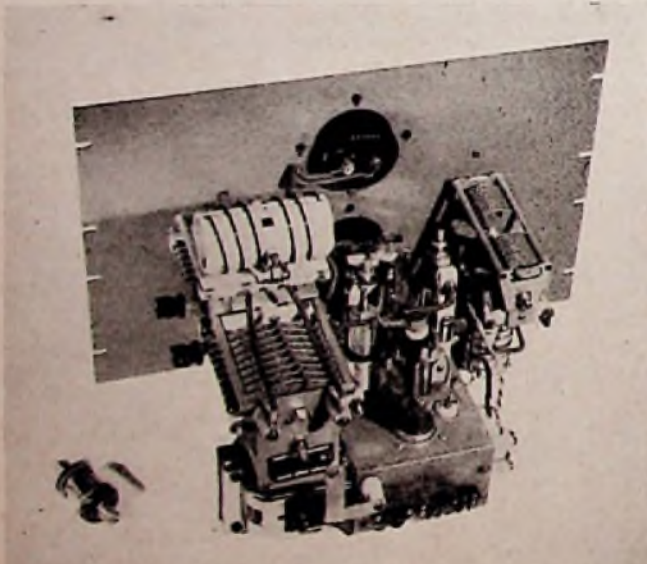


Fig. 3
ACHTERZICHT OP DE VERSTERKER
VOOR ALGEMEEN GEBRUIK.

In deze foto zijn buizen van het 8005 type in de versterker aangebracht. De gloeitransformator voor dit buistype werd aan de zijde van het chassis vastgemaakt. De spoelen voor 28 MHz staan in deze foto op hun plaats. Bemerkt, dat het noodzakelijk bevonden werd, een halve toer aan ieder einde van de 350 watt-anodespoel voor 28 MHz weg te nemen. Hetzelfde was noodzakelijk met de 100 watt uitwisselbare roosterspoel. Al de andere spoelen zijn van het standaard model.

meden worden door de neutralisatieverbindingen van rooster en anode rechtstreeks uit te voeren, volledig afzonderlijk van de andere verbindingen tussen die elektroden en de afstemkringen. Wanneer een dergelijke verbinding gedeeltelijk een dubbele functie heeft te vervullen, dan staat men soms voor schijnbaar raadselachtige neutralisatiemoeilijkheden. Het belang van het uitschakelen van gemeenschappelijke verbindingen wordt aangetoond door het feit dat sommige buizen, die speciaal voor ZHF-bedrijf ontworpen werden, voorzien zijn van afzonderlijke verbindingen van de elektroden naar de neutralisatie en naar de afstemkringen.

STURING.

De sturingsvereisten voor versterkers met middelmatig en groot vermogen variëren in zulke ruime mate, dat het moeilijk is algemene bepalingen te geven van het stuurvermogen, dat dient geleverd te worden. Een goed gemiddeld cijfer voor het stuurvermogen van moderne trioden voor klas C-versterkers is 10 % van het te verwachten uitgangsvermogen van de trap. Wanneer men een uiterst hoog rendement wil bekomen, zal men soms stuurvermogens moeten leveren, die 20 tot 30 % van het uitgangsvermogen bedragen; daar waar men echter een klas B-versterker voor telegrafie gebruikt kan het echter voorkomen dat een stuurvermogen van 5 % van het uitgangsvermogen zal volstaan. Pentoden en tetroden vragen over het algemeen merkkelijk minder sturing dan trioden met equivalente anodedissipatie. Overdreven sturing van pentoden en tetroden zal vaak een vermindering van uitgangsvermogen en van rendement voor gevolg hebben. Behoudens bij pentoden en tetroden, kan een overdreven sturing, geen kwaad, vermits het overschot geen nadeel zal berokkenen en een te kleine sturing daarentegen een verlies van uitgangsvermogen en rendement zal veroorzaken.

De beste weg, die men bij het afregelen van de sturing van een triode-versterker volgen kan, ligt in het gebruik van de gehele beschikbare sturing en vervolgens in het afregelen van de voorspanning, tot de roosterstroom het door de buisfabrikant gegeven cijfer bereikt. In balans- of parallel-trappen moet deze stroom het dubbele bedragen van de waarde die voor een buis gegeven wordt.

TRAPPEN MET ENKELE UITGANG.

Bijna alles wat hierboven besproken werd, behoudens het vraagstuk van de evenwichtigheid van de kringen, is eveneens van toepassing op enkele trappen. Doch zelfs in enkele trappen is het wenselijk een capacitief evenwicht te verwezenlijken van beide zijden van de afstemkring in de anode naar de aarde, wanneer men een condensator met dubbele stator gebruikt om de neutralisatiespanning te verkrijgen. In een enkele trap krijgt men het capacitieve evenwicht door het toevoegen van een capaciteit aan het «vrije» einde van de afstemkring naar de aarde, die als tegengewicht moet dienen van de capaciteit anode-gloeidraad van de buis aan het andere einde van de kring. De evenwichtscapaciteit kan verkregen worden door het aanbrengen van een werkelijke capaciteit met een waarde, die gelijk is aan de anode-gloeidraadcapaciteit van de buis, tussen het vrije einde van de afstemkring en de aarde of, in het geval van buizen met een kleine inwendige capaciteit, door de anodespoel derwijze op te stellen, dat het vrije einde in de nabijheid ligt van het chassis of het paneel.

Daar de enkele schakeling niet inherent evenwichtig is ten opzichte van de aarde, is een degelijke grondverbinding van het allergrootst belang. De ontkoppelcondensatoren van gloeidraad, rooster en anode, moeten allen met de kortst mogelijke afzonderlijke verbinding verbonden worden aan een gemeenschappelijk punt op het chassis. Het aarden van deze condensatoren op ver uit elkaar gelegen punten van het chassis of op een gemeenschappelijke aardleiding geeft gemakkelijk aanleiding tot moeilijkheden met terugkoppelingen of onstabieleit als gevolg van de koppeling tussen de

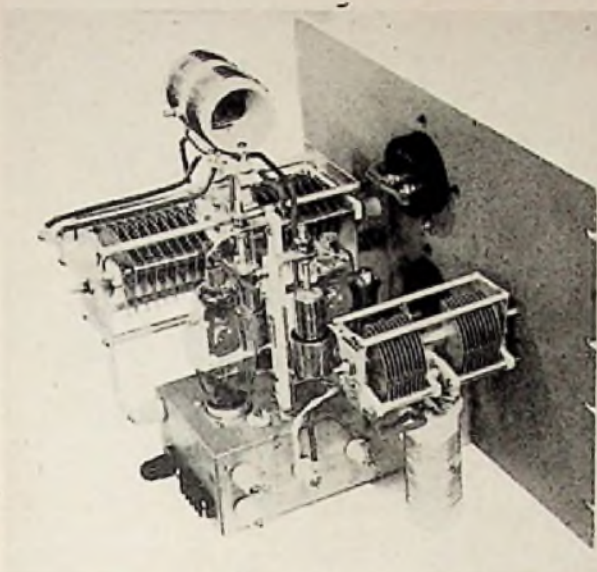


Fig. 4

DE VERSTERKER UITGERUST MET BUIZEN 811.

verschillende punten van het chassis of van de gemeenschappelijke verbinding. De verbindingen tussen de ont-koppelcondensatoren van de gloeidraad en het chassis moeten zo kort mogelijk zijn; de andere ont-koppelcondensatoren worden dan geaard op hetzelfde punt als deze van de gloeidraad. Op hogere frequenties kan het wenselijk zijn rechtstreeks één zijde van de gloeidraad te aarden en dan de ont-koppelingen van de andere zijde en van alle andere electroden rechtstreeks te verbinden met de geaarde gloeidraadklem.

De afbeeldingen van dit hoofdstuk zullen zeer nuttig blijken om ideeën te verwekken voor gebeurlijke mechanische opstellingen. Alle afgebeelde versterkers hebben bewezen bedrijfsstabiel te zijn en geen storende oscillaties te vertonen. De afgebeelde inrichtingen laten be-

trekkelijk korte verbindingen toe voor de HF, doch het is niet noodzakelijk de in elk voorbeeld gekozen buizen te gebruiken. De constructeur zal het vaak wenselijk en leerrijk achten, het ontwerp te veranderen om het aan te passen aan voorhanden zijnde onderdelen of aan andere buizen.

VERSTERKER VOOR ALGEMEEN GEBRUIK.

In de figuren 2 tot 7 ziet men een balansversterker met middelmatig vermogen. Mits slechts enkele wijzigingen kunnen een hele reeks verschillende buizen in deze versterker gebruikt worden. De 35TG, 8005, 811 en HK54 hebben uitstekende uitslagen gegeven. Een aanpassing van de gloeispanning samen met een kleine herinrichting der verbindingen van anode en rooster maken een brede keuze aan buizen mogelijk. Uitgangsvermogens tot 350 watt met anodemodulatie en tot 450 watt in telegrafie zijn mogelijk naargelang het gebruikte buizentype.

Het voorpaneel heeft 19 x 12½ duim als afmetingen. Vooraan gezien, vindt men de roosterafstemming links en de anode-afstemming rechts; in het midden heeft men bovenaan de anodestroommeter en onderaan de roosterstroommeter. Een klein hulpchassis bevat de overige onderdelen. Op de achterzijde van dit chassis, dat als afmetingen 9½ x 5 x 3 duim heeft, vindt men samen met een grote klem voor de +B, een klemmenstrook voor de gloeispanning, de aarde en -C. Is men slechts van plan één buistype te gebruiken, dan kan men de gloeispanningstransformator hetzij op het chassis, zoals in figuur 3, hetzij op het voorpaneel monteren. De twee buishouders zijn iets onder het chassis gemonteerd met behulp van ¼ duim ceramiekstaafjes, teneinde de verbindingen van rooster en anode te verkorten. De twee neutralisatiecondensatoren zijn tussen deze houders en in tegengestelde stand ten opzichte van elkaar opgesteld om hun klemmen dicht bij de rooster- en anodepennen van de buizen te brengen. Wordt de roosterverbinding van de gebruikte buizen door de zijwand van de buis naar buiten gebracht, dan moet men de nodige ruimte vrijlaten om de buizen derwijze te kunnen draaien, dat de roosterklem de neutralisatiecondensatoren niet raakt.

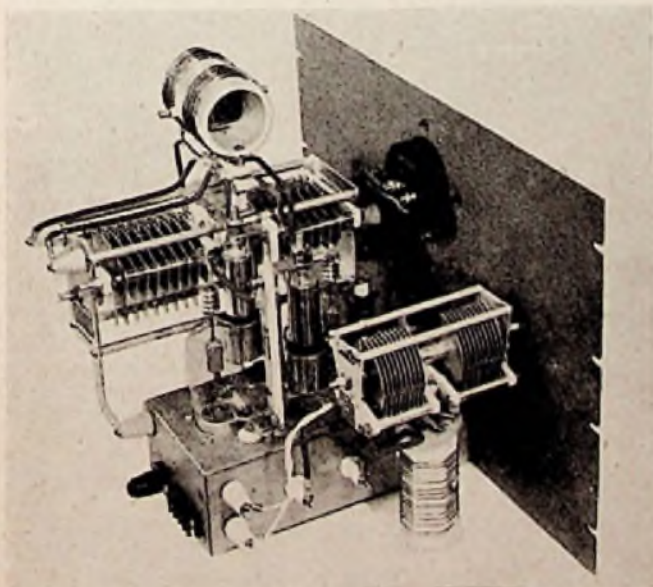


Fig. 5.

In deze foto zijn 35TG buizen in de versterker aangebracht. Men ziet dat de verbindingen met de roosters van de versterkerbuizen verwezenlijkt werden met doorvoerisolatoren naast de neutralisatiecondensatoren.

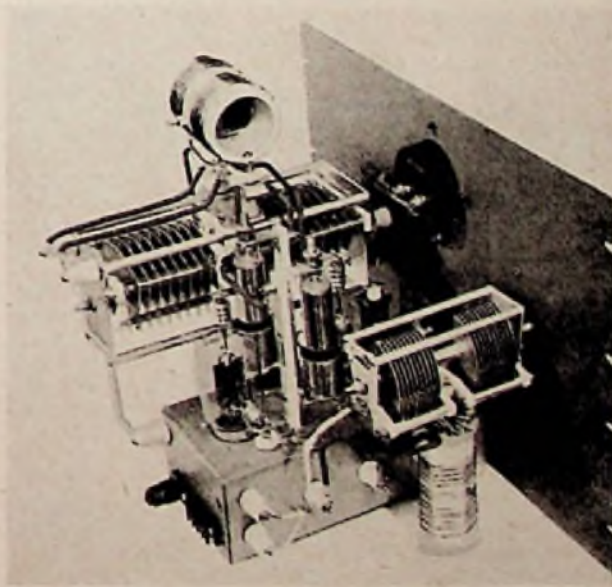


Fig. 6.

In deze foto is de trap uitgerust met HK-54 buizen. Bij het aanbrengen van deze buizen is het noodzakelijk de buishouders 90° te draaien als gevolg van het verschil van de buishuls ten opzichte van de 35TG.

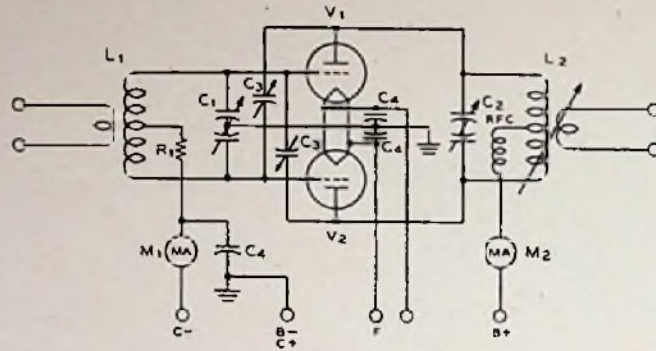


Fig. 7.

SCHEMA VAN DE STANDAARD BALANS-
VERSTERKER

Deze standaard versterkerschakeling kan, mits slechts enkele wijzigingen zonder belang, gebruikt worden met trappen met middelmatig vermogen op middelmatige frequenties. In sommige gevallen kan het wenselijk zijn een ontkoppelcondensator aan te brengen tussen de rotor van de anodecondensator en de aarde. Een condensator van $2000 \mu\mu\text{F}$, berekend voor de topspanning, die op de versterker zal optreden (d.c. anodespanning voor telegrafie en tweemaal deze waarde voor de AM-telefonie), zal normaal voor dit doel geschikt zijn. Desgewenst mag het laagste einde van de HF-smoorspoel (het einde dat verbonden is met de meter) aangekoppeld worden met de rotor van de condensator, samen met de juist vermelde ontkoppelcondensator. In zekere gevallen, bij gebruik van buizen met hoog vermogen en lage gloeispanning, zal

het wenselijk zijn een zijde van de gloeidraad van elke buis te aarden. De buizen mogen dan nog steeds in serie of in parallel geschakeld zijn op de transformator; de ontkoppelcondensatoren voor de gloeidraad zijn dan niet vereist. In het geval van de in figuren 4, 5 en 6 afgebeelde versterker zijn de waarde der onderdelen de volgende:

- C1 — $200 \mu\mu\text{F}$ per sectie, plaatafstand 0,045 duim
- C2 — $150 \mu\mu\text{F}$ per sectie, plaatafstand 0,125 duim
- C3 — $12 \mu\mu\text{F}$ neutralisatiecondensator
- C4 — $300 \mu\mu\text{F}$ miniatuur mica
- R1 — 500 ohm 10 watt draadgewikkeld
- RFC — HF-smoorspoel 500 mA

Nota. = De klem —B, +C dient eveneens voor de aardverbinding.

De HF-smoorspoel in de anode is verticaal opgesteld dicht bij het voorpaneel op het chassis. Doorbrengisolatoren van het knoptype worden gebruikt voor de verbinding der neutralisatiecondensatoren met de roosterpen op de buishuls. Ook hier moet men rekening houden met de nodige ruimte voor het gebeurlijk gebruik van buizen met roosterdoorvoer door de zijwand. De verbindingen met de roosterspoelhouder naar het onderdeel van het chassis worden aangebracht op $\frac{1}{8}$ duim doorvoerisolatoren.

Deze doorvoerisolatoren zijn slechts noodzakelijk wanneer men buizen gebruikt met de roosterdoorvoer op de huls van de buis, zoals de 8005, 811 en 812. Bij gebruik van buizen zoals de 35TG en HK54 soldeert men een soepele draad op de roosterklem voor de verbinding met neutralisatiecondensator en voert men van daar een stevige draad naar de spoelhouder van de roosterpoel. Het verdient echter aanbeveling de middenaftakking van de roosterspoel door een doorvoerisolator onder het chassis te brengen, zodat men de isolatieweerstand van het rooster en de ontkoppelcondensator buiten het zicht kan onderbrengen en men een behoorlijke verbinding kan maken met de —C-klem. De verbindingen van de roostermeter worden boven het chassis gebracht door rubber-doorvoeringen en deze van de anodemeter door doorvoerisolatoren van het knoptype.

Men mag een ruim gebruik maken van kegelisolatoren van 1 duim. Twee aan één zijde van het chassis vormen de ingangsklemmen van de HF-sturing, terwijl twee andere op de achterzijde van de anode-afstemcondensator geschikte uitgangsklemmen vormen voor het uitgangsvermogen. De houder van de anodespoel kan ook op twee van deze isolatoren vastgemaakt worden, die op hun beurt opgesteld staan op een metalen strip, die vastgevezen is op de metalen structuur van de anodecondensator. Om een bijkomende stevigheid te verkrijgen in de opstelling van deze condensator wordt een steunhaak in L-vorm van de condensator naar een verdere isolator op de achterzijde van het chassis gevoerd.

Om een geschikte isolatie te bekomen tussen de rooster- en anodespoelen is de roostercondensator opgesteld aan de rechterzijde en is de roosterspoel daaron-

der aangebracht op een 5-pen buishouder, die vastgemaakt is door twee ceramiekstaafjes op een metaalstrook, die over de lengte van de condensator is aangebracht. De anodecondensator is ondersteboven opgesteld, zodat de anodespoel aan de bovenzijde van de versterker is aangebracht. De constructie van de meeste draaicondensatoren is zodanig, dat het gemakkelijker is spoelen vast te maken op de onderzijde ervan.

Zowel rooster- als anodespoelen zijn commerciële typen. Van de 10 meter-spoelen echter werd een halve toer afgenomen om een beter afstembereik te verkrijgen op het hoogste frequentiebereik van de band. Een handige eigenschap van de gebruikte anodespoelen is de draaiende antennekoppelspoel binnen in de spoelvorm.

De rotor van de afstemcondensator is geaard op het chassis. De rotor van de anodecondensator werd echter niet geaard. De montage op het voorpaneel werd verwezenlijkt met behulp van drie kegelisolatoren van 1 duim; de verbinding tussen rotor en afstemknop werd verkregen met een soepele koppeling.

De buizen 35TG en HK54 hebben zeer kleine roosteranodecapaciteiten. Met de aangegeven neutralisatiecondensatoren kreeg men de neutralisatie bij de minimum instelling van deze condensatoren. Daar deze condensatoren in de afgebeelde versterker niet absoluut in hun oorspronkelijke vorm noodzakelijk zijn, kan men $\frac{1}{2}$ tot $\frac{3}{4}$ duim afzagen van de bovenste cylinder en nog steeds een voldoende capaciteitsbereik overhouden om buizen met grotere inwendige capaciteit te neutraliseren.

De weerstand van 500 ohm , R1, al geeft hij een kleine roosterlekvoorspanning wordt, in de eerste plaats gebruikt als een vorm van HF-smoorspoel en als isolatieweerstand van de roosterkring, waardoor een grotere stabiliteit verkregen wordt. Roostervoorspanning van de door de buis geverge waarde, kan verkregen worden uit een vaste bron, door roosterlek of door een combinatie van de twee. De vereiste roostersturing zal eveneens afhangen van het gebruikte buistype, en zal variëren tussen 40 en 65 mA. Een stuurinrichting met een uitgangsvermogen van 30 tot 40 watt zal volstaan om deze versterker, zowel in telefonie als in telegrafie

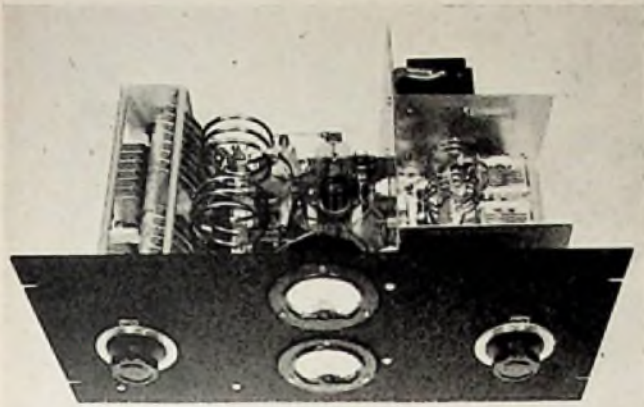


Fig. 8.
BOVENZICHT VAN DE VERSTERKER OP
PANEEL VAN $8\frac{3}{4}$ DUIM MET 3C24 BUIZEN

te sturen. Dit vermogen kan bekomen worden met een 807 of een overeenstemmende buis.

Tussen de uitgang van de stuurtrap en de ingang van deze versterker zal men een luskoppeling gebruiken.

Indien men de afgebeelde constructie volgt, zal geen neiging tot storende oscillaties of tot zelfoscillatie opgemerkt worden met de aanbevolen buizentypen. Bij gepaste sturing en roostervoorspanning is de versterker volledig lineair onder 100 % anodemodulatie.

VERSTERKER VOOR BEPERKTE PANEELHOOGTE.

De figuren 8 en 9 tonen een constructiewijze, die enigszins afwijkt van deze, die hierboven gegeven werd. Door de rooster- en de anodespoelen tegenover elkaar en naast hun respectievelijke afstemcondensatoren op te stellen, is het mogelijk de vereiste paneelhoogte van $12\frac{1}{4}$ duim uit de voorgaande constructie te verminderen tot $8\frac{3}{4}$ duim. Bovendien wordt de versterker, door de spoelen langs hun respectievelijke condensatoren op te stellen, gebouwd op twee geplooiden metalen platen in plaats van op een hoogte vergend chassis.

De vorm van de twee geplooiden metalen platen van $1/16$ duim dik kan men zien in de twee foto's. Het vormen van deze geplooiden platen is niet moeilijk. Merk op, dat de buishouders hier boven de metalen basis opgesteld werden met behulp van «standoff»-staafjes.

De afstemcondensatoren werden in hoofdszaak op dezelfde wijze gebruikt als in de voorgaande constructie, doch hier gebruikt men in het rooster B&W spoelen van het type JVL en in de anode TVL spoelen van 500 watt. Daar het ontwerp alleen het gebruik van buizen met kleine inwendige capaciteit voorzag, werden de neutralisatiecondensatoren gevormd uit kleine aluminiumplaatjes. De strookjes staan op een afstand van $1\frac{1}{4}$ duim uit elkaar en hun oppervlakte bedraagt $1\frac{1}{4} \times 1\frac{1}{4}$ duim. De monteeroening van de beweegbare plaat is in gleufvorm uitgevoerd, zodat ze heen en weer kan geschoven worden, waardoor ook de neutralisatie vergemakkelijkt wordt. Men kan ook grotere neutralisatiecondensatoren nemen, indien men buizen met grotere anode-rooster capaciteit wenst te gebruiken. De vaste platen van de afgebeelde neutralisatiecondensatoren zijn vastgemaakt op de spoelhouderbasis van de anodespoel.

1 KILOWATT-VERSTERKER VOOR T-125 OF 810.

De eindversterkertrap voor een 1 kW-zender kan aantrekkelijk goedkoop opgebouwd worden rond een paar

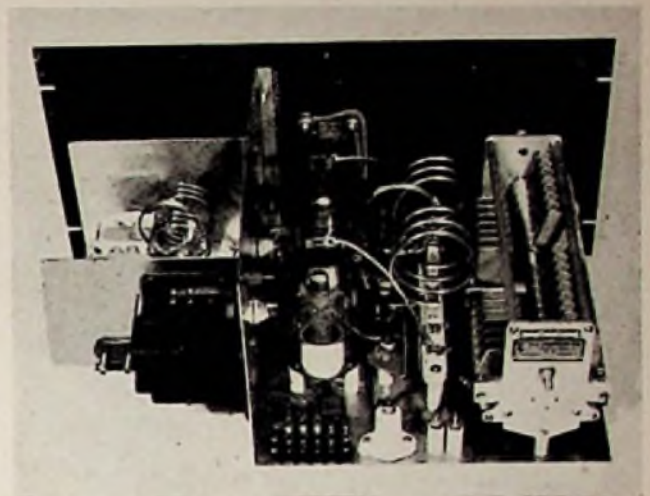


Fig. 9
ACHTERZICHT VAN DE VERSTERKER
KLEIN PANEEL MET HK54 BUIZEN
De foto toont de vorm van de aluminiumplaten
en de opstelling der onderdelen.

T-125 of 810 op de wijze, die afgebeeld wordt in figuur 10. Dergelijke versterker zou normaal werken met een anodespanning van 2000 of 2500 volt met een stroomsterkte van 500 of 400 mA. De buizen vergen een effectief stuurvermogen van 25 tot 40 watt, zodat een totaal vermogen van 60 tot 80 watt beschikbaar moet zijn. De bedrijfsvoorspanning bedraagt 180 tot 200 volt voor telegrafiebedrijf bij een roosterstroom van 70 tot 100 mA. Voor telefonie moet de voorspanning 300 tot 350 volt bedragen bij een roosterstroom van ongeveer 100 mA. De anodespanning voor telefonie moet beperkt worden tot 2000 volt.

Alle onderdelen van de versterker zijn standaardtypen uit de handel. De anode-afstemcondensator is een Johnson 150DD70 en de roostercondensator een 200ED20. In de roosterkring worden uitwisselbare spoelen ge-

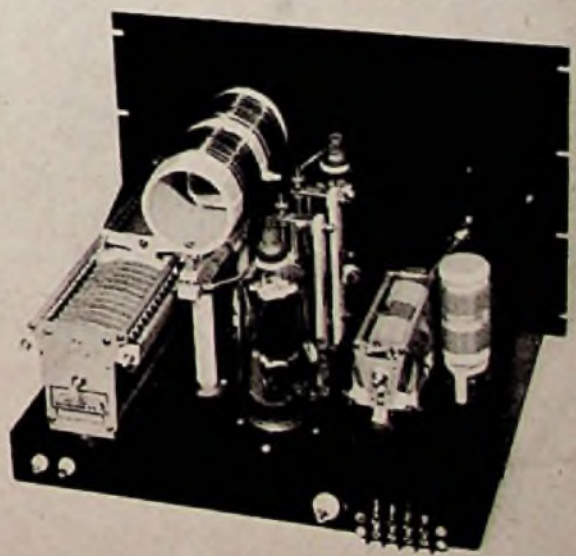


Fig. 10
ACHTERZIJDE VAN DE 1 KILOWATT
VERSTERKER MET T-125/810.
Op deze foto zijn de buizen 816 in de versterker
aangebracht.

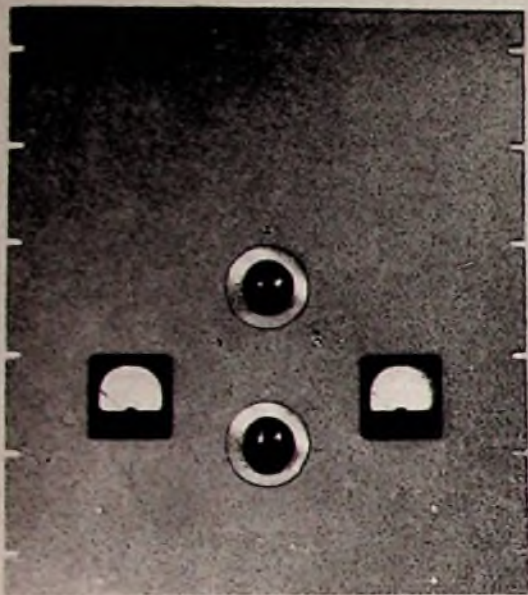


Fig. 11.

VOORPANEEL VAN DE HK-254 VERSTERKER

bruikt van 100 watt en in de anodekring gebruikt men de 1 kilowatt-reeks van hetzelfde fabricaat. De spoelen voor rooster en anode kunnen zonder wijziging gebruikt worden met T-125-buizen, doch met de 810 moet de spoel voor 14 MHz getrimd worden wegens de grotere anode-roostercapaciteit van deze buizen. Het werd noodzakelijk bevonden een toer aan elke zijde van de anodespoel weg te nemen om tot de resonantie te komen.

Deze versterker werkte eveneens gedurende zekere tijd met de buizen 250TH in plaats van de vernoemde buizen. Bij gebruik van het type 250TH is het slechts noodzakelijk de gloeispanning te wijzigen, de verbindingen van rooster en anode te veranderen en de neutralisatiecondensatoren uit te draaien op de kleinere inwendige capaciteit van de 250TH buizen.

HK254-BALANSVERSTERKER.

De in de figuren 11, 12 en 13 afgebeelde versterker met hoog vermogen is volledig gemonteerd op een standaard rackpaneel van 21 duim. Een aantal der onderdelen zijn opgesteld op een standaardchassis van 13 x 7 x 2 duim, dat op 6 duim afstand achter het paneel komt en ermee verbonden is door een paar winkelhaken van 13 duim. In de bijgaande foto's is de constructie van de versterker vrij duidelijk te zien.

Deze versterker kan een uitgangsvermogen van 750 watt geven zowel in AM-telefonie als in telegrafie op frequenties tussen 3,5 MHz en 30 MHz. De maximum bedrijfsspanning voor de gegeven spoelen bedraagt ongeveer 2500 volt. Gebruikt men B&W HDVL-spoelen in plaats van de spoelen van het algemeen type van hun serie 3400, dan kan men een ingangsvermogen van 1 kilowatt onder 4000 volt in telegrafie gebruiken. De getoonde spoel voor 28 MHz werd gemaakt door een oude legerspoel voor 11-14 MHz te verminderen tot 5 toeren. Langs beide zijden van het middenpunt heeft men 2½ toeren; de laatste halve toer is omlaag gebracht naar de klem, zoals men in figuur 12 kan zien.

De afstemcondensator in de anode is een B&W type CX-40A-N3 met ingebouwde neutralisatiecondensatoren. Deze condensator heeft een ruim capaciteitsbereik voor

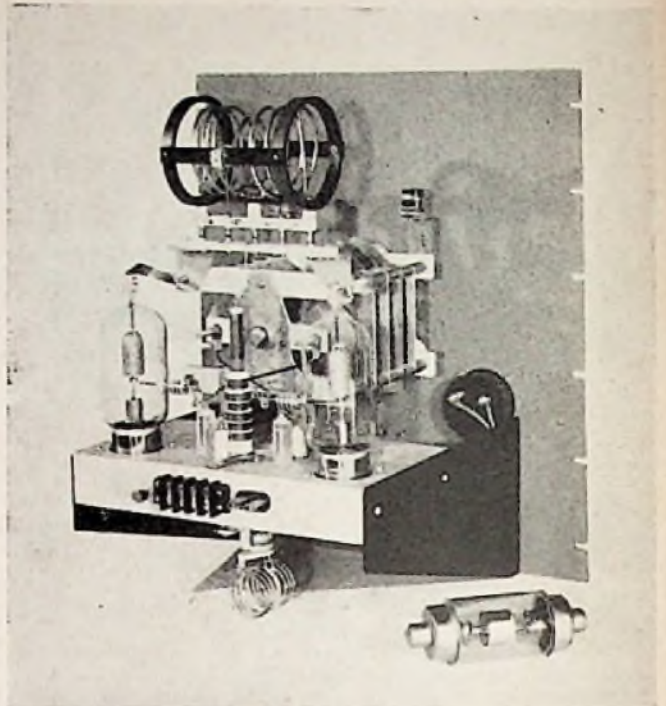


Fig. 12.

ACHTERZICHT VAN DE HK-254 VERSTERKER
De foto toont de constructiewijze en het type van de gebruikte vacuum paddingcondensator.

de 20, 15, 11 en 10 meter-banden, doch voor 40 en 80 meter is een bijkomende paddingcondensator vereist. Het verdient aanbeveling een vacuum-condensator van $50 \mu\mu\text{F}$ te gebruiken van het type, dat te zien is in de foto van figuur 12, voor 80 meter en een condensator van $25 \mu\mu\text{F}$ van hetzelfde type voor 40 meter.

De roosterspoelen zijn 50 watt B&W-spoelen met regelbare lus. Ongeveer 60 watt stuurvermogen moet beschikbaar zijn voor telefonie, al kan men in telegrafie en in FM werken met een stuurvermogen van slechts 40 watt. De normale roosterstroom van de ver-

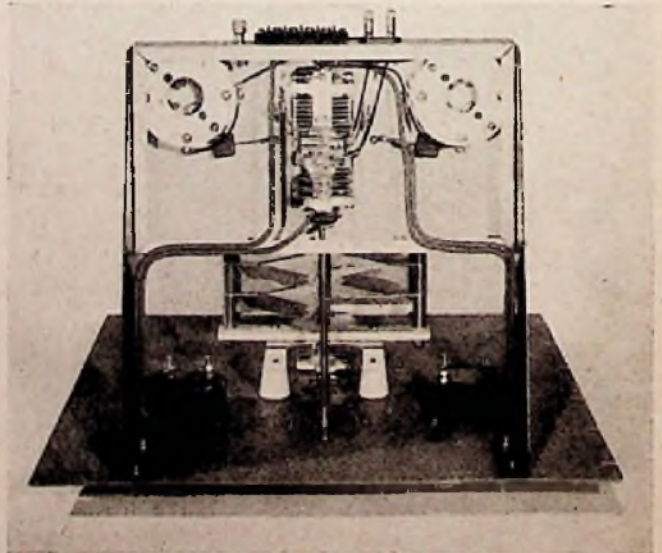


Fig. 13.

ONDERZICHT VAN HET CHASSIS VAN DE
HK-254 VERSTERKER

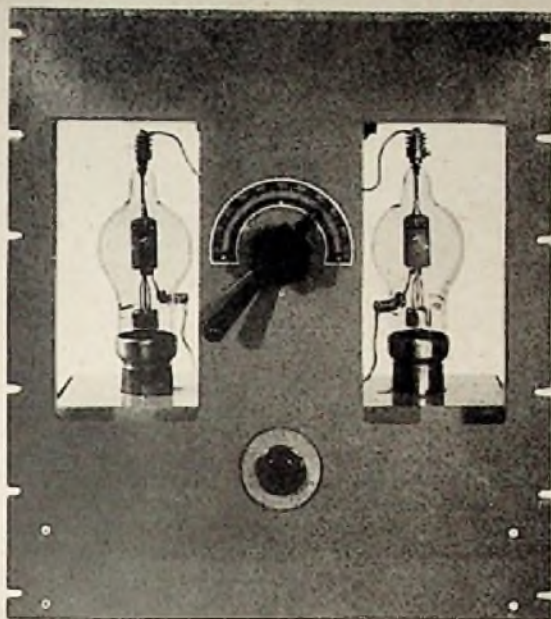


Fig. 14.

VOORPANEEL VAN DE 250TH 1 KILOWATT VERSTERKER.

In het voorpaneel zijn twee openingen gesneden voor het aanbrengen van glazen kijkkasten.

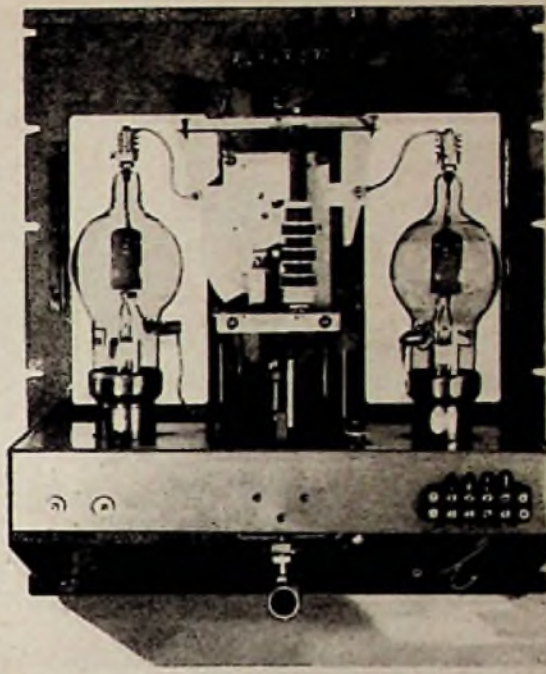


Fig. 15

ACHTERZICHT VAN DE 250TH VERSTERKER

Op deze foto is de versterker uitgerust met de spoelen voor 50 MHz.

sterker bedraagt 90 mA voor de twee buizen en de anodestroom mag tot 450 mA gaan, indien men de nominale anodedissipatie van de gebruikte buizen niet te boven gaat.

1 KILOWATT 250TH-VERSTERKER.

Het toestel, afgebeeld in de figuren 14, 15 en 16, gelijk in bouw zeer sterk op de hierboven beschreven versterker met HK254, met uitzondering van het feit dat het voorpaneel voorzien is van twee vensters, waarachter men de buizen zien kan en dat 250TH-buizen gebruikt worden. Deze versterker werkt zeer koel met een ingangsvermogen van 1 kilowatt op frequenties van 3,5 MHz tot 54 MHz, zowel in telegrafie, als in anodemodulatie en FM en kan eveneens met roostermodulatie gebruikt worden. Voor telefonie moet ongeveer 100 watt stuurvermogen beschikbaar zijn; 50 watt sturing is vereist voor telegrafie en FM; voor roostermodulatie volstaan 10 tot 15 watt stuurvermogen.

SPOELEN.

Rooster- en anodespoelen voor de banden van 3,5 MHz tot 30 MHz komen uit de handel. In de anodekring werden Johnson-spoelen voor 1 kilowatt gebruikt en in de roosterkring gebruikt men de 350 watt-serie van dezelfde fabricant. De spoelen voor de 6 meter-band, die men in de foto's ziet worden als volgt gemaakt:

De anodespoel bestaat uit 4 toeren 3/16 duim koperbuis; de spoel heeft een inwendige doormeter van 1 1/8 duim met 3 1/2 duim monteerstukken. De rooster spoel bestaat uit 4 toeren nr. 12 gelakte draad met 1 duim doormeter en 1 1/2 duim wikkellengte, gemonteerd op een National XR13A-spoelvorm en vastgemaakt op een Johnson 668-klemstrook.

CONDENSATOREN.

De anodecondensator is een Johnson 50CD110 en de aluminium monterhoeken worden vastgevezen op de ceramiekstrook in het midden van de condensator. De roostercondensator is een Cardwell MT100DG, waarop de monterstukken voor de uitwisselbare rooster spoelen rechtstreeks op de klemmen van de stator zijn vastgemaakt. De neutralisatiecondensatoren voor de 250TH-buizen zijn aluminiumschijven van 2 1/2 duim doormeter, die opgesteld staan op ceramiekstrookjes tegenover aluminiumplaatjes van 3 vierkante duim oppervlakte. De neutralisatie van de versterker wordt verkregen met een instelling van de condensatoren op ongeveer 1/2 duim tussen de tegenovereen liggende vlakken. Het is noodzakelijk een vacuüm condensator te gebruiken over de anodespoel voor de banden van 40 meter (25 $\mu\mu\text{F}$) en 80 meter (50 $\mu\mu\text{F}$). De anodespanning op de versterker mag 3000 tot 3500 volt bedragen voor telegrafie, FM en anodemodulatie tot 30 MHz. Voor roostermodulatie mag men gaan tot 4000 of 3500 volt tot 30 MHz en tot 3000 volt op 54 MHz. Voor telegrafie of anodemodulatie op 54 MHz moet de anodespanning beperkt worden tot 2250 volt.

GLOEISPANNINGSKRING.

De middenaftakking van de gloeitransformator werd geaard evenals een zijde van elke gloeidraad; hierdoor staan de twee gloeidraden in serie, waaraan het mogelijk wordt een transformator van 10 volt, 10 A te gebruiken, in plaats van een transformator van 5 volt, 20 A, die men zou nodig hebben indien beide gloeidraden in parallel stonden. De schakeling van de gloeidraden heeft nog een ander voordeel; het is niet nodig deze gloeidraden te ontkoppelen wanneer één zijde van elke gloeidraad rechtstreeks geaard is.

De normale roosterstroom van de versterker bedraagt 5 tot 15 mA bij roostermodulatie, 80 tot 150 mA bij telegrafie of FM en 100 tot 160 mA bij anodemodulatie. De maximum nominale anodestroom voor de twee buizen bedraagt 0,7 ampere.

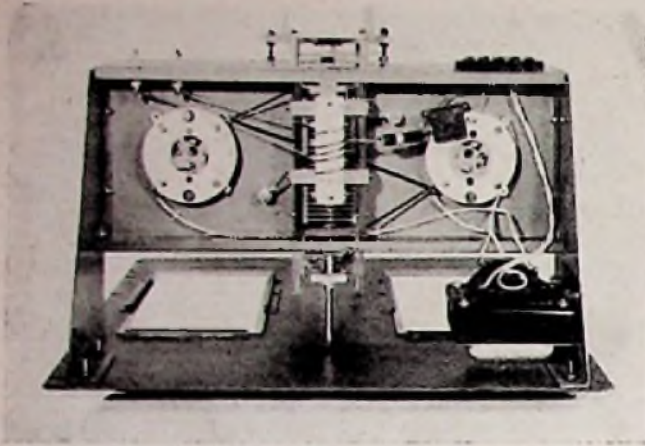


Fig. 16
ONDERZICHT VAN HET CHASSIS VAN DE
250TH BALANSVERSTERKER

VERSTERKERS MET BEAM-TETRODEN.

De beam-tetrode is zeer geschikt voor het gebruik als HF-versterker met hoog vermogen in een zender waarin men een minimum aantal stuurtrappen wenst te gebruiken. Dergelijke buizen stellen zeer geringe eisen voor de sturing en zijn in staat een werking met groot rendement samen met een goede lineariteit voor telefonie te geven. De grote gevoeligheid voor vermogen in dergelijke trappen betekent echter, dat men buitengewone voorzorgen dient te nemen om de koppeling tussen de kringen van ingang en uitgang tot een absoluut minimum te beperken. Dit betekent ook, dat men afschermingen moet gebruiken om de electrostatische en electromagnetische koppelingen te verminderen en dat de wederzijdse koppeling, die tussen ingang en uitgang in de kringen van schermrooster en kathode kan ontstaan tot een lage waarde dient beperkt te worden.

Het feit dat een beam-tetrodeversterker een schermroostervoedingskring heeft buiten de anode- en roosterkringen betekent dat men hier met enkele bijkomende beschouwingen moet rekening houden in vergelijking tot de triodeversterkers. De gepaste waarden van schermroosterspanning en schermroosterstroom is even belangrijk in een versterker met beam-tetroden als de spanningen in de rooster- en anodekringen. De waarde van de schermroosterspanning heeft evenveel belang voor de anodestroom als de roosterspanning. Anderzijds staat de schermrooster zowel in verhouding tot de anodespanning als tot de roosterspanning. In de veronderstelling van een vaste belastingswaarde op de anodekring van een tetrodeversterker zal de roosterstroom recht evenredig stijgen met de roosterstroom. Daarom mag de nominale maximum waarde van de roosterstroom nooit overschreden worden, niet alleen omwille van het rooster zelf, doch tevens omwille van het feit dat de schermroosterstroom overdreven zal zijn bij de nominale schermroosterspanning, indien ook de roosterstroom overdreven is. Daar het vermogen dat naar het schermrooster van de buis gaat rechtstreeks gedissipeerd wordt in het schermrooster, is het een eenvoudige zaak te bepalen of men al dan niet de nominale grenzen overschrijdt.

Indien de schermroosterkring gevoed wordt uit een hoogspanningsbron door een spanningsvalweerstand, dan zal een hoge sturing en bijgevolg een sterke schermroosterstroom voor gevolg hebben dat de schermroosterspanning te laag zal worden, hetgeen het rendement en de gevoeligheid van de trap zal doen afnemen.

Een der meest doeltreffende methoden om de modulatie van de schermroosterspanning in overeenstemming

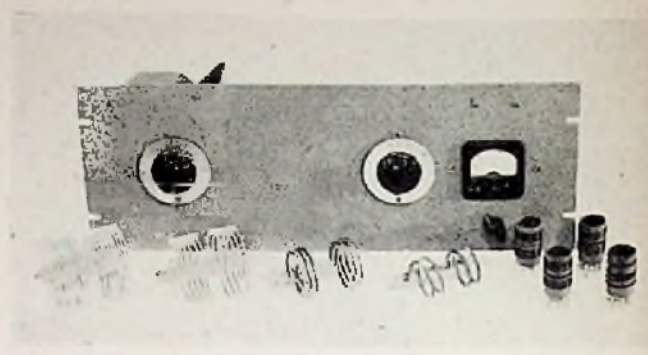


Fig. 17.
ZICHT OP HET VOORPANEEL VAN DE
307 BALANSVERSTERKER (VOORAAN ALLE
GEBRUIKTE SPOELN)

met de variaties van de anodespanning te verkrijgen bij de anodemodulatie van een beam-tetrodeversterker, is het gebruik van een impedantie in serie met het schermrooster. Deze impedantie mag hetzij een betrekkelijk hoge waarde zijn van de weerstand tussen het schermrooster en de anodespanningsbron, hetzij een combinatie van een smoorspoel en een lage weerstand naar een bron met lage spanning. Beide methoden werden toegepast in de zenders beschreven in hoofdstuk 20.

150 WATT 807-BALANSVERSTERKER.

De 807-balansversterker uit de figuren 17 en 18 is ontworpen voor het gebruik op 80, 40, 20, 10 en 6 meter. Uitwisselbare spoelen maken een vlug overschakelen van de éne band naar de andere mogelijk en laten toe, de gehele versterker te bouwen op een paneel van 19 x 7 duim. Door het gebruik van de combinatie afscherming-buishouder is het mogelijk het hulpchassis uit te schakelen. Het liggend aanbrengen van de buizen brengt de verbindingen van anode en rooster dichter bij de respectievelijke afstemcondensatoren en geeft een degelijke isolatie tussen deze twee delen van de schakeling. Een automatische beveiliging voor de 807-buizen in geval van een wegvallen van de sturing wordt verzekerd door een 6Y6.

De opstelling van de meeste onderdelen kan men uit de foto's zien. Bij de basis van de buishouders zijn opgesteld: de roosterafstemcondensator, de gloeispanningstransformator, de buis 6Y6, de houder voor de roosterspoel en de klemstrook voor de ingang. De klemstrook voor de anodespoel is gemonteerd op ceramiekstaafjes van 4½ duim, hetgeen toelaat op het voorpaneel tussen deze twee staafjes een milliamperemeter van 2¼ duim diameter aan te brengen. De strook met de uitgangsklemmen staat boven de meter. Onder de meter brengt men een schijfschakelaar aan met twee richtingen en drie standen, die gebruikt wordt om de meter te schakelen in de roosterkring, in de anodekring of om hem volledig uit te schakelen. De HF-smoorspoel is opgesteld met behulp van haar kegelisolator en van een hoekstukje naar de anodecondensator.

De ceramiekhouders voor de roosterspoel is opgesteld op kegelisolatoren van ¾ duim, evenals de klemstroken voor ingang en uitgang. De rotor van de anodecondensator en de roostercondensator is geaard. Zij worden op het voorpaneel vastgemaakt met behulp van de schroef en moer van de lager van de rotor. De roosterspoelen worden gewikkeld op 1 duim doormeter op houders met een basis met 5 pennen; de wikkeling wordt in twee helften uitgevoerd en tussenin legt men de luswikkeling. Voor de 6Y6 gebruikt men een bakeliethouder, opgesteld op metalen staafjes. Daar de 807's en de 6Y6 samen slechts 3,05 gloeistroom opnemen, heeft men slechts een kleine gloeitransformator nodig, die gemakkelijk op het paneel kan aangebracht worden.

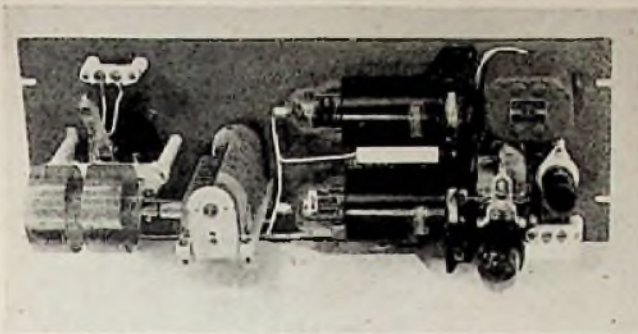


Fig. 18.
**ACHTERZICHT OP DE 807 BALANS-
 VERSTERKER**

De klemmen voor de netspanning alsmede de klemmen voor de + en de - van de hoge spanning worden samen op een klemstrook in de beneden hoek van het paneel aangebracht.

Het overschakelen van de milliamperemeter van de roosterkring naar de anodekring gebeurt door weerstanden van 100 ohm, 2 watt in de roosterafvoer en in de +B op te nemen en door de meter over deze weerstanden om te schakelen. Aldus vervalt de noodzakelijkheid een extra stel contacten te voorzien op de schakelaar om de kring, die niet gemeten wordt te sluiten. Deze weerstanden beïnvloeden de ijking van de meter in uiterst geringe mate. De draaischakelaar heeft een derde stand, waarin de meter volledig uit de kring geschakeld wordt.

In de anodekring worden standaardspoelen van commercieel model gebruikt. De koppelspoel van de antenne is op een afzonderlijke strook gemonteerd en hoeft dus niet weggenomen te worden, wanneer men de spoelen uitwisselt. Het werd noodzakelijk bevonden, de zelfinductie van de 6 meter-spoel te verminderen door de wikkeling van de vorm af te nemen en de inwendige diameter van 1 3/8 duim tot 1 1/4 duim terug te brengen, waarna de overtollige hoeveelheid draad afgesneden wordt. Tenslotte wordt de spoel opnieuw op de vorm gesoldeerd.

Roosterlekvoorspanning wordt geleverd door weerstand R1, die eveneens dient om de 6Y6 een voorspanning te geven tot de afknijpwaarde wanneer de sturing

SPOELEN TABEL

807 Balansversterker	
L1	
80 meter :	50 toeren nr. 28 gelakt vast gewikkeld in twee spoelen van 25 toeren op 1/2 duim van elkaar met een lus van 8 toeren.
40 meter :	26 toeren nr. 28 gelakt in twee spoelen van 13 toeren, elk over 3/8 duim met lus van 4 toeren.
20 meter :	13 toeren nr. 24 gelakt in twee spoelen van 6 1/2 toeren elk over 3/8 duim met lus van 3 toeren.
10 meter :	8 toeren nr. 20 gelakt in twee spoelen van 4 toeren, elk over 3/8 duim met lus van 3 toeren.
6 meter :	4 toeren nr. 20 gelakt in twee spoelen van 2 toeren, elk over 3/8 duim met lus van 2 toeren
L2	
150 watt uitwisselbare spoelen uit de handel	

aanwezig is. Zonder sturing krijgt de 6Y6 geen-voorspanning en de anodestroom van deze buis veroorzaakt dan een sterke spanningsval in de weerstand van het schermrooster, R2, zodat de spanning op de schermroosters van de 807's tot een zeer lage waarde daalt. De werking van deze buis vermindert dus op zeer doeltreffende wijze de anodestroom van de 807's zodat de buizen niet kunnen beschadigd worden, wanneer de sturing uitvalt; tevens wordt het hierdoor mogelijk, een voorgaande trap met laag vermogen te sleutelen voor break-in. Al is het mogelijk dat men de waarde van de weerstand R1 zal moeten aanpassen naargelang de sturing en de anodespanning, toch zal een waarde van 7000 ohm voor telegrafie en van 12.000 ohm voor telefontie in de meeste gevallen voldoen aan de gestelde vereisten.

Ofschoon weerstand R3 een kleine roostervoorspanning geeft, dient hij in de eerste plaats als isolatie-weerstand voor de stabiliteit.

Al kan men buizen zoals de 807 gewoonlijk zonder veel moeite doen werken op een band, toch treden moeilijkheden met storende oscillaties en zelfoscillatie zeer vaak op wanneer men werken wil op frequenties bracht geen oplossing. Wanneer dit de werking op één band stabiel maakte, dan ging het weer niet op de andere banden. Proeven en experimenten leidden tot het opnemen van de suppressor R4, bestaande uit 7 toeren blanke montagedraad, gewikkeld op een weerstand van 47 ohm, in serie geschakeld in de rooster-verbindingen vlak bij de buishouders; bovendien wer-

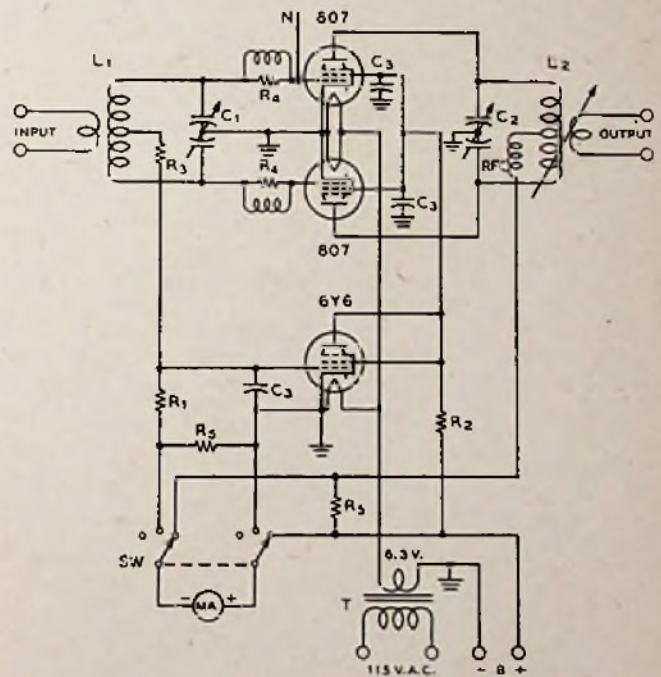


Fig. 19.

SCHEMA VAN DE 807 BALANSVERSTERKER

- C1 — dubbele 100 μ F draaicondensator
- C2 — dubbele 75 μ F draaicondensator
- C3 — 2000 μ F mica, ontvangertype
- R1 — 7000 ohm voor telegrafie, 12.000 ohm voor telefontie, 10 watt
- R2 — 50.000 ohm, 20 watt
- R3 — 470 ohm, 2 watt
- R4 — 47 ohm, 2 watt, met 7 toeren blanke draad gewikkeld over de weerstand
- R5 — 100 ohm, 2 watt
- M — 0-300 d.c. milliamperemeter in doos van 2 1/4 duim
- RFC — HF smoorspoel van 1 MH, 300 mA
- SW — draaischakelaar, twee richtingen, drie standen
- T — 6.3 volt, 2 A
- L1, L2 — zie spoelentabel

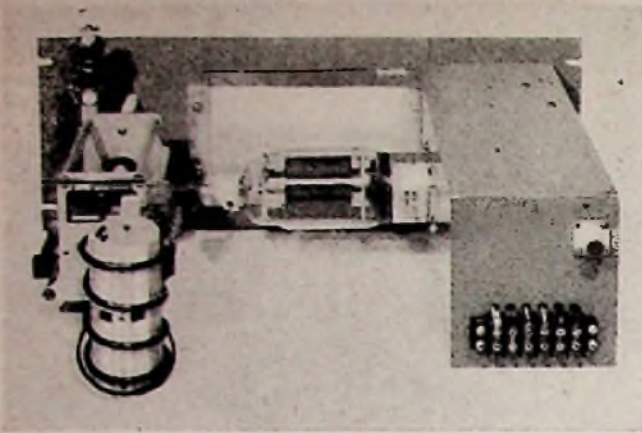


Fig. 20.

ACHTERZICHT VAN DE 813 VERSTERKER

De versterker uit de rack genomen met de 28 MHz spoel. Deze spoel dient eveneens voor de 21 MHz band. De koppellus van de antenne met 1 toer is aan de zijde met laag potentiaal van de anodespoel. De HF smoorespoel, die vertikaal op de anodecondensator is opgesteld krijgt de stroom van het meterpaneel, dat in de rack boven dit paneel is gelegen.

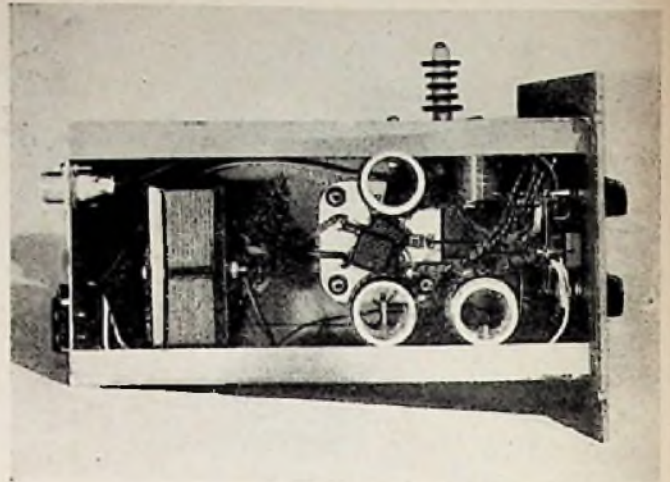


Fig. 21.

ZIJZICHT OP DE VERSTERKER

Hier ziet men de inwendige constructie van het rooster- en gloeidraadgedeelte van de versterker. Men ziet de spoelen voor 80, 40, 20 en 10 meter. De spoel voor 15 meter is in hetzelfde plan opgesteld als de spoel voor 10 meter en recht er onder. De coaxiale ingangsklem voor de sturing van de versterker ziet men op de achterzijde van de afscherming.

den daar ook aan de schermroosterklemmen rechtstreeks naar de kathodeklem twee ontkoppelcondensatoren van 2000 $\mu\mu\text{F}$ aangebracht. Dit stabiliseert de versterker, behoudens een kleine neiging tot zelfoscillatie, die blijft bestaan op 10 en 6 meter. Hiertegen werd een middel gevonden door de rooster-anodecapaciteit van een buis te verhogen door het aanbrengen van een draad van de roosterklem naar de nabijheid van een anodeverbinding; de waarde van deze capaciteit kan geregeld worden door het vergroten of verkleinen van de afstand tussen de twee verbindingen.

Deze onstabielheid op de hogere frequenties, vooral bij degelijke afscherming, is in hoofdzaak een gevolg van de zelfinductie van de schermroosterverbinding, wat het noodzakelijk maakt een zekere spanning van de anodekring in fase naar de roosterkring te voeren. De hier toegepaste methode heeft echter het voordeel van de eenvoud. Het stuk montagedraad dat deze spanning in fase moet brengen, wordt van de roosterklem door een doorvoerstaf, die men kan zien naast een buisafscherming naar boven gebracht. Een stuk van 1 duim lang is gebogen en naast de verbinding van een anode naar de anode-afstemcondensator gelegd. Op andere banden dan de 6 en de 10 meter, buigt men dit stuk draad van de anodeleiding weg, omdat hierdoor op die banden hetzelfde effect zou verkregen worden, dat op 6 en 10 meter er mede verholpen wordt. Een versterker kan niet stabiel genoemd worden, tenzij de anodestroom absoluut constant blijft over het gehele afstembereik, behalve op de resonantie. In de beschreven versterker is aan deze voorwaarde voldaan.

De roostersturing moet beperkt worden tot 10 mA. De anodespanning en de anodestroom moet gekozen worden volgens de gegevens van de fabricant voor het gebruik van de buis in telegrafie en telefonie.

813-VERSTERKER MET BAND-OMSCHAKELING.

De versterker, afgebeeld in de figuur 20 en 21 en schematisch voorgesteld in figuur 22, is een onderdeel van de zender van 450 watt met de buis 813 beschreven in hoofdstuk 20. In de anodekring worden uitwisselbare spoelen gebruikt, doch in de roosterkring zijn spoelen voor alle banden opgenomen in een afscherming. De spoelentabel bezorgt gegevens voor de 5 spoelen voor de 10-11, 15, 20, 40 en 80 meter-banden. Iedere spoel is getrimd zodat ze zal resoneren ongeveer in het

midden van de band, wanneer de trimcondensator C2 ingesteld is op ongeveer de helft van de schaal. Op alle spoelen werd een vrij kleine C verbruikt, zodat door een VFO een groot deel van de band kan bestreken worden, zonder dat een herregeling van C2 noodzakelijk wordt. De anodecondensator C1 moet echter bijgeregeld worden indien men de bedrijfsfrequentie met meer dan ongeveer 50 kHz wijzigt. Verstemt men de stuurinrichting over een vrij aanzienlijk frequentiebereik, dan moet men C2 bijregelen om een roosterstroom te leveren van 6 tot 9 mA op de 813-trap.

Neutralisatie van de 813 werd niet nodig bevonden zolang de versterker, al was het maar matig, door de antenne belast is. Om de trap echter volledig stabiel te houden is het van belang dat de stuurinrichting derwijze afgeschermd wordt, dat de HF-velden in de kamer niet door de stuurtraplijn naar de 813-trap teruggekoppeld worden. De ontkoppelcondensator van de anodekring, 2000 $\mu\mu\text{F}$, 3500 volt bedrijfs spanning in mica,

SPOELENTABEL

813 versterker met bandomschakeling	
L1 — 10/11 meter	6 toeren nr. 18 over 1 duim op XR-2 vorm
L2 — 15 meter	8 toeren nr. 18 over 1 duim op XR-2 vorm
L3 — 20 meter	14 toeren nr. 18 over 1 duim op XR-2 vorm
L4 — 40 meter	28 toeren nr. 24 over 1 duim op XR-13A vorm
L5 — 80 meter	57 toeren nr. 24 vast gewikkeld op XR-13A vorm
L6 — 80 en 40 m.	Johnson 350 watt spoelen voor deze banden.
L6 — 20 meter	Johnson 667 vorm, 8 toeren, 3/16 duim holle geleider. Lus L7 : ren nr. 10
L6 — 10/11/15 m.	Johnson 667 vorm, 5 toeren 3/16 duim holle geleider. Lus L7 : nr. 10.

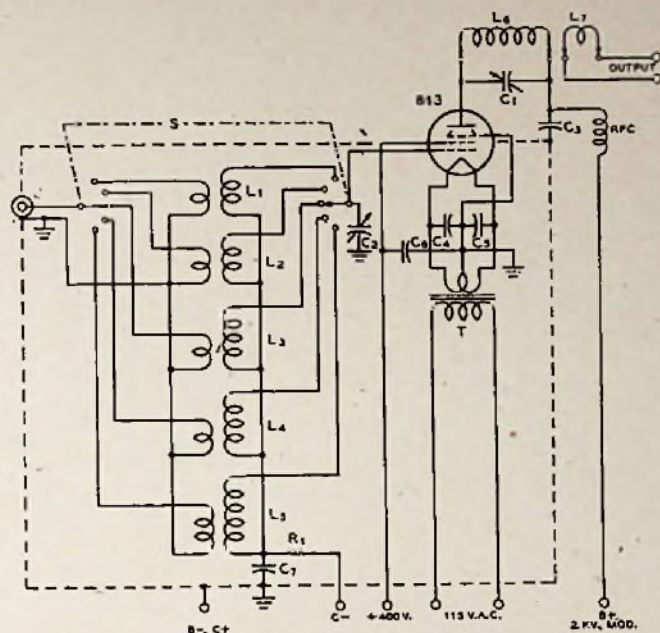


Fig. 22

SCHEMA VAN DE 813 VERSTERKER

- C1 — 100 $\mu\mu\text{F}$ 7000 volt draaicondensator
- C2 — 15 $\mu\mu\text{F}$ miniatuur draaicondensator
- C3 — 2000 $\mu\mu\text{F}$ 3500 volt bedrijfsspanning, mica
- C4, C5 — 2000 $\mu\mu\text{F}$ miniatuur, mica
- C6 — 2000 $\mu\mu\text{F}$, 1250 volt bedrijfsspanning, mica

- C7 — 2000 $\mu\mu\text{F}$ miniatuur, mica
- RFC — HF smoorspoel 2,5 mH, 500 mA
- T — 10 volt, 5 tot 8 A ampere
- R1 — 5000 ohm 10 watt, draadgewikkeld
- Spoelen — zie spoelentabel.

is vastgemaakt tussen het geraamte van de afstemcondensator en het voorpaneel met behulp van een bout, die het venster vasthoudt.

Een afzonderlijke bron levert een vaste voorspanning van ongeveer 100 volt aan de roosterkring van de versterker. Bijkomende voorspanning voor de trap kan verkregen worden door het toevoegen van een lekweer-

stand R1 in het rooster. Deze weerstand heeft als bijkomend doel te dienen als HF-smoorspoel om de HF te isoleren van de voorspanningsverbinding.

Normale bedrijfsvoorwaarden van deze versterker op banden van 3,5 MHz tot 28 MHz zijn de volgende: Roosterstroom: 8 mA; Anodespanning (gemoduleerd voor AM): 2000 volt; schermroosterspanning: 400 volt

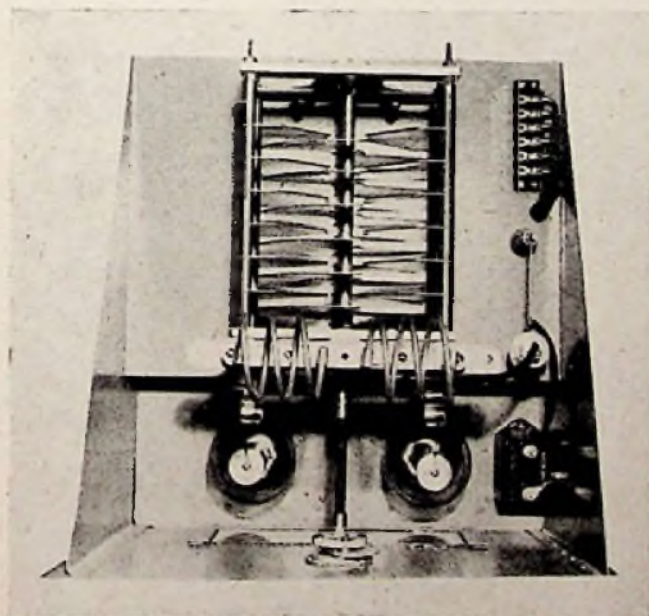


Fig. 23

BOVENZICHT OP DE 1 KILOWATT EINDVERSTERKER

De regelbare lus en het bedieningsmechanisme kunnen in deze foto niet gezien worden, omdat ze vastgemaakt zijn in het rackkastje

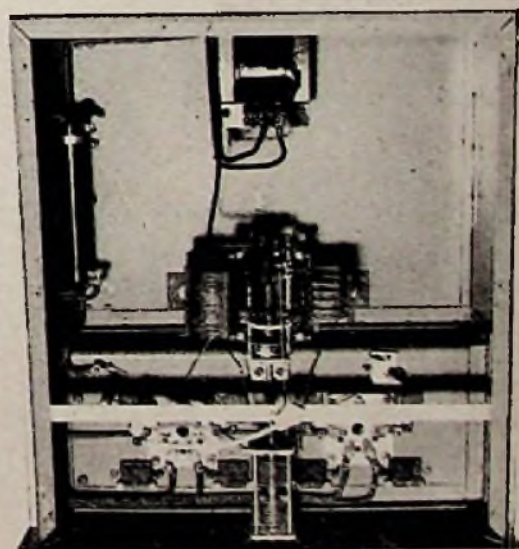


Fig. 24

ONDERZICHT VAN HET CHASSIS VAN DE EINDVERSTERKER MET BEAM-TETRODEN

In deze foto ziet men de opstelling der onderdelen en de constructie van de eenvoudige neutralisatiecondensatoren. De ventilator voor de afkoeling van de hulzen en de anodetopklemmen van de buizen is vastgemaakt op het sluitdeksel van het versterkerchassis.

(aangevoerd door een smoorspoel in serie voor anodemodulatie); Anodestroom: 175 mA voor telefonie en 225 mA maximum voor telegrafie. De versterker werkt vrij koel en zeer stabiel in deze voorwaarden. Ongeveer 5 watt stuurvermogen moet beschikbaar zijn om een gepaste roosterstroom te geven op alle banden.

1 KILOWATT LUXE-VERSTERKER MET BEAM-TETRODEN.

De versterker, voorgesteld in de figuren 23 en 34, is de eindtrap van de 1 kilowatt luxe-zender beschreven in hoofdstuk 20. Een paar 4-250A buizen werden in de versterker gebruikt om anodemodulatie voor radiotelefonie mogelijk te maken. Wil men de trap alleen voor FM of voor telegrafie gebruiken, dan kan men de 4-250A's vervangen door een paar 4-125A. Deze kleinere buizen zijn in staat een ingangsvermogen van een volle kilowatt te verwerken in telegrafie, doch hun maximum nominaal ingangsvermogen bij anodemodulatie op hoog peil bedraagt slechts 760 watt.

De versterkertrap wordt gestuurd door een enkele 807, werkend als versterker met 600 volt anodespan-

ning. Hierdoor verkrijgt men een ruime sturing op alle banden van 3,5 MHz tot 29,7 MHz. Een standaard spoeltoren voor bandomschakeling wordt gebruikt in de roosters van de versterkerbuizen. De anode van de 807 is verbonden met één zijde van de roosterkring en een kleine evenwichtscondensator wordt over de andere zijde geschakeld om de inwendige capaciteit van de 807 te compenseren. Het volledige schema van de versterker wordt gegeven in hoofdstuk 20 samen met de beschrijving van de overige delen van deze 1 kilowatt luxe-zender.

De schermroosterspanning voor de buizen wordt aangevoerd door de stroombeperkende weerstand van 3000 ohm uit een voedingsbron van 600 volt; verder is in serie met de schermroosters een smoorspoel opgenomen om het schermrooster samen met de anode te moduleren. De normale schermroosterspanning op de buizen bedraagt ongeveer 400 volt met een stroom van ongeveer 70 mA. De roosterstroom bedraagt zowat 25 mA met een voorspanning van ongeveer 240 volt. De bedrijfsanodespanning is 3000 volt en de anodestroom heeft een waarde van 330 mA. Bij een ingangsvermogen van 1 kilowatt op alle banden, waarvoor de versterker ontworpen werd, mogen de anoden van de 4-250A-buizen niet gloeien.

ZHF en UHF-Zenders

Op het huidige ogenblik bevinden er zich 10 amateurbanden in het bereik der ZHF en UHF (boven 30 MHz). Deze frequentiebanden zijn de volgende: 50 tot 54 MHz, 144 tot 148 MHz, 235 tot 240 MHz, 420 tot 450 MHz, 1215 tot 1295 MHz, 2300 tot 2450 MHz, 3300 tot 3500 MHz, 5650 tot 5850 MHz, 10.000 tot 10.500 MHz en 21.000 tot 22.000 MHz. Men zal bemerken dat de grenzen van deze banden niet in harmonische verhoudingen tot elkaar staan, zoals het geval was met de vooroorlogse amateurbanden onder 30 MHz. Toestellen voor deze frequentiebereiken verschillen over het algemeen vrij veel van deze voor frequenties onder 30 MHz. In dit hoofdstuk houden we ons bezig met uitrustingen voor de frequentiebereiken van 50 tot 54 MHz, 144 tot 148 MHz, 235 tot 240 MHz en 420 tot 450 MHz. We beschrijven geen toestellen voor frequenties boven 1000 MHz, daar deze apparaten meestal mechanisch zeer moeilijk te verwezenlijken zijn en bijna onvermijdelijk het gebruik van een draaibank en andere werktuigmachines vergen.

Het is wenselijk in m.o.p.a. (= master oscillator-power amplifier of oscillator met zelfsturing — HF-vermogenversterker) of met kristalsturing te werken in het ZHF-bereik en overal waar het mogelijk is in het UHF-bereik boven 300 MHz. Men kan echter een grote eenvoud verkrijgen in zenders voor frequenties boven 144 MHz door de vermogenoscillator rechtstreeks te moduleren. Doch zelfs in een gemoduleerde oscillator tracht men nog een of ander middel voor de stabilisatie aan te wenden, zoals het gebruik van een afstemkring met hoge Q als element voor de frequentiesturing.

60 WATT FM-ZENDER.

Figuren 1, 2, 3 en 4 tonen een 60 watt FM-zender, ontworpen voor FM met smalle band op de banden van 10 en 11 meter en voor FM met smalle of middelmatige band op de 6 meter-band. Bovendien kan dit toestel gebruikt worden, hetzij als stuurinrichting voor een versterker met hoog vermogen op een dezer banden, hetzij als stuurinrichting voor de band van 144 MHz door de trap met de 815 als verdrievoudiger te laten werken. Er werden eveneens spoelen voorzien om de 815 trap als verdrievoudiger te laten werken in het bereik van 78 tot 80 MHz, dit als sturing van het roos-

ter van een volgende verdrievoudigertrap op de 235 MHz-band.

FAZEMODULATOR.

Dit gedeelte van het toestel is opgenomen binnen de stippellijn in het schema van figuur 4 en binnen de afscherming, die men zien kan in de foto van figuur 3. Het is in hoofdzaak hetzelfde als het eerste deel van de NB-FM-stuurinrichting, die in hoofdstuk 15 beschreven werd. Het apparaat werd ontworpen om te werken met een kristal in de buurt van 2,2 MHz voor de 50 MHz-band, een kristal in de buurt van 2,05 MHz voor de band van 144 MHz, een kristal in de buurt van 2,2 MHz voor de band van 235 MHz, en een kristal van 3,4 tot 3,7 MHz voor de banden van 10 en 11 meter.

De werking van de fazemodulator, die gebruikt wordt voor het verkrijgen van het FM-sein, werd beschreven in verband met de NB-FM-stuurinrichting in hoofdstuk 15 en met nog meer bijzonderheden in hoofdstuk 7, dat gewijd was aan de FM-theorie.

DE FREQUENTIEVERMENIGVULDIGER.

Het frequentievermenigvuldigerdeel in de zender is ontworpen om de sturing te leveren voor de eindversterker op 8, 12 of 24 maal de frequentie van het kristal. Voor de werking op de 6 en 2 meter banden wordt de anodekring van de 6SG7 vermenigvuldiger afgestemd in de buurt van 6,6 MHz. De anode van de eerste 6V6 wordt afgestemd op ongeveer 13 MHz, de anode van de tweede 6V6 in de buurt van 26 MHz en de anode van de 6L6 tussen 48 en 54 MHz. De 815 werkt dan hetzij als rechtstreekse versterker op 6 meter, hetzij als verdrievoudiger op 144 MHz.

Voor het bedrijf op de 1¼ meter-band worden de roosters van de 815 gestuurd door de afstemkring van de tweede 6V6 op ongeveer 26 MHz en de 815 werkt als verdrievoudiger in de buurt van 78 tot 80 MHz. De

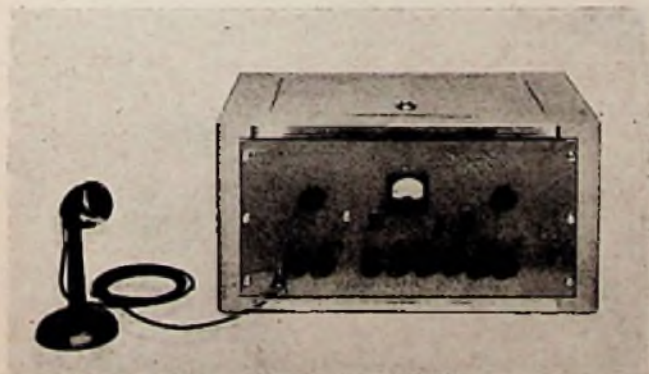


Fig. 1
VOORZICHT VAN DE 60 WATT FM-ZENDER

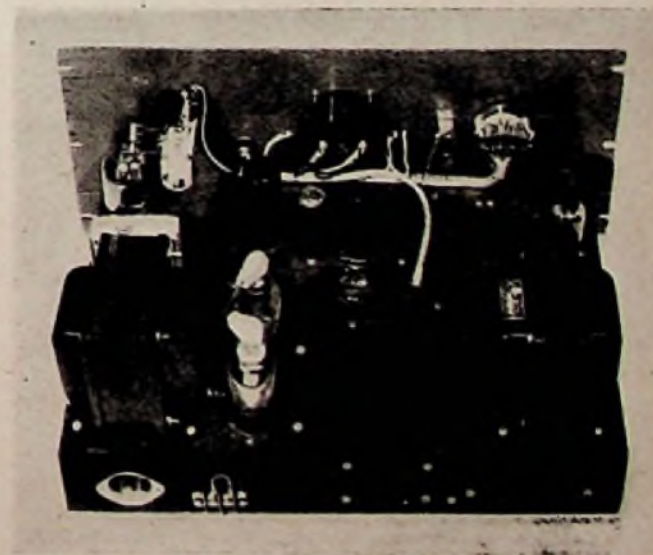


Fig. 2.
ACHTERZICHT VAN DE FM-ZENDER

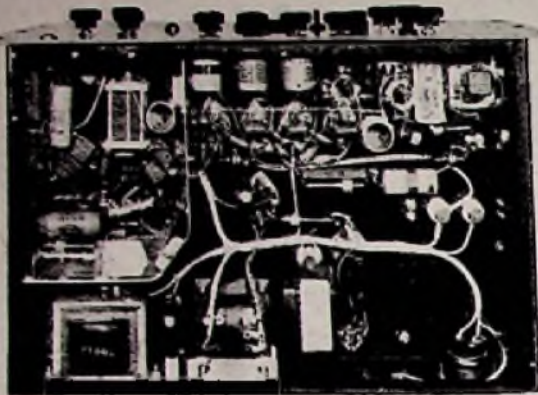


Fig. 3.

ONDERZICHT VAN HET CHASSIS VAN DE FM-ZENDER

De fazemodulator is geïsoleerd door de afscherming in een hoek van het chassis.

sturing van de 815 wordt verkregen hetzij van de tweede 6V6, hetzij van de 6L6 door het verdraaien van de schakelaar S2. De uitgang van deze trap wordt dan gebruikt om de roosters te sturen van een andere verdrievoudiger, die de 829B-versterker-verdrievoudiger kan zijn, die in dit hoofdstuk beschreven wordt en dan een uitgang aflevert op de band van 235 MHz.

OP de 10 en 11 meter-banden werkt de 6SG7 als verdubbelaar in de streek van 7,4 MHz, de eerste 6V6 is afgestemd op 14,8 MHz en de tweede 6V6 op een bereik van 27,16 tot 29,7 MHz. De roosterkring van de 815 wordt overgeschakeld naar de anodekring van de tweede 6V6 bij middel van schakelaar S2 voor het werk in dit frequentiebereik en de 6L6-vermenigvuldigertrap wordt niet gebruikt.

VOEDINGSBRON.

Een paar 816 kwikdampgelijkrichters worden gebruikt in de voedingsbron van 400 volt, 250 mA van de zender. Een afvlakfilter met smoorspoelingang met de smoorspoel in de negatieve leiding wordt gebruikt. De rimpelspanning over de ingangssmoorspoel wordt gelijkgericht met behulp van een 6X5GT-buis om ongeveer 60 volt voorspanning te leveren voor de vermenigvuldigertrappen in de zender. De meter wordt omgeschakeld om de anodestroom te meten in alle trappen met hoog peil van de zender. De normale bedrijfstroom van de 815 eindversterker bedraagt van 125 tot 150 mA.

829B-VERSTERKER-VERDRIEVODIGER.

Het toestel, dat afgebeeld wordt in de figuren 5, 6 en 7, werd ontworpen voor de werking op 50 MHz, 144 MHz en 235 MHz met een roostersturing uit een uitwendige stuurinrichting. Zonder uitwendige afkoeling op het omhulsel van de buis, is deze in staat 120 watt ingangsvermogen te verwerken als versterker op 50 en 144 MHz onder een anodespanning van 500 tot 750 volt. Dit gegeven heeft betrekking op ongemoduleerde telegrafie en op FM. Met anodemodulatie op 50 en 144 MHz bedraagt het maximum ingangsvermogen 90 watt onder 600 volt. Als verdrievoudiger van 48 tot 144 of van 80 tot 240 MHz kan het toestel een ingangsvermogen geven van ongeveer 50 watt onder 500 volt. Voor al deze bedrijfstypen moet een stuurvermogen van 2 tot 4 watt beschikbaar zijn, al heeft men iets minder stuurvermogen nodig voor telegrafiewerking, zolang dit de nominale dissipatie van de buis niet te boven gaat.

Met een luchtstroom langs de buis, die men kan verkrijgen door b.v. een ventilator en met koelradiatoren op de anodeverbindingen kan men de hierboven gegeven vermogens ongeveer met 20 % verhogen. In de versterker kan men hetzij een 828B, hetzij een 3E29 gebruiken. Deze 3E29 is gemakkelijker te verkrijgen, daar ze veel gebruikt werd als impulsversterker in radartoestellen met laag vermogen. De inwendige constructie van beide buizen is echter in hoofdzaak dezelfde.

De versterker werkt vrij stabiel op de drie vermelde banden, zonder noodzakelijkheid van neutralisatie zolang er enige belasting van de antenne met de uitgangskring is gekoppeld. Vervangt men de 829B door een 815, dan moet men het vermogen verminderen tot maximum 75 watt onder 500 volt; met deze buis zal men echter vermoedelijk geen voldoende werking verkrijgen op de 235 MHz-band.

SPOELGEGEVENS.

De spoelen voor alle banden worden aangegeven in de bijgaande spoelentabel. Een lus van 1 toer is om het midden van elke roosterspoel gewikkeld. Roosterspoelen voor 50 en 80 MHz worden gewikkeld op amphenol 24-5H-spoelvormen. De roosterspoel voor 144 MHz wordt gemaakt door een dezer spoelvormen op ongeveer $\frac{1}{8}$ duim boven de basis af te zagen. De spoel zelf wordt dan gemaakt uit een vrije wikkeling en vastgesoldeerd in de pinnen van de basis. De anodespoelen voor alle banden zijn van het vrij gewikkelde type.

De anodespoel voor 235 MHz ziet men in de foto van figuur 6. Het is een koperstrook van $\frac{1}{32}$ duim dik, $\frac{3}{8}$ duim breed en 6 duim lang in U-vorm gebogen met een afstand van $\frac{3}{8}$ duim tussen de zijden. Aan de beide einden zijn fahnestock-klemmen gesoldeerd. De op het paneel gemonteerde afstemcondensator wordt niet op 235 MHz gebruikt; in de plaats daarvan gebruikt men een trimcondensator, die op de koperstrook is vastgemaakt. Deze condensator bestaat uit een ronde koperen schijf van 1 duim doormeter, die vast gesoldeerd is op een 6-32 schroef, die door een moer is vastgemaakt op een been van de U-spoel. Om de uitgangskring op 235 MHz tot resonantie te brengen draait men de schroef met behulp van een schroevendraaier met plastic handvat, waardoor men de afstand tussen de schijf en het tegenoverliggende been van de U-spoel regelt. Na de behoorlijke afregeling zet men de schroef vast met een tegenmoer.

METERSCHAKELING.

De anodestroom en de roosterstroom worden gemeten met behulp van een Simpson 127 0-500 d.c.-milliamperemeter en een meterschakelaar. De shunt in de meter wordt losgemaakt en gesoldeerd over de contacten van de anodekring op de meterschakelaar. In de stand voor de metingen in het rooster wordt een weerstand van 100 ohm over de contacten gesoldeerd. De volle naalduitslag in de roostermeetstand bedraagt dan ongeveer 30 mA. In de stand voor de meting in de anode bedraagt de volle uitslag natuurlijk 500 mA. Bij normaal bedrijf moeten bijgevolg de metingen in beide kringen ongeveer een uitslag van de helft van het schaalbereik geven.

24G/3C24-VERSTERKER VOOR 6 EN 2 METER.

De 24G/3C24-versterker wordt afgebeeld in de foto's van de figuren 8 en 9. Deze werd in de eerste plaats ontworpen voor de banden van 6 en 2 meter, doch zowel de condensator in de anode als deze in het rooster is groot genoeg om te werken op frequenties van niet hoger dan 14 MHz indien men de geschikte spoelen gebruikt. Werking op 40 en 80 meter is zelfs mogelijk indien men voor deze banden kleine paddercondensatoren over de spoelen aanbrengt. Het toestel heeft flinke uitslagen geleverd op 50 en 144 MHz met 200 watt ingangsvermogen onder 1250 volt. De normale roosterstroom bedraagt 30 tot 40 mA met 125 volt voorspan-

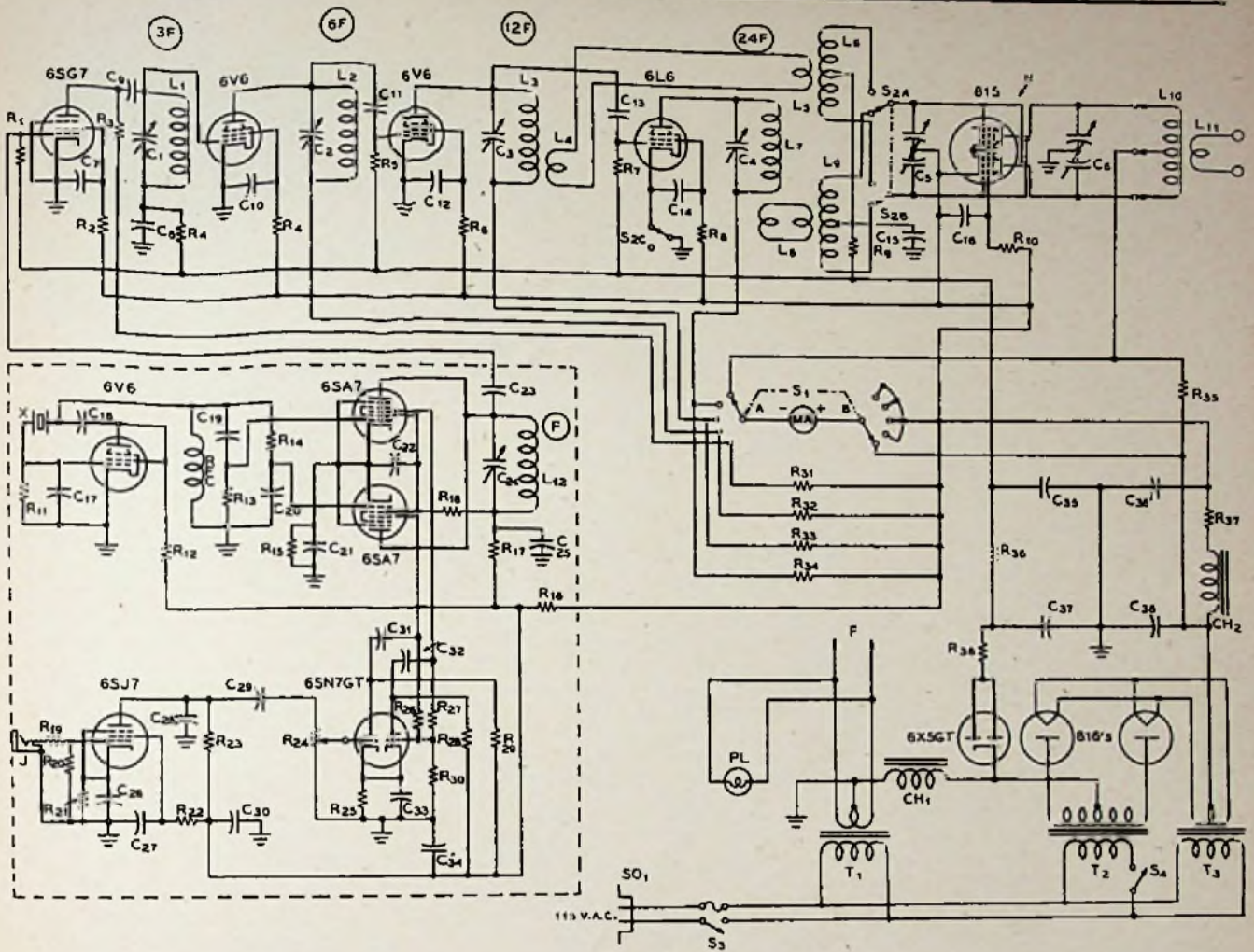


Fig. 4

SCHEMA VAN DE 60 WATT FM ZENDER

- C1, C2 — 140 $\mu\mu\text{F}$ luchtpadding met lange as.
- C3, C4 — 75 $\mu\mu\text{F}$ luchtpadding met lange as
- C5, C6 — 30 $\mu\mu\text{F}$ miniatuur met dubbele stator
- C7, C8 — 3000 $\mu\mu\text{F}$ miniatuur, mica
- C9 — 50 $\mu\mu\text{F}$ miniatuur, mica
- C10 — 3000 $\mu\mu\text{F}$ miniatuur, mica
- C11, C13 — 50 $\mu\mu\text{F}$ miniatuur, mica
- C12, C14, C15, C16 — 3000 $\mu\mu\text{F}$ mica
- C17 — 50 $\mu\mu\text{F}$ miniatuur, mica
- C18 — 3000 $\mu\mu\text{F}$ miniatuur, mica
- C19, C20 — 75 $\mu\mu\text{F}$ miniatuur, mica
- C21, C22 — 3000 $\mu\mu\text{F}$ miniatuur, mica
- C23 — 50 $\mu\mu\text{F}$ miniatuur, mica
- C24 — 200 tot 250 $\mu\mu\text{F}$ draaicondensator
- C25 — 3000 $\mu\mu\text{F}$ miniatuur, mica
- C26 — 25 μF 25 volt, electr.
- C27 — 0,25 μF 400 volt, papier
- C28 — 500 $\mu\mu\text{F}$ miniatuur, mica
- C29 — 3000 $\mu\mu\text{F}$ mica
- C30 — 8 μF 450 volt, electr.
- C31, C32 — 3000 $\mu\mu\text{F}$ mica
- C33 — 25 μF 25 volt, electr.
- C34 — 8 μF 500 volt, electr.
- C35 — 25 μF 25 volt, electr.
- C36 — 8 μF 500 volt, electr.
- C37 — 3000 $\mu\mu\text{F}$ mica
- C38 — 5 μF 600 volt, olie
- R1 — 100.000 ohm, 1/2 watt
- R2 — 100.000 ohm, 2 watt
- R3 — 22.000 ohm, 2 watt
- R4 — 10.000 ohm, 2 watt
- R5 — 100.000 ohm, 2 watt
- R6 — 39.000 ohm, 2 watt
- R7 — 100.000 ohm, 2 watt

- R8 — 39.000 ohm, 2 watt
- R9 — 12.000 ohm, 2 watt
- R10 — 10.000 ohm, 10 watt
- R11 — 47.000 ohm, 1/2 watt
- R12 — 22.000 ohm, 2 watt
- R13, R14 — 470 ohm, 2 watt
- R15 — 10 ohm, 2 watt
- R16 — 10.000 ohm, 10 watt
- R17 — 100 ohm, 2 watt
- R18 — 10.000 ohm, 10 watt
- R19 — 100.000 ohm, 1/2 watt
- R20 — 470.000 ohm, 1/2 watt
- R21 — 1000 ohm, 1/2 watt
- R22 — 470.000 ohm, 1/2 watt
- R23 — 220.000 ohm, 1/2 watt
- R24 — 500.000 ohm, potentiometer
- R25 — 1800 ohm, 1/2 watt
- R26, R27 — 220.000 ohm, 1/2 watt
- R28, R29 — 47.000 ohm, 2 watt
- R30 — 100.000 ohm, 1/2 watt
- R31, R32, R33, R34, R35 — 100 ohm, 2 watt
- R36 — 2000 ohm, 10 watt
- R37 — 500 ohm, 10 watt
- R38 — 1000 ohm, 10 watt
- T1 — 6,3 volt, 6 ampere
- T2 — 2 x 615 volt, 250 mA.
- T3 — 2,5 volt, 5 ampere
- CH1 — 300 mA afvlakspoel
- CH2 — 10,5 H, 110 mA
- S1 — 2 richtingen, 5 standen
- S2 — 3 richtingen, 2 standen ceramiek
- S3, S4 — enkele tumbler
- MA — 0-200 d.c. milliamperemeter
- Spoelen - zie spoelentabel N - neutralisatie - zie tekst

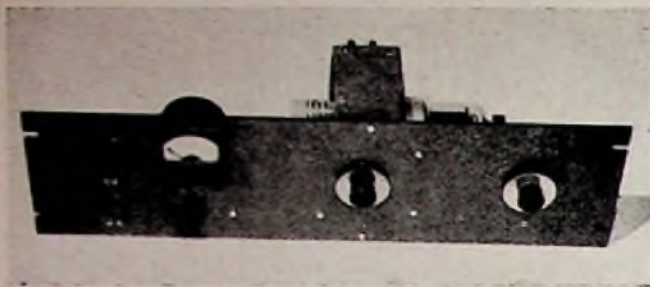


Fig. 5

829B VERSTERKER-VERDRIEVOUDIGER
Dit vooraanzicht toont de 0-500 d.c. milliampere-meter met de meterschakelaar en de afstemcondensator in rooster en anode.

ning. Een gepast stuurvermogen werd verkregen met een 807, als verdubbelaar op 50 MHz met 450 volt op de anode. Sturing voor 144 MHz kan verkregen worden uit een 829B of een 815 als verdrievoudiger met 400 volt op de anode. Om de versterker te sturen zijn 8 tot 10 watt vereist.

AFSTEMKRINGEN.

In de rooster- en anodekringen van de versterker worden afstemcondensatoren met dubbele stator en gearde rotor gebruikt. De roostercondensator is een Hammerlund HFD-30X en de anodecondensator een Cardwell NP-50-DD. De roosterspoelen werden gewikkeld op amphenol 24-5H-spoelvormen en zijn dezelfde als deze, die gebruikt worden in de roosterkring van de hiervoor beschreven 829B-versterker-verdrievoudiger. De anodespoelen voor 6 en 2 meter zijn zonder spoelvorm. De 50 MHz-spoel bestaat uit 6 toeren nr. 10 gelakte draad op een doormeter van 1½ duim en 3 duim

SPOELEN TABEL

60 Watt FM Zender	
L1	10 toeren nr. 20 gelakt, vast gewikkeld op 1 duim vorm
L2	8 toeren nr. 20 gelakt over 3/4 duim op 1 duim vorm
L3, L4	5 toeren nr. 16 blank op draad afstand 1 duim vorm; lus: 2 toeren montage-draad aan het gearde einde
L5, L6	10 toeren nr 16 blank op draadafstand op 1 duim vorm met middenaftakking; lus: 2 toeren montage-draad in het midden
L7	3 toeren nr. 18 vertind met lus van 2 toeren aan het gearde einde
L8	lus tussen L7 en L9
L9	6 toeren nr. 18 vertind met middenaftakking; lus: 2 toeren montage-draad in het midden
L10	28 MHz : 12 toeren nr. 14 gelakt over 1 1/4 duim, doormeter 1 duim, vrij gewikkeld met middenaftakking 50 MHz : 6 toeren nr. 12 gelakt over 3/4 duim, doormeter 3/4 duim vrij gewikkeld met middenaftakking 80 MHz (voor verdrievoudiging op 240 MHz) : 4 toeren nr. 14 gelakt over 3/4 duim, doormeter 3/4 duim vrij gewikkeld met middenaftakking
L11	Lus van een of twee toeren over L10 voor elke band

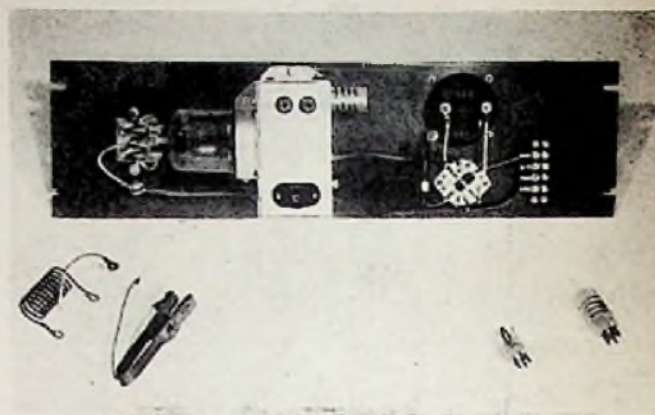


Fig. 6.

ACHTERZICHT VAN DE 829B VERSTERKER
In de anodekring staat de spoel voor 144 MHz en in de roosterkring deze voor 50 MHz. Op deze wijze verdrievoudigt het toestel van ongeveer 48 MHz tot 144 MHz. De spoelen voor 50 en 235 MHz ziet men voor het toestel aan de zijde van de anode en deze voor 144 MHz en de roosterspoel voor 80 MHz aan de andere zijde.

lang. Een lus van twee toeren in dezelfde draad met isoleerkous wordt gebruikt voor de antennekoppeling op de 6 meter-band. De anodespoel voor 144 MHz is gesneden uit plaatkoper en is 1/16 duim dik en 3½ duim lang op 1½ duim breed. In het midden is een gleuf van 9/16 duim uitgesneden. Men kan deze spoel zien achter de versterker in figuur 8.

NEUTRALISATIECONDENSATOREN.

De twee neutralisatiecondensatoren voor de kruisneutralisatie van de twee buizen worden op de volgende wijze gemaakt : twee stroken aluminium van 1/16 duim breed en 2¼ duim lang worden zo geplooid dat 1½ duim van elke strook vanaf de condensator in de anode

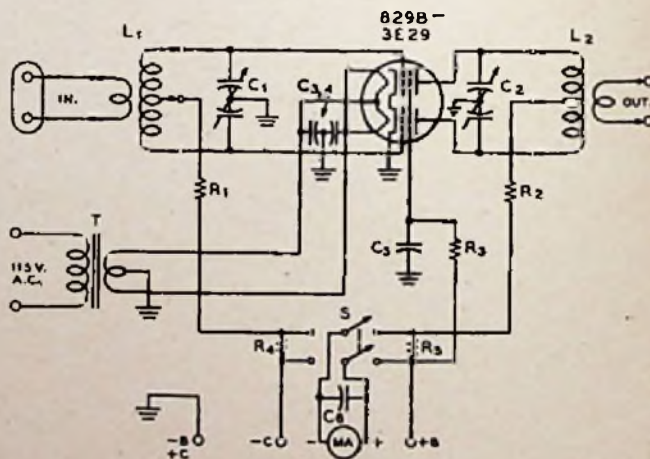


Fig. 7.

SCHEMA VAN DE 829B VERSTERKER-VERDRIEVOUDIGER

- C1 — 30 μF per sectie miniatuur draaicondensator
- C2 — 8 μF per sectie miniatuur vlindercondensator
- C3, C4, C5, C6 — 2000 μF miniatuur, mica
- R1 — 500 ohm, 10 watt
- R2 — 100 ohm, 2 watt
- R3 — 10.000 ohm, 10 watt
- R4 — 100 ohm, 2 watt
- R5 — shunt uit de milliampere-meter gehaald
- L1, L2 — zie figuur 6 en tekst
- F — 6,3 volt, 2,5 A.

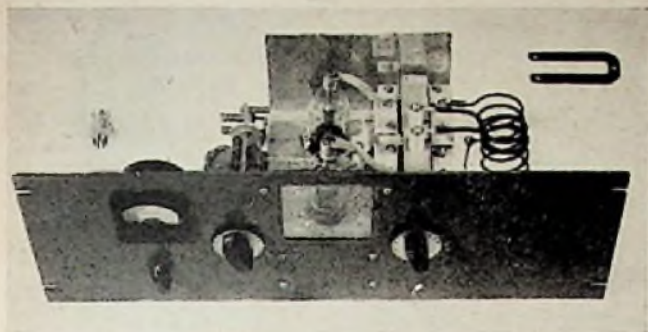


Fig. 8.

ZICHT OP DE 24G/3C24 BALANSVERSTERKER

naar beneden steekt. Zoals men ziet in figuur 3, is het horizontale deel van deze twee strookjes met twee bouten op elke sectie van de stator vastgemaakt. De kleine neutralisatieplaten, die met de roosters verbonden zijn, worden gemonteerd op 1 duim hoge cilindrische standoff's in ceramiek en zijn gesneden uit aluminium van 1/16 duim dik; ze zijn 3/4 duim breed. Deze strookjes zijn zo geplooid, dat 1 duim ervan boven de isolator uitsteekt. De neutralisatie van de trap wordt verkregen wanneer de overeenliggende plaatjes van de neutralisatiecondensatoren op ongeveer 1/4 duim van elkaar liggen. De versterker mag geneutraliseerd worden voor 144 MHz en de neutralisatie zal goed blijven voor de andere banden. Het is van belang de kortst mogelijke verbinding te gebruiken tussen de gloeidraadklem op elke buishouder en de aarde. Een soepele vlechtdraad van een halve duim breed kan gelegd worden tussen de anoden en de afstemcondensator. Tussen de buisroosters en de staaf, die de afstemcondensator en de neutralisatiecondensatoren verbindt legt men een soepele verbinding in 1/4 duimse vlechtdraad.

Het werd noodzakelijk bevonden een aluminiumplaat op te stellen aan de achterzijde van het chassis, op ongeveer dezelfde afstand van de achterste buis als de afstand tussen de voorste buis en het voorpaneel; hierdoor wordt het evenwicht verbeterd. De plaat, die men op de foto kan zien, is 3 3/4 duim hoog en 6 1/4 duim breed. De achterzijde van de afstemcondensator in de anode is op deze plaat vastgeschroefd. Een 0-300 d.c.-milliamperemeter samen met een meterschakelaar wordt gebruikt om de rooster- en de kathodestroom van beide

SPOELEN TABEL

29B Versterker-Verdrievodiger	
Roosterspoulen	
50MHz	5 1/2 toeren nr. 14 blank 3/4 duim doormeter over 3/4 duim met middenaftakking; lus: 1 toer
80 MHz	3 3/4 toeren nr. 14 blank; 3/4 duim doormeter over 3/4 duim met middenaftakking; lus: 1 toer
144 MHz	2 toeren nr. 14 blank 1/2 duim over 5/8 duim met middenaftakking; lus: 1 toer
Anodespoulen	
50 MHz	10 toeren nr. 14 blank 3/4 duim doormeter over 1 1/2 duim met middenaftakking
144 MHz	3 toeren nr. 12 blank 1/2 duim doormeter over 1 duim met middenaftakking
235 MHz	Zie tekst voor beschrijving en foto voor uitzicht

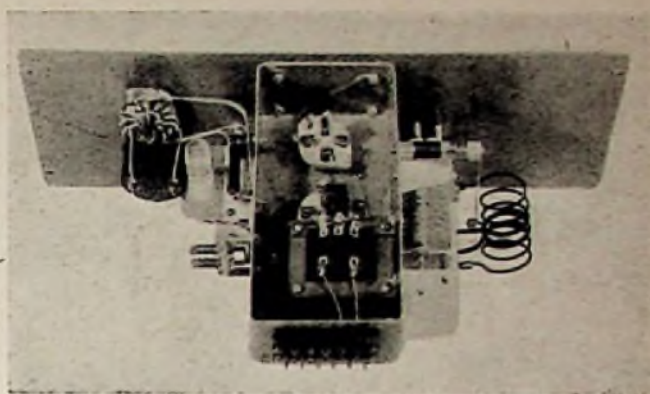


Fig. 9.

ONDERZICHT VAN HET CHASSIS VAN DE 24G/3C24 VERSTERKER

Na het maken van deze foto werden de verbindingen van de ontkoppelcondensatoren van de gloeidraden zo kort mogelijk gemaakt. Hierdoor werd de werking op 144 MHz merklijk verbeterd.

buizen samen te meten. De HF-smoorspoel van de anodekring is opgesteld op een polystyreen isolator van een halve duim dik en 2 1/2 duim lang. Deze smoorspoel bestaat uit 15 toeren nr. 22, gelakt, gewikkeld over 1 1/4 duim, gevolgd door een tussenruimte van 1/4 duim en dan een vaste wikkeling van 3/4 duim met dezelfde draad.

ZELFGESTUURDE ZENDER VOOR 144 EN 235 MHz.

Figuur 11 toont een betrekkelijk eenvoudige combinatie van toestellen, die een zender van ongeveer 10 watt uitgangsvermogen vormen voor de banden van 144 en 235 MHz. Het HF-deel van de zender is een oscillator met lijn-stabilisatie, die men als bouwdoos

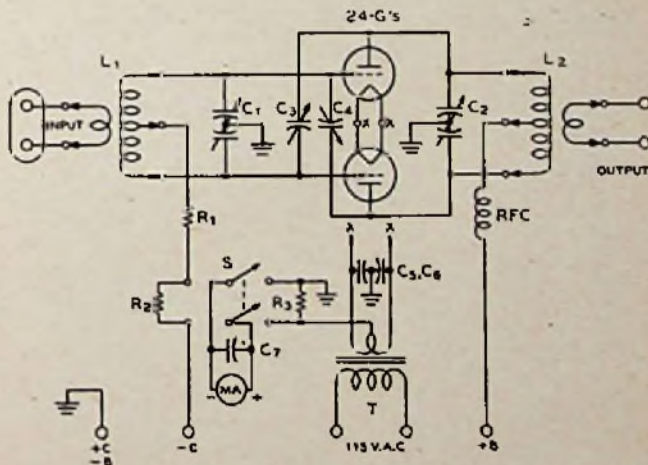


Fig. 10

SCHEMA VAN DE 24G/3C24 VERSTERKER

- C1 — 30 μμF per sectie
- C2 — 50 μμF per sectie
- C3, C4 — Neutralisatie: zie tekst
- C5, C6 — 2500 μμF miniatuur, mica
- C7 — 3000 μμF miniatuur, mica
- R1 — 1000 ohm 10 watt, draadgewikkeld
- R2, R3 — 100 ohm, 2 watt
- MA — 0-300 mA d.c. milliamperemeter
- T — 6,3 volt, 6 ampere
- RFC — zie tekst
- Spoelen - zie tekst

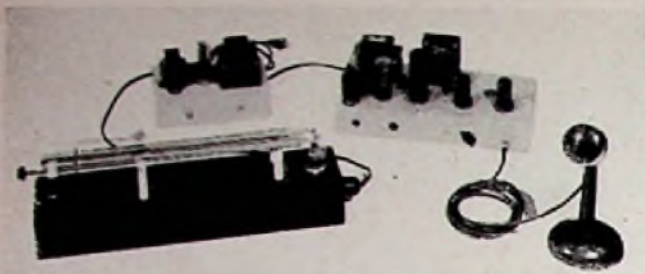


Fig. 11
ZENDER VOOR 144 EN 235 MHz
MET LIJNSTABILISATIE

Een oscillator, te verkrijgen in bouwdoos samen met een LF versterker van 8 watt, vormt een eenvoudige ZHF-zender met klein vermogen.

of afgewerkt in de handel kan krijgen en die uitgerust is met een HY-75A-buis. De modulator is de enkele 6L6-versterker, beschreven in hoofdstuk 18, doch waarvan de uitgangstransformator vervangen werd door een modulatietransformator van 10 watt. Bij gebruik als modulator is deze versterker in staat een ingangsvermogen van 18 tot 20 watt van de HF-trap te moduleren. De anodespanning op de YH-75A bedraagt 400 volt en de antennekoppeling wordt geregeld tot de buis ongeveer 50 mA anodestroom opneemt.

Bij behoorlijke regeling van de anodelijnen van de oscillator is het mogelijk de zender hetzij op 144, hetzij op 235 MHz te gebruiken. De oscillator zal op 144 MHz werken wanneer ongeveer de gehele parallellijn in de kring geschakeld is; voor 235 MHz wordt de staaflengte

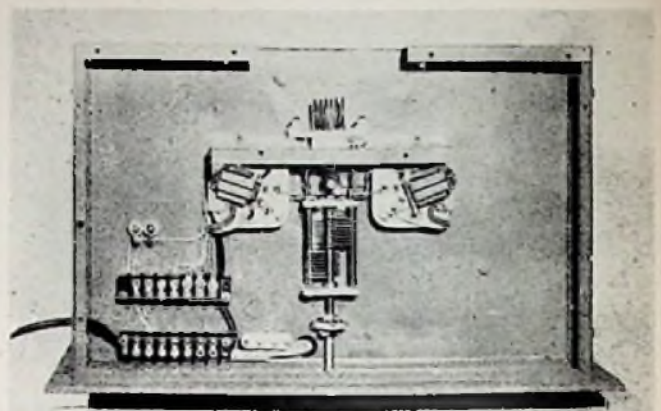


Fig. 13
ONDERZICHT VAN HET CHASSIS VAN DE
VERMOGENVERSTERKER VOOR ZHF EN UHF

verminderd tot ongeveer 5 duim. De regeling van de zenderfrequentie kan best uitgevoerd worden met behulp van een paar Lecherdraden en de golfengtabel uit hoofdstuk 23. Een nauwkeurige regeling kan ook verkregen worden met de harmonischen van een zender op lagere frequentie, waarvan de frequentie gekend is; hiertoe luistert men op een ZHF ontvanger. Best is echter eerst de Lecherdraden te gebruiken voor een ruwe bepaling van de zenderfrequentie.

257B/4E27/8001 BALANSVERSTERKER MET HOOG VERMAGEN.

De in figuren 12 en 13 afgebeelde versterker werd gebouwd voor het gebruik op de vijf laagste amateurfrequentiebanden met 600 watt-ingang in telegrafie en 500 watt voor anodemodulatie. Een uitgangsvermogen van ongeveer 75 watt is te verkrijgen met remroostermodulatie. Bij het gebruik van HK-257B-buizen is het vereiste stuurvermogen uiterst klein. De 4E27 en de 8001 zijn van hetzelfde type.

De kast van 17 x 17 x 11 duim is volledig in staalplaat van maat 20 gemaakt. Voorzijde en zijwanden zijn uit één stuk geplooid en met het bovenste, het benedenste en met het chassis verbonden door 8-32 bouten en een aluminiumstaaf van ¼ duim vierkant. Het chassis van 17 x 11 x 3 duim heeft aan de achterzijde een kleine opening voor het onderbrengen van een roosterpoel van het uitwisselbare type.

Het bedrijf op vijf banden wordt verwezenlijkt met behulp van een speciale anode-afstemcondensator bestaande uit vier geïsoleerde statorsecties. De sectie met kleine capaciteit (2 statorplaten en 3 rotorplaten) wordt gebruikt op 6 en 10 meter; op de andere banden gebruikt men alle secties.

Een nazicht van de foto's en het schema toont hoe men de juiste verbinding met de stator dient te maken door enkele wijzigingen aan de spoelen voor 80, 40 en 20 meter uit de handel en door de bouw van de zelfgemaakte spoelen voor 10 en 6 meter. De veranderingen, die moeten aangebracht worden aan B&W-spoelen, type TVL, bestaan in het losmaken van de twee afzonderlijke verbindingen van de middenaftakking en het aanbrengen ervan op een banaanstekker die in het midden van de ceramiek-basis is bijgevoegd. Bovendien moet men twee kortsluitstaafjes voegen tussen de spoelenden en de daarnaast gelegen stekkers.

De anodecondensator wordt gemaakt met twee standaard zendcondensatoren van 85 $\mu\mu\text{F}$ met een plaatsafstand van ongeveer 0,135 duim. De isolerende plaat bestaat uit een dubbele laag polystyreen van 3/16 duim dik. Door verdere toevoeging van steunstaven voor

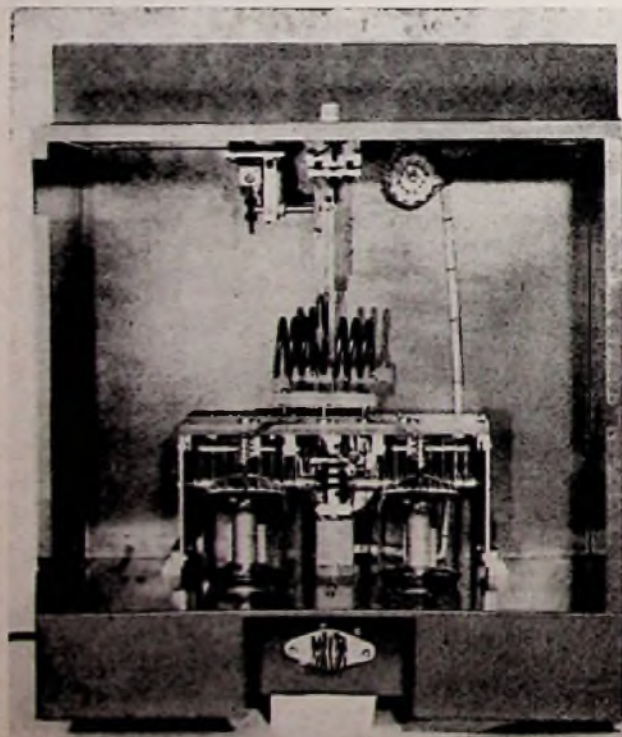


Fig. 12
ACHTERZICHT OP DE HK-257B.

Bemerk de condensator met dubbele stator met de vier secties en de aandrijving in het midden. Ook de koppellus voor de antenne is regelbaar. Bij de opname van de foto was de versterker uitgerust met de spoelen voor 50 MHz.

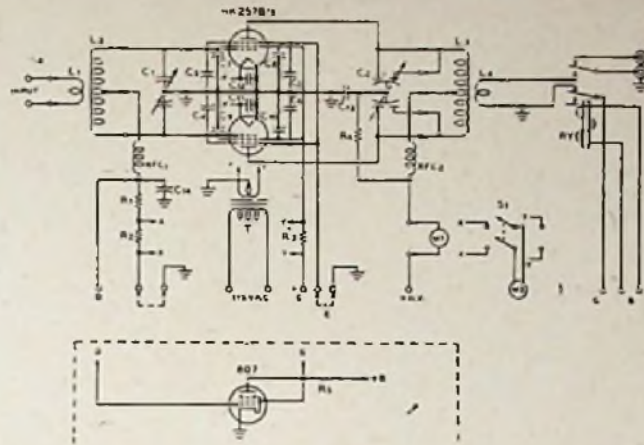


Fig. 14

SCHEMA VAN DE 500 WATT VERSTERKER

- C1 — 100 μuF per sectie draaicondensator met dubbele stator en evenwichtige rotor
- C2 — speciale afstemcondensator met vier secties — zie tekst
- C3, C4, C5, C6 — 3000 μuF miniatuur, mica
- C7, C8, C9, C10 — 2000 μuF mica, werkspanning 1250 volt
- C11, C12 — 3000 μuF miniatuur, mica
- C13 — 1000 F mica, werkspanning 5000 volt
- C14 — 3000 μuF miniatuur, mica
- R1 — 10.000 ohm, 10 watt
- R2 — 100 ohm, 2 watt
- R3 — shunt voor meting van schermroosterstroom
- R4 — 25.000 ohm 10 watt: mag weggelaten indien men C13 over de secundaire van modulatietransformator wenst.

- R5 — schermroosterweerstand naargelang bedrijf. 75.000 ohm voor anodemodulatie.
- RFC1 — smoorspoel 2,5 mH 125 mA
- RFC2 — smoorspoel 0,5 mH, 500 mA
- M1 — 0-25 d.c. milliamperemeter (uitwendig)
- M2 — 0-500 d.c. milliamperemeter (uitwendig)
- RY — ceramiek overschakelrelais dubbele richting, dubbele stand.
- T — 10 volt 8 A.
- A — klemmen voor ontvangantenne
- B — relaisbediening
- C — ontvangerbediening
- D — roosterspanning voor de 807
- E — roosterspanning (zie tekst)
- G — schermroosterspanning

de statoren, een draai-as met aandrijving in rechte hoek en eindplaten met gepaste hoogte vormt een condensator waarmee het mogelijk is een optimum LC-verhouding te behouden over een zeer breed frequentiebereik.

De bedrading van deze versterker is in de meeste opzichten zeer conventioneel, behoudens het feit dat elk der twee uitbrengpenen van het schermrooster en het remrooster naar de buishouder ontkoppeld wordt. De zelfinductie der inwendige verbindingen van deze elektroden kan in het ZHF-bereik vrij groot zijn; bijgevolg zijn een behoorlijke ontkoppeling, korte verbindingen en een degelijke aardverbinding noodzakelijk om een stabiele werking te verzekeren. Eén zijde van elke gloeidraad en de middenaftakking van de 10 volt gloei-transformator worden aan het gemeenschappelijk punt

bij de buishouder geaard. De metalen buishuls wordt geaard met behulp van een verend contact.

Een schakelaar is voorzien om de schermroosterstroom en de stuurroosterstroom te meten door middel van een 0-25 d.c.-milliamperemeter. De shuntweerstand in de schermroosterleiding moet berekend worden om de meterlezing met tien te vermenigvuldigen, zodat de meter in verschillende werkingsvoorwaarden kan gebruikt worden. Aanschakeling van uitwendige meters

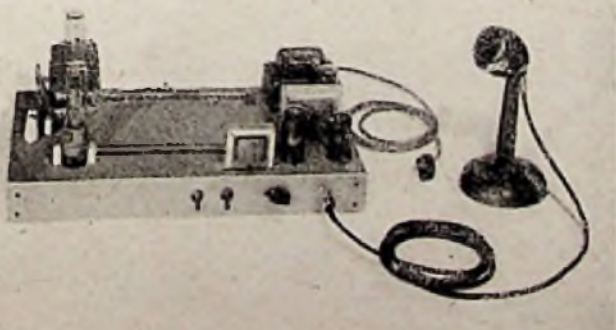


Fig. 15

VOORAANZICHT OP DE 425 MHz-ZENDER.

De resonantiekring met evenwijdige platen ziet men tussen de buizen opgesteld. De gloeidraadlijnen met hun aardklem lopen van de buishouders naar rechts.

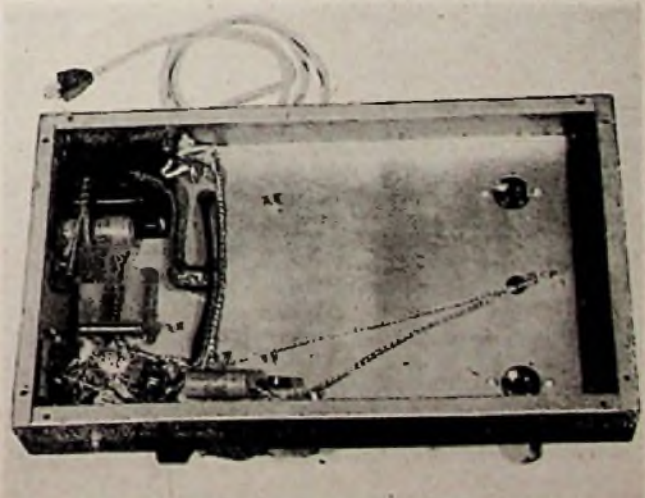


Fig. 16.

ONDERZICHT VAN HET CHASSIS VAN DE 425 MHz ZENDER

De voeding en de LF versterker zijn op één zijde van het chassis opgesteld.

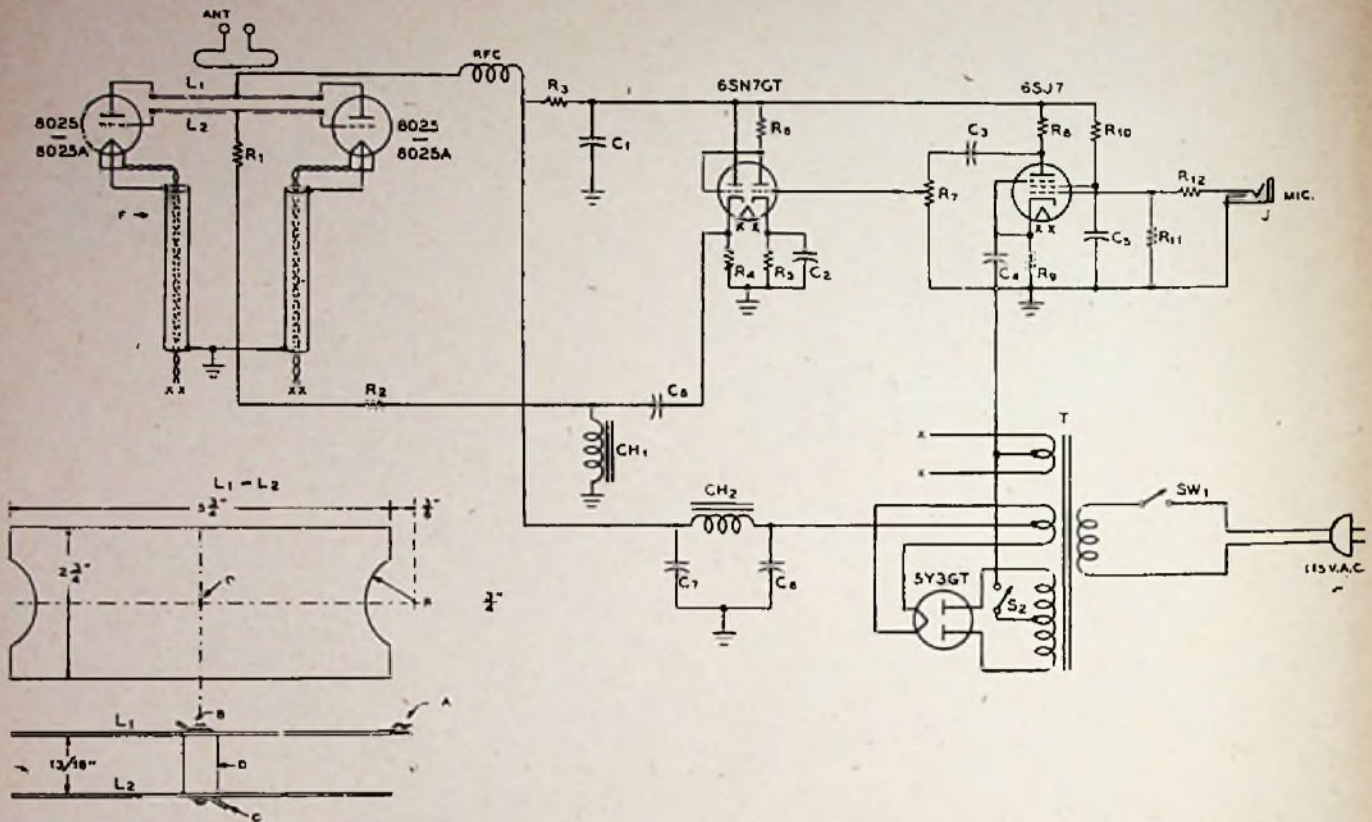


Fig. 17.

SCHEMA VAN DE 425 MHz ZENDER

C1 — 8 μ F 450 volt, electr.
 C2 — 25 μ F 25 volt, electr.
 C3 — 2500 μ F miniatuur, mica
 C4 — 25 μ F 25 volt, electr.
 C5 — 0,1 μ F 400 volt, papier
 C6, C7, C8 — 8 μ F 450 volt, electr.
 R1 — 100 ohm, 2 watt
 R2 — 1000 ohm, 2 watt
 R3 — 10.000 ohm, 10 watt
 R4 — 22.000 ohm, 2 watt
 R5 — 3300 ohm, 2 watt
 R6 — 100.000 ohm, $\frac{1}{2}$ watt
 R7 — 500.000 ohm potentiometer
 R8 — 470.000 ohm, $\frac{1}{2}$ watt
 R9 — 1000 ohm, $\frac{1}{2}$ watt
 R10 — 1 megohm, $\frac{1}{2}$ watt

R11 — 1 megohm, $\frac{1}{2}$ watt
 R12 — 47.000 ohm, $\frac{1}{2}$ watt
 T — 2 \times 350 volt 120 mA ; 5 volt 3 A ; 6,3 volt 4,7 A
 CH1 — afvlaksmoorspoel 13 H 65 mA
 CH2 — afvlaksmoorspoel 10,5 H 110 mA
 SW1 — netschakelaar
 S2 — schakelaar voor de anodespanning-tumbler
 A — vast te solderen roostertopklem (National type 8)
 B — soldeerlip voor de anode-afvoer
 C — soldeerlip voor de roosterafvoer
 D — polystyreen isolator
 O — te boren met boor nr. 27
 F — gloeidraadlijnen : koperen buis 5/16 duim door-
 meter, 8 $\frac{1}{2}$ duim lang, op 6 duim van elkaar
 en $\frac{1}{4}$ duim boven het chassis ; draden : ver-
 lichtings snoer met rubberbekleding.

werd voorzien, al is er ook plaatsruimte genoeg om ze desgewenst op het voorpaneel op te stellen.

De schakeling om de spanning op het schermrooster te beperken in geval de sturing gesleuteld wordt of indien de sturing toevallig wegvalt, is eveneens uitwendig en maakt gebruik van een 807-buis. Men kan de buizen in de anode en het schermrooster of in het remrooster moduleren.

De trap vergt slechts een zeer kleine sturing. Bij anodemodulatie en 500 watt ingangsvermogen onder 2000 volt volstaat een stuurvermogen van slechts 0,5 watt. Bij remroostermodulatie moet men ongeveer een dubbele sturing hebben. De maximum toelaatbare anodestroom in de trap bedraagt 270 mA voor anodemodulatie en 300 mA voor telegrafie. De remroosterklem van de versterker mag geaard worden, doch de sturing zal iets kleiner mogen zijn indien men het remrooster op een positief potentiaal van 60 volt brengt. De bedrijfsspanning van het schermrooster moet beperkt worden op 750 volt voor telegrafie, op 600 volt voor anodemodulatie en op 600 volt door een weerstand van 2000 ohm voor remroostermodulatie.

8025/8025A 425 MHz ZENDER.

Door het gebruik van de buis 8025A is het mogelijk een vrij aanzienlijk vermogen te bekomen op de amateurband van 420 MHz. Het toestel, afgebeeld in de figuren 15 en 16, werkt met 300 volt en ongeveer 100 mA op de anoden der buizen. De typen 8025 en 8025A kunnen gebruikt worden. Al wordt in de gegeven schakeling de anodespanning tot 300 volt beperkt, toch is de maximum waarde voor deze buizen in deze schakeling 800 volt onder 130 mA, wat een ingangsvermogen van zowat 100 watt geeft. Bij dit vermogen moet men de luchtstroom van een ventilator van 8 duim doormeter op de buizen richten. Heeft de oscillator echter een ingangsvermogen van minder dan 65 watt, dan is volgens de gegevens van de buizenfabricant een vaste koeling niet noodzakelijk.

AFSTEMKRING VAN DE OSCILLATOR.

De parallel-afstemkring van de anode is, zoals men op de foto's zien kan, vrij ongewoon. De kring bestaat in feite uit een balansoscillator met evenwijdige pla-

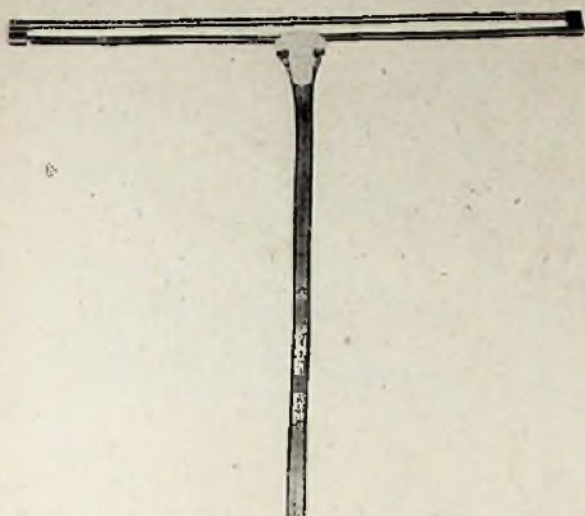


Fig. 18

EENVOUDIGE GEVOUWEN DIPOOL VOOR DE 420 MHz BAND

ten, die equivalent zijn aan halvegolf-lijnen tussen de roosters en de anoden van de buizen. De afmetingen gegeven in de tekening van figuur 17 moeten nauwkeurig gevolgd worden om in het midden van de amateursband te vallen. Frequentiewijzigingen kunnen verkregen worden door de afstand tussen het midden van de twee gelijklopende platen te variëren. Dit verwezenlijkt men door de lengte van het isolatiestuk te vergroten (voor een lagere frequentie) of te verkleinen (hogere frequentie).

Om de afstemkring te monteren zet men eerst de buizen op hun plaats en men brengt de roosterklemmen op de roostertoppen van de buizen aan. Vervolgens soldeert men de onderste plaat aan deze klemmen. Ten slotte herhaalt men de bewerking met de anodeplaat. Merk op dat de buishouders op 1 duim boven het chassis zijn opgesteld. Dit was noodzakelijk om de diëlectrische verliezen in de buishouders en de -hulzen te verminderen, daar de gloeidraadklemmen van de buizen op de houders niet op het HF aardpotential staan.

FREQUENTIETREGELING.

De bedrijfsfrequentie van de oscillator kan getest worden met behulp van een paar Lecherdraden. Met een paar draden nr. 16 op ongeveer $1\frac{1}{4}$ duim van elkaar en een oscillatie van ongeveer 425 MHz moet men op de draden resonanties krijgen op alle $13\frac{1}{4}$ duim. Een nauwkeurige test kan gemaakt worden met een nauwkeurige golfmeter, die men in de handel (en tussen het oude legermateriaal) vinden kan. Heeft men dergelijk instrument niet tot zijn beschikking en wenst men de frequentie van de oscillator vrij nauwkeurig te kennen, nadat men ze benaderend bepaald heeft, dan kan dit door te luisteren naar de harmonischen van een 2 meter-zender met kristalsturing op een ontvanger voor 420 MHz. Werkt de zender op 144 MHz, dan zal de harmonische in de ontvanger komen op 432 MHz. Een regeling van de frequentie van de 420 MHz-oscillator tot men een zwevingstoon krijgt met de harmonische van de 2 meter-zender zal een nauwkeurig idee geven van de frequentie van de 8025-oscillator.

Het gebruik van de gloeidraadlijnen, zoals afgebeeld in de foto en in het schema, is noodzakelijk voor een behoorlijke werking van de oscillator. Wenst men maximum uitgangsvermogen, dan is de regeling van deze lijnen vrij critiek. Een methode om er toe te komen bestaat erin, de uitgang van de oscillator te koppelen met een gloeilamp als belasting en dan de klemmen te regelen, die de lijnen met het chassis kortsluiten, tot men maximum uitgangsvermogen verkrijgt.

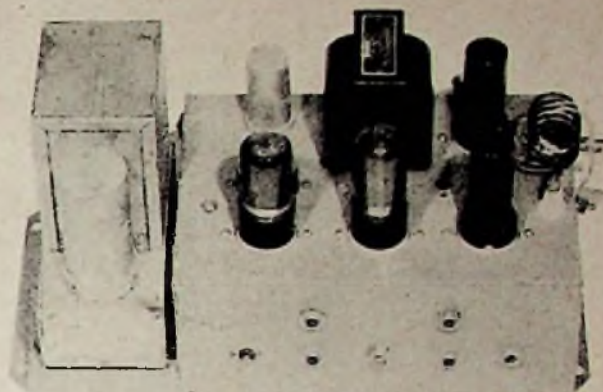


Fig. 19.

ZICHT OP DE MOBIELE ZENDER

EEN ANTENNE VOOR 420 MHz.

Figuur 18 toont een eenvoudige gevouwen dipool voor de 420 MHz-band. De dipool zelf is $13\frac{1}{4}$ duim lang en gemaakt uit koperbuis van $6/16$ duim dik. De foto toont de constructiewijze. De dipool kan gevoed worden met een kort stuk 300 ohm « twinlead »-transmissielijn. Lange lijnen worden best niet gebruikt wegens de grote attenuatie van dit lijntype op 420 MHz. Men kan deze dipool alleen gebruiken of als radiator in een systeem met een reflector en een director, die beiden op 0,2 golflengte van de straler opgesteld worden. Men kan haar eveneens gebruiken in het centrum van een hoek-reflector, die beschreven wordt in hoofdstuk 23.

DE MODULATOR.

Om frequentiemodulatie te verkrijgen werd in deze zender roostervoorspanningsmodulatie op de oscillator toegepast. De seinen van deze zender kunnen met uitstekende hoedanigheid ontvangen worden op een breedband FM-ontvanger of op een ontvanger met superreactie. Beluistert men de zender met een AM-ontvanger, dan zal men de beste uitslagen bekomen, wanneer de ontvanger licht langs éne zijde van de zenderfrequentie verstemd is. Het voorversterkersysteem is zeer eenvoudig en is ontworpen voor het gebruik van een

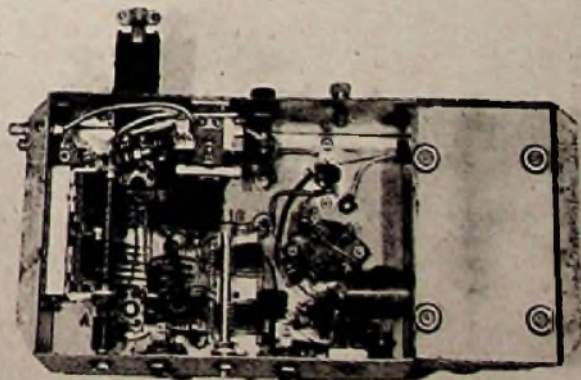


Fig. 20.

ONDERZICHT VAN HET CHASSIS VAN DE MOBIELE ZENDER

In het chassis werd een overschakelrelais vóór de antenne gebouwd. Daar de antenne door een coaxiale lijn gevoed wordt, kan men het andere contactenstel gebruiken voor het inschakelen van de stroom in de primaire van de triller.

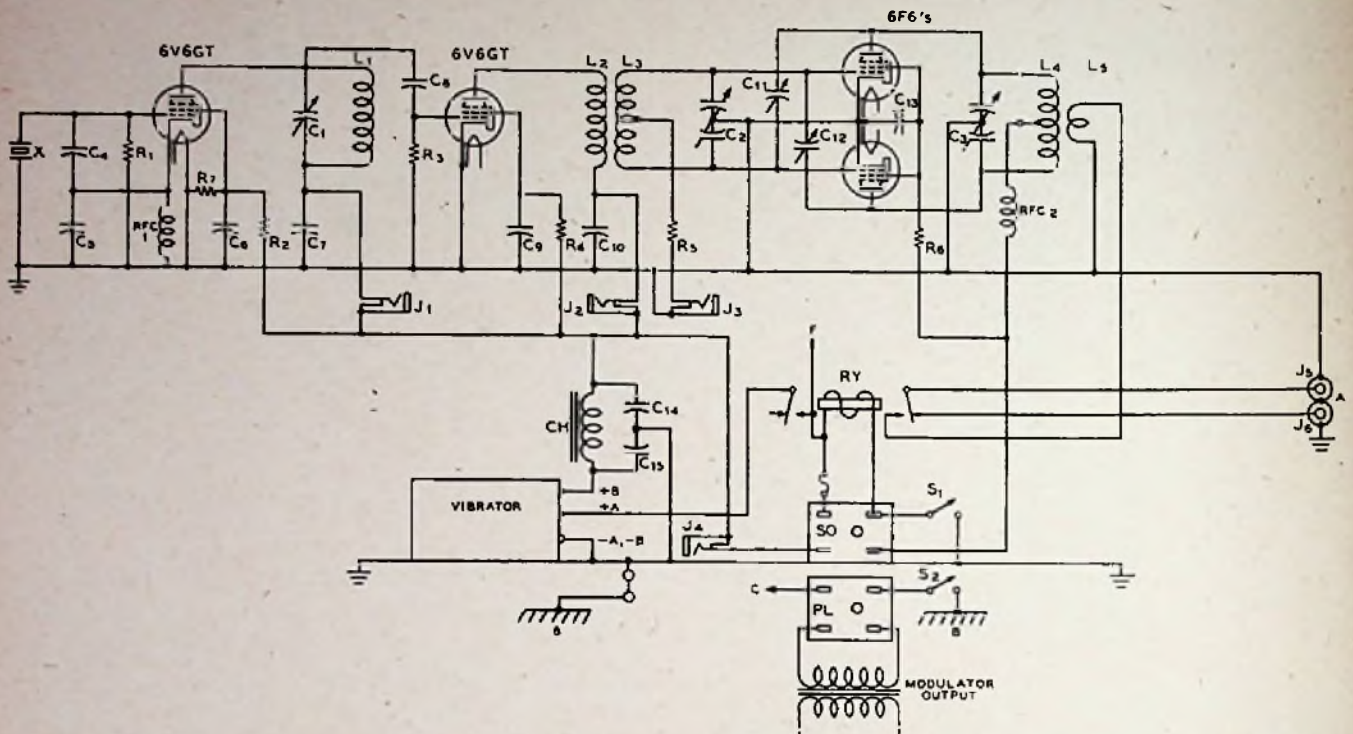


Fig. 21

SCHEMA VAN DE 20 WATT MOBIELE ZENDER

- | | |
|---|--|
| C1 — 50 μF luchtpadding | J1 — anodestroom oscillator |
| C2 — 100 μF per sectie draaicondensator | J2 — anodestroom vermenigvuldiger |
| C3 — 35 μF per sectie draaicondensator met dubbele
plaatafstand | J3 — roosterstroom eindtrap |
| C4 — 100 μF miniatuur ceramiek | J4 — anodestroom eindtrap |
| C5 — 100 μF miniatuur mica | RY — 6 volt overschakelrelais 2 richtingen,
2 standen ceramiek |
| C6, C7 — 5000 μF mica | CH — afvalksmoorspoel 10 H 110 mA |
| C8 — 500 μF miniatuur, mica | Vibrator : 300 volt 100 mA |
| C9, C10 — 5000 μF mica | L1 — 10 toeren nr. 18 vertind over 3/4 duim op
1 duim doormeter |
| C11, C12 — neutralisatiecondensatoren - zie tekst | L2 — 5 toeren montage draad in L3 |
| C13 — 3000 μF mica | L3 — 7 toeren nr. 12 gelakt over 1 1/4 duim op
7/8 duim doormeter |
| C14, C15 — 10 μF 450 volt, electr. | L4 — 28 MHz : 11 toeren nr. 14 over 1 3/4 duim
op 1 duim doormeter |
| R1 — 220.000 ohm, 1/2 watt | 50 MHz : 6 toeren nr. 14 gelakt over 1 1/4 duim
op 1 duim doormeter |
| R2 — 100.000 ohm, 2 watt | L5 — lus van 2 toeren |
| R3 — 220.000 ohm, 1/2 watt | A — van antenne (J5) naar ontvanger (J6) |
| R4 — 39.000 ohm, 2 watt | B — aardverbinding aan het chassis van de auto |
| R5 — 400 ohm, 2 watt | C — naar positieve klem van de accumulator van
de wagen. |
| R6 — 10.000 ohm, 10 watt | |
| R7 — 47.000 ohm, 2 watt | |
| RFC1, RFC2 — smoorspoel 2,5 mH 125 mA | |
| S1 — zenderschakelaar | |
| S2 — zenderschakelaar (op afstand) | |

kristalmicrofoon. Een helft van een 6SN7 wordt gebruikt als kathode follower om de voorspanningsmodulatie op de zender te geven.

20 WATT MOBIELE ZENDER OP 6 EN 10 METER.

De eenvoudige mobiele zender uit de figuren 19 en 20 werd gebouwd op een chassis van een oudere, mobiele zender, die verscheidene jaren in een auto gewerkt heeft. Het toestel kan gebruikt worden op 6 of op 10 en 11 meter door eenvoudig het kristal te verwisselen, de twee afstemmingen van de stuurtrappen te herregelen en de spoel van de uitgangskring te verwisselen. Het is ontworpen voor het volledig voedingsvermogen van een standaard vibrator van 300 volt, 100 mA. De bedrijfsstromen van de verschillende trappen bedragen normaal : anodestroom van de oscillator : 8 mA ; anodestroom van de vermenigvuldigertrap : 15 mA ; rooster-

stroom van de eindtrap : 6 tot 9 mA ; anodestroom van de eindtrap : 75 mA.

MODULATIESYSTEEM.

Het toestel werd ontworpen voor het gebruik van een volledig afzonderlijk LF-kanaal voor amplitude-modulatie in de eindtrap. In vele gevallen zal het mogelijk zijn het LF-gedeelte van een autoradio als modulator te gebruiken. Vele auto-ontvangers van de grotere typen geven tot 10 watt gemiddeld uitgangsvermogen, wat meer dan voldoende is om deze zender volledig te moduleren. Wenst men een afzonderlijke modulator te gebruiken dan zal een eenvoudige schakeling met een 2E30 als drijver en een paar 2E30 als modulatoren kunnen gebruikt worden. Met een koolmicrofoon zal het zelfs mogelijk zijn een paar 2E30 te gebruiken in klas A1-balansversterker, waarvan de roosters in balans rechtstreeks door de microfoontransformator gevoed worden.

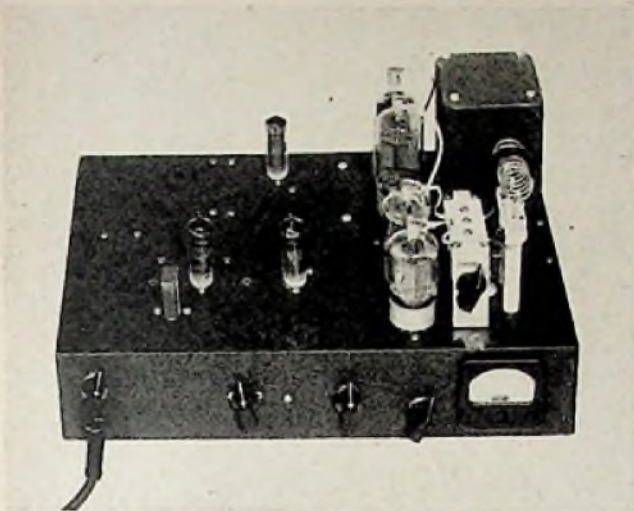


Fig. 22
50 WATT MOBILE ZENDER MET
RECHTSTREEKS VERHITTE BUIZEN

ZENDERSCHAKELING.

De oscillatorkring gebruikt een 6V6GT als Colpitts oscillator-vermenigvuldiger met hete kathode, zoals beschreven in hoofdstuk 5. Deze is opgevat voor het gebruik met een kristal van 6790 tot 7425 kHz voor de 10 en 11 meter-banden en een kristal van 8,3 tot 9 MHz voor de 6 meter-band. De afmetingen voor de spoelen voor beide banden worden gegeven in figuur 21.

De vermenigvuldigertrap maakt gebruik van een tweede 6V6GT en de anodekring ervan is inductief gekoppeld met een afstemkring met condensator met dubbele stator, die de roosters stuurt van de balansversterker als eindtrap. Deze afstemkring is afgestemd op 27 of 54 MHz.

In de eindversterker worden een paar 6F6 gebruikt, al kan men gebeurlijk ook 6V6 gebruiken. Bij niet-nauwkeurige afstemming kunnen de 6V6-buizen daarentegen hebben bevestigd volkomen stabiel te zijn als gevolg van hun kleinere steilheid en hun kleinere inwendige capaciteiten. De neutralisatiecondensatoren bestaan in feite alleen uit geleiders die lopen van de anode van elke buis naar pin nummer 6 op de houder van de andere buis. De pin is niet inwendig in de buis verbonden. Toch werkt deze capaciteit met het tegen-gestelde rooster als neutralisatiecapaciteit en heeft bewezen ongeveer de juiste waarde te vormen voor een stabiele werking van de buizen.

BEDIENINGSKRING.

De bedieningskring van de zender is min of meer conventioneel. Een dubbele richting-dubbele stand relais met isolatie is onder het chassis van de zender opgesteld om de antenne over te schakelen en tevens de 6 volt aan te schakelen op de vibrator. Hierbij werd natuurlijk verondersteld, dat een schakelaar rechtstreeks op de batterijkring van de wagen de gloeidraden van de zender inschakelt en de zender in wachtstand brengt.

50 WATT MOBILE OF VASTE ZENDER MET SNELWARMENDE BUIZEN.

Figuren 22 en 23 tonen een 50 watt-zender voor 27 tot 29,7 MHz en 50 tot 54 MHz, die kan dienen hetzij als mobiele zender in een auto, hetzij als vaste zender met middelmatig vermogen. Voor elk bedrijfstype werd een aangepaste voeding voorzien. Buizen met snelle verwarming werden voorzien om het opnemen van vermogen uit de wagenbatterij uit te schakelen wanneer

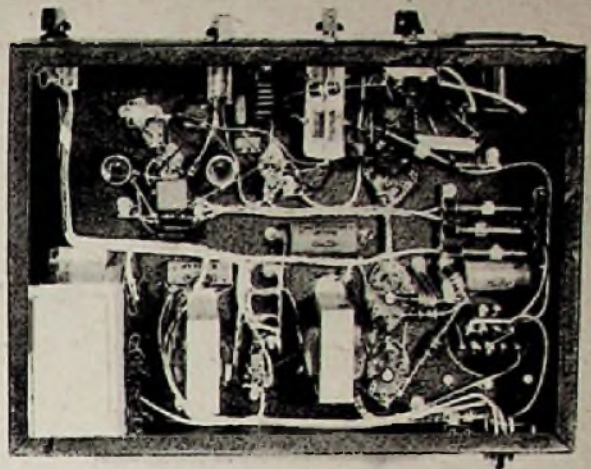


Fig. 23
ONDERZICHT VAN HET CHASSIS VAN DE
MOBILE ZENDER MET RECHTSTREEKS
VERHITTE BUIZEN

De voorspanningsbatterij voor de LF trappen ziet men opgesteld in een hoek van het chassis.

de zender bij mobiel bedrijf zich in wachtpositie bevindt.

VOEDINGSBRON.

Voor mobiel werk is de zender ontworpen voor voeding met een dynamomotor van 450 tot 500 volt, 150 tot 200 mA. Bij gebruik als vaste zender gebruikt men een voedingsinrichting van 450 volt, 175 mA.

Al is het gebruik van gloeidraadbuizen een voordeel in het bedrijf van een mobiele zender, toch is er een nadeel aan verbonden, door het feit dat men geen kathodevoorspanning in alle trappen kan toepassen. Daarom bestond in dit geval de beste oplossing in het opnemen van een kleine C.batterij van 22,5 volt als voorspanningsbron in de voorversterker en de modulator. Daar het stroomverbruik in de batterij nagenoeg nul is, is haar levensduur praktisch onbegrensd. In alle HF-trappen van de zender wordt roosterlek-voorspanning toegepast.

Bij mobiel bedrijf wordt de microfoonstroom verkregen door pen nr. 3 van de voedingskabel te verbinden met pen nr. 8. Indien men hierbij een stroomrimpel krijgt is het wenselijk een afzonderlijke batterij van 4,5 volt te gebruiken, zoals aangegeven in het schema. Een filter, bestaande uit een weerstand van 1000 ohm en een condensator van 25 μ F, wordt gebruikt om de rimpel van de dynamotor, die op de 6 volt-lijn kan optreden, te verminderen. Overtuig er u van, dat de condensator C19 behoorlijk gepoold is. Bij gebruik als vaste zender kan men een afzonderlijke 4,5 volt batterij voor de microfoon gebruiken of, wat meestal het geval zal zijn, men kan de uitgang van een gewone voorversterker over de klemmen 5 en 2 van de voedingskabel verbinden. Dit alles wordt duidelijk weergegeven in het schema van figuur 24.

Een 2E30 wordt gebruikt als Colpitts-kristaloscillator met hete kathode; de anodekring wordt op het dubbele van de kristalfrequentie afgestemd. Daar de 2E30 een buis met rechtstreekse verhitting is, was het noodzakelijk een spoel met dubbele draad te wikkelen om in serie te plaatsen met de gloeidraad van de buis. Wanneer men de spoel bouwt volgens de gegevens van de spoelentabel en men de capaciteitswaarden uit het schema gebruikt, dan krijgt men een vrij voldoende werking met goede harmonische uitgang met kristallen in het bereik van 6,5 tot 9 MHz. De tweede 2E30 wordt gebruikt als verdubbelaar of als verdrievoudiger op de 6 meter-band. Wordt deze trap als verdrievoudiger

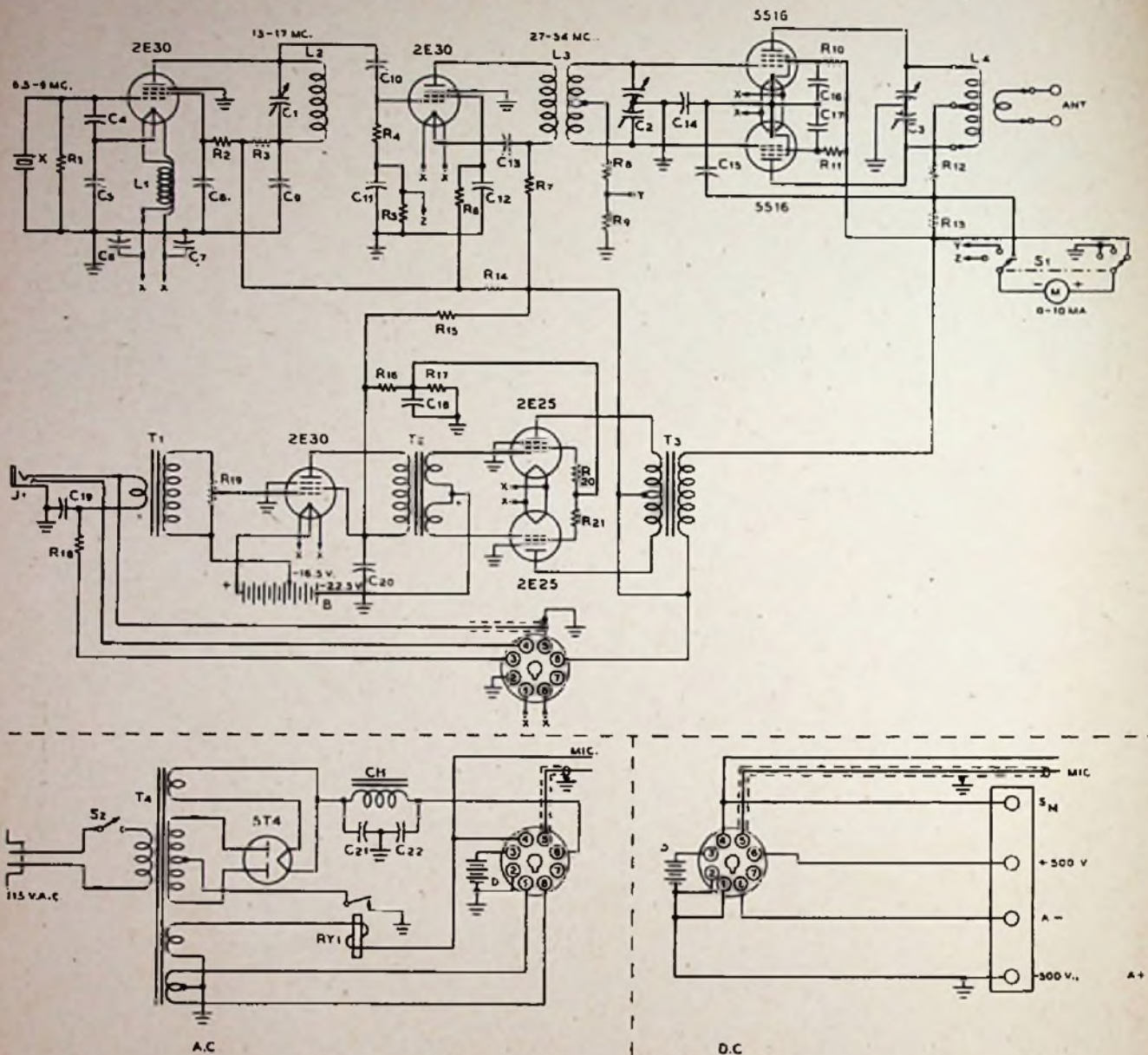


Fig. 24.

SCHEMA VAN DE 50 WATT MOBIELE ZENDER

- C1 — 100 μF APC met as
 C2 — 100 μF per sectie miniatuur draaicondensator
 C3 — 30 μF per sectie draaicondensator met dubbele
 plaatafstand
 C4 — 15 μF miniatuur, ceramiek
 C5 — 150 μF miniatuur, mica
 C6, C7, C8, C9 — 3000 μF , mica
 C10 — 50 μF miniatuur, mica
 C11, C12, C13, C14, C15, C16, C17 — 3000 μF minia-
 tuur, mica
 C18 — 8 μF 450 volt, electr.
 C19 — 25 μF 25 volt, electr.
 C20 — 8 μF 450 volt, electr.
 C21, C22 — 5 μF 600 volt, olie
 R1 — 100.000 ohm, $\frac{1}{2}$ watt
 R2 — 100.000 ohm, 2 watt
 R3 — 100 ohm, 2 watt
 R4 — 100.000 ohm, $\frac{1}{2}$ watt
 R5 — 100 ohm, $\frac{1}{2}$ watt
 R6 — 100.000 ohm, 2 watt
 R7 — 10.000 ohm, 10 watt
 R8 — 22.000 ohm, 2 watt
 R9, R10, R11, R12 — 100 ohm, 2 watt
 R13 — 200 mA shunt voor M.
 R14, R15 — 15.000 ohm, 10 watt
 R16 — 22.000 ohm, 2 watt
 R17 — 47.000 ohm, 2 watt
 R18 — 1000 ohm, 2 watt
 R19 — 500.000 ohm potentiometer
 R20, R21 — 100 ohm, 2 watt
 X — kristal - zie tekst
 T1 — transformator koolmicrofoon-rooster
 T2 — kleine Klas B ingangstransformator
 T3 — 20 watt universele uitgangstransformator
 T4 — 450 volt 200 mA
 S1 — meterschakelaar 2 richtingen, 3 standen
 S2 — tumbler
 CH — 200 mA afvlakmoorspoel
 M — 0-10 mA. d.c. milliamperemeter
 B — 22,5 volt «C» batterij met aftakkingen
 D — microfoonbatterij
 BY1 — 6,3 volt a.c. relais.
 SM — microfoonschakelaar (uitwendig)
 L1 — 20 toeren van 2 draden nr. 22 gelakt, zij aan zij
 gewikkeld. Vastgewikkeld op $\frac{3}{4}$ duim vorm
 (zie verder onderaan volgende bladzijde).

gebruikt, dan stemt men, zoals hoger vermeld, de anodekring van de eerste 2E30 op tweemaal de kristalfrequentie af. Het is echter mogelijk een iets groter stuurvermogen te bekomen op de roosterkring van de eindversterker door de eerste 2E30 als verdricvoudiger te laten werken en de tweede als verdubbelaar op de 6 meter-band. De anodekring van de tweede 2E30 is afstembaar over heel het frequentiebereik van 27 tot 54 MHz.

De schakeling van de 5516 balansversterker is vrij gewoon. Het bleek onnodig deze versterker te neutraliseren aangezien een volledig stabiele werking verkregen werd op beide werkfrequenties. In de anode van de 5516 eindversterker worden uitwisselbare spoelen gebruikt. Gegevens hierover vindt men bij het schema.

In de eindtrap van de zender wordt sterke anodemodulatie toegepast. De voorversterker bestaat uit een pentode LF-spanningsversterker met voldoende uitgangsvermogen om de roosters te sturen van een paar

2E25-buizen, die als klas AB2 vermogenversterker gebruikt worden. Deze schakeling geeft een ruim voldoende versterking voor het gebruik van een eenvoudige koolmicrofoon.

Een 0-10 d.c.-milliamperemeter samen met een meterschakelaar werden gebruikt om al de belangrijke stromen in het toestel te meten. De inrichting werd voorzien voor het meten van de roosterstroom van de 2E30-vermenigvuldigertrap en de roosterstroom van de 5516 balansversterker. Door het aanbrengen van een shuntweerstand in de anodespanningsleiding voor de 5516-buizen is het eveneens mogelijk de anodestroom van deze trap te meten. Deze shunt werd verwezenlijkt met behulp van twee stukken weerstandsdraad van ongeveer 1 duim lang, afgenomen van een oude weerstand voor de middenaftakking van gloeidraden. De waarde van deze shuntweerstand werd geregeld tot de volle naalduitslag van het 0-10 mA instrument verhoogd werd tot 200 mA.

- L2 — 13 toeren nr. 20 gelakt over 1 duim op 3/4 vorm
 L3 — 8 toeren nr. 14 gelakt vrij gewikkeld over 1 1/4 duim op 3/4 duim doormeter met middenaftakking : 6 toeren montagedraad op 1/4 duim doormeter binnenin als anodespoel voor 2E30 trap.
 L4 — 28 MHz : 50 watt handelsspoel met middenaftakking en lus in het midden - uitwisselbaar

50 MHz : 8 toeren over 1 1/2 duim op 3/4 duim doormeter : lus 2 toeren.

Nota. — De pennen op de octalhouder zijn als volgt verbonden (volgens pennummer) : 1 gloeispanning ; 2 - aarde ; 3 - microfoonspanning ; 4 - « aan-uit »-schakelaar ; 5 - microfoon op afstand ; 6 - + 450 volt ; 8 - gloeispanning.

A M-Apparatuur

In dit hoofdstuk bespreken we twee gewone voorversterkers, een voorversterker met afknijpfilter, een voorbeeld van een klas B-modulator volgens standaard ontwerp, en een gecombineerde voorspanningsbron en roostermodulator, ontworpen volgens een nieuwe opvatting, die de werking en de regeling van een trap met roostermodulatie vergemakkelijkt.

De vereiste LF-toestellen voor een AM-telefoon-zender zullen ten eerste variëren volgens de microfoon-typen, de verschillende modulatiesystemen en het te moduleren vermogen. Daar het praktisch onmogelijk is ontwerpen te geven van de LF-inrichting voor elk toepassings-type, geven we drie praktische voorversterkerschakelingen en een ontwerp voor een min of meer standaard klas B-modulator. Het ontwerpen van een andere klas B- of klas AB-modulator is betrekkelijk eenvoudig en kan geschieden met behulp van tabel III uit hoofdstuk 3.

De voorversterker, die een modulator op hoog peil stuurt, kan hetzij een afzonderlijk toestel zijn, zoals deze die we in het eerste deel van dit hoofdstuk geven, hetzij een geheel vormen met de modulator zoals in de volledige 807-zender, die in hoofdstuk 20 beschreven wordt; men kan ook de drijvertrap en de modulator combineren en deze combinatie voeden met een nul-peil-lijn, die gestuurd wordt door een voorversterker zoals deze met het afknijpfilter op het einde van dit hoofdstuk.

VOORVERSTERKER, DRIJVER OF ROOSTER-MODULATOR MET TEGENKOPPELING.

De figuren 1, 2 en 3 tonen een eenvoudige 8 watt-voorversterker, speciaal ontworpen om te werken met een kristalmicrofoon en om gebruikt te worden als voorversterker voor een AM-telefoon-zender. Een enkele 6L6 wordt in de uitgangstrap gebruikt met tegenkoppeling van de anode van de 6L6 naar de anode van de voorgaande trap. Het gebruik van de tegenkoppeling vermindert in grote mate de effectieve anode-impedantie van de 6L6 en geeft een grote vermindering van de harmonische vervorming, die normaal optreedt bij het gebruik van een enkele beam-tetrode-trap. De vermindering van de anode-impedantie door de tegenkoppeling van de 6L6 verbetert doeltreffend de spanningsstabilisatie op de uitgang ten overstaan van de varia-



Fig. 1.

ZICHT OP DE 8 WATT 6L6 VOORVERSTERKER MET TEGENKOPPELING

ties der belasting, zoals deze veroorzaakt worden door de variatie van de roosterimpedantie van een klas B-modulator.

DE TEGENKOPPELKRING.

De toevoeging van een weerstand, R10, van de anode van de 6L6 naar de anode van de 6SJ7 vormt de tegenkoppelkring van de versterker. Het opnemen van deze weerstand vermindert de harmonische vervorming, gemeten in de uitgang van de versterker, van ongeveer 14 % tot minder dan 3 % bij 8 watt-uitgangsvermogen. Hierdoor wordt echter de versterking van de versterker eveneens met ongeveer 12 db vermindert. Voor de tegengekoppelde trappen 6SJ7-6L6 werd echter een 6J5-triodetrap voorzien zodat een ruim voldoende versterking beschikbaar is voor het gebruik van een kristal microfoon van het diafragmatype. De versterking van de versterker is zodanig dat men het volle uitgangsvermogen van de 6L6 kan verkrijgen met ongeveer 30 millivolt op het rooster van de 6J5.

DE VOEDING.

Voorspanning uit de voedingsbron wordt gebruikt in de 6L6-trap. De voorspanning wordt verkregen door de spanningsval over een weerstand, R4, in serie met de middenaftakking van de voedingstransformator. De rimpelspanning, die aanwezig is over RE4 wordt afgevlakt door de filter R12-C7; hierdoor is een vaste voorspanning van ongeveer 18 volt beschikbaar op het rooster van de 6L6. Het overige van de voedingsinrichting is zeer gewoon en voorzien van opeenvolgende ontkoppelfilters naar de LF-voorversterkertrappen.

DE UITGANGSKRING.

De anode van de 6L6 is met de belasting gekoppeld door een transformator T1. Deze transformator is voorzien voor maximum 80 mA primaire stroom en geschikt

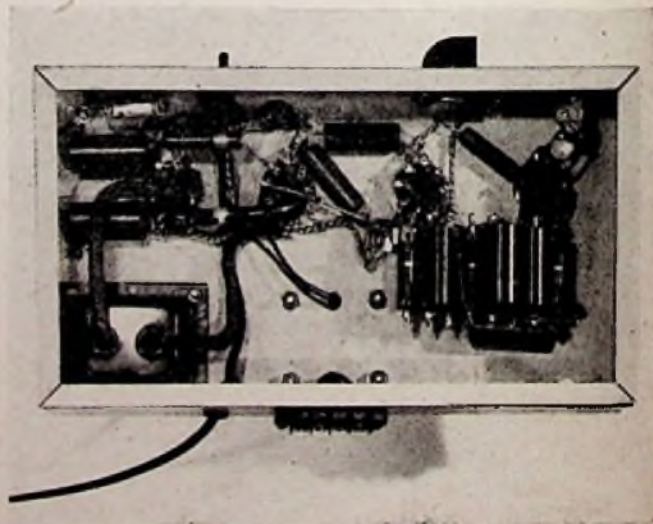


Fig. 2.

ONDERZICHT VAN HET CHASSIS VAN DE 8 WATT VERSTERKER/DRIJVER

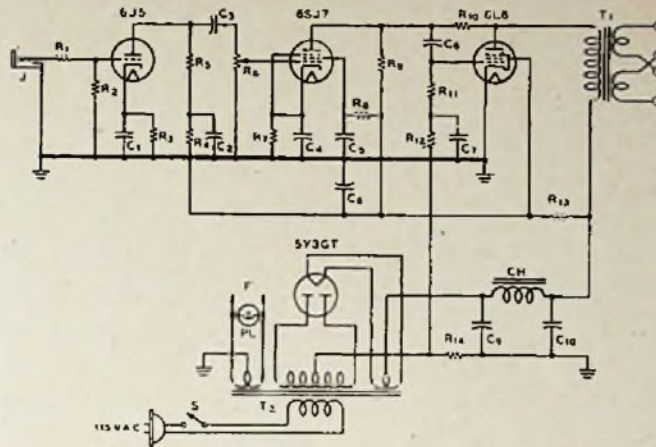


Fig. 3.

SCHEMA VAN DE 8 WATT VERSTERKER

- C1 — 25 μ F volt, electr.
- C2 — 8 μ F 450 volt, electr.
- C3 — 10.000 μ μ F 600 volt, papier
- C4 — 25 μ F 25 volt, electr.
- C5 — 0,1 μ F 600 volt, papier
- C6 — 50.000 μ μ F 600 volt, papier
- C7 — 25 μ F 25 volt, electr.
- C8, C9, C10 — 8 μ F 450 volt, electr.
- R1 — 47k ohm, 1/2 watt
- R2 — 1 megohm, 1/2 watt
- R3 — 1000 ohm, 2 watt
- R4 — 22 k ohm, 2 watt
- R5 — 220 k ohm, 1/2 watt
- R6 — 500 k ohm potentiometer

- R7 — 1800 ohm, 2 watt
- R8 — 1 megohm, 1/2 watt
- R9 — 220 k ohm, 1/2 watt
- R10, R11 — 470k, 1/2 watt
- R12 — 47 k ohm, 2 watt
- R13 — 5000 ohm, 10 watt
- R14 — 200 ohm, 10 watt
- T1 — drijvertransformator tussen een anode en Klas B roosters
- T2 — 2 \times 350 volt, 50 mA ; 5 volt, 3 A ; 6,3 volt, 3,5 A
- CH — 8 H, 85 mA
- S — netschakelaar tumbler
- PL — 6,3 volt signaallampje
- J — microfoonklink

om rechtstreeks de roosters van een klas B-modulator te voeden. De transformator kan op deze wijze gebruikt worden, ofwel kan men de twee secundaire wikkelingen in serie schakelen om een 500 ohm-lijn te voeden, die op een afgelegen punt kan aangepast worden aan de roosters van de klas B-modulatortrap. De optimum belastingsimpedantie voor de 6L6-trap bedraagt ongeveer 4000 ohm.

De 8 watt-versterker met terugkoppeling is in staat om alle klas B-modulatorcombinaties, die men in tabel III van hoofdstuk 3, vindt, te drijven ; het maximum

vereiste stuurvermogen, dat daar aangegeven wordt, bedraagt minder dan 5 watt. Het wordt gewoonlijk niet wenselijk geacht het maximum uitgangsvermogen van een drijvertrap te gebruiken om de roosters van een klas B-modulator te sturen. Men moet steeds een reserve LF-vermogen ter beschikking houden, indien men de vervorming tot een minimum wil beperken.

De beschreven voorversterker is eveneens vrij voldoende voor het gebruik als modulator in een zender met roostermodulatie. In deze toepassingsvorm is hij in staat een klas C-versterker met een ingangsvermogen van 1 kilowatt in het rooster te moduleren. Deze versterker werd gedurende een hele tijd gebruikt als voorversterker-drijver van de 20-300 watt klas B-modulator, die verder in dit hoofdstuk beschreven wordt (figuren 7, 8 en 9).

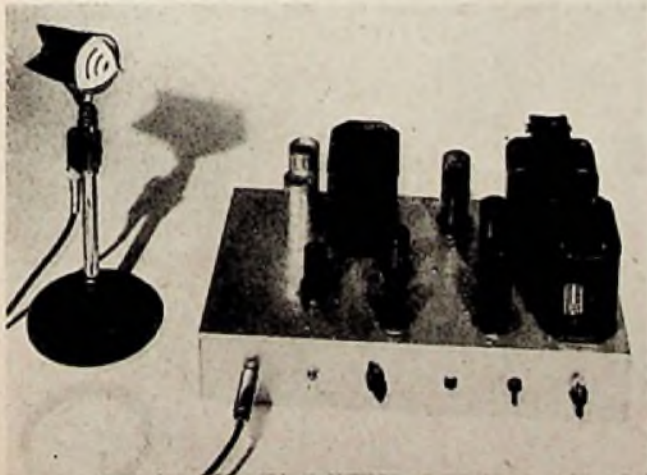


Fig. 4

DE 20 WATT VERSTERKER MET HOGE GETROUWHEID.

Op het voorpaneel van links naar rechts ziet men : microfoonklink, schakelaar, grote versterking - kleine versterking, sterkteregelaar, seinalamp, netschakelaar, schakelaar voor de uitgangsimpedantie.

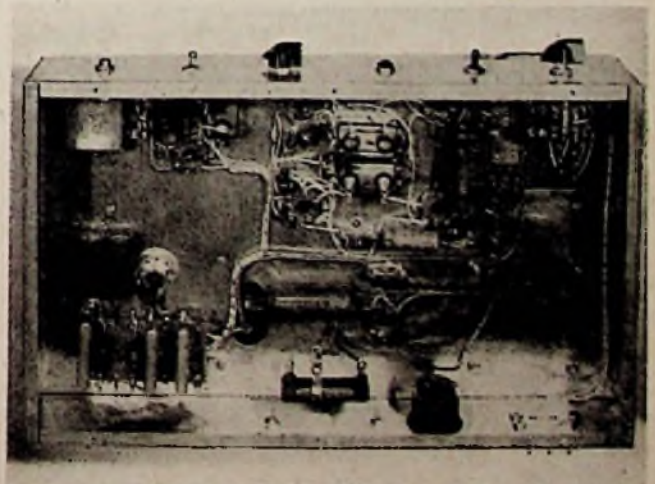


Fig. 5

ONDERZICHT VAN HET VERSTERKERCHASSIS.

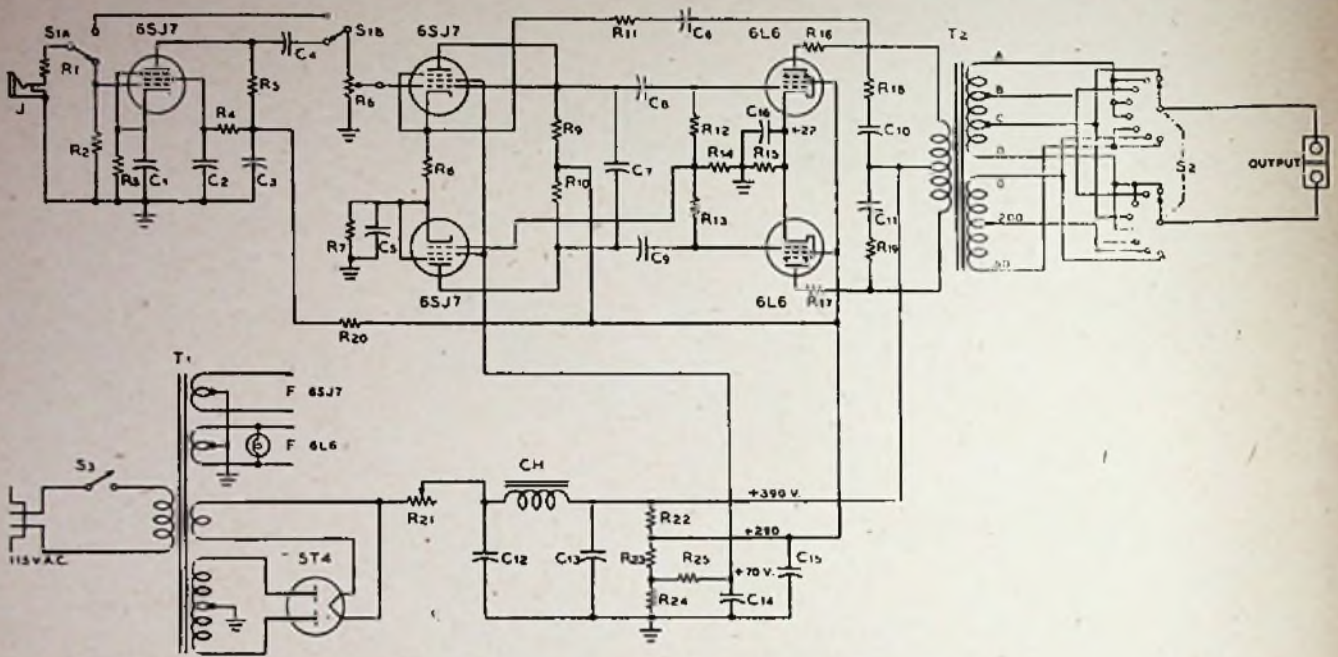


Fig. 6.
SCHEMA VAN DE VERSTERKER
MET GROTE GETROUWHEID

C1 — 25 μ F 25 volt, electr.
C2 — 0,5 μ F 400 volt
C3 — 8 μ F 450 volt, electr.
C4 — 25.000 μ F 400 volt
C5 — 25 μ F 25 volt, electr.
C6 — 50.000 μ F 600 volt, papier
C7 — 50 μ F miniatuur, mica
C8, C9 — 0,1 μ F 600 volt
C10, C11 — 3000 μ F mica
C12 — 8 μ F 525 volt, electr.
C13 — 40 μ F 450 volt, electr.
C14 — 30 μ F 150 volt, electr.
C15 — 40 μ F 450 volt, electr.
C16 — 25 μ F 25 volt, electr.
R1 — 47.000 ohm, 1/2 watt
R2 — 1 megohm, 1/2 watt
R3 — 1800 ohm, 2 watt
R4 — 2,7 megohm, 1/2 watt
R5 — 470.000 ohm, 1/2 watt
R6 — 500.000 ohm potentiometer
R7 — 1000 ohm, 2 watt
R8 — 270 ohm, 2 watt

R9, R10 — 220.000 ohm, 1/2 watt
R11 — 47.000 ohm, 2 watt
R12, R13 — 100.000 ohm, 1/2 watt
R14 — 47.000 ohm, 1/2 watt
R15 — 250 ohm, 10 watt
R16, R17 — 100 ohm, 2 watt
R18, R19 — 4700 ohm, 2 watt
R20 — 47.000 ohm, 2 watt
R21 — 500 ohm 25 watt, met schuifcontact
R22 — 4000 ohm 10 watt
R23 — 10.000 ohm, 10 watt
R24 — 5000 ohm, 10 watt
R25 — 47.000 ohm 2 watt
T1 — 2 x 425 volt, 200 mA ; 5 volt, 3 A ; 6,3 volt, 5 A ; 6,3 volt 3 A
T2 — 30 watt universele uitgangstransformator
S11, S12 — dubbele richting, dubbele stand schakelaar
S2 — schijfschakelaar 2 richtingen, 8 standen
S3 — netschakelaar (tumbler)
Nota. - De opeenvolgende standen van de impedantie-schakelaar zijn van 1 tot 8 : 1,3 ohm, 3, 5, 8, 16, 50, 200 en 500 ohm.

20 WATT-VERSTERKER MET GROTE WEERGAVEGETROUWHEID.

Vele amateurs wensen de voorversterker van de zender bij gelegenheid te kunnen gebruiken als fonoversterker met grote weergavegetrouwheid. De 20 watt-versterker, afgebeeld in de figuren 4, 5 en 6, werd ontworpen om aan dit verlangen te voldoen; het toestel is ook bruikbaar als klankversterker met breed bereik en lage vervorming voor amateurs, die geen belang stellen in uitstekende weergavekwaliteit.

Al werden er geen correctiekringen voor lage of hoge tonen voorzien, toch is er ruim voldoende totale versterking om dergelijke kringen in te schakelen tussen de anodekring van de eerste 6SJ7 en de volumeregeling.

DE VERSTERKERSCHAKELING.

De 6SJ7 wordt op de gewone wijze gebruikt als ingangstrap met hoge versterking. De sterkteregelaar werd opgenomen tussen de anodekring van deze buis, en de roosterkring van de volgende trap. Een paar 6SJ7-buizen worden gebruikt in een fase-omkeerschakeling van het type met niet-geaard rooster om de 6L6 balans-

eindversterker te sturen. 14 db tegenkoppeling van de anode van een 6L6 naar de kathode van de eerste 6SJ7 werd aangewend om de frequentiekaracteristiek van de versterker te verbeteren en om de vervorming door harmonische en door intermodulatie op een zeer laag peil te houden.

De frequentiekaracteristiek van deze versterker bedraagt -1,5 db op 90 Hz en 10.000 Hz ten opzichte van 1000 Hz. De totale vervorming van de versterker bedraagt minder dan 1% op ongeveer 18 watt-uitgangsvermogen en de toppen van de uitgangsgolf worden licht afgevlakt bij een uitgangsvermogen van 20 watt op een resistieve belasting van 50 ohm.

De weerstand R21 wordt bij normale netspanning geregeld tot de spanning tussen anode en kathode in de 6L6 360 volt bedraagt. Met de gegeven waarden der weerstanden moet de schermroosterspanning 270 volt en de kathodespanning 22 volt bedragen.

De met de 6L6 gebruikte uitgangstransformator heeft een aantal aftakkingen op de secundaire zodat de belastingsimpedantie kan aangepast worden tussen 500 en 1,5 ohm. Schakelaar S2 werd in de versterker opgenomen als selector voor de juiste aftakking op de secundaire voor werking op een lijn van 500, 200 of 50

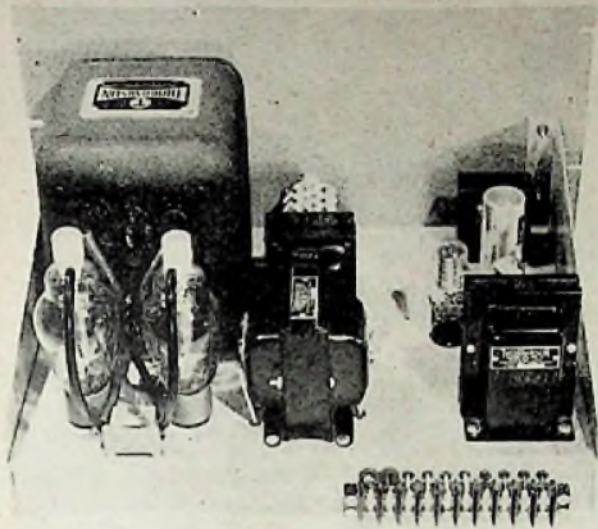


Fig. 7.

ACHTERZICHT VAN DE MODULATOR

Men ziet de opstelling der onderdelen op het chassis. Aan de linkerzijde heeft men de onderdelen voor de modulator met HY-5514 buizen; aan de rechterzijde staat de voorspanningsinrichting. De smoorspoel voor de schermroostermodulatie van de 813 trap ziet men achter de voorspanningsbron. Op het voorpaneel ziet men de « fonie-grafie » schakelaar.

ohm als voeding van de transformator van de zender of van de luidspreker, of van de lage impedantiewaarden voor de rechtstreekse voeding van de spreekspoel.

De versterker heeft een zeer laag brompeil en geeft op luidspreker een zeer aangename weergave. Wanneer het gewenst is de versterker te gebruiken met een sein van verscheidene volt topamplitude, dan hoeft men alleen schakelaar S1 in de stand voor lage versterking te plaatsen. Met de schakelaar in deze stand is het mogelijk een sterk sein op de ingangsklem van de versterker aan te voeren, daar de sterkteregelaar tussen deze klem en het rooster van de 6SJ7 geschakeld is.

Moet de versterker gebruikt worden als drijver voor een klas B-modulator met groot vermogen, dan beschikt men over een gepast vermogen voor de sturing zonder overbelasting der roosters van alle buizen, die niet meer dan 15 watt maximum seinvermogen vergen.

200-300 WATT KLAS B-MODULATOR.

Het in de figuren 7, 8 en 9 afgebeelde toestel werd ontworpen voor gebruik met de 450 watt 813-zender, beschreven in hoofdstuk 20. In deze toepassing met 1000 volt op de anoden van de klas B-buizen geeft het toestel van 175 tot 200 watt gemiddeld vermogen voor de anodemodulatie van de 813. Met 1250 tot 1500 volt op de anoden kan het toestel tot 300 watt geven met HY-5514-buizen of 225 watt met 811-buizen. Ongeveer 5 watt maximum LF-stuurvermogen is vereist om de roosters van de klas B-buizen te voeden. Het toestel werd ontworpen voor het gebruik met een afzonderlijke voorversterker, waarvan het uitgangsvermogen door een 200 of 500 ohm-lijn naar de modulator gevoerd wordt. De enkele 6L6-versterker met tegenkoppeling, eerder in dit hoofdstuk beschreven, werd gedurende langere tijd met deze modulator gebruikt en schonk volledig voldoende.

Over de primaire en de secundaire van de modulatie-transformator werden mica-condensatoren geschakeld, volgens het systeem van de « uitgebouwde transformator werden mica-condensatoren geschakeld, beschre-

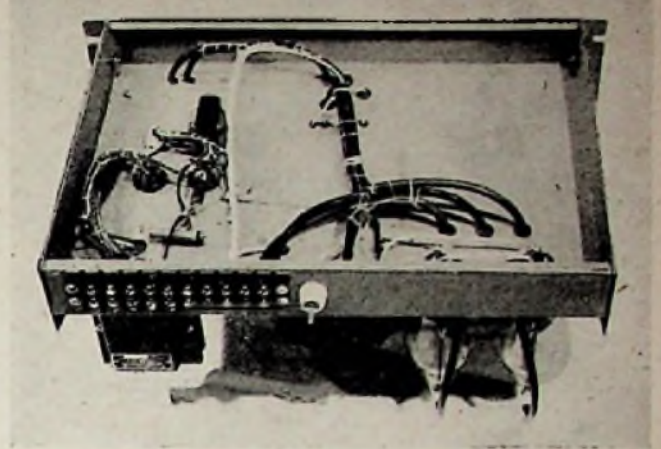


Fig. 8

ONDERZICHT VAN HET MODULATORCHASSIS

ven in hoofdstuk 6, om alle lage frequenties en harmonische frequenties boven zowat 3000 Hz af te knippen. Deze methode geeft een merkelijke vermindering der zijbandstoringen. De gegeven waarden der condensatoren hebben bewezen optima waarden te zijn voor de Thordarson T11M77-transformator, geschakeld zoals in het schema aangeduid.

Daar de modulator ontworpen werd voor anodemodulatie van een beam-tetrode werd de mogelijkheid voorzien gelijktijdig het schermrooster te moduleren. Het gebruikte systeem is zeer eenvoudig en geeft bevrediging; het bestaat in het tussenschakelen van een smoorspoel in serie met de verbinding van de schermroosterspanning van de gemoduleerde trap.

De telefonie-telegrafie-schakelaar, die op het toestel werd aangebracht, vervult bij het overschakelen van telefonie op telegrafie de volgende functies:

- (1) de secundaire van de modulatietransformator wordt kortgesloten;
- (2) de smoorspoel in het schermrooster wordt kortgesloten;
- (3) de gloeispanning van de klas B-modulatorbuizen wordt uitgeschakeld.

In telefoniestand worden al deze functies natuurlijk in tegengestelde zin uitgevoerd.

Daar in het toestel vrij veel ruimte beschikbaar blijft werd ook een voorspanningsvoeding op het chassis opgenomen, temeer daar dergelijke voorspanningsbron vereist is voor het sleutelen der sturing van een gewone versterkertrap. Deze schakeling heeft bewezen voldoende te schenken voor het bekomen van de voorspanning van elke klas C-versterkerbuis met een minimum voorspanning van 100 volt en niet meer dan 50 mA-roosterstroom. Met een roosterstroom van 50 mA bedraagt de spanningsval over de voorspanningsbron ongeveer 160 volt. Door het gebruik van de gegeven schakeling, waarin een deel van de voorspanningsstroom naar de aarde afgevoerd wordt door een weerstand in plaats van alle stroom door de VR-buis te laten gaan, is het mogelijk met deze inrichting 50 mA te verwerken in plaats van de 20 of 30 mA, die mogelijk zouden zijn, indien alle stroom door de VR-buis zou gaan.

VOORSPANNINGSBRON EN ROOSTER-MODULATOR.

Het in de figuren 10 en 11 afgebeelde toestel werd ontworpen als voorspanningsbron met voorspanningsmodulatie van een eindversterker van 1 kilowatt, waarin buizen met middelmatige μ gebruikt worden zoals de Eimac 250TH, HK-454H, 304TH of 833A. Buiten het leveren van de voorspanning voor de eindversterker is het toestel ook in staat de voorspanning te leveren voor

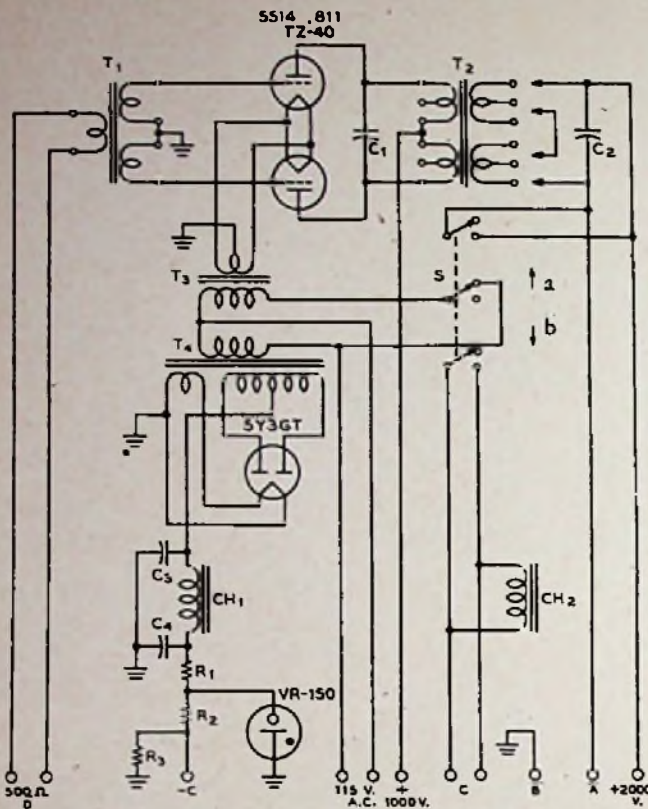


Fig. 9

SCHEMA VAN DE MODULATOR.

- C1 — 4000 μF mica 2500 volt werkspanning
 C2 — 2000 μF mica 2500 volt werkspanning
 C3, C4 — 8 μF 450 volt, electr.
 R1 — 3000 ohm, 10 watt
 R2 — 2000 ohm, 10 watt
 R3 — 3000 ohm, 10 watt
 S — 3 richtingen, 2 standen ceramiek schakelaar
 T1 — 200 of 500 ohm lijn naar Klas B roosters transformator
 T2 — modulatietransformator van 200 of 300 watt
 T3 — gloeispanningstransformator (naargelang de buizen)
 CH1 — 10 H, 40 mA
 CH2 — 15 H, 85 mA
 A — naar de anode van de HF versterker
 B — aarde
 C — schermroostersmoorspoel
 D — ingang van de LF lijn
 a — telefonie
 b — telegrafie

de voorgaande tussenversterkertrap. Met het toestel is een tikvrij sleutelen van de eindversterker en van de tussentrap mogelijk. Sleutelrelais en bron van 12 volt d.c. voor de sleutelrelais zijn in het toestel ingebouwd. Ook werd een aftakking voorzien van de 12 volt voor het bedienen van een antenne-omschakelaar. Gebruikt men deze inrichting, dan wordt het antennerelais in de ontvanger gesloten telkens wanneer de sleutel gesloten wordt.

TELEFONIE-TELEGRAFIE-SCHAKELAAR.

Schakelaar SW in het schema van figuur 12 is de telefonie-telegrafie-schakelaar en is derwijze ingericht dat men een aantal combinaties kan maken voor telefoniebedrijf; door de schakelaar in de andere stand te plaatsen, wordt de LF afgeknepen en de buizen van de eindversterker en de tussentrap worden van een afknijp-

voorspanning voorzien zolang de seinsleutel niet neergedrukt wordt. Met open sleutel bedraagt deze voorspanning ongeveer —450 volt. Met gesloten sleutel krijgt men dezelfde voorspanning als voor telefonie ofwel is ze regelbaar tussen —125 tot —400 volt voor elke trap afzonderlijk. Het toestel is ontworpen opdat in telegrafie de maximum roosterstroom in de tussentrap 50 mA zou bedragen en 150 mA in de eindversterker. Voor telefoniebedrijf zal de roosterstroom op de eindversterker zonder modulerend sein normaal ongev. 5 tot 10 mA bedragen.

HET MODULEREND SEIN.

De schakeling om de modulerende spanning toe te

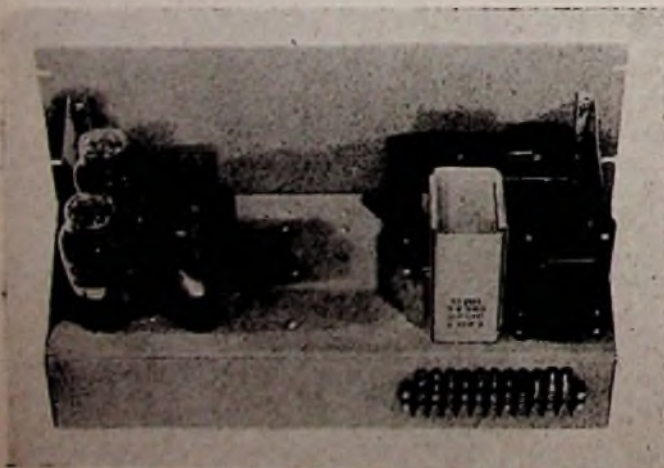


Fig. 10

ACHTERZICHT VAN DE VOORSPANNINGSBRON EN ROOSTERMODULATOR

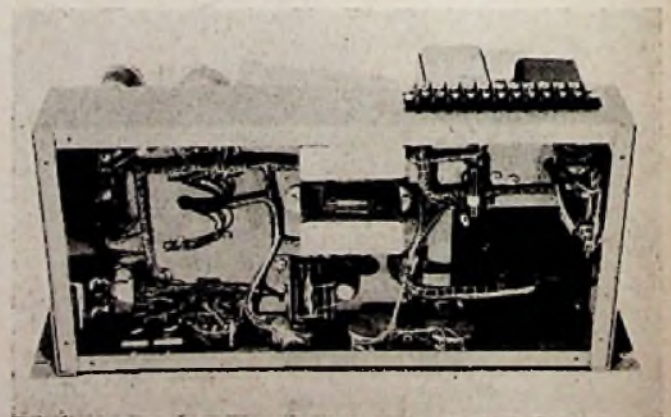


Fig. 11.

ONDERZICHT VAN HET CHASSIS VAN DE VOORSPANNINGSBRON EN ROOSTERMODULATOR

Op deze foto ziet men de opstelling der onderdelen. De seleniumgelijkrichter voor de 12 volt d.c. bemerkt men achter de drie potentiometers op het voorpaneel. Het seinsleutelrelais staat helemaal links.

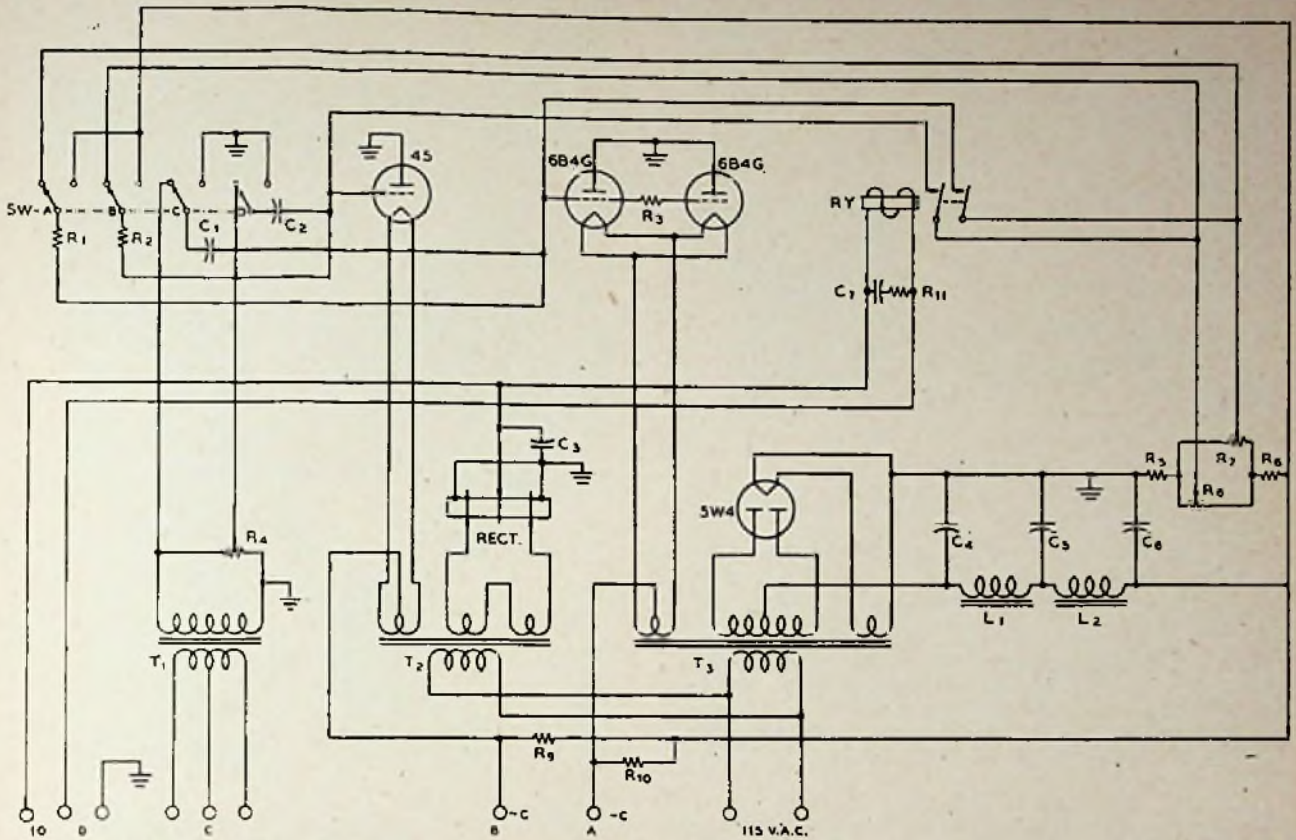


Fig. 12.

SCHEMA VAN DE VOORSpanningsBRON EN ROOSTERMODULATOR

- C1, C2 — 25.000 $\mu\mu\text{F}$ 600 volt
- C3 — 50 μF 25 volt, electr.
- C4, C5, C6 — 4 μF 600 volt, olie
- C7 — 0,1 μF 400 volt
- R1, R2 — 100.000 ohm, 2 watt
- R3 — 100 ohm, 2 watt
- R4 — 100.000 ohm, potentiometer
- R5, R6 — 7000 ohm 10 watt
- R7, R8 — 70.000 ohm potentiometer draadgewikkeld
- R9 — 22.500 ohm 10 watt
- R10 — 12.000 ohm, 10 watt
- R11 — 470 ohm 2 watt

- T1 — 200 of 500 ohm naar rooster transformator
- T2 — 2,5 volt, 5 volt, 6,3 volt
- T3 — 2 \times 400 volt, 100 mA, 5 volt, 6,3 volt
- L1, L2 — 10,5 H, 110 mA
- SW — Schijfschakelaar 4 richtingen, 2 standen
- RY — 12 volt relais 2 standen, 2 richtingen
- Rect — 12 volt 250 mA selenium
- A — voorspanning voor eindversterker
- B — voorspanning voor tussentrap
- C — LF-ingang
- D — seinsleutel en aarde

passen op de gemiddelde voorspanning werd in bijzonderheden beschreven in hoofdstuk 6. De schakeling gebruikt een kathode follower zowel voor de stabilisatie van de voorspanning als voor de variatie van deze spanning in overeenstemming met de spraakgolf, die aan de roosters van de modulatorbuizen geleverd wordt door de voorversterker. Het LF-uitgangspeil van de uitwendige voorversterker moet niet hoger zijn dan 0,5 watt of +20 db. Het LF-sein wordt met de roosters van de modulatiebuizen verbonden door transformator T1. Dit LF-vermogen kan verkregen worden uit een 6SN7 balanstrap of uit een 6V6 trap met tegenkoppeling. Het enige vermogen dat in feite uit de voorversterker opgenomen wordt is hetgeen gebruikt wordt om de verliezen in de koppeltransformator T1 te compenseren en om de gewenste spanning van ongeveer 150 tot 200 volt topwaarde te ontwikkelen over R4. Verkiest men geen uitwendige voorversterker te gebruiken, dan kan men in het toestel een 6SJ7 en een 6SN7 in cascade opnemen. In dit geval wordt T1 vervangen door een tussentraptransformator met een verhouding van 2/1 of 3/1 en de anodestroom van de laatste trap van de LF-versterker vloeit door de primaire van deze transformator.

CASCADEMODULATIE.

De roostermodulatie is ingericht voor gelijktijdige fazemodulatie van de tussentrap en van de eindversterker. Deze methode verbetert in grote mate de lineariteit van de roostermodulatie door het leveren van een extra vermogen van de tussentrap, dat vereist is voor het sturen van de roosters van de eindtrap op de ogenblikken van de positieve modulatie toppen. Deze schakeling verbetert eveneens de lineariteit in de streek der negatieve modulatie toppen door het verminderen van het uitgangsvermogen van de tussentrap op de negatieve modulatie toppen. De ondervinding heeft geleerd dat hierbij een dempingsweerstand overbodig is in de roosterkring van de eindtrap, wanneer de tussentrap mede in cascade gemoduleerd wordt. De modulatie met deze schakeling is zeer lineair en zuiver vermits de vervorming in de gemoduleerde tot een minimum beperkt blijft.

AFREGELING.

Op het voorpaneel van het modulatoortoestel zijn drie regelknoppen aangebracht. Deze regelingen zijn: R4 die de modulatie regelt van de tussentrap, R7 die de

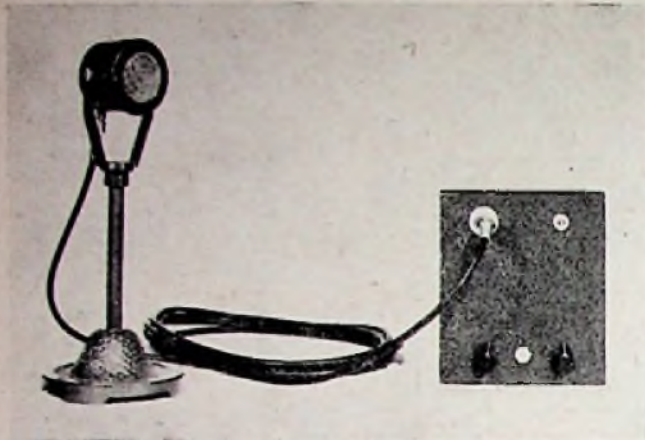


Fig. 13

VOORZICHT VAN DE VOORVERSTERKER

In de klem van het voorpaneel is een dynamische microfoon geschakeld. De klink aan de andere zijde van het paneel dient voor een kristalmicrofoon. De schakelaar, beneden links, dient als selector tussen beide ingangsklemmen. De potentiometer met instelling door schroevendraaier in het midden van het paneel beneden is de peilregelaar (R17) na het afknijppfilter. De knop rechts is de sterkteregelaar van de versterker voor het filter (R6). Het toestel werd zo compact mogelijk gebouwd om een minimum ruimte op de werktafel in te nemen.

voorspanning van de eindtrap regelt, en R8 die de voorspanning van de tussentrap regelt. De afregeling voor het bedrijf van het toestel geschiedt op de volgende manier: De drie regelingen worden zo ver mogelijk naar links ingesteld zodat de tussentrap geen LF-sein krijgt en beide trappen hun maximum voorspanning hebben. Dan wordt R8 ongeveer op het midden der schaal ingesteld en R7 geregeld tot men z'ou voorspanning op de tussentrap krijgt dat ongeveer 5 tot 10 mA roosterstroom in de eindtrap vloeit. De antennekoppeling van de eindversterker wordt dan geregeerd tot men ongeveer de normale anodestroom krijgt.

Dan voert men een sinusvormige modulatie aan en met behulp van een kathodestraaloscilloscoop regelt men het peil van de LF-ingang tot men een redelijk volledige modulatie van de uitgang heeft. Dan opent men potentiometer R4 tot de golfvorm op de oscilloscoop meer en meer begint te gelijken op de modulerende golf. Het is mogelijk dat deze eerste instelling de beste uitslagen en het maximum uitgangsvermogen, waartoe de zender in staat is, niet zal geven, zodat men deze regeling nog enkele malen zal moeten bijwerken om het optimum bedrijf te verkrijgen. Het is echter aangenaam te zien op welke wijze de regeling van R4 de lineariteit van de eindversterker verbetert in vergelijking met hetgeen men verkreeg met de roostermodulatie alleen op de eindversterker.

Dit toestel wordt normaal gebruikt samen met de 250TH-balansversterker, beschreven in hoofdstuk 16. Met een ingangsvermogen van 900 watt op de anoden van de 250TH-buizen is de anodedissipatie ongeveer normaal, 500 watt, zodat het uitgangsvermogen 400 watt bedraagt. Men kan een ongemoduleerd anderenement van 38 tot 44% verwachten in de eindversterker met anodemodulatie.

VOORVERSTERKER MET AFKNIJPFILTER

Het is een gewoon gebruik in de LF-systemen van de omroep en bij vele amateurs alle LF-distributie te verrichten op een peil ongeveer 0 db boven 6 milliwatt met een 500 ohm-lijn. Dit seinpeil is geschikt wanneer telefoonlijnen in het LF-systeem gebruikt worden of wanneer men een of meer zenders te voeden heeft met

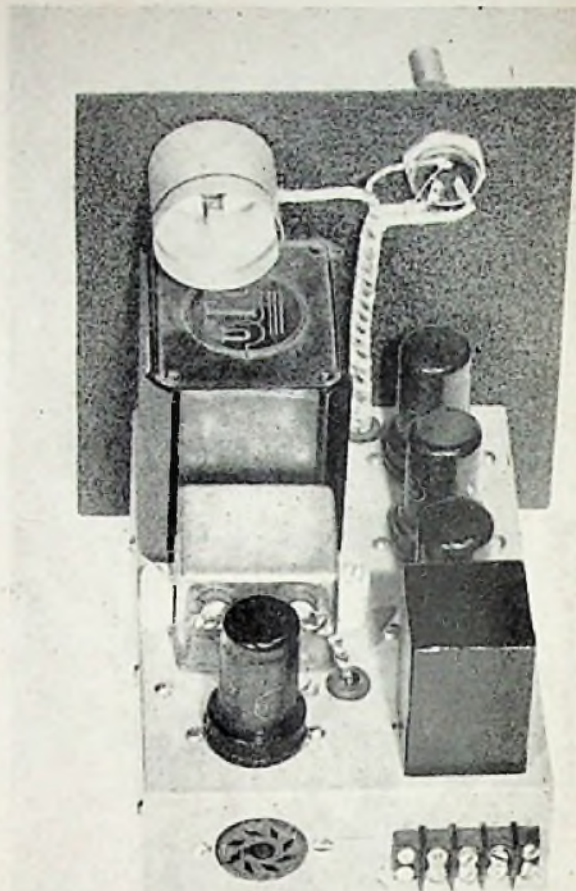


Fig. 14

ACHTERZICHT VAN DE VERSTERKER

De ingangstransformator voor de dynamische microfoon is zeer sterk afgeschermd (om het opvangen van brom te vermijden) en bevindt zich links. De kleine uitgangstransformator ziet men in de voorhoek rechts.

hetzelfde LF-voorversterkertoestel. De voorversterker met afknijppfilter, afgebeeld in de figuren 13, 14 en 15, werd ontworpen om een LF-peil, regelbaar tussen -10 en +10 db rond 6 milliwatt (0,0006 tot 0,06 watt) te sturen in een 500 ohm-lijn. Het toestel werd gebouwd opdat het zou kunnen ondergebracht worden op de werktafel en door lijnen met de verschillende zenders verbonden. Het is best de verschillende zenders met behulp van brugtransformatoren over de lijn aan te koppelen zodat men slechts de zender hoeft aan te schakelen, die men gebruiken wil. De lijn zelf kan men in één der zenders doen eindigen op een weerstand van 500 ohm.

DE SCHAKELING.

De regeling van een afknijppfilter alsmede de verschillende schakelingen werden besproken in hoofdstuk 6. In deze voorversterker wordt een afknijppversterker met een impedantie van 100.000 ohm gebruikt om alle harmonischen en toonfrequenties boven 3500 MHz af te knijpen. De eerste trap van de versterker is conventioneel en bevat een dubbele ingangskring met een schakelaar enerzijds voor een lage impedantie, zoals een dynamische microfoon of toonafnemer en anderzijds een hoge impedantie voor een kristalmicrofoon of toonafnemer. De tweede trap gebruikt een 6SJ7 met tegenkoppeling van de anode der 6SH7 afknijppversterker. Het toevoegen van de tegenkoppeling maakt de totale fre-

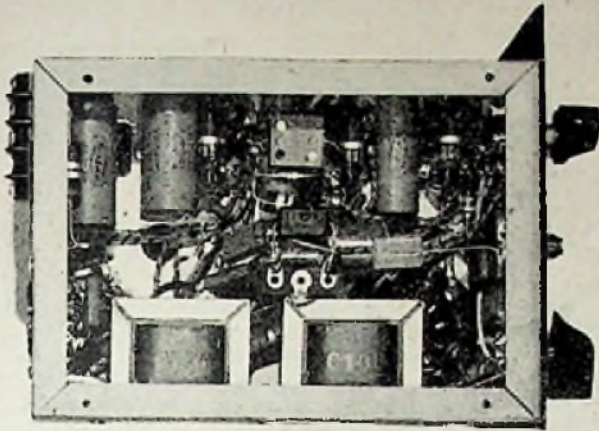


Fig. 15.

**ONDERZICHT VAN HET
VOORVERSTERKERCHASSIS**

Men ziet de twee smoorspoelen van de filter opgesteld tegen de zijwand.

quentiekenarakteristiek van de versterker zeer lineair tot op het afknijppunt.

De filterkring is conventioneel en gebruikt een ingangsectie met $m = 0,6$ gevolgd door een sectie met constante k . Standaard smoorspoelen worden gebruikt als zelfinducties in het filter. De werking en het ont-

werp van elektrische filters werd besproken in hoofdstuk 1.

De uitgangstrap is een 6J5 kathode-follower, werkend op een standaard anode-lijn transformator om de best mogelijke fazekarakteristieken te verkrijgen. Door het gebruik van een kathode-follower in de uitgangskoppeling heeft men hoofdzakelijk een eenvormige faseverschuiving tussen de afknijper en de uitgangslijn van het toestel. Gebruikt men een grote afknijpgraad, dan verkrijgt men op de 500 ohm-uitgangslijn vierkante golven met vlakke toppen en zacht afgeronde hoeken. Men kan bijgevolg de regeling van de zender, volgend op de voorversterker met afknijpfilter, derwijze trachten uit te voeren dat de totale fazekarakteristiek eenvormig blijft, daar men de zekerheid heeft dat de fazekarakteristiek van het LF-systeem tot op de klemmen van de lijn van de voorversterker, zeer goed is.

Een octalhouder wordt op de achterzijde van het toestel aangebracht voor de aanvoer van de gloeistroom en de anodespanning uit een uitwendige voedingsbron. De uitgang van de gloeidraden is derwijze uitgevoerd, dat de voeding zowel op 12,6 als op 6,3 volt kan gebeuren en men zelfs combinaties kan maken van 6,3 en 12,6 volt-buizen. De opname van anodestroom onder 250 volt bedraagt ongeveer 20 mA.

Het eerste deel van deze versterker met afknijpfilter kan gebruikt worden om rechtstreeks een versterker met hoger vermogen te sturen in plaats van de 6J5-kathode-follower. In dit geval is ongeveer 20 volt topspanning beschikbaar op de potentiometer R17. De uitgang kan dan verwezenlijkt worden met een paar 6L6 of 6B4-G, voorafgegaan door een fase-omkeertrap en een attenuator van 5 tot 1 tussen het glijcontact van de potentiometer en het rooster van de eerste buis in de fase-omkeertrap.

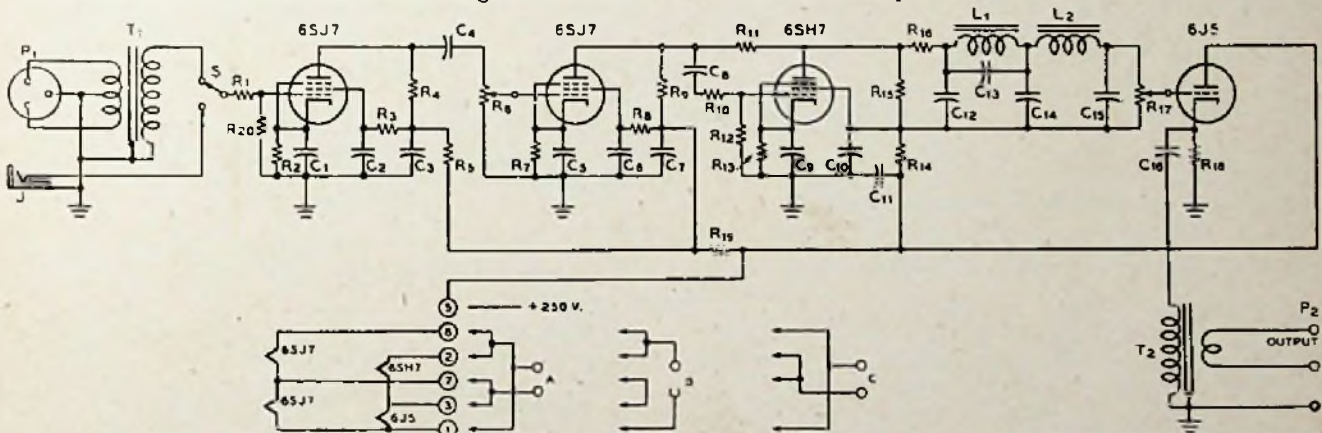


Fig. 16.

**SCHEMA VAN DE VOORVERSTERKER
MET AFKNIJPFILTER**

- C1 — 25 μ F 25 volt, electr.
- C2 — 0,5 μ F 400 volt
- C3 — 1 μ F 400 volt
- C4 — 3000 μ F miniatuur, mica
- C5 — 25 μ F 25 volt, electr.
- C6 — 0,5 μ F 400 volt
- C7 — 8 μ F 450 volt, electr.
- C8 — 5000 μ F miniatuur, mica
- C9 — 25 μ F 25 volt, electr.
- C10 — 8 μ F 450 volt, electr.
- C11 — 3000 μ F miniatuur, mica
- C12 — 200 μ F zilver mica
- C13 — 175 μ F zilver mica
- C14 — 500 μ F zilver mica
- C15 — 330 μ F zilver mica
- C16 — 8 μ F 45 0volt, electr.
- R1 — 47.000 ohm 1/2 watt
- R2 — 1800 ohm, 2 watt
- R3 — 2,2 megohm 1/2 watt
- R4 — 470.000 ohm 1/2 watt
- R5 — 47.000 ohm 1/2 watt
- R6 — 1 megohm potentiometer
- R7 — 1000 ohm 2 watt

- R8 — 1 megohm 1/2 watt
- R9 — 220.000 ohm, 1/2 watt
- R10, R11, R12 — 1 megohm, 1/2 watt
- R13 — 470 ohm, 2 watt
- R14 — 22.000 ohm 2 watt
- R15 — 15.000 ohm 2 watt
- R16 — 100.000 ohm 1/2 watt
- R17 — 100.000 ohm potentiometer
- R18 — 10.000 ohm 2 watt
- R19 — 22.000 ohm 2 watt
- R20 — 1 megohm 1/2 watt

- T1 — lijn-rooster transformator met versterkte afscherming
 - T2 — anode-lijn transformator
 - P1 — microfoonklem met 3 contacten
 - P2 — uitgangstrook voor driedubbele lijn
 - A — schakeling van de voedingsstop : 12 volt met 12 voltbuizen en 6 volt met 6 voltbuizen
 - B — id. voor 12 volt voor 6 voltbuizen
 - C — id. 12 volt met 6SH7, 6J5 en 12SJ7
 - S — schijfschakelaar één richting, dubbele stand
- Nota. - De nummers stemmen overeen met de penningen van de octalhouder en stop.

Voedingsbronnen

Elk toestel, uitgerust met vacuumbuizen, vergt een voedingsinrichting voor de gloeidraad en de anodekringen van de buis of buizen. De gloeidraden moeten verhit worden om een bron van electronen te vormen; voor de andere electroden moet men gelijkspanningen hebben om detectie, versterking of oscillatie te krijgen.

19-1. — GELIJKRICHTING.

In de meeste toepassingen kan men zowel a.c. als d.c. gebruiken als bron voor het gloeivermogen; het a.c.-vermogen is echter economischer en kan met de meeste buizen gebruikt worden zonder dat er brom in de uitgang van de buis optreedt. Het anodepotentiaal moet in de meeste gevallen geleverd worden door een gelijkstroombron, zoals batterijen of uit een gelijkgerichte en afgevlakte a.c.-bron.

Eerst moet de a.c. omgevormd worden in een unidirectionele stroom; dit wordt verwezenlijkt door middel van een gelijkrichter, die van het enkele of van het dubbele type kan zijn.

HALVEGOLF-GELIJKRICHTERS.

Een halvegolf-gelijkrichter laat een halve golf van elke periode door en houdt de andere helft tegen. De

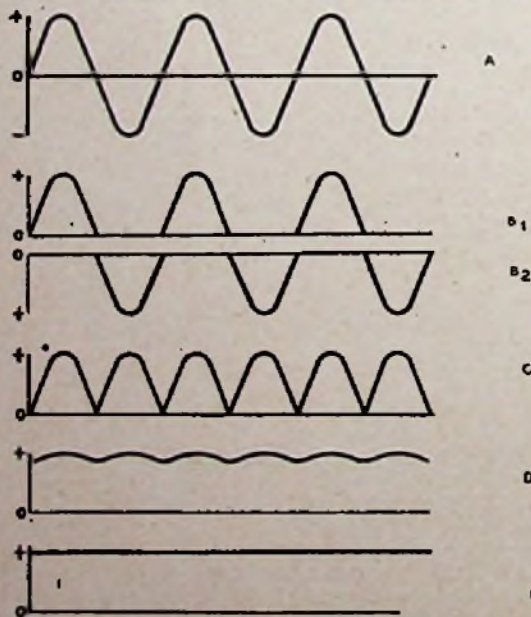


Fig. 1.

DUBBELE GELIJKRICHTING

Men ziet de invloed van de gelijkrichting en van het samenvoegen van de uitgangen van de twee gelijkrichterbuizen.

- A = spanning van de secundaire van de transformator
- B1 = gelijkgerichte spanning van anode 1
- B2 = gelijkgerichte spanning van anode 2
- C = samenvoeging van de spanningen van de anode 1 en 2
- D = afgevlakte spanning na de eerste filtersectie
- E = voor radio bruikbare gelijkspanning

uitgangsstroom is van het pulserende type, die echter met behulp van afvlakfilters kan omgezet worden in zuivere gelijkstroom. Halvegolf-gelijkrichters hebben een nul uitgang gedurende de helft van elke a.c.-periode; dit maakt het moeilijk de uitgang behoorlijk tot zuivere d.c. af te vlakken en dus een degelijke stabiliteit der spanning voor de verschillende belastingen te verkrijgen.

VOLLE GOLF-GELIJKRICHTERS.

Een vollegolf- of dubbele gelijkrichter bestaat uit twee halvegolf- en enkele gelijkrichters, die op de tegengestelde helften van elke periode werken, zodat elke helft van de a.c.-ingangsperiode in de uitgang van de gelijkrichter gecombineerd wordt. Deze pulserende unidirectionele stroom kan in iedere gewenste mate gefilterd en afgevlakt worden, naar gelang de toepassing waarvoor de voedingsinrichting is ontworpen.

Een dubbele gelijkrichter kan bestaan uit twee ano-

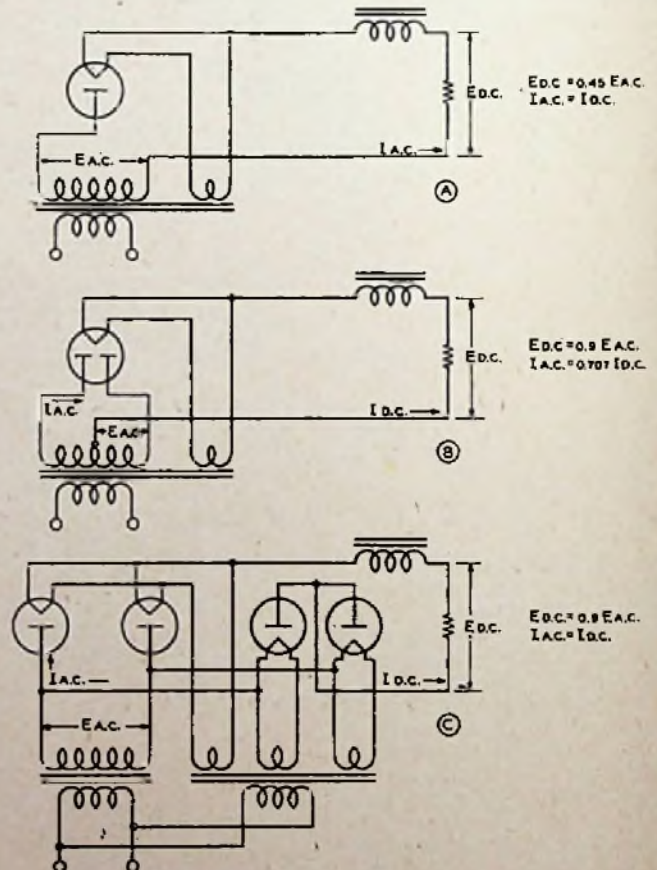


Fig. 2.

EENFAZIGE GELIJKRICHTERSCHAKELING

- (A) toont een schakeling voor enkele gelijkrichting;
 - (B) toont een schakeling voor dubbele gelijkrichting;
 - (C) toont een gewone brugschakeling.
- Bij elke schakeling, gebruikt met ingangssmoorspoel, worden de verhoudingen tussen de a.c. en d.c. spanningen en stromen gegeven.

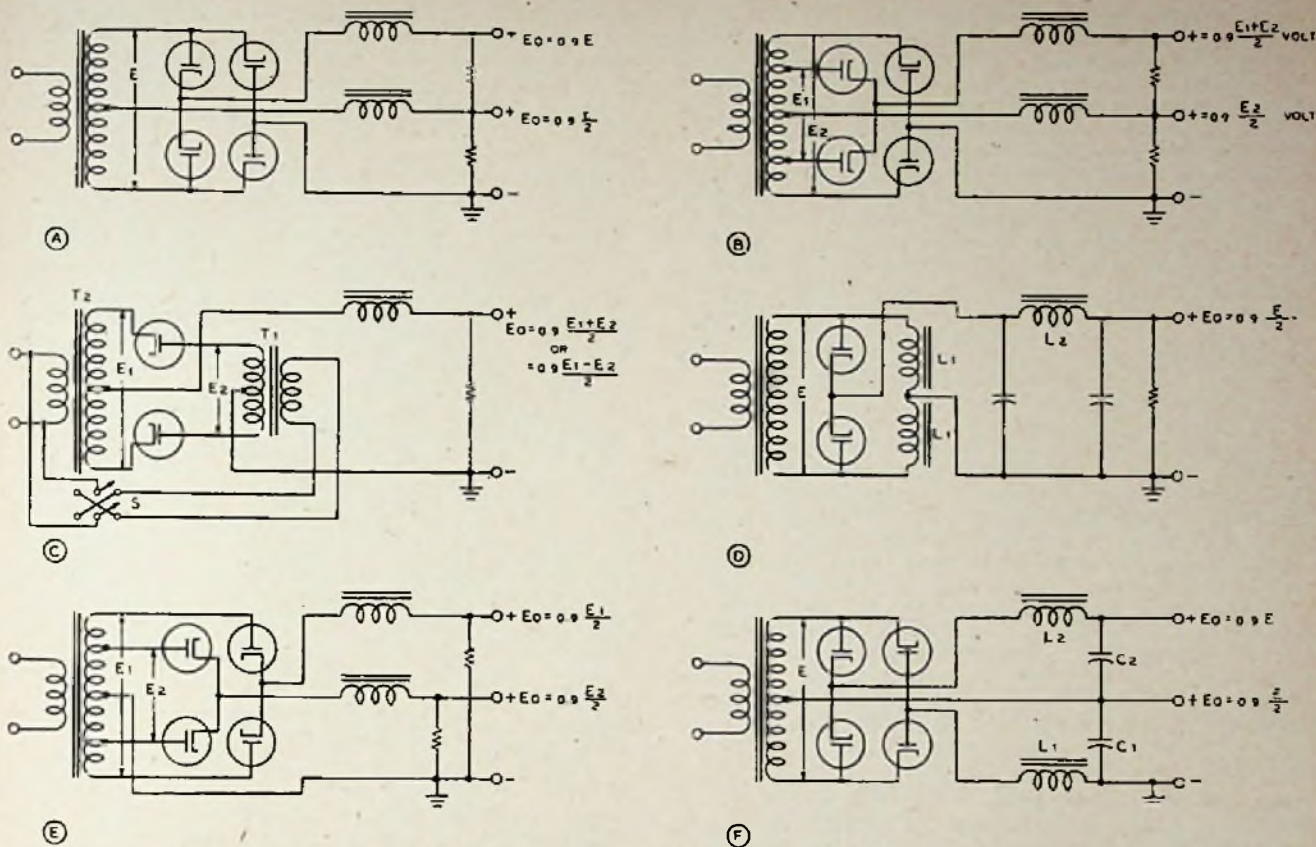


Fig. 3.

SPECIALE SCHAKELINGEN VOOR EENFAZIGE GELIJKRICHTERS

Een beschrijving van de werking en de toepassing van al deze speciale schakelingen wordt in bijgaande tekst gegeven.

A = brugschakeling voor halve en volle spanning
 B = brugschakeling voor twee spanningen

C = voedingsbron met twee transformatoren
 D = methode voor het verkrijgen van een middenaftakking bij transformatoren zonder middenaftakking
 E = voedingsbron met twee spanningen
 F = speciale filterschakeling voor bruggelijkrichters

den en een gloeidraad, die in éénzelfde ballon zijn ondergebracht voor de gelijkrichting van lagere spanningen, of uit twee afzonderlijke buizen, elk met een anode en een gloeidraad, voor de gelijkrichting van hogere spanningen. De platen worden verbonden met de secundaire wikkeling van de transformator voor hoge spanning zoals figuur 2-B het toont. Deze voedings-transformator heeft als doel de netspanning om te vormen in de gewenste secundaire wisselspanning voor de gloeidraden en voor de anodespanning. De transformator levert wisselstroom aan de twee anoden van de gelijkrichterbuizen. Eén dezer anoden is op elk gegeven ogenblik positief terwijl de andere anode negatief is. De middenaftakking van de secundaire wikkeling wordt gewoonlijk geaard en dus op een nulspanning, waardoor ze de —B-verbinding vormt.

Wanneer de ene anode van de gelijkrichter geleidend is, is de andere buiten gebruik en omgekeerd. De uitgangsspanningen van de gelijkrichterbuizen worden gecombineerd door een gemeenschappelijke gloeidraadkring en zo leveren de anoden afwisselend een pulserende stroom aan de uitgangskring (belasting). De gloeidraden van de gelijkrichterbuizen zijn steeds positief ten opzichte van de uitgang in dit schakeltype.

De uitgangsstroom pulseert 120 maal per seconde bij een dubbele gelijkrichter, die verbonden is met een net van 60 perioden en men moet de uitgang van een gelijkrichter verbinden met een filter, die deze pulsaties tot gelijkstroom zal afvlakken. Filters worden ontworpen om wisselstroom te selecteren of tegen te houden; in a.c.-voedingsbronnen gebruikt men meestal filters van het lage-doorlaattype. Dit betekent, dat pul-

serende stromen met een frequentie onder de afknijpfrequentie door het filter naar de belasting zullen doorgegeven worden. Gelijkstroom kan beschouwd worden als wisselstroom met frequentie nul; deze gaat door de lage-doorlaat filter. De 120 periode-impulsen hebben het karakter van wisselstroom, zodat de filter moet ontworpen zijn met een afsnijfrequentie onder 120 perioden (voor een net van 60 perioden).

BRUGGELIJKRICHTING.

De bruggelijkrichter (figuur 2-C) is een type dubbele gelijkrichting waarin vier gelijkrichterelementen gevoed worden door een enkele wikkeling van de voedingstransformator.

Terwijl met twee maal zoveel uitgangsspanning kan verkrijgen uit een bruggelijkrichter als uit een dubbele gelijkrichter met middenaftakking, toch is de toelaatbare uitgangsstroom slechts half zo groot voor een gegeven transformator. In de brugschakeling zijn vier gelijkrichters en drie gloeiwickelingen vereist tegen twee gelijkrichterelementen en een gloeiwikkeling in de dubbele schakeling met middenaftakking. In een brugschakeling bedraagt de top-tegenspanning op elke gelijkrichter slechts de helft van de waarde in de gewone schakeling met dubbele gelijkrichting, wat betekent dat men buizen met een lagere nominale topspanningswaarde kan gebruiken voor een gegeven uitgangsspanning.

SPECIALE GELIJKRICHTERSCHAKELINGEN MET ENKELE FAZE.

Figuur 3 toont vijf schakelingen, die nuttig kunnen

blijken wanneer het wenselijk is meer dan een uitgangsspanning te verkrijgen uit een anodespannings-transformator of wanneer sommige spanningscombinaties vereist zijn. Figuur 3-A toont een min of meer gewone schakeling om een volle en een halve spanning te verkrijgen uit een bruggelijkrichter. Met dit schakeltype moet men voor beide uitgangsspanningen een afzonderlijk afvlak-filter gebruiken. Gebruikt men in deze schakeling een transformator, ontworpen voor dubbele gelijkrichting, dan verdubbelt men de stroomafname uit de aftakking voor volle spanning en men voegt deze waarde bij de stroomafname uit de aftakking voor de halve spanning om na te gaan of men het nominale vermogen van de transformator niet te boven gaat. Is de transformator voorzien voor 1250 volt onder 500 mA, dan is het toegelaten 250 mA af te nemen uit de aftakking voor 2500 volt en niets uit deze voor 1250 volt, ofwel 200 mA onder 1250 volt en 150 mA onder 2500 volt, enz.

Figuur 3-B toont een schakeling van een bruggelijkrichter voor het bekomen van twee spanningen, die niet in de verhouding 2/1 staan. Hiervoor is echter een transformator met aftakkingen over de wikkeling vereist. Met de getoonde schakeling zal de spanning op de aftakking meer bedragen dan de helft van de spanning van de topaftakking. Indien men de schakeling derwijze verandert, dat de anoden van de twee gelijkrichters verbonden zijn met de uiteinden der wikkelingen in plaats van met de aftakkingen en men de kathoden van de andere gelijkrichters verbindt met de aftakkingen in plaats van met de uiteinden, dan zal de totale spanning der gelijkrichters dezelfde blijven, doch de spanning op de aftakking zal minder bedragen dan de helft der totale spanning.

Een interessante schakeling met regelbare spanning wordt gegeven in figuur 3-C. De schakeling kan gebruikt worden om de uitgangsspanning van een gewone voedingsbron, vertegenwoordigd door transformator T1, te vermeerderen of te verminderen, door toevoeging van een andere gloeitransformator om de gloeidraadkringen van de gelijkrichters te isoleren en toevoeging van een andere anodetransformator tussen de gloeidraden van beide buizen. De spanning van de toegevoegde transformator kan afgetrokken of bijgevoegd worden bij de spanning, geleverd door T1 door eenvoudig een schakelaar met dubbele richting, dubbele stand S om te schakelen. Een ernstig nadeel van deze schakeling is, dat de secundaire wikkeling van transformator T2 geïsoleerd moet zijn voor de totale uitgangsspanning van de voedingsinrichting.

Een schakeling om een dubbele gelijkrichter te laten werken met een transformator zonder middenaftakking, wordt gegeven in figuur 3-D. De twee smoorspoelen L1 moeten een zeer hoge zelfinductie hebben op de bedrijfsstroom van de voedingsbron, vermits de totale uitgangstopspanning van de anodetransformator afwisselend over de smoorspoelen wordt aangevoerd. De smoorspoelen moeten echter slechts de halve stroomwaarde hebben van de smoorspoel L2 voor een gegeven stroomafname uit de bron vermits slechts de helft van de stroom door elke spoel gaat. De twee smoorspoelen L1 werken eveneens als ingangssmoorspoelen zodat een bijkomende oscillerende smoorspoel in dit gelijkrichtertype overbodig is.

Een gewone voedingsinrichting met twee spanningen en geaarde middenaftakking wordt gegeven in figuur 3-E. De uitgangsspanningen van deze schakeling zijn afgezonderd en kunnen niet samengevoegd worden zoals in de schakeling van figuur 3-B. Figuur 3-F is nuttig wanneer het wenselijk is de klas B-modulator te voeden met de helft van de spanning van de bruggelijkrichter en de eindversterker met de volle spanning. Zowel L1 als L2 moeten oscillerende smoorspoelen zijn, doch de totale stroomafname gaat door L1, terwijl door L2 slechts de stroom van de eindversterker gaat. De condensatoren C1 en C2 moeten slechts voorzien zijn voor de helft van de maximum uitgangsspanning plus de gewone veiligheidsfactor. Deze schakeling is eveneens voordelig om de spanning bij open seinsleutel in een telegrafiezender laag te houden, vermits L1 en L2

in serie staan en hun zelfinducties zich samen voegen in zover het de «critieke zelfinductie» van de filter met ingangssmoorspoel betreft. Indien men voor C1 en C2 condensatoren van $4 \mu\text{F}$ gebruikt krijgt men op de beide anodespanningsbronnen een behoorlijke afvlakking voor telefonie zonder brom.

MEERFAZIGE GELIJKRICHTINGS-SCHAKELINGEN.

In industriële instellingen is het de gewoonte meerfazige gelijkrichtingen uit te voeren, wanneer het uit de voedingsbron opgenomen vermogen meer dan 1 kilowatt bedraagt. Dergelijke inrichtingen geven een betere benutting van de transformator, minder uitgangsimpel en een betere arbeidsfactor in de belasting op de a.c.-distributielij. Dergelijke systemen vergen echter een net met drie (of twee) fazen. In figuur 4 geven we enkele der meest gebruikte gelijkrichtingsschakelingen met hun bijzonderste karakteristieken. De cijfers van figuur 4 tonen duidelijk de stijging van de rimpelfrequentie en de afname van het rimpelpercentage. De schakeling van figuur 4-C geeft de beste benutting van de transformator, zoals het geval is met de bruggeschakeling in de enkelfazige gelijkrichting. De schakeling biedt verder het voordeel dat er geen gemiddelde d.c.-stroomloop is in de transformator. Een aftakking voor de halve spanning kan genomen worden op het

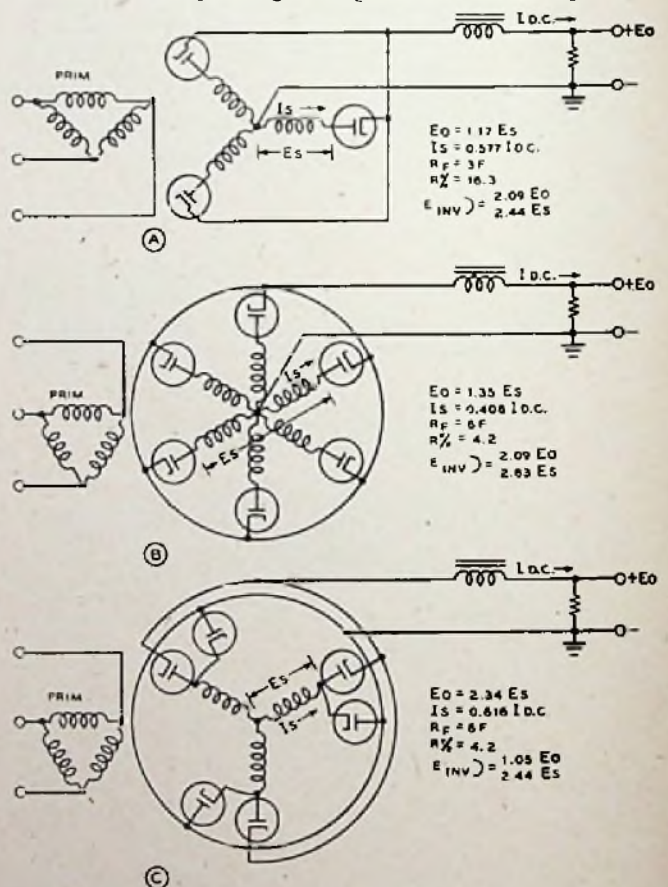


Fig. 4.

GEWONE MEERFAZIGE GELIJKRICHTERSCHAKELINGEN

Deze schakelingen zijn voor toepassing geschikt, wanneer men een net met meerdere fazen heeft, voor de anodevoeding van zenders met hoog vermogen. De schakelingen worden in de tekst besproken.

- A = 3 faze ster
- B = 6 faze ster
- C = 6 faze brug
- R_f = rimpelfrequentie
- $R\%$ = rimpel percentage
- E_{INV} = maximum tegenspanning op de buis

verbindingpunt van de stertransformator, doch in dit geval zal er door de secundaire wikkelingen een d.c.-stroomloop zijn.

GELIJKRICHTERS.

De gelijkrichtende elementen in een voedingsbron met hoge spanning zijn bijna steeds van het type met electronenbuizen, hetzij van het vacuum, hetzij van het kwikdamp-type, al kan men soms selenium gelijkrichters met een groot aantal elementen ontmoeten. In bronnen met lage spanning en sterke stroom kan men argon-gelijkrichters (Tungar-buizen), selenium-gelijkrichters of andere typen van contactgelijkrichters gebruiken. De inmiddels verwezenlijkte xenon-gelijkrichterbuizen bieden zekere voordelen tegenover de kwikdampgelijkrichters voor hoge spanningen, wanneer men rekening dient te houden met sterke variaties van de omgevende temperatuur. Dergelijke gelijkrichters (b.v. de 3B25) zijn veel duurder dan de overeenstemmende kwikdampbuizen.

MAXIMUM OMKEERSpanNING EN ANODESTROOM.

In een a.c.-kring bedraagt de maximum spanning of stroom $\sqrt{2}$ of 1,41 maal de waarde die door de a.c.-meetinstrumenten in de kring wordt aangeduid. Deze meters geven de effectieve waarde aan, welke gelijk is aan de maximumwaarde gedeeld door 1,41.

Indien men 1000 volt effectief verkrijgt uit een secundaire hoogspanningswikkeling van een transformator, dan zal er een potentiaal met een topwaarde van 1.410 volt optreden tussen de aarde en de anode van de gelijkrichter. Deze spanning wordt op de gelijkrichter aangevoerd hetzij in positieve richting wanneer de stroom vloeit, hetzij in tegengestelde richting, wanneer de stroom gedurende de volgende halve periode geblokkeerd wordt. De maximum omkeerspanning, die een buis zonder gevaar kan verdragen, is een van de belangrijke gegevens voor een gelijkrichter. Bij hogere waarden bestaat er mogelijkheid dat er vonkbrug zou ontstaan, waardoor de buis kan beschadigd worden. De verhoudingen tussen maximum omkeerspanning, totale transformatorspanning en uitgangsspanning van het filter, zijn afhankelijk van de filterkarakteristieken en de gelijkrichterschakeling (enkele, dubbele, brugschakeling, enz.).

Voor de gelijkrichterbuizen geeft men eveneens de maximum anodestroom. De werkelijke belastingsstroom, die men uit een gegeven gelijkrichterbuis kan opnemen, is eveneens afhankelijk van het afvlakfiltertype. Een dubbele gelijkrichter met condensatoringang laat een maximumstroom door, welke verscheidene malen hoger is dan de rechtstreekse belastingsstroom.

In een filter met smoorspoeling is de maximumstroom niet veel hoger dan de belastingsstroom, indien de zelfinductie van de smoorspoel vrij hoog is (in de veronderstelling van een dubbele gelijkrichting).

Een dubbele gelijkrichter met twee gelijkrichtingselementen, vergt een transformator, welke tweemaal zoveel a.c.-spanning aflevert als deze voor een enkele of bruggelijkrichting.

GELIJKRICHTERS MET KWIKDAMP.

In de voedingsbronnen voor hoge spanningen van amateurs worden bijna uitsluitend de goedkope gelijkrichters van het type met kwikdamp gebruikt. De meeste amateurs zijn vertrouwd met het gebruik van deze buizen, doch er dient toch even op gewezen, dat bij het in gebruik nemen van nieuwe buizen of van buizen, die langere tijd niet meer gediend hebben, de gloeidraden gedurende ongeveer twintig minuten op hun normale temperatuur moeten werken vóór men de anodespanning aanlegt. Op die wijze worden alle sporen van kwikneerslag op de gloeidraad en op het bovendeel van de ballon verwijderd. Na deze eerste opwarmperiode kan men bij het volgende gebruik de anodespanning inschakelen 20 of 30 seconden na het inschakelen van de gloeistroom. Moest men de anodespanning aanleggen alvo-

rens de gloeidraad op de normale temperatuur is gekomen, dan zou er actieve stof van de gloeidraad kunnen losgeslagen worden, hetgeen de levensduur van de buis fel verkort.

In serie met de anoden van kwikdampgelijkrichters moet men soms kleine HF-smoorspoelen opnemen om het ontstaan van HF-storingen te beletten. Deze HF-smoorspoelen moeten in voldoende dikke draad gewikkeld worden om de belastingsstroom te kunnen voeren en moeten voldoende zelfinductie hebben om de HF-storingen te beletten naar de verbindingen van de filter door te vloeien en naar de ontvangers in de nabijheid uitgestraald te worden. In de handel zijn smoorspoelen tegen HF-storingen van kwikdampgelijkrichters voor alle mogelijke stroomsterkten verkrijgbaar.

Gebruikt men in een voeding kwikdampgelijkrichters in parallel, dan moet men kleine weerstanden of kleine ijzerkernsmoorspoelen in serie schakelen met de anodeverbinding van elke buis. Deze weerstanden of spoelen dienen om een gelijke verdeling van de afgenomen stroom tussen beide buizen te verkrijgen en te beletten dat een buis bijna alle stroom zou leveren. Gebruikt men vacuum-gelijkrichters in parallel dan is zulks overbodig.

19-2. — BESCHOUWINGEN OVER DE AFVLAKFILTERS.

Het afvlakfilter van een gewone voedingsbron bestaat uit een lage-doorlaatsectie, waarvan de afknijpfrequentie iets lager is dan de minimum rimpelfrequentie, die men uit de voedingsbron verwachten kan. Een filter met lage doorlaat bestaat uit een combinatie van zelfinducties en capaciteiten. Een afvlakspoel of smoorspoel vertegenwoordigt een impedantie tegenover elke variatie van de stroom, die er door vloeit. Een smoorspoel met grote zelfinductie heeft een vrij hoge impedantie ten opzichte van een pulserende stroom met het gevolg dat de a.c.-componente of rimpel slechts met zeer grote moeite van de gelijkrichterbuis door de zelfinductie heen naar de belasting gaat. Een capaciteit vertoont het omgekeerde effect van een zelfinductie. Ze vertegenwoordigt een weg met kleine impedantie voor wisselstroom of pulserende stroom, doch een praktisch oneindige impedantie voor de gelijkstroom. In een lage-doorlaatfilter zijn de zelfinducties in serie geschakeld met de uitgang van de gelijkrichter, terwijl de capaciteiten in parallel geschakeld zijn over de uitgangskring van de gelijkrichter. Een eenvoudige afvlakschakeling met smoorspoeling wordt afgebeeld in fig. 5.

Een elektrische stroom volgt steeds de weg met de kleinste impedantie. De d.c.-uitgangsstroomcomponente van de gelijkrichter zal door de smoorspoel L gaan en dan terug naar de afvoerkring, door de uitwendige belastingskring heen, welke normaal door de anodekringen van vacuum-buizen gevormd wordt. De a.c.-componente van de gelijkrichteruitgang echter wordt gehinderd door de smoorspoel en is kortgesloten door de parallel-condensatoren, zodat de a.c.-componente op de uitgang van het filter veel geringer is dan op de ingang. De belastingsimpedantie over de uitgang van een gewoon afvlakstelsel, valt doorgaans in een bereik tussen 2000 en 20.000 ohm. De waarde van deze effectieve weerstand kan berekend worden door de uitgangsspanning van het filter te delen door de totale belastingsstroom. De waarde van de belastingsimpedantie is noodzakelijk voor de berekening van de critieke impedantie van de ingangssmoorspoel van het filter.

INGANGSKRINGEN VAN HET FILTER.

In een afvlakstelsel kan men twee ingangstypen gebruiken. Men heeft een type met condensator-ingang en een type met smoorspoel-ingang. Het filter met condensatoringang wordt gewoonlijk gebruikt in voedingsbronnen met lagere spanningen, waarin de stroomafname, zoals bij een ontvanger, tamelijk constant is, doch wordt zelden gebruikt in voedingsbronnen die meer dan 800 volt afleveren. Filters met condensatoringang

hebben als karakteristiek, een tamelijk gebrekkige stabiliteit, een arme arbeidsfactor van de stroomafname op het net, een hoge verhouding van de effectieve tot de gemiddelde stroom van de secundaire wikkeling en hoge maximumstroom in de gelijkrichterbuizen. De toelaatbare stroomafneming uit een voedingsbron met hoge spanning en condensatoringang van het filter bedraagt slechts ongeveer de helft van de toelaatbare waarde voor dezelfde bron met een filter met smoorspoelingang. De onbelaste uitgangsspanning van een filter met condensatoringang benadert ook de maximumwaarde van de uitgangsspanning van de anodetransformator of 1,41 maal de effectieve secundaire spanning. Bij hoge stroomafname zal de d.c.-uitgangsspanning van een dergelijk filter ook minder bedragen dan de effectieve secundaire spanning, wat dus in het geheel een gebrekkige stabiliteit van de spanning geeft. Figuur 6 toont deze twee standaard filteringen.

Het filtersysteem met smoorspoelingang anderzijds heeft een neiging om de uitgangsspanning van het filter op ongeveer 0,9 maal de effectieve spanning op de gelijkrichterbuizen te houden. Dit regelend effect treedt echter niet op alvorens de belastingsstroom een bepaalde minimumwaarde overtreft. M.a.w. wanneer de belastingsstroom afneemt dan begint de uitgangsspanning van een bepaald critiek punt af te stijgen. Dit punt wordt bepaald door de zelfinductie van de ingangssmoorspoel. Heeft deze spoel een hoge zelfinductie, dan kan de belastingsstroom tot een lage waarde dalen voordat de uitgangsspanning begint te stijgen. In deze voorwaarden zal een ballastweerstand met lage stroomafname de stroom boven dit critieke punt houden en de uitgangsspanning zal niet stijgen, zelfs al wordt de uitwendige belasting weggenomen.

De minimum zelfinductie, vereist voor de ingangssmoorspoel, wordt de critieke zelfinductie genoemd en wordt door de volgende vergelijking gegeven :

$$L_{\text{crit}} = \frac{R_L}{1000}$$

waarin L_{crit} de critieke zelfinductie is van de ingangssmoorspoel en R_L de effectieve belastingsweerstand van de voedingsbron. Wanneer men alle belasting van de bron wegneemt, zoals geschiedt bij het sleutelen van de sturing in een telegrafiezender, dan is R_L gelijk aan de ballastweerstand over de voedingsbron. Wanneer de bron een veranderlijke belasting voedt, waarvan de stroom niet volledig tot nul daalt, dan is R_L gelijk aan de uitgangsspanning van de bron gedeeld door de minimum belastingsstroom. Gebruikt men b.v. een voedingsbron van 2000 volt met een ballastweerstand van 50.000 ohm voor de voeding van een paar 810 modulorbuisen, werkend met 50 volt voorspanning, dan zal de minimum stroomafname van de bron een waarde hebben van 60 mA minimum stroom voor de 810-buisen plus 40 mA voor de ballaststroom, of een totale minimum stroom van 100 mA. De waarde van R_L is dan gelijk aan 2000 volt gedeeld door 0,1 ampere of 20.000 ohm. Uit de vergelijking voor de critieke zelfinductie kunnen we dan opmaken, dat de ingangssmoorspoel een minimum zelfinductie van 20 henry moet hebben.

Voor het gebruik als ingangssmoorspoel maakt men speciale smoorspoelen met een zeer kleine (of zonder) luchtspleet, teneinde hen meer zelfinductie te geven op de lagere stroomwaarden. Op de maximum stroom is hun doeltreffendheid als afvlakspoel wel een beetje verminderd omdat ze gemakkelijk verzadigen, doch door hun grote zelfinductie op de lage stroomwaarden laten ze het gebruik toe van een kleinere ballaststroom om de belasting boven de critieke waarde te houden. Dergelijke smoorspoelen worden oscillerende smoorspoelen genoemd, omdat hun oorspronkelijke zelfinductie zeer hoog is, doch snel tot een betrekkelijk lage waarde daalt, wanneer de stroom door de spoel stijgt.

AFVLAKSMOORSPOELEN.

Afvlakspoelen bestaan uit een draadspoel gewikkeld op een kern plaatijzer. De dikte van de draad wordt

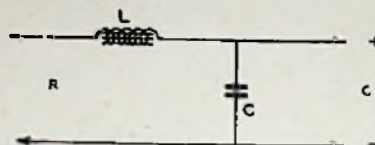


Fig. 5.

FILTER MET EEN SECTIE EN SMOORSPOELINGANG

Met de gewoonlijk gebruikte waarden voor L en C zal de rimpelspanning tussen 3 en 10 % van de d.c. uitgangsspanning bedragen, naargelang de werkelijk gebruikte filterwaarden en de waarde van de belastingsweerstand. Dit filtertype wordt gewoonlijk gebruikt voor de anodespanning van een balansmodulatortrap (waarin het grootste deel van de rimpelspanning geneutraliseerd wordt) of van een telegrafiezender, waarin een kleine rimpel toelaatbaar is.

R = gelijkrichter C = belasting

bepaald door de hoeveelheid gelijkstroom, die door de spoel moet vloeien. Deze stroom magnetiseert de spoel en vermindert de zelfinductie van de spoel; daarom worden de afvlaksmoorspoelen gebouwd met, in de kern, een luchtspleet van een breukdeeltje van een duim, om de verzadiging te beletten wanneer de maximum stroom door de spoel vloeit. Deze «luchtspleet» heeft gewoonlijk de vorm van een stukje vezelstof, die tussen de einden van de kernplaatjes geschoven wordt. De luchtspleet vermindert de oorspronkelijke zelfinductie van de smoorspoel, doch houdt de waarde hoger bij maximum belasting. Bij gebruik van een luchtspleet moet de spoel veel toeren hebben om dezelfde oorspronkelijke zelfinductie te hebben als zonder luchtspleet.

De d.c.-weerstand van een smoorspoel moet voor de gewenste zelfinductiewaarde zo klein mogelijk zijn. Kleine smoorspoelen, zoals men er in ontvangers gebruikt, hebben gewoonlijk zelfinducties van 6 tot 15 henry en een d.c.-weerstand van 20 tot 400 ohm. Een hoge d.c.-weerstand zal de uitgangsspanning verminderen als gevolg van de spanningsval over iedere afvlakspoel. Grote smoorspoelen voor zenders en klas B-modulatoren hebben gewoonlijk minder dan 100 ohm d.c.-weerstand.

AFVLAKCONDENSATOREN.

Er bestaan twee soorten afvlakcondensatoren: (1) het type met papier diëlectricum en (2) het electrochemisch type.

Papiercondensatoren bestaan uit twee stroken metaal in bladvorm gescheiden door verscheidene lagen geparaffineerd papier. Sommige typen hebben een paraffine-impregnatie, doch de betere condensatoren vooral deze voor hoge spanningen, zijn met olie geïmpregneerd en met olie gevuld. Condensatoren worden van twee nominale spanningswaarden voorzien: de doorslagspanning en de werkspanning; vooral deze laatste waarde is belangrijk en geeft de maximum-spanning aan die men in het bedrijf over de condensator mag aanbrennen.

De condensator over de gelijkrichterkring in een filter met condensatoringang moet een werkspanning hebben van minstens 1,41 maal de effectieve uitgangsspanning van de gelijkrichter. De werkspanning van de overige condensatoren mag de d.c.-spanning dichter benaderen.

Electrochemische condensatoren komen voor in twee typen: (1) natte en (2) droge. Een natte electrochemische condensator bestaat uit twee aluminium elektroden, die ondergedompeld zijn in een oplossing, electroliet genaamd. Een zeer dun laagje oxide wordt gevormd op een elektrode, die anode genoemd wordt. Dit laagje dient als diëlectricum. Een electrochemische condensator moet behoorlijk over de kring geschakeld worden zodat de anode steeds op een positief potentiaal is

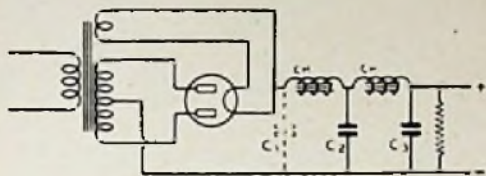


Fig. 6.

STANDAARDFILTER MET TWEE SECTIES

Wordt C1 gebruikt, dan zegt men dat het filter een condensatoringang heeft. Laat men C1 weg, dan heeft het filter een smoorspoelingang.

ten opzichte van het electrolyet, dat in feite dienst doet als andere electrode (plaat) van de condensator. Een verkeerde schakeling, zelfs van korte duur, kan de condensator vernietigen.

Een electrochemische condensator van het droge type heeft een electrolyet in deegvorm. Het dielectricum in beide typen is niet volmaakt; deze condensatoren hebben een veel grotere lekstroom dan het papiertype. De lekstroom is groter in het natte type dan in het droge type, doch het eerste hervormt zich zelf en worden niet definitief beschadigd door matige spanningsoverbelastingen.

De grote capaciteit van de electrochemische condensatoren is een gevolg van de dunheid van het laagje dat op de platen gevormd wordt. De maximum spanning die veilig over de gemiddelde electrochemische condensator kan aangebracht worden bedraagt 450 à 600 volt; als werkspanning wordt gewoonlijk 450 volt aangegeven. Wanneer electrochemische condensatoren in afvlakkingen voor hoge spanningen gebruikt worden, dienen ze in serie geschakeld. De positieve klem van een condensator moet verbonden worden met de negatieve klem van de andere, op dezelfde manier als bij de in serie-schakeling van droge batterijcellen.

Het is niet noodzakelijk, zoals bij papiercondensatoren, shuntweerstand over elke electrochemische condensatorsectie te schakelen, omdat deze condensatoren een vrij lage inwendige d.c.-weerstand hebben in vergelijking met de papiercondensatoren. Indien er dus een variatie in de weerstand ontstaat, dan is het opdat de electrochemische condensator, die in de minst goede staat verkeert, de grootste lekstroom zal hebben en bijgevolg zal de spanning over deze condensator lager zijn dan over de andere condensator of condensatoren in de serie, welke in betere staat verkeren en een kleinere lekstroom vertonen, hetgeen aanduidt dat hun inwendige weerstand hoger is. We zien dus dat gelijkmakingsweerstand niet alleen onnodig, doch zelfs ongewenst zijn over in serie geschakelde electrochemische condensatoren. Dit veronderstelt natuurlijk het gebruik van gelijke capaciteiten, door dezelfde fabricant en met dezelfde nominale werkspanning vervaardigd. Het verdient geen aanbeveling verschillende electrochemische condensatoren in serie te schakelen.

Men heeft er slechts weinig economisch voordeel bij electrochemische condensatoren in serie te schakelen in schakelingen, waar meer dan twee dezer condensatoren vereist zijn om doorslag te vermijden.

Natte electrochemische condensatoren in aluminiumhuls maken doorgaans gebruik van deze huls als negatieve electrode, of beter als contact met de negatieve electrode (daar het electrolyet de eigenlijke electrode is). Natte electrochemische condensatoren moeten steeds in verticale stand gemonteerd worden. Om het gas, verwekt als gevolg van de electrolyse, te laten ontsnappen is een kleine ventiel voorzien.

De afmetingen van electrochemische condensatoren kunnen in grote mate verminderd worden door het gebruik van geëst bladaluminium als anode. Dit vergroot in hoge mate de oppervlakte en het dielectrisch laagje, dat er over ligt, doch doet de vermogenfactor licht stijgen. Om deze reden mogen ultra-miniatuur electrochemische condensatoren niet op hun volle nominale d.c.-spanning gebruikt worden, wanneer een hoge a.c.-com-

ponente aanwezig is, zoals het geval is voor een ingangscapacitor in een afvlakfilter met condensatoringang.

Wanneer een droge electrochemische condensator (met electrolyetpasta) aan overspanning is onderworpen en de lekstroom merkbaar stijgt, dan mag men hem niet langer als bedrijfszeker beschouwen, daar de verwarming als gevolg van de te hoge lekstroom zijn toestand nog zal verergeren. Zoals hoger vermeld, zullen doorgeslagen, natte condensatoren zich hervormen, indien men ze gedurende een zekere tijd op de normale spanning aanschakelt.

BALLASTWEERSTAND.

Een zware weerstand moet over de uitgang van een afvlakfilter geschakeld worden om voortdurend een zekere belastingsstroom op te nemen. Deze weerstand belet dat de spanning zou oplopen bij gebruik van een oscillerende afvlakspoel, wanneer er geen belasting is. Tevens is het een middel om de condensatoren te ontladen wanneer er geen uitwendige belasting met vacuumlampen op het filter is aangesloten. Deze ballastweerstand moet normaal ongeveer 10% van de volle belastingsstroom opnemen.

Het vermogen, in de ballastweerstand gedissipeerd, kan berekend worden door het vierkant van de d.c.-spanning te delen door de waarde van de weerstand. Dit vermogen wordt in de vorm van warmte gedissipeerd en indien de weerstand niet op een voldoende verluchte plaats werd opgesteld, moet men zijn nominaal vermogen hoger nemen dan het werkelijk te dissiperen vermogen. Filtercondensatoren met hoge capaciteit voor hoge spanning kunnen een gevaarlijke lading behouden, indien ze niet ontladen worden en draadgewikkelde weerstanden kunnen onverwacht onderbroken zijn. Bijgevolg is het verstandig koolweerstand in serie te schakelen over de gewone draadgewikkelde ballastweerstand, zoals in hoofdstuk 8 werd verklaard.

Bij aankoop van een ballastweerstand dient men zich er van te overtuigen, dat de weerstand niet alleen aan het vereiste vermogen, doch ook aan de spanning beantwoordt. Sommige weerstanden hebben een spanningsbeperking, welke het onmogelijk maakt om er een voldoende stroom te doen doorvloeien om het nominale vermogen te bereiken. Dit weerstandstype bezit doorgaans schuifcontacten en is voorzien voor het gebruik als spanningsdeler. Een niet-regelbare weerstand zonder aftakking is als ballastweerstand voor hoge spanningen te verkiezen en is goedkoper. Desgewenst mag men een reeks kleine weerstanden in serie gebruiken om de gewenste nominale spanning en het vereiste vermogen te bekomen.

UITGANGSSPANNING UIT EEN VOEDINGSBRON.

Een raming van de uitgangsspanning welke men zal verkrijgen uit een voedingsbron met kwikdamp-gelijkrichterbuizen en een ingangssmoorspoel, gelijk of groter dan de critieke waarde, is vrij gemakkelijk. Deze uitgangsspanning zal gelijk zijn aan ongeveer 0,9 maal de werkelijke, effectieve spanning van de helft van de secundaire hoogspanningswikkeling in een dubbele gelijkrichter (0,9 maal de volle secundaire spanning in een bruggelijkrichter) min de IR-val in de smoorspoelen. Indien 0,9 maal de halve secundaire spanning in een dubbele gelijkrichter gelijk is aan 2100 volt, de totale stroomafname 300 mA en de totale weerstand van de ingangssmoorspoel en de afvlaksmoorspoel 200 ohm bedraagt, dan is de uitgangsspanning 2100 volt minus 0,3 ampere maal 200 ohm of 60 volt, dus een netto spanning van 2040 volt.

METING VAN DE RIMPELSPANNING.

De rimpel in de uitgangsspanning van een afvlakkring kan gemeten worden met behulp van een oscilloscoop of door middel van de eenvoudige schakeling van figuur 7. Een hoogspanningscondensator C3 met een capaciteit van $\frac{1}{4}$ tot 1 μF en een a.c.-voltmeter met

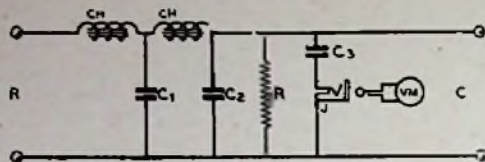


Fig. 7.

SCHAKELING VOOR HET METEN VAN DE A.C. RIMPEL.

Het a.c. meetinstrument mag niet in de kring geschakeld worden voor het inschakelen van de anodespanning; anders zal de laadstroom van de condensator het instrument doen verbranden. De klink moet van het type met gesloten kring zijn. C3 moet voor een iets hogere spanning dan de bronspanning voorzien zijn om een veiligheidsfactor te hebben. Verder moet men de meter uit de schakeling verwijderen vóór de bron uitgeschakeld wordt, want anders kan de ontlaadstroom van C3 de meter beschadigen.

R = gelijkrichter J = klink C = belasting

hoge weerstand en koperoxyde-gelijkrichter geven een eenvoudige methode om de werkelijke rimpelspanning te meten.

De voltmeter moet in de meterklink geschakeld worden, nadat de voedingsbron en de uitwendige belastingskring in normale bedrijfsvoorwaarden gekomen zijn en moet terug uit de klink verwijderd worden vóór de voedingsbron uitgeschakeld of de belasting weggenomen wordt. De laadstroom door de condensator C3 zou de meter vlug doen verbranden, indien hij de ganse tijd in de kring gelaten werd.

19-3. — SPECIALE VOEDINGSINRICHTINGEN.

Een volledige zender bevat gewoonlijk een of meer voedingsbronnen zoals voorspanningsbronnen, bronnen met geregelde spanning of bronnen zonder transformator, die sommige speciale karakteristieken vertonen. Onder deze hoofding werden eveneens voedingsbronnen met batterijen opgenomen.

SPANNINGSREGELBUIZEN MET GLIMONTLADING.

Wanneer het wenselijk is de spanning te stabiliseren, die geleverd wordt aan een kring, welke niet meer dan zowat 20 tot 25 mA opneemt, dan kan met voordeel gebruik gemaakt worden van regelbuizen van het type met glimontlading. Voorbeelden van dergelijke kringen zijn de locale oscillator in een ontvanger, de afgestemde oscillator in een VFO, de oscillator in een frequentiemeter, of de brugschakeling en een buisvoltmeter. Voor deze toepassing zijn een reeks buizen beschikbaar waartussen de OA3/VR75, OB3/VR90, OC3/VR105, OD3/VR150 en de OA2 en OB2 miniaturtypen. Deze buizen stabiliseren de spanning over hun klemmen op 75, 90, 105 of 150 volt. De miniaturtypen OA2 stabiliseren op 150 volt en de OB2 op 108 volt. De typen OA2, OB2 en OB3/VR90 hebben een nominale maximum stroom van 30 mA en de drie andere typen een stroom van 40 mA. De minimum stroom voor al deze typen om de ontlasting te onderhouden bedraagt 5 mA.

Een VR-buis (de algemene benaming die toegepast wordt op alle regelbuizen met glimontlading) kan gebruikt worden om de spanning te stabiliseren over een veranderlijke belasting of over een vaste belasting, die gevoed wordt door een veranderlijke spanning. Twee of meer VR-buizen kunnen in serie geschakeld worden om juist 180, 210, 255 of andere combinaties van de spanningen te geven. Het is echter niet aan te raden VR-buizen in parallel te schakelen, vermits de ontsteekspanning en de geregelde spanning van beide buizen in parallel voldoende zullen verschillen om slechts één enkele buis te doen oplichten. De volgende bemerkingen zijn toepasselijk op alle VR-buizen in het algemeen,

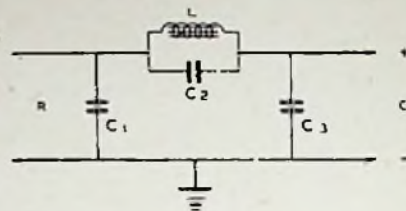


Fig. 8.

AFGESTEMDE FILTERKRING

De condensatoren C1 en C3 hebben de gewone waarden, die in een filter zouden gebruikt worden. De waarde van C2 wordt dan geregeld tot de smoorspoel L in resonantie komt met de rimpelfrequentie. Bij het maken van deze regeling moet uit de voedingsbron de normale stroom afgenomen worden, zodat de zelfinductie van L de gewone bedrijfswaarde heeft. Dit filtertype geeft een zeer sterke verzwakking van de eigen rimpelfrequentie, doch de doeltreffendheid tegen harmonischen van deze frequentie is minder dan deze van het gewone filter. Bijgevolg is het aan te raden dit filter te doen voorafgaan door een ander met ingangssmoorspoel of te laten volgen door een sectie van het gewone type.

R = gelijkrichter C = belasting

al zijn sommige voorbeelden speciaal toepasselijk op het OD3/VR150 type.

Een inrichting, die b.v. slechts 50 volt vereist, kan gestabiliseerd worden tegen de variaties van de bronspanning met behulp van een VR105 door eenvoudig een gepaste weerstand in serie te schakelen tussen de geregelde spanning en de belasting, waardoor de spanning van 105 tot 50 volt daalt. Men moet echter in dit geval onthouden, dat het toestel niet gestabiliseerd is tegen belastingsvariaties; m.a.w. indien de belastingsweerstand varieert zal de spanning over de belasting ook variëren, al blijft de totale geregelde spanning op 150 volt.

Om de spanning over een veranderlijke belastingsweerstand constant te houden mag er geen serieweerstand aanwezig zijn tussen de regelbuis en de belasting. Dit betekent dat het toestel moet werken op één der spanningen, verkregen met een buis of met verschillende regelbuizen.

Een VR150 kan beschouwd worden als een veranderlijke weerstand met een bereik van 30.000 tot 5000 ohm, die derwijze ingericht is dat hij een spanning van 150 volt op de klemmen onderhoudt; wanneer de buis over een spanningsbron geschakeld wordt met een arme stabilisatie, dan zal de inwendige weerstand onmiddellijk van waarde veranderen binnen de grenzen van 30.000 en 5000 ohm om dezelfde val van 150 volt over de klemmen te onderhouden, wanneer de spanning van de bron varieert. De theorie van de werking der VR-buizen werd besproken samen met de gasgeleiding in hoofdstuk 2 en wordt hier dus niet herhaald.

Het klinkt paradoxaal dat, om een degelijke regeling te krijgen, de regelbuis moet gevoed worden door een bron met slechte stabilisatie (grote serieweerstand). De reden hiervan wordt hier verduidelijkt.

Indien men over een VR-buis een hoge weerstand schakelt, dan belemmert deze de buis niet haar regeltaak te vervullen. Wordt de belasting echter te klein gemaakt, dan zal een veranderlijke shuntweerstand met een waarde tussen 30.000 en 5000 ohm (de VR150) niet voldoende invloed kunnen uitoefenen op de resulterende weerstand om een constante spanning te onderhouden, behalve voor een zeer beperkte variatie van de bronspanning of van de belastingsweerstand. De buis zal de maximum regeling geven of de grootste belasting regelen wanneer de spanningsbron een hoge inwendige of serieweerstand heeft, vermits een variatie van de inwendige weerstand van de VR-buis dan meer regelend effect zal hebben op de belasting, die er over geschakeld is.

Om het grootste regelbereik te geven moet een VR-

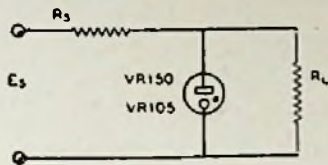


Fig. 9.

STANDAARD SCHAKELING VAN VR-REGELBUIS
 De regelbuis van het VR-type zal de spanning over de klemmen constant houden binnen 1 of 2 volt voor matige variaties van R_L of E_s . Voor de toepassing van de verschillende VR-typen, zie tekst.

- R_s = serieweerstand
- R_L = belasting
- E_s = d.c. bronspanning.

buis (of twee buizen in serie) gebruikt worden met een serieweerstand (om het effect te geven van een bron met slechte stabilisatie) met een dergelijke waarde, dat de buis in staat is een stroom van 2 tot 20 mA op te nemen onder normale of gemiddelde voorwaarden van de voedingsbron en de belastingsimpedantie. Voor een maximum regelbereik mag de serieweerstand niet kleiner zijn dan ongeveer 20.000 ohm, wat dan een bronspanning vereist, die veel hoger is dan 150 volt. Waar de bronspanning echter beperkt is kan men een goede regeling over een beperkt bereik verkrijgen met een weerstand in serie van niet meer dan 3000 ohm. Indien men slechts een weerstand in serie van niet meer dan 3000 ohm moet gebruiken om de VR-buis 10 tot 20 mA te doen opnemen; wanneer de buis over de belasting is geschakeld, dan is de bronspanning niet hoog genoeg om een degelijke werking te verkrijgen.

Laat men de stroom door een VR150, een VR105 of een VR75 40 mA overschrijden, dan zal de levensduur van de buis verkort worden. Valt de stroom onder 5 mA, dan verliest de werking alle stabiliteit. Daarom moet de buis binnen dit bereik blijven werken en tussen deze uitersten zal ze de spanning binnen een grens van 1,5% houden. Om een VR-regelbuis te doen starten moet de spanning minstens 10 tot 15% hoger zijn; en om zeker te zijn dat de buis iedere maal start is het best een overspanning van 20% of meer te gebruiken. Aan deze voorwaarde wordt gewoonlijk automatisch voldaan door de aanwezigheid van een voldoende serieweerstand, aangebracht om een goede regeling te bekomen; hierdoor is de spanning op de VR-buis, vóór ze ioniseert en stroom begint door te laten, heel wat hoger dan de startspanning.

Wanneer een VR-buis gebruikt wordt om een kring te voeden, die minder dan 15 mA opneemt als normale of gemiddelde stroom, dan is de eenvoudigste methode om de serieweerstand te regelen, de belasting weg te nemen en de serieweerstand te regelen tot de buis

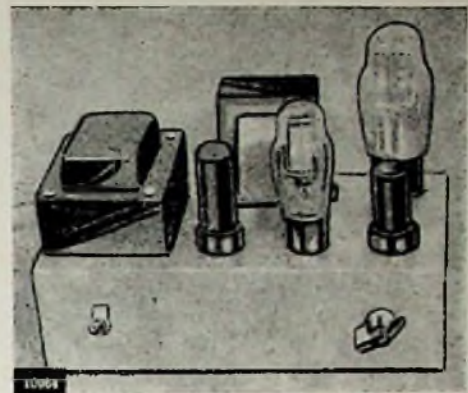


Fig. 10
VOEDINGSBRON MET GESTABILISEERDE SPANNING

Deze voedingsbron kan 175 volt tot 300 volt afleveren met een gemiddelde stroom van 60 mA. De stabiliteit is zeer goed t.o.v. de variaties van de belasting en het net.

ongeveer 30 mA opneemt. Daarna kan men de belasting aankoppelen en alles is in orde. Deze methode is vooral aan te raden wanneer de belasting een buis is van het type met onrechtstreekse verhitting, die een aantal seconden na het inschakelen van de voedingsbron nog geen stroom opneemt. In deze voorwaarden zal de stroom door de VR-buis nooit meer dan 40 mA bedragen, zelfs wanneer ze onbelast werkt (terwijl de buis met onrechtstreekse verhitting opwarmt en de gelijkrichter van de voedingsbron reeds de bedrijfstemperatuur bereikt heeft).

Figuur 9 toont de standaardschakeling van een regelbuis van het type met glimontlading. De buis zal voor matige variaties van R_L of E_s de spanning over R_L constant houden binnen een grens van 1 of 2 volt.

VOEDINGSBRONNEN MET GEREGLDE SPANNING.

Wanneer men wenst de spanning constant te houden over een kring, die meer dan enkele milliampere opneemt, dan is het aan te raden een voedingsbron met geregelde spanning te gebruiken van het type dat afgebeeld wordt in de figuren 10 en 11, liever dan buizen met glimontladingen te gebruiken. De voedingsinrichting, die gegeven wordt, zal een goed geregelde spanning van 300 volt afleveren, waarvan de uitgangsspanning binnen 1 volt constant blijft voor variaties

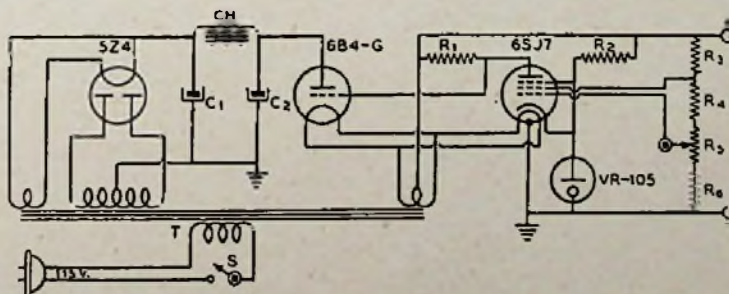


Fig. 11

SCHEMA VAN DE VOEDINGSBRON MET GESTABILISEERDE SPANNING

- C1 — 8 μ F 600 volt, electr.
- C2 — 8 μ F 450 volt, electr.
- R1 — 500.000 ohm, $\frac{3}{4}$ watt
- R2 — 75.000 ohm, 1 watt
- R3 — 10.000 ohm, 1 watt
- R4 — 20.000 ohm, 1 watt
- R5 — 15.0 ohm, potentiometer
- R6 — 10.000 ohm, 1 watt
- S — netschakelaar (tumbler)
- T — 2x350 volt, 120 mA; 5 volt 4 A; 6,3 volt 4,7 A
- CH — smoorspoel 10 H, 110 mA.

van de netspanning of van de belastingsweerstand tot 25 %.

De maximum stroom, die uit de bron kan opgenomen worden zonder werkelijk de regeling te beïnvloeden, wordt bepaald door de gewenste uitgangsspanning, die zelf geregeld wordt door de variatie van R3. Bij 200 volt is de uitgangsspanning constant tot 100 mA, de maximum stroom die de 6B4-G en de transformator verdragen kunnen. Bij 300 volt, de maximum bruikbare uitgangsspanning, bedraagt het nuttige stroombereik van 0 tot 50 mA. Op deze laatste spanning begint de regeling haar doeltreffendheid te verliezen wanneer de stroomafname 50 mA overtreft.

Het systeem werkt dank zij het feit dat de 6B4-G werkt als een veranderlijke weerstand en geregeld wordt door een regelbuis, ongeveer op de wijze van een ASR-schakeling of een tegenkoppeling in ontvangers of versterkers. De 6SJ7-versterker regelt de voorspanning op de 6B4-G, wat de weerstand van de 6B4-G regelt, hetgeen dan weer de uitgangsspanning regelt, die ten slotte de anodestroom van de 6SJ7 regelt, waardoor dus de gehele cyclus der regeling volledig is. Het is hierdoor reeds duidelijk dat in deze voorwaarden elke variatie van de uitgangsspanning een neiging zal doen ontstaan om «aan zich zelf te weerstaan», zoals de ASR-kring in een ontvanger weerstaat aan elke variatie van de seinsterkte, die aan de detector geleverd wordt.

Daar het noodzakelijk is steeds een matige spanningsval over de 6B4-G te hebben teneinde een behoorlijke regeling mogelijk te maken, is het overige van de voedingsbron ontworpen om zoveel mogelijke uitgangsspanning te leveren, als kan verkregen worden van de effectieve secundaire spanning van een transformator van het type voor omroepontvangers. Hierdoor wordt het noodzakelijk beroep te doen op een dubbele gelijkrichter met een lage weerstand, een ingangscondensator met grote capaciteit en een afvlakmoorspoel met kleine weerstand. Een 5Z4 wordt gebruikt in plaats van een 83 of een andere gelijkrichterbuis met kwikdamp om storingen in de nabijgelegen ontvangers te vermijden. Deze buis heeft een kleinere weerstand dan een 80 of een 5Z3 en bovendien zal de spanning niet op de regelbuizen aangevoerd worden vóór ze op bedrijfstemperatuur zijn, omdat deze buis ook van het type met onrechtstreekse verhitting is.

VOORSPANNINGSBRON MET GEREGLDE SPANNING.

Het hierboven beschreven type van voedingsbron met geregelde spanning is niet geschikt als voorspanningsbron. Daar de richting van de stroomvloed in een voorspanningsbron tegengesteld is aan de normale richting in een voedingsbron, moet een speciaal type ontworpen worden voor het gebruik als voorspanningsbron. In dit type voedingsinrichting werkt de regelbuis (6B4-G, 2A3 of 6A3) als veranderlijke ballastweerstand, welke zijn weerstand automatisch aanpast op een waarde, die de roosterstroom, die er door vloeit, een vaste spanningswaarde doet ontwikkelen op de uitgangsklemmen van de bron.

Een blik op het schema van figuur 12 toont ons, dat de schakeling bestaat uit een enkele gelijkrichter (om een grotere spanning te verkrijgen uit een transformator van het type voor omroepontvangers), een paar electrochemische condensatoren in serie als filter en een spanningsdeler met aftakkingen, die het rooster van de 6B4-G regelbuis voedt. De schakelaar op de aftakkingen S2 geeft een ruwe regeling der spanning tussen 100 en ongeveer 600 volt, terwijl de regelweerstand R1 een fijne regeling van de spanning geeft. De maximum roosterstroom die door de voorspanningsbron mag gaan wordt bepaald door de maximum anodedissipatie van de 6B4-G. De toelaatbare roosterstroom varieert van 100 mA in de streek van 100 volt, tot 25 mA in de buurt van 600 volt. De stabiliteit van de bron is equivalent met een constante spanning in serie met een weerstand van 200 ohm. Wordt de inrichting gebruikt als voorspanning voor een klas B-modulator dan

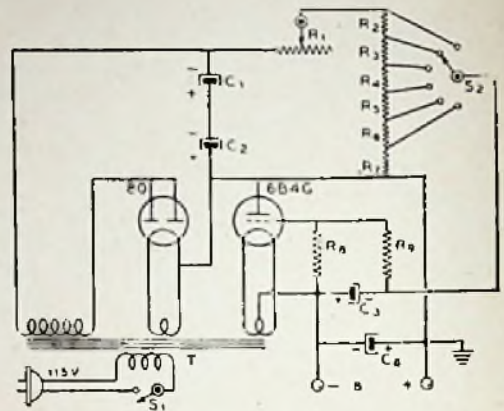


Fig. 12.

VOORSPANNINGSBRON MET GESTABILISEERDE SPANNING

- C1, C2, C3, C4 — 4 μ F 450 volt, electr.
 R1 — 50.000 ohm, potentiometer
 R2, R3, R4, R5, R6, R7 — 50.000 ohm ½ watt
 R8 — 100.000 ohm, ½ watt
 S1 — netschakelaar
 S2 — spanningsselector; 1 richting, 6 standen
 T — 2 \times 240 volt, 40 mA; 5 volt, 2 A;
 6,3 volt, 2 A

moet een electrochemische condensator van 10 μ F over de uitgang aangebracht worden.

VOORSPANNINGSBRON VAN EEN SCHAKELING MET METING IN DE KATHODE.

In een zender met hoog vermogen is het doorgaans

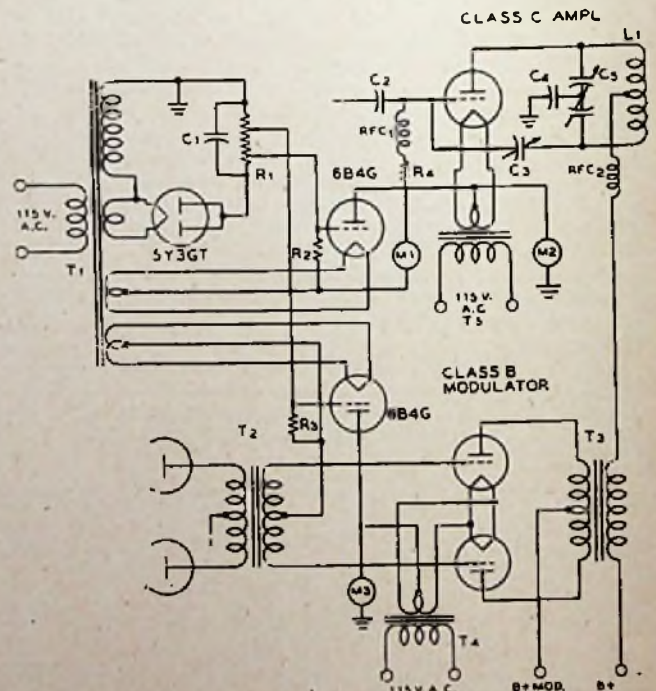


Fig. 13.

SPECIALE VOORSPANNINGSBRON VOOR METING IN DE KATHODEKRING

De R1-C1 kring kan samengesteld zijn uit een condensator van 2 μ F, 1000 volt en een groep weerstanden van 47k ohm in serie met 'n schakelaar voor het kiezen der aftakkingen tussen de verbindingspunten der weerstanden als spanningsdeler. R2 en R3 moeten weerstanden zijn van 1000k ohm, 2 watt. Voor alle andere onderdelen neemt men de gewone waarden. In de tekst wordt de schakeling besproken.

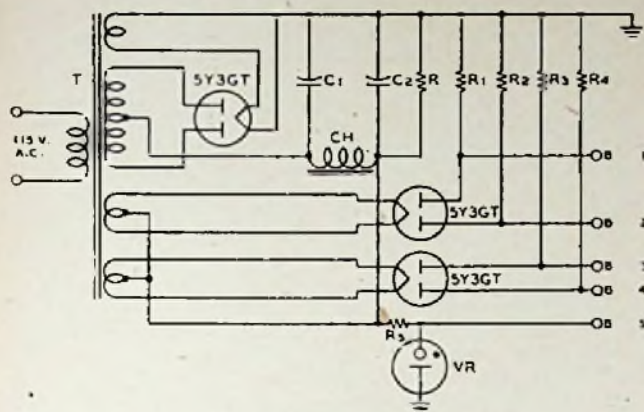


Fig. 14.

VOORSPANNINGSBRON MET DIODE-BEPEKERS
 De schakeling kan gebruikt worden wanneer een stabilisatie van de voorspanning niet noodzakelijk is. De weerstanden R1, R2, R3 en R4 moeten de gepaste waarde hebben als roosterlek voor de HF-trap. Een VR buis kan gebruikt worden voor de stabilisatie van de voorspanning van een trap, die niet meer dan 30 mA roosterstroom opneemt. Men ziet de schakeling ervan onderaan in het schema.

gewenst de anodestroom van de trap in de kathode te meten. Gebruikt men echter een voorspanning uit een voedingsbron met gemeenschappelijke afvoer dan wordt de roosterstroom eveneens door het meetinstrument in de kathode aangeduid. De schakeling van figuur 13 laat toe, een enkele voorspanningsbron te gebruiken voor verscheidene HF-trappen en zelfs voor de klas B-modulator, waarbij de roosterstroom van elke trap echter rechtstreeks naar de kathode wordt afgevoerd, zodat alleen de anodestroom door de kathodemeter aangegeven wordt. In figuur 13 geeft M1 dus alleen de roosterstroom van de klas C-versterker aan, M2 alleen de anodestroom van de trap en M3 alleen de anodestroom van de klas B-modulator.

VOORSPANNINGSBRON MET VAST MINIMUM.

Figuur 14 toont een schakeling van een voorspanningsbron om op verschillende versterkertrappen een vaste minimum waarde voorspanning te geven. Wanneer er in de versterkertrap geen roosterstroom vloeit zal de roostervoorspanning ongeveer gelijk zijn aan de uitgangsspanning van de bron. Bij gebruik van een transformator, die speciaal ontworpen is voor een voorspanningsbron kan de uitgangsspanning geregeld worden op de gewenste waarde. Wanneer roosterstroom vloeit door een der klemmen van de bron, dan zal de stroombijdrage van de bron afnemen tot bij een zekere waarde van de roosterstroom de gebruikte sectie van een der 5Y3-GT gelijkrichterbuizen zal afgesneden worden en R1, R2, R3 of R4 (naargelang de gebruikte klem) alleen dienen als roosterlek op de versterkertrap.

Onder in de schakeling van figuur 14 is een kring voorzien waarin een VR-buis kan gebruikt worden om een gestabiliseerde voorspanning aan een bepaalde trap te leveren. Met deze kring is echter de toelaatbare roosterstroom op die trap beperkt tot ongeveer 30 mA vermits de totale roosterstroom door de VR-buis gaat. Weerstand R5 dient om een vaste minimum stroomwaarde van 5 tot 8 mA door de VR-buis te onderhouden.

BESCHOUWINGEN OVER DE VOORSPANNINGSBRONNEN.

Met moet zich goed voor ogen houden, dat bij gebruik van een gewone voedingsbron in « omgekeerde richting » voor het leveren van een voorspanning op een trap, die roosterstroom opneemt, de roosterstroom

in dezelfde richting als de ballaststroom vloeit. Dit betekent, dat de roosterstroom niet door de voedingsbron vloeit, zoals wanneer een bron gebruikt wordt voor het leveren van de anodestroom, doch veeleer door de ballastweerstand. De transformator en de smoor-spolen van de bron hebben in feite minder werk te leveren wanneer de trap, waarop de voorspanning geleverd wordt, roosterstroom heeft, want hoe groter de roosterstroom is, die door de ballastweerstand vloeit, des te groter is de spanningsval over deze weerstand en des te minder stroom moet de bron aan de ballastweerstand leveren. In feite zal zelfs de spanning, die verwekt wordt door een sterke roosterstroom over een grote ballastweerstand, hoger zijn dan de maximumspanning, die de bron leveren kan en bijgevolg zal de bron geen stroom leveren. In deze voorwaarden is het zelfs mogelijk, dat de spanning de maximale werkspanning van de filtercondensatoren van de voedingsbron zal overtreffen.

Onthoud dat de ballastweerstand steeds werkt als roosterlek wanneer er roosterstroom vloeit en al kan de invloed ervan vrij klein gemaakt worden door de ballastweerstand een lage waarde te geven, toch moet alle roosterstroom door de ballast vloeien, omdat hij niet door de spanningsbron kan afvloeien.

Klas C-versterker, zowel in telegrafie als met anodemodulatie, vergt een sterke roosterstroom en een voorspanning die veel hoger is dan de afknijpspanning, soms 4 tot 5 maal meer. Om de buizen te beschermen tegen het wegvallen van de sturing verdient het aanbeveling een vaste voorspanning te gebruiken die voldoende hoog is om de anodestroom in dergelijke gevallen tot een veilige waarde te beperken. Hiertoe gebruikt men de voorspanning, die men zou aanwenden met dezelfde anodespanning als klas B-modulator. Het is best alleen deze voorspanning te nemen uit een vaste voorspanningsbron en het overige te verwekken met behulp van een veranderlijke lekweerstand, die geregeld wordt op een normale voorspanning en roosterstroom, terwijl de trap onder normale bedrijfsvoorwaarden werkt.

De toestand is in dit geval aldus, dat de aftakking op de spanningsdeler van de voorspanningsbron, wanneer de trap buiten werking is, slechts een deel geeft van de totale spanning van de bron. Vloeit er roosterstroom in de trap, dan bestaat er geen gevaar dat de spanning zou stijgen tot een waarde die gevaarlijk is voor de filtercondensatoren van de bron.

Figuur 15 geeft een schakeling van een voorspanningsbron voor een zender met middelmatig vermogen, die alleen een veiligheidsvoorspanning levert.

Twee ballastweerstanden met schuifcontact geven elke gewenste waarde van negatieve voorspanning voor de HF-versterkers. De stand van de schuifcontacten op de weerstanden moet proefondervindelijk bepaald

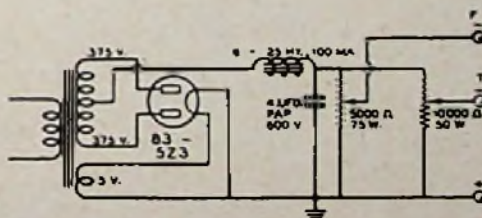


Fig. 15.

EENVOUDIGE VOORSPANNINGSBRON

Deze voedingsbron kan een veiligheidsvoorspanning tot 250 volt geven op de verschillende trappen van een telefonie of telegrafie zender met hoog vermogen. Een veiligheidsmarge werd bij het ontwerp van de bron voorzien voor de filtercondensator, zodat ze bruikbaar is bij volle spanning met een trap die een sterke roosterstroom opneemt. De transformator moet voorzien zijn voor ongeveer 75 mA. Dit type voorspanningsbron heeft geen goede stabiliteit en is onderworpen aan interactie tussen de roosterstroom van de twee trappen, waaraan voorspanning geleverd wordt.

F = eindtrap

T = tussenstrap

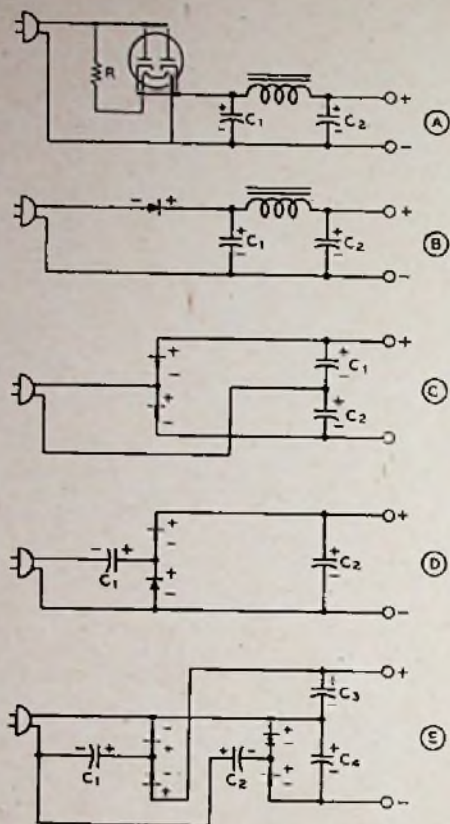


Fig. 16

NETGELIJKRICHTERS EN SPANNINGSVERDUBBELAARS

De toepassingen van deze schakelingen worden in de tekst besproken.

- A = netgelijkrichter
 B = selenium netgelijkrichter
 C = dubbele spanningsverdubbelaar
 D = enkele spanningsverdubbelaar
 E = selenium gelijkrichter voor verviervoudiging der spanning.
 $R = \frac{\text{netspanning} - \text{gloeispanning}}{\text{gloeistroom}}$

worden, daar de roostergelijkstroom van de HF-versterker de spanning zal beïnvloeden op de aftakking van de weerstand. De gegeven schakeling is praktisch vrij van wederzijdse invloed tussen de voorspanning van de tussentrap en van de eindversterker.

VOEDINGSBRONNEN ZONDER TRANSFORMATOR.

Figuur 16 toont vijf schakelingen van voedingsbronnen zonder transformator, die rechtstreeks op het a.c.-net werken. Schakelingen van dit algemeen type vindt men in a.c.-d.c.-ontvangers (de zogenaamde universele toestellen), doch kunnen ook gebruikt worden voor stuurtrappen met klein vermogen, voor voorspanningsvoedingen van zenders en voor meetinstrumenten. Waar de schakelingen (A) en (B) rechtstreeks op het a.c.-net werken, richt het gelijkrichterelement eenvoudig de netstroom gelijk en levert gedurende 1 halve periode op 2, energie aan het afvlakfilter. Met de gewone gelijkrichterbuizen kan men belastingsstromen tot ongeveer 75 mA gebruiken. De d.c.-uitgangsspanning van de filter zal iets minder bedragen dan de effectieve netspanning, naargelang het gebruikte gelijkrichtertype. Met het verschijnen van de miniatuur selenium-gelijkrichter is de voedingsinrichting zonder transformator een zeer gemakkelijke bron voor matige spanningen

geworden voor stromen tot ongeveer 100 mA. In vergelijking met de vacuüm-gelijkrichter biedt de selenium-gelijkrichter een aantal voordelen. Hieronder valt vooral aan te stippen, dat de selenium-gelijkrichter ogenblikkelijk werkt en dat hij geen gloeivermogen vergt om een emissie te bekomen. De door de selenium-gelijkrichter ontwikkelde warmte is veel kleiner dan voor een equivalente gelijkrichter van het vacuümtype.

In de schakelingen (A), (B) en (C) van figuur 16 moeten de condensatoren C1 en C2 voorzien zijn voor ongeveer 150 volt (met een netspanning van 110 volt) en om een normale afvlakking te bekomen moet de capaciteitswaarde tussen 15 en 60 μF gekozen worden. In de schakeling van figuur 16-D moet C1 voorzien zijn voor 150 volt en C2 voor 300 volt. In de schakeling van figuur 16-E moeten C1 en C2 voorzien zijn voor 150 volt en C3 en C4 voor 300 volt.

De d.c.-uitgangsspanning van de lijngelijkrichter kan gestabiliseerd worden door een VR-buis, zoals eerder in dit hoofdstuk beschreven. Wegens de uitzonderlijk lage inwendige weerstand van de selenium gelijkrichters kan men echter van voedingsbronnen zonder transformator, die dit gelijkrichtertype gebruiken, normaal een zeer goede stabiliteit verwachten.

SCHAKELINGEN VOOR SPANNINGSVERDUBBELING.

De figuren 16-C en 16-D tonen twee eenvoudige schakelingen voor spanningsverdubbeling die een d.c.-uitgangsspanning zullen leveren ongeveer gelijk aan tweemaal de effectieve waarde van de netspanning. De onbelaste d.c.-uitgangsspanning is gelijk aan 2,82 maal de effectieve lijnspanning. Op hoge stroompeilen zal deze spanning iets minder dan tweemaal de netspanning bedragen. De schakeling van figuur 16-C is voordeling, wanneer men zo weinig mogelijk rimpel uit de voedingsbron wenst, vermits de rimpelfrequentie gelijk is aan tweemaal de netfrequentie. De schakeling van figuur 16-D is nuttig, wanneer het gewenst is de gearde zijde van de a.c.-lijn in een vaste installatie te gebruiken als afvoerkring van de voedingsinrichting.

VERVIERVOLDIGERS DER SPANNING.

Figuur 16-E toont een schakeling voor spanningsverviervoudiging waarin vier miniatuur selenium-gelijkrichters gebruikt worden. Deze schakeling is equivalent aan twee spanningsverdubbelaars van het type uit figuur 16-D met hun uitgang in serie. De schakeling geeft, onder lichte belasting, een d.c.-uitgangsspanning van ongeveer viermaal de effectieve netspanning. De onbelaste uitgangsspanning is gelijk aan 5,66 maal de effectieve netspanning en deze uitgangsspanning daalt vrij snel wanneer de belastingsstroom toeneemt.

In elke schakeling van figuur 16 kan men de gegeven selenium-gelijkrichters vervangen door vacuüm-gelijkrichters, waarvan de gloeidraden in serie geschakeld zijn en waarin in serie een weerstand geschakeld is van gepast waarde om de gloeispanning op de juiste waarde te brengen.

VOEDINGSBRONNEN MET TRILLER.

De voedingsbron met triller heeft als basis een spanningsverhogende transformator, die werkt op een accumulator met behulp van een trillende onderbreker in serie tussen de primaire en de batterij. Het doel van de triller is de gelijkstroom van de accumulator op een vast ritme te onderbreken, zodat in de transformator een stijgende en dalende magnetisatie ontstaat en bijgevolg een hoge wisselspanning in de secundaire wikkeling. De gewone autoradio's werken volgens dit systeem.

Voedingsbronnen met trillers en vervangingstrillers kunnen in de handel tegen zeer redelijke prijs gekocht worden, zodat het de moeite niet loont ze zelf te vervaardigen. De triller zoals meestal gebruikt voor draagbare amateurzenders en -ontvangers, wordt gevoed door een accumulator van 6 volt.

Een type voedingsbron met triller gebruikt een stan-

daard gelijkrichterbus, zoals de 6X5, voor de gelijkrichting van de secundaire spanning. In dit opzicht bestaat er geen verschil met de gewone voedingsbronnen op het a.c.-net. Een ander type echter gebruikt een extra paar contacten op de triller om de hoge uitgangsspanning mechanisch gelijk te richten.

De combinatie triller-transformator-gelijkrichter vergt de gewone condensator-afvlakmoerspoel om de impulsen van de gelijkgerichte stroom af te vlakken. Bovendien moet men in de kring HF-filters opnemen om de verspreiding te verhinderen van HF-spanningen van het type der gedempte golven, die veroorzaakt worden door de vonkende contacten van de triller.

In de handel zijn voedingsbronnen met triller te verkrijgen tot spanningen van 400 volt onder 200 mA.

DYNAMOTOREN.

Een dynamotor is een verbeterd type motor-generator speciaal ontworpen voor het leveren van d.c.-anode-, schermrooster- en roosterspanning voor mobiele zenders en ontvangers. De constructie van een dynamotor wijkt af van deze van de gewone generator door het feit, dat zowel motorspoel als generatorspoel op dezelfde kern gewikkeld zijn. Er bestaan dergelijke dynamotoren van klein formaat in de handel voor het bedrijf met accumulatoren van 6 tot 24 volt; door amateurs wordt gewoonlijk het 6V-type gebruikt.

Dynamotoren kunnen gekocht worden met ingebouwd filter, zodat men niet meer te doen heeft dan het toestel te verbinden met de batterij en met de radiotoestellen. 6 volt dynamotoren zijn verkrijgbaar voor d.c.-uitgangsspanningen tot 500 volt onder 200 mA.

19-4. — ONTWERP VAN TRANSFORMATOREN.

Een gewoon vraagstuk in radio en aanverwante bedrijven is te bepalen hoe een transformator kan gebouwd worden, om te voldoen aan zekere spannings- en stroomvereisten voor een bepaalde toepassing en hoe de toerentallen moeten berekend worden om een reeds bestaande transformator kern aan te passen voor een bepaalde noodwendigheid. Deze vraagstukken kunnen met enkele berekeningen opgelost worden.

De belangrijkste factor voor het bepalen van de afmetingen van een transformator is de beschikbare hoeveelheid kernmateriaal. Zowel de elektrische gegevens als de fysieke afmetingen worden bijna uitsluitend bepaald door de afmetingen van de kern. Het kernmateriaal is eveneens van belang. Tegenwoordig gebruikt men vooral platen uit staal met hoog silicium-gehalte. We veronderstellen dan ook in alle hier beschreven constructies dat dergelijk materiaal gebruikt wordt. Soms gebruikt men plaatjes uit weekijzer of uit plaatijzer, doch transformatoren die hiermee gebouwd zijn zullen slechts 50 tot 60 % van het vermogen kunnen leveren, dat door een gelijke kern uit siliciumstaal afgegeven wordt.

DE KERN.

De kernafmetingen bepalen de werking van een transformator omdat alle energie, welke door de transformator vloeit (behoudens een kleine hoeveelheid energie die in de weerstand van de primaire verloren gaat), van elektrische energie in de primaire wikkeling in magnetische energie in de kern moet omgezet worden en dan opnieuw in elektrische energie in de secundaire wikkeling. De hoeveelheid kernmateriaal bepaalt bijna geheel de hoeveelheid energie die een transformator zal kunnen verhandelen.

Transformator-kernen worden vaak derwijze ontworpen, dat indien men de kernverliezen per kubieke duim kernmateriaal kan bepalen, deze verliezen kunnen gebruikt worden als basis voor de berekening van de gegevens van de transformator. Deze verliezen bestaan in watt en worden gevormd door wervelstroomverliezen en hysteresisverliezen. De wervelstroomverliezen zijn te wijten aan de krachtlijnen, die door de kern gaan alsof deze een geleider is en die er stromen in opwekken.

Geïnduceerde stromen van dit type zijn zeer ongewenst en gaan verloren in de verwarming van de kern, hetgeen als gevolg heeft dat de wikkelingen verwarmen; dit verhoogt dan de weerstand van de spoelen en vermindert het totale vermogen van de transformator. Om deze verliezen te beperken worden de transformator-kernen gevormd uit dunne plaatjes, ongeveer van maat 29. Deze plaatjes worden van elkaar geïsoleerd door een dun laagje vernis, shellak of de ijzeroxyde, dat bij de fabricatie gevormd wordt en een degelijke isolatie tussen de plaatjes vormt.

HYSTERESIS.

De magnetische vloed in een kern blijft achter t.o.v. de magnetiserende kracht, die hem veroorzaakt — in dit geval natuurlijk de primaire stroom. Daar alle transformatoren op wisselstroom werken is de kern voortdurend onderworpen aan magnetiserende en demagnetiserende krachten, wegens de wisselende invloed van het a.c.-veld. Deze hysteresis (wat betekent: dit «achterblijven») verwarmt het ijzer als gevolg van de wrijving der moleculen, die hun orientatie veranderen wanneer de richting van de magnetisatie wisselt.

VERZADIGING.

Hoe hoger de veldsterkte, des te groter de ontwikkelde warmte. Men kan een toestand bereiken waarop een verdere verhoging van de magnetiserende kracht geen overeenstemmende verhoging van de dichtheid der krachtlijnen meer zal verwekken. Dit noemt men de «verzadiging» en in deze omstandigheden zal de kern sterk verhitten. In de practijk heeft men onderzocht, dat alle kernmateriaal een heel eindje onder de verzadigingsgrens dient gebruikt.

KERNVERLIEZEN.

Alle kernverliezen doen zich voor onder de vorm van warmte en deze verliezen zijn de bepalende factor voor het vermogen van een transformator. Zij worden gewoonlijk door een enkel cijfer uitgedrukt als «totale kernverliezen» en voor het gewone gebruik op een net van 60 perioden kan men een kernverlies veronderstellen van 0,75 tot 2,5 watt per pond kernmateriaal. Het laagste cijfer dient voor de plaatjes van de beste hoedanigheid en het hoogste cijfer voor de minst goede.

Een verlies van 1 watt per pond is een zeer goed cijfer voor het gewone kernmateriaal. Dit gegeven is eveneens afhankelijk van de wijze waarop de kern opgebouwd wordt en van het gemak waarmee de warmte door de kern uitgestraald wordt. Transformatoren met hogere verliezen kunnen gebruikt worden voor intermitterende dienst.

De verliezen in de transformator-kern kunnen verondersteld worden op 5 tot 10 % van het totale vermogen van kleinere transformatoren. Indien we dus de kernverliezen kennen, kunnen we gemakkelijk het vermogen van een transformator berekenen. Veronderstellen we verder 1 watt per pond, dan wordt de berekening nog eenvoudiger. Om het vermogen van een transformator te kennen moet men slechts de kern wegen. Weegt deze b.v. 10 pond, dan zal de transformator van 100 tot 200 watt kunnen verhandelen. Men kan veronderstellen dat een dergelijke kern een nominaal vermogen heeft van 150 watt.

Is het moeilijk de kern te wegen, dan kan men het gewicht bepalen uit de kubieke inhoud of het volume. Stalen kernplaatjes wegen ongeveer een vierde van een pond per kubieke duim.

Transformator-kernen worden gewoonlijk in twee typen gemaakt: het venstertype en het kolomtype. Het venstertype heeft een middenbeen, waarover de wikkelingen gelegd worden en heeft tweemaal de doorsneeoppervlakte van de zijbenen. Het kolomtype bestaat uit plaatjes, derwijze opgebouwd dat ze een middenopening laten en een overal gelijke doorsnee-oppervlakte hebben. Bij het venstertype wordt de doorsnee genomen op het middenbeen, in dit geval $2\frac{1}{4} \times 4\frac{1}{2}$ duim en bij het kolomtype op een der zijbenen en in dit geval dus

eveneens 2¼ x 4½ duim ; in beide gevallen is de doorsnee 10,1 vierkante duim, wat voldoende is voor een betrekkelijk grote transformator.

TOEREN PER VOLT.

Om het aantal toeren voor een gegeven spanning te bepalen moet men volgende formule toepassen :

$$E = \frac{4,44 N B A T}{10^8}$$

waarin E gelijk is aan het aantal volt van de kring, N de frequentie van de kring, B het aantal lijnen per vierkante duim van de magnetische kring, A het aantal vierkante duimen van de magnetische kring en T het aantal toeren.

De gepaste waarde voor B in kleine transformatoren met ijzerplaatjes van de gewone hoedanigheid, zoals ze thans gebruikt worden, bedraagt 75.000 voor 25 Hz en 50.000 voor 50 en 60 Hz.

We kunnen deze formule als volgt herschrijven :

$$T = \frac{E \times 10^8}{4,44 N B A}$$

en vermits N en B gekend zijn

$$T = \frac{10^8}{4,44 \times 60 \times 50.000} \times \frac{E}{A}$$

waaruit

$$T = 7,5 \times \frac{E}{A}$$

D.w.z. dat, voor een transformator op een net van 60 Hz, het behoorlijk aantal toeren kan verkregen worden door de netspanning te vermenigvuldigen met 7,5 en dit product te delen door het aantal vierkante duim van de doorsnee van de magnetische kring.

Voor een net van 25 Hz wordt 7,5 tot 12 omgezet en op 50 Hz tot 9.

ONTWERPVOORBEELD.

Veronderstel een transformator kern, te gebruiken op een net van 115 volt, 60 Hz om vermogen te leveren aan twee gelijkrichterbuizen met ieder 1000 volt op de anode. De gelijkrichter is van het type met dubbele gelijkrichting. De kern meet 2¼ x 2½ duim ; bijgevolg

$$T = \frac{7,5 \times 115}{2,25 \times 4,5} = 85$$

(tot de naaste toer) en het aantal volt per toer is gelijk aan 115/85 = 1,353, welke waarde gelijk is voor alle windingen.

De secundaire spoel moet twee windingen in serie hebben, die elk 1000 volt moeten geven met een midenaftakking. Het aantal secundaire windingen zal 2000/1,353 = 1478 toeren moeten bedragen met een aftakking op de 739ste toer.

Indien men 1500 circular mil per ampere aanneemt voor de draaddikte, dan moet men voor de primaire draad nr. 12 nemen. De maat van de anodewindingen mag nr. 22 of 24 zijn voor 400 tot 300 mA.

Om de hoeveelheid ijzer te bepalen die in de kern moet verwerkt worden is het best een gemiddelde van 1 tot 1,5 volt per toer te aanvaarden. Bij wijze van proef kan men 1,25 nemen. Door omzetting van de eerste vergelijking

$$A = 7,5 \times \frac{E}{T}$$

weet men dan dat de vereiste doorsnee gelijk is aan 7,5 maal het aantal volt per toer ; in dit geval dus 7,5 x 1,25 = 9,38 vierkante duim.

De doorsnede van de magnetische kern moet gemeten

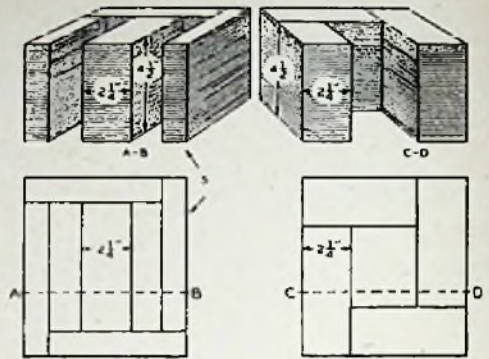


Fig. 17.
TYPEN TRANSFORMATOREN

op rechte hoeken ten opzichte van de ligging der plaatjes, die door de spoel omgeven worden, dus het middenbeen bij een venstertype en een zijbeen in het geval van het kolomtype, dus tussen de pijltjes in de tekeningen van figuur 17.

Men onthoude, dat er in alle transformatoren een koper -of weerstandsverlies is. Dit wordt veroorzaakt door de vloed van de stroom door de windingen en wordt vaak aangeduid als « I²R » verlies. Dit verlies doet zich rechtstreeks als warmte voor en wisselt met de variaties van de belasting ; hoe sterker de belasting, des te meer warmte-ontwikkeling.

Zowel deze warmte, als de in de kern ontwikkelde warmte, moeten weggenomen worden, anders zal de transformator verbranden. De meeste transformatoren zijn derwijze gebouwd, dat zowel spoelen als kern, warmte kunnen uitstralen in de omgevende lucht en dus kunnen afkoelen. Grote transformatoren worden voor koeling en tevens om de isolatiefactor te verbeteren in olie gedompeld.

In elke transformator is de verhouding der spanningen rechtstreeks evenredig met de verhouding der windingen. Dit betekent dat indien de transformator moet werken met 110 volt en een primaire van 250 windingen, en indien hij op de uitgang 1.100 volt moet afleveren, hij 2500 windingen zal moeten hebben. Dit kan uitgedrukt worden als :

$$\frac{E_p}{E_n} = \frac{T_p}{E_n}$$

Vaak is het gemakkelijker het aantal primaire windingen te nemen en het aantal windingen per volt te berekenen door dit cijfer te delen door de bronspanning. Daarna kan het aantal windingen voor elke gegeven spanning berekend worden door een eenvoudige vermenigvuldiging.

Radiotransformatoren hebben doorgaans kleine afmetingen. Daarom kan men de arbeidsfactor verwaarlozen, vooral omdat ze altijd op een bijna zuiver resistieve belasting werken. Bij het ontwerpen van radiotransformatoren kan men de arbeidsfactor gerust als de eenheid veronderstellen, in welk geval de apparente en de werkelijke watta dezelfde zijn. Natuurlijk is dit niet steeds absoluut juist, doch het kan volstaan voor de gewone toepassingen.

De maat van de draad, die in een transformator moet gebruikt hangt af van de door te laten intensiteit. Voor een voortdurende belasting moet men minstens 1000 circular mil per ampere voorzien. Voor transformatoren met gebrekkige ventilatie of een voortdurend bedrijf met zware belasting, of wanneer de kostprijs geen rol speelt, is het cijfer 1500 circular mil per ampere te verkiezen. Wordt de primaire belasting van een transformator op 100 watt onder 110 volt berekend, dan bedraagt de intensiteit :

$$I = \frac{W}{V} = \frac{100}{110} = 0,9 \text{ ampere}$$

en indien men 1000 circular mil per ampere veronderstelt dan zal men in dit geval $1000 \times 0,9$ of 900 circular mil als draaddikte moeten gebruiken. Uit de bijgevoegde draadtabel zal men zien dat draad nr. 20 volledig voldoet voor 1200 mil. Gebruikt men liever 1500 circular mil in plaats van 1000 per ampere, dan zal men hebben: $1500 \times 0,9$ of 1350 mil, wat ongeveer overeenstemt met draad nr. 19. Dit verschil schijnt vrij onbeduidend en is toch voldoende om de verwarming te verminderen en het algemeen rendement van de transformator te verbeteren.

Veronderstel als proefontwerp een secundaire voor hoge spanning van 600 volt, 100 mA, een secundaire voor 5 volt, 3 ampere en een secundaire van 2,5 volt, 7,5 ampere. Een eenvoudige berekening toont aan, dat de belasting op de hoge spanning 60 watt bedraagt, 15 watt op de 5 volt wikkeling en 16 watt op de 2,5 volt wikkeling, dus in totaal 91 watt. De verliezen in de draad en in de kern bedragen 10 watt. De draadafmetingen voor de secundaire wikkeling voor 100 mA zal nr. 30 zijn, voor 3 ampere nr. 15 en voor 7,5 ampere nr. 11.

Bij de secundaire wikkelingen voor hoge spanning zal men enkele toeren moeten bijvoegen om de weerstand te compenseren van de dunne draad die er voor gebruikt wordt, zodat men de spanning zo hoog krijgt als gewenst werd. De in de tabel gegeven cijfers houden rekening met dit percentage, dat bij de theoretische verhouding moet gevoegd worden en bijgevolg kan men het in de tabel gegeven toerental als het werkelijk getal aanvaarden, dat over de kern van een gegeven transformator dient gewikkeld te worden.

ISOLATIE.

Men moet steeds rekening houden met de isolatie en de afmetingen der wikkelingen. Men moet een degelijke isolatie voorzien tussen de kern en de aanliggende wikkelingen en eveneens tussen de wikkelingen en tussen de windingen. Een aantal materialen zijn doeltreffend voor dit doel; gevormd papier of doek voldoet, doch is kostelijk. Degelijk, gevormd papier zal volstaan voor de isolatie tussen de wikkelingen van kleine en middelmatige transformatoren.

De isolatie tussen primaire en secundaire en met de kern moet buitengewoon goed zijn, evenals de isolatie tussen de wikkelingen. Dunne schijfjes mica of micanite zijn zeer goed. Oliepapier, bristolkarton of kraftpapier kunnen eveneens gebruikt worden. In alle gevallen moet de ganse spoel geïmpregneerd worden met isolerend vernis en hetzij in de lucht gedroogd, hetzij in een oven gehard worden. Gewoon vernis of schellak zijn onvoldoende wegens hun vochtgehalte. Isolerend vernis, dat in de lucht droogt, is bruikbaar voor alle toepassingen; men kan dit soms vervangen door bakvernis, doch de ontwikkelde dampen zijn ontvlambaar en vaak ontplofbaar. Met deze materialen moet men dus voorzichtig omgaan. Collodium en lak met bananenolie, zijn werkelijk gevaarlijk en in geval van kortsluiting of doorbranding van de transformator, kan er brand door ontstaan.

Indien het gewenst is een transformator op een ge-

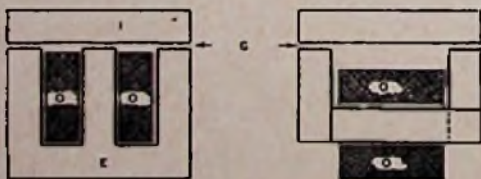


Fig. 18.

SMOORSPOELTYPEN

De luchtspleet moet ongeveer 1/32 duim breed zijn en mag met niet magnetisch materiaal gevuld worden, zoals bakeliet of vezel.

- I = plaatje in I vorm
- E = plaatje in E vorm
- G = luchtspleet
- O = spoel

geven kern te wikkelen is het beter eerst de werkelijke ruimte te berekenen, die door de wikkelingen zal ingenomen worden, en dan te bepalen of er voldoende ruimte beschikbaar is op de kern. Neemt men deze voorzorg niet dan kan de bouwver voor het feit staan dat slechts de helft van de benodigde windingen op de kern gewikkeld zijn, wanneer de ruimte reeds voor de drie vierden gevuld is. Men moet rekenen met 15 tot 40 % meer ruimte dan de berekening aangeeft. Het wikkelen van transformatoren met de hand is een lastig werkje. Indien de wikkelaar niet veel ondervinding heeft, is er veel kans dat een groot deel der beschikbare ruimte zal verloren gaan in isolatie, enz. en er niet genoeg ruimte blijft voor de wikkeling. Bereken de cubieke ruimte die nodig is voor het totale toerental en voorzie van 15 tot 40 % meer ruimte in het kernvenster. Dit bespaart tijd en moeite.

19-5. — BESCHOUWINGEN OVER AFVLAKSMOORSPOELN.

Een smoorspoel is een spoel met hoge zelfinductie. Ze heeft een zeer hoge impedantie voor wisselstroom en voor stromen, die in grote mate wisselend zijn, zoals de pulserende gelijkstroom, die door een gelijkrichter geleverd wordt.

Smoorspoelen worden gebruikt in de voedingsbronnen als onderdeel van het afvlakstelsel om te helpen een zuivere gelijkstroom te vormen uit de pulserende stroombron, die hier de gelijkrichter is. De dikte van de draad moet zo gekozen, dat de stroom, die er doorvloeit geen merklijke spanningsval veroorzaakt wegens de ohmse weerstand van de spoel; terzelfdertijd moet de zelfinductie hoog genoeg gehouden worden om een ruime afvlakking van de gelijkgerichte stroom te veroorzaken.

AFVLAKSMOORSPOELN.

De taak van een afvlaksmoorspoel bestaat in zoveel mogelijk discriminatie tussen de aanwezige rimpel en de gewenste d.c., die aan de uitgang moet afgeleverd. De luchtspleet moet groot genoeg zijn, zodat de zelfinductie van de smoorspoel niet werkelijk varieert over het normale bereik van de opgenomen belastingsstroom, doch niet groter dan absoluut noodzakelijk om de maximum zelfinductie te geven bij de maximum stroom.

OSCILLERENDE SMOORSPOELN.

In sommige schakelingen kan de stroom die door vacuüm buizen in versterkers opgenomen wordt in grote mate variëren. Klas B versterkers zijn een goed voorbeeld van dit schakeltype. De stroom, die door een Klas B versterker opgenomen wordt kan variëren in een verhouding van 5 tot 1 en meer. Toch is het wenselijk de d.c. uitgangsspanning, die op de anoden aangevoerd wordt, zo constant mogelijk te houden en dus moet de spanning zo onafhankelijk mogelijk zijn van de opgenomen stroom. De uitgangsspanning voor een gegeven voedingsbron is steeds hoger met een filter met condensatoringang, dan met een filter met smoorspoel-ingang. Wanneer de ingangssmoorspoel van het oscillerende type is, dan betekent dit dat de zelfinductie in ruime mate varieert met de belastingsstroom, welke uit de voedingsbron opgenomen wordt, wegens het feit dat men een hoge oorspronkelijke zelfinductie verkrijgt door het gebruik van een zeer kleine luchtspleet, — of zelfs zonder luchtspleet zoals in een transformator-kern.

Een smoorspoel bestaat uit een kern in siliciumstaal, gevormd door staalplaatjes, op dezelfde wijze als voor een transformator, doch waarop slechts één enkele wikkeling is gelegd. De afmetingen van de kern en het aantal windingen, samen met de luchtspleet, die moet aangebracht worden om de verzadiging van de kern te beletten, zijn de factoren, die de zelfinductie van de smoorspoel bepalen. De betrekkelijke afmetingen van de kern en de spoel bepalen de hoeveelheid d.c. die door de smoorspoel kan vloeien zonder de zelfinductie als gevolg van de magnetisatie tot een ongewenste lage waarde te verminderen.

TABEL DER KOPERDRADEN

Maat B & S Nr.	Diam. in Mil (1)	Oppervl. in Circul. Mil (1)	Windingen per lineaire duim (2)				Windingen per vierkante duim (2)			Voet per pond		Ohm per 1000 v. 25° C.	Stroom- sterkte bij 1500 C.M. per Amp. (3)	Diam. in mm.
			Lak	1 X Z.	2 X Z of 1 X K	2 X K	Lak	1 X K.	2 X K.	Blank	2 X K			
				1 X Z.	2 X Z of 1 X K	2 X K		1 X K.	2 X K.					
1	289,3	82690	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	7,348
2	257,6	66370	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	6,544
3	229,4	52640	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	5,827
4	204,3	41740	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	5,189
5	181,9	33100	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	4,621
6	162,0	26250	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	4,115
7	144,3	20820	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	3,665
8	128,5	16510	7,6	—	7,4	—	—	—	—	—	—	—	—	3,264
9	114,4	13090	8,6	—	8,2	—	—	—	—	—	—	—	—	2,906
10	101,9	10380	9,6	—	9,3	—	—	—	—	—	—	—	—	2,588
11	90,74	8234	10,7	—	10,3	—	—	—	—	—	—	—	—	2,305
12	80,81	6530	12,0	—	11,5	—	—	—	—	—	—	—	—	2,053
13	71,96	5178	13,5	—	12,8	—	—	—	—	—	—	—	—	1,828
14	64,08	4107	15,0	—	14,2	—	—	—	—	—	—	—	—	1,628
15	57,07	3257	16,8	—	15,8	—	—	—	—	—	—	—	—	1,450
16	50,82	2583	18,9	—	17,9	—	—	—	—	—	—	—	—	1,291
17	45,26	2048	21,2	—	19,9	—	—	—	—	—	—	—	—	1,150
18	40,30	1624	23,6	—	22,0	—	—	—	—	—	—	—	—	1,024
19	35,89	1288	26,4	—	24,4	—	—	—	—	—	—	—	—	86
20	31,96	1022	29,4	—	27,0	—	—	—	—	—	—	—	—	88
21	28,46	810,1	33,1	—	32,7	—	—	—	—	—	—	—	—	86
22	25,35	642,4	37,0	—	36,5	—	—	—	—	—	—	—	—	88
23	22,57	509,5	41,3	—	40,6	—	—	—	—	—	—	—	—	86
24	20,10	404,0	46,3	—	45,3	—	—	—	—	—	—	—	—	86
25	17,90	320,4	51,7	—	50,4	—	—	—	—	—	—	—	—	86
26	15,94	254,1	58,0	—	55,6	—	—	—	—	—	—	—	—	86
27	14,20	201,5	64,9	—	61,5	—	—	—	—	—	—	—	—	86
28	12,64	159,8	72,7	—	68,6	—	—	—	—	—	—	—	—	86
29	11,26	126,7	81,6	—	74,8	—	—	—	—	—	—	—	—	86
30	10,03	100,5	90,5	—	83,3	—	—	—	—	—	—	—	—	86
31	8,928	79,70	101	—	92,0	—	—	—	—	—	—	—	—	86
32	7,950	63,21	113	—	101	—	—	—	—	—	—	—	—	86
33	7,080	50,13	127	—	110	—	—	—	—	—	—	—	—	86
34	6,305	39,75	143	—	120	—	—	—	—	—	—	—	—	86
35	5,615	31,52	158	—	132	—	—	—	—	—	—	—	—	86
36	5,000	25,00	175	—	143	—	—	—	—	—	—	—	—	86
37	4,453	19,83	198	—	154	—	—	—	—	—	—	—	—	86
38	3,965	15,72	224	—	166	—	—	—	—	—	—	—	—	86
39	3,531	12,47	248	—	181	—	—	—	—	—	—	—	—	86
40	3,145	9,88	282	—	194	—	—	—	—	—	—	—	—	86

(1) De «mil» is gelijk aan 1/1000 duim

(2) Benaderende waarden, vermits de dikte van de isolatie verschilt volgens de fabrikaten.

(3) De stroomsterkte voor een dichtheid van 1 A/1000 C.M. is gelijk aan de oppervlakte in C.M. (Kolom 3) gedeeld door 1000.

SMOORSPOELENABEL VOOR DE VOEDINGSINRICHTINGEN VAN ZENDERS

Stroom (mA)	Draad	Aantal windingen	Gewicht van de draad (pond)	Kernoppervl. in duim (benaderend)	Luchtspleet (duim)	Kerngewicht (pond)
200	Nr. 27	2000	1,5	1½" × 1½"	3/32"	4 lbs.
250	Nr. 26	2000	1,75	1½" × 2"	3/32"	5 lbs.
300	Nr. 25	2250	2	2" × 2"	1/8"	6 lbs.
400	Nr. 24	2250	3	2" × 2½"	1/8"	7 lbs.
500	Nr. 23	2500	4	2½" × 2½"	1/8"	10 lbs.
750	Nr. 21	3000	6	2½" × 3"	1/8"	14 lbs.
1000	Nr. 20	3000	7,5	3" × 3"	1/8"	18 lbs.

Nota. — Deze gegevens werden benaderend gebaseerd op staalkernen met hoog silicium gehalte en met de aangegeven luchtspleet. De aangegeven waarde voor de luchtspleet is het totaal van gebeurlijk verschillende luchtspleten.

Het gebruik van standaard «E» en «I» plaatjes wordt aanbevolen. Gebruikt men gewone strookjes en een gewone vierkante kern dan moet het aantal windingen met ongeveer 25 % verhoogd worden. Smoorspoelen, die volgens bovenstaande gegevens gebouwd worden, hebben een zelfinductie van 10 tot 15 Henry. Daar er merkelijke verschillen kunnen bestaan in de

wikkelwijzen, in de toelaatbare vloeddichtheid van de kernen, enz., is het onmogelijk de juiste zelfinductie aan te geven; deze smoorspoelen zullen echter in ieder geval degelijk werk leveren in de voedingsinrichtingen van zenders.

De gebruikte draaddikte is gebaseerd op 1 A per 1000 CM; dit zal bij langdurig bedrijf enige verwarming veroorzaken, zoals b.v. in een telefoniezender voor doorlopend bedrijf en in dergelijke toepassingen verdient het aanbeveling de draad een nummer dikker te nemen.

Voor alle gewone doeleinden kan men beroep doen op hetzelfde kernmateriaal als voor voedingstransformatoren of kernen van verbrande transformatoren gebruiken.

Bij de bouw moet de smoorspoelwikkeling van de kern geïsoleerd worden met behulp van een voldoende hoeveelheid isolatiemateriaal, zodat de hoogste spanningen, die in het bedrijf voorkomen, de isolatie niet kunnen verbreken.

gemiddeld vermogen. De gegeven constructie toont eveneens de wijze aan, waarop men een nette en nuttige voedingsbron kan bouwen met een aantal onderdelen, die zelfs reeds langere jaren in de rommeldoos gelegen hebben.

19-6. — CONSTRUCTIE VAN VOEDINGSINRICHTINGEN.

De constructie van voedingsinrichtingen voor zenders, ontvangers en andere bijkomende toestellen, is betrekkelijk gemakkelijk vermits, electrisch beschouwd, de lengte der verbindingen van minder belang is en de schakelingen op zich zelf eenvoudig zijn. Er zijn twee factoren die de constructie van voedingsinrichtingen bemoeilijken; beiden zijn essentieel mechanische vraagstukken; deze zijn het vraagstuk der opstelling der betrekkelijk zware onderdelen en het vraagstuk van het behoud van een degelijke isolatie tussen de verbindingen.

In de voorgaande afdelingen van dit hoofdstuk werden reeds een hele reeks schakelingen voor voedingsbronnen beschreven en de bedieningskringen voor zenders en hun voedingsbronnen werden besproken in hoofdstuk 8. Daarom bespreken we nu slechts de bouwgegevens van enkele voedingen van verschillende graad van ingewikkeldheid als voorbeeld van de gewone constructie van dergelijke toestellen.

Figuur 19 toont een eenvoudige voeding van het type dat gewoonlijk gebruikt wordt voor het voeden van een ontvanger of een voorversterker. De schakeling is heel gewoon en weergegeven in figuur 20. Verscheidene andere eenvoudige voedingsbronnen voor licht werk werden gegeven samen met de toestellen, die in andere hoofdstukken van dit boek beschreven werden.

VOEDINGSBRON VOOR 1250/625 VOLT.

De figuren 21, 22 en 23 tonen een geschikte methode voor de constructie van een hoogspanningsbron met



Fig. 19.

CONSTRUCTIEWIJZE VAN EEN VOEDINGSBRON MET LAGE SPANNING VOOR ONTVANGERS OF FREQUENTIEMETERS

Het schema van deze voedingsbron wordt gegeven in figuur 20.

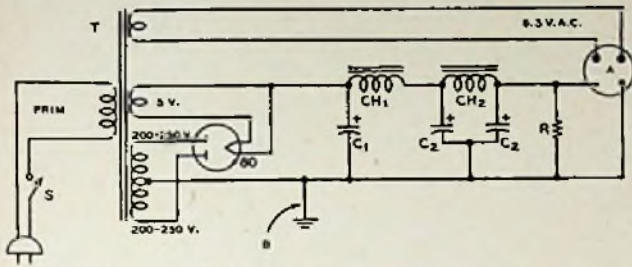


Fig. 20.

SCHEMA VAN DE ONTVANGERVOEDING

- C1 — 8 μ F, 450 volt, electr.
- C2 — 2 \times 8 μ F, 450 volt, electr.
- R — 25.000 ohm, 10 watt.
- CH1, CH2 — miniatuur smoorspoelen, 10 H, 60 mA.
- A' = verbindingsstop voor de uitgang.
- B = verbinding met het chassis van de voeding.

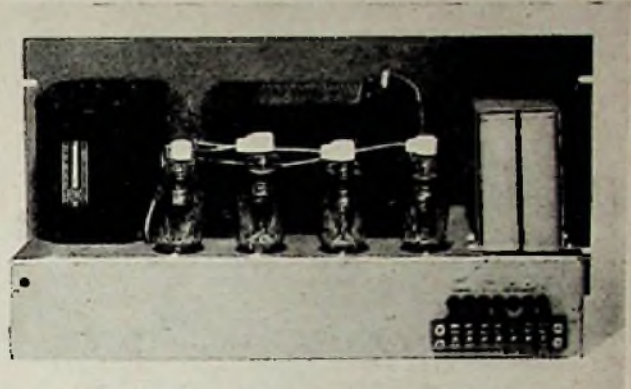


Fig. 22.

ACHTERZICHT VAN DE VOEDING VOOR 1250 VOLT.

SCHAKELING.

Vier kleine 816 kwikdampgelijkrichters worden gebruikt in een brugschakeling met een transformator, die 750 volt aflevert aan beide zijden van de middenaftakking. Er wordt een filtersysteem gebruikt met smoorspoelingang en met twee filtercondensatoren van 2 μ F, 1500 volt. Door het aanbrengen van S2 in de schakeling is het mogelijk 625 of 1250 volt uit de bron te krijgen. Voor de volle spanning verbindt S2 het filtersysteem met de kathode van een paar 816 buizen en voor de halve spanning met de middenaftakking. De stroommogelijkheid van de voedingsbron is twee maal groter met de halve spanning dan met de volle uitgangsspanning.

Er werden afzonderlijke verbindingen met het net naar de primaire van de hoogspanningstransformator en naar de primaire van de gloeitransformator voorzien op de klemstrook achter op het chassis. Dit werd gedaan om de verbinding van de voedingsbron in een zender te vergemakkelijken zonder verandering van het bedieningssysteem van de reeds bestaande zender; zo is er immers geen gemeenschappelijke verbinding van de twee transformatoren in de bron met het a.c. voedingsnet.

VOEDINGSBRON IN BRUGSCHAKELING VOOR 2000/1000 VOLT.

De in bijgaande fotos getoonde voedingsbron welke als volledig geheel beschreven wordt in hoofdstuk 20, werd ontworpen voor de 450 watt zender met 815 buis. Er wordt een brugschakeling gebruikt met vier 866A/866 buizen met een transformator, ontworpen om 1000 of 1250 volt onder 500 mA af te leveren. Bij gebruik van de transformator op de aftakking voor 1000 volt is het mogelijk gelijktijdig 1000 en 2000 volt te verkrijgen, beiden onder 200 mA. Over de uitgang van de voedingsbron worden twee ballastweerstanden in serie gebruikt. De ballast tussen 1000 en 2000 volt heeft een vaste waarde. De ballastweerstand tussen 1000 volt en de aarde heeft echter een regelbare aftakking, waarmee 400 volt afgetakt wordt als schermroosterspanning voor de 815.

AFVLAKSCHAKELING.

Om de best mogelijke afvlakking te verkrijgen, zowel op 1000 als op 2000 volt, werd in deze voedingsbron een ongewone afvlakschakeling gebruikt, waarvoor slechts twee smoorspoelen en twee filtercondensatoren nodig zijn. Deze schakeling geeft het effect van een smoorspoelingang op beide bronnen en heeft het bijkomend filtereffect van de twee smoorspoelen op 2000 volt. De smoorspoel in de negatieve leiding moet in staat zijn te weerstaan aan de som der stromen op 1000 en 2000 volt, doch hoeft slechts voor een matige spanning geïsoleerd te zijn vermits één zijde van de smoorspoel aan de aarde ligt. In deze functie werd een oscillerende smoorspoel voor 500 mA gebruikt.

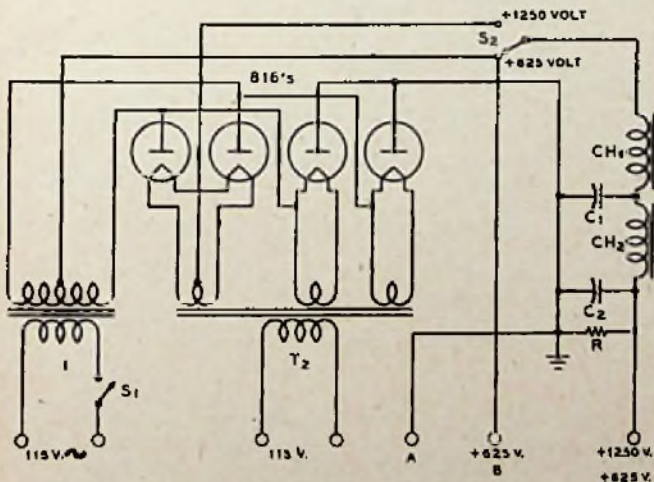


Fig. 21.

SCHEMA VAN DE VOEDINGSINRICHTING VOOR 1250 VOLT.

- C1, C2 — 2 μ F, 1500 volt, olie
- R1 — 50.000 ohm, 50 watt
- T1 — 2,5 volt, 2 tot 5 A; 2,5 volt, 2 tot 5 A; 5 volt, 3 A
- T2 — 2 \times 750 volt, 250 mA
- S1 — netschakelaar
- S2 — 1 richting, 2 standen ceramiek 90°
- A — aardverbinding
- B — 625 volt niet gefilterd.

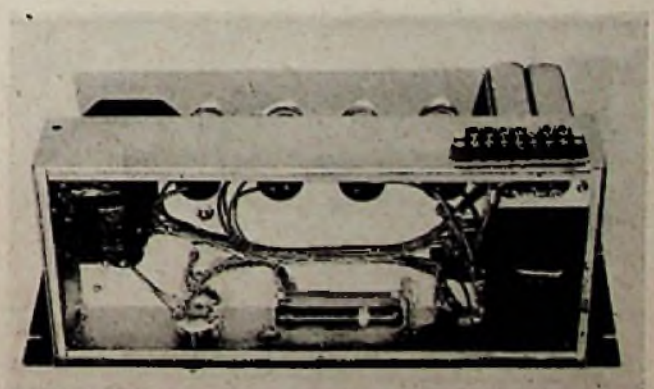


Fig. 23.

ONDERZICHT VAN HET CHASSIS VOOR DE VOEDING VAN 1250 VOLT.

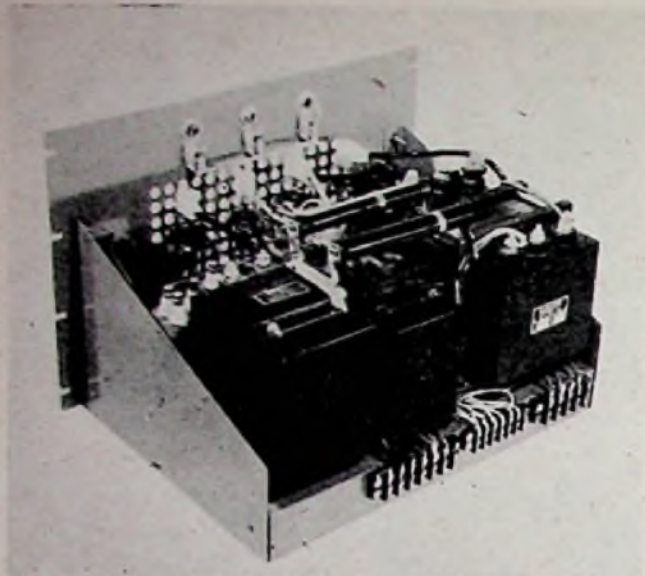


Fig. 24

ACHTERZICHT VAN DE DUBBELE VOEDING.
De tijdreleis zijn zichtbaar vóór de kleinste der twee smoorspoelen. Hij is vastgemaakt op de transformator met drie secondairen voor de gloeispanning van de 866A/866 buizen. De relais voor de anodespanning RY staat opgesteld tussen de anodestransformator en de kringbreker rechts. De aftakking op de voorste balastweerstand levert de 400 volt voor het schermrooster van de 815.

BEDIENINGSKRING.

Een eenvoudig thermisch tijdreleis werd in de schakeling opgenomen om er zeker van te zijn, dat voldoende tijd verlopen is tussen het inschakelen van de gloeispanning en het aanleggen van de anodespanning. Het hier gebruikte type is regelbaar tussen 20 seconden en 1 minuut. Voor normaal bedrijf stelt men de regelschroef in op ongeveer 30 seconden. Om zowel plaatselijke bediening als afstandsbediening mogelijk te maken, werd een relais op 115 volt a.c. opgenomen om de primaire spanning op de hoogspanningstransformator in te schakelen. Dit relais kan bediend worden, hetzij door het sluiten van de schakelaar op het voorpaneel, hetzij door het sluiten van een schakelaar op de werktafel.

Alle bedieningsverbindingen en verbindingen van in-

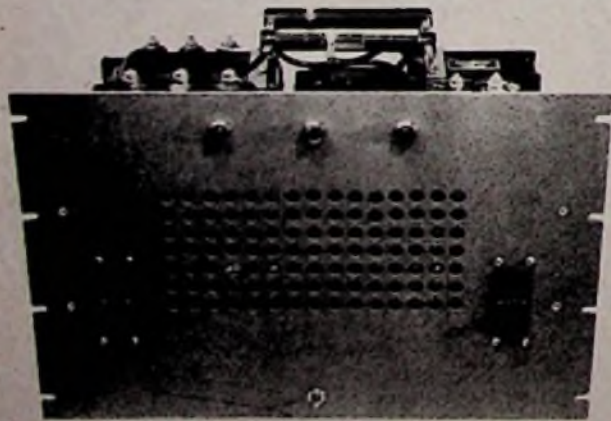


Fig. 25.

VOORZICHT VAN DE DUBBELE VOEDINGSBRON.

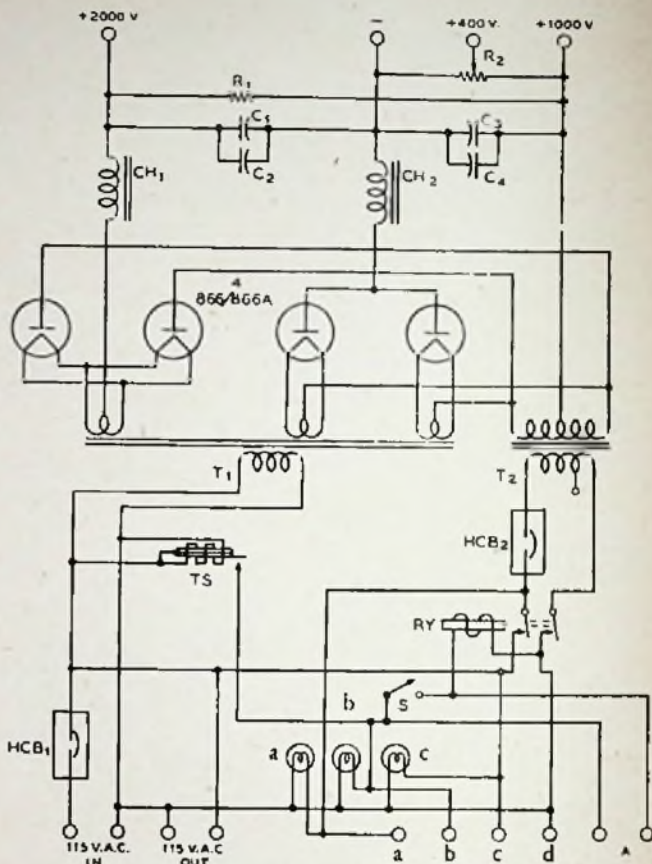


Fig. 26.

SCHEMA VAN DE VOEDING VOOR 1000/2000 VOLT.

- C1, C2 — 2 μ F, 2000 volt, olie
- C3, C4 — 2 μ F, 1500 volt, olie
- R1 — 30.000 ohm, 100 watt
- R2 — 30.000 ohm, 100 watt met schuifcontact
- CH1 — 5-20 H oscillerende smoorspoel 300 mA
- CH2 — 5-20 H oscillerende smoorspoel 500 mA
- T1 — 2 \times 1560 volt, 500 mA
- T2 — 2,5 volt, 5 A ; 2,5 volt, 5 A ; 2,5 volt, 10 A — isolatie 10.000 V.
- TS — thermische tijdreleis
- RY — 110 volt relais 10 A 2 richtingen, 1 stand
- S — relaisschakelaar
- HCB1 — 15 A kringbreker schakelaar
- HCB2 — 10 ampere kringbreker schakelaar
- a — seinlamp anodespanning en klem voor uitwendige verbinding
- b — seinlamp wachtstand en klem voor uitwendige verbinding
- c — seinlamp gloeidraden en klem voor uitwendige verbinding
- d — gemeenschappelijke verbinding der seinlampen
- A — klemmen voor bediening op afstand

gang en uitgang worden verbonden op drie klemstroken op de achterzijde van het chassis. De klemstrook, helemaal rechts op figuur 24, dient voor de a.c. ingang en voor de beveiligde a.c. uitgang van de voeding. De middenste klemstrook bevat de klemmen voor de afstandsbediening en voor de signallampen. De klemstrook links, van het chassis gescheiden door een micarta-plaatje van 1/16 duim, om het doorslaan van de hoge spanningen te voorkomen, dient voor de aansluiting van de hoogspanningsgeleiders.

Het signallampje links op het voorpaneel, licht op wanneer de gloeidraden ingeschakeld worden ; het middelste licht op, als de relaiswerking beëindigd is ; ten slotte licht het rechter lampje op wanneer de anodespanning ingeschakeld wordt.

PHILIPS

Electronic Tips

GEGEVENS VAN ELECTRONENBUIZEN EN HUN GEBRUIK

De zendbuizen die wij hier introduceren vertonen veel overeenkomst met de bekende en succesvolle triode TB 2,5/300. Deze zendbuizen zijn van het standaardtype en zij hebben de volgende eigenschappen:

Moderne zendbuizen

- * Cilindrische omwentelings-electroden
- * Grafiet-anode met zirkonium bedekking
- * Koeling door straling
- * Gespiraliseerde en coaxiale gloeddraden van gehoriseerd wolfram
- * Koelrooster, speciaal behandeld om roosteremissie te verhinderen
- * Ballen van hardglas met poeder-glas bodem
- * Internationaal genormaliseerde buisvoeten

TYPE		Vf (V)	If (A)	Va (V)	Ik (mA)	Wa(W)	Wo C. teleg. (W)
QB 3/300	Tetrode	5	6,5	3000	270	125	375 bij $\lambda = 2,5$ m 225 bij $\lambda = 1,5$ m
QB 3/750	Tetrode	5	14,5	4000	480	250	1000 bij $\lambda = 4$ m 500 bij $\lambda = 2,5$ m
TB 3/750	Triode	5	14,5	3000	480	250	840 bij $\lambda = 3$ m 425 bij $\lambda = 2$ m
TB 4/1250	Triode	10	9,7	4000	650	450	1750 bij $\lambda = 150$ m 1450 bij $\lambda = 3$ m
Vf = Gloeispanning		Va = max. anodespanning		Wa = max. anodedissipatie			
If = Gloeistroom		Ik = max. kathodestroom		Wo = nuttig afgegeven vermogen			

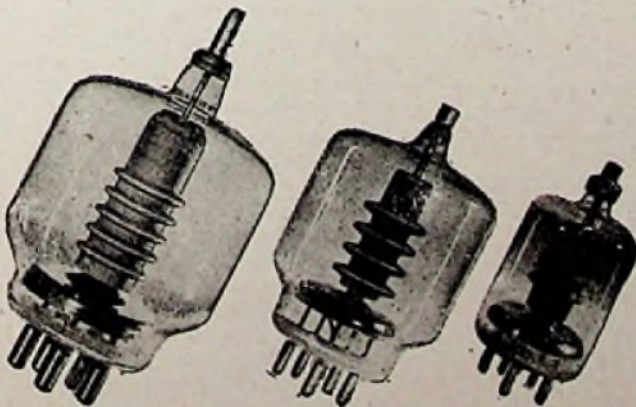
Alle nieuwe inzichten in de moderne zendbuizentechniek zijn in deze buizen verenigd. Aldus ontstond een serie buizen met kleinere afmetingen, hoger rendement en betere U. K. G. eigenschappen.

QB 3/300 De voordelen van deze tetrode liggen hoofdzakelijk in haar gering stuurvermogen (bijv. slechts 2 W bij een uitgangsvermogen van 375 W) en in de uitstekende afschermende werking van het tweede rooster, waardoor een extra neutrodynisatie schakeling overbodig is geworden. Bij amplitudemodulatie maakt men met voordeel gebruik van de schermroostermodulatie, waardoor het rendement tot 79 % kan worden opgevoerd. De buis kan ook als L. F. versterker dienen. In balansschakeling klasse B zonder roosterstroom kunnen 2 buizen QB 3/300 een nuttig vermogen leveren van 330 W.

QB 3/750 Deze tetrode heeft dezelfde eigenschappen als de QB 3/300, maar is bedoeld voor grotere vermogens. Bij slechts 3,5 W stuurvermogen kan een uitgangsvermogen worden bereikt van 1 kW.

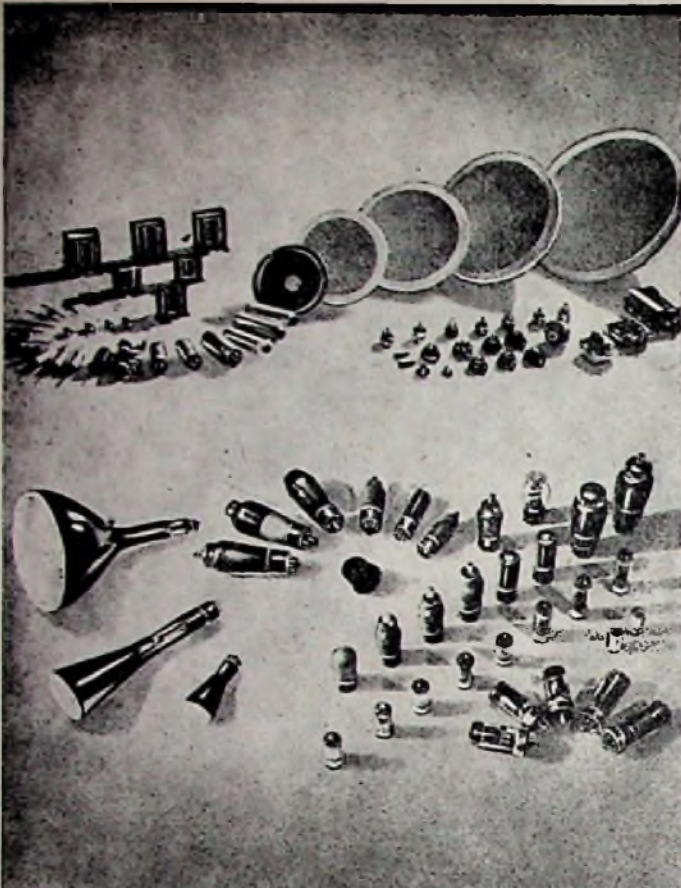
TB 3/750 Deze triode is bijzonder geschikt als oscillator en als H. F. versterker. De bedrijfszekere uitvoering waarborgt bij gebruik in de industrie een grote levensduur, ook daar waar belastingschommelingen optreden. Bij H. F. versterkers kan door de z.g. rooster-basisschakeling neutrodynisatie worden vermeden. De buis is hiervoor bijzonder geschikt, dank zij een speciale constructie en de geringe anode-kathodecapaciteit van slechts 0,15 pF.

TB 4/1250 Deze triode kan een vermogen tot 1,7 kW afgeven. Als H. F. versterker met anodemodulatie is een nuttig vermogen van 800 W mogelijk. In roosterbasisschakelingen kunnen 2 buizen in balans 3 kW leveren bij een frequentie van 100 MHz.



Gebruiksmogelijkheden:

- In eind-, versterker- en modulatorstapen van omroepzenders
- In telecommunicatiezenders voor A. M., F. M. en impulsmodulatie
- In televisiezenders
- In hoogfrequentiegeneratoren voor de industrie
- In medische diathermie-apparaten
- In toongeneratoren voor hogere vermogens
- In L. F. generatoren voor de industrie
- In zenders voor ultra-sonore frequenties



MAZDA **MBLE** ADZAM
 MANUFACTURE BELGE DE
 LAMPES ÉLECTRIQUES S. A.
 80 RUE DES 2 GARES BRUXELLES
 TEL. 21.82.00 R. C. B. 10.612

ELECTRONISCHE BUIZEN ADZAM

Alle ontvang- en zendbuizen van Europees en Amerikaans type.
 Versterkingsbuizen en gelijkrichters · Rimlock-buizen · Miniatuurbuizen · Kathodestraalbuizen · Photo-electrische cellen · Industriële buizen · phanotrons, thyratrons, enz. Diverse electronische buizen

ONDERDELEN M.B.L.E. VOOR RADIO EN TELEVISIE

Luidsprekers · Transformatoren · Condensatoren · Weerstand · Potentiometers · Lampvoeten · Smoorspoelen · IJzerkernen · Seleniumcellen · Dectectie en focussystemen · Tijdbasistransformatoren, enz., enz.

MATERIAAL

Magneten · Piezoelectrische kristallen · Ferroxcube, enz.

Radio · Televisie · Electronica

MANUFACTURE BELGE DE LAMPES ÉLECTRIQUES S. A.
 80 TWEE STATIESSTRAAT, BRUSSEL — TELEFOON : 21.82.00 — H. R. B. : 10.612

«Geen boek, doch een werktuig!»

P. H. Brans'

België :

N.V. v/h. P. H. Brans
 Prins Leopoldstraat 28
 ANTWERPEN.

Nederland :

Brans & C°
 Lijsterbeslaan 35
 HILVERSUM

RADIOLAMPEN VADE-MECUM

8^e uitgave
 556 blz.
 (30 x 20 cm.)
 13.500 buizen

PERSSTEMMEN :

«Goede wijn behoeft geen krans... Ieder kent het, ieder heeft het, ieder gebruikt het...» (Electra, Hilversum).
 «Het is in alle landen bekend geworden en overal als onmisbaar erkend en begroet...» (Radio Express, Hilligersberg).
 «Een werk, dat over de gehele wereld kopers vindt. Zowel in Spanje als in Belgisch Congo, in Calcutta als in Berlijn en Londen wordt enthousiast over het Vade Mecum geschreven...» (Electra, Den Haag).
 «Ziehler eindelijk een handboek over radiobuizen, waarvan de ingenieurs en technici reeds zolang gedroomd

hebben...» (Electronics, New York).
 «Een werkelijke encyclopedie van de electronenbuizen...» (Toute la Radio, Parijs).
 «Het is waarschijnlijk het meest volledige en het meest gezaghebbende lampenboek van de wereld...» (Radio-Electronics, New York).
 «Voor ieder radiopraktijker zonder twijfel een van de meest waardevolle hulpmiddelen...» (Technische Rundschau, Bern).
 «Het is geen boek meer, doch een album...» (T.S.F., Lyon).
 «Een werk dat een leemte vult en in een nijpende behoefte voldoet...» (Elettrotecnica, Milaan).

«Een bewonderenswaardige publicatie, zonder twijfel de volledigste op dit gebied.» (Radio World, Brisbane).
 «Deze uitgave kent overal — en terecht — de grootste bijval...» (Antenna, Rio de Janeiro).
 «Het mag iets enigs op de wereldmarkt genoemd worden.» (N.I.R., Brussel).
 «Met de uitgave van dit boek heeft de auteur een wereldnaam veroverd.» (Polytechn. Tijdschrift, Amsterdam).
 «Iedereen zal dit werk als een onontbeerlijk handboek beschouwen.» (Cumhuriyet, Istanbul).
 «Een boek van onschatbare waarde.» (Electrical Review, Kaapstad).

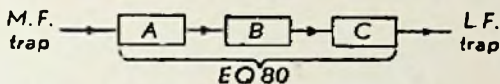
PHILIPS

Electronic Tips

GEGEVENS VAN ELECTRONENBUIZEN EN HUN GEBRUIK

De F. M. Detector EQ 80

De frequentiemodulatie ondergaat momenteel een sterke uitbreiding, niet alleen voor professionele doeleinden, maar ook om radio- en televisieoverdrachten van zeer goede kwaliteit te bereiken. Een van de typische problemen die zich daarbij voordoen is het weer verkrijgen van amplitudemodulatie aan de ontvangzijde. Deze detectie vereist een begrenzing van de amplitude der signalen om een storingvrije ontvangst te verzekeren en bovendien een omzetting van de frequentieafwijking in laagfrequentsignalen, ofwel de omzetting van een frequentieverandering in een amplitudeverandering. Philips heeft als eerste een nieuwe buis ontwikkeld die voldoet aan deze veelzijdige eisen.



- A = amplitudebegrenzer
- B = detector
- C = laagfrequentieversterker

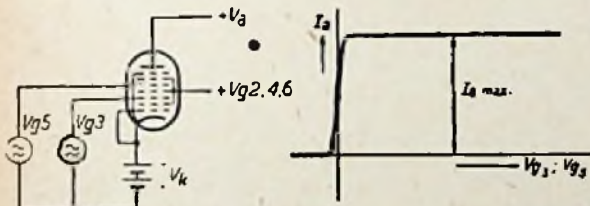
De EQ 80 omvat de boven aangegeven functies en vervangt dus 3 verschillende buizen, waardoor de fabricage van F. M. ontvangers wordt vereenvoudigd en gerationaliseerd.



De EQ 80 (ware grootte)

Amplitudebegrenzing

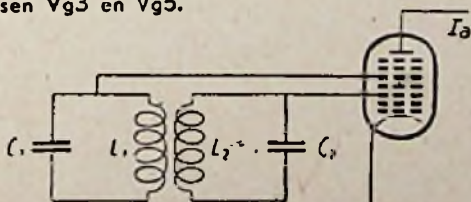
De EQ 80 heeft een indirect verhitte kathode, zeven roosters, waaronder de twee stuurroosters g_3 en g_5 , en een anode.



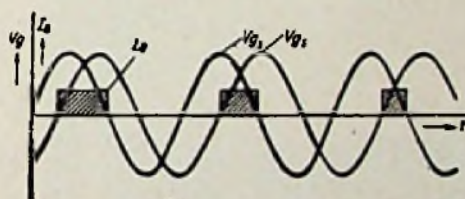
In bovenstaande schakeling hebben de roosters g_3 en g_5 dezelfde invloed op de werking van de buis. Overschrijdt de roosterspanning een bepaalde positieve waarde, dan blijkt bij verdere uitsturing de anodestroom constant en gelijk aan de maximale waarde $I_a \text{ max.}$ Langs deze zuivere elektronische weg wordt een gunstige amplitudebegrenzing bereikt.

Detectie

Om de anodestroom I_a af te knippen is het voldoende aan een van de twee stuurroosters een negatieve spanning te geven. Voor de detectie van F. M. signalen verbindt men de 2 kringen van een bandfilter met de stuurroosters. In de anodekring vloeien dan stroomimpulsen met constante amplitude, terwijl de breedte afhangt van het fazeverschil $\Delta\varphi$ tussen V_{g3} en V_{g5} .



Omdat $\Delta\varphi$ bij benadering als een lineaire functie van de frequentieafwijking optreedt, zal de gemiddelde waarde van de stroom in de anodekring overeenstemmen met de momentele waarde van de middenfrequentie.



L. F. versterker

Als in de anodekring een hoogohmige weerstand wordt opgenomen, ontstaat bij maximale frequentieafwijking een L. F. signaal van ongeveer 16 Veff.

Voordelen van de EQ 80

1. Een enkele buis in plaats van drie verschillende buizen geeft een eenvoudiger en goedkopere montage, wat van bijzonder belang is bij de bouw van gecombineerde AM/FM ontvangers, vooral omdat bij AM deze buis zeer goed geschikt is als laagfrequentieversterkerbuis.
2. Een doelmatige amplitudebegrenzing langs zuiver elektronische weg.
3. Het gebruik van normale bandfilters, dit in tegenstelling met sommige andere schakelingen.
4. Geringe vervorming. De kwaliteit hangt af van de lineariteit van de functie $\Delta\varphi$ en kan door geschikte meervoudige bandfilters telkens aan de gestelde voorwaarden worden aangepast. Voor een tweekrings filter met $Q = 40$ en $f = 10 \text{ MHz}$ gelden de volgende waarden voor de vervorming d bij een bepaalde frequentieafwijking Δf :

Δf (kHz)	d (%)
25	0,3
50	1,0
75	2,5

5. Eenvoudige montage en afstemming van de ontvangeapparaten.

Zenderbouw

De toestellen, in dit hoofdstuk beschreven, zijn volledige zenders, die hetzij gevormd werden uit elders vermelde afzonderlijke delen, hetzij als volledige toestellen gebouwd werden. Deze volledige zenders worden beschreven ten behoeve van hen, die verkiezen een zender als één geheel te bouwen volgens een uitgezocht en beproefd schema, dat als een geheel werd ontworpen, in plaats van eigen ontwerpen voor stuurinrichting, versterker, voeding en modulator uit te werken volgens de gegevens, die elders in dit boek te vinden zijn.

Al zijn de meeste hier gegeven zenders geschikt voor telefonie, toch is het een betrekkelijk gemakkelijke zaak deze inrichting weg te laten, wanneer men uitsluitend in telegrafie wenst te werken.

LUXE 1 KILOWATT TELEGRAFIEZENDER.

De figuren 1 (*) tot 6 tonen een zeer compacte en zuiver werkende telefonie- en telegrafie-zender van

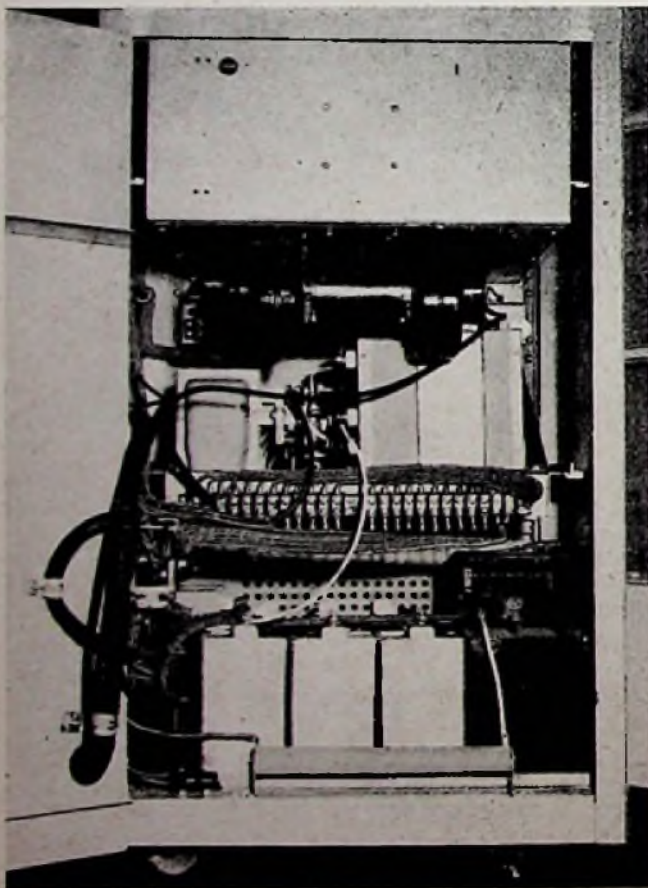


Fig. 2.

ACHTERZICHT VAN DE 1 KILOWATT-ZENDER.
De deuren werden geopend om de inwendige constructie en de bedrading van de zender te tonen.

(*) De foto van fig. 1 bevindt zich tegenover Hoofdstuk I.

1 kilowatt voor de banden van 3,5 tot 29,7 MHz. Daar de stuurinrichting in het toestel werd ondergebracht, is een afzonderlijk toestel van het type dat op de werktafel kan ondergebracht worden, te gebruiken als regeling van de stuurinrichting in aanbouw. Ook werden schikkingen getroffen om later de 50 MHz-band toe te voegen. De zender werkt op een standaard-net van 230 volt met neutrale geaarde lijn.

OPSTELLING DER TOESTELLEN.

De twee voedingsbronnen voor hoge spanning en het relais K1, K2 en TD1 zijn gebouwd in het onderste deel van het meubel van de zender. De eerste verdieping daarboven bevat de modulator met 4-125A buizen, de daarbij horende ingangs- en uitgangstransformatoren, de voorspanningsbron, de bedieningskringen en de signaallampen.

Daarboven komt de stuurinrichting (figuur 5); helemaal bovenaan staat de eindversterker opgesteld. De meetinstrumenten voor de zender zijn rechtstreeks op het meubel aangebracht. Op beide delen van de deur zijn automatische veiligheidsschakelaars aangebracht. Ook werd de mogelijkheid voorzien om een uitwendige 2 kW Variac of Powerstat te gebruiken om de anodespanning op de eindversterker en op de modulatorbuizen te regelen.

DE SCHAKELING.

In de eerste trap van de stuurinrichting wordt een 6AG7 gebruikt als Colpitts oscillator/vermenigvuldiger met verhitte kathode. Vijf standen zijn voorzien voor kristallen en op de zesde stand verbindt S1 het rooster van de 6AG7 met de aarde en wordt het sein van een uitwendige VFO op de kathode aangevoerd. De anodekring is uitgerust met een « Bandhopper »-spoelenscha-

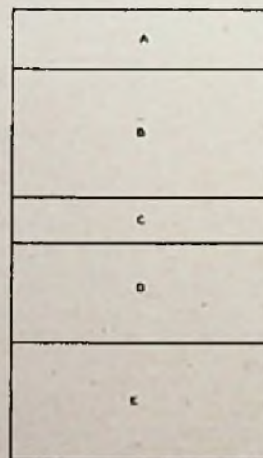


Fig. 3

BLOKSCHEMA VAN DE ZENDER.

- A = meetinstrumenten en antennekoppeling
- B = 4-250A balanseindversterker
- C = 807 stuurinrichting voor alle banden
- D = modulator-bedieningskringen en voorspanningsvoeding
- E = voedingen voor 3000 volt en 600 volt en bedieningsrelais

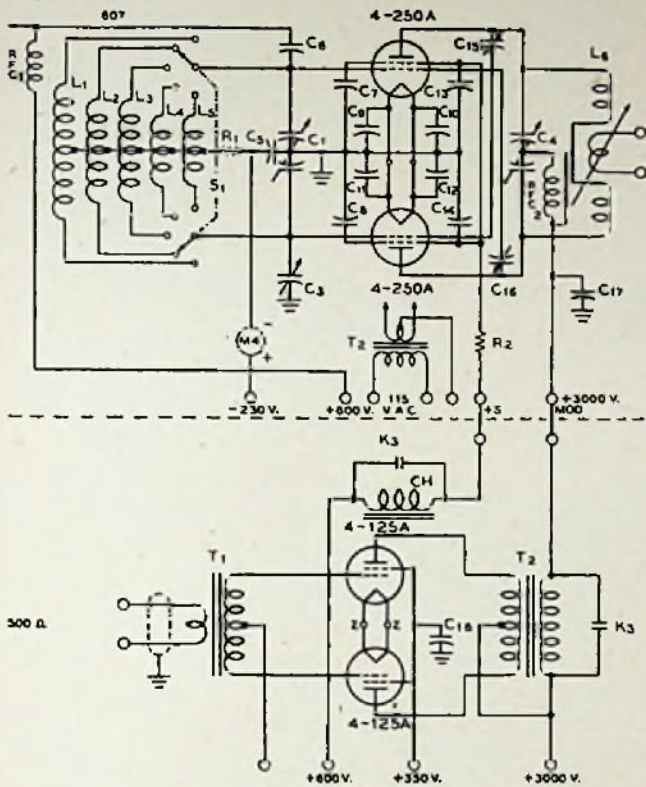


Fig. 4.

SCHEMA VAN DE EINDVERSTERKER EN DE MODULATOR.

- C1, C2 = 100 $\mu\mu\text{F}$ per sectie met dubbele stator
- C3 — 25 $\mu\mu\text{F}$, evenwichtcondensator
- C4 — 50 $\mu\mu\text{F}$ per sectie vlindercondensator, plaatafstand $\frac{1}{2}$ duim
- C5, C6 — 2000 $\mu\mu\text{F}$, 1250 volt, mica
- C7, C8, C9, C10, C11, C12, C13, C14 — 5000 $\mu\mu\text{F}$, 1250 volt, mica
- C15, C16 — neutralisatiecondensatoren, zie tekst.
- C17 — 2000 $\mu\mu\text{F}$, 6000 volt werkspanning, mica
- C18 — 10 μF , 450 volt, electr.
- R1 — 1000 ohm, 10 watt
- R2 — 3000 ohm, 100 watt
- RFC1 — smoorspoel 2,5 mH, 125 mA
- RFC2 — smoorspoel voor alle banden, 800 mA
- L1, L2, L3, L4, L5 — spoeltoren voor alle banden
- L6 — uitwisselbare 1 kw spoelen met regelbare lus
- T1 — balansingangstransformator voor 500 ohm lijn
- T2 — 1 kw modulatietransformator
- T3 — 5 volt, 30 A
- B — voorspanning voor modulator
- K3 — normaal gesloten
- +S — schermroosterspanning.

kelaar. De 6AG7 wordt gebruikt voor de sturing van een 807 op alle banden tot 21,5 MHz. Voor de werking in het bereik van 27-30 MHz wordt een bijkomende trap met een 6F6 door S2 in de kring geschakeld. De anode van de 807 wordt in shunt gevoerd met behulp van een HF-smoorspoel op het chassis van de eindversterker en de HF-energie wordt verbonden met één zijde van de afstemkring met condensator met dubbele stator in de roosters van de 4-250A eindversterkerbuizen. Aan de andere zijde van de afstemkring wordt een evenwichtscondensator verbonden om de kring te compenseren voor de uitgangscapaciteit van de 807. De regeling van deze condensator dient om op alle banden een gelijke sturing te geven aan de roosters van de twee 4-250A buizen.

Kleine neutralisatiecondensatoren in kruisschakeling worden gebruikt om een volledige stabiliteit van de 4-250A trap te verzekeren. Deze neutralisatiecondensatoren worden gevormd door het monteren van doorvoerbusjes op een mycalex plaat. Korte as-stukken van $\frac{1}{4}$ duim worden in deze inwendig geïsoleerde busjes aangebracht en geregeld tot er geen invloed meer is van de anodekring op de roosterstroom.

MODULATIEKRING.

Gecombineerde anode- en schermroostermodulatie wordt toegepast op de eindversterker met beam-tetroden. De schermroosterstroom wordt door een smoorspoel naar de buis gevoerd en verder wordt nog een weerstand in serie geschakeld met de 600 volt voedingsbron. De smoorspoel dient om de schermroosterspanning toe te laten, zich zelf te moduleren, terwijl de serie-weerstand een waarde heeft, die belet dat de schermroosterdissipatie zou overschreden worden ongeacht de schermroosterstroom. De bedrijfsspanning van het schermrooster is de nominale waarde van 500 volt. Het chassis voor de eindversterker is zo gebouwd dat de luchtstroom van een onder het chassis opgestelde ventilator gejaagd wordt door de basis van de buizen en langs de zijden van hun ballon.

De modulatoretrap is heel gewoon en gebruikt een paar 4-125A beam-tetroden als Klas AB2-versterker. De LF-sturing wordt geleverd uit een 500 ohm lijn via een

transformator. De voorversterker moet ongeveer 3 watt LF-vermogen afleveren om de zender volledig te moduleren. De modulatorbuizen werken op een anode-tot-anode belasting van ongeveer 27.000 ohm. De bedrijfsspanning op de anode bedraagt 3000 volt en op het schermrooster 400 volt; de roostervoorspanning wordt geregeld tot de anodestroom in rusttoestand (zonder sein) 60 mA bedraagt; dit vergt een voorspanning van ongeveer 75 volt.

BEDIENINGSKRINGEN.

Drukknopbediening wordt gebruikt om de zender in en uit te schakelen. De mogelijkheid werd voorzien deze bediening naar keuze op de zender of op de werktafel uit te voeren. Automatische veiligheidsschakelaars op de deuren van het meubel onderbreken de sluitstroom van K2, zodat de anodespanning niet kan ingeschakeld worden wanneer een der deuren geopend is. Dit systeem betekent dat de zender met geopende deur volkomen veilig is bij het uitvoeren van kleine regelingen in de HF-delen.

Een paar 25Z5 (25Z6 zijn even goed bruikbaar) worden als spanningsverdubbelers gebruikt aan beide zijden van het net om 230 volt voorspanning voor de zender te leveren. Sleuteling door blokkering van het rooster in de 807 wordt op de zender gebruikt. In de telegrafiestand van de «Fonie-Gratie»-schakelaar worden de secundaire van de modulatietransformator en de serie smoorspoel in het schermrooster, door K3 kortgesloten. Een 0-50 mA d.c. milliamperemeter in serie met de ballastweerstand van 50.000 ohm dient als anodevoltmeter voor de zender. De lezing op de meter moet met 100 vermenigvuldigd worden om de waarde van de anodespanning te krijgen. Met de normale roosterstroom van 40 mA op de eindversterker en de normale anodestroom van 330 mA onder 3000 volt bedraagt de schermroosterstroom 80 mA. Vermits M3 opgenomen is in de kathode van de eindversterker is het noodzakelijk de roosterstroom en de schermroosterstroom van de aangegeven waarde van de meter af te trekken om de werkelijke anodestroom te kennen en dus ook het ingangsvermogen. Desgewenst kan men een bijkomende 0-200 mA d.c. milliamperemeter aan de schermroosterverbinding toevoegen om de juiste schermroosterstroom te kennen.

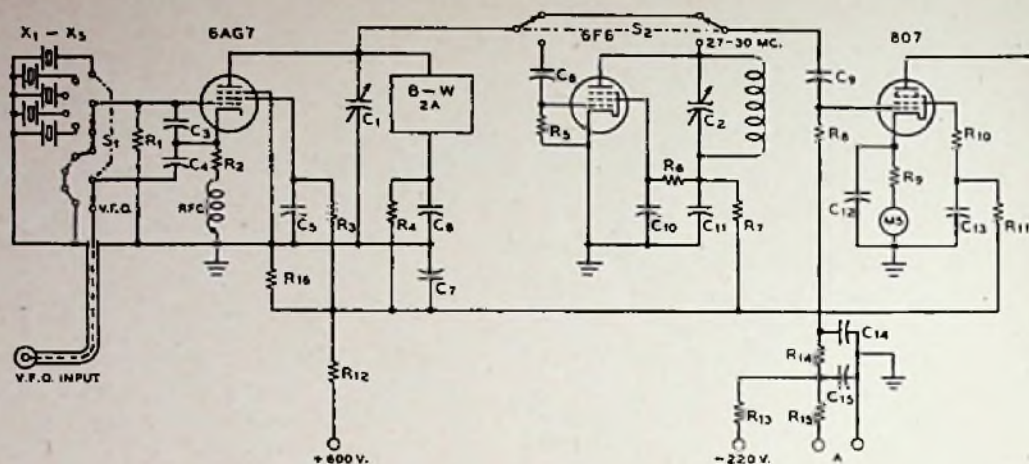


Fig. 5

SCHEMA VAN DE STUURINRICHTING.

C1 — 100 μF , miniatuur draaicondensator

C2 — 25 μF , luchtpadding met as

C3 — 25 μF , miniatuur mica

C4 — 150 μF , miniatuur mica

C5, C6 — 3000 μF , mica

C7 — 3000 μF , mica

C8 — 50 μF , miniatuur, mica

C9 — 10 μF , zilver-mica

C10, C11, C12, C13 — 3000 μF mica

C14 — 0,25 μF , papier

C15 — 5000 μF , mica

R1 — 50.000 ohm, 1 watt

R2 — 500 ohm, 2 watt

R3 — 40.000 ohm, 20 watt

R4 — 1000 ohm, 1 watt

R5 — 50.000 ohm, 1 watt

R6 — 25.000 ohm, 2 watt

R7 — 3000 ohm, 10 watt

R8 — 30.000 ohm, 2 watt

R9 — 200 ohm, 10 watt

R10 — 40 ohm, 10 watt

R11 — 1000 ohm, 1 watt

R12 — 10.000 ohm, 20 watt

R13 — 47.000 ohm, 2 watt

R14 — 10.000 ohm, 1 watt

R15 — 1000 ohm, 1 watt

R16 — 50.000 ohm, 20 watt

RFC — HF-smoorespoel 2,5 mH, 125 mA

S1 — 2 richtingen, 6 standen ceramiek

S2 — 2 richtingen, 2 standen ceramiek

M5 — 0-100 d.c. milliamperemeter

A — seinsleutel (en aarde) (N.B. deze klemmen worden kortgesloten door de « fonie/grafie » schakelaar in de stand « fonie »).

BOUW.

Wegens de kleine stuurvereisten van de beam-tetroden in de eindversterker, kan de ganse zender zeer compact gebouwd worden. Het chassis voor de eindversterker, de stuurinrichting en de modulator worden als uitneembare delen gebouwd. De twee voedingsbronnen worden echter met bouten vastgeschroefd op de bodem van het meubel. Dit meubel zelf werd gebouwd uit plaataluminium, doch daar alle onderdelen gemaakt zijn volgens de afmetingen van de 19 duim rackpanelen kan de zender ook ondergebracht worden in een standaard rack.

In de anodekring van de eindversterker werden standaard spoelen voor 1 kilowatt gebruikt en een regelbare luskoppeling met bediening op het voorpaneel, werd aangebracht. Door het gebruik van deze regelbare antennekoppeling kan de ganse zender op het voorpaneel geregeld worden.

150 WATT TELEGRAFIEZENDER.

Het toestel dat in de figuren 7 tot 13 afgebeeld is, werd ontworpen voor de appartementsbewoner, die een zender uit één stuk moet hebben met de kleinste mogelijke afmetingen en toch een middelmatig vermogen. Met deze zender volstaat het de seinsleutel in te steken en de verbindingen met het net en met de antenne te maken om te kunnen werken op de 3,5 - 7 - 14 en 21 MHz of de 11 en 10 meter banden in telegrafie. De zender werkt uitsluitend met VFO-sturing, met een ingebouwd 100 kHz-ijkkristal en is voorzien voor de mogelijkheid van roostermodulatie van de 807 buizen in parallel voor AM-telefoniewerk op klein vermogen. In telefonie bedraagt het uitgangsvermogen ongeveer 30 watt.

DE SCHAKELING.

De 6SK7-6AG7 VFO stemt in hoofdzaak overeen met deze beschreven in hoofdstuk 15 en dient hier als frequentieregeling. De VFO heeft drie frequentiebereiken: 3,5 tot 3,8 MHz voor 80, 40, 20 en 10; 3,8 tot 4 MHz voor het overige van 80 meter en telefonie op 75 meter; en een bereik waartussen 3400 tot 3450 voor de 27,16 tot 27,43 MHz-band. Voor een nadere bespreking van deze VFO verwijzen we naar de beschrijving van een overeenstemmend toestel in hoofdstuk 15. De enige bijzonderheid in deze VFO is de bereikschakelaar S5, die gebouwd werd op het geraamte van een APC-condensator na wegneming van al de platen door het solderen van een contact op elke statorsteunstaaf en een contact op de rotorstaaf. De gebruikte contacten kwamen voort van een oude, bakelieten bandschakelaar. Het vlakke contact werd op de rotor gesoldeerd en de verende contacten werden voor de andere punten gebruikt. De uitgang van de VFO wordt verbonden met het rooster van de eerste 6V6-GT versterker/vermenigvuldiger met behulp van een stuk RG-58/U kabel. Een miniatuur gramfoon-plug met ceramiek isolatie wordt gebruikt als koppelstuk tussen het einde van de coaxiale kabel en het onderste deksel van de HF-chassis.

De stuurinrichting van de zender bestaat uit 3 6V6-GT in cascade. De eerste trap werkt hetzij als versterker, hetzij als verdubbelaar en de anodekring ervan is afstembaar op 3,5 en op 7 MHz, met een draaicondensator van 200 μF . Alleen deze trap werkt wanneer schakelaar S2 in de stand gesteld wordt om de sturing af te leveren aan de roosters van de 807 buizen. De volgende 6V6-GT trap werkt als verdubbelaar voor 14 MHz of als verdrievoudiger voor 21 MHz. De derde 6V6-GT werkt alleen als verdubbelaar voor de banden van 10 en 11 meter.

De omschakelaar der sturing S2 heeft vijf actieve

kringen. De eerste kring verbindt de roosters van de 807 buizen met de eerste, tweede of derde afstemkring, van de sturing door de koppelcondensator C17 heen. De tweede kring verbindt een condensator van $15 \mu\mu F$, C18, over de eerste afstemkring, wanneer de roosters van de 807 buizen er niet mee verbonden zijn om hun capaciteit ten opzichte van de aarde te compenseren. De derde kring een compensatiecondensator C19 over de tweede afstemkring wanneer de 807 roosters met

de derde afstemkring verbonden zijn. Door het gebruik van deze twee condensatiecondensatoren varieert de afstemming van L1 en L2 niet wanneer de roosters van de 807 buizen met andere kringen verbonden zijn. De twee overblijvende kringen van S2 dienen slechts om de kathoden van de 6V6-GT buizen te aarden, wanneer hun gebruik vereist is voor de sturing van de eindtrap. De weerstanden R10, R11, R12, R13 en R14 zijn onderdrukkers van storende oscillaties, die in serie ge-

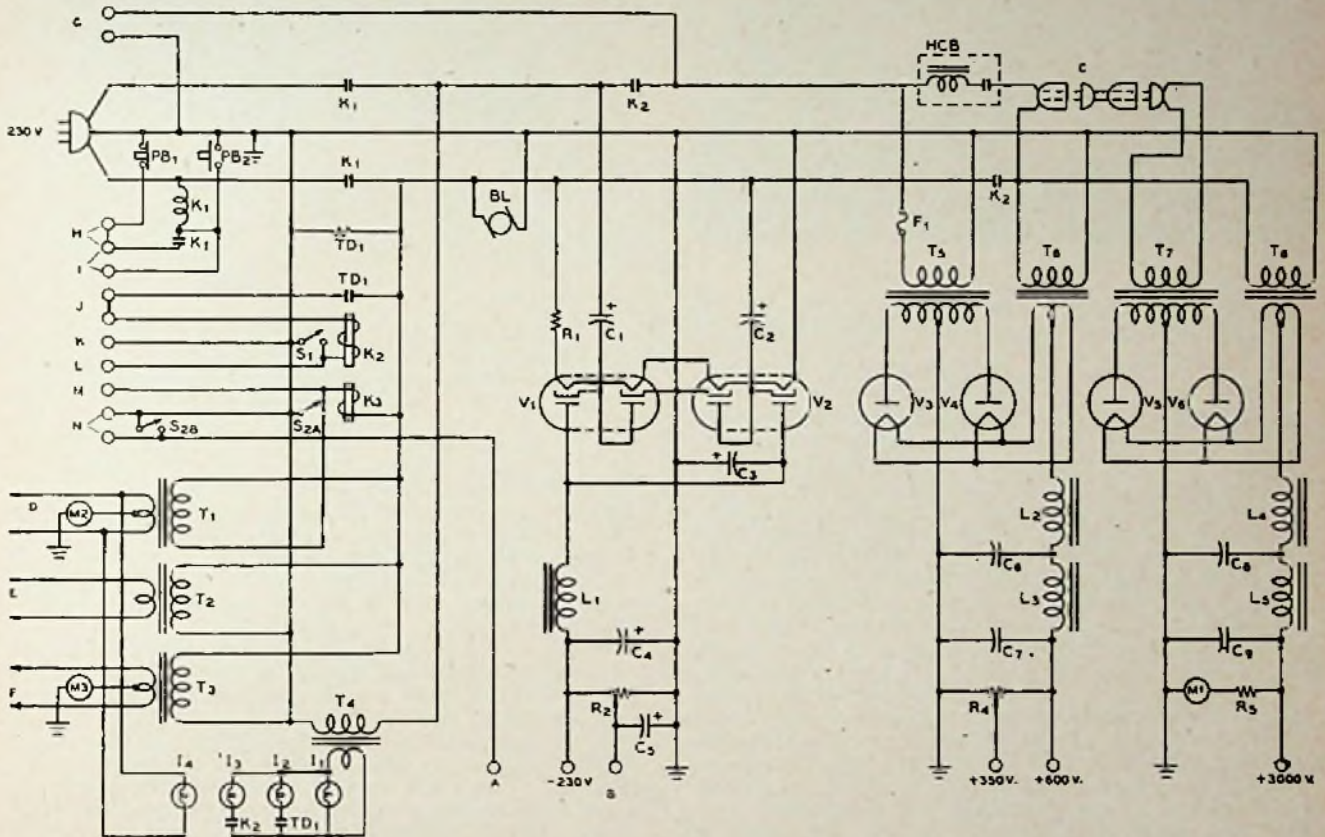


Fig. 6.

VOEDING EN BEDIENINGSKRINGEN VAN DE ZENDER.

- C1, C2 — $40 \mu F$, 150 volt, electr.
- C3, C4 — $20 \mu F$, 450 volt, electr.
- C5 — $40 \mu F$, 150 volt, electr.
- C6, C7 — $5 \mu F$, 600 volt, olie
- C8, C9 — $3 \mu F$, 4000 volt, olie
- R1 — 250 ohm, 50 watt met schuifcontact afgetakt op 225 ohm
- R2 — 1000 ohm, 100 watt met schuifcontact afgetakt op ongeveer 100 volt
- R4 — 20.000 ohm, 100 watt met schuifcontact afgetakt op ongeveer 350 volt
- R5 — 100.000 ohm, 200 watt
- T1 — 5 volt, 13 A
- T2 — 6,3 volt, 2,5 A
- T3 — zie T2 in het schema van de eindversterker
- T4 — 6,3 volt, 2,5 A
- T5 — 2×770 volt, 300 mA
- T6 — 2,5 volt, 10 A
- T7 — 2×3300 volt, 500 mA
- T8 — 2,5 volt, 10 A., geïsoleerd voor hoge spanning
- L1, L3 — smoorspoel 4 H, 250 mA
- L2 — oscillerende smoorspoel 300 mA
- L4 — oscillerende smoorspoel voor hoge spanning 500 mA
- L5 — afvlaksmoorspoel 500 mA
- M1 — 0-50 d.c. milliamperemeter
- M2 — 0-500 d.c. milliamperemeter
- M3 — 0-750 d.c. milliamperemeter
- K1 — 115 volt relais met drie polen
- K2 — 115 volt relais met drie polen

- K3 — 115 volt relais van het type voor antenne-overschakeling
- TD1 — 115 tijdrelais
- BL — 115 volt ventilator
- F1 — smeltzekering voor 5 A
- HCB — kringbreker van 20 A
- PB1 — drukknop UIT
- PB2 — drukknop AAN
- S1 — schakelaar «ontvangst/zenden»
- S2 — schakelaar «fonie/grafie»
- I1, I2, I3, I4 — 6,3 volt seinlampjes
- V1, V2 — 25Z5 of 25Z6
- V3, V4, V5, V6 — 866A/866
- A = naar de sleutelkring op het modulatorverdiep
- B = voorspanning voor modulator
- C = stoppen voor uitwendige Variac
- D = gloeispanning voor modulator
- E = gloeispanning voor stuurinrichting
- F = gloeispanning voor eindversterker
- G = spanning voor overschakelrelais van de antenne
- H = drukknop UIT op de werktafel
- I = drukknop AAN op de werktafel
- J = automatische veiligheidsschakelaar op het meubel
- K = aarde
- L = uitwendige bediening der anodespanning
- M = uitwendige bediening voor inschakeling van telefoniebedrijf
- N = seinsleutel.

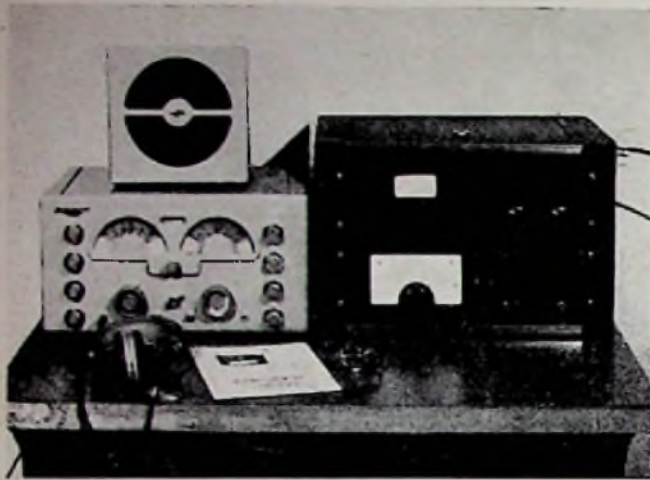


Fig. 7
VOORZICHT VAN DE 150 WATT ZENDER
MET TWEE 807-BUIZEN IN PARALLEL

schakeld zijn met de roosters en schermroosters van de 807 buizen. RFC2 bestaat uit 6 toeren nr. 18 blank gewikkeld op de weerstand van 47 ohm, 2 watt, R10.

Een π -net wordt gebruikt als uitgangskoppeling en antenne-aanpassing voor de anoden der 807 buizen. Een schakelaar met vier standen S1 kiest de gepaste zelf-inductie, die in de filter moet gebruikt worden op de verschillende frequentiebanden. Een enkele antenne, die ten overstaan van de aarde werkt kan gebruikt worden met de zender ofwel kan men gebruik maken van een balanslijn, waarvan een der zijden aan de antenneklem verbonden wordt en een andere zijde aan de aardklem.

Een 0-300 mA d.c. milliamperemeter wordt samen met S3 gebruikt om de anodestroom en de roosterstroom van de 807-trap te meten. De shunt wordt uit het instrument gehaald en over de schakelaar als R16 aangebracht. Deze shunt wordt gewikkeld op een weerstand van 1000 k, $\frac{1}{2}$ watt gewikkeld, die als drager dienst doet. Met een weerstand van 10 ohm als R15 bedraagt het volle meetbereik van het instrument in de stand voor de meting van de roosterstroom ongeveer 15 mA.

Het toestel voor frequentie-ijking en de LF-versterker zijn ondergebracht beneden rechts op het paneel onder de antenne-afstemming. Een gedeelte van de uitgang van de 6AG7 VFO-uitgangstrap wordt met behulp van een korte coaxiale lijn verbonden met het rooster van een 6K8. Het 100 kHz standaard kristal wordt gebruikt als koppelimpedantie naar het rooster van het

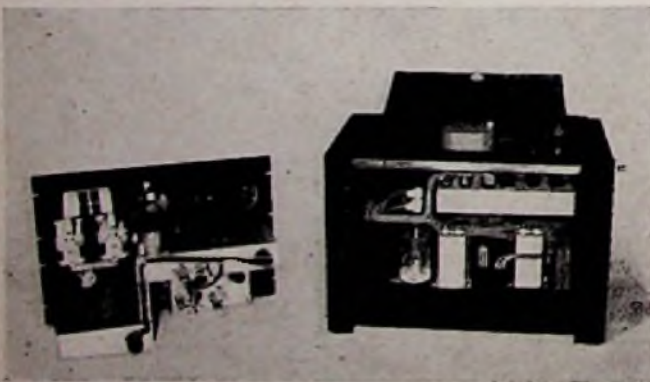


Fig. 8.
ACHTERZICHT OP DE 807-ZENDER.

In deze foto is het voorpaneel van de zender weggenomen. Alle onderdelen, behalve de voeding, zijn op het voorpaneel gemonteerd. De voeding is gemonteerd tegen de zijwand en de achterwand van het meubel.

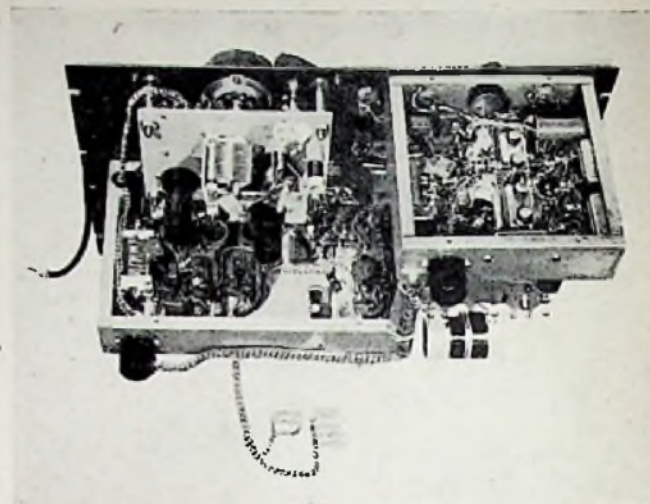


Fig. 9.
ONDERZICHT VAN HET HF-DEEL.
De afschermingen onder het ijktoestel en de stuurinrichting werden weggenomen om de inwendige constructie te tonen.

triode-deel van de 6K8 in een Colpitts oscillatorschakeling. De zwevingssignalen van de anodekring van de 6K8 worden gekoppeld met het rooster van de 6SJ7 tweede voorversterkertrap, wanneer de schakelaar S4 in de stand « ijking » wordt gesteld. De koptelefoon voor het gebruik van de ijking wordt aangeschakeld in J2.

Wanneer S4 in de stand « fonie » gesteld wordt, is de anodespanning ook ingeschakeld op de voorversterker, de 6J5 kristalmicrofoonversterker wordt verbonden met het rooster van de 6SJ7 en een vrij hoge waarde van de voorspanning wordt aangebracht op de roosters van de 807-buizen door R19. Tussen de anode van de 6V6-GT en deze van de 6SJ7 wordt tegenkoppeling gebruikt om de weergave te verbeteren en de LF-uitgang van de 6V6-GT te stabiliseren.

Staat S4 in de « grafie »-stand, dan is de voorversterker buiten werking en wordt de sleutelklink J3 in de kring geschakeld.

BOUW.

Al de onderdelen van de beschreven zender worden gedragen door het paneel van het toestel; dit paneel meet $12 \frac{1}{4} \times 19$ duim. Een strook aluminium wordt gebruikt als steun tussen het HF-deel en het ijktoestel. De voedingsbron is echter volledig gemonteerd in het meubel. De gewone onderdelen voor de voeding worden opgesteld op de bodem van het meubel, doch de kleine gelijkrichters, de VR-buizen, de gloeidraadtransformatoren en de smoorspoelen worden gemonteerd op een klein chassis van $7 \times 13 \times 2$ duim, dat rechts achter in het meubel, boven de andere onderdelen van de voeding, wordt vastgemaakt. De stuurinrichting wordt gebouwd op een chassis van $7 \times 11 \times 2$ duim en het ijktoestel op een chassis van $7 \times 7 \times 2$ duim.

Op de voedingsbron van 750 volt wordt een filter met condensatoringang gebruikt: voor de voedingsbron van 300 volt voor de stuurinrichting en de LF-versterker werd de smoorspoeling van het filter aangewend. Een voorspanningsbron met een 5Y3-GT-gelijkrichter levert de voorspanningen voor de HF-trappen van de zender.

ZENDER VAN 450 WATT MET 813 EINDVERSTERKER.

De figuren 14 en 15 tonen een compacte 400 watt telefonie en 450 watt telegrafiezender voor alle banden

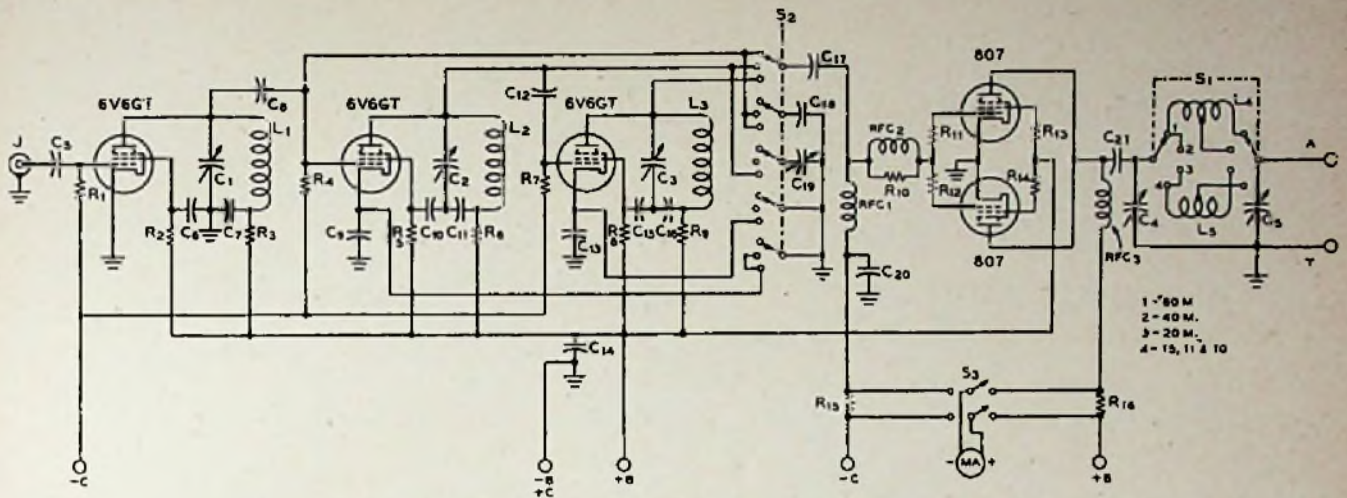


Fig. 10
SCHEMA VAN HET HF-CHASSIS VAN DE ZENDER.

- C1 — 250 $\mu\mu\text{F}$, draaicondensator
- C2 — 140 $\mu\mu\text{F}$, draaicondensator
- C3 — 100 $\mu\mu\text{F}$, draaicondensator
- C4, C5 — 250 $\mu\mu\text{F}$, 1500 volt, draaicondensator
- C6, C7 — 3000 $\mu\mu\text{F}$, miniatuur, mica
- C8 — 50 $\mu\mu\text{F}$, miniatuur, mica
- C9, C10, C11 — 3000 $\mu\mu\text{F}$, mica
- C12 — 50 $\mu\mu\text{F}$, miniatuur, mica
- C13, C14, C15, C16 — 3000 $\mu\mu\text{F}$, mica
- C17 — 50 $\mu\mu\text{F}$, miniatuur, mica
- C18 — 15 $\mu\mu\text{F}$, ceramiek of mica
- C19 — 25 $\mu\mu\text{F}$, luchtpadding
- C20 — 3000 $\mu\mu\text{F}$, miniatuur, mica
- C21 — 2000 $\mu\mu\text{F}$, 1250 volt werkspanning, mica
- R1 — 100.000 ohm, $\frac{1}{2}$ watt
- R2 — 39.000 ohm, 2 watt
- R3 — 100 ohm, 2 watt
- R4 — 100.000 ohm, 2 watt
- R5 — 39.000 ohm, 2 watt
- R6 — 100 ohm, 2 watt
- R7 — 100.000 ohm, 2 watt
- R8 — 39.000 ohm, 2 watt
- R9 — 100 ohm, 2 watt

- R10 — 47 ohm, 2 watt
- R11, R12 — 22 ohm, 2 watt
- R13, R14 — 47 ohm, 2 watt
- R15 — 10 ohm, 2 watt
- R16 — 300 mA shunt uit de meter
- RFC1 — HF-smoorspoel 2,5 mH, 125 mA
- RFC2 — 6 toeren nr. 20 gelakt op een weerstand van 47 ohm 2 watt
- RFC3 — HF-smoorspoel 1 mH, 300 mA
- L1 — 16 toeren nr. 20 gelakt vast gewikkeld op vorm van 1 duim
- L2 — 8 toeren nr. 18 gelakt over $\frac{1}{2}$ duim op vorm van 1 duim
- L3 — 3 toeren nr. 18 gelakt over $\frac{1}{2}$ duim op vorm van 1 duim
- L4 — 23 toeren nr. 16 gelakt op vorm van $1\frac{3}{4}$ duim - aftakking op 11 toeren
- L5 — 10 toeren nr. 14 blank of verzilverd op vorm van $1\frac{3}{4}$ duim — aftakking op 5 toeren
- S1 — 2 richtingen, 4 standen 90° ceramiek
- S2 — 5 richtingen, 3 standen ceramiek
- S3 — 2 richtingen, 3 standen schijfschakelaar met ongebruikte middenstand.

van 3,5 MHz tot 29,7 MHz, waarin een enkele beamtetrode 813 in de eindversterkertrap gebruikt wordt. Het werkelijk zendermeubel bevat alleen de eindversterker, de voedingen en de modulator, zoals in de tekening van figuur 16 te zien is. Deze volledige zender werd opgebouwd uit toestellen, elders in dit boek beschreven.

De eindversterker kan teruggevonden worden in hoofdstuk 16, de modulator in hoofdstuk 18 en de voedingsbron in hoofdstuk 19. Het meterpaneel is een standaard geheel uit de handel, dat een hoogte heeft van $5\frac{1}{4}$ duim.

De zender werd ontworpen voor het gebruik met een

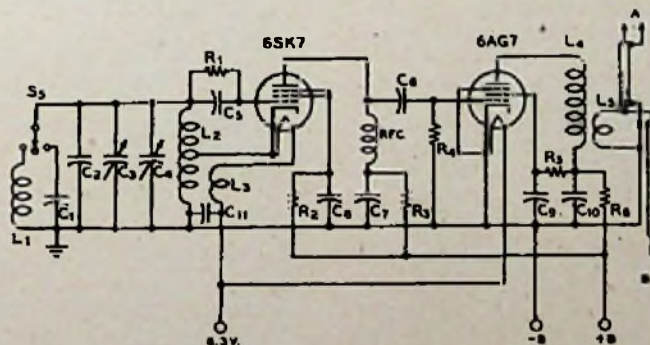


Fig. 11.
SCHEMA VAN DE VFO.

- C2 — $2 \times 350 \mu\mu\text{F}$, ceramiek nul-coëfficiënt in parallel met $75 \mu\mu\text{F}$, ceramiek negatief coëfficiënt
- C3 — 35 $\mu\mu\text{F}$, ceramiek trimmer negatief coëfficiënt
- C4 — 75 $\mu\mu\text{F}$, miniatuur draaicondensator
- A = naar frequentievermenigvuldiger
- B = naar kristal ijktostel.

- C1 — 100 $\mu\mu\text{F}$, ceramiek nul-coëfficiënt

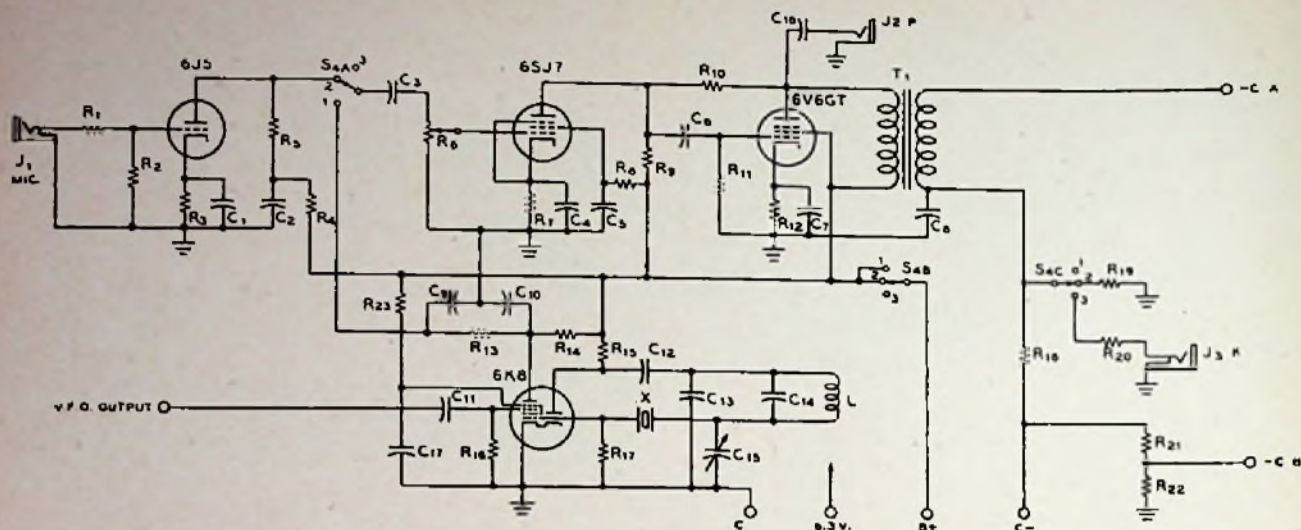


Fig. 12
SCHEMA VAN HET IJKTOESTEL EN
DE LF-VERSTERKER.

C1 — 25 μ F, 25 volt, electr.
 C2 — 8 μ F, 450 volt, electr.
 C3 — 0,1 μ F, 400 volt, papier
 C4 — 25 μ F, 25 volt, electr.
 C5, C6 — 0,1 μ F, 400 volt, papier
 C7 — 25 μ F, 25 volt, electr.
 C8 — 8 μ F, 450 volt, electr.
 C9, C10 — 3000 μ F, mica
 C11 — 10 μ F, miniatuur, mica
 C12 — 2000 μ F, mica
 C13 — 250 μ F, miniatuur, mica
 C14 — 100 μ F, miniatuur, mica
 C15 — 400 μ F, mica samendrukbaar
 C16 — 0,1 μ F, 400 volt, papier
 R1 — 47.000 ohm, 1/2 watt
 R2 — 1 megohm, 1/2 watt
 R3 — 1800 ohm, 2 watt
 R4 — 22.000 ohm, 2 watt
 R5 — 220.000 ohm, 1/2 watt
 R6 — 500.000 ohm, potentiometer
 R7 — 470 ohm, 2 watt
 R8 — 470.000 ohm, 1/2 watt
 R9 — 100.000 ohm, 1/2 watt
 R10 — 470.000 ohm, 1/2 watt
 R11 — 320.000 ohm, 1/2 watt

R12 — 270 ohm, 2 watt
 R13 — 47.000 ohm, 1/2 watt
 R14 — 100.000 ohm, 1/2 watt
 R15 — 220.000 ohm, 1/2 watt
 R16 — 100.000 ohm, 1/2 watt
 R17 — 470.000 ohm, 1/2 watt
 R18 — 39.000 ohm, 2 watt
 R19 — 100.000 ohm, 2 watt
 R20 — 4700 ohm, 2 watt
 R21 — 22.000 ohm, 2 watt
 R22 — 3300 ohm, 2 watt
 R23 — 100.000 ohm, 2 watt
 X — 100 kHz standaard kristal
 T1 — universele uitgangstransformator voor hoge impedantie
 L — HF-smoorspoel 8 mH
 A — naar eindversterker
 B — naar stuurinrichting
 C — aarde
 K — seinsleutel
 P — koptelefoon
 S_{4A)B)C} — stand 1 : ijkking
 stand 2 : fonie
 stand 3 : grafie

uitwendige stuurinrichting en een uitwendige voorversterker voor de LF-seinen, omdat het gewoonlijk wenselijk is beide toestellen dicht bij de werktafel te hebben, zelfs wanneer de zender op matige afstand ervan staat opgesteld. In deze zendinrichting, zoals in figuur 14 getoond, werd de 2E26 stuurinrichting voor alle banden samen met een 70E-8 VFO, beschreven in hoofdstuk 15 gebruikt, terwijl anderzijds een 8 watt 6L6-voorversterker, beschreven in hoofdstuk 18, dient om de 5514 Klas B modulatoren te drijven. Men kan echter om het even welke stuurinrichting, die in staat is op alle banden 3 tot 5 watt af te leveren, gebruiken om de 813 eindversterker te sturen. Zo kan ook elke voorversterker, die 5 of 6 LF vermogen kan geven, dienen als drijver voor de Klas B modulator op voorwaarde dat de stabiliteit goed is en de vervorming klein.

Wanneer de zender in telegrafie moet gebruikt worden volstaat het de sturing van de 813 te sleutelen, daar het rooster van deze buis een vaste voorspanning krijgt en de voedingsbronnen zeer stabiel zijn. De schermroosterspanning op de 813 moet zorgvuldig op 400 volt ingesteld worden. De normale roosterstroom van de 813 bedraagt 7 tot 12 mA en de anodestroom moet 200 mA in telefonie en 225 mA in telegrafie bedragen.

HF-DEEL VOOR 200 WATT OP 28, 50 EN 144 MHz.

Het toestel uit figuur 17 werd samengesteld om aan te tonen op welke wijze men de beschreven constructies uit de voorgaande hoofdstukken moet samenvoegen, om een stel met de gewenste bedrijfskarakteristieken te bekomen. De hier samengebrachte delen zijn de 807 stuurinrichting met bandomschakeling uit hoofdstuk 15, de 829B versterker/verdrievoudiger uit hoofdstuk 17 en de 3C24/24G balansversterker, eveneens uit hoofdstuk 17.

De toestellen werden gewoon boven elkaar opgesteld, samengehouden met een stuk aluminium aan beide zijden van de panelen. Deze montage is zeer eenvoudig en goedkoop en geeft toch veel voldoening wanneer men een aantal niet te zware toestellen tot een geheel dient samen te voegen. De aluminiumhoeken worden eerst geboord en vastgemaakt op het paneel van het onderste toestel. Daarna voegt men er de overige toestellen aan toe.

Met het afgebeelde toestel is het mogelijk 25 tot 40 mA roosterstroom te krijgen in de 24G-buizen op 10, 6 en 2 meter. De 807-trap in de stuurinrichting wordt gebruikt om de roosters van de eindversterker te sturen op 10 en 6 meter en de 829B-trap wordt als verdrie-

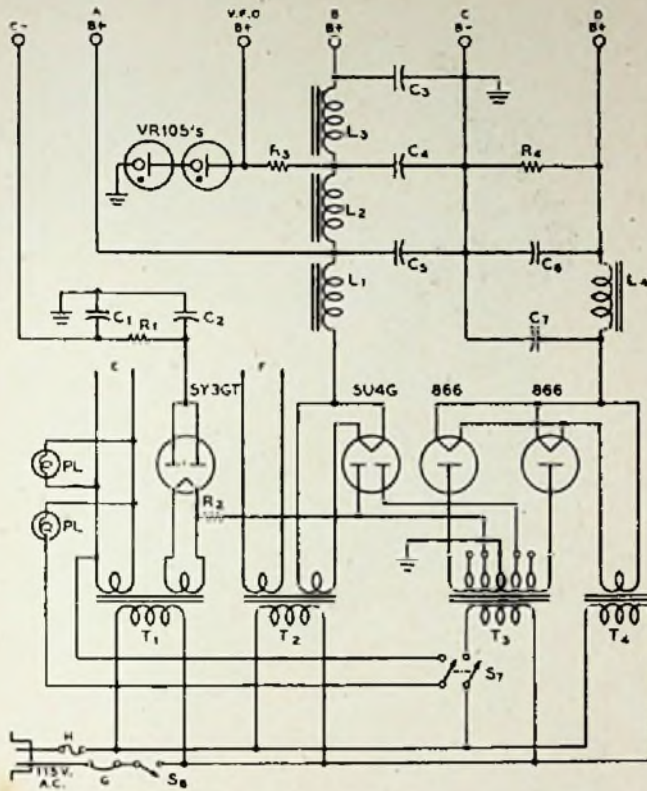


Fig. 13

SCHEMA VAN DE VOEDINGSBRON.

- C1, C2, C3, C4 — 8 μ F, 450 volt, electr.
 C5 — 8 μ F, 500 volt, electr.
 C6, C7 — 2 μ F, 1000 volt, olie
 T1, T2 — 5 volt, 6 A ; 6,3 volt 5 A
 T3 — 2 \times 580 volt met aftakkingen voor 2 \times 300 volt, 500 mA
 T4 — 2,5 volt, 10 A
 L1 — 5-25 H, 200 mA oscillerende smoorspoel
 L2, L3 — smoorspoel 12 H, 40 mA
 L4 — smoorspoel 10 H, 200 mA
 R1 — 1000 ohm, 10 watt
 R2 — 5000 ohm, 10 watt
 R3 — 3000 ohm, 10 watt
 R4 — 25.000 ohm, 50 watt
 S6 — netschakelaar
 S7 — anodeschakelaar
 A = naar vermenigvuldiger
 B = naar LF-versterker
 C = aarde
 D = naar eindversterker
 E = gloeispanning voor VFO, LF-versterker en ijktoestel
 F = gloeispanning voor vermenigvuldiger en eindversterker
 G = automatische veiligheidschakelaar
 H = smeltzekerheid.

voudiger gebruikt om de eindversterker te sturen op 144 MHz. De anodespanning voor de 829B wordt verkregen uit de voedingsbron van de 807-stuurinrichting. Een uitwendige voeding, die ongeveer 1250 volt onder 160 mA kan leveren is vereist voor de voeding van de eindversterker. Men zou ook een voedingsbron met een iets grotere stroomlevering kunnen gebruiken om buiten de eindversterker een paar buizen zoals de 811 als modulator te voeden.

Bij gemaakte proeven werkte dit HF-deel vrij doeltreffend op de drie vermelde banden. Het rendement is een weinig lager op 144 MHz, in de eerste plaats omdat de afstemkring warm wordt, doch blijft nog voldoende om een paar 100 watt-lampen met 200 watt-ingangsvermogen op deze band sterk te doen oplichten.

In geval men voldoende sturing moest verkrijgen op 50 MHz uit de 807-verdubbelaar kan de 829B gebruikt worden als rechtstreekse versterker op 50 MHz tussen de 807 en de eindtrap.

Desgewenst kan het toestel op lagere frequentiebanden gebruikt worden, waarbij de 807 de 24G-buizen rechtstreeks stuurt op 3,5 - 7 - 14 en 21 MHz. Gegevens over de spoelen voor het bedrijf van deze eindversterker werden niet gegeven in hoofdstuk 17 omdat men in deze schakeling uitwisselbare spoelen voor 150 watt of 250 watt van het standaardtype uit de handel mag gebruiken. Voor 7 MHz en 3,5 MHz zal het noodzakelijk zijn over de afstemkring van de anode een vacuumcondensator van resp. 25 en 50 μ F solderen. Op 14 MHz en hoger zijn geen paddingscondensatoren meer vereist.

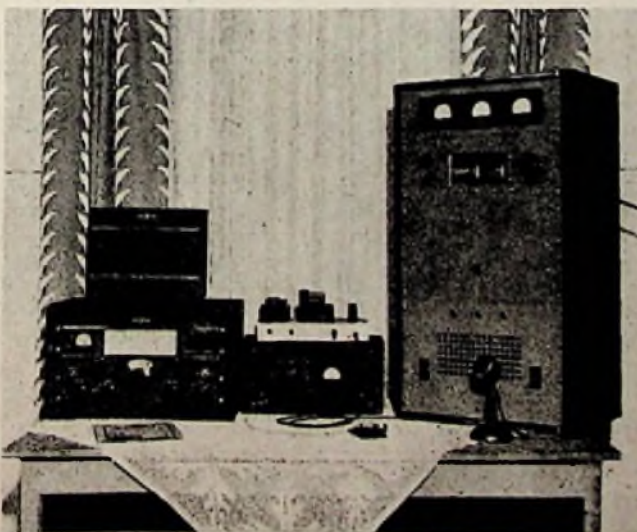


Fig. 14.

ALGEMEEN ZICHT OP DE 813-ZENDERINSTALLATIE.

40 WATT FONIE/GRAFIE-ZENDER.

Daar sedert de oorlog heel wat oud legermateriaal op de markt werd geworpen, werd ook het bouwen van zenders er door beïnvloed. Met oude afstemladers van de BC-610E-legerzender en met een bouwdoos uit de handel is het mogelijk een betrekkelijk goedkope 40 watt-zender of stuurinrichting te bouwen. Zulke bouwdoos ziet men gemonteerd in figuur 20.

In figuur 19 ziet men een volledige zender, die gebouwd werd met een dezer dozen en met een ander oud legertoestel, een PE-110B als voedingsbron. Het geheel is in staat met VFO of kristal te werken op 80, 40 en 20 meter en met kristal alleen op de banden van 27 en 28 MHz. Ook een modulator werd ingebouwd, doch kan weggelaten worden wanneer het HF-deel als stuurinrichting gebruikt wordt voor een zender met hoger vermogen.

DE SCHAKELING.

De grondschakeling van de stuurinrichting gebruikt een 6F6 als VFO of kristaloscillator, een 6L6 als vermenigvuldiger en een 807 als eindversterker. Figuur 22 geeft het schema. Figuur 23-A toont de standaardscha-



Fig. 15
 ACHTERZICHT VAN DE 450 WATT
 813-ZENDER.

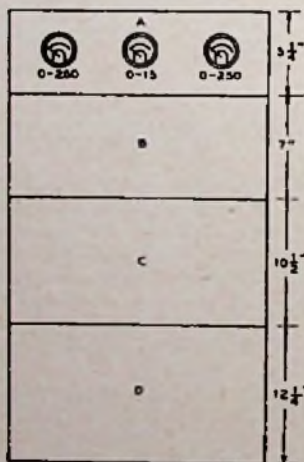


Fig. 16.
 BLOKSCHEMA VAN DE OPSTELLING
 VAN DE 813-ZENDER.

- A = meterpaneel
- B = 813-trap
- C = 5514 modulator en voorspanningsbron voor de eindversterker
- D = 2000/1000 volt voeding met aftakking op 400 voor het schermrooster van de 813

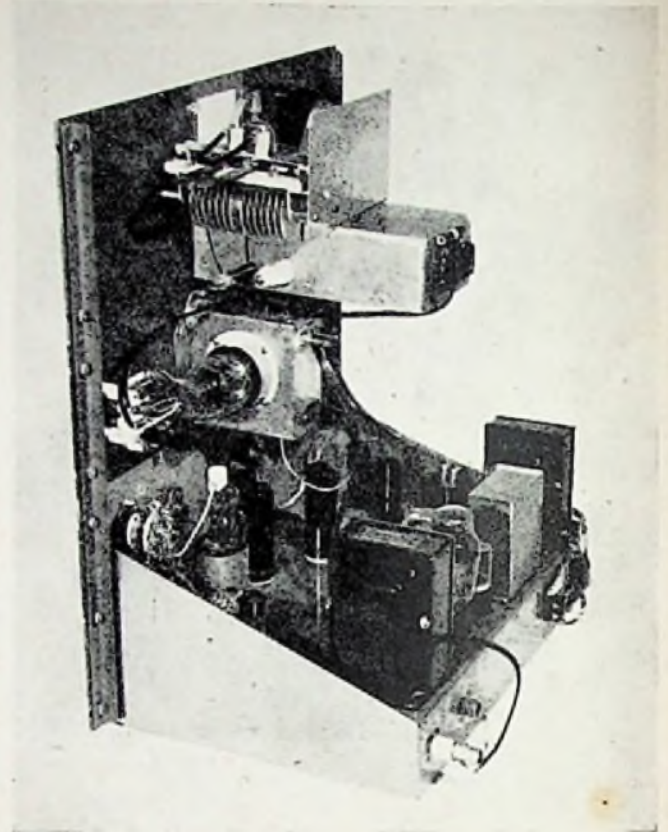


Fig. 17
 ALGEMEEN ZICHT VAN HET HF-DEEL
 MET 3C24/24G.

keling van de afstemplade. Op 80, 40 en 20 meter gebruikt men deze zonder wijziging, doch voor 10 en 11 meter moet men ze min of meer volledig herbouwen.

De aanbevolen afstempladen voor de verschillende banden zijn: TU-48 voor 80 meter; TU-52 voor 40 meter; TU-53 voor 20 meter; voor 10 en 11 meter mag men

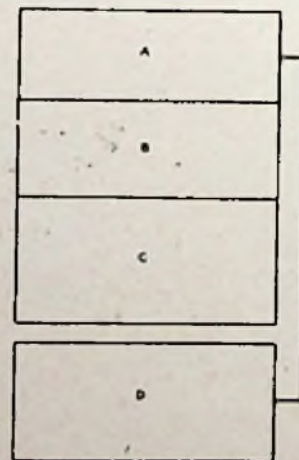


Fig. 18.
 BLOKSCHEMA VAN DE OPSTELLING VAN
 HET 3C24/24G HF-DEEL.

- A = 3C24/24G balansversterker op 28, 50 en 144 MHz
- B = 829B verdrievoudiger op 144 MHz
- C = stuurinrichting met bandomschakeling
- D = 1250 volt voeding voor de eindversterker en (eventueel) Klas B-modulator van 100 watt



Fig. 19.

VOORZICHT VAN HET GEHEEL.

De voedingsbron links is een oud legertoestel PE-110-B, dat omgebouwd werd. De modulator is ondergebracht in het onderste deel van de rack. De klink voor de seinsleutel staat aan de achterzijde.

om het even welk type nemen, vermits daaraan toch ingrijpende wijzigingen moeten gebracht worden.

De TU-48-lade wordt als volgt voor 80 meter gewijzigd: Neem de draad af van de originele oscillatorspoel L_0 en zuiver de ceramiekvorm met tetra. Wind hierop 60 toeren nr. 30 gelakt in vaste wikkeling en maak een aftakking voor de kathode op 15 toeren van de aarde. Voeg een lus van 6 toeren bij rond het koude einde van de versterkerspoel L_A . Verbindt een zijde van deze lus met het soldeerlipje op de afscherming tussen de trappen en de andere zijde met pin 9 op PL-10. De oscillator is afstembaar van 16 tot 62 voor 3.500 kHz tot 4000 kHz. Op deze lade moet geen kortsluitstaafje gebruikt worden.

Voor 40 meter volstaat het een lus met 4 toeren op L_A aan te brengen en te verbinden zoals in het voorgaande geval. Men kan voor het overige de lade gebruiken zoals ze is, behalve bij kristalsturing met een 7 MHz-kristal; in dat geval moet men de helft der wikkelingen op de kathodespoel van de oscillator wegnemen.

Voor 20 meter wordt de TU-53 als volgt gewijzigd: Verplaats de kortsluiting naar de pinnen 3 en 5. Voeg een lus van 4 toeren bij op de spoel L_A . Bij gebruik

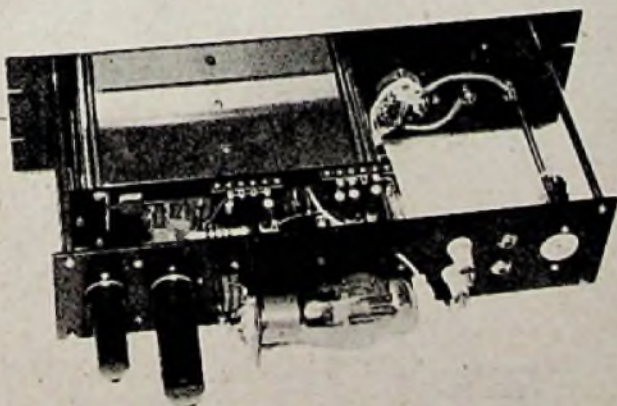


Fig. 20.

HF-DEEL VAN DE ZENDER.

Bouwdozen voor de constructie van een HF-sectie, waarin een afstemlade uit de legerzender BC-610E opgenomen wordt, worden door verscheidene fabrikan-ten geleverd.

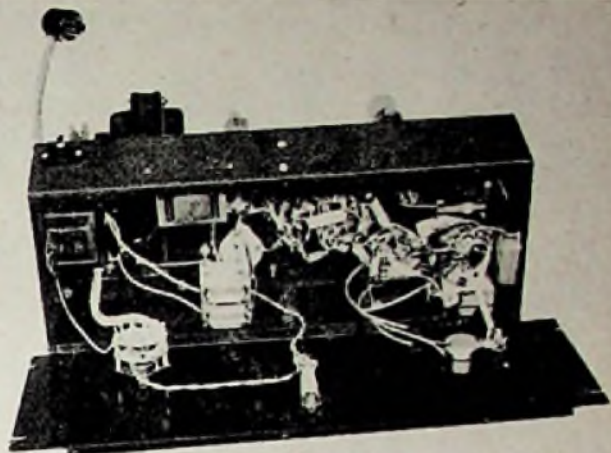


Fig. 21.

MODULATIEDEEL VOOR DE ZENDER.

Het chassis voor de modulator wordt verticaal gemonteerd. In deze foto werd het voorpaneel van het chassis losgemaakt.

van 40 meter-kristallen moet men de helft van de toeren op de kathodespoel van de oscillator wegnemen.

Voor het bedrijf op 10 en 11 meter kan men elke afstemlade gebruiken, doch er moeten diepgaande veranderingen in aangebracht. Men doet er goed aan deze met de kleinere afstemcondensatoren te nemen. Het schema van de herbouwde lade wordt gegeven in figuur 23-B. Met de aangebrachte wijzigingen is de werking met VFO niet mogelijk zodat men de schakelaar VFO/KRISTAL kan wegnemen en een bijkomende kristalhouder voor de nieuwe standaardpinafstand van 0.486 duim in de plaats kan brengen. De 6F6-trap wordt gebruikt als Colpitts-oscillator-verdubbelaar met een 7 MHz-kristal en de uitgang op 14 MHz. De 6L6-trap verdubbelt tot 28 MHz en de 807 werkt als versterker op de uitgangsfrequentie.

DE MODULATOR.

Een paar 807-buizen worden gebruik als klas AB2-modulator; de roosters worden gedreven door een 6SN7-kathode follower. De kathoden van de 6SN7 zijn rechtstreeks gekoppeld met de roosters van de 807, waarbij de gepaste voorspanning verkregen wordt door de onder-einden van de weerstanden R19 en R20 te brengen op — 105 volt. Het toepassen van een behoorlijke voorspanning op de roosters van de 6SN7 door de spanningsdeler R27-R28-R29 heeft als gevolg dat de anoden van de 6SN7 de juiste stroom opnemen om de roosters van de 807-buizen een gemiddelde voorspanning van ongeveer —30 volt te geven.

De voorversterker voor de kathode follower-drijver is min of meer gewoon en gebruikt een 6SJ7, een 6J5 faze-omkeerbuis en een paar 6J5 (die kunnen vervangen worden door een enkele 6SN7) als balansversterker.

VOEDINGSBRON.

Als voedingsbron voor de zender werd een gewijzigde PE-110B gebruikt. Elke voedingsbron, die 475 volt onder ongeveer 225 mA en 350 volt onder 40 mA kan afleveren en voorzien is van de gegeven bedieningskringen kan hier gebruikt worden.

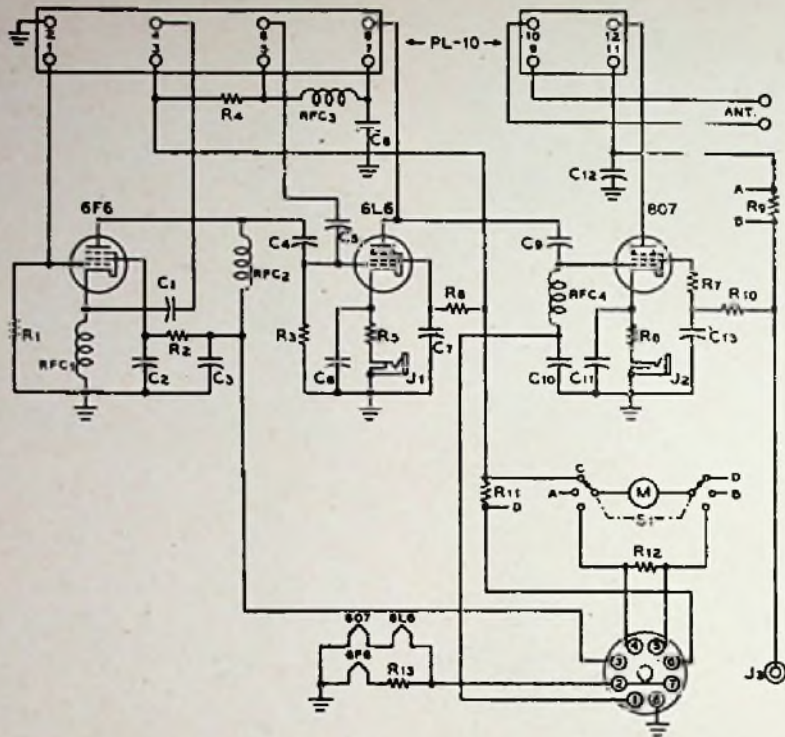


Fig. 22.

SCHEMA VAN HET HF-DEEL.

- C1 — 2000 $\mu\mu\text{F}$, miniatuur, mica
- C2, C3 — 3000 $\mu\mu\text{F}$, miniatuur, mica
- C4 — 50 $\mu\mu\text{F}$, miniatuur, mica
- C5, C6, C7, C8 — 2000 $\mu\mu\text{F}$, mica
- C9 — 100 $\mu\mu\text{F}$, miniatuur, mica
- C10, C11 — 2000 $\mu\mu\text{F}$, mica
- C12 — 2000 $\mu\mu\text{F}$, 1200 volt, mica
- C13 — 2000 $\mu\mu\text{F}$, miniatuur, mica
- R1 — 39.000 ohm, 2 watt
- R2 — 47.000 ohm, 2 watt
- R3 — 100.000 ohm, 2 watt
- R4 — 10.000 ohm, 10 watt
- R5 — 500 ohm, 10 watt

- R6 — 47.000 ohm, 2 watt
- R7 — 47 ohm, 2 watt
- R8 — 200 ohm, 10 watt
- R9, R11, R12 — 100 ohm, 2 watt
- R10 — 10.000 ohm, 10 watt
- R13 — 10 ohm, 10 watt
- RFC1 — HF-smoorspoel 10 mH
- RFC2, RFC3, RFC4 — 2,5 mH, 125 mA
- S1 — 2 richtingen, 3 standen
- J1 — klink voor sleuteling in de sturing
- J2 — klink voor sleuteling in de eindversterker
- J3 — verbinding voor de hoogspanning.

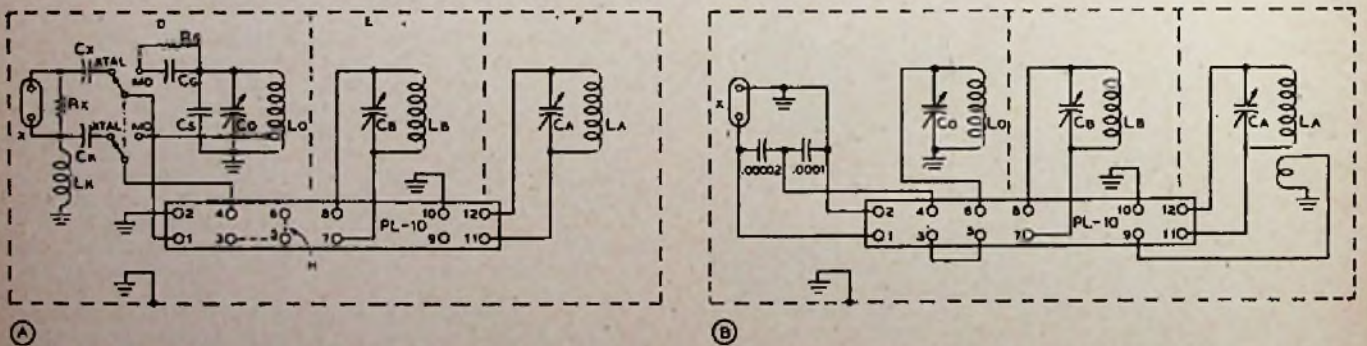


Fig. 23.

SCHEMA'S VAN DE AFSTEMLADEN.

Tekening (A) toont de standaard verbindingen van de spoelenstellen. Bemerkt dat alle kortsluitingen tussen de pennen 5 en 6 moeten weggenomen worden. Tekening (B) toont hoe men een der laden dient te wijzigen voor het gebruik met kristal sturing op 28 MHz. In dit geval heeft men : L_0 — 12 toeren nr. 22 gelakt op diameter $\frac{1}{2}$ duim ; L_B — XR-2 vorm van

1 duim met 7 toeren nr. 18 gelakt ; L_A — zelfde als L_B maar met bovendien een lus van 3 toeren.

- D = oscillator
- E = tussentrap/vermenigvuldiger
- F = versterker
- H = kortsluiting wegnemen
- S = afscherming
- X = houder voor het kristal.

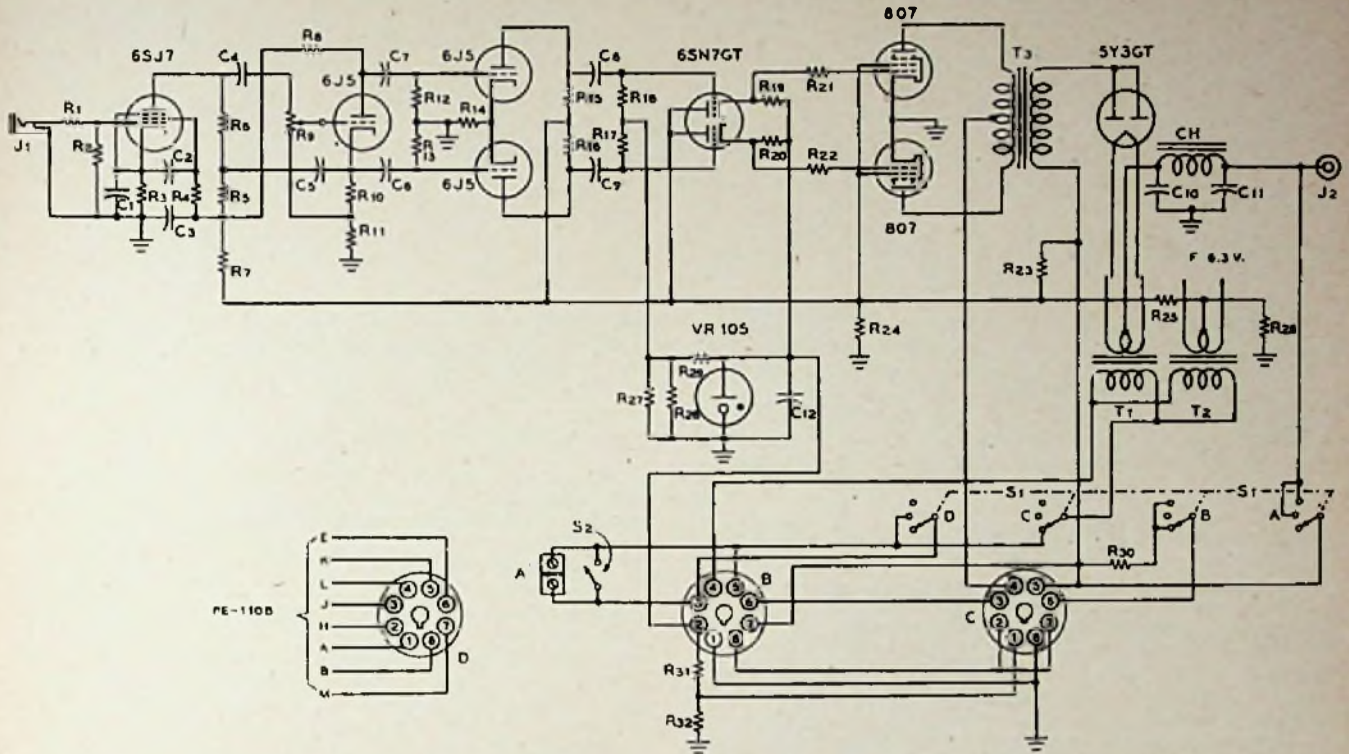


Fig. 24.

SCHEMA VAN DE MODULATOR.

C1 — 25 μ F, 25 volt, electr.
 C2 — 0,5 μ F, 400 volt, papier
 C3 — 8 μ F, 450 volt, electr.
 C4 — 3000 μ F, mica
 C5 — 1 μ F, 400 volt, papier
 C6, C7 — 10.000 μ F, 400 volt, papier
 C8, C9 — 10.000 μ F, 400 volt, papier
 C10, C11 — 2000 μ F, 1250 volt, mica
 R1 — 47.000 ohm, 1/2 watt
 R2 — 470.000 ohm, 1/2 watt
 R3 — 1800 ohm, 1/2 watt
 R4 — 1 megohm, 1/2 watt
 R5 — 39.000 ohm, 2 watt
 R6 — 220.000 ohm, 2 watt
 R7 — 39.000 ohm, 2 watt
 R8 — 22.000 ohm, 2 watt
 R9 — 500.000 ohm, potentiometer
 R10 — 3300 ohm, 2 watt
 R11 — 39.000 ohm, 2 watt
 R12, R13 — 470.000 ohm, 1/2 watt
 R14 — 1000 ohm, 2 watt
 R15, R16 — 47.000 ohm, 2 watt
 R17, R18 — 470.000 ohm, 1/2 watt
 R19, R20 — 22.000 ohm, 2 watt

R21, R22 — 470 ohm, 2 watt
 R23 — 5000 ohm, 10 watt
 R24 — 10.000 ohm, 10 watt
 R25 — 470.000 ohm, 1/2 watt
 R26 — 47.000 ohm, 1/2 watt
 R27, R28 — 39.000 ohm, 2 watt
 R29 — 47.000 ohm, 2 watt
 R30 — 3000 ohm, 10 watt
 R31 — 39.000 ohm, 2 watt
 R32 — 22.000 ohm, 2 watt

T1 — 5 volt, 3 A
 T2 — 6,3 volt, 6 A
 T3 — 50 watt modulatietransformator
 CH — 0,5 H 125 smoorspoel
 S1 — 4 richtingen, 3 standen
 stand 1 : grafie
 stand 2 : ijking
 stand 3 : fonie

S2 — tumbler — aan- en uitschakelaar op het toestel
 A = verbinding voor uitwendige bediening
 B = octalhouder voor de voedingskabel
 C = octalhouder voor verbinding met het HF-deel
 D = stop van de voedingskabel.

LF-Antennes

Wegens het gebrek aan ruimte bestaan de antennes voor 3,5 en 7 MHz, die door de gewone amateurs gebruikt worden, meestal uit een eenvoudige dipoolstraler. Bijgevolg zal dit hoofdstuk gewijd worden aan de bespreking van het praktische gebruik van de dipool-antenne, van de kleine varianten van het dipoolprincipe en van de voedingssystemen voor dergelijke antennes.

21-1. — HORIZONTALE HALVEGOLF ANTENNES MET EINDVOEDING.

De halvegolf horizontale dipool is de meest gewone en de meest praktische antenne voor de banden van 3,5 en 7 MHz. De vorm van de dipool en de wijze waarop ze gevoed wordt, kunnen een groot aantal varianten vertonen. Figuur 1 toont een aantal praktische vormen van de eenvoudige dipool met de voedingssystemen.

Gewoonlijk wordt een dipool voor hoge frequenties zo hoog en zo vrij mogelijk opgesteld; de redenen hiervan zijn duidelijk. Soms is het echter gerechtvaardigd een gedeelte van het stralend systeem rechtstreeks naar de zender te brengen om de antenne te voeden zonder beroep te doen op een transmissielijn. Dit is toegelaten, (1) wanneer er onvoldoende plaats is om een 75 of 80 meter horizontale dipool met voedingsslijn op te richten, (2) wanneer een lange draad gebruikt wordt op een hogere frequentieband op harmonische. In beide gevallen is het gewoonlijk mogelijk een zeer groot deel van de antenne, wegens haar lengte, toch in de vrije ruimte te houden. Dit betekent dat het verloren vermogen, door de antenne rechtstreeks naar de zender te brengen, vrij gering is.

Zo is het ook niet praktisch het antenne-einde op hoge spanning in de werkkamer te brengen, vooral in

telefonie, omdat er dan, door het sterke antenneveld, mogelijkheid tot terugkoppeling ontstaat. Daarom zullen we slechts wanneer het absoluut niet anders gaat, de voedingsslijn van een Hertz-antenne weglaten.

ANTENNES MET EINDVOEDING.

De antenne met eindvoeding heeft geen transmissielijn om ze met de zender te koppelen, doch het stralend gedeelte van de antenne wordt rechtstreeks tot bij de zender gebracht, waar men een of ander koppelsysteem gebruikt om de energie op de antenne over te dragen.

Deze antenne wordt steeds in spanning gevoed en bestaat steeds uit een paar aantal kwartgolven. Figuur 1 toont verscheidene methoden om een Fuchs-antenne of « Hertz met eindvoeding » te voeden. De methode C wordt aangeraden om de harmonischen te beperken, daar de antenne met eindvoeding zelf geen discriminatie geeft tegen harmonischen, zowel pare als onpare.

De antenne van het Fuchs-type geeft tamelijk hoge verliezen, tenzij minstens drie vierden van de antenne vrij buiten de werkkamer opgesteld zijn. Daar er een hoge HF-spanning heerst op het punt waar de antenne in de werkkamer komt moet de isolatie op dat punt verscheidene malen beter zijn dan deze, die men gewoonlijk gebruikt met voedingssystemen op lage spanning. Deze antenne kan met goed rendement op al haar hogere harmonischen gebruikt worden en kan op de halve frequentie t.o.v. de aarde werken als kwartgolf Marconi.

Daar de frequentie van een antenne licht stijgt wanneer ze ergens gebogen wordt, hehalve in een spannings- of een stroomknoop, is een Hertz-antenne gewoonlijk enkele percent langer dan een rechte halvegolf-dipool voor dezelfde frequentie, omdat het gewoonlijk onmogelijk is, de antenne zonder een aantal bochten tot bij de zender te brengen.

DE ZEPPELIN-ANTENNE.

De Zeppelin-antenne of de « Zepp », afgebeeld in de figuren 2-A en 3, wordt veel aangewend wanneer men één enkele straler wenst te gebruiken op een aantal frequenties, die in harmonische verhouding staan.

De Zeppelin-antenne is gemakkelijk af te stemmen en kan op verscheidene banden gebruikt worden, alleen door de feeders te herstemmen. Het totale rendement van de Zeppelin is waarschijnlijk niet zo hoog bij grote lengten der voedingsslijn, als voor sommige antennes met niet-resonerende transmissielijn. Wanneer de ruimte beperkt en werking op meer dan één band gewenst is, heeft de Zeppelin zekere voordelen.

De voedingsslijnen van de Zeppelin bestaan in feite uit een bijkomende antenne-lengte, die gevouwen is, zodat de straling van deze twee helften geneutraliseerd wordt. In figuur 3-A ziet men een eenvoudige Hertz die, in het midden, door een spoel gevoed wordt. Figuur 3-B toont een tweede halvegolf-straler, die rechtstreeks met een einde van de straler van figuur 3-A verbonden werd. Figuur 3-C toont juist hetzelfde, behoudens het feit dat de eerste halvegolf-straler, waarin de koppelspoel opgenomen is, toegevouwen werd. In dit geval is elke helft van het gevouwen deel electricch juist een kwartgolf lang.

De toevoeging van de koppelspoel zal natuurlijk de electriche lengte van de spoel verhogen; om dit gedeelte van de antenne terug tot resonantie te brengen, moeten we het electricch verkorten met behulp van de

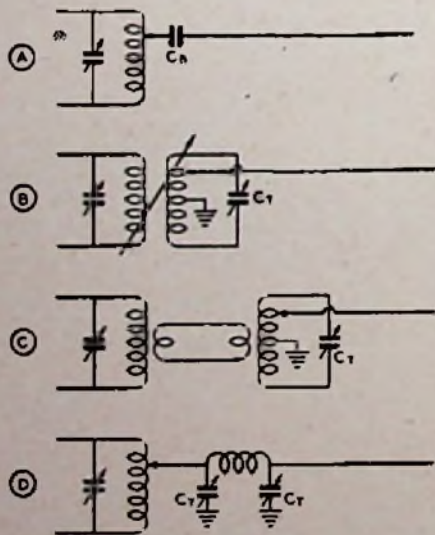


Fig. 1.

De antennevoedingsslijn mag om het even welk aantal halve golflengten lang zijn. Het systeem (C) verdient aanbeveling, daar men hiermee de beste vermindering verkrijgt der uitstraling van harmonischen. De schakeling (D) is in zekere omstandigheden bruikbaar met een versterkertrap met enkele uitgang.

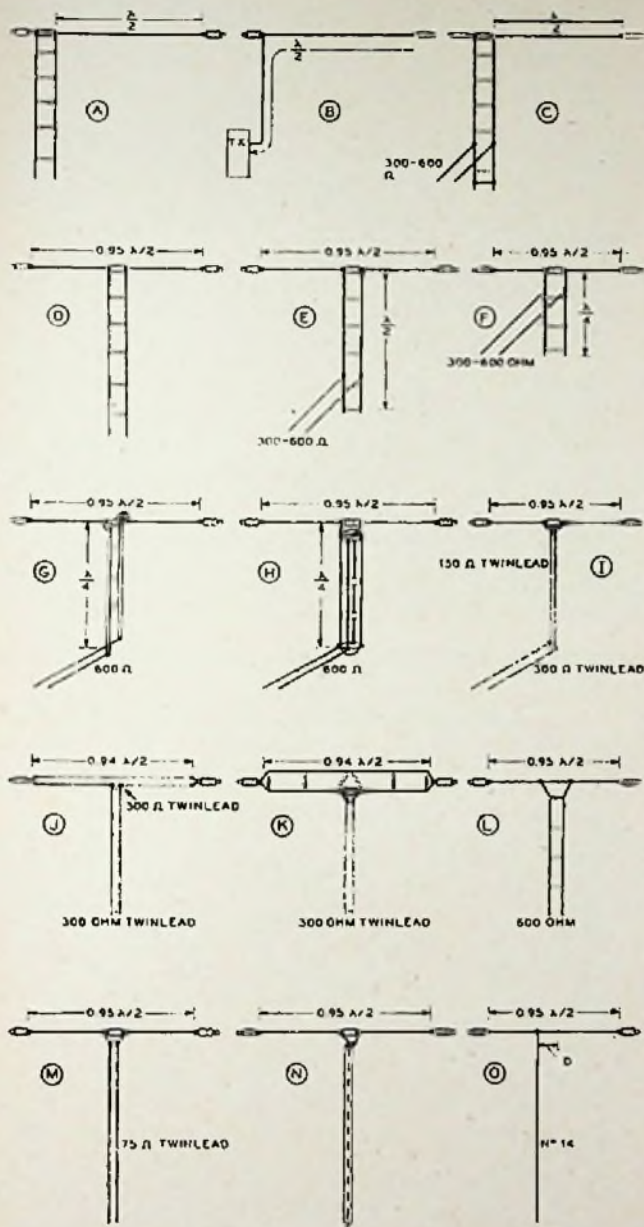


Fig. 2.

VERSCHILLENDE VOEDINGSSYSTEMEN VOOR HALVEGOLF-DIPOLEN.

De voedingssystemen (A), (B) en (C) zijn zeer nuttig wanneer het noodzakelijk is de zender op te stellen dicht bij een einde van de antenne. In de verdere tekeningen vindt men een hele reeks mogelijke voedingssystemen voor de middenpuntvoeding van halvegolf dipolen. Deze methoden worden in de tekst in bijzonderheden beschreven.

- A — zeppelin-antenne
- B — Hertz met eindvoeding (TX = zender)
- C — voeding met aanpassingslijn
- D — afgestemde dipool
- E — voeding met kortgesloten halvegolf aanpassingslijn
- F — voeding met open kwartgolf aanpassingslijn
- G — Q-voeding
- H — voeding met vierdubbele lijn
- I — voeding met twinlead (De twinlead van 150 ohm heeft een lengte gelijk aan 0.193 van de golflengte in de vrije ruimte of 0,77 van $\lambda/4$).
- J — gevouwen dipool uit twinlead
- K — gevouwen dipool uit open draden (de spreiders hebben 2 tot 6 duim)
- L — dipool met delta-aanpassing (zie voor de delta-afmetingen hoofdstuk 11).
- M — standaard dipool
- N — coaxiale voeding
- O — voeding buiten het middenpunt ($D = 14\%$ van de totale lengte).

afstemcondensator in serie, C1. De twee draden in het gevouwen gedeelte van de antenne moeten fysisch niet juist een kwartgolf lang zijn, al moet de totale elektrische lengte van gelijk heel het gevouwen deel zijn aan een halvegolf-lengte.

Wanneer de elektrische lengte van de twee voedingslijnen en de koppelspoel samen iets groter is, dan een onpaar aantal kwartgolven, dan moeten serie-afstemcondensatoren gebruikt worden om de elektrische lengte van de voedingslijnen te verkorten tot de resonantie. Is deze elektrische lengte echter te kort, dan moet evenwijdige afstemming (waarin een draaicondensator in shunt over de koppelspoel geplaatst wordt) gebruikt worden om de lengte te verhogen.

Daar het stralend gedeelte van een Zeppelin-antenne steeds een halvegolf of een veelvoud van een halvegolf lang moet zijn, is er steeds een hoge spanning aanwezig op het punt waar de voedingslijn verbonden wordt met het einde van het stralend gedeelte van de antenne. Dit type Zeppelin-antenne wordt dus in spanning gevoed.

Het idee, dat er twee condensatoren nodig zijn om stroom in de voedingslijnen in evenwicht te brengen, is een veel voorkomend misverstand betreffende de

Zeppelin-antenne met eindvoeding. Het in evenwicht brengen van de voedingslijnen met afstemcondensatoren om gelijke stromen te bekomen is nutteloos, daar de voedingslijnen van een Zepp met eindvoeding nooit én voor stroom én voor fase in evenwicht gebracht kunnen worden, wegens de neiging van het einde der niet-verbonden voedingslijn, om meer spanning te vertonen dan het aan de straler verbonden einde.

STRALERLENGTE.

De juiste fysische lengte van de straler (vaak spreekt men in Amerikaanse publicaties van « flat top », wat zeggen wil: het vlakke gedeelte) van een Zeppelin is niet 0,95 van de halve golflengte. In de plaats daarvan benadert de waarde ervan zo dicht de halve golflengte, dat men dit cijfer als juist kan aanvaarden. Waar dus een dipool voor 7300 kHz, 64 voet lang moet zijn, beoogt de lengte van de Zepp-straler voor dezelfde frequentie 67 voet en 3 duim. De reden hiervan is duidelijk, wanneer men zich herinnert dat het verschil van 5% tussen een resonerende dipool en de fysische halvegolf lengte in de eerste plaats te wijten is aan de « eideffecten », waarvan $2\frac{1}{2}\%$ optreden aan elk einde van de straler.

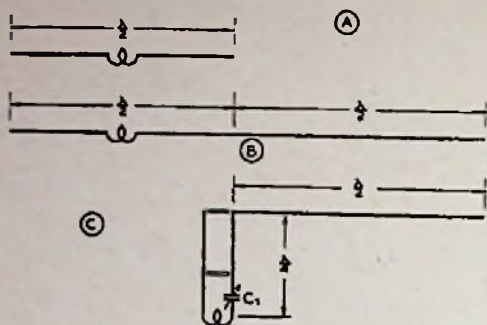


Fig. 3
EVOLUTIE VAN DE ZEPPELIN-ANTENNE.

Het is duidelijk, dat er geen eindeffect optreedt op het einde van de Zepp-straler, waarmede de voedingslijnen verbonden zijn. Hierdoor wordt de radiator reeds $2\frac{1}{2}\%$ langer. Nu moeten we er ook aan denken, dat het einde van de niet verbonden voedingslijn een eind-effect heeft, terwijl de andere lijn er geen heeft. We wensen de twee spanningsbuiken op hetzelfde punt van de voedingslijn te krijgen om het best mogelijke evenwicht te verkrijgen, hetgeen de straling van de voedingslijnen beperkt. Daarom maken we de niet-verbonden voedingslijn $2\frac{1}{2}\%$ van een halve golflengte korter dan de andere. Dit kan vrij gemakkelijk verwezenlijkt worden door de straler nog $2\frac{1}{2}\%$ van een golflengte langer te maken. Zo wordt dus de straler 5% langer dan de dipool met middenpuntvoeding.

ZEPPELIN-STRALER MET AANPASSINGSLIJN.

Figuur 2-C toont een wijziging van de Zeppelin-antenne om het gebruik van een niet-resonerende transmissielijn tussen het stralend gedeelte en de zender mogelijk te maken. Het «Zepp»-gedeelte van de antenne wordt in resonantie gebracht als een kwartgolf-aanpassingslijn en de niet-resonerende feeders worden op de lijn aangebracht op een punt waar de staande golven op de feeders minimum zijn. De methode om dit systeem te regelen werd beschreven in hoofdstuk 11. Dit antenne-systeem geeft voldoening wanneer het fysisch noodzakelijk is de antenne aan het einde te voeden en men tevens genoodzaakt is een niet-resonerende voedingslijn te gebruiken tussen het antenne-systeem en de zender.

21-2. — HORIZONTALE HALVEGOLF-ANTENNES MET MIDDENPUNTVOEDING.

De middenpuntvoeding van een halvegolf-antenne is gewoonlijk te verkiezen boven een eindvoeding, daar het systeem met middenpuntvoeding van nature in evenwicht is t.o.v. de aarde en er bijgevolg minder gevaar is voor moeilijkheden met stralingen van de voedingslijnen. Een aantal antennesystemen met middenpuntvoeding worden eveneens weergegeven in figuur 2.

DE AFGESTEMDE DIPOOL.

De in stroom gevoede doublet met gespreide voedingslijnen, die men soms ten onrechte de Zeppelin met middenpuntvoeding noemt, is een van nature evenwichtig systeem, indien de twee helften van de straler elektrisch gelijk zijn. Dit blijft waar, ongeacht de frequentie of de harmonische waarop het systeem werkt. Het systeem kan met succes gebruikt worden over een breed frequentiebereik indien het systeem als geheel (zowel de beide afgestemde voedingslijnen als de straler met middenpuntvoeding) op de bedrijfsfrequentie in resonantie kunnen gebracht worden. Gewoonlijk is het mogelijk een dergelijk antennesysteem in resonantie te brengen met behulp van een spoel met aftakkingen en een afstemcondensator, die naar keuze in serie met de

antennespoel en in parallel er over kan geschakeld worden. Men kan een condensator in serie met een voedingslijn schakelen zonder het evenwicht van het systeem te verstoren, indien men de condensator in de onmiddellijke nabijheid van de spoel plaatst.

Dit antennetype wordt afgebeeld in figuur 2-D. Deze antenne is van het type met stroomvoeding indien de stralende draad elektrisch een halvegolflengte lang is, of wanneer het systeem op onpare harmonischen werkt, doch wordt een radiator met spanningsvoeding bij werking op pare harmonischen.

Zoals te verwachten, heeft deze een verschillend stralingsdiagram, wanneer ze op de harmonischen werkt. De op de tweede harmonische gebruikte inrichting is beter gekend als de Franklin-antenne en wordt beschreven in hoofdstuk 22. Het diagram is gelijkaardig aan dit van een halvegolf-dipool, behalve dat het scherper is aan de brede kant. Op hogere harmonische ontstaan er verscheidene lobben in het diagram.

Figuren 2-E en 2-F tonen variante inrichtingen voor het gebruik van een niet-afgestemde transmissielijn tussen de zender en de afgestemde doubletstraler. In figuur 2-E wordt een kortgesloten halvegolf-lijn gebruikt om de straler af te stemmen, terwijl men in figuur 2-F hiervoor een kwartgolf open lijn gebruikt. De regeling van halvegolf- en kwartgolf-aanpassingslijnen werd besproken in hoofdstuk 11.

DIPOLEN MET KWARTGOLF-TRANSFORMATOREN.

De gemiddelde waarde der voedingsimpedantie van een halvegolf-dipool met middenpuntvoeding is 75 ohm. De werkelijke waarde varieert met de hoogte en wordt gegeven in figuur 3 van hoofdstuk 11. Verschillende methoden om deze eerder lage impedantie aan te passen aan transmissielijnen met middelmatige impedantie worden gegeven in (G), (H) en (I) van figuur 2. In elk systeem wordt een kwartgolf transformator gebruikt om deze impedantietransformator te verwezenlijken. Het enige verschil tussen de drie systemen ligt in het type transmissielijn dat in de kwartgolftransformator gebruikt wordt. (G) toont het «Johnson Q»-systeem, waarin de lijn, gevormd uit duralgeleiders van $\frac{1}{2}$ duim, dient als lineaire transformator met lage impedantie. Een lijn, op deze wijze gevormd, noemt men vaak een stel «Q-staven». Tekening (H) toont het gebruik van een lijn uit vier draden als lineaire transformator en (I) toont het gebruik van een stuk 150 ohm twinlead met een elektrische lengte van een kwartgolf als transformator tussen het middenpunt van de dipool en een stuk 300 ohm «twinlead». In ieder geval zal de impedantie van de kwartgolf-transformator in de buurt van 150 tot 200 ohm zijn. Het gebruik van transmissielijnsecties als lineaire transformatoren werd besproken in hoofdstuk 11.

DIPOLEN MET MEERDERE DRADEN.

Een variante methode om de impedantie van het voedingspunt te verhogen, zodat men een voedingslijn met middelmatige impedantie kan gebruiken wordt getoond in de figuren 2-J en 2-K. Dit systeem gebruikt meer dan één draad in parallel als stralend element, doch slechts één dezer draden wordt onderbroken om de voedingslijnen aan te koppelen. De theorie dezer antenne werd besproken in hoofdstuk 11, doch in de meeste praktische uitvoeringen gebruikt men twee draden in de straler van de antenne, zodat men een vermenigvuldiging der impedantie met vier bekomt.

De antenne uit figuur 2-J is de zo genaamde twinlead «gevouwen dipool», die zeer populair is als antenne voor de amateursbanden met middelmatige frequenties. In deze inrichting zijn zowel de straler als de transmissielijn gevormd uit 30 ohm twinlead. De lengte van de straler is iets kleiner dan de conventionele lengte ($462/F_{MHz}$ in plaats van $468/F_{MHz}$ voor de straler met enkele draad) en de twee einden van de twinlead worden aan de antenne-einden samen verbonden. In het midden wordt een der draden van de twinlead doorgesneden en daar wordt de verbinding gemaakt met de

voedingslijn in bandvorm. Als beveiliging tegen de vochtigheid worden vlakke stukjes polyethyleen over de verbindingen der geleiders gesmolten met een soldeerbout.

Figuur 2-K toont de grondvorm van de dipool met dubbele draad of «gevouwen dipool», waarin het stralend element van de antenne uit standaard antenne-draad bestaat en waarvan de twee draden uit elkaar gespannen zijn. Ook is hier de voedingslijn een 300 ohm twinlead, daar de voedingspuntimpedantie ook ongeveer 300 ohm bedraagt zoals in het voorgaande geval.

De antenne van het type der gevouwen dipool heeft de breedste karakteristiek (grootste bandbreedte) van alle halvegolf-antennesystemen, die opgebouwd worden uit dunne draad of dunne geleiders. Bijgevolg kan men met een dergelijke antenne werken over een vrij grote frequentieband zonder bij de zender een verstemming te veroorzaken.

De verhoogde bandbreedte van de dipoolantenne met meerdere draden en het feit dat de weerstand aan het voedingspunt verscheidene malen hoger is dan de stralingsweerstand van een enkel element, hebben van dit type een veel gebruikte straler gemaakt in stelsels met hulpelementen.

Soms heeft men hinder ondervonden van de opslorping van vochtigheid door de bandgeleider. Amphenol heeft voor enkele tijd aangekondigd dat de «Amphenol 307 Silicone Compound» verkrijgbaar was; dit is een stof die men in de vorm van een zeer dun laagje over de bandgeleider strijkt om de vorming te beletten van een ononderbroken laag vocht op de draad. Er werd vastgesteld dat deze stof in grote mate de schadelijke gevolgen van de vochtigheid vermindert.

DIPOOL MET DELTA-AANPASSING EN STANDAARD DIPOOL.

Deze twee typen stralende elementen worden afgebeeld in de figuren 2-L en 2-M. De dipool met delta-aanpassing werd in bijzonderheden beschreven in hoofdstuk 11 en aldaar in figuur 15 afgebeeld. De standaard dipool, weergegeven in figuur 2-M, wordt in het midden gevoed met behulp van een 75 ohm twinlead, hetzij van het type voor zenders hetzij van het ontvangtype, of met behulp van een verlichtingssnoer met twee evenwijdige draden. Elk dezer typen zal een benaderende aanpassing geven met de impedantie van het middenpunt van de dipool, doch de 75 ohm twinlead is hoven de andere te verkiezen wegens de veel kleinere verliezen van de transmissielijn met polyethyleen isolatie.

De dipool met voeding door coaxiale kabel uit figuur 2-N is een variante van het systeem uit figuur 2-M. Men kan zowel de coaxiale kabels van 52 ohm als deze van 75 ohm gebruiken om het middenpunt van de dipool te voeden, al zal deze van 75 ohm een iets betere aanpassing geven voor normale antenne-hoogten. Wegens de asymmetrie van de voeding door coaxiale kabel kan men hinder ondervinden van golven, welke zich langs de buitenzijde van de kabel verplaatsen. Daarom blijft de voeding door bandgeleider te verkiezen.

DIPOLEN MET VOEDING BUITEN HET MIDDENPUNT.

Het systeem uit figuur 2-O wordt soms gebruikt voor de voeding van een halvegolf-dipool, vooral wanneer men wenst dezelfde antenne te gebruiken voor een aantal frequenties, die in harmonische verhouding staan. De voedingslijn (waarvoor men gelakte draad nr. 14 moet gebruiken) wordt afgetakt op een afstand van ongeveer 14% van de totale lengte van de antenne van het middenpunt. De voedingslijn, welke t.o.v. de aarde werkt voor de stroomafvoer, heeft een impedantie van ongeveer 600 ohm. Dit systeem werkt goed boven een goed geleidende bodem, doch geeft vrij hoge verliezen wanneer de antenne gelegen is boven een rotsbodem of boven een slecht geleidende bodem. De dipool met voeding buiten het middenpunt heeft verder het nadeel buitengewoon gevoelig te zijn voor de harmonischen uit de zender. Dit betekent, dat een zeer doeltreffend filter tussen de zender en de voedingslijn moet aange-

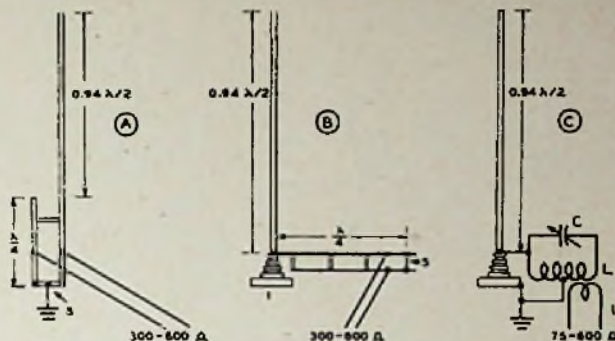


Fig. 4

VERTICALE HALVEGOLF ANTENNE MET VERSCHILLENDE VOEDINGSMETHODEN.

- A — verticale J-antenne
- B — verticale antenne met voeding door aanpassingslijn
- C — verticale antenne met L-C-voeding
- S = kortgesloten
- I = isolator.

bracht. Dergelijke filters werden beschreven in hoofdstuk 9.

De doeltreffendheid van deze antenne voor het uitsralen van harmonischen is natuurlijk een voordeel, wanneer men de antenne wil gebruiken op een aantal frequentiebanden. Doch weer is het hierbij noodzakelijk, een filter te gebruiken om zeker te zijn dat alleen de gewenste frequentie naar de antenne gevoerd wordt.

21-3. — VERTICALE HALVEGOLF-ANTENNES.

Een halvegolf, verticale antenne met het onderste einde op 0,1 tot 0,25 golflengte boven de grond, is een zeer doeltreffende dx-antenne, wanneer de industriële storingen niet te sterk zijn en wanneer de bodemgesteldheid in de omgeving van de antenne buitengewoon goed is. Een dergelijke antenne zal zeer doeltreffend zijn boven water of boven een zoutmoeras ofwel kan men onder de antenne een systeem aanleggen van draden in stervorm; deze draden hebben een lengte van een halvegolf tot twee golflengten en staan onder de voet van de antenne in hoeken van 15° tot 45° van elkaar.

Figuur 4 toont drie voedingswijzen van deze antenne door middel van een niet-afgestemde transmissielijn. In voorwaarden waarin een Zeppelin-antenne bruikbaar is, kan men natuurlijk ook Zeppelin-voedingslijnen naar de antenne voeren. Het systeem uit figuur 4-A is in bepaalde voorwaarden zeer geschikt, vermits de basis van de antennesectie kan geaard worden; bijgevolg moet men de antenne niet op een isolator opstellen. Anderzijds moet men echter een verticale sectie van $\frac{3}{4}$ golflengte hoog gebruiken, waarvan slechts een halvegolflengte straalt. Toch is deze inrichting gemakkelijk wanneer men in staat is, een holle geleider van $\frac{3}{4}$ golflengte lang stevig op de basis te monteren en het overige vrij te laten. Het systeem is eveneens nuttig voor mobiel werk op hogere frequentiebanden, waarbij men een dergelijke straler op de kap of op de schokbreker van een auto kan monteren.

Het verticaal systeem met aanpassingslijnvoeding uit figuur 4-B is een gelijkaardig systeem als dit uit figuur 4-A, behoudens het feit dat de aanpassingssectie hier geen deel uitmaakt van het draagsysteem van het stralend element. Deze inrichting, zowel als deze uit figuur 4-C vereist, dat de antenne opgesteld wordt op een isolator. De wijze van afstemming van de aanpassingslijn, evenals de methode voor het bepalen van de juiste plaats voor het aanbrennen van de transmissielijn, werden besproken in hoofdstuk 11. Gebruikt men voor de afstemming, in plaats van een aanpassings-

lijn, een spoel en een condensator (ondergebracht in een waterdichte doos) aan de basis van de antenne, dan gebeurt de regeling als volgt: We vertrekken van de veronderstelling dat het stralend antennedeel ongeveer een halvegolfenlengte lang is (of een veelvoud van een halvegolfenlengte). Spoel en condensator worden eerst in resonantie gebracht met behulp van een neonlampje of een schaalampje en een draadus als indicator; hierbij is de antenne niet verbonden en gebruikt men een zeer losse koppeling met de voedingslijn van de zender. Dan maakt men de verbinding met de antenne, men verhoogt de koppeling van de voedingslijn en men stemt de afstemkring af op resonantie. De afstemkring zal waarschijnlijk licht moeten bijgeregeld worden wegens de hoge capaciteit tussen de basis van de antenne en de aarde. Dan regelt men de lussen, zowel bij de zender als bij de antenne, tot de eindversterker van de zender behoorlijk belast is tot op het juiste ingangsvormogen en tot de voedingslijn een kleine verhouding staande golven heeft.

21-4. — DE MARCONI-ANTENNE.

Een gearde kwartgolf Marconi-antenne wordt soms gebruikt op de 80 meter-band en ook voor mobiel ZHF-bedrijf, waar een compacte antenne gevergd wordt. De Marconi-antenne vraagt slechts de helft van de draad, vereist voor een halvegolf Hertz-straler. De aarde werkt als spiegel en neemt de plaats in van de tweede kwartgolf, nodig om tot de resonantie te komen, indien een einde niet aan de aarde gelegd is.

De Marconi-antenne geeft gewoonlijk niet zoveel voldoening voor verbindingen op lange afstand als het Hertz-type, daar als gevolg van de verliezen in de aardverbinding de stralingseffectiviteit verminderd wordt. Toch kan men van de Marconi-antenne een bijna even goede straler maken voor frequenties onder zowat 3 MHz, indien men voldoende voorzorgen neemt bij het aardingssysteem.

De praktische grondvorm van de Marconi-antenne wordt gegeven in figuur 5-A. De andere Marconi-antennes wijken hier slechts van af in verband met het voedingsstelsel. De voedingsmethode uit figuur 5-B kan vaak met voordeel toegepast worden, vooral in mobiel werk, wanneer men het onderste einde van de antenne wenst te aarden.

Varianten van de grondvorm van de Marconi-antenne in figuur 6-A worden gegeven in de andere typen van figuur 6. In de figuren 6-B en 6-C ziet men het «L»-en het «T»-type. Deze typen werden min of meer overvleugeld door de typen met topbelasting, zoals deze uit de figuren 6-D, 6-E en 6-F. In elk dezer figuren heeft men een Marconi-antenne, iets korter dan een kwartgolf,

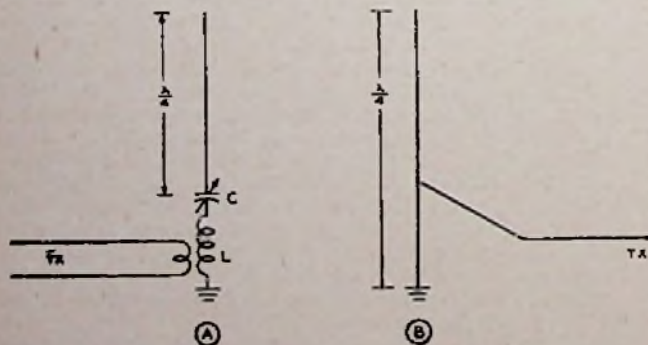


Fig. 5.

TWEE PRACTISCHE VOEDINGSMETHODEN VOOR KWARTGOLF MARCONI-ANTENNES.

De inrichting (A) is best geschikt wanneer het onderste einde van de Marconi niet geard is. Het voedingsstelsel in shunt zal voldoende geven wanneer het onderste einde van de straler om mechanische redenen moet geard worden.

TX = lijn naar de zender.

belast met belastingsspoelen op of bij de top, om de effectieve lengte te verhogen. De inrichting uit figuur 6-D geeft de minste belasting, doch is mechanisch het gemakkelijkst te verwezenlijken. Het systeem uit 6-E geeft een middelmatige belasting, terwijl dit uit 6-F, waarin een «hoed» aangebracht wordt juist boven de spoel, de sterkste belasting verwekt. Het doel van al deze belastingmethoden van de antennotop is een toename van de effectieve lengte van de radiator te veroorzaken; hierdoor doet men het punt met maximum stroom zo hoog mogelijk boven de grond stijgen. Dit heeft twee gunstige gevolgen: het stralingspercent op lage hoeken stijgt en de hoeveelheid grondstroom aan de basis van de antenne neemt af, waardoor dus de grondverliezen eveneens verminderen.

BELASTINGSSPOELEN.

Om een Marconi-antenne met inductieve belasting inductief tot resonantie te brengen, moet de zelfinductie de vorm van een variometer hebben om een doorlopende variatie van de zelfinductie mogelijk te maken. In de praktijk gebruikt men echter meer een belastingsspoel met aftakkingen. De belastingsspoel moet bij voorkeur op een korte afstand van de top of het verste einde van de straler aangebracht worden; dit vermindert de stroom, die door de aardverbinding vloeit door de toename van de stralingsweerstand, waardoor een beter stralingsrendement ontstaat. Men schakelt een zelfinductie in serie in de antenne, die te groot is voor de resonantie en dan brengt men het systeem in resonantie met behulp van een draaicapacitor in serie met de basis van de straler, op dezelfde wijze als ware de straler in feite fysisch te lang.

Om te kunnen oordelen of een belastingsspoel al dan niet noodzakelijk zal zijn, volstaat het, na te meten of de antennendraad en de grondverbinding samen meer dan een kwartgolf lang zijn; is dit zo, dan is er geen belastingsspoel nodig, op voorwaarde dat de afstemcondensator in serie een hoge maximum capaciteit heeft.

Amateurs, die in hoofdzaak belang stellen in werk op hogere frequentiebanden, doch die bij gelegenheid wel eens willen uitkomen op 80 meter, kunnen gewoonlijk de zaak zo aanleggen, dat ze één van hun antennes als Marconi-antenne in resonantie brengen, voedingslijnen inclusief, desnoods met behulp van een belastingsspoel en het geheel met behulp van een waterpijp aarden. Een draai-antenne voor hoge frequenties, een Zepelin, een dipool of een antenne met voeding door enkele draad, zal een vrij goede 80 meter Marconi vormen indien ze hoog en vrij is opgesteld en een eerder lange voedingslijn heeft om als straler te dienen op 80 meter. Wanneer men een voedingslijn met twee draden heeft, moeten beide draden bij het gebruik als Marconi antenne samen verbonden worden.

BELANG VAN DE AARDVERBINDING.

Bij een kwartgolf-antenne met aardverbinding wordt de stroom meestal gemeten in de antennekring dicht bij de aardverbinding. Indien nu deze stroom door een

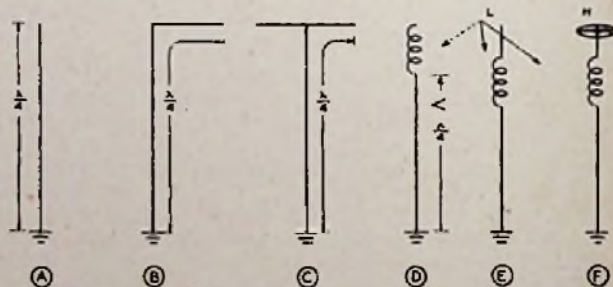


Fig. 6.

VARIANTEN VAN DE MARCONI-ANTENNE. De betrekkelijke voordelen van de verschillende systemen van topbelasting worden in de tekst besproken.

L = belastingsspoelen

H = «hoed».

In (D) bedraagt de lengte minder dan een kwartgolf.

weerstand vloeit of indien de aarde zelf een zekere weerstand vertegenwoordigt, zal er vermogenverlies onder vorm van warmte optreden. Een verbetering van de aardverbinding is bijgevolg een zeker middel om dit vermogenverlies te verminderen en dus het uitgestraalde vermogen te verhogen.

De best mogelijke aarde bestaat uit zo veel mogelijk draden, elk minstens een kwartgolf lang, die juist onder de oppervlakte begraven liggen en die zich uit een gemeenschappelijk punt in straalvorm uitstrekken. Koperdraden in alle maten groter dan nr. 16 zijn bruikbaar, al zullen de dikkere draden langer duren. In feite hoeven deze draden zelfs niet ingegraven te worden; men kan ze ook boven de oppervlakte geïsoleerd leggen. Deze inrichting noemt men tegengewicht en werkt dank zij de hoge capaciteit ten opzichte van de aarde.

Tenzij men een zeer groot aantal stralen gebruikt, vrij dicht bij de bodem, werkt het tegengewicht veeleer als de onderste helft van een halvegolf Hertz, dan als een aardverbinding. Het rendement met een tegengewicht zal vrij goed zijn. Worden de stralen ingegraven of op de grond gelegd, dan moet men een groot aantal gebruiken om een goed rendement te bekomen. Omroepstations gebruiken er tot zelfs 120, die elk 0,3 tot 0,5 golflengte lang zijn.

Een groot aantal stralen geeft niet alleen een lage weerstand van de aardverbinding, doch indien ze lang genoeg zijn, verwekken ze het effect van een sterk geleidende bodem. Het belang hiervan in verband met verticale antennes werd afgebeeld in figuur 4 van hoofdstuk 11.

Wanneer het onmogelijk is de stralen uit de grondverbinding naar alle zijden uit te leggen bij het gebruik van een «L» Marconi, is het van belang enkele draden rechtstreeks onder de straler op een afstand van minstens 10 voet van elkaar te begraven.

Is de antenne fysisch korter dan een kwart golflengte, dan is de antennestroom groter wegens de lagere stralingsweerstand. Bijgevolg wordt ook het verlies in een resistieve bodem hoger. Het belang van een degelijke aardverbinding met korte, inductief belaste Marconi-stralers is dus vrij duidelijk. Met een degelijke aarding kunnen zelfs zeer korte ($\frac{1}{8}$ golflengte) antennes een groot percentage geven van het rendement van een kwartgolf-antenne met hetzelfde aardsysteem. Dit is vooral waar wanneer de korte straler aan de top belast is met een spoel met hoge Q (klein verlies).

AARDING AAN WATERPIJPEN.

Een waterpijp heeft een betrekkelijk lage HF-weerstand wegens haar betrekkelijk grote oppervlakte en doormeter. Waar het mogelijk is de verbinding te maken op een punt waar verscheidene pijpen samenkomen (om in verschillende richtingen te gaan en vooral indien ze daarbij een eind onder de grond lopen), zal men een degelijke aardverbinding bekomen. Is een der pijpen verbonden met een sprenkelsysteem (b.v. voor doorlopende besproeiing van een gazon), dan wordt het systeem bijna even doeltreffend als dit met ingegraven draden in stervorm.

De voornaamste tegenwerping in verband met het gebruik van de waterleiding als aardverbinding ligt in de mogelijkheid dat hoge weerstand kan bestaan op de verbindingpunten der pijpen, als gevolg van de schroefdraad die erin gesneden is voor de verbindingstukken. Door de aardverbinding te maken met een verbindingpunt van drie of meer pijpen, wordt de mogelijkheid dat het grootste deel van de HF zal moeten vloeien door een verbinding met hoge weerstand veel kleiner.

De aanwezigheid van water in de leidingen verhoogt slechts zeer weinig de geleidbaarheid; dit brengt dus geen oplossing voor het vraagstuk van verbindingen met hoge weerstand. Het overbruggen van de verbindingen geeft de meeste zekerheid, maar dit is natuurlijk onmogelijk wanneer de pijpen ingegraven zijn. Het verbinden van de verschillende waterkranen boven de grond met behulp van koperdraad zal de doeltreffendheid van een aardingssysteem op de waterleiding ver-

beteren, vooral wanneer het systeem last ondervindt van verbindingen met hoge weerstand.

AFMETINGEN DER MARCONI-ANTENNES.

Een Marconi-antenne is een onpaar aantal elektrische kwartgolven lang (gewoonlijk slechts een kwartgolf) en resonanceert steeds op de bedrijfsfrequentie. De juiste belasting op de eindversterker moet verkregen worden door het variëren van de koppeling en niet door de antenne van de resonantie te verstemmen.

Fysisch mag een kwartgolf Marconi-antenne om het even welke lengte hebben tussen $\frac{1}{8}$ en $\frac{3}{8}$ golflengte; hierdoor wordt bedoeld de totale lengte van de antenne en van de aardverbinding tussen het einde van de antenne en het punt waar de aardverbinding verbonden is met de straaldraden, of het tegengewicht of het punt waar de waterpijpen in de grond gaan. Hoe langer de antenne fysisch is, des te kleiner zal de stroom zijn die door de aardverbinding vloeit en des te groter zal het totale stralingsrendement zijn. Wordt de antenne echter langer genomen dan $\frac{3}{8}$ golflengte, dan wordt het moeilijk ze in resonantie te brengen met behulp van een seriecondensator en dan krijgt men de vorm van een Hertz-antenne met eindvoeding, die een voedingsmethode vereist zoals besproken werd in verband met figuur 2B.

Een straler die fysisch korter is dan een kwartgolf, kan electrisch verlengd worden met behulp van een belastingsspoel in serie en op deze wijze als kwartgolf Marconi gebruikt worden. Wordt de draad echter korter dan ongeveer $\frac{1}{8}$ golflengte, dan wordt de stralingsweerstand zo klein dat men zelfs bij zeer degelijke aarding geen hoog rendement meer verkrijgen kan.

21-5. — ANTENNES VOOR BEPERKTE RUIMTE.

In vele gevallen wenst men te werken op 80 en 40 meter, doch heeft men geen voldoende ruimte ter beschikking voor het opstellen van een halvegolf-straler op die frequenties. Dit werd ondervonden door de grote massa der appartementbewoners. Een verkorte Marconi die tegenover een degelijke grond werkt, kan in sommige voorwaarden gebruikt worden, doch ze staat bekend voor het verwekken van storingen in de omroepbanden en bovendien is een degelijke aarding in een appartementsgebouw absoluut onmogelijk.

Het vraagstuk van de antennebouw voor het bedrijf op lage frequentie, beperkt zich bijgevolg in hoofdzaak tot het oprichten van een korte straler, die in evenwicht is t.o.v. de aarde en die bijgevolg voor het bedrijf onafhankelijk is van de grond. Figuur 7 geeft verschillende antennetypen, die aan deze vereisten voldoen. Figuur 7-A toont een gewone dipool met middenpuntvoeding, waarvan de einden naar beneden gebogen zijn. Dit antennetype kan in het midden gevoed worden met een 75 ohm twinlead of voor de werking op verscheidene banden met een resonerende lijn. De totale lengte van de stralende draad zal enkele percent groter zijn dan de normale lengte voor een dergelijke antenne, vermits de antenne gebogen is tussen een spanningsknoop en een stroomknoop. De werkelijke lengte zal proefondervindelijk moeten vastgesteld worden wegens het toenemende effect van de omringende voorwerpen op de effectieve electrische lengte van dit antennetype.

Figuur 7-B toont een methode voor het gebruik van een dipool met twee draden op de helft van haar normale werksfrequentie. Het verdient veeleer aanbeveling uit elkaar gespannen geleiders te gebruiken voor het stralend gedeelte van de « gevouwen dipool », liever dan 300 ohm twinlead zoals veel gebruikt wordt wanneer men slechts werking op een frequentie wenst. De reden dezer aanbeveling ligt in het feit, dat de twee draden van de straler niet over heel de lengte op hetzelfde potentiaal zijn, wanneer de antenne op de halve frequentie werkt. Twinlead mag voor de voedingslijn gebruikt indien de frequentie, waarop de straler een halve golflengte lang is, het meest gebruikt wordt en het bedrijf op de halve frequentie minder vaak voor-

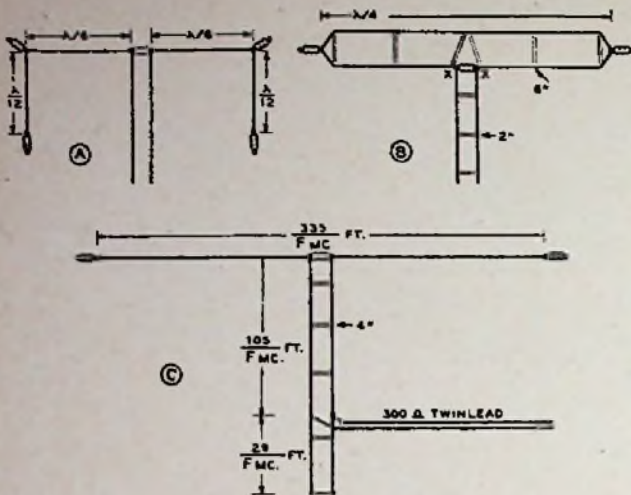


Fig. 7.

DRIE EFFECTIEVE ANTENNES VOOR BEPERKTE RUIMTE.

De inrichtingen (A) en (B) geven voldoende wanneer men resonerende voedingslijnen kan gebruiken. In (A) mag men echter ook een niet resonerende 75 ohm-lijn gebruiken, wanneer de antenne de gegeven lengte in λ heeft. In de inrichting (B) zal men kleine staande golven op de voedingslijn krijgen indien de totale lengte van de antenne een halve golflengte bedraagt. De inrichting (C) kan voor elke redelijke lengte van de straler afgestemd worden om een minimum staande golven op de voedingslijnen te bekomen.

komt. Moet de antenne echter in de eerste plaats gebruikt worden op de halve frequentie, dan moet ze gevoed met behulp van een uit elkaar gespannen lijn. Is het gewenst de antenne te voeden met een niet-resonerende lijn, dan kan men aan de antenne een kwartgolf aanpassingslijnstuk aanbrengen op de punten X, X in figuur 7-B. De aanpassingslijn moet op de gewone manier afgestemd en de voedingslijn normaal verbonden worden.

Het antennesysteem uit figuur 7-C mag gebruikt worden, wanneer niet genoeg ruimte beschikbaar is voor een volle halvegolf-straler. De afmetingen in termen der frequentie worden in de tekening gegeven. Een antenne van dit type is 93 voet lang voor de werking op 3600 kHz en 86 voet voor 3900 kHz. Dit type heeft bovendien het voordeel dat werking op 7 MHz en 14 MHz mogelijk is, wanneer de straler gesneden werd voor de 3,5 MHz-band, door eenvoudig de stand van de kortsluitstaaf te veranderen en de verbinding van de voedingslijnen op de aanpassingslijn te wijzigen. Deze werkwijze wordt verder in dit hoofdstuk nader toegelicht.

Een offer, dat moet gebracht worden bij het gebruik van verkorte antennes, zoals de in figuur 7 afgebeelde typen, is de bandbreedte van het stralend systeem. Het frequentiebereik dat door een verkorte antenne kan bestreken worden, staat in verhouding tot de toegepaste verkorting. Zo kan b.v. de antenne van figuur 7-C gebruikt worden over het bereik van 3800 tot 4000 kHz zonder ernstige staande golven op de voedingslijnen. Moest de antenne een halve golflengte lang zijn, dan zou het mogelijk zijn ongeveer de helft meer frequentie te bestrijken voor dezelfde graad van aanpassingsgebrek op de uitersten van het bereik.

21-6. — ANTENNES VOOR MEERDERE BANDEN.

Het is een zeer groot gemak voor de werking van een zender te kunnen beschikken over een antenne voor meerdere banden. In de meeste gevallen zal het best zijn een antenne op te stellen die optimum is voor de

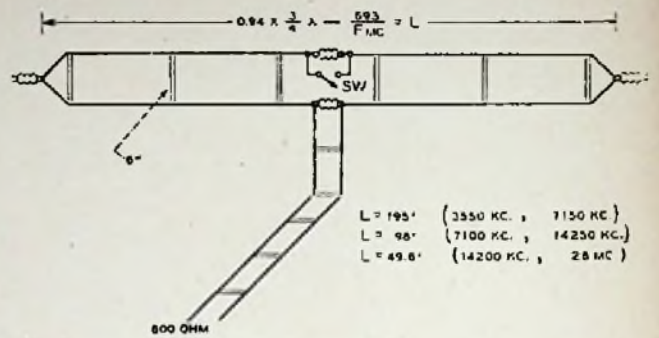


Fig. 8.

DE DRIEKWARTGOLF GEVOUWEN DIPOOL.

Deze antenne-inrichting zal zeer goede uitslagen geven met een 600 ohm voedingslijn op de grondfrequentie met open schakelaar en op de tweede harmonische met gesloten schakelaar. De antennespreiders zijn 6 duim lang.

band, die het meest gebruikt wordt en bovendien een antenne voor meerdere banden, die men dan op de andere banden gebruikt, wanneer de voortplanting niet toelaat te werken op de gewone band. De meeste amateurs gebruiken, of zinnen op de installatie van minstens één richtnet op een der hogere frequentiebanden, doch zijn van oordeel dat een bijkomende antenne, bruikbaar op 3,5 en 7 MHz en zelfs tot op 28 MHz., bijna onmisbaar is.

De keuze van een antenne voor meerdere banden hangt af van een aantal factoren, zoals de beschikbare ruimte, de band die het meest gebruikt wordt met die antenne, het gewenste stralingsrendement en het type van de in de zender gebruikte antenne-afstemming. De figuren 8 tot 11 geven een aantal inrichtingen, die onder verschillende voorwaarden kunnen gebruikt worden.

DE ¾ GOLF GEVOUWEN DIPOOL.

Figuur 8 toont een antenne die zeer doeltreffend zal gevonden worden wanneer een middelmatige ruimte beschikbaar is en het meeste werk gedaan wordt op een band met bij gelegenheid een uitstapje op de tweede harmonische. Het systeem is vrij doeltreffend voor het gebruik met een zender met hoog vermogen vermits een niet-resonerende lijn van 600 ohm gebruikt wordt tussen antenne en zender en het antennesysteem in evenwicht is tegenover de aarde. Bij werking op de grondfrequentie van de antenne, waarbij de straler ¾ golflengte langs is, wordt de schakelaar SW opengelaten. Het systeem laat een zeer nauwkeurige aanpassing toe tussen de 600 ohm-lijn en het voedingspunt van de antenne. Kraus heeft een verhouding der staande golven gemeld van 1,2 op 1 op de 14 MHz-band, waarbij de antenne ongeveer ½ golflengte boven de bodem was opgesteld.

Voor de werking op de tweede harmonische wordt de schakelaar SW gesloten. De antenne is nog steeds een doeltreffende straler op de tweede harmonische, doch het stralingsdiagram zal van dit der grondfrequentie verschillen en de verhouding der staande golven op de voedingslijnen zal groter zijn.

DE HERTZ MET EIND-VOEDING.

De Hertz-antenne met eindvoeding is niet zo doeltreffend als straler als vele andere typen, doch is vooral geschikt wanneer men in haast een proefantenne wil opstellen. De straler moet zo hoog en zo vrij mogelijk worden geplaatst. In ieder geval moeten minstens ¾ golflengte van de draad vrij opgesteld zijn. Afmetingen voor optimum werking op de verschillende amateursbanden worden bij figuur 9 gegeven.

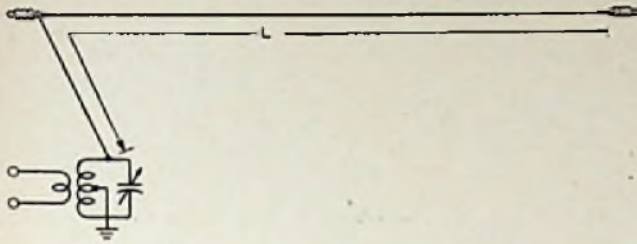


Fig. 9.

AANBEVOLEN LENGTE EN VOEDINGSMETHODE VOOR DE HERTZ-ANTENNE MET EINDVOEDING.

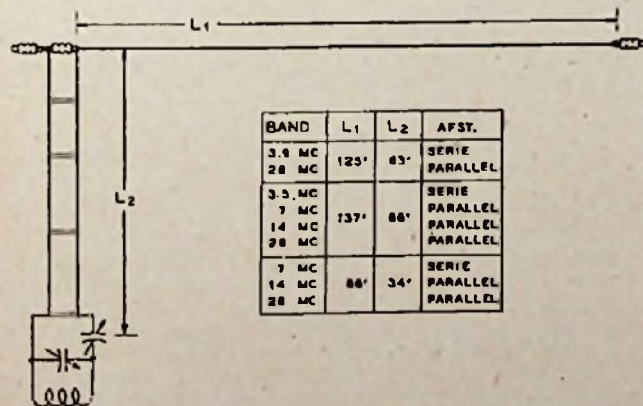
DE ZEPPELIN MET EINDVOEDING.

De Zeppelin met eindvoeding heeft lange tijd de voorkeur genoten voor de werking op meerdere banden. Ze wordt afgebeeld in figuur 10, samen met geschikte afmetingen voor verschillende groepen amateursbanden. Daar dit antennetype een onevenwichtig systeem is, wordt het niet aanbevolen voor zenders met hoog vermogen, wanneer er kans bestaat dat men omroepuisterraars zou kunnen storen. De HF-spanningen, die optreden op het einde van de voedingslijnen zullen waarschijnlijk vrij hoog zijn. Bijgevolg moeten de voedingslijnen op een gepaste afstand van de omringende voorwerpen gehouden worden en voldoende vrij opgehangen zodat er geen gevaar bestaat dat ze door een voorbijganger zou aangeraakt worden.

De koppelspoel van de voedingslijnen bij de zender kan rechtstreeks inductief gekoppeld worden met de zender, doch het gebruik van een gearde luskoppeling tussen de uitgangskring van de zender en de afstemspoel van de voedingslijnen is sterk aan te bevelen om de straling van harmonischen te verminderen. De koppelmethode tussen zender en voedingslijn werden in hoofdstuk 9 in bijzonderheden besproken.

DE ANTENNE VOOR MEERDERE BANDEN MET MIDDENPUNTVOEDING.

Verschillende antennetypen met middenpuntvoeding worden gegeven in figuur 11. Indien de voedingslijn gemaakt wordt op de gewone manier met draad nr. 12 of 14 en een spreiding van 4 tot 6 duim, dan noemt men het systeem soms een Zeppelin met middenpuntvoeding. Met dit type van voedingslijn varieert de impedantie aan het zenderende van de lijn, van ongeveer 70 ohm tot 5000 ohm; dit is hetzelfde als bij de Zeppelin met eindvoeding. Deze grote verhouding der impedantie maakt het noodzakelijk, de mogelijkheid te voorzien om de voedingslijnen bij de zender (naar gelang de omstandigheden in serie of in parallel) af te stemmen. Dit brengt tamelijk hoge HF-spanningen mee op de voedingslijn.



BAND	L ₁	L ₂	AFST.
3.9 MC	125'	63'	SERIE
28 MC			PARALLEL
3.5 MC			SERIE
7 MC	137'	86'	PARALLEL
14 MC			PARALLEL
28 MC			PARALLEL
7 MC			SERIE
14 MC	88'	34'	PARALLEL
28 MC			PARALLEL

Fig. 10.

ZEPPELIN MET EINDVOEDING.

Spreiders van 4 of 6 duim. L₁ is in de tabel gegeven als 490/F MHz voor $\lambda/2$.

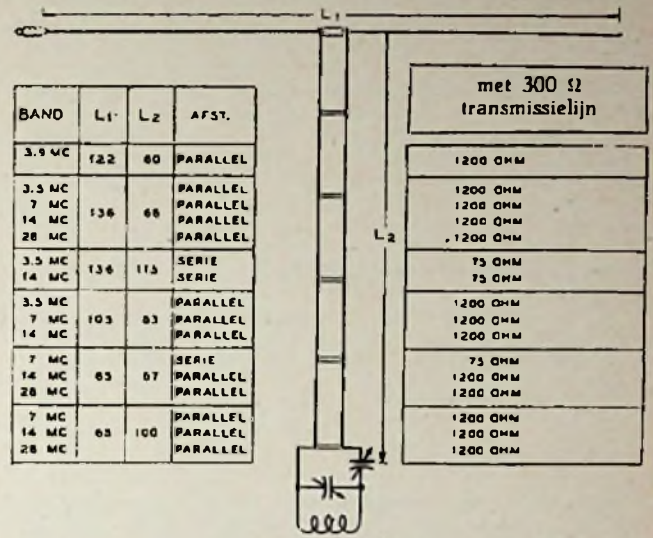


Fig. 11.

ANTENNE MET MIDDENPUNTVOEDING.

Indien men de voedingslijn tussen zender en antenne een karakteristieke impedantie geeft van ongeveer 300 ohm, dan vermindert men in grote mate de variaties van de impedantie aan het einde der voedingslijnen. In feite varieert de impedantie dan tussen 75 en 1200 ohm. Met deze veel kleinere impedantievariaties is het gewoonlijk mogelijk op alle banden de serie-afstemming toe te passen of zelfs de antenne rechtstreeks te koppelen met de uitgangskring van de zender of met de kring voor opheffing der harmonischen, zonder verdere inrichting voor afzonderlijke afstemming der feeders.

Er bestaan vier praktische transmissielijntypes die een impedantie van ongeveer 300 ohm kunnen geven. De eerste is natuurlijk de 300 ohm twinlead. Bandgeleiders van het ontvangtype mogen in dit geval als resonerende voedingslijn gebruikt worden, doch het gebruik ervan wordt niet aangeraden met vermogens van meer dan 100 watt en wanneer men zo weinig mogelijk verlies in de transmissielijn wenst. Al geeft twinlead voldoende als niet-resonerende lijn, toch werd ze niet ontworpen als resonerende lijn. Het tweede type is de dubbele open lijn met dikke geleiders en kleine spreiding. De verhouding van de spreiding tot de straal der geleiders voor een karakteristieke impedantie van 300 ohm bedraagt 12,22. M.a.w. draad nr. 10 moet 0,6 duim gespreid worden en draad nr. 8 0,79 duim; holle koperen geleiders van 3/16 duim hebben een spreiding nodig van ongeveer 1,14 duim en holle geleiders van 1/4 duim 1,53 duim. Johnson nr. 132 feederspreiders van 2 duim hebben een inkeping op de zijkant voor het gebruik van holle geleider van 1/4 duim op een spreiding van 1 1/2 duim voor het maken van een lijn van 300 ohm.

Het derde type transmissielijn, dat kan gebruikt worden om een impedantie van 300 ohm te verkrijgen is de standaard vierdubbele lijn met kruisverbinding. Om in dit geval van de vergelijking:

$$Z_0 = 138 \log_{10} \frac{S}{r} - 20,8$$

een impedantie van 300 ohm te krijgen moet men een verhouding tussen spreiding en geleiderstraal van 211,2 hebben. Deze hoge verhouding vergt het gebruik van tamelijk dunne draden of tamelijk grote spreiding. Draad nr. 18 moet 4 duim gespreid worden op de zijden van het vierkant of gelijk verdeeld over een cirkelomtrek met 5,65 duim doormeter.

De beste methode om een lijn met klein verlies en

300 ohm te bouwen is waarschijnlijk een vierdubbele lijn te gebruiken met zijverbinding. Dit transmissielijntype wordt op dezelfde wijze gebouwd als het type met kruisverbinding, doch hier worden twee naast elkaar liggende draadparen met elkaar verbonden op de einden (overtuig er u van dat aan beide einden dezelfde draden met elkaar verbonden zijn). Dit transmissielijntype werd in het verleden niet veel gebruikt, doch leent zich buitengewoon goed tot de constructie van transmissielijnen met impedantie in het bereik tussen 260 ohm (waarboven de vierdubbele lijn met kruisverbinding moeilijk te bouwen wordt) en 400 ohm (waaronder een dubbele lijn mechanisch moeilijk te bouwen wordt).

De vergelijking voor de karakteristieke impedantie van een lijn waarvan de vier draden op de hoeken van een vierkant zijn aangebracht en bij naastenliggende paren verbonden zijn is:

$$Z_{11} = 138 \log_{10} \frac{S}{r} + 20,8$$

waarin S de spreiding is tussen twee naastenliggende draden is en r de straal der draden. Een nazicht der vergelijking toont aan dat de vorm van de vergelijking dezelfde is als voor deze van de lijn met kruisverbinding, behoudens het feit dat het min-teken tussen de twee laatste termen hier plus is geworden. Dit betekent dat indien we de verbindingen aan het einde der lijn veranderen de impedantie stijgt met 41,6 ohm. De werkelijke verhouding der spreiding tot de straal der geleiders voor een impedantie van 300 ohm met dit lijntype is 105,5. Merk op dat dit juist de helft is van de verhouding voor dezelfde impedantie bij de vierdubbele lijn met kruisverbinding. Dit zal trouwens juist zijn in alle gevallen met een vierdubbele lijn; de verhouding der spreiding van een lijn met kruisverbinding is steeds het dubbele van de verhouding voor een lijn met zijverbinding met dezelfde impedantie.

ANTENNE MET GEVOUWEN STRALER VOOR TWEE BANDEN.

Zoals reeds vroeger vermeld werd, bestaat er bij de amateurs een stijgende neiging om op de 14 MHz-band en hogere frequenties draaibare of vaste antennesystemen te gebruiken. Teneinde het volledig bestrijken der amateursfrequenties mogelijk te maken, is het wenselijk een bijkomende antenne te hebben, die even doeltreffend zal werken op 3,5 en op 7 MHz., doch dit antennesysteem zal dan niet moeten werken op een hogere frequentieband dan 7 MHz. Met dit doel werd het antennesysteem uit figuur 12 ontworpen.

Het systeem bestaat in hoofdzaak uit een gevouwen

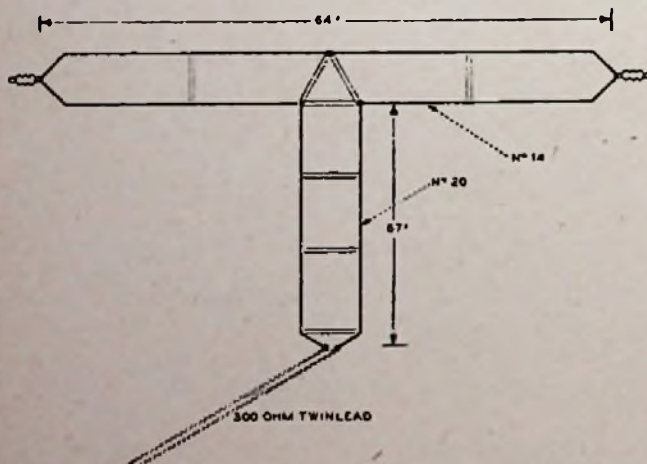


Fig. 12.

ANTENNE VOOR TWEE BANDEN MET GEVOUWEN STRALER.

Deze uitstekende antenne voor twee banden, die in beperkte ruimte kan opgesteld worden, wordt in de tekst beschreven. Alle spreiders zijn 6 duim breed.

dipool met open lijn voor de 7 MHz-band met een speciaal voedingssysteem, dat toelaat de antenne met een minimum aan staande golven op de feeders te voeden zowel op 5,5 als op 7 MHz. De impedantie van de gevouwen dipool op het voedingspunt bij de grondfrequentie werd besproken in het begin van dit hoofdstuk en bedraagt ongeveer 300 ohm. Bijgevolg kan een twinlead van 300 ohm, zoals voorgesteld in figuur 12, rechtstreeks in het midden van het systeem vastgemaakt worden voor het bedrijf op 7 MHz. De staande golven op de voedingslijnen zullen dan zeer klein zijn. De theorie der transmissielijnen leert ons echter dat het mogelijk is, een elektrische halvegolf transmissielijn met om het even welke karakteristieke impedantie tussen de voedingslijn en de antenne te voegen en dat de impedantie aan het ene einde juist dezelfde zal zijn dan deze welke ze aan het andere einde heeft. Dit werd dan ook gedaan in het antenne-systeem van figuur 12; een elektrische halvegolf-lijn werd opgenomen tussen het voedingspunt van de zender en de 300 ohm voedingslijn naar de zender. De karakteristieke impedantie van deze bijkomende halvegolf sectie werd op zowat 715 ohm genomen, doch vermits ze op 7 MHz een halvegolf lang is en werkt op een voedingspuntimpedantie van 300 ohm zal de 300 ohm twinlead aan het andere einde steeds tegenover een impedantie van 300 ohm blijven werken. Deze bijkomende halvegolf-sectie veroorzaakt slechts een verwaarloosbaar verlies, vermits de stroom die door deze sectie op de uiteinden vloeit dezelfde is als deze die door de 300 ohm lijn vloeit; op alle andere punten van deze halvegolf-lijn bedraagt de stroom nog minder dan door de 300 ohm-lijn omdat de effectieve impedantie in het midden van de halvegolf-sectie hoger is dan 300 ohm. Dit betekent, dat het verlies kleiner is dan in een equivalente lengte van een 300 ohm-lijn, vermits dit lijntype vervaardigd is uit geleiders, die overeenstemmen met draad nr. 20.

Zo zien we dat deze bijgevoegde sectie 715 ohm-lijn feitelijk geen invloed heeft op de werking van het systeem op de 7 MHz-band. Gebruikt men echter de vlakke straler op de 3,5 MHz-band, dan bedraagt de impedantie van het voedingspunt ongeveer 2600 ohm. Vermits de 715 ohm-transmissielijn op de 3,5 MHz-band een elektrische lengte heeft van een kwartgolf, zal deze sectie als gevolg hebben dat de voedingspuntimpedantie van ongeveer 2600 ohm omgezet wordt in een impedantie van 200 ohm, wat een benaderende aanpassing zal geven aan de 300 ohm transmissielijn tussen de zender en het antennesysteem.

Het antennesysteem van figuur 12 werkt met zeer weinig staande golven op heel de 7 MHz-band en zal met weinig staande golven werken tussen 3500 en 3800 kHz in de 3,5 MHz-band en met een voldoende lage verhouding der staande golven over heel deze band, zodat ze er zeer bruikbaar is.

Ook dit antennesysteem, zoals de andere antennes voor meerdere banden moeten gebruikt worden samen met een afstemmethode, die de uitstraling der harmonischen vermindert, zelfs al vertoont dit systeem de geschikte impedantie van 300 ohm op beide banden. Filtersystemen voor het opheffen der harmonischen werden besproken in hoofdstuk 9.

21-7. — CONSTRUCTIE VAN ANTENNES.

In het voorgaande deel van dit hoofdstuk hebben we ons in de eerste plaats bezig gehouden met de elektrische karakteristieken en beschouwingen over de antennes. De werkelijke constructie dezer antennes is even belangrijk. Daarom bespreken we nu enkele fysieke aspecten en mechanische vraagstukken, die met de oprichting van antennes gepaard gaan.

Tot 60 voet is er weinig voordeel bij het oprichten van een antennemast, tenzij men het takelwerk wil vermijden of tot een minimum beperken. Al zijn ze volgens hun aard wat moeilijker op te richten, toch zullen de hier beschreven palen even doeltreffend zijn als de stevigere typen, op voorwaarde dat men een uitgebreid takelwerk gebruikt.

Telefoonpalen van 40 of 50 voet, die tamenlijk duur zijn wanneer men ze langs de normale weg moet verkrijgen, kunnen echter soms aan een gunstprijs bekomen worden. In dit geval zijn ze moeilijk te overtreffen, omdat ze geen takelwerk vergen, indien ze 6 voet diep (standaard diepte) in de grond geplant worden en de zijwaartse trekking in een of andere richting de 100 pond niet overtreft.

Voor hoogten van 80 tot 100 voet zijn masten uit latwerk met drie of vier zijden het best geschikt. Ze kunnen vrij-stunend opgesteld worden, doch het aanwenden van enkele tuigdraden zal het mogelijk maken een kleinere doorsnede te gebruiken, zelfs wanneer het geheel aan sterke winden is blootgesteld. De wrijvingskracht die gedurende sterke winden op de basis van een vrij-opgestelde mast met grote hoogte ingesloefd wordt is geweldig.

DE MAST MET « A-GERAAMTE ».

De figuren 13-A en 13-B tonen de standaard methode voor de oprichting van een mast van het « A »-type. Dit type antennemast wordt veelvuldig gebruikt omdat de bouw van het geheel niet veel werk vergt en het materiaal niet veel kost. De drie balken van 2 op 2 duim worden eerst doorboord voor het aanbrengen van de drie 1/2 duim bouten, die door het midden van het stel moeten aangebracht worden. Dan worden de twee benen uitgespreid tot ongeveer 6 voet en men brengt de onderste stutten aan. Daarna is het de beurt aan de bovenste stutten en aan de kruisstukken, waarna het geheel verschillende lagen goede verf krijgt als bescherming tegen de regen.

Figuur 13-C toont een ander gewoon masttype, dat gemaakt wordt uit aan elkaar gevoegde balken van 2 op 4 duim en die verstevigd worden door secties van 1 duim op 6. Beide masten vergen een stel tuigkabels aan de top en een tweede stel op ongeveer een derde van de top. Twee touwen op 90 of 100 graden van elkaar en trekkend in tegengestelde richting van de antenne zullen normaal volstaan voor het takelwerk van de top. Daaronder gebruikt men meestal drie tuigkabels waarvan er een rechtstreeks tegen de antenne trekt en de twee anderen worden op 120 graden daarvan langs beide zijden aangebracht.

Het oprichten van de mast wordt veel gemakkelijker

indien men 30 of 40 voet achter de richting, waarin de mast moet opgeheven worden een paal van 20 voet plant. Men legt dan een touw over een katrol aan de top van deze paal naar de top van de mast. Deze paal komt in het spel wanneer het midden van de mast zowat 10 tot 20 voet boven de bodem verheven is en een bijkomende trekkracht uit een hoger punt nodig is om de top van de mast mee naar boven te krijgen terwijl het midden zich verder boven de bodem verheft.

TUIGDRADEN.

Tuigdraden mogen nooit te strak aangespannen worden; het is wenselijk er een klein weinig speling op te laten. Men moet er verzilverde draad voor gebruiken, die men een weinig steviger neemt dan nodig schijnt. Dikkere draad is moeilijker te behandelen, doch kost slechts weinig meer en zal niet zo snel doorroesten. Men moet zeker zijn dat er geen knopen of bochten in de draad zijn wanneer de paal of de toren opgericht moet worden, want indien ze dicht getrokken worden, zal de draad op die punten fel verzwakken, zelfs indien men ze daarna weer recht buigt.

Indien men ankermassa's gebruikt voor het vastmaken der tuigdraden, dan moeten de draden of staven die van deze massa's naar de aardoppervlakte gaan, uit roestvrij materiaal genomen worden; men kan dus veel koper gebruiken of er een dikke laag zink of een andere beschermende stof over leggen om het invreten van de vochtigheid te beletten. Verzilverd ijzer zal het in een vochtige bodem slechts een zeer beperkte tijd uithouden. Voor de tuigdraden gebruikt men meestal ankerisolatoren. Gewone typen kunnen mischien wel volstaan, doch het is de moeite niet waard visor's te nemen, want ankerisolatoren van het st-type kosten niet meer.

De katrol voor het spannen der antenne moet in koper of brons genomen worden, want een smalle hoge mast met een verroeste katrol biedt een weinig interessante aanblik. Vóór men de mast opricht moet men de lagen van de katrol smeren met enkele druppels zware machine-olie. Het spantouw zelf moet uit degelijk materiaal bestaan. Het is voorzwaar. Hetgeen van degelijke hoedanigheid is in verschillende opzichten beter dan raankabel en zevens gedroogd. Door het touw te doordrenken met machine-olie van middelmatige dichtheid en het daarna af te wrijven met een vild, zal men niet alleen de levensduur verlengen doch tevens het krimpen bij nat weder verminderen. Daar het moeilijk is een gebroken spantouw te vervangen doet men best het op regelmatige tijdstippen te vervangen, zonder te wachten tot het overdeven slijtage vertoont.

Het is een uitstekend idee de twee einden van de spanlijn samen te binden zoals bij het touw van een vlaggestok. De antenne wordt dan vastgemaakt op het punt waar de twee einden van de lijn samen geknoopt zijn. Deze methode verhindert dat men het bovenste einde van de lijn zou verliezen, indien de antenne breekt. Hiervoor heeft men een langer touw nodig, doch het is de moeite wel waard.

BOMEN ALS ANTENNEMAST.

Vaak neemt men een hoge boom om er een einde van een antenne aan vast te maken, maar men mag niet pogen de top van de boom te gebruiken, want het heen en weer zwaaien bij sterke wind zal het zaakje fel bemoeilijken.

Gebruikt men een boom als mast, dan moet men er voor zorgen dat de antenne bij sterke wind gespannen blijft, doch echter zo dat ze hierbij niet breekt. Men kan dit bereiken door het gebruik van een spantouw en een katrol; aan het onderste einde van het spantouw wordt een gewicht gehangen om de antenne gespannen te houden. Dit gewicht wordt juist zwaar genoeg genomen om het doorhangen van de antenne te beletten, daar het voortdurende zwaaien van de boom het touw en de katrol aan een sterke slijtage onderwerpen.

Verzilverde ijzeren of stalen pijpen worden vaak als verticale stralers gebruikt en voldoen hiervoor ta-

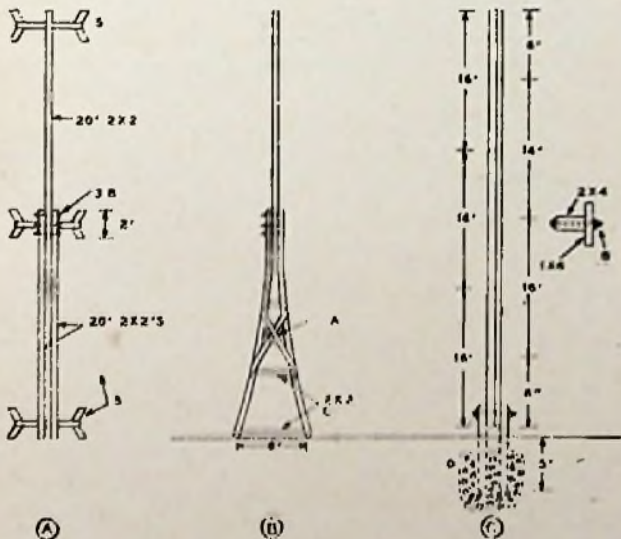


Fig. 13.

TWEE EENVOUDIGE ANTENNEMASTEN.

(A) toont de wijze waarop de antennemast ineen gezet wordt op zuigblokken (S). (B) toont de totale afwerking van de « A »-mast. (C) toont een constructietype dat steviger en beter is voor hoogten tussen 50 en 70 voet.

B = houten; A = steunbalken; C = dwarsbalken; D = bouten.

melijk goed. Worden ze echter als antennesteun gebruikt, dan moet men er aan denken, dat deze gearde steunpalen het stralingsdiagram zullen wijzigen, tenzij ze op voldoende afstand van het stralend antennedeel gehouden worden.

VERF.

De levensduur van een houten paal of mast kan verscheidene honderd percent verlengd worden indien men ze tegen de weersinvloeden beschut met een paar lagen verf. Natuurlijk geeft dit bovendien een mooier uitzicht. Men geeft het hout eerst een laag witte buitenverf, die men voordelig kan aanlengen met een hoeveelheid lijnolie van tweede hoedanigheid. Voor de tweede laag, die men slechts aanbrengen mag wanneer de eerste laag volledig droog is, is aluminiumverf niet alleen de beste maar tevens de mooiste. In grote hoeveelheid gekocht, kost deze verf veel minder dan in kleine busjes.

De delen, die ingegraven worden, kunnen tegen wormen, mieren en vocht beschermd worden door schildering met creosoot. Al is het oorspronkelijk niet zo sterk, toch zal rood hout onder de grond langzamer vergaan dan wit hout, zoals den.

ANTENNEDRAAD.

De antenne of het net op zichzelf vormt geen vraagstuk. Toch moeten we er enkele beschouwingen aan wijden. Zo zal men b.v. geen zacht, getrokken koper gebruiken, daar zelf een kort eindje meerdere percent zal rekken nadat het een paar weken in de wind gehangen heeft, waardoor dan de resonantiefrequentie beïnvloed wordt. Verlakte koperdraad, die men in de radiowinkels kopen kan, is gewoonlijk ook van de zachte soort, doch wanneer men een einde vast maakt aan een voorwerp zoals een telefoonpaal en het andere einde aan een auto, dan kan men de draad enkele snokken geven; hierdoor zal hij een beetje langer worden, doch zich verder gedragen als harde draad.

Waar men zeer lange gespannen draden nodig heeft of wanneer zware isolatoren in het midden der antenne een sterke spanning veroorzaken, is het beter koperdraad met staalkern te gebruiken dan gewoon hard koper. Deze draad is iets duurder, doch niet overdreven. Het gebruik van dergelijk draad samen met ankerisolatoren verdient aanbeveling, wanneer het breken der antenne schade zou kunnen veroorzaken aan personen of eigendommen.

Voor transmissielijnen en aanpassingslijnen zal draad met staalkern of hard koperdraad moeilijk te behandelen zijn en daarom is het beter zacht koper te gebruiken. Is de lijn zeer lang, dan kan men de spanning verminderen door hier en daar steunstukken te voorzien.

Het gebruik van holle koperen geleiders voor antennes (behalve voor ZHF) is niet alleen te duur doch tevens nutteloos. Al is dit gedurende zekere tijd mode geweest, toch is het niet te verantwoorden dikkere draad dan nr. 10 te gebruiken voor vermogens tot 1 kilowatt. In feite kan nr. 12 even goed dienen en draad met staalkern van deze dikte zal voldoen aan alle voorgeschreven regelen. Voor vermogens van minder dan 100 watt is het toegelaten draad nr. 14 te gebruiken uit vol koper. Het rendement met deze dikte is praktisch even goed als met dikkere draad, doch zal niet weerstaan aan een even sterke spanning als nr. 12 en nr. 10; daarom verdient het aanbeveling deze laatste nummers te gebruiken voor vermogens boven 100 watt, indien men vol koper gebruikt.

Van meer belang dan de dikte van de draad is in elektrisch opzicht het solderen der verbindingen, vooral op de stroombuiken van een antenne met lage stralingsweerstand. In feite is het best alle verbindingen te solderen om een rustige werking te bekomen, wanneer de antenne voor de ontvangst gebruikt wordt.

ISOLATIE.

Een vraagstuk, dat vaak gesteld wordt, is dit der isolatie. Deze hangt natuurlijk af van de HF-spanning op het punt waar de isolator aangebracht wordt. De

HF-spanning op haar beurt hangt af van de afstand van een stroomknoop en van de stralingsweerstand der antenne. Stralers met lage stralingsweerstand hebben zeer hoge HF-spanningen op de spanningsbuiken; bijgevolg moet men op dergelijke punten een isolatie gebruiken die beter dan gewone is.

Uit elkaar gespannen lijnen, die niet-resonerend werken, hebben slechts een lage spanning; hiervoor kan men bijgevolg electrisch gezien de goedkoopste ceramiek-spreiders gebruiken. Bij afgestemde lijnen hangt de spanning af van de amplitude der staande golven. Zijn deze zeer groot, dan zal de spanning op de stroombuiken een zeer hoge waarde bereiken en dan zijn de beste spreiders niets te goed. Op de stroombuiken is de spanning tamelijk laag en kan men om het even wat benuttigen.

Wanneer de isolatoren aan zeer hoge spanningen onderworpen zijn, dan moeten ze, indien ze opgesteld zijn in de buurt van zeewater of van dichte rook, nu en dan gezuiverd worden. Neerslag van zout of roet worden door de regen niet gemakkelijk weggespoeld en wanneer deze laagjes zwaar genoeg geworden zijn, kan de doeltreffendheid van de isolatoren er door verminderen.

Indien men een installatie van enig belang wil oprichten, is het best grondig de gegeven regels na te kijken en te vergelijken met de plaatselijke verordeningen. Woont men in de buurt van een vliegveld, doet men er goed aan eerst de voorschriften over het oprichten van torens in die omgeving na te zien, vóór men de constructie van een hoge antennemast aanvat.

21-8. — KUNSTANTENNES.

Om een radiozender te testen is het noodzakelijk het volledige uitgangsvermogen van de zender op een of ander type dissiperende belasting af te leveren. In verschillende landen verbiedt de wet een zender te testen op de antenne, behalve gedurende zeer korte tijdspannen. Dit betekent, dat bij testen van enige omvang, men een of andere soort kunstantenne moet voorzien.

De goedkoopste vorm kunstantenne bestaat uit een 115 volt lamp of een groep dergelijke lampen, die met de zender gekoppeld zijn met behulp van een lus van 4 tot 8 toeren. In vele gevallen zal een verhoogde koppeling met de kunstbelasting verkregen worden indien men een draaicondensator opneemt in serie met de lusspoel en de kunstbelasting. Deze condensator dient om de reactantie, die door de lus aangebracht wordt uit te stemmen.

Kiest men de lamp of lampen derwijze, dat ze ongeveer op hun gewone sterkte oplichten bij het normale ingangsvermogen van de zender, dan kan men het uitgangsvermogen voldoende nauwkeurig bepalen door de lichtsterkte van de lamp te vergelijken met de lichtsterkte van gelijkaardige lampen, die aangesloten zijn op het lichtnet van 115 volt. Het is moeilijk een nauwkeurige meting te verkrijgen door de stroom in de lampen te meten en dan de wet van Ohm toe te passen, omdat het onmogelijk is de weerstand in de lamp zelf nauwkeurig te bepalen. De weerstand van gloeilampen varieert in hoge mate met de stroom, die door de gloeidraad gaat en met de frequentie van de stroom.

Bij het testen van een zender met hoog vermogen zal men er zich best bij bevinden, een aantal lampen met matig vermogen (100 tot 200 watt) in serie-parallel te schakelen, liever dan het ganse uitgangsvermogen te koppelen met één enkele lamp, want op de amateursfrequentie bestaat het gevaar dat men in de lamp zelf een doorslag van het diëlectricum zal krijgen.

Een ander type kunstbelasting, dat kan gebruikt worden met vermogens van 500 watt tot vele kilowatt is een eenvoudige waterbak. Om de snelheid te meten, waarmee de temperatuur van het water stijgt in de bak (die kan gemaakt worden uit waterdicht hout waarvan de zijanten dicht gemaakt zijn met pek), moet deze ongeveer 5 gallon water per kilowatt te dissiperen energie bevatten. Stukken koperdraad nr. 10 worden verschillende duim diep ondergedompeld, zo ver

mogelijk van elkaar verwijderd als de afmetingen van de bak het toelaten. Een dergelijke belasting vertoont een vrij lage capacatieve reactantie buiten de resistieve componenten. Deze capacatieve reactantie kan uitgestemd worden bij middel van de antennekoppelingsfilter van de zender. De resistieve componenten kan variëren tussen 100 en 600 ohm ongeveer door het regelen van de afstand en de diepte van de draadelectroden.

Voor betrekkelijk nauwkeurige metingen van het HF-uitgangsvermogen van de zender bestaan weerstanden voor kunstantennes van 100 en 250 watt, die een praktisch constante waarde hebben tegenover verschillende waarden tussen 75 en 600 ohm en kunnen als zuiver resistief en praktisch constant beschouwd worden op frequenties onder 15 MHz. Merk op dat deze weerstandwaarden voor kunstantennes overeenstemmen met de karakteristieke impedanties van de meest voorkomende transmissielijnen.

De weerstanden voor kunstbelastingen zijn hermetisch verzegeld in glasballons; deze ballons bevatten gas die de geleiding van de warmte van het weerstandselement

(gloeidraad) naar de buitenwand van de ballon versnelt. Bij de volle nominale dissipatie gloeien deze weerstanden donkerrood. Zij mogen in serie, parallel of serie-parallel gebruikt worden om andere waarden of grotere dissipatie te verkrijgen.

Een correctiediagram wordt met deze kunstbelastingen geleverd zodat men de lichte niet-lineariteit van deze weerstanden kan verbeteren, indien men een zeer grote nauwkeurigheid wenst. Met een HF-amperemeter van het geschikte meetbereik in serie met deze belastingsweerstand moet men slechts de gemeten stroom aflezen en naar het diagram kijken om nauwkeurig het vermogen te bepalen dat in de weerstand gedissipeerd wordt.

Er bestaan eveneens kleine, niet inductieve weerstanden die geschikt zijn om vermogenmetingen uit te voeren op zenders met middelmatig vermogen. Dit type niet-inductieve weerstand is verkrijgbaar voor vermogens van 5 tot 120 watt en met weerstandswaarden over een tamelijk volledig bereik.

HF-Richtantennes

Bij amateursverbindingen is het van stijgend belang geworden in staat te zijn het door de zender uitgestraalde sein in een bepaalde richting te concentreren en tevens in staat te zijn een onderscheid te maken tussen de ontvangst uit een bepaalde richting en deze uit andere richtingen. Dit alles veronderstelt het gebruik van richtantenne-netten.

Weinig eenvoudige antennes, behalve het enkele verticale element, stralen energie op gelijke wijze in alle azimuth (horizontale of kompas) richting uit. Alle horizontale antennes, behalve deze die speciaal ontworpen zijn om een omnidirectionele azimuth-straling te geven zoals de «turnstile», hebben bepaalde richteffecten. Deze richteigenschappen hangen af van de lengte van de antenne in golflengte, de hoogte boven de bodem en de helling van de straler.

De verschillende vormen der horizontale halvegolf antennes geven een maximum straling in rechte hoek op de draad, doch het richteffect is niet groot, behalve op zeer kleine stralingshoeken (zoals deze die doeltreffend zijn op 10 meter). Nabijgelegen voorwerpen verminderen eveneens de directiviteit van dipool-stralers, zodat het de moeite niet loont beroep te doen op een draaibare halvegolf dipool om te pogen de uitzending en de ontvangst in een bepaalde richting te verbeteren.

De halvegolf dipool, de gevouwen dipool, de Zeppelin, de antenne met voeding door enkele lijn en de Johnson Q antennes hebben allen praktisch hetzelfde stralingsdiagram wanneer ze behoorlijk gebouwd en geregeld zijn. Het zijn allen dipolen en het stralingsdiagram mag niet beïnvloed worden door het voedings-systeem.

Wanneer men een aantal stralende elementen zo opstelt en hun phase zo regelt dat de straling in een bepaalde richting versterkt wordt en in de andere richtingen geneutraliseerd, dan krijgt men een richtnet.

De taak van een richtantenne bij het zenden bestaat erin een stijging van de seinsterkte te verwekken in een bepaalde richting ten nadele van de straling in de andere richtingen. Bij de ontvangst kan men het soms wenselijk vinden een antenne te gebruiken, die weinig of geen winst geeft voor de richting waaruit men seinen wil ontvangen, doch die in staat is onderscheid te maken tussen seinen en storingen, die komen uit andere richtingen. Een degelijke richtantenne voor het zenden kan over het algemeen ook gebruikt worden om met voordeel als ontvangstantenne te dienen, zoals reeds in voorgaande hoofdstukken werd vermeld.

Indien de straling kan beperkt worden tot een smalle straal, kan men de seinsterkte verscheidene malen vergroten in de gewenste richting. Dit stemt overeen met een toename van het uitgangsvermogen van de zender. Op hogere frequenties is het economischer een richtantenne te gebruiken dan het zendvermogen te vergroten, indien men meer dan enkele watt gebruikt.

Richtantennes voor het hogere frequentiebereik werden ontworpen en commercieel toegepast met winsten van 23 db in vergelijking met een eenvoudige dipool-straler. Versterkingen tot 35 db zijn heel gewoon in verbindingen op microgolven met rechtstreekse straal en in radar. Een winst van 23 db vertegenwoordigt een versterking van het vermogen van 200 en een winst van 35 db vertegenwoordigt een versterking van bijna 3500. Een antenne echter met een winst van 10 tot 15 db heeft reeds zo'n scherp stralingsdiagram dat ze slechts met volle voordeel bruikbaar is voor werk van punt tot punt.

De toename van het uitgestraalde vermogen in de gewenste richting wordt verkregen ten nadele van de straling in de ongewenste richtingen. Vermogenstoename van 3 tot 12 db schijnen het meest geschikt voor amateurswerk, daar de breedte van de straal in deze winstorde breed genoeg is om een vrij grote ruimte te bestrijken. Winsten van 2 tot 12 db stemmen overeen met een toename van het effectief zendvermogen van 2 tot 12 maal.

HORIZONTAAL DIAGRAM TEN OVERSTAAN VAN DE VERTICALE HOEK.

Er bestaat een zekere optimum verticale stralingshoek voor de verbindingen via de ruimtegolf; deze hoek hangt af van de afstand, de frequentie, de tijd van de dag, enz. Energie, die uitgestraald wordt op een veel lagere hoek dan deze optimum-hoek gaat in grote mate verloren, terwijl de stralingen op grotere hoeken dan de optimum-hoek meestal veel minder doeltreffend zijn.

Om deze reden heeft het horizontaal stralingsdiagram, zoals het gemeten wordt op de grond niet zoveel belang wanneer het gaat om frequenties en afstanden, die in hoofdzaak afhangen van de voortplanting langs de ruimtegolf. Het is de horizontale directiviteit (of winst of discriminatie), gemeten op de nuttigste verticale stralingshoeken, die belang heeft. Het horizontaal stralingsdiagram, gemeten op de grond, wijkt sterk af van het diagram dat men verkrijgt op een verticale hoek van 15° en deze afwijking is nog groter voor een verticale hoek van 30°. Over het algemeen heeft een voortplantingshoek van iets minder dan 30° boven de horizon bewezen doeltreffend te zijn voor verbindingen op lange afstand op 40 en 80 meter. De energie, die uitgestraald wordt op hoeken hoger dan ongeveer 30° boven de aarde is niet zeer doeltreffend op gelijk welke frequentie voor degelijke dx.

Voor het werken op frequenties in de buurt van 14 MHz ligt de meest effectieve stralingshoek gewoonlijk ongeveer 15° boven de horizon, en dit voor alle antennetypen. De beste stralingshoeken voor 10 meter zijn deze in de buurt van 10°.

Het feit dat vele zetten veel meer winst geven op 10 en 20 meter dan men zou verwachten volgens beschouwingen van de horizontale directiviteit, kunnen verklaard worden door het feit dat naast het verwekken van een zeker horizontaal richteffect, zij de straling concentreren op een lagere verticale hoek. Dit laatste verschijnsel is verantwoordelijk voor het grootste deel der verkregen versterking bij sommige eenvoudige netten voor 10 meter. De winst die kan verkregen worden door een verbetering van het horizontaal richteffect met eenvoudige netten, bedraagt gewoonlijk niet meer dan 4 of 5 db. Op 40 en 80 meter is dit verschijnsel niet zo duidelijk merkbaar en is het grootste deel der versterking toe te schrijven aan de horizontale directiviteit. Zekere antennesystemen zullen bijgevolg een effectieve versterking van 12 tot 15 db geven op 10 meter in vergelijking met een eenvoudige db, doch slechts 3 of 4 db op 40 meter.

Er bestaat een oneindige variëteit richtstelsels, die een merklijke toename van het vermogen geven in een bevoorrechte richting. Sommigen zijn echter doeltreffender dan andere, die dezelfde ruimte beslaan; sommigen zijn gemakkelijker te voeden, enz. Ze allemaal bespreken, die de laatste tien jaar ontwikkeld werden,

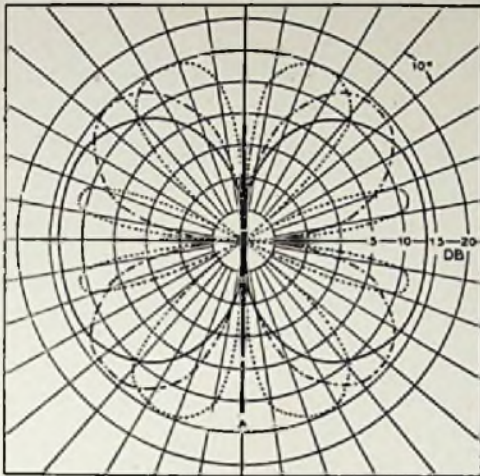


Fig. 1

THEORETISCHE VELDSTERKTE IN db VOOR LANGE-DRAAD ANTENNES IN DE VRIJE RUIMTE.

De aanwezigheid van de bodem vervormt de diagrammen in grote mate, waardoor het azimuthdiagram een functie wordt van de hoogtehoek.

- A = antenne
- Volle lijn = halvegolf antenne
- Streepjeslijn = vollegolf antenne
- Stippellijn = antenne van 2 golflengten.

zou meer ruimte vergen, dan we hier aan dit onderwerp kunnen wijden.

22-1. — LANGE-DRAAD STRALERS.

Harmonisch werkende antennes stralen beter in zekere richtingen dan in andere, doch kunnen niet beschouwd worden als werkelijke richtantennes tenzij ze verscheidene halve golflengten lang zijn. De stroom in naasteliggende halvegolf-elementen vloeit op ieder gegeven ogenblik in tegengestelde richtingen en bijgevolg voegen de stralingen van de verschillende elementen zich voor bepaalde richtingen bij elkaar en neutraliseren ze zich voor andere richtingen.

Een halvegolf dipool, in de vrije ruimte opgehangen, is omringd door een stralingslob. Een vollegolf straler heeft er 2, een antenne van drie halve golven heeft er 3, enz. Wanneer de straler meer dan 4 halve golflengten lang gemaakt wordt, dan beginnen de eindlobben (stralingskegels) een merkelijke versterking te vertonen in vergelijking met de halvegolf dipool, terwijl de lobben langs de zijden kleiner worden in amplitude, al worden ze talrijker.

Het horizontaal stralingsdiagram van dergelijke antennes hangt af van de vertikale stralingshoek, die beschouwd wordt. Is de draad meer dan vier golflengten lang, dan ligt de maximum straling in verticale hoeken van 15 tot 20 graden (die nuttig zijn voor dx) in lijn met de draad, en is ze een beetje groter op enkele graden langs beide zijden van de draad dan rechtstreeks aan de einden. Het richteffect van de bijzonderste lobben is niet bijzonder scherp en de kleinere lobben tussen de groten laten toe stations in bijna alle richtingen te werken, al is het zijwaarts uitgestraalde vermogen niet groot indien de straler meer dan enkele halve golflengten lang is. De directieve versterking van lange-draad antennes in verhouding tot de lengte in golflengten wordt gegeven in figuur 2.

Om het defazeren in naast elkaar liggende halvegolf-elementen over heel de lengte van de straler te onderhouden, is het noodzakelijk de antenne te voeden, hetzij aan een einde, hetzij op een stroombuik. Indien ze gevoed wordt op een spanningsbuik, dan zullen twee aanliggende secties in fase gevoed worden en krijgt men een verschillend stralingsdiagram.

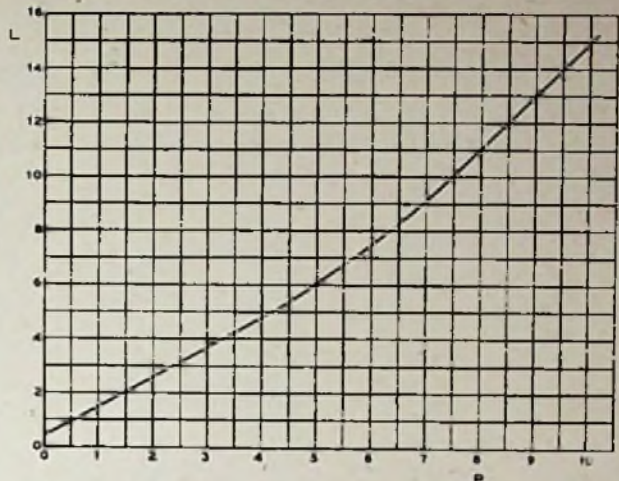


Fig. 2.

DIRECTIEVE VERSTERKING VAN EEN LANGE-DRAAD ANTENNE.

- L = lengte van de draad in golflengte
- P = verhouding in db van het vermogen der grote lob ten opzichte van een dipool.

Het richteffect van een langedraad-antenne neemt niet veel meer toe indien men de lengte van de straler verhoogd boven ongeveer 15 golflengten. Dit is te wijten aan het feit dat alle langedraad-antennes gehinderd worden door de HF-weerstand van de draad en omdat de amplitude van de stroom ongelijk wordt op de verschillende stroombuiken, als gevolg van de attenuatie langs de draad, wegens de straling en de verliezen. Wanneer de lengte toeneemt wordt de afstemming der antenne breder. In feite is een langedraad-antenne praktisch aperiodisch en werkt bijna even goed over een zeer breed frequentiebereik.

Een der meest praktische methoden om een langedraad-antenne te voeden bestaat erin een einde van de antenne in de werkkamer te voeren om ze rechtstreeks te verbinden met de afstemkring der antenne, die zelf met een luskoppeling met de zender verbonden is. De antenne kan tot de juiste resonantie afgestemd worden op om het even welke harmonische met behulp van de afstemkring, die met het einde der antenne verbonden is. Deze afstemkring stemt overeen met een regelbaar, niet stralend gedeelte van de antenne. Een aardverbinding wordt soms gemaakt met de middenaftakking van de antennespoel.

Desgeveest kan de antenne onderbroken en in stroom gevoed worden op een stroombuik met behulp van een gevlochten voedingslijn, een twinlead of een aanpassingslijn met een open lijn.

22-2. — DE « V » ANTENNE.

Indien men twee langedraad-antennes in V-vorm opstelt is het mogelijk twee der maxima lobben van een been in dezelfde richting te doen wijzen als twee maxima lobben van het andere been der « V ». De resulterende antenne heeft twee richtingen (in twee tegengestelde richtingen) voor de bijzonderste stralingslobben. Iedere zijde van de V kan een paar of onpaar aantal kwartgolven lang gemaakt worden, naargelang de voedingsmethode van het punt der V. Het gehele systeem moet een veelvoud van de helft der golflengte lang zijn. Is ieder been een paar aantal kwartgolven lang, dan moet het punt in spanning gevoed worden; bij een onpaar aantal kwartgolven moet de voeding in stroom geschieden.

Bij een behoorlijke keuze van de tophoek — zie de figuren 3 en 4 — helpen de stralingslobben van de twee langedraad-antennes elkaar om een bidirectionele richt-

ONTWERPTABEL VOOR LANGE-DRAAD ANTENNES

Benaderende lengte in voet — Antennes met eindvoeding

Frequentie in MHz.	1λ	1 1/2λ	2λ	2 1/2λ	3λ	3 1/2λ	4λ	4 1/2λ
30	32	48	65	81	97	104	130	146
29	33	50	67	84	101	118	135	152
28	34	52	69	87	104	122	140	157
14.4	66 1/2	100	134	169	203	237	271	305
14.2	67 1/2	102	137	171	206	240	275	310
14.0	68 1/2	103 1/2	139	174	209	244	279	314
7.3	136	206	276	346	416	486	555	625
7.15	136 1/2	207	277	347	417	487	557	627
7.0	137	207 1/2	277 1/2	348	418	488	558	628
4.0	240	362	485	618	730	853	977	1100
3.9	246	372	498	625	750	877	1000	1130
3.8	252	381	511	640	770	900	1030	1160
3.7	259	392	525	658	790	923	1060	1190
3.6	266	403	540	676	812	950	1090	1220
3.5	274	414	555	696	835	977	1120	
2.0	480	725	972	1230	1475			
1.9	504	763	1020	1280				
1.8	532	805	1080					

antenne te worden. Iedere antenne op zich zelf zal een stralingsdiagram hebben, dat gelijkaardig is aan dit van harmonisch werkende antennes. De reactie van de ene op de andere neemt twee van de vier lobben weg en versterkt de andere twee zodanig dat ze een nog grotere waarde krijgen.

De juiste draadlengte en de waarde van de hoek δ worden gegeven in de ontwerptabel voor V-antennes, voor verschillende frequenties in de banden van 10, 20 en 40 meter. Tophoeken voor alle zijlengten vindt men in figuur 3. De versterking van een V-richtantenne ten opzichte van de zijlengte bij het gebruik van de optimum tophoek wordt gegeven in figuur 5.

De benen van een zeer lange V-antenne zijn gewoonlijk zo opgesteld dat ze een hoek omsluiten die het dubbele is van de hoek van de maximum lob van een enkele draad alleen. Deze inrichting concentreert de straling van elke draad langs de bisector van de hoek en laat sommige delen der andere lobben toe elkaar te neutraliseren.

Met benen, die korter zijn dan 3 golflengten, ver-

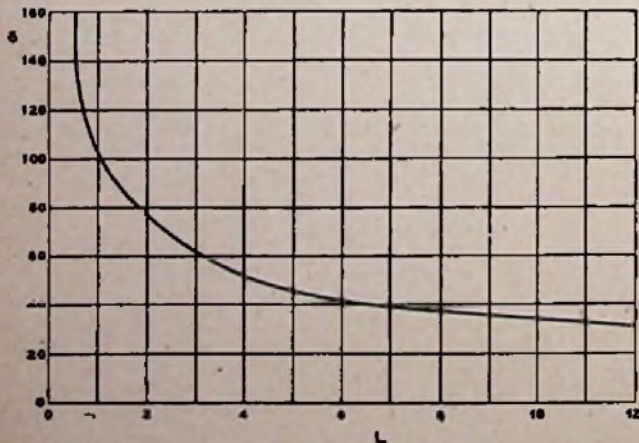


Fig. 3.
INGESLOTEN HOEK BIJ EEN
« V »-RICHTANTENNE.

Het diagram toont de ingesloten hoek (δ in graden) tussen de benen van een V-richtantenne voor verschillende lengten (L in golflengte). De ingesloten hoek mag iets kleiner zijn dan hier gegeven door de kromme, wanneer de benen betrekkelijk kort zijn.

krijgt men het beste richteffect en de beste versterking met een iets kleinere hoek, dan deze die door de lobben gegeven wordt. De optimum directiviteit met een V-antenne van een golflengte lang verkrijgt men met een hoek van 90° in plaats van 108°, zoals door het gronddiagram alleen bepaald wordt.

Gebruikt men zeer lange draden voor de V, dan varieert de hoek practisch niet meer, indien men de lengte der draden wijzigt. Een vergissing van enkele graden echter veroorzaakt een groter verlies aan richteffect bij een lange V-antenne dan bij een korte, die breder van afstemming is.

De verticale hoek waarop de golf best uitgestraald of ontvangen wordt door een horizontale V-antenne hangt in grote mate af van de ingesloten hoek. De zijden van de V-antenne moeten minstens een halve golflengte boven de bodem opgesteld zijn; in commerciële inrichtingen gebruikt men voor de hoogte ongeveer een hele golflengte.

22-3. — DE RUIT-ANTENNE.

De ruitantenne is vermoedelijk de meest doeltreffende richtantenne voor praktische amateursverbindingen. De antenne is niet resonerend, met het gevolg dat ze op drie banden, zoals 10, 20 en 40 meter, kan werken. Wanneer een antenne niet resoneert, d.w.z., wanneer ze behoorlijk eindigt, dan is het systeem unidirectio-

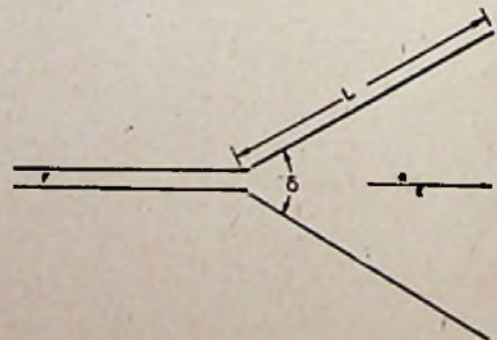


Fig. 4.
TYPISCHE « V »-RICHTANTENNE.

F = voedings- of correctielijn
R = ontvangst
E = uitzending.

ONTWERPTABEL VOOR V-ANTENNES

Frequentie in kHz.	$L=\lambda$ $\delta=90^\circ$	$L=2\lambda$ $\delta=70^\circ$	$L=4\lambda$ $\delta=52^\circ$	$L=8\lambda$ $\delta=39^\circ$
28000	34'8"	69'8"	140'	280'
28500	34'1"	68'6"	137'6"	275'
29000	33'6"	67'3"	135'	271'
29500	33'	66'2"	133'	266'
30000	32'5"	65'	131'	262'
14050	69'	139'	279'	558'
14150	68'6"	138'	277'	555'
14250	68'2"	137'	275'	552'
14350	67'7"	136'	273'	548'
7020	138'2"	278'	558'	1120'
7100	136'8"	275'	552'	1106'
7200	134'10"	271'	545'	1090'
7280	133'4"	268'	538'	1078'

neel en zijn de afmetingen van de draad niet critiek. Een ruit-antenne kan boven een onregelmatige bodem opgehangen worden zonder dat haar praktische werking er in sterke mate door beïnvloed wordt.

Wanneer haar vrij uiteinde gesloten wordt door een weerstand met een waarde tussen 700 en 800 ohm, dan wordt de weerkaatste golf uitgeschakeld; tevens wordt de versterking naar voor verbeterd en de antenne kan zonder wijzigingen op verschillende banden gebruikt worden. De sluitweerstand moet in staat zijn een derde van het uitgangsvermogen van de zender te dissiperen en mag slechts een zeer kleine reactantie vertonen. Een reeks gloeilampen kan hiertoe in serie-parallel geschakeld worden ofwel kan men sterke koolweerstandden in staafvorm gebruiken. Voor zenders met middelmatig of klein vermogen kan men hiertoe beroep doen op niet inductieve plaatsweerstandden. Verschillende fabricanten vervaardigen voor deze antennes speciale weerstandden. Wegens technische redenen moet deze sluiting een kleine inductieve reactantie vertonen. Dit mag echter ook niet te sterk zijn.

Een compromis voor de inrichting van de sluiting, dat veel gebruikt wordt, bestaat uit het gebruik van een gesloten lijn van 250 voet of nog langer uit weerstandsdraad, die niet te veel weerstand per lengte-eenheid heeft. Is dit laatste niet het geval dan zou de reactantie van de lijn overdreven zijn. Een lijn van 250

voet uit chroomnikkeldraad nr. 25, met een spreiding van 6 duim en besloten op een weerstand van 800 ohm zal voldoende geven. Wegens de attenuatie van de lijn moet de opgehoopte weerstand aan het einde van de lijn slechts enkele watt dissiperen, zelfs bij groot zendvermogen. De attenuerende lijn mag op haar zelf geplooid worden om minder ruimte te beslaan.

Het bepalen van de beste waarde voor de sluitweerstand moet tijdens het zenden geschieden, daar de ingangsimpedantie van een gemiddelde ontvanger veel lager is dan 800 ohm. Dit aanpassingsgebrek zal de doeltreffendheid van het net bij de ontvangst niet verminderen, doch als gevolg daarvan zal de weerstandswaarde die de beste ontvangst geeft nog niet de beste uitslagen geven bij het zenden. Het is dus aan te raden de weerstand gedurende het zenden te regelen voor de beste versterking, zelfs indien er slechts weinig verschil is tussen beide bedrijfsomstandigheden.

De ingangsimpedantie van de ruit-antenne, die weerkaatst wordt in de voedingslijn is steeds iets kleiner dan de sluitweerstand en bedraagt zowat 700 tot 750 ohm, wanneer de sluitweerstand 800 ohm is.

De antenne moet gevoerd worden met een niet-resonerende lijn met een karakteristieke impedantie van 650 tot 700 ohm. De vier hoeken van de ruit-antenne moeten minstens een halve golflengte boven de bodem verheven zijn bij de laagste bedrijfsfrequentie. Bij werking op drie banden moet men de gepaste hoek ϕ nemen voor de middenste band.

De ruit-antenne straalt een horizontaal gepolariseerde golf uit met een betrekkelijk lage hoek boven de horizon. De stralingshoek (golfhoek) neemt af, wanneer de hoogte boven de bodem toeneemt op dezelfde wijze als bij een halvegolf-dipool. De ruit-antenne mag, indien mogelijk, in geen enkel vlak hellen. M.a.w. de staken voor het ophangen moeten allen dezelfde hoogte hebben en de antenne moet parallel met de bodempervlakte blijven.

Men verliest een groot deel van het richteffect wanneer men de sluitweerstand weglaat en men de antenne als resonerend systeem gebruikt. Indien men de richting van de antenne wenst om te keren, dan is het veel beter transmissielijnen naar beide einden van de antenne te voeren en eveneens aan iedere zijde een sluitlijn aan te brengen. Met twee dubbele schakelaars, die op afstand bediend kunnen worden, is het dan mogelijk snel de richting van de antenne om te schakelen en toch in iedere richting dezelfde sluiting te hebben.

Figuur 6 geeft krommen voor het optimum ontwerp van ruit-antennes volgens twee methoden. Het resultaat van de regelingsmethode is ongeveer 1,5 db minder dan voor de methode met maximum uitgang, doch vergt een lengte die slechts zowat 0,74 bedraagt van de tweede. De hoogte en de hellingshoek is in beide gevallen dezelfde. Figuur 7 toont constructiegegevens voor een aanbevolen ruit-antenne voor de banden van 7 tot 29,7 MHz. Deze antenne zal een versterking van ongeveer

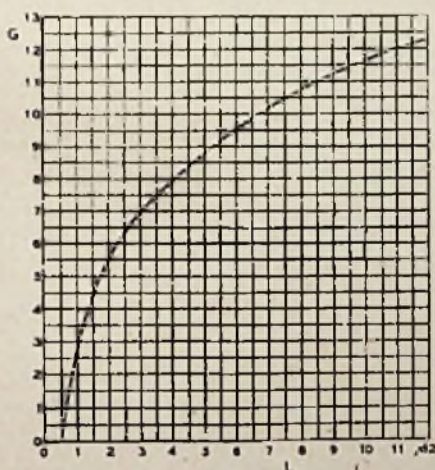


Fig. 5
DIRECTIEVE VERSTERKING VAN EEN
V-RICHTANTENNE.

De kromme toont de directieve versterking van een V-richtantenne (G in db) in vergelijking met een halvegolf-antenne op dezelfde hoogte boven de grond en gegeven in verhouding tot de lengte van de zijde L in golflengte.

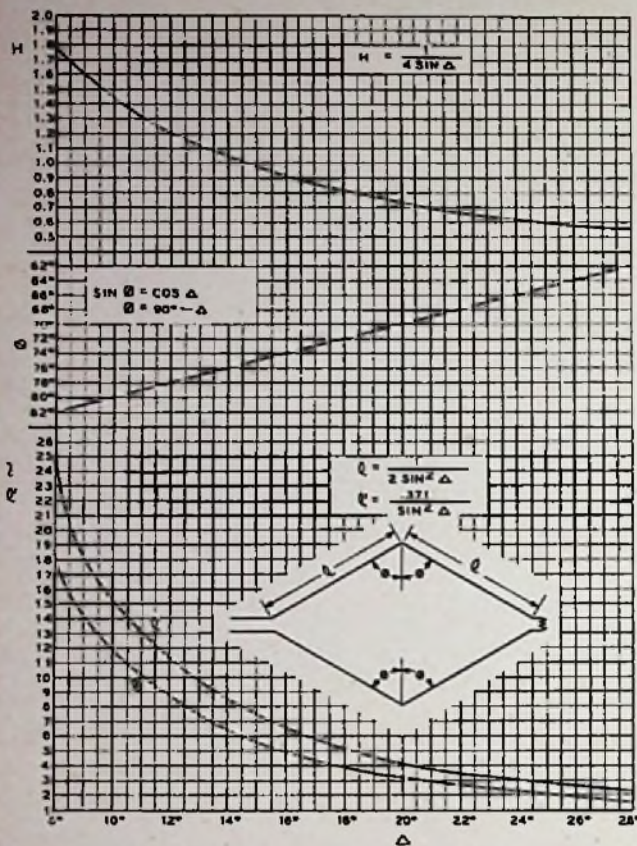


Fig. 6.

ONTWERPTABEL VOOR RUIT-ANTENNES.

De ontwerpgegevens worden aangeduid in verhouding tot de golfhoek Δ (verticale hoek bij uitzending en ontvangst) van de antenne. De lengten l worden in golflengte gegeven voor het ontwerp volgens de methode met « maximum uitgang »; de kortere lengten l' zijn voor de afregelingsmethode, die ongeveer 1,5 db minder versterking geeft, doch met een veel kleinere benodigde ruimte voor het opstellen der antenne. De waarden der zijlengten (l en l'), hellingshoek (δ) en hoogte (H) voor een gegeven golfhoek verkrijgt men door een loodrechte lijn te trekken uit de gewenste waarde van de golfhoek.

11 db geven op 14 MHz. De benaderende versterking van een ruit-antenne in vergelijking met een dipool boven een normale bodem wordt gegeven in figuur 8.

22-4. — SAMENGEVOEGDE DIPOOLNETTEN.

De karakteristieken van een halvegolf-dipool werden reeds beschreven. Plaatst men een andere dipool in de nabijheid en stuurt men deze hetzij rechtstreeks, hetzij parasitair, dan zal het resulterend stralingsdiagram afhangen van de afstand en de fase tussen de twee, evenals van de betreffende intensiteiten van de stroom. Met afstanden van minder dan 0,65 golflengte is de straling hoofdzakelijk zijwaarts ten opzichte van de twee draden (bidirectioneel), wanneer er geen fazeverschil is en parallel met de draden, wanneer het 180° bedraagt. Met fazeverschillen tussen 0° en 180° (b.v. 45°, 90° en 135°) is het stralingsdiagram asymmetrisch; de straling is sterker in een richting dan in de andere.

Met afstanden van meer dan 0,8 golflengte treden er meer dan twee hoofdlobben op voor alle faze combinaties; daarom worden dergelijke afstanden zelden gebruikt.

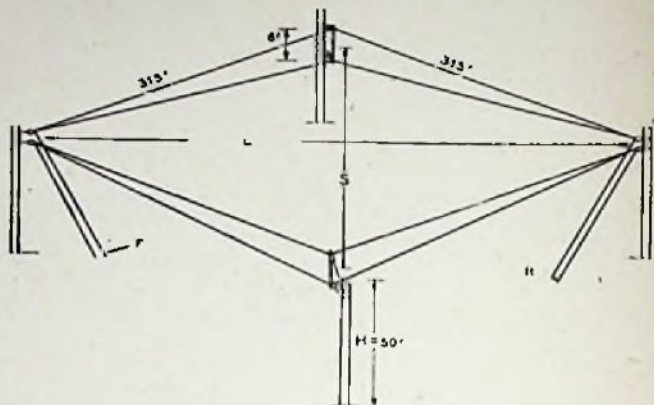


Fig. 7.

AANBEVOLEN ONTWERP VAN EEN RUIT-ANTENNE.

Het hier gegeven antennesysteem kan zonder wijzigingen gebruikt worden op de banden van 7, 14, 21 en 28 MHz. De wijze van het omschakelen van de richting wordt in de tekst besproken. De voedingslijn (F) wordt gevormd uit draden nr. 14 met een spreiding van 6 duim. Voor de antennedraden neemt men harde koperdraad nr. 12. De sluitlijn bestaat uit 250 voet chroomnikkeldraad nr. 26 met een spreiding van 6 duim en eindigend op een koolweerstand van 800 ohm, 16 watt (ofwel 8 weerstanden van 100 ohm, 2 watt in serie). De afstand S tussen de zijden bedraagt 214 voet en de totale lengte L 592 voet.

Wanneer de dipolen in fase gevoed worden, dan is de meest effectieve afstand tussen 0,5 en 0,7 golflengte. Het laatste cijfer geeft een betere versterking, doch er treden kleinere lobben op, wat niet het geval is bij een afstand van 0,5 golflengte. De straling is zijwaarts ten overstaan van het plan der dipolen en de versterking is iets groter dan voor twee dipolen met fazeverschil. De versterking neemt snel af bij afstanden van minder dan 0,375 golflengte en bij deze van 0,25 golflengte of minder heeft men slechts weinig voordeel dipolen in fase te gebruiken, behalve wanneer het wenselijk is de stralingsweerstand te verhogen. (Zie Dipolen met meerdere draden.)

Wanneer de dipolen met een fazeverschil van 180° gevoed worden dan is het richteffect het grootst door het plan van de draden en tevens met de kleinste afstand tussen de draden, al krijgt men slechts weinig verschil meer indien men de afstand kleiner maakt dan

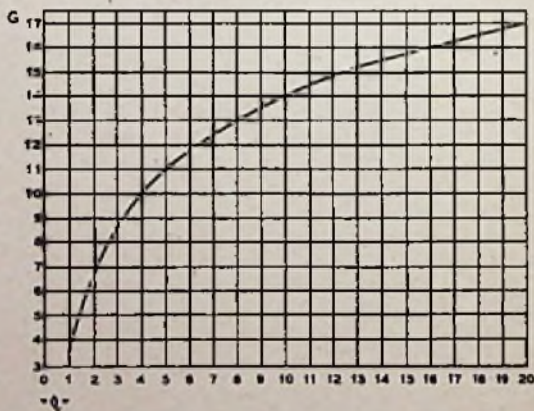


Fig. 8.

VERSTERKING VAN DE RUIT-ANTENNE.

Theoretische versterking (G in db) in vergelijking met een halvegolf dipool op dezelfde afstand boven de bodem en boven hetzelfde bodemtype, ten overstaan van de lengte (l) van de benen van de ruit-antenne.

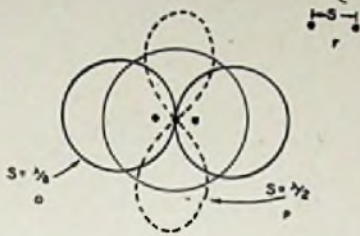


Fig. 9

STRALINGSDIAGRAMMEN VAN EEN PAAR IN FAZE WERKENDE DIPOLEN MET EEN FAZE-VERSCHIL VAN 180°.

- O = faseverschil van 180°
- P = in fase
- F = planzicht

Indien de dipolen horizontaal gericht zijn, verkrijgt men het richteffect hoofdzakelijk in het verticale plan; zijn ze verticaal gericht, dan krijgt men het meeste richteffect in het horizontale plan.

0,125 golflengte. De stralingsweerstand wordt voor afstanden van minder dan 0,1 golflengte zo klein, dat ze praktisch niet meer bruikbaar zijn.

In de drie voorgaande voorbeelden heeft men richteffect in hoofdzaak een richting, die in hetzelfde plan ligt als de draden; is er faseverschil, dan verloopt het richteffect in dezelfde richting als de draden en is er geen faseverschil, dan verloopt het richteffect loodrecht op de richting der draden. Wanneer men de draden verticaal oriënteert, dan zal men bijgevolg de beste horizontale directiviteit bekomen; verlopen de draden horizontaal, dan krijgt men het grootste richteffect in de verticale richting.

Om de scherpte van het richteffect te verhogen in alle plannen, die een der draden bevatten, kan men meerdere gelijke elementen bijvoegen in de lijn van de geleiders en ze eveneens in fase voeden. Het gekende H-net is een net waarin gebruik gemaakt wordt op de beschreven wijze van beide typen richteffect. De Kraus flat-top richtantenne is er een ander voorbeeld van.

Deze twee antennes in hun verschillende vormen zijn directioneel in een horizontaal plan buiten het feit dat het stralers zijn met kleine stralingshoek en zijn waarschijnlijk de meest praktische bidirectionele netten van samengevoegde dipolen voor amateursgebruik. Meer elementen in fase kunnen gebruikt worden om een groter richteffect te verschaffen in vlakken, waarin een der stralende elementen is opgenomen. De H wordt dan een Sterba-gordijnstelsel.

Voor werk met enkele richting op amateurbanden

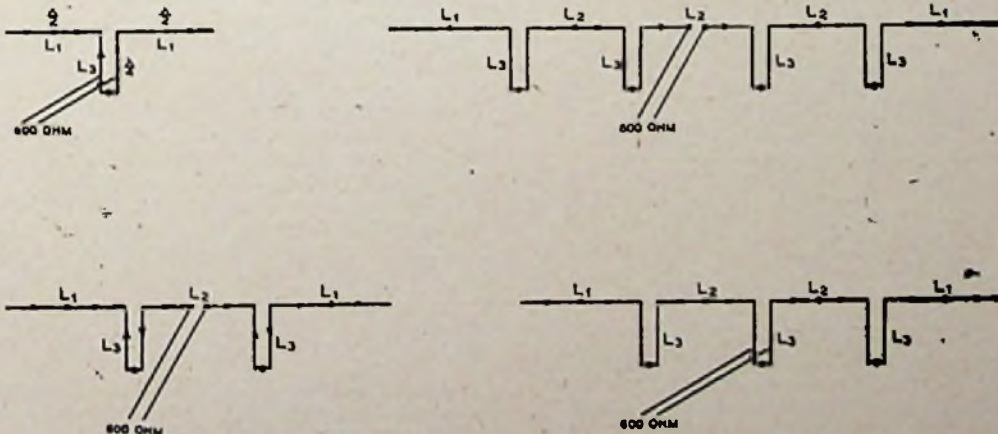


Fig. 10

FRANKLIN OF CO-LINEAIRE ANTENNES.

Horizontale polarisatie-straling volgens de lange zijde.
De feeders zijn van het niet-resonerende type.

ONTWERPTABEL VOOR CO-LINEAIRE ANTENNES

Frequentie in MHz.	L1	L2	L3
14.4	33'4"	34'3"	17'1"
14.2	33'8"	34'7"	17'3"
14.0	34'1"	35'	17'6"
7.3	65'10"	67'6"	33'9"
7.15	67'	68'8"	34'4"
7.0	68'5"	70'2"	35'1"
4.0	120'	123'	61'6"
3.9	123'	126'	63'
3.6	133'	136'5"	68'2"

zijn de meest praktische netten van samengevoegde dipolen de systemen met parasitaire voeding, die een betrekkelijk kleine afstand bedingen tussen de reflectoren en de directoren. Antennes van dit type worden in bijzonderheden beschreven in hoofdstuk 24. Daarna komen bij de unidirectionele netten de H-antenne of de Sterba-gordijnen met een gelijkaardig systeem, dat op ongeveer een kwartgolf er achter wordt opgesteld. Dit bijgevoegd net kan rechtstreeks gevoed worden met behulp van een lijnsectie van een kwartgolf lang of kan parasitair gevoed worden. Het gebruik van een reflector samen met om het even welke type van samengevoegd dipoolnet zal de versterking met 3 db doen toenemen.

CO-LINEAIRE NETTEN.

De eenvoudige co-lineaire antenne is een zeer doeltreffend systeem voor de banden van 3,5 en 7 MHz, doch is niet aan te bevelen op hogere frequenties daar een dergelijk net geen enkel verticaal richteffect vertoont. Het stralingsdiagram in de hoogte van een dergelijk net is in hoofdzaak hetzelfde als voor een halvegolf-dipool. Deze beschouwingen zijn toepasselijk zowel voor elementen van normale lengte, als voor uitgestrekte elementen.

De co-lineaire antenne bestaat uit twee of meer stralende secties van 0,5 tot 0,65 golflengte lang, waarbij de stroom in elke sectie in fase is. De noodzakelijke omkering der fase tussen de secties wordt verkregen door het gebruik van resonerende afstemlijnen, zoals figuur 10 het toont. De versterking van een co-lineair net met halvegolf-elementen is in db ongeveer gelijk aan het aantal elementen van het net. De juiste cijfers zijn de volgende:

Aantal elementen :	2	3	4	5	6
Winst in db :	1,8	3,3	4,5	5,3	6,2

Wanneer bijkomende elementen in fase gevoegd worden bij een dipool, dan stijgt de stralingsweerstand sneller dan wanneer bijkomende halvegolf-elementen uit fase bijgevoegd worden (harmonisch werkende antennes).

Voor een collineaire net van 2 tot 6 elementen is de eindweerstand in ohm op gelijk welke knoop ongeveer gelijk aan 100 maal het aantal elementen.

Men moet zich voor ogen houden dat de versterking van een co-lineaire antenne afhangt van de scherpte van het horizontaal richteffect, vermits ze geen verticaal richteffect vertoont. Een net met verschillende co-lineaire elementen zal een grote versterking geven, doch zal slechts een zeer beperkte boog beschrijven.

VERLENGDE DUBBELE ZEPPELIN.

De versterking van een gewone Franklin co-lineaire antenne met twee elementen kan verhoogd worden tot ongeveer de waarde van een Franklin met 3 elementen door de twee stralende elementen 230° lang te maken in plaats van 180° . De aanpassingslijn wordt dan in overeenstemming kortgesloten om het gehele net in resonantie te houden. In plaats van dus elementen van 0,5 golflengte lang te hebben met een aanpassingslijn van 0,25 golflengte, neemt men elementen van 0,64 en een aanpassingslijn van ongeveer 0,18.

De juiste lengte voor een 230° dubbele Zeppelin kan bekomen worden uit de tabel voor het ontwerp der co-lineaire antennes door de waarden van L1 te vermenigvuldigen door 1,29. Om de beste uitslagen te bekomen moet de lengte van L2 proefondervindelijk bepaald worden. Deze lengte ligt tussen 0,15 en 0,2 golflengte.

Het verticale richteffect van co-lineaire antennes met elementen van 230° is hetzelfde als voor deze met elementen van 180° . Er is weinig voordeel aan verbonden gebruik te maken van verlengde secties, wanneer de totale lengte van het net meer dan zowat 1,5 golflengte bedraagt, vermits de versterking van de co-lineaire antenne evenredig is met de totale lengte, ongeacht het feit dat de afzonderlijke elementen $\frac{1}{4}$, $\frac{1}{2}$ of $\frac{3}{4}$ golflengte lang zijn.

22-5. — ANTENNESTELSELS MET LOODRECHT RICHTEFFECT.

Co-lineaire antennestelsels kunnen boven of onder een ander co-lineair net opgesteld worden om wat men gewoonlijk noemt een net met loodrecht richteffect of een breed net te vormen. Een dergelijk net heeft, bij gebruik van horizontale elementen, een verticaal richt-

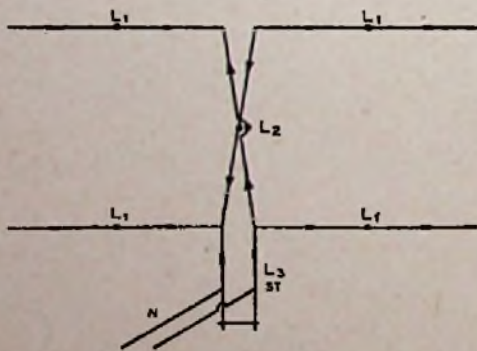


Fig. 11

ANTENNESYSTEEM « LAZY H ».

Het samenvoegen der co-lineaire elementen geeft zowel horizontaal als verticaal richteffect. De antenne, zoals ze hier getoond wordt, geeft een versterking van ongeveer 5,5 db. Door het bijvoegen van een reflector van dezelfde vorm als het systeem wordt het unidirectioneel en neemt de versterking toe tot ongeveer 9 db.

St = aanpassingslijn

N = niet resonerende voedingslijn.

effect dat evenredig is met het aantal secties met loodrecht richteffect, die gebruikt werden. Daar netten met loodrecht richteffect een goede verticale directiviteit hebben, wordt hun gebruik aanbevolen op de band van 14 MHz en op de hogere frequentiebanden. Een der meest gekende en eenvoudige netten van dit type is het « Lazy-H »-net, dat in figuur 11 afgebeeld wordt. Horizontale co-lineaire elementen, die twee bij twee boven elkaar samengevoegd zijn, vormen dit antennesysteem, dat sterk aanbevolen wordt voor amateurswerk op 10 en 20 meter, wanneer men een merklijke versterking zonder overdreven richteffect wenst. Deze antenne heeft een hoge stralingsweerstand en een versterking van ongeveer 5,5 db. Dit veroorzaakt lage spanningen en een brede afstemming, wat het gebruik toelaat van goedkope isolatoren en het net bruikbaar maakt over een vrij breed frequentiebereik. Zie voor de afmetingen de ontwerptabel voor de samengevoegde dipolen.

« STERBA-GORDIJN ».

Een verticale opstelling kan toegepast worden op co-lineaire elementen van meer dan 2 halvegolven. In dergelijke stelsels wordt de laatste kwartgolf gewoonlijk zo geplooid dat ze verloopt in dezelfde richting als een gelijkaardige kwartgolf van de tegenoverliggende straler. Dit geeft een beter evenwicht en een betere koppeling tussen de bovenste en de onderste elementen, wanneer het net in stroom gevoed wordt. Netten van dit type worden weergegeven in figuur 12 en worden gewoonlijk aangeduid onder de benaming Sterba-gordijn.

De juiste lengte voor de elementen en de aanpassingslijnen kunnen voor elk gegeven oogenblik van samengevoegde dipolen bepaald worden met behulp van de ontwerptabel voor samengevoegde dipolen.

In de tekeningen van figuur 12 tonen de pijltjes het stroomverloop aan voor elk gegeven oogenblik. De punten op de stralers tonen de punten met maximum stroom. Alle pijltjes moeten in dezelfde richting wijzen in elk deel van de stralende secties van de antenne teneinde een veld te vormen dat in fase is voor de loodrechte straling. Aan deze voorwaarde is voldaan in de systemen van figuur 12. De figuren 12-A en 12-D tonen variante methoden voor de voeding van een korte Sterba-gordijn terwijl in de andere netten van figuur 12 andere voedingsmethoden gegeven worden. Het net van figuur 12-E geeft een zeer grote versterking, doch vereist een hoogte van meer dan $1\frac{1}{2}$ golflengte; bijgevolg is een dergelijk net in normale omstandigheden slechts bruikbaar op de banden van 28 en 50 MHz. Bij alle netten van figuur 12 en ook bij het « Lazy H »-net kan men een unidirectiviteit bekomen en de versterking doen toenemen met 3 db, indien men een juist gelijk net bouwt en opstelt op $\frac{1}{4}$ golflengte achter het gevoede net. In de plaats hiervan kan men ook een net of draadscherm met een iets grotere oppervlakte dan het antennenet als reflector opstellen om een richteffect in een enkele richting te bekomen. De afstand tussen de weerkaatsende draden mag variëren van 0,05 tot 0,1 golflengte, waarbij de afstand der reflectiedraden het kleinst genomen wordt rechtstreeks achter de stralende draden. De draden in het niet-afgestemde reflectorsysteem moeten parallel verlopen met de stralende elementen van het net en de reflector moet op ongeveer 0,2 tot 0,25 golflengte achter het stralend net opgesteld worden.

22-6. — NETTEN MET PARALLEL RICHTEFFECT.

Door het opstellen van twee halvegolf-dipolen of twee co-lineaire netten op een afstand van 0,1 tot 0,25 golflengte van elkaar en het voeden van beiden met een fazeverschil van 180° verkrijgt men een richteffect dat loodrecht staat op het plan van de twee draden. Een beter idee van dit richteffect kan men krijgen in figuur 9.

Denk er aan dat parallel hier doelt op de straling

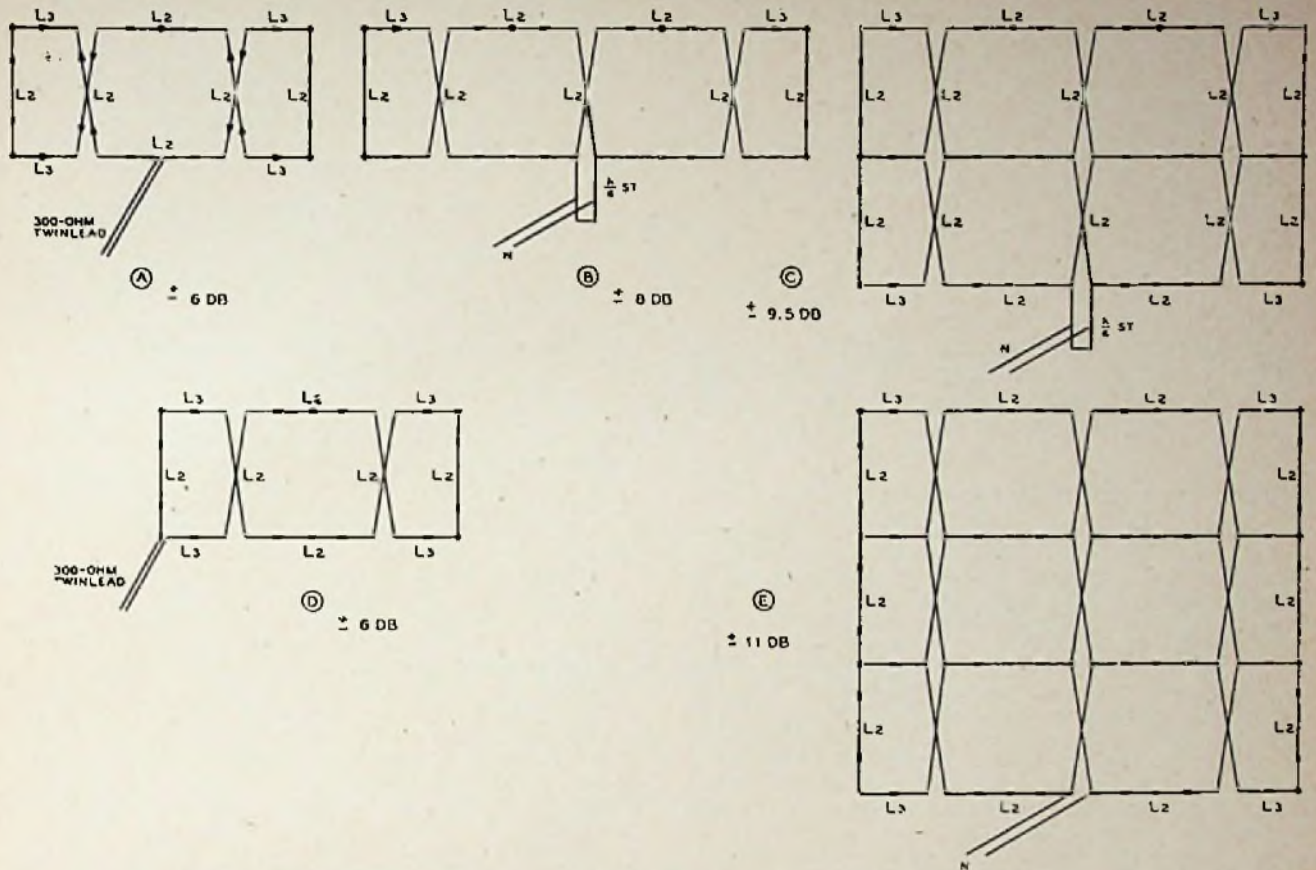


Fig. 12
« STERBA-GORDIJN »

Hier worden verschillende typen met verschillende voedingsmethoden gegeven, samen met de verkregen versterkingen.

St = aanpassingslijn

N = niet-resonerende voedingslijn.

ten opzichte van het ganse antennesysteem, en niet ten opzichte van het plan waarin de twee stralers liggen. Het verticale richteffect van een dergelijk net, dat horizontaal opgesteld is, kan verhoogd worden door een gelijkaardig net op een halvegolf achter het eerste op te stellen en dit in dezelfde fase te voeden. Een dergelijk antennesysteem is een combinatie van een net met parallel en met loodrecht richteffect. De meeste antennenetnetten zijn echter hetzij van het ene, hetzij van het andere stralingstype, al kan het laatste stralingstype met dubbel effect bij behoorlijk ontwerp volledige voldeening schenken.

UNIDIRECTIONELE NETTEN MET PARALLEL RICHTEFFECT.

Een eenvoudig unidirectioneel net met parallel richteffect wordt afgebeeld in figuur 13. Indien men een dergelijk net 2 golflengten lang maakt, dan zal de versterking ongeveer 8,5 db bedragen; bij een lengte van 3 golflengten krijgt men een versterking van zowat 10 db. Dergelijk net is gemakkelijk wanneer men een net met hoge versterking wenst te bouwen om te stralen in een richting tussen de twee polen. Een dergelijke antenne kan men in omgekeerde richting laten werken op dezelfde wijze als een ruit-antenne, door twee voedingslijnen naar de werkkamer te brengen en een bijkomende sluitlijn van 300 ohm aan te leggen. Het omschakelen geschiedt op dezelfde wijze als bij de ruit-antenne. Deze antennes hebben nog een eigenschap, die ze met de ruit-antennes gemeen hebben; zij zijn doeltreffend om de straling te concentreren zowel in het hoogtepian als in het azimuthplan. Bijgevolg

zijn deze netten goede stralers op lage hoeken. De hoeveelheid energie die in de sluitweerstand moet gedissipeerd worden is betrekkelijk groot, zoals bij de ruit-antenne en neemt af wanneer de lengte van het net toeneemt.

ONTWERPTABEL VOOR SAMENGEVOEGDE DIPOLEN			
Frequentie in MHz.	L1	L2	L3
7.0	68'2"	70'	35'
7.3	65'10"	67'6"	33'9"
14.0	34'1"	35'	17'6"
14.2	33'8"	34'7"	17'3"
14.4	34'4"	34'2"	17'
21.0	22'9"	23'3"	11'8"
21.5	22'3"	22'9"	11'5"
27.3	17'7"	17'10"	8'11"
28.0	17'	17'7"	8'9"
29.0	16'6"	17'	8'6"
50.0	9'7"	9'10"	4'11"
52.0	9'3"	9'5"	4'8"
54.0	8'10"	9'1"	4'6"
144.0	39'8"	40.5"	20.3"
146.0	39"	40"	20"
148.0	38.4"	39.5"	19.8"

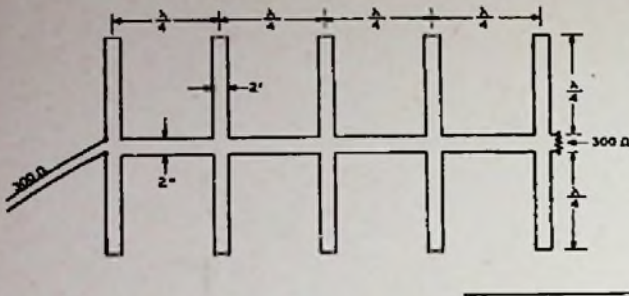


Fig. 13.

ANTENNESYSTEEM MET EVENWIJDIG RICHT-EFFECT GEVORMD UIT GEVOUWEN ELEMENTEN
De versterking bedraagt ongeveer 6 db en de straling verloopt in de richting van de pijl.

KRAUS FLAT-TOP RICHTANTENNE.

Een zeer doeltreffend bidirectioneel systeem met parallel richteffect is de Kraus flat-top richtantenne. In hoofdzaak bestaat deze antenne uit 2 dipolen of co-lineaire netten met kleine afstand. Wegens deze kleine afstand is het mogelijk een behoorlijke fazeverhouding te verkrijgen in de stralers met meerdere secties door de draden te kruisen op de spanningsbuiken in plaats van beroep te doen op aanpassingssecties. Daardoor wordt het systeem veel eenvoudiger. (Zie figuur 14.) Men kan gelijk welk aantal secties gebruiken; meestal beperkt men zich tot 1 en 2 secties. Bij het gebruik van meer dan 4 secties verkrijgt men slechts weinig versterking meer en ontstaat het gevaar last te verkrijgen met fazeverschuivingen.

Een flat-top richtantenne met een sectie en middelpuntvoeding, die gesneden is in overeenstemming met de tabel, kan met succes gebruikt worden op de tweede harmonische, waarbij het stralingsdiagram gelijkaardig is, doch alleen een beetje scherper. Deze enkele sectie kan eveneens op de vierde harmonische werken met een zeker succes, al verkrijgt men dan vier lobben in de vorm van een klaverblad, zoals bij een vollegolf-antenne.

Wordt de flat-top richtantenne op meer dan één band gebruikt, dan moet de voedingslijn afgestemd zijn.

De stralingsweerstand van een flat-top richtantenne is klein, vooral wanneer slechts een sectie gebruikt wordt. Dit betekent dat de spanning hoog zal zijn op de spanningsbuiken. Om deze reden moeten buitengewoon goede isolatoren gebruikt worden indien men met vochtig weder goede uitslagen wil bereiken.

De juiste lengte der stralende elementen is niet bijzonder critiek, omdat lichte afwijkingen kunnen gecompenseerd worden in de aanpassingslijn of in de afgestemde voedingslijnen. De behoorlijke regeling van de aanpassingslijnen werd besproken in hoofdstuk 11. Geschikte lengten voor de stralers en benaderende afmetingen voor de aanpassingslijnen kunnen gevonden worden in de bijgaande ontwerptabel.

Figuur 14 geeft het bovenzicht van 8 typen flat-top richtantennes. De afmetingen voor deze antennes op verschillende banden vindt men in de tabel. De banden van 7 en 28 MHz werden in twee delen verdeeld, doch de afmetingen zowel van het gedeelte met hoge frequentie, als het gedeelte voor de lagere frequentie zullen voldoende zijn voor heel de band.

In ieder geval wordt de antenne afgestemd op de gebruikte frequentie door het regelen van de kortsluitstaaf op het aanpassingsende of door het afstemmen van de feeders, indien geen aanpassingslijn gebruikt wordt. De gegevens uit de tabel kunnen aangepast wor-

Frequentie	Afstand	S	L1	L2	L3	L4	M	D	A(¼) bena- derend	A(½) bena- derend	A(¾) bena- derend	X bena- derend
7.0- 7.2 MHz	$\lambda/8$	17' 4"	34'	60'	52' 8"	44'	8' 10"	4'	26'	60'	96'	4'
7.2- 7.3	$\lambda/8$	17' 0"	33' 6"	59'	51' 8"	43' 1"	8' 8"	4'	26'	59'	94'	4'
14.0-14.4	$\lambda/8$	8' 8"	17'	30'	26' 4"	22'	4' 5"	2'	13'	30'	48'	2'
14.0-14.4	.15 λ	10' 5"	17'	30'	25' 3"	20'	5' 4"	2'	12'	29'	47'	2'
14.0-14.4	.20 λ	13' 11"	17'	30'	22' 10"		7' 2"	2'	10'	27'	45'	3'
14.0-14.4	$\lambda/4$	17' 4"	17'	30'	20' 8"		8' 10"	2'	8'	25'	43'	4'
28.0-29.0	.15 λ	5' 2"	8' 6"	15'	12' 7"	10'	2' 8"	1' 6"	7'	15'	24'	1'
28.0-29.0	$\lambda/4$	8' 8"	8' 6"	15'	10' 4"		4' 5"	1' 6"	5'	13'	22'	2'
29.0-30.0	.15 λ	5' 0"	8' 3"	14' 6"	12' 2"	9' 8"	2' 7"	1' 6"	7'	15'	23'	1'
29.0-30.0	$\lambda/4$	8' 4"	8' 3"	14' 6"	10' 0"		4' 4"	1' 6"	5'	13'	21'	2'

Volgende symbolen werden gebruikt in de tabel der afmetingen :

L1, L2, L3, L4 : lengte der zijden in figuur 14.

S : afstand tussen de horizontale draden.

M : lengte van de draad tussen de uiteinden en het kruispunt.

A(¼) : benaderende lengte van een kwartgolf aanpassingslijn.

A(½) : benaderende lengte van een halvegolf aanpassingslijn.

A(¾) : benaderende lengte van een driekwartgolf aanpassingslijn.

X : Benaderende afstand boven de kortsluitstaaf voor het aanbrengen van de 600 ohm-lijn. De in de tabel gegeven afstand is ongeveer juist voor de flat-top met 2 secties. Voor een sectie zal deze afstand kleiner zijn en voor 3 en 4 secties groter.

De voor de halvegolf aanpassingssectie gegeven lengte is alleen toepasselijk voor de flat-top met één sectie en middelpuntvoeding. Om zeker te zijn van de lengte der aanpassingslijn, verdient het aanbeveling de lijn een voet langer te nemen dan in de tabel gegeven wordt, vooral bij de typen met eindvoeding. De lengten A worden gemeten van het punt waar de lijn aan de « flat-top » gehecht wordt.

Zowel de typen met eindvoeding als met middelpuntvoeding mogen horizontaal gebruikt worden. Waar echter een verticale antenne gewenst wordt, kan men de « flat-top » rond een uiteinde doen draaien ; in dit geval past het type met eindvoeding aan het onderste einde natuurlijk beter.

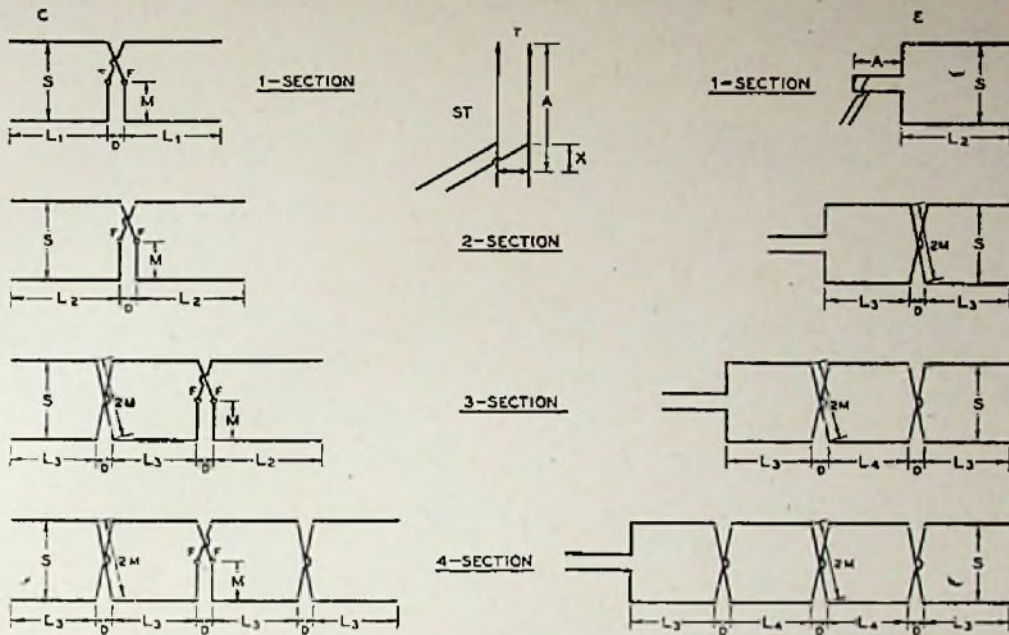


Fig. 14.

ONTWERPEN VAN FLAT-TOP RICHTANTENNES.

C = middelpuntvoeding
 E = eindvoeding
 FF = aanknopingspunten der aanpassingslijnen

ST = aanpassingslijn
 T = naar het midden van de horizontale antenne met parallel draden.

den voor andere banden of frequenties door het gebruik van een gepaste factor. Zo worden voor de band van 50 tot 52 MHz de waarden voor 28 tot 29 MHz gedeeld door 1,8.

Al deze antennes hebben een bidirectioneel horizontaal stralingsdiagram op hun grondfrequentie. Het maximum sein is zijwaarts gericht volgens de richting van de flat-top. De antenne met één sectie vertoont dit diagram zowel voor de tweede harmonische als voor de grondfrequentie. De andere typen vertonen vier hoofdlobben op de tweede en hogere harmonischen. De nominale versterking van de verschillende typen in vergelijking met een halvegolf-antenne zijn de volgende: 1 sectie — 4 db; 2 secties — 6 db; 3 secties — 7 db; 4 secties — 8 db.

De maximum gegeven afstand tussen de stralende elementen maakt de afregeling van deze richtannes minder critiek. Bij het type met een sectie mag men op de grondfrequentie een afstand tot een halvegolflengte ge-

bruiken; dit is eveneens waar voor een antenne met twee secties en middelpuntvoeding, doch het is niet wenselijk meer dan 0,15 golflengte als afstand te gebruiken voor de andere typen.

Al is het type flat-top richtantenne met middelpuntvoeding over het algemeen te verkiezen wegens de symmetrie, toch is het type met eindvoeding vaak gemakkelijker of wenselijk. Wanneer b.v. een flat-top verticaal gebruikt wordt, dan is de voeding aan het onderste einde meestal veruit het gemakkelijkst.

Indien men een flat-top-net aan het einde voedt in plaats van in het midden en men gebruikt afgestemde voedingslijnen, dan kan men stations in de richting van de uiteinden van het systeem werken door de feeders samen te verbinden en heel het zaakje, voedingssystemen en al, te laten werken als een lange-draad harmonische antenne. Men kan een schakelaar met dubbele stand gebruiken om de voedingslijnen en de directiviteit om te schakelen.

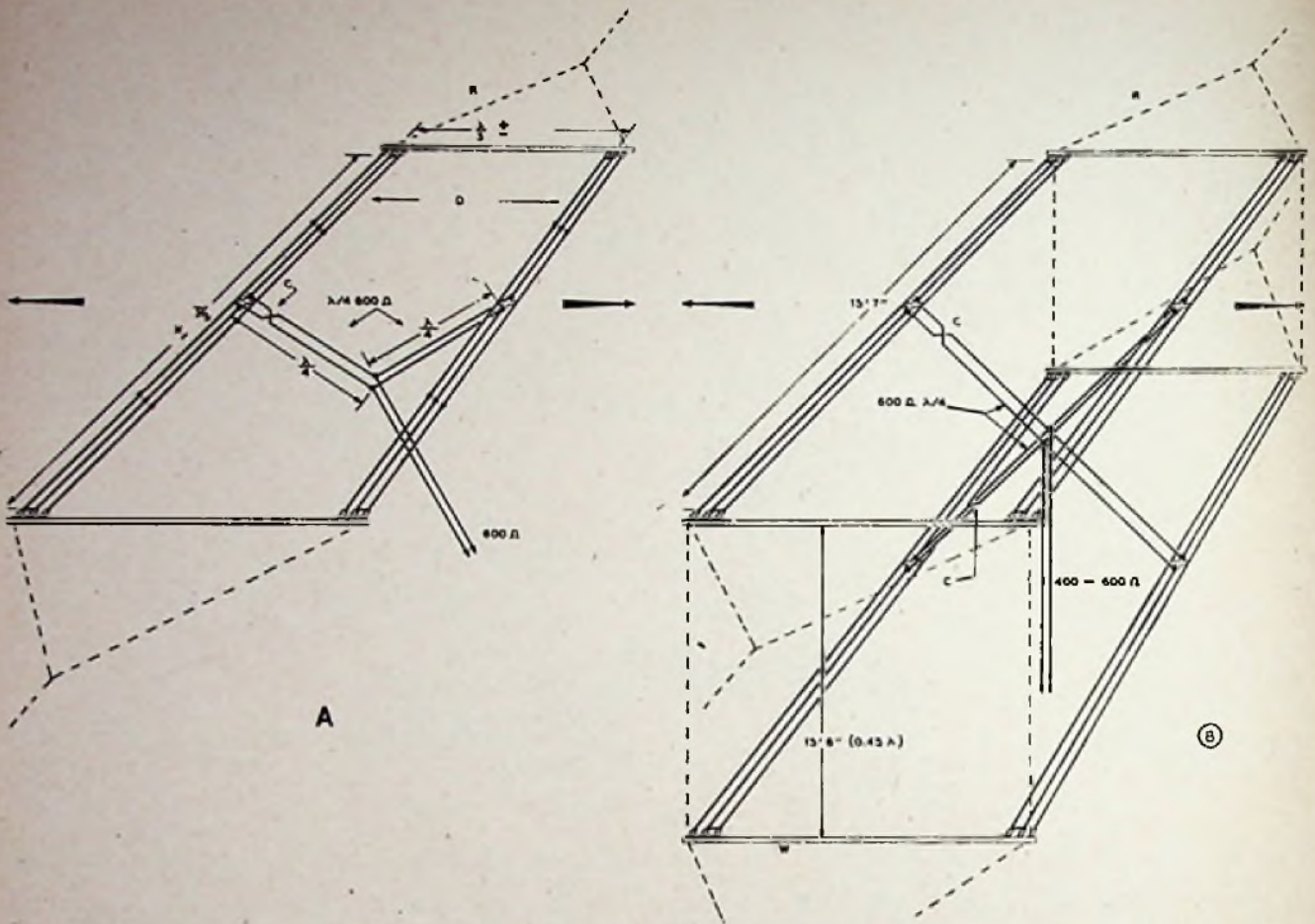


Fig. 15

FLAT-TOP RICHTANTENNES MET MEERDERE DRADEN.

In (A) ziet men een «twin-three» flat-top richtantenne met één sectie. (B) toont hoe men twee antennes van het type uit (A) kan samenvoegen om de directiviteit in de hoogte te verhogen en een dubbele «twin-three» flat-top richtantenne voor 28 MHz te vormen. Door het gebruik van stralende elementen uit drie draden (D), neemt de impedantie van het voedingspunt toe zodat de antennesystemen kunnen ge-

voed worden met 600 ohm aanpassingstransformatoren rechtstreeks uit een open lijn. De versterking voor het systeem (A) bedraagt ongeveer 4 db en voor (B) 8 db. De richting van de maximum straling wordt door de pijlen aangeduid.

R = ophangkabels
C = kruisingen in de voedingslijnen
W = houten spreiders

ZHF en UHF-Antennes

Het bereik der zeer hoge frequenties (ZHF) ligt volgens de aangenomen bepaling tussen 30 en 300 MHz. Het ultra hoog frequentiebereik (UHF), ligt tussen 300 en 3000 MHz. Bijgevolg is dit hoofdstuk gewijd aan de bouw van antennes voor de amateursbanden op 50 MHz, 144 MHz, 235 MHz en 420 MHz. Al zijn de grondprincipes voor de werking der antennes op alle frequenties dezelfde, toch maken de kortere fysieke lengten der golven en de verschillende voortplantingswijzen op deze frequenties het mogelijk en zelfs noodzakelijk antennesystemen te gebruiken waarvan het ontwerp verschilt van deze voor het bereik tussen 3 en 30 MHz.

23-1. — ANTENNEVEREISTEN.

Elk antennetype, dat bruikbaar is op de lagere frequenties, mag gebruikt worden op de ZHF- en UHF-band. In feite zijn korte verticale antennes zonder richteffect zeer populair voor uitzending en ontvangst in alle richtingen, vooral bij werk op korte afstand. Bij ernstig ZHF- of UHF-werk echter is het gebruik van een of ander type richtnet een noodzakelijkheid. In de eerste plaats wordt het schijnbaar zendvermogen van de zender bij de ontvangst verscheidene malen verhoogd, indien men het vermogen van de zender in een smalle straal kan concentreren. Een « billboard » systeem of een Sterba-gordijn met een versterking van 16 db zal bij de ontvangst een zender van 25 watt doen doorkomen als een zender van 1 kilowatt. Zelfs een eenvoudiger en kleiner systeem met 3 à 4 hulp-elementen en een versterking van 7 tot 10 db zal een merkelijke verbetering van het ontvangen sein geven.

Alle ZHF- en UHF-liefhebbers weten echter dat de grootste winst van een richtantenne gelegen is bij de ontvangst. Indien het afgelegen station niet kan gehoord worden, is het onmogelijk een verbinding te maken. De beperkende factor voor de ontvanger op ZHF en UHF is in bijna ieder geval de storing, die in de ontvanger zelf opgewekt wordt. Atmosferische storingen bestaan er om zo te zeggen niet en de storingen door ontsteking van ontploffingsmotoren kunnen tot een voldoende laag peil herleid worden door het gebruik van een der stoorbegrenzers, beschreven in hoofdstuk 4. Zelfs met een triode met geaard rooster of een geneutraliseerde triode in de eerste trap van de ontvanger is het door de eerste trap verwekte grondgeruis betrekkelijk sterk. Daarom is het wenselijk een antenne te gebruiken, die de hoogst mogelijke seinspanning zal afleveren op de eerste afstemkring voor een gegeven veldsterkte op de plaats der ontvangst.

Daar de veldsterkte, die op de plaats der ontvangst verwekt wordt door een afgelegen zendstation, als constant mag verondersteld worden, zal de antenne die het grootste deel van het golvenfront onderschept, in de veronderstelling dat de polarisatie en het richteffect behoorlijk zijn, de antenne zijn, die de beste verhouding sein-storing geeft. Bijgevolg zal een antenne met een oppervlakte van twee vierkante golflengten tweemaal zoveel seinvermogen opnemen als een gelijkaardig systeem met slechts één vierkante golflengte als effectieve oppervlakte, in de veronderstelling natuurlijk dat ze van hetzelfde algemeen type zijn en hetzelfde richteffect vertonen. Talrijk zijn de rapporten die getuigen, vooral op de band van 50 MHz, dat de band

volkomen dood scheen met een eenvoudige dipoolantenne, doch dat er een massa activiteit waar te nemen was over afstanden van 80 tot 160 mijl wanneer de ontvanger overgeschakeld werd op een antennesysteem met drie elementen of meer.

STRALINGSHOEK.

Het nuttige deel in het ZHF- en UHF-bereik voor verbindingen over korte of middelmatige afstanden is het vermogen dat uitgestraald wordt in een zeer kleine hoek boven de bodem; het is van belang dat de stralen parallel met de bodem liggen. Een verticale antenne straalt een gedeelte van haar straling uit op een zeer lage hoek eenvoudig wegens haar verticale polarisatie. Een eenvoudige horizontale dipool straalt zeer weinig energie uit op lage hoek en is bijgevolg niet doeltreffend als ZHF- en UHF-radiator. Richtnetten die het grootste deel van het uitgestraalde sein in kleine stralingshoeken concentreren (zoals deze die in het voorgaande hoofdstuk beschreven werden) zullen bewijzen doeltreffende stralers te zijn ongeacht of hun sein horizontaal of verticaal gepolariseerd is.

In ieder geval moet het stralend systeem voor ZHF- en UHF-werk zo hoog en zo vrij mogelijk opgesteld worden. Een toename van de hoogte van het antennesysteem zal een zeer merkbare verbetering van het aantal gehoorde seinen en van hun sterkte veroorzaken, ongeacht het gebruikte antennetype.

TRANSMISSIELIJNEN.

Transmissielijnen voor ZHF- en UHF-antennesystemen kunnen van het evenwijdige of van het coaxiale type zijn. Onder zekere voorwaarden kan men golfgeleiders gebruiken voor frequenties boven zowat 1500 MHz, doch hun afmetingen worden overdreven groot voor frequenties die veel onder deze waarde liggen. Men zal ondervinden dat niet-resonerende lijnen een veel beter rendement geven dan deze van het resonerende type. In ieder geval handelt men verstandig door de transmissielijn zo kort mogelijk te houden, daar de verliezen op de transmissielijnen voor frequenties boven 100 MHz zeer snel toenemen.

Bij open lijnen is het beter een kleinere spreiding te nemen dan aanbevolen voor langere golflengten, daar op twee meter 6 duim reeds een merkelijk breukdeel vormt van de golflengte. De straling van de lijn zal tot een minimum beperkt worden bij een spreiding van 1½ duim in plaats van 6 duim.

OVERSCHAKELING DER ANTENNE.

Het verdient aanbeveling dezelfde antenne te gebruiken voor het zenden en het ontvangen in het ZHF- en het UHF-bereik. Een onvermijdelijk vraagstuk in dit verband is het overschakelrelais voor de antenne. Het belang van dit vraagstuk neemt toe naarmate de frequentie stijgt. Wanneer men voor de transmissielijn der antenne coaxiale kabel gebruikt, kan men met voordeel coaxiale overschakelrelais met kleine reflectie gebruiken.

Een variant systeem dat een lage reflectie zal geven voor het overschakelsysteem wordt gegeven in figuur 1. Deze inrichting is een aanpassing van het « TR »-systeem uit de radar. Figuur 1-A geeft het systeem voor een open lijn. Wanneer de relais niet onder stroom staan, dan treedt de kortsluiting op de lijn naar de zen-

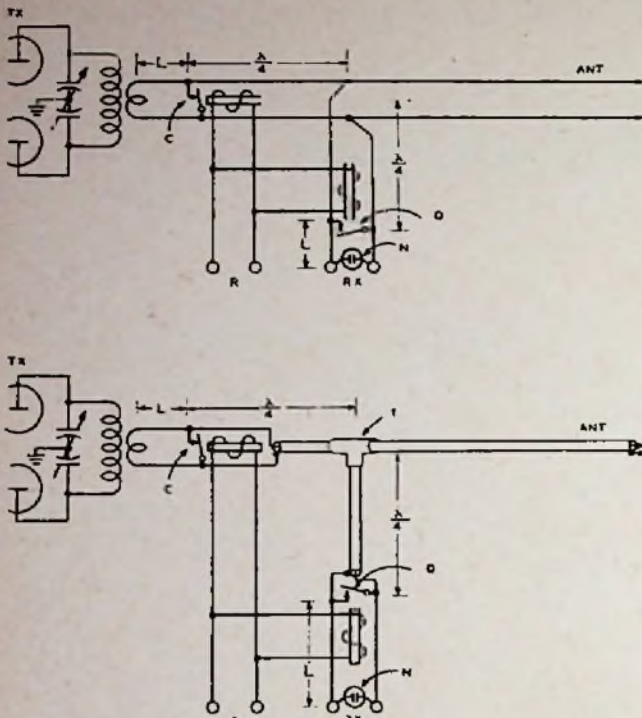


Fig. 1

OVERSCHAKELSYSTEEM DER ANTENNE OP ZHF

Twee kwartgolf secties van een transmissielijn worden gebruikt samen met een paar relais om de overschakeling der antenne tussen zender en ontvanger te verwezenlijken. De beschrijving van de werking wordt in de tekst beschreven.

- TX = zender
- RX = ontvanger
- N = neonlampje zonder weerstand in de huls
- R = bediening van de relais (alleen onder stroom wanneer de zender in de lucht is)
- O = normaal open
- C = normaal gesloten
- T = «T» verbinding voor coaxiale kabel

der op een kwartgolf van het verbindingspunt ten opzichte van het verbindingspunt op als een open kring en al de energie, die door de antenne ontvangen wordt, gaat naar de ontvanger. Het omgekeerde geschiedt wanneer beide relais stroom krijgen bij het zenden en alle energie van de zender naar de antenne gaat. Het neonlampje over de klemmen van de ontvanger is slechts een voorzorg voor het geval de relais niet zouden werken of slechte contacten zouden hebben. Een gelijkaardige inrichting voor gebruik met coaxiale kabel wordt getoond in figuur 1-B. Daar in dit geval de snelheidsfactor van de coaxiale kabel met polyethyleenvulling ongeveer 0,67 of $\frac{2}{3}$ bedraagt, moet de werkelijke fysieke lengte van de kwartgolfsecties $\frac{2}{3}$ van een kwartgolf bedragen om een elektrische lengte van een kwartgolf te bekomen.

INVLOED VAN HET VOEDINGSSYSTEEM OP DE STRALINGSHOEK.

Een verticale straler voor het UHF-bereik met straling in alle richtingen moet $\frac{1}{4}$ of $\frac{1}{2}$ golflengte lang genomen worden. Langere antennes hebben hun maximum straling niet in rechte hoeken op de straler (behalve bij co-faze opstelling) en zijn bijgevolg niet bruikbaar indien men de grootst mogelijke straling wenst parallel met de aarde.

Jammer genoeg ontleent een voedingssysteem, dat niet volkomen in evenwicht is en enigszins straalt, aan

de antenne zelf te veel energie, doch vervormt tevens het stralingsdiagram van de antenne. Als gevolg hiervan kan het stralingsdiagram van een verticale straler zodanig gewijzigd worden, dat de straling licht naar omhoog verbogen wordt en het vermogen, dat evenwijdig met de aardbodem uitgestraald wordt, sterk afneemt. Een verticale halvegolf radiator, die aan het ondereinde gevoed wordt met een kwartgolf-aanpassingslijn is hier een goed voorbeeld van; de lichte straling van de aanpassingslijn doet het uitgestraalde vermogen parallel met de aarde afnemen met bijna 10 db.

Het enige hulpmiddel is een voedingssysteem dat het stralingsdiagram van de antenne zelf niet verstoort. Dit betekent dat bij het gebruik van een open lijn, spanning en stroom juist gelijk moeten zijn (al is het dan ook met een fazeverschil van 180°) op elk punt van de voedingslijn. Dit betekent dus ook dat bij gebruik van een concentrische voedingslijn er geen stroom mag vloeien langs de buitenzijde van de kabel.

Middelen om de voedingslijn uit het sterke veld bij de verbinding met de straler te houden, worden verder in dit hoofdstuk besproken, bij de bespreking van werkelijke antennesystemen. De ongewenste stromen, die in de voedingslijn geïnduceerd worden zullen verwaarloosbaar zijn indien men deze voorzorgen neemt.

DOORSNEDE-OPPERVLAKTE VAN DE STRALER.

In het voorgaande hoofdstuk werd vastgesteld dat er geen voordeel is bij het gebruik van holle koperen geleiders voor de antennes (op middelmatige frequenties). De reden hiervan is dat men veel geleiders zou nodig hebben en dat hun doorsnede nog steeds niet groot genoeg zou zijn om een merkkelijk breukdeel van de golflengte te vormen, wat alleen de karakteristieken van de antenne kan verbeteren. Op ZHF en UHF echter is de lengte van de straler zo klein dat de kosten van een geleider met grote doormeter betrekkelijk klein is, zelfs al gebruikt men holle geleiders van 1 duim. Met dergelijke geleiders zal de afstemming van de antenne veel breder zijn en vaak is een brede afstemmingskarakteristiek wenselijk. Dit is bijzonder waar wanneer een antenne over een volledige amateursband moet gebruikt worden.

Men moet voor ogen houden, dat met dergelijke doormeters van de straler, de resonerende lengte van de straler iets korter zal zijn; bij gebruik van dikke koperen pijp voor een dipool op frequenties boven 100 MHz zal de straler slechts iets groter zijn dan 0,9 van een halve golflengte.

ISOLATIE.

De isolatie is van uitzonderlijk belang op UHF. Vele isolatoren, die zeer kleine verliezen vertonen tot op 30 MHz, zijn eerder gebrekkig op frequenties boven 100 MHz. Zelfs ceramiek met klein verlies is niets te goed wanneer de HF-spanning hoog is. Een der beste en meest praktische isolatoren voor het gebruik op deze frequenties is polystyreen. Deze stof heeft echter het nadeel dat ze gemakkelijk breekt of bij warmte vervormt.

In de praktijk ontwerpt men de antennesystemen voor ZHF en UHF doorgaans derwijze, dat elementen gesteund worden op punten met betrekkelijk lage spanning, want de beste isolator is natuurlijk de lucht. De spanningen op behoorlijk werkende niet-afgestemde lijnen is niet te hoog en daar is dus het vraagstuk der isolatie niet van zo'n groot belang, al moet men er toch degelijk zorg voor dragen.

POLARISATIE DER ANTENNE.

De commerciële omroep in de Verenigde Staten nam de horizontale polarisatie als standaard aan voor FM- en ZHF-televisie. Een der voornaamste redenen hiervan is het feit, dat de storingen door ontstekingsvonten beperkt worden door het gebruik van een horizontaal gepolariseerde ontvangstantenne. Bij de amateurs

vindt men in het ZHF-en het UHF-bereik zowel verticale als horizontale polarisatie. Mobiele stations zijn steeds verticaal gepolariseerd wegens de fysieke beperkingen, die aan de installatie van een antenne op een wagen opgelegd zijn. De meeste stations, die slechts bij gelegenheid of onregelmatig op deze frequenties werken, gebruiken een eenvoudige verticale grondplan-antenne, zowel voor het zenden als voor de ontvangst. Stations die ernstig werk leveren en streven naar verbindingen op de grootst mogelijke afstanden op de banden van 50 en 144 MHz gebruiken echter bijna onveranderlijk de horizontale polarisatie.

Proeven hebben bewezen dat er een grote attenuatie der seinsterkte optreedt bij het gebruik van kruis-polarisatie (ontvangst met een polarisatie en uitzending met de andere polarisatie) voor alle « pre-skip »-verbindingen op deze banden. Worden echter verbindingen gemaakt dank zij sporadische E-weerkaatsing dan schijnt het gebruik van kruis-polarisatie echter geen verschil te maken in de seinsterkte. Zo staat dus de operator of een station dat dient te werken op de ZHF (vooral op 50 MHz) voor het vraagstuk: Wil men verbindingen maken met alle stations, die op dezelfde band uitkomen, dan moet men de mogelijkheid voorzien zowel met verticale als met horizontale polarisatie te werken. Dit vraagstuk werd in vele gevallen opgelost door de bouw van een antennesysteem dat naast de draaibaarheid in het azimuthplan, ook kan bewegen worden in het plan der polarisatie. Verschillende antennes van dit type werden beschreven in hoofdstuk 24.

Een variante oplossing voor dit vraagstuk, die minder mechanische problemen opwerpt, is eenvoudig het opstellen van een degelijke verticale grondplan-antenne voor de verticale polarisatie en een net van meerdere elementen met horizontale polarisatie te gebruiken voor dx en voor de ogenblikken dat voortplanting door sporadische E-weerkaatsing mogelijk is.

23-2. — ANTENNESYSTEMEN MET HORIZONTALE POLARISATIE.

Zoals hoger vermeld werd zijn antennes die de straling niet in een zeer lage hoogtehoek concentreren, niet aan te raden voor ZHF- en UHF-werk. Om deze reden zijn de horizontale dipool en de horizontaal opgestelde co-lineaire systemen niet geschikt voor het werk op

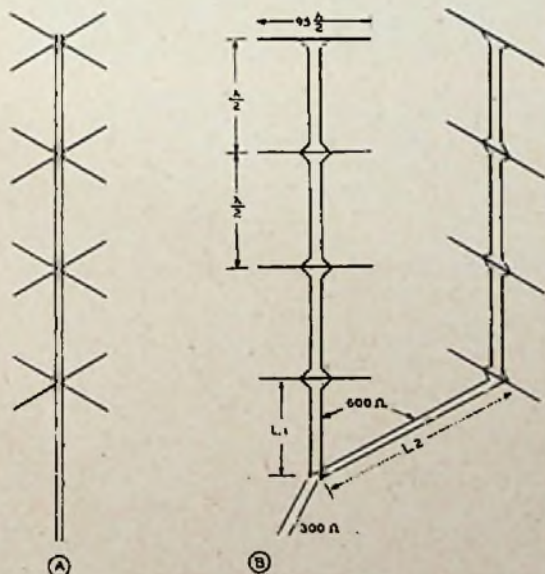


Fig. 2

NIET DIRECTIONEEL ANTENNESYSTEEM MET LAGE STRALINGSHOEK VAN HET GESTAPELDE « TURNSTILE »-TYPE.

In B ziet men twee afzonderlijke stellen dipolen met hun voedingswijze.

L2 is 1/2 golflengte langer dan L1.

deze frequenties. Systemen met elementen met gelijklopende of dwarse straling, concentreren de straling op kleine hoogtehoeken en worden dus aanbevolen voor ZHF-werk. Netten zoals de Lazy-H, de Sterba-gordijn, de flat-top richtantenne en netten met voeding der hulpelementen, passen zeer goed voor dit doel. Afmetingen voor de drie eerste typen kunnen verkregen worden uit de gegevens in het voorgaande hoofdstuk en met behulp van de golflengtetabel in dit hoofdstuk.

Systemen met verticaal opgestelde horizontale dipolen, zoals gebruikt in commerciële MF- en televisiestations, kunnen een zeer hoge versterking geven zonder een scherp horizontaal stralingsdiagram. Indien men stellen gekruiste dipolen, zoals in figuur 2-A, 90° uit fase voedt, krijgt men het zogenoemde « turnstile » antennesysteem. Het fazeverschil van 90° tussen twee dipoolstellen, kan verkregen worden door een stel dipolen te voeden met een voedingslijn, die een kwartgolf langer is dan de voedingslijn voor het andere stel. De theoretische versterking in de vrije ruimte van dergelijke antenne bedraagt ongeveer 5 db in vergelijking met een halvegolf dipool, doch in de werkelijke praktijk op de ZHF-banden zal men een merkkelijk grotere versterking bekomen in alle richtingen gelijktijdig in vergelijking met een dipool. Wordt het tweede stel van vier dipolen een kwartgolf achter het eerste stel gericht en als reflector (of als director) parasitair gevoed, dan krijgt men een versterking van ongeveer 10 db en dan blijft het horizontaal diagram nog betrekkelijk breed. De grootste versterking met netten van dit type komt in hoofdzaak van de concentratie van bijna alle straling van het net op nuttige lage stralingshoeken.

Het net met meerdere gevoede hulpelementen krijgt meer en meer de voorkeur op de ZHF. Een bespreking in detail van de lengte der elementen, de voedingsmethoden, de opstelling en de afstemming van dergelijke netten vindt men in hoofdstuk 24.

23-3. — ANTENNES EN NETTEN MET VERTICALE POLARISATIE.

Voor een straling in alle richtingen met een enkele antenne gebruikt men meestal een enkele verticale straler. Een dubbele open lijn is niet geschikt voor de voeding van dit antenntype en een coaxiale voedingslijn met polyethyleen zoals de RG-8/U is aan te bevelen. Drie praktische voedingsmethoden van de straler met een concentrische lijn met een minimum inductie van stroom in de buitenzijde der lijn, worden gegeven in figuur 3. Antenne A is gekend als de « Sleeve » antenne. De onderste helft van de straler is een brede buis, waardoor de concentrische voedingslijn gevoerd wordt. (B) toont een verticale grondplan-antenne en (C) geeft een variante van hetzelfde net.

De stralingsweerstand van de verticale grondplan-

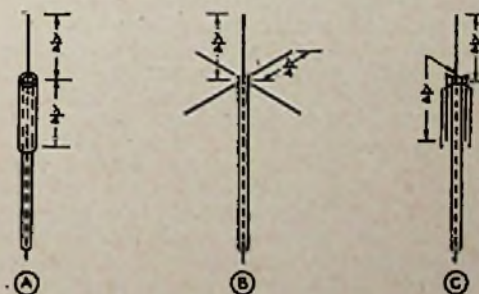


Fig. 3.

DRIE VERTICALE RADIATOREN MET LAGE HOEK.

In (A) ziet men het « Sleeve » of « Hypodermic » type coaxiale straler. De onderste helft wordt gevormd uit een stuk buis met grote doormeter, waardoor de steunpijp en de coaxiale kabel gevoerd worden. In (B) ziet men de verticale grondplan antenne en in (C) een variante van dit laatste type.

GOLFLENGTETABEL

Frequentie in MHz	Kwartgolf in de vrije ruimte	Kwartgolf antenne	Halvegolf in de vrije ruimte	Halvegolf antenne
50,0	59,1	55,5	118,1	111,0
50,5	58,5	55,0	116,9	109,9
51,0	57,9	54,4	115,9	108,8
51,5	57,4	53,9	114,7	107,8
52,0	56,8	53,4	113,5	106,7
52,5	56,3	52,8	112,5	105,7
53,0	55,7	52,4	111,5	104,7
54,0	54,7	51,4	109,5	102,8
<hr/>				
144	20,5	19,2	41,0	38,5
145	20,4	19,1	40,8	38,3
146	20,2	18,9	40,4	38,0
147	20,0	18,8	40,0	37,6
148	19,9	18,6	39,9	37,2
<hr/>				
235	12,6	11,8	25,2	23,6
236	12,5	11,8	25,1	23,5
237	12,5	11,7	25,0	23,5
238	12,4	11,7	24,9	23,4
239	12,4	11,6	24,8	23,3
240	12,3	11,6	24,6	23,2
<hr/>				
420	7,05	6,63	14,1	13,25
425	6,95	6,55	13,9	13,1
430	6,88	6,48	13,8	12,95

Alle afmetingen zijn in duim gegeven. De lengten werden in de meeste gevallen afgerond tot drie cijfers. De hier gegeven kolom «halvegolf in de vrije ruimte» kan gebruikt worden voor frequentiemetingen met behulp van Lecher-draden.

antenne bedraagt ongeveer 30 ohm, wat geen standaard impedantie voor concentrische voedingslijnen is. Om een goede aanpassing te verkrijgen kan men voor de eerste kwartgolf van de voedingslijn een karakteristieke impedantie van 52 ohm en voor het overige 75 ohm nemen. De eerste kwartgolfsectie van de voedingslijn dient dus als aanpassingstransformator en men krijgt inderdaad een degelijke aanpassing.

In de praktijk bestaat de antenne uit een kwartgolf-staaf, die met een isolator op een paal of een pijpmaat is vastgemaakt. Een uiterst verzorgde isolatie wordt niet geveerd, daar de spanning op het onderste einde van de kwartgolfstraler zeer laag is. Vrij steunende staven van 0,25 tot 0,28 golflengte worden zoals in de afbeelding uitgestrekt en samen verbonden. Indien het verbindingspunt effectief op het aardpotentiaal is, dan is er geen isolatie nodig; de horizontale staven mogen rechtstreeks op de seinmast of -paal geschroefd worden, zelfs indien deze uit metaal bestaat. De concentrische lijn moet van het type met klein verlies zijn, dat speciaal voor ZHF gebruik ontworpen is. De buitenzijde wordt verbonden met de verbinding der horizontale staven en de inwendige geleider met het onderste van de verticale straler.

De wijziging in (C) laat toe een buigbare coaxiale kabel van 50 of 70 ohm standaardwaarde aan te passen zonder lineaire transformator. Indien de onderste staven de lijn en de steunmast tamelijk dicht omklemmen, is de impedantie van het voedingspunt ongeveer 70 ohm. Worden ze zodanig gebogen, dat ze een hoek van ongeveer 30° vormen met de mast, dat bedraagt de impedantie ongeveer 50°.

BOUW VAN VERTICALE GRONDPLAN-ANTENNES.

Figuur 4 geeft een foto van een betrekkelijk eenvoudige verticale grondplan-antenne, die bruikbaar is voor het UHF-bereik. De mechanische bijzonderheden voor de constructie der antenne worden gegeven in fi-

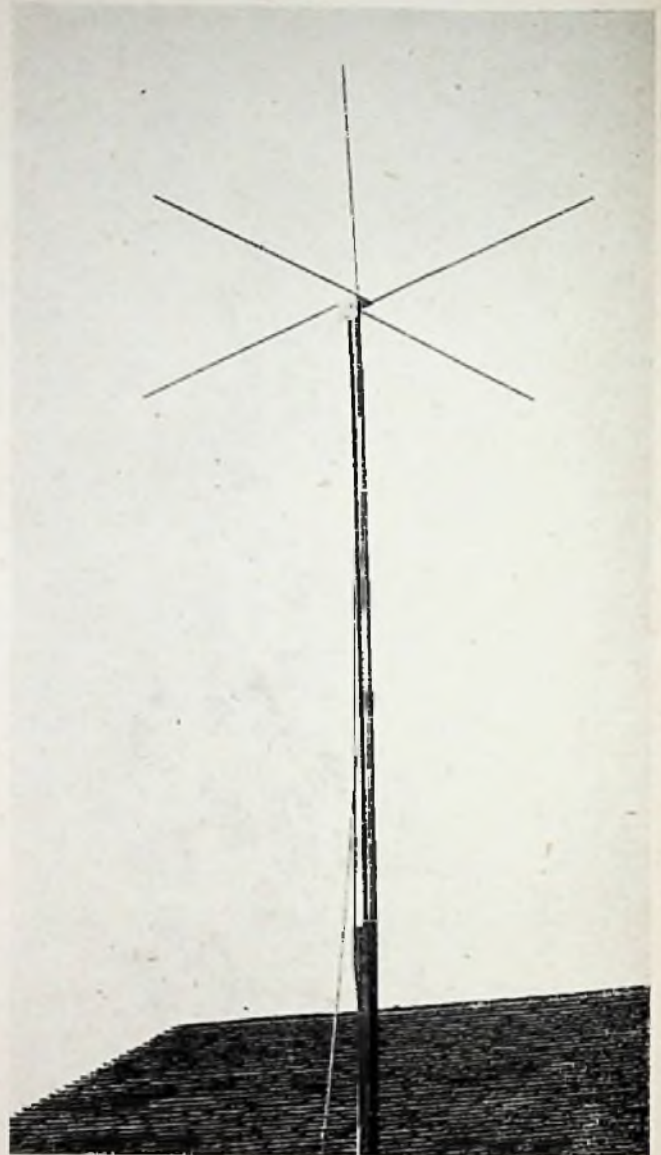


Fig. 4
VERTICALE GRONDPLAN ANTENNE
VOOR 50 MHz.

Zie figuur 5 voor de constructie

guur 5. Een antenne van dit type is vrij eenvoudig om bouwen en zal een degelijk rendement geven, indien ze aan het onderste einde van de straler rechtstreeks gevoed wordt met een 52 ohm coaxiale kabel van het type RG-8/U. Theoretisch zal de verhouding der staande golven ongeveer 2 tot 1 bedragen, doch in de praktijk heeft deze matige verhouding geen storende invloed, zelfs op een coaxiale kabel.

Een ontwerp voor een verticale grondplan-antenne, die een meer nauwkeurige aanpassing geeft met een 70 ohm coaxiale kabel is afgebeeld in figuur 6 en geschetst in figuur 7. Dit type noemt men vaak de «gevouwen unipool» antenne. De verbetering van de aanpassing tussen het voedingspunt op de dipool en de transmissielijn wordt op dezelfde algemene wijze verkregen als bij de normale gevouwen dipool. Een einde van de straler wordt geaard en de inwendige geleider van de lijn wordt verbonden met het andere einde. Het gebruik van een gevouwen dipool (of unipool) waarin beide geleiders dezelfde doormeter hebben zal een vermenigvuldiging van de impedantie van het voedingspunt met 4 voor gevolg hebben. Daar de impedantie aan het onder-

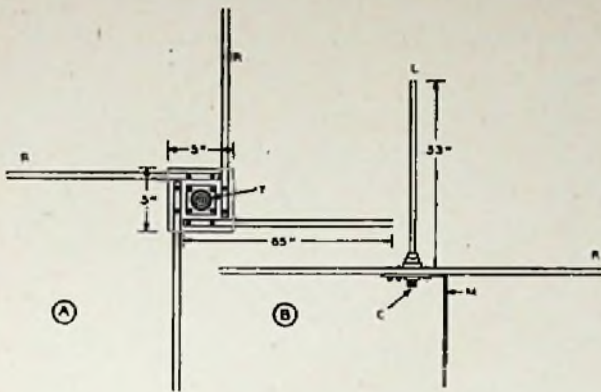


Fig. 5.

CONSTRUCTIE BIJZONDERHEDEN VAN DE VERTICALE GRONDPLAN ANTENNE VAN FIG. 4.

- In A heeft men een bovenzicht, in B een zijzicht.
- R = zijwaartse stralen (dural pijpen van 5/8 duim)
- L = kwartgolf straler
- C = coaxiale fitting
- M = dural monteerplaat van 1/8 duim, gebogen op 90° voor het vastmaken op de paal.

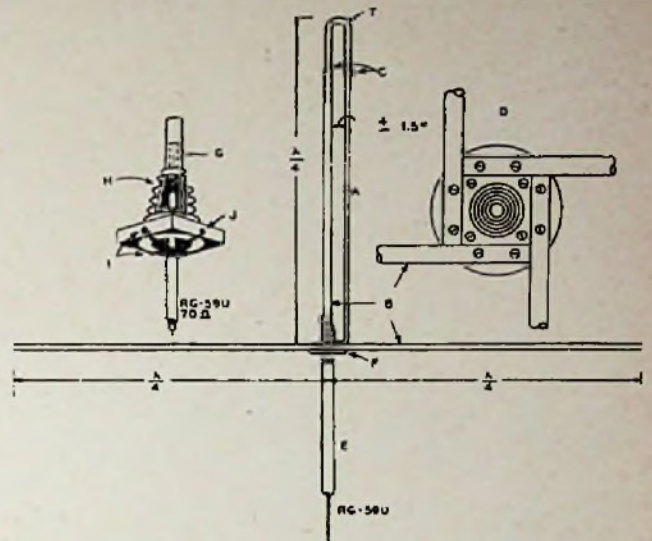


Fig. 7.

CONSTRUCTIEGEGEVENS VOOR DE GRONDPLAN «GEVOUWEN UNIPOOL» ANTENNE.

- A = aluminiumpijp van 3/8 duim
- B = aluminiumpijp van 5/8 duim
- C = klemmen
- D = bovenzicht, aantonend hoe de isolator en de stralen op de flens der steunbuis aangebracht worden.
- E = ijzeren pijp van 1/2 duim (lengte naar wens)
- F = eindflens der steunpijp
- G = monteersteker
- H = koperen vlechtdraad om een soepele verbinding te geven met de binnengeleider van de coaxiale kabel
- I = buitenste vlechtwerk, samengedraaid en gesoldeerd om de torsies op te sloppen en als verbinding met de stralen te dienen.
- J = boorgaten.
- T = trombonè-sectie uit aluminium pijp van 1/2 duim, waardoor de lengte der antenne in zekere mate kan geregeld worden.

ste einde van een verticale grondplan-antenne 30 ohm bedraagt, zal het gebruik van een gevouwen dipool met een gelijke doormeter der geleiders een impedantie van het voedingspunt van ongeveer 12 ohm geven. Daar de standaard impedanties van polyethyleen coaxiale kabels 52 en 70 ohm is, moeten we een impedantieverhoging van minder dan vier hebben. Een gedetailleerde bespreking van de berekening der geleiders om verschillende verhoudingen der impedanties te bekomen wordt gegeven in hoofdstuk 24. Het kan hier echter volstaan met te verklaren dat het ondoenbaar is een zo kleine impedantieverhoging als van 30 tot 52 ohm met deze methode te verwezenlijken. Het is beter in dit geval de kleine verhouding der staande golven, die zal gevormd worden in de kabel, te aanvaarden of een kwartgolf co-axiale transformator voor een karakteristieke impedantie van 38,5 ohm te bouwen in de steunpijp van de antenne.

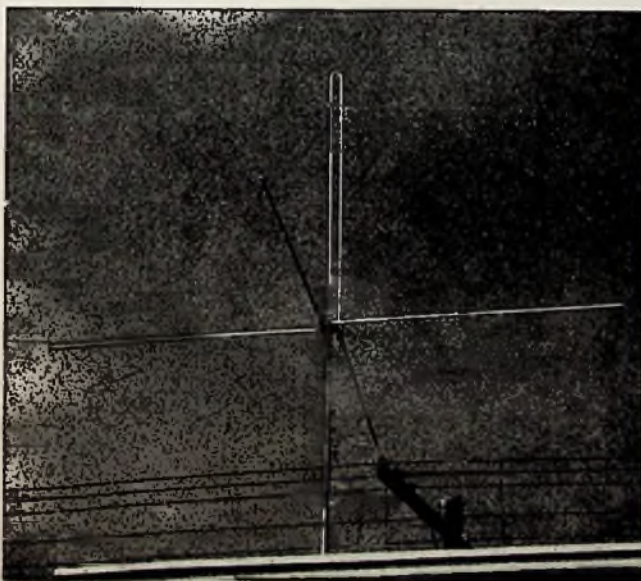


Fig. 6.

GRONDPLAN «GEVOUWEN UNIPOOL» ANTENNE
Zie figuur 7 voor constructie bijzonderheden.

Het is echter wel mogelijk de basisimpedantie van 30 ohm der antenne aan te passen aan een coaxiale kabel van 70 ohm door het gebruik van een gevouwen unipool. De diameter van de gearde helft van de gevouwen unipool moet 1/4 duim bedragen en de diameter van de helft, die naar de inwendige geleider van de coaxiale kabel gaat, moet een doormeter van 5/8 duim hebben. De spreiding van middenpunt tot middenpunt der staven moet van 1 tot 1 1/2 duim bedragen. Dit zijn de afmetingen, die gebruikt werden in de antenne waarvan de foto in figuur 6 weergegeven is.

Het aantal radiale staven, dat gebruikt wordt in een verticale grondplan-antenne van beide type, heeft een belangrijke invloed op de impedantie van het voedingspunt en op de stralingskarakteristieken van het antennesysteem. Proefnemingen hebben bewezen dat drie stralen het minimum is dat gebruikt mag worden en dat het bijvoegen van verdere stralen boven vier niets bij de doeltreffendheid van de antenne voegt en geen invloed meer heeft op de impedantie van het voedingspunt. Proeven hebben echter eveneens bewezen dat de lengte der stralen voor de beste resultaten iets meer dan een kwartgolf moet bedragen. Een lengte van 0,28 golflengte heeft bewezen de optimum waarde te zijn. Dit betekent dat de lengte der stralen voor een verticale grondplan-antenne op 50 MHz 65 duim moet zijn



Fig. 8.

FLAT-TOP RICHTANTENNE MET VERTICALE POLARISATIE.

Gegevens voor dit antennesysteem vindt men in het voorgaande hoofdstuk. De aanpassingslijn en niet-resonerende voedingslijn (N), moeten zich op gelijke afstand van de twee onderste stralers bevinden.

ANTENNESYSTEMEN MET VERTICALE POLARISATIE.

Antennesystemen zoals de flat-top richtantenne en de Lazy-H (wanneer deze in het middenpunt gevoed wordt in plaats van op een einde) kunnen met verticaal georiënteerde elementen gebruikt worden om een straling met verticale polarisatie te geven. Typische voorbeelden worden gegeven in de figuren 8 en 9. Twee andere typen, die speciaal ontworpen werden voor verticale polarisatie, worden gegeven in figuur 10. In al deze gevallen is het van belang dat de aanpassingslijn en de voedingslijn rechtstreeks van het antenneplan weggevoerd worden in rechte hoeken op het net en dit over een lengte van minstens twee golflengten. Is de aanpassingslijn of de voedingslijn dichter bij een straler dan bij de anderen, dan zullen ongewenste stromen in de voedingslijn geïnduceerd worden.

23-4. — DE ANTENNE MET HOEK-REFLECTOR.

De antenne met hoek-reflector is een bijzonder goede richtstraler voor het bereik der ZHF en UHF. De antenne kan gebruikt worden met verticale elementen, in welk geval het richteffect in het horizontale of azimuthplan ligt, ofwel met de gevoede elementen in het horizontale plan, waarbij de straling dan horizontaal gepolariseerd is en het meeste richteffect in het verticale plan ligt. Wordt de antenne gebruikt als systeem met horizontale polarisatie, dan is het een zeer goed richtsysteem met lage stralingshoek al zal de «neus» van het horizontale diagram nog vrij scherp zijn. Wanneer de straler verticaal georiënteerd is, dan werken de hoek-reflectoren vrij doeltreffend als antenne voor het zoeken van een richting.

Gegevens voor het ontwerpen van een antenne met

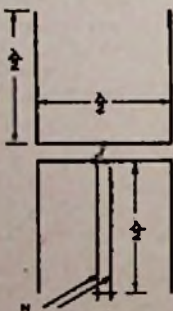


Fig. 9.

H-TYPE VOOR VERTICALE POLARISATIE.

De aanpassingslijn voedt het midden van de fazesectie in plaats van een einde ervan, zoals bij de horizontale polarisatie. De aanpassingslijn moet zich op gelijke afstand van de twee onderste stralers bevinden. De voedingslijn (N) is niet-resonerend.

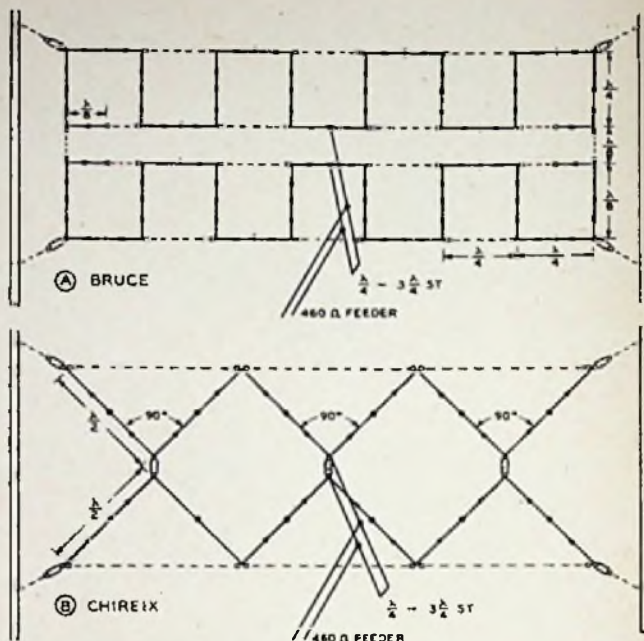


Fig. 10

TWEE VERTICAAL-GEPOLARISEERDE ANTENNESYSTEMEN.

In A ziet men een paar samengevoegde Bruce-antennes (versterking ongeveer 10 db) en in B een paar samengevoegde Chireix-antennes (zelfde versterking). ST = aanpassingslijn van $\frac{1}{4}$ of $\frac{3}{4}$ golflengte.

hoek-reflectoren worden gegeven in de ontwerp tabel voor hoek-reflectoren. De vlakken, die een weerkaatsende hoek vormen, kunnen voor de UHF-banden gemaakt worden uit stevige koperen of aluminium platen, al kunnen uit elkaar gespannen draden, waarvan de uiteinden aan elkaar gesoldeerd zijn als reflector dienen voor de lagere frequenties.

De waarden der spreiding in de tabel der hoek-reflectoren werden zodanig gekozen dat de impedantie van het middenpunt van het gestuurde element ongeveer 70 ohm bedraagt. Dit betekent dat een kwartgolf aanpassingstransformator, zoals een «Q»-sectie, kunnen gebruikt worden om een aanpassing der impedantie te geven tussen de middenpuntimpedantie van het element en de 460 ohm -lijn, die gebouwd wordt uit draad nr. 12 met een spreiding van 2 duim.

23-5. — MOBIELE ANTENNES VOOR ZHF.

Een tamelijk doeltreffende mobiele antenne voor de bereiken van 27 tot 29,7 MHz en 50 tot 54 MHz bestaat uit een kwartgolf zweepantenne die met een isolatie-inrichting op de achterste schokbreker van een auto opgesteld wordt. Een goede voedingsmethode bestaat uit een kort stuk 52 ohm coaxiale kabel, die van de basis van de antenne loopt naar de overschakelaar van de antenne en dan met een lus gekoppeld is met de spoel van de eindversterker. Vaak is het mogelijk een betere regeling te krijgen van de belasting van de eindversterker door de antenne, indien men een APC-condensator van 50 pF in serie schakelt met de inwendige geleider tussen de kabel en de lus. Een iets grotere veldsterkte kan verkregen worden door het gebruik van een langere antenne op de 50 MHz-band, waar deze grotere lengte mogelijk wordt. Indien de lengte van de antenne de halve golflengte benadert, krijgt men een betere aanpassing der impedanties door het toepassen van een parallel afstemkring in een afgeschermd en waterdichte doos aan de voet van de antenne. Deze afgestemde kring wordt met een lus gekoppeld met de coaxiale kabel, die naar de overschakelaar der antenne loopt.

ONTWERPGEGEVENS VOOR HOEKREFLECTOREN

Hoek	Freq. Band, MHz	R	S	H	A	L	G	Voedings-impedantie	Versterking, db
90°	50	110"	82"	140"	200"	230"	18"	72	10
60°	50	110"	115"	140"	230"	230"	18"	70	12
60°	144	38"	40"	48"	100"	100"	5"	70	12
60°	235	23,5"	25"	30"	72"	72"	3"	70	12
60°	420	13"	14"	18"	36"	36"	scherm	70	12

Nota : Voor de bouw van antennes met hoekreflector, zie fig. 11.

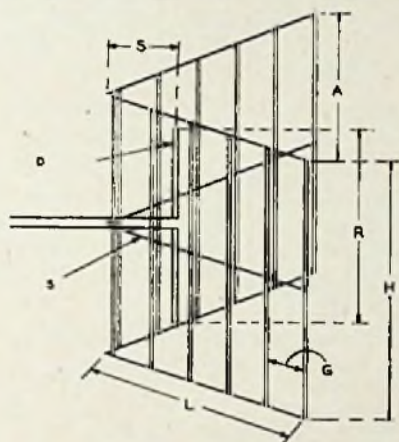


Fig. 11
CONSTRUCTIE VAN EEN ANTENNE
MET HOEKREFLECTOREN.

De gegevens voor de afmetingen van het systeem vindt men in de tabel voor hoekreflectoren.

D = gevoede dipool S = steunraam

Voor mobiel werk kan men eveneens een kwartgolf antenne, die aan de basis geard is, aanwenden. In dit geval kan de antenne gevoed worden met behulp van een enkele voedingslijn, die afgetakt wordt op de antenne op ongeveer 30 % van de gearde basis, ofwel kan men het voedingssysteem van figuur 12-A toepassen. Het systeem uit figuur 12-A wordt in de eerste plaats aanbevolen voor het werk op de 144 MHz-band en hoger.

Past men het systeem uit figuur 12-A toe, dan wordt

het onderste einde van de staaf met bouten of op een andere wijze vastgemaakt of gelast op het metaal van de wagen. De top van de staaf wordt een weinig gebogen zodat bij het vastmaken van de evenwijdige draad, deze een eindje van de staaf weggehouden wordt om te vermijden dat, bij het trillen van de wagen of als gevolg van de wind, de draad tegen de staaf zou komen. Men ziet dit duidelijk in de tekening. De draad wordt geankerd met behulp van een miniatuur isolator en voldoende strak gespannen om de top van de staaf licht door te buigen. Zo bestaat er geen gevaar meer, dat de draad de gearde staaf zou raken, waardoor de werking van de antenne onmogelijk zou worden.

De uitwendige geleider van de coaxiale kabel wordt vastgesoldeerd aan de basis van de verticale staaf en de inwendige geleider is verbonden aan de basis van de verticale staaf, die op een isolator is opgesteld. Deze variante, voorgesteld in figuur 12-B, behoeft geen verdere uitleg.

Bij mobiele antennesystemen is het steeds verstandig de afstemming van de antenne uit te voeren met behulp van een veldsterktemeter. In hoofdstuk 25 vindt men zeer eenvoudige stelsels, die voldoening zullen schenken. Met de veldsterktemeter als indicator kan men de lengte van de staaf, met afstemkring indien deze gebruikt wordt en de koppeling met de eindversterker van de zender regelen, tot men maximum veldsterkte verkrijgt. Bijna onvermijdelijk zal men vaststellen, dat een mobiele antenne, vooral wanneer ze op de achterste schokbreker van een auto is opgesteld, een vrij uitgesproken richteffect zal vertonen. De graad van dit effect en de richting van de maximum veldsterkte kan bepaald worden met behulp van de veldsterktemeter. In de meeste gevallen zal een antenne, die opgesteld is op de achterste schokbreker van een auto, een richteffect vertonen, dat het grootst is in de richting die door de massa van de wagen gaat.

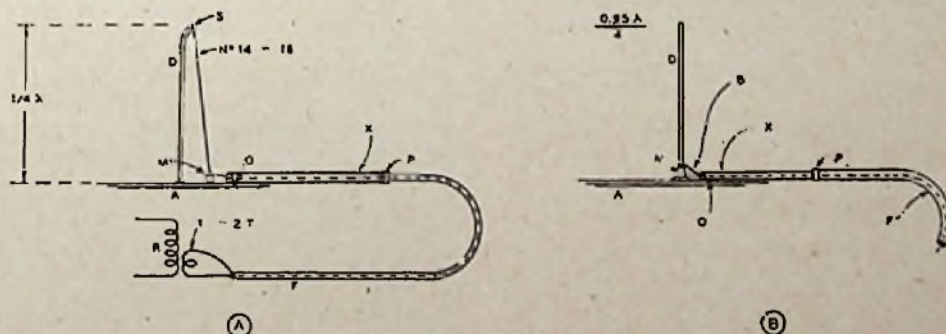


Fig. 12
DOELTREFFENDE ANTENNES VOOR
MOBIEL WERK.

De coaxiale kabel moet van het type met zeer klein verlies zijn.

- (A) S = gesoldeerd
- D = verticale staaf
- M = isolator
- O = uitwendige geleider
- X = kwartgolf coaxiale kabel van 70 ohm

- A = metalen gedeelte van de wagen
- R = spoel van de transceiver
- F = buigbare coaxiale kabel met klein verlies
- (B) D, M, A — zie (A)
- B = zo kort mogelijk
- X = kwartgolf coaxiale kabel van 50 ohm
- F = buigbare coaxiale kabel van 70 ohm.

Draaibare Antennesystemen

Het draaibare antennenet is een bijna standaard inrichting geworden voor het bedrijf op de banden van 50 MHz en 28 MHz en wordt vrij veel gebruikt op 14 MHz en op frequenties boven 144 MHz. Het draaibare net biedt vele voordelen aan de amateur. De directiviteit van de meest gebruikte antenntypen, vooral de unidirectionele netten, geeft een opmerkelijke vermindering der storingen uit ongewenste richtingen. De toename van de verhouding der straling op ; lage hoek en de theoretische versterking van dergelijke netten hebben tevens als gevolg dat zowel het uitgezonden sein als de seinsterkte van het ontvangende station in betrekkelijk hoge mate toeneemt.

Een tekenend voordeel van een draaibaar antenne-net voor een normaal station is de betrekkelijk kleine ruimte die noodzakelijk is voor de oprichting van het antennesysteem. In feite vergt een der beste typen een enkele telefoonpaal, die uitgerust is met een draaisysteem op de top. Om in alle azimuth-richtingen met vaste stelsels uitslagen te verkrijgen, die te vergelijken zijn met deze van een enkel draaibaar systeem met drie hulpelementen zou men moeten beschikken over een oppervlakte van verschillende aren.

Zoals aangestipt werd in de hoofdstukken 11 en 22 is de bijzonderste beschouwing voor dx-werk, het verkrijgen van een lage stralingshoek. Azimuth-richteffect is wenselijk, indien men het niet te ver drijft, doch een lage stralingshoek is een noodzakelijkheid. We hebben er tevens op gewezen dat er twee normale opstellingswijzen der elementen bestaan die, bij horizontale polarisatie, er zullen toe bijdragen om een lage stralingshoek te verkrijgen. Deze opstellingswijzen zijn de systemen met evenwijdige en deze met loodrechte straling. De gewone draaibare richtantenne met drie of vier elementen zou men terecht een unidirectioneel parasitair net met parallel straling kunnen noemen. De flat-top richtantenne is een bidirectioneel net met parallel straling. Het net met dwarse of loodrechte straling is eveneens doeltreffend voor het verkrijgen van een straling met lage hoek, doch al vindt men dit type vaak toegepast in FM-omroep, toch is de toepassing als draai-net voor amateurstations vrij zeldzaam. In dit hoofdstuk beschrijven we deze drie typen en hun toepassing op draaibare structuren.

24-1. — UNIDIRECTIONELE ANTENNESYSTEMEN MET HULPELEMENTEN MET PARALLEL STRALING.

(DRAAIBAAR TYPE MET DRIE ELEMENTEN)

Indien men een enkel hulpelement aan de ene of de andere zijde van een gevoede dipool opstelt op 0,1 tot 0,25 golflengte, dan kan het hulpelement afgestemd worden om het systeem unidirectioneel te maken.

ANTENNESYSTEEM MET TWEE ELEMENTEN.

De optimum afstand van een reflector in een systeem met twee elementen bedraagt ongeveer 0,15 golflengte en met een optimum regeling van de lengte van de reflector zal men een versterking van ongeveer 5 db bekomen. Met deze regeling voor de maximum versterking recht vooruit (de reflector zal ongeveer gelijk zijn aan $492/F_{MHz}$ voet) zal de stralingsweerstand van de te voeden dipool zowat 25 ohm bedragen.

Moet het hulpelement als director gebruikt worden dan is de optimum afstand tot het gedreven element 0,1 golflengte. De director zal ongeveer $0,9 \times 492/F_{MHz}$ voet moeten lang zijn (iets korter dan het te voeden element) en de versterking zal theoretisch lichtjes groter zijn dan met de optimum regeling als reflector, doch de stralingsweerstand zal in de buurt van 15 ohm liggen.

In beide gevallen (reflector en director) zal men vaststellen dat de regeling voor maximum voorwaartse versterking iets afwijkt van de regeling voor maximum verhouding vooruit-achteruit. De twee regelingen liggen tamelijk dicht bij elkaar en men kan de ene of de andere kiezen naargelang de gewenste bedrijfsvoorwaarden. Bij instelling voor maximum verhouding vooruit-achteruit moet men ongeveer 1 db opofferen in vergelijking met de instelling voor maximum voorwaartse versterking.

Het systeem met twee elementen wordt meest gebruikt op de band van 14 MHz waar de afmetingen van de steunstructuur overdreven zouden worden bij meer dan twee elementen. Een typisch systeem met twee elementen voor 14 MHz, waarbij het hulpelement als director werkt met een afstand van 0,125 golflengte is afgebeeld in figuur 1.

DRIE ELEMENTEN EN MEER.

Het gebruik van twee hulpelementen in plaats van één, verhoogt de mechanische moeilijkheden in verband met het draaisysteem, doch de versterking en discriminatie (vooral deze laatste factor) worden in belangrijke mate verbeterd in vergelijking van een systeem met slechts een director of reflector. Het systeem met drie elementen, dat samengesteld is uit een director met kleine afstand, een gevoed element en een reflector met kleine afstand, vertoont een verhouding vooruit-achteruit van 30 db en een verhouding vooruit-zijwaarts van 20 db voor stralingen op lage hoek. De theoretische versterking in vergelijking met een dipool in de vrije ruimte bedraagt ongeveer 8 db. In de werkelijke praktijk zal het antennesysteem vaak een versterking van 10 db of meer vertonen in vergelijking met een horizontale dipool, die op een zekere hoogte boven de bodem is opgesteld (op 14 en 28 MHz).

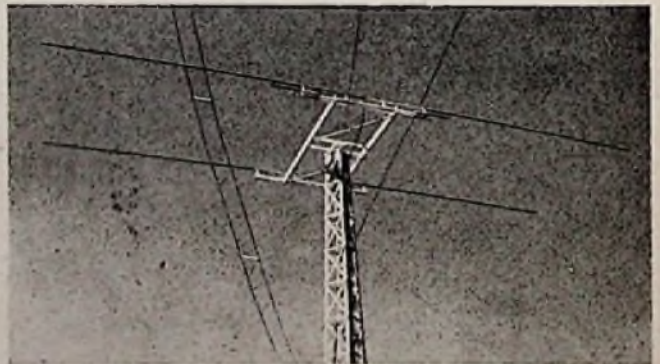


Fig. 1

TYPISCH DRAAIBAAR ANTENNESYSTEEM MET TWEE ELEMENTEN VOOR 14 MHz.

Het gebruik van meer dan drie elementen wordt wenselijk wanneer de lengte van de steunstructuur zodanig wordt dat afstanden van 0,2 golflengte tussen de elementen mogelijk worden. Systemen met vier elementen komen vrij veel voor op de banden van 28 en 50 MHz en soms gebruikt men zelfs vijf elementen om de versterking en de discriminatie te doen toenemen. Wanneer het aantal elementen verhoogt, dan neemt de versterking en de verhouding vooruit-achteruit eveneens toe, doch de stralingsweerstand neemt af en de bandbreedte of het frequentiebereik, waarop de antenne zal werken zonder vermindering van de doeltreffendheid, neemt eveneens af.

De versterking van een behoorlijk geregeld antennesysteem met vier elementen is ongeveer 9 db in vergelijking van een dipool op dezelfde hoogte; een net met vijf elementen vertoont een bijkomende versterking van ongeveer 1 db. De schijnbare versterking zal echter vaak groter zijn als gevolg van de versterkte straling onder lage hoek.

MATERIAAL VOOR DE ELEMENTEN.

Al kunnen de elementen gevormd worden uit eenvoudige draad, gespannen op een houten raam als steunstructuur, toch zijn vrij steunende holle geleiders verreweg te verkiezen. Dit laatste type is eenvoudiger van constructie, heeft een mooier uitzicht, kost niet meer en stelt geen vraagstuk om voldoende isolatie te krijgen aan de uiteinden der elementen. De spanningen aan de uiteinden dezer elementen bereiken zulke hoge waarden, dat men gemakkelijk overdreven verliezen krijgt, tenzij men een uitstekende isolatie heeft.

De elementen kunnen gebouwd worden uit holle stalen geleiders met tinbekleding of uit harde koperen pijpen met tinbekleding; duralpijpen zijn echter best. Desgevallend kan men zich ook verkoperde stalen pijpen aanschaffen, die speciaal voor dit doel ontworpen zijn. Zij die wensen de gehele inrichting gereed voor het gebruik te kopen, kunnen in de handel bouwdozen vinden, volledig met draaimechanisme en richtingindicator.

AFSTAND TUSSEN ELEMENTEN EN LENGTE.

De optimum afstand voor een net met twee elementen is, zoals hoger vermeld, ongeveer 0,1 golflengte voor een director en 0,15 golflengte voor een reflector. Maakt men echter een antennesysteem met drie elementen met zowel reflector als director, dan is de optimum afstand tussen de straler en de beide parasitaire elementen ongeveer 0,2 golflengte. Dezelfde afstand geeft eveneens voldoening in systemen met meer dan drie elementen. Men kan ook een kleinere afstand gebruiken, doch dan nemen bandbreedte, versterking en stralingsweerstand af.

De optimum lengte der elementen in een antennesysteem met meerdere elementen wordt critieker naarmate de afstand tussen elementen kleiner wordt. Voor afstanden van 0,1 tot 0,15 golflengte tussen de elementen kan men de lengte der elementen tot op optimum waarde regelen door als vertrekpunt de volgende formules te nemen: $492/F_{MHz}$ voor de reflector, $0,94 \times 492/F_{MHz}$ voor de straler en $0,9 \times 492/F_{MHz}$ voor de director.

Neemt men echter een afstand van 0,2 golflengte tussen de elementen dan kan men hen deze benaderende lengte geven en ze aldus opstellen. Een verder bijregelen van de lengte zal het rendement van het systeem niet veel meer verbeteren. Een tabel met aanbevolen waarden voor parasitaire netten met meerdere elementen is gegeven in figuur 2.

24.2. — VOEDINGSSYSTEMEN VOOR ANTENNESYSTEMEN MET HULPELEMENTEN MET PARALLEL STRALING.

De tabel van figuur 2 geeft, buiten andere inlichtingen, ook de benaderende stralingsweerstand in het middenpunt van het gevoede element in een systeem met meerdere hulpelementen. Uit een nazicht van deze lage waarden der stralingsweerstand wordt het duidelijk

UNIDIRECTIONELE ANTENNESYSTEMEN MET HULPELEMENTEN MET EVENWIJDIGE STRALING

Antenne-type	Stralen lengte	Reflector lengte	Eerste Director lengte	Tweede Director lengte	Derde Director lengte	Afstand tussen elementen	Benaderende versterking db	Benaderende stralingsweerstand ohm
2-Elementen (met Reflector)	$\frac{462}{f}$	$\frac{480}{f}$	Maximum versterking			0,15	5,3	24
2-Elementen (met Reflector)	$\frac{462}{f}$	$\frac{495}{f}$	Maximum verhouding vooruit-achteruit			0,15	4,3	30
2-Elementen (met Director)	$\frac{462}{f}$	—	$\frac{462}{f}$	Maximum versterking		0,1	5,5	14
2-Elementen (met Director)	$\frac{462}{f}$	—	$\frac{445}{f}$	Maximum verhouding vooruit-achteruit		0,1	4,6	26
3-Elementen (Afstand 0,1 λ)	$\frac{462}{f}$	$\frac{495}{f}$	$\frac{444}{f}$	—	—	0,1	7,0	5
3-Elementen (Afstand 0,2 λ)	$\frac{462}{f}$	$\frac{498}{f}$	$\frac{450}{f}$	—	—	0,2	9,0	18
3-Elementen (Afstand 0,25 λ)	$\frac{462}{f}$	$\frac{495}{f}$	$\frac{450}{f}$	—	—	0,25	9,0	30
4-Elementen (Afstand 0,2 λ)	$\frac{462}{f}$	$\frac{490}{f}$	$\frac{442}{f}$	$\frac{438}{f}$	—	0,2	10,0	13
5-Elementen (Afstand 0,2 λ)	$\frac{462}{f}$	$\frac{490}{f}$	$\frac{442}{f}$	$\frac{438}{f}$	$\frac{434}{f}$	0,2	11,0	10

Fig. 2

ONTWERPTABEL VOOR GEWONE ANTENNESYSTEMEN MET HULPELEMENTEN.

De waarden voor de versterking en de effectieve stralingsweerstand voor de antennesystemen met meerdere elementen, zijn onderworpen aan merkelijke variaties als gevolg van de afstemming der elementen,

doch de gegeven waarden kunnen als gemiddelde waarden verondersteld worden. De afmetingen zijn in voet uitgedrukt.

Nota : de frequentie f in MHz.

dat men speciaal zorg moet besteden aan de keuze van het materiaal en de constructie van deze elementen, om zeker te zijn dat de ohmse verliezen in deze geleiders geen merkkelijk percentage zouden bedragen van de stralingsweerstand. Het is eveneens duidelijk, dat men een of ander middel tot impedantie-aanpassing moet aanwenden, om de lage stralingsweerstand van de antennesystemen aan het normale bereik der karakteristieke impedanties der transmissielijnen aan te passen.

Een aantal mogelijke methoden voor de aanpassing der impedanties worden gegeven in de figuren 3, 4 en 5. Al deze methoden werden gebruikt doch sommigen ervan vertonen bepaalde voordelen in vergelijking met de anderen. Over het algemeen genomen is het niet wenselijk het middenpunt van het stralend element te onderbreken om de voeding te verwezenlijken. Deze onderbreking ontnemt de mogelijkheid een systeem te bouwen van het algemeen type «plumbers delight», en brengt moeilijkheden mee in de mechanische constructie van om het even welk type. Wanneer men echter een doorlopende draaiing wenst, dan zal een inrichting, zoals deze van figuur 5-D, waarin een onderbroken straler gebruikt wordt met een draaiende transformator voor de koppeling met de transmissielijn, wel degelijk voldoening schenken. Deze methode is in feite wel de meest praktische voor de voeding van het stralend element, wanneer men een doorlopende draaibaarheid wenst.

De voedingssystemen uit figuur 3 zullen, in normale voorwaarden, de kleinste verliezen vertonen van alle voedingssystemen, vermits de stromen, die door het aanpassingssysteem vloeien, de laagste zijn van alle gewone systemen. De aanpassing met «gevouwen elementen», afgebeeld in figuur 3-A en de «Yoke» aanpassing uit figuur 3-B zijn de voedingsmethoden, die elektrisch het best voldoen. Beide methoden echter vergen het aanbrengen van een bijkomende geleider vanaf de uiteinden van de straler als onderdeel van het aanpassingssysteem. De aanpassing met gevouwen element is best op 50 MHz en hogere frequenties, waar men de bijkomende buissectie zonder veel moeite bij de gewone straler kan voegen. Mechanisch voldoet het «Yoke» systeem beter op 28 MHz en 14 MHz daar men slechts één draad onder de gewone straler moet spannen. Men kan deze draad onder de vrij opgestelde stralerbuis spreiden met behulp van strookjes polystyreen, die voorzien zijn van openingen, waardoor ze over de beide elementen kunnen geschoven worden.

BEREKENINGEN VOOR DE AANPASSING MET GEVOUWEN ELEMENTEN.

De berekening van de bedrijfsvoorwaarden voor de aanpassing met gevouwen elementen of volgens het «Yoke» systeem, zijn tamelijk eenvoudig. Op de tekening van figuur 3 werden een groep uitgekozen bedrijfsvoorwaarden aangetekend. Bij toepassing van het systeem volstaat het de verhouding van de voedingsweerstand tot de stralingsweerstand (gegeven door de cijfers rechts van de voorgestelde bedrijfsvoorwaarden in figuur 3) te vermenigvuldigen met de stralingsweerstand van de antenne om de impedantie te krijgen van de kabel, die moet gebruikt worden om het net te voeden. In figuur 2 vindt men een reeks benaderende stralingsweerstand van veel gebruikte netten met parasitaire elementen.

Veronderstellen we b.v. een systeem met drie elementen met een afstand van 0,2 golflengte tussen de elementen en dat moet gevoed worden door een lijn van 465 ohm, gevormd uit draad nr. 12 met een spreiding van 2 duim. Figuur 2 toont dat de benaderende stralingsweerstand van het net 18 ohm zal bedragen. We moeten dus een impedantieverhoging van 26 hebben om de aanpassing te verwezenlijken tussen de karakteristieke impedantie van de transmissielijn en de stralingsweerstand van de straler van het net. Een nazicht van de verhoudingen gegeven in figuur 3 toont aan, dat het vierde stel afmetingen van figuur 3-B de verhouding 24 tot 1 geeft, wat voldoende dicht is als benadering. Het volstaat dus een straler te gebruiken van

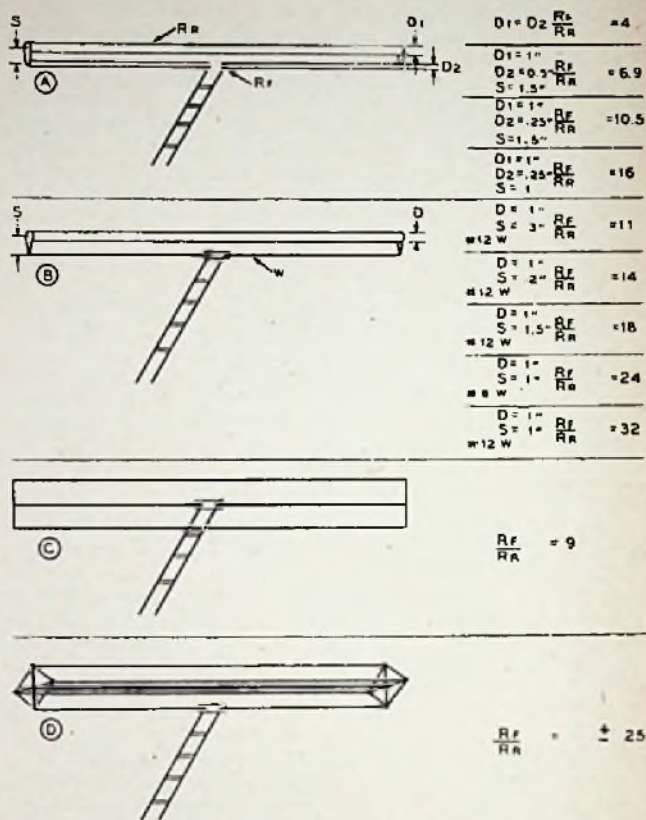


Fig. 3.

ONTWERPGEGEVENS VOOR AANPASSING MET GEVOUWEN ELEMENTEN.

In alle normale toepassingen betreffen de gegevens het stralend element van een antennesysteem met hulpelementen. Directoren en reflectoren werden niet afgebeeld om de tekening duidelijk te houden. Naast de tekening werden een aantal combinaties van impedantieverhogende verhoudingen aangeduid. R_f is de impedantie van de voedingslijn en R_a is de stralingsweerstand. W geeft het nummer aan van de gebruikte standaard in systeem (B).

- A — aanpassing met gevouwen element.
- B — «Yoke»-aanpassing.
- C — aanpassing met drie draden.
- D — aanpassing met vijf draden.

1 duim doormeter met een draad nr. 8, waarvan de middenpunten op 1 duim van elkaar liggen (dus op een duim van de buitenwand van de buis van 1 duim). De draad nr. 8 wordt in het midden doorgesneden en men brengt daar een isolator van 2 duim aan. Vanaf deze isolator voert men dan de voedingslijn naar de zender. Het is best deze isolator een vaste steun te geven vanaf de buis van 1 duim, om de afstand van 1 duim tussen de middenpunten van buis en draad nauwkeurig te bewaren.

In vele gevallen kan men wensen de aanpassing met gevouwen elementen of volgens het «Yoke» systeem, uit te voeren met andere element-afmetingen of andere afstanden, dan deze die in de figuur gegeven zijn. Hiertoe dient men te weten dat de verhouding der impedantiëtransformatie van deze aanpassingssystemen afhangt zowel van de verhouding der doormeters der geleiders als hun afstand. De volgende vergelijking werd gegeven door Roberts voor het bepalen van de impedantiëtransformatie, wanneer men verschillende doormeters voor de twee secties van het gevouwen element gebruikt :

$$\text{Transformatieverhouding} = \left(1 + \frac{Z_1}{Z_2} \right)$$

In deze vergelijking is Z_1 de karakteristieke impedantie van een lijn, die gemaakt is met de dunste der twee draden met een middenpunt tot middenpunt spreiding gelijk aan deze der twee geleiders in de antenne en Z_2 is de karakteristieke impedantie van een lijn gemaakt met de dikste der twee draden en dezelfde spreiding. Hierbij wordt tevens verondersteld dat de voedingslijn in serie geschakeld wordt met de dunste geleider, zodat men een transformatieverhouding van meer dan vier verkrijgt. Wenst men een transformatieverhouding van minder dan vier, dan wordt de voedingslijn in serie geschakeld met de dikste geleider; in de bovenstaande vergelijking wordt Z_1 dan de impedantie van een lijn gevormd uit de dikste draad en Z_2 deze van een lijn met de dunste draad. De gevouwen unipool, beschreven in voorgaand hoofdstuk, is een geval waar de voedingslijn in serie geschakeld is met de dikste der beide geleiders.

De gewone aanpassing met drie draden voor een impedantievermenigvuldiging van 9 en deze met vijf draden voor een vermenigvuldiging met ongeveer 25 worden gegeven in de figuren 3-C en 3-D. De aanpassing met vier draden, die niet afgebeeld werd, geeft een transformatieverhouding van ongeveer 16.

DELTA-AANPASSING EN T-AANPASSING.

De Delta-aanpassing en de T-aanpassing worden getoond in figuur 4. Beide systemen worden veel gebruikt en kunnen geregeld worden om een redelijke verhouding der staande golven te geven op een voedingslijn van 300 of 600 ohm. In de drie gegeven gevallen zal het noodzakelijk zijn de aftakkingen op de te voeden

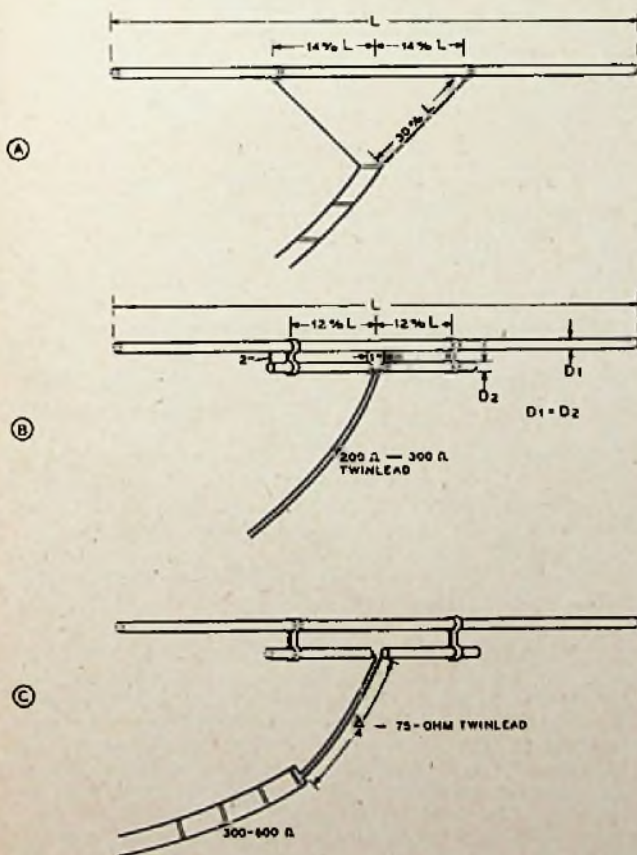


Fig. 4.

GEMIDDELDE AFMETINGEN VOOR DE DELTA- EN DE « T »-AANPASSING.

- A — Delta-aanpassing. De gegeven afmetingen bezorgen een benaderende aanpassing met een open lijn van 500 ohm.
- B — « T »-aanpassing.
- C — « T »-aanpassing met transformator. De afmetingen van straler en « T » zijn dezelfde als in (B).

straler te regelen tot men een minimum staande golven op de voedingslijn krijgt. Daar het soms onmogelijk is de staande golven op de transmissielijn volledig op te heffen snijdt men de voedingslijn, na de staande golven tot het minimum herleid te hebben, tot een lengte die een voldoende belasting op de zender zal geven voor het gewenste bereik der bedrijfsfrequentie.

In gevallen waarin het practisch niet mogelijk blijkt een geschikte verhouding der staande golven te bekomen met een T-aanpassing kan men met succes de methode van figuur 4-C aanwenden. In gevallen waarin het onmogelijk bleek de verhouding der staande golven tot een voldoende lage waarde te brengen werd vastgesteld dat de impedantie van het voedingspunt in de « T » sectie lager is dan deze van de transmissielijn. Bijgevolg zal het opnemen van een kwartgolf transformator tussen het voedingspunt en de transmissielijn een hogere impedantie ten opzichte van de transmissielijn doen optreden. In alle gevallen waarin een lijn met polyethyleenvulling als aanpassings-transformator gebruikt wordt, moet de lengte van de transformator korter zijn dan een kwartgolf. De phy-

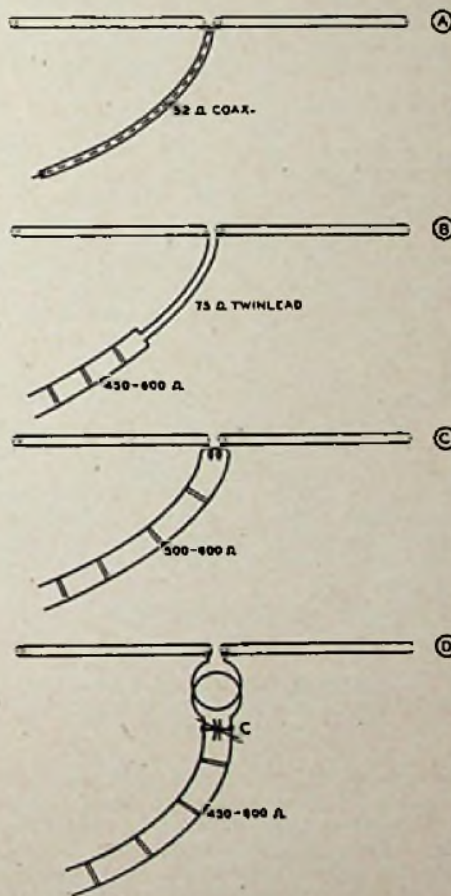


Fig. 5.

VOEDINGSMETHODEN IN HET MIDDEN VAN EEN ONDERBROKEN STRALER.

De toepassing van de verschillende methoden wordt in de tekst besproken.

- A — rechtstreekse voeding met coaxiale kabel
- B — voeding met kwartgolf transformator
- C — aanpassing met transformator.
28 MHz : 4 toeren met 2 duim doormeter over 2 duim ; antenne afgetakt op een toer aan iedere zijde.
14 MHz : 8 toeren met 2 duim doormeter over 2 duim ; antenne afgetakt op twee toeren aan iedere zijde.
- D — koppeling met draaiende lussen. De lussen van 1 toer, met doormeter van 10 duim liggen parallel op ongeveer ½ duim van elkaar. C is een draaicapacitor van 200 μμF.

sische lengte zal gelijk zijn aan $\frac{1}{4}$ golflengte maal de snelheidsfactor van de gebruikte kabel of lijn.

VOEDINGSSYSTEMEN IN HET MIDDENPUNT VAN HET STRALEND ELEMENT.

Vier methoden voor de voeding van het stralend element in een antennesysteem met hulpelementen worden gegeven in figuur 5. Het systeem (A) heeft bewezen doeltreffend te zijn in een systeem met twee elementen (straler en reflector) of in een systeem met drie elementen met een afstand van 0,2 tot 0,25 golflengte tussen de elementen. De voedingspuntimpedantie in het midden van het stralend element benadert dicht genoeg de karakteristieke impedantie van een 52 ohm coaxiale kabel om de verhouding der staande golven op deze kabel in de orde van 2 tot 1 te houden. (B) toont de voeding in het midden van het stralend element met een open lijn door middel van een kwartgolf aanpassingstransformator. De open lijn van 465 ohm van de zender naar de antenne zal op deze wijze aangepast kunnen worden aan een impedantie van 12 ohm in het midden van de straler. (C) toont een methode waarin een niet-afgestemde transformator met opgehoopte zelfinductie gebruikt wordt om de transmissielijn aan te passen aan de middenpuntimpedantie van de straler.

KOPPELING MET DRAAIENDE LUS.

In vele gevallen is het wenselijk in staat te zijn het antennestelsel doorlopend te laten draaien zonder op de voedingslijn te moeten letten. Om dit te doen moet men een andere soort sleepringen of draaiende verbindingen in de voedingslijn opnemen. Een betrekkelijk eenvoudige methode om een onbeperkte draaiing van de antenne mogelijk te maken bestaat in het gebruik van een draaiende luskoppeling, die men in figuur 5-D zien kan. De twee koppelringen hebben een doormeter van 10 duim en worden gewoonlijk gevormd uit koperbuis van $\frac{1}{4}$ duim; de ene ring wordt vastgemaakt op het draaiende systeem en de andere wordt met isolatoren op de vaste structuur aangebracht. De condensator C in figuur 5-D wordt na afstemming der antenne geregeld voor een minimum verhouding der staande golven op de transmissielijn. De gegeven afmetingen zullen het mogelijk maken te werken met een net hetzij voor 28 MHz, hetzij voor 14 MHz, waarbij men slechts C behoorlijk dient in te stellen. De ringen moeten natuurlijk parallel liggen en in een normaal plan tot de as van de draaiing van de draaiende structuur.

24-3. — UNIDIRECTIONELE GESTAPELDE ANTENNESYSTEMEN MET LOODRECHTE STRALING.

Drie praktische unidirectionele gestapelde systemen met loodrechte of dwarse straling worden getoond in figuur 6. Het eerste type, gegeven in figuur 6-A, is de eenvoudige « Lazy H » met reflectoren voor elk element. (B) toont een eenvoudiger net met een paar gevouwen dipolen, die verticaal gespreid zijn op een afstand van een halvegolf en die met reflectoren werken. In (C) hebben we een ingewikkelder systeem met zes halvegolf-stralen en zes reflectoren, die een zeer belangrijke versterking geven.

In de drie gegeven typen bedraagt de afstand tussen de stralers en de reflectoren een kwartgolf. Dit werd gedaan om de afstemming van de reflectoren onnodig te maken als gevolg van het feit dat een halvegolf-element op juist een kwartgolf achter het stralend element een unidirectioneel systeem vormt, indien beide elementen juist dezelfde lengte hebben. Het gebruik van deze methode geeft een versterking van 3 db in vergelijking met de werking zonder reflector, waarbij trouwens slechts een matige afname optreedt van de stralingsweerstand van de straler. In feite gaat de stralingsweerstand van een halvegolf-dipool van 73 ohm tot 60 ohm indien men op een kwartgolf er achter een gelijk halvegolf-element opstelt.

Een zeer lichte toename van de versterking voor heel

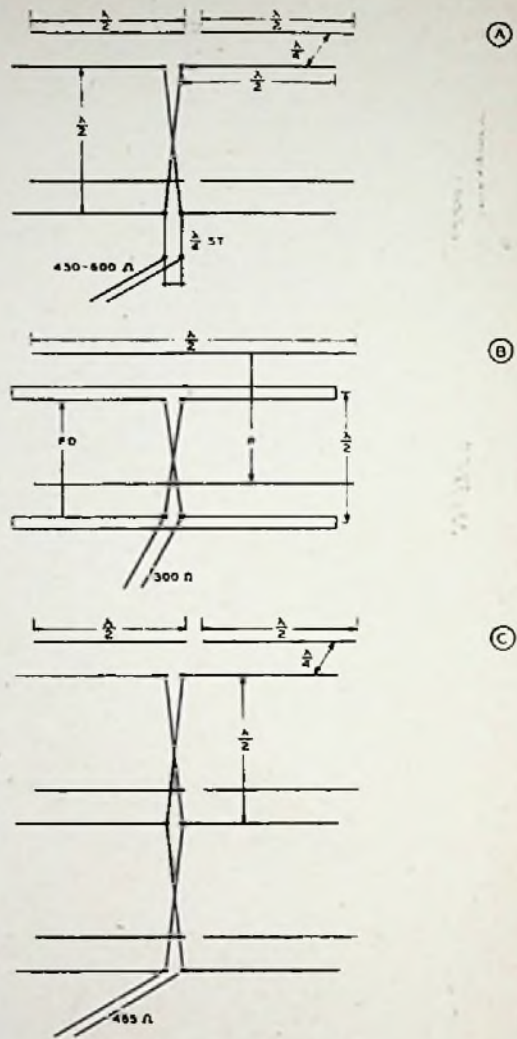


Fig. 6

UNIDIRECTIONELE ANTENNESYSTEMEN MET LOODRECHTE STRALING.

Om een unidirectionele stralingskarakteristiek te verkrijgen werd achter ieder stralend element een reflector opgesteld.

ST = aanpassingslijn FD = gevouwen dipool
R = reflector

A — « Lazy H » met reflector

B — Halvegolf dipolen met loodrechte straling en reflectoren.

C — « Two over two over two » met reflectoren.

het net kan bekomen worden (ongeveer 1 db) ten koste van een lagere stralingsweerstand, de noodzaak de reflectoren af te stemmen en een verminderde bandbreedte, door de reflectoren op 0,15 golflengte achter de stralers op te stellen en ze iets langer te maken dan de stralers. De stralingsweerstand van elk element zal tot ongeveer de helft vallen van de waarde, die men verkrijgt met niet afgestemde reflectoren met een lengte van een halvegolf en opgesteld op een kwartgolf achter de stralers.

Antennestelsels van het type uit figuur 6 vergen het gebruik van een soort latwerk als steunstructuur, omdat ze een merklijke afstand beslaan in de ruimte en dit in de drie plannen.

VOEDINGSMETHODEN.

De voedingsvereisten voor systemen van het type uit figuur 6 zijn veel minder critiek dan voor de stelsels met hulpelementen met kleine afstand tussen de ele-

menten. Dit is een natuurlijk gevolg van het feit dat een groot aantal stralende elementen rechtstreeks met energie gevoed worden en van het feit dat elk der stralende elementen een effectieve stralingsweerstand heeft, die veel hoger is dan de voedingspuntweerstand in parasitaire netten. Als gevolg hiervan kan men verwachten, dat de systemen van het type uit figuur 6 een iets grotere frequentieband bestrijken voor een gegeven verhouding der staande golven dan antennestelsels met hulpelementen.

In de meeste gevallen kan men een eenvoudige open lijn koppelen met het voedingspunt zonder enig aanpassingssysteem te gebruiken. De verhouding der staande golven zal bij dergelijk voedingssysteem vaak minder dan 2 op 1 bedragen. Wenst men echter een meer nauwkeurige aanpassing tussen de transmissielijn en het systeem, kan men een gewone kwartgolf aanpassingslijn of een kwartgolf aanpassingstransformator met geschikte impedantie gebruiken om een lagere verhouding der staande golven te bekomen.

24-4. — BI-DIRECTIONELE DRAAIBARE ANTENNESYSTEMEN.

Het bi-directioneel type der richtantennes zal de meeste voldoening geven op de banden van 28 MHz en 50 MHz wanneer men kan verwachten dat de seinen slechts uit een algemene richting ineens zullen komen. Bijgevolg heeft de opoffering van de discriminatie ten opzichte van seinen uit de tegengestelde richting, weinig of geen nadeel. Figuur 7 toont twee algemene typen bi-directionele systemen. De flat-top richtantenne, die in bijzonderheden beschreven werd in hoofdstuk 22 is zeer geschikt voor opstelling op een draaibare structuur. Gebruikt men vrij steunende elementen in de flat-top richtantenne, dan vermindert het belang van het vraagstuk der verliezen langs de isolatoren op de uiteinden der elementen. Met een flat-top richtantenne met een enkele sectie kan men versterkingen van ongeveer 4 db verwachten en met twee secties bereikt men versterkingen van zowat 6 db.

Een ander type van bi-directioneel systeem, dat tot dusver gebruikt werd ziet men in figuur 8. Dit antenneype heeft een betrekkelijk breed azimuth of horizontaal richteffect, zodat men er seinen mee kan ontvangen zonder veel sterktevermindering in een hoek van ongeveer 40°, doch het hoogtediagram is tamelijk scherp vermits bijna de gehele straling geconcentreerd is op lage hoek, indien meer dan 4 elementen in het geheel gebruikt worden. Figuur 7-B geeft de benaderende versterking, die men kan verwachten in vergelijking met een halvegolf-dipool, opgehangen op de hoogte van het midden van het antennesysteem. De tekening toont eveneens een type « draaiende mast », die zeer goed geschikt is voor het draaien van een dergelijk type.

Indien men zes of meer elementen gebruikt in dit type, heeft men geen aanpassingssysteem nodig tussen het systeem en de voedingslijn. Gebruikt men slechts vier elementen, dan heeft men de gewone « Lazy H » en dan moet men een kwartgolf aanpassingslijn gebruiken voor de voeding tussen de transmissielijn en het voedingspunt.

Desgewenst en indien de mechanische omstandigheden het toelaten, kan men de versterking van het antennesysteem uit figuur 7-B, met 3 tot 4 db doen toenemen indien men een halvegolf reflector op een kwartgolf achter elk element opstelt. Het wordt dan in hoofdzaak hetzelfde als dit van figuur 6-C en dan worden dezelfde beschouwingen toepasselijk nopens afstand der reflectoren en de afstemming ervan. In dit verband moet men echter rekening houden met een feit dat een bi-directioneel systeem slechts hoeft gedraaid te worden over een hoek van minder dan 180°.

24-5. — CONSTRUCTIE VAN DRAAIBARE ANTENNESYSTEMEN.

Bij de constructie van de steunstructuur voor een draaibaar systeem kan men een grote dosis vinding-

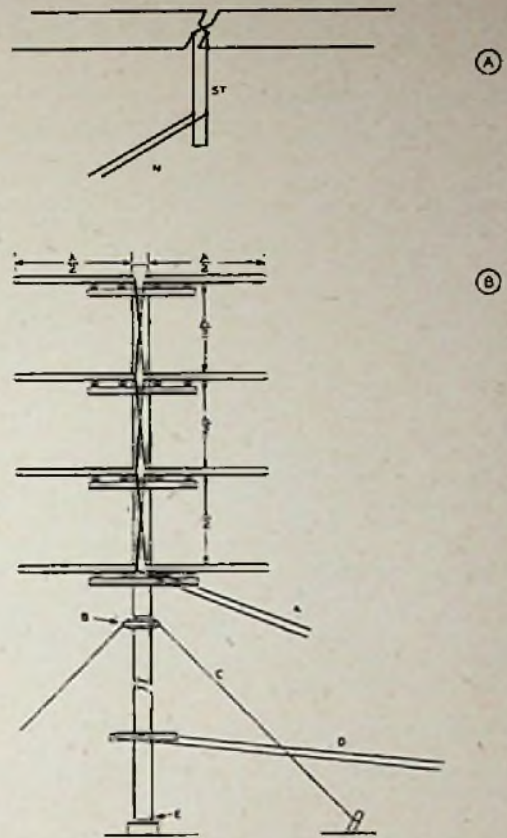


Fig. 7.

TWEE ALGEMENE TYPEN BI-DIRECTIONELE ANTENNESYSTEMEN.

- A — Flat-top richtantenne voor draaibare opstelling.
ST = aanpassingslijn
N = open voedingslijn.
De versterking bedraagt 4 tot 6 db.
- B — Antenne van het type «two over two over two».
De versterking verschilt volgens het aantal elementen :

Versterking	Aantal elementen
1,8 db	2
6,0 db	4
7,8 db	6
9,0 db	8
10,0 db	10

- A = voedingslijn van 465 ohm ; draad nr. 12 met spreiding van 2 d.
- B = radiaal belastingslager
- C = tuidraden
- D = aandrijftouwen voor de draaiing
- E = steunlager

rijkheid aan de dag leggen. Iedereen heeft zijn persoonlijk idee over de beste constructiemethode. Vaak zal de meest praktische bouwwijze bepaald worden door de ter beschikking staande materialen. Doch in ieder geval moet men zeker zijn, dat de toegepaste constructiemethoden mechanisch gezond zijn. Er is niets zo ontmoedigend dan het oprapen van de stukken, het herstellen van het dak, enz., wanneer een nieuw gebouwde draai-antenne bij de eerste sterke windstoot omlaag valt. Heeft men de principes der mechanische constructie begrepen, dan doet men er verstandig aan, de belastingen en de krachten te berekenen, die op de verschillende onderdelen van de structuur zullen inwerken bij de hoogste windsnelheid, die men op die plaats kan verwachten. Is dit niet mogelijk, dan loont het de moeite en de tijd eens met een vriend te gaan praten, die van dergelijke dingen degelijk op de hoogte is ; mensen die

aerodynamica gestudeerd hebben of zich met vliegtuigconstructie bezig houden zullen hierbij onschatbare diensten kunnen bewijzen.

STRALENDE ELEMENTEN.

Wat min of meer gestandaardiseerd is bij de constructie van draaibare antennes is het gebruik van duralpijpen voor de vrij steunende elementen. Andere materialen kunnen gebruikt worden, maar toch heeft de legering, die onder de aanduiding 24ST bekend staat, op langere proeftijd bewezen de meeste voldoening te schenken. Koperen pijpen zijn te zwaar voor een gegeven draagkracht en stalen pijpen, tenzij ze verkoperd zijn, veroorzaken een bijkomende verliesweerstand in het net. Stalen pijpen, zelfs wanneer ze verkoperd zijn, zijn tevens niet in staat langere tijd aan een vochtige atmosfeer te weerstaan, zoals men die ontmoet aan de kust. Gebruik voor deze pijpen geen zachte aluminiumlegering; 24ST is een harde legering en is de beste, al zijn er verschillende andere legeringen waarvan de aanduiding op «ST» eindigt, die eveneens voldoening zullen schenken. Gebruik geen legering van het type eindigend op «SO» of «S» op een plaats waar de stevigheid van de structuur van belang is, want deze letters duiden een metaal aan, dat niet met hitte behandeld is om stevigheid te geven. Deze zachtere legeringen en aluminium-geleiders mogen echter wel gebruikt worden als korte stralende elementen zoals op de 50 MHz-band en voor de onderlinge verbindingen in de gestapelde antennesystemen.

« PLUMBER'S DELIGHT »-CONSTRUCTIE.

Het is een karakteristiek van de gewone typen der antennesystemen met meerdere hulpelementen, zoals ze

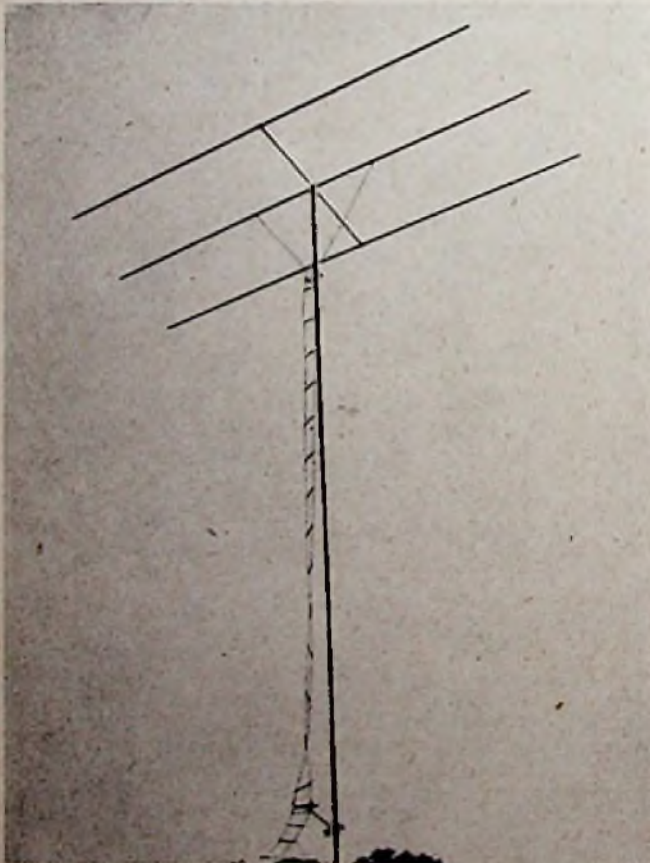


Fig. 8.

VOORBEELD VAN EEN ANTENNE VOOR 28 MHz VAN HET TYPE « PLUMBER'S DELIGHT ». Een schets met aanduiding der afmetingen is gegeven in figuur 16 van hoofdstuk 11.

hierboven besproken werden en voorgesteld in figuur 2, dat de middenpunten van al deze elementen op een HF nul-potentiaal staan ten opzichte van de aarde. Het is bijgevolg mogelijk een metalen geraamte zonder isolatoren te gebruiken om de verschillende elementen vast te maken. In figuur 8 ziet men een systeem met drie elementen van dit type voor 28 MHz. Mechanische inlichtingen voor de constructie ervan werden gegeven in figuur 16 van hoofdstuk 11. Hierin werden pijpverbindingen in T-vorm gebruikt om de reflector en de director, die gevormd worden uit dural pijp van 1 duim, vast te maken op de spreider, die zelf een stuk standaard waterpijp is. Het verbindingstuk in het midden werd speciaal voor dit doel gemaakt en heeft een koppelstuk met schroefdraad naar onder voor het vastmaken van heel het stel op de mast, twee opzij voor de waterpijp, die als spreider dient voor de twee hulpelementen en in rechte hoek hierop nog een doorlopende opening voor het aanbrengen van de straler. De hulpelementen worden in de T-stukken vastgehouden door de T's aan de bovenkant in de lengte door te snijden en dan twee bouten te drijven aan beide zijden door de T's en het dural-element. Het middenstuk wordt eveneens met bouten vastgemaakt.

Het middenstuk werd gedraaid uit een stuk van een dikke staaf en later uitgeboord. Men kan het iets goedkoper maken door een pijpflens te nemen en daar de nodige stukken van geschikt formaat voor het vastmaken van de elementen en de spreiders op te lassen. Bij zorgvuldige uitvoering zal het stuk even stevig zijn.

In de foto van figuur 8 werd als mast een lange pijp uit gehard staal van het type dat als boorpijp gebruikt wordt, aangewend. Deze mast, die draaibaar is, werd op ongeveer de helft van de totale hoogte met een lager verbonden aan een telefoonpaal; onderaan werd eveneens een stevige lagering gebruikt.

DE EENVOUDIGE BALKSTRUCTUUR.

Wanneer men niet beschikt over de nodige werktuigen voor metaalbewerking kan men in vele gevallen een betrekkelijk eenvoudige houten steunstructuur bouwen om de stralende elementen vast te houden. De figuren 9, 10, 11, 12 en 13 geven foto's en bouwgegevens voor twee netten op 50 MHz, waarbij een enkele

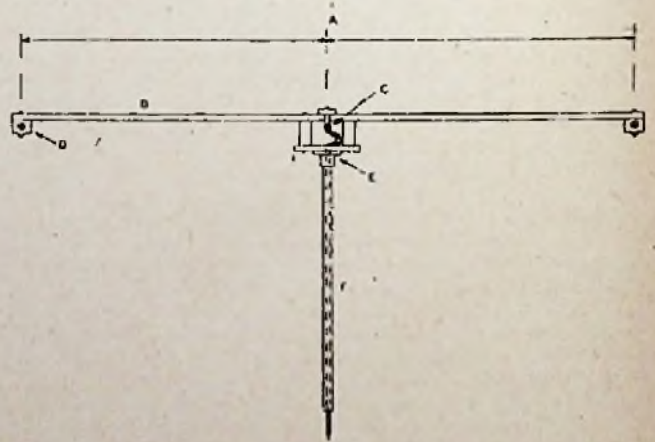


Fig. 9

SCHETS VAN EEN EENVOUDIGE ANTENNE MET DRIE ELEMENTEN VOOR 50 MHz.

- A = elementen met een afstand van 0,2 tot 0,25 golflengte van elkaar.
- B = vol hout van 1 × 2 duim
- C = voeding van de onderbroken straler door RG-8/U kabel.
- D = houten blok van 2 × 2 duim, waardoor de elementen geschoven en met schroeven vastgemaakt zijn.
- E = flens voor pijp van ½ duim.
- F = pijp van ½ duim - lengte naargelang noodwendigheid.

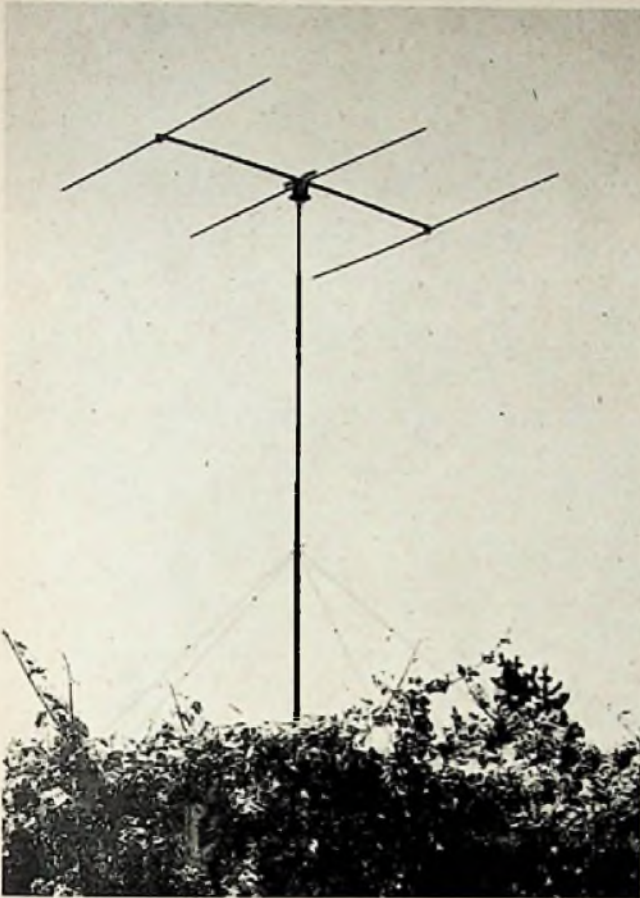


Fig. 10

FOTO VAN DE ANTENNE UIT FIG. 9.

houten balk gebruikt wordt om de stralende elementen vast te houden. Het bijzonderste vraagstuk bij de bouw van dit type is het juist boren van de gaten door de steunbalk. Geschiedt dit niet heel nauwkeurig, dan zal heel het net het uitzicht vertonen van lapwerk, al zal de werking ervan waarschijnlijk wel niet gehinderd worden. Het net uit de figuren 9 en 10 is een zeer eenvoudig ding, dat op betrekkelijk korte tijd kan gebouwd worden.

De antenne uit de figuren 11, 12 en 13 geeft een antwoord op de vraag naar een richtnet dat zowel met horizontale als met verticale polarisatie kan werken. De steunstructuur is zo ontworpen dat ze kan draaien in een plan dat loodrecht op de draaias staat, zodat de elementen zowel horizontaal als vertikaal kunnen georiënteerd worden. Een paar touwen die aan een juk van de steunbalk zijn vastgemaakt maken het mogelijk de polarisatie van het net te wijzigen zonder de richting van de straling te veranderen.

Figuur 14 geeft een tekening van een betrekkelijk eenvoudig systeem met drie elementen en verticale polarisatie voor de 50 MHz-band. De basis is een dipool-radiator van het « Sleeve » of « Hypodermic » type. Dit systeem, evenals deze van de figuren 9 en 11, wordt in het midden van de straler gevoed met een coaxiale kabel van 52 ohm. Een voldoende gevende aanpassing met een open lijn kan verkregen worden door het gebruik van één der aanpassingssystemen van figuur 3.

Al kan men een zeer eenvoudige structuur gebruiken voor het vastmaken der elementen van een net voor 50 MHz, toch moet een iets steviger steunraam gebruikt worden voor 28 of 14 MHz. Figuur 15 toont twee veel gebruikte typen van de middenbalk zoals deze vereist zijn voor draainetten op lagere frequenties. Figuur 15-A

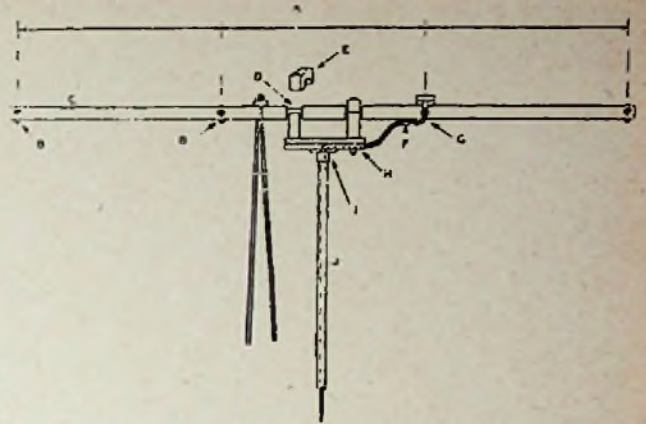


Fig. 11

SCHETS VAN HET KIPBARE ANTENNE-SYSTEEM MET VIER ELEMENTEN VOOR 50 MHz.

- A = elementen met afstanden van 0,2 tot 0,25 golflengte van elkaar
- B = elementen worden met schroeven in het hout vastgezet
- C = vol hout van 2 x 2 duim
- D = afgerond deel voor de lager
- E = houten lagerblok (wordt eerst op de juiste plaats geboord en vervolgens middendoor gezaagd)
- F = klem
- G = voedings van de onderbroken straler door RG-8/U coaxiale kabel
- H = houten grondplankje met opening om de kabel naar de pijp te voeren
- I = flens voor pijp van 1/2 duim
- J = pijp van 1/2 duim - lengte naargelang noodwendigheid.

toont een type steunbalk uit metaal, waarmede men op gepaste wijze een constructie van het type « Plumber's Delight » kan uitvoeren. Kan men de hand leggen op pijpen van vierkant model, dan zal de bouw gemakkelijker zijn dan met ronde pijpen, doch in ieder geval zal met beide typen de constructie niet veel last veroorzaken. Om de stralende elementen in de balk vast te

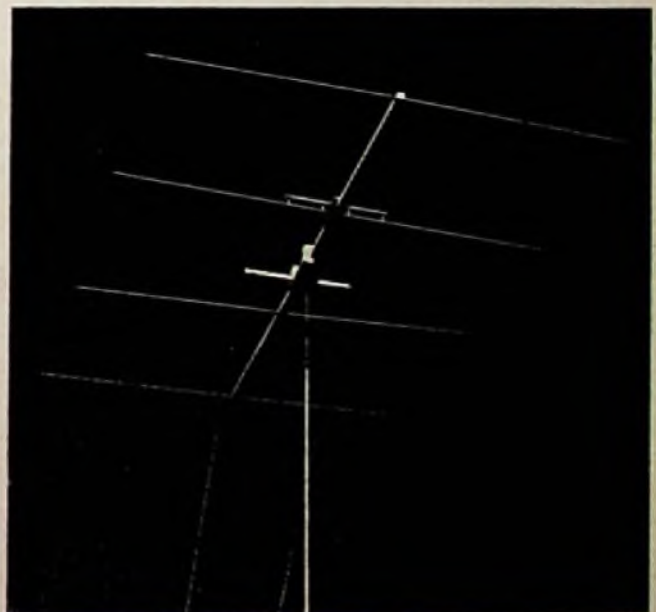


Fig. 12

KIPBAAR ANTENNESYSTEEM IN HORIZONTALE STAND.

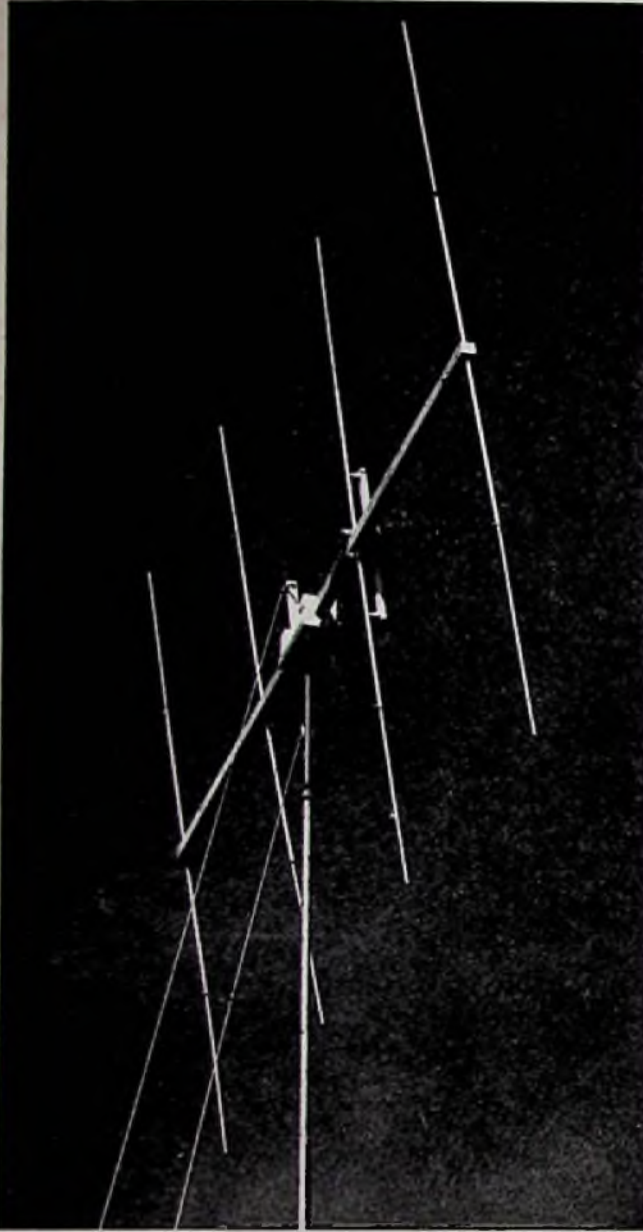


Fig. 13

**KIPBAAR ANTENNESYSTEEM GEORIENTEERD
VOOR VERTICALE POLARISATIE.**

zetten kan men ofwel een klemring aan beide zijden van de balk over de elementen aanbrengen, ofwel een bout door de balk en het element aanbrengen. Elk type shuntvoeding uit figuur 3 kan gebruikt worden om een systeem van dit type te voeden.

Een gewone ladder is een bruikbare steunbalk voor een stelsel, dat gebouwd wordt volgens de algemene methode van figuur 15-B. Ladders zijn betrekkelijk goedkoop en geven een sterke en stabiele monterebasis. De ladder of ieder ander type houten steunstructuur moet bedekt worden met verscheidene lagen uitstekende verf als bescherming tegen de klimaatsinvloeden.

Steunstructuren voor meer ingewikkelde systemen, waaraan elementen te pas komen die in verschillende plannen opgesteld zijn, kunnen gevormd worden uit een stevig latwerk. De hoofdbalken moeten uit degelijk verweerde stukken timmerhout vervaardigd worden. De hoekstukken kunnen uit licht doch betrekkelijk sterk rood hout genomen worden. De ganse constructie moet gelijmd (met lijm die tegen water bestaand is) en met bouten samengevoegd worden.

**24-6. — AFSTEMMING VAN HET
ANTENNESYSTEEM.**

Al kunnen vele systemen gebouwd, opgesteld en in gebruik genomen worden zonder feitelijke afstemming, toch blijft er in de geest van de operator steeds een twijfel bestaan of het al dan niet optimum resultaat geeft. Daarom voeren de meeste operatoren toch een proef uit vóór ze de zaak als definitief beëindigd beschouwen.

Het proces van de afstemming van een systeem kan in twee min of meer diuidelijk onderscheiden stappen uitgevoerd worden: de werkelijke afstemming van het stelsel voor de beste verhouding vooruit-achteruit of voor de beste straling vooruit en het regelen van de impedantie-aanpassing tussen de transmissielijn en het voedingspunt der antenne.

AFSTEMMING VAN DE ANTENNE ZELF.

De feitelijke afstemming voor de beste verhouding vooruit-achteruit der straling of voor de maximum straling vooruit kan men best verwezenlijken door het gebruik van een zender met laag vermogen, die een dipoolantenne (met dezelfde polarisatie als het af te stemmen antennenet) voedt; deze dipool moet op minstens vier of vijf golflengten van het net opgesteld worden. Een geijkte veldsterktemeter met aanduiding op afstand, van het type dat in hoofdstuk 25 beschreven wordt, wordt dan gekoppeld met het voedingspunt van de af te stemmen antenne. De uitzendingen van de mobiele zender moeten zo kort mogelijk gemaakt worden en het station dat de test doet moet minstens iedere tien minuten zijn roeletters herhalen.

Het is natuurlijk mogelijk de antenne af te stemmen, terwijl ze op de ontvanger aangekoppeld is en met behulp van een station dat op een afstand van een mijl of twee testuitzendingen doet. Deze methode is echter lastiger en geeft geen volledige voldoening. Het is eveneens mogelijk het afstemproces uit te voeren door de zender met de antenne te verbinden en de veldsterktemeter te verbinden met een verderaf gelegen dipoolantenne. In dit geval moet het meetinstrument van de veldsterktemeter zichtbaar zijn van de plaats waar de af te stemmen antenne opgesteld is. Bij deze laatste methode heeft men bovendien nog de moeilijkheid dat men voortdurend de zender moet bijregelen om gedurende heel de proef de antenne te blijven voeden met een gelijke hoeveelheid energie. Tevens is het aan te raden bij de toepassing van dit systeem slechts zeer weinig vermogen (een of twee watt) te gebruiken en er zich van te verzekeren dat de transmissielijn ten opzichte van de d.c.-anodespanning effectief geaard is.

Een degelijke methode om de antenne zelf af te regelen, in de veronderstelling dat het een systeem met meerdere hulpelementen is, bestaat erin de director-elementen de afmetingen te geven uit figuur 2 en dan de reflector te regelen voor het maximum sein vooruit. Daarna varieert men de lengte van de eerste director tot men het maximum voorwaartse sein krijgt en zo gaat men verder indien men nog meer director-elementen te regelen heeft. Daarna keert men het antennesysteem om en men regelt de reflector voor de maximum verhouding vooruit-achteruit. Daarop kan men nog enkele kleine regelingen uitvoeren op beide directoren en op de reflector om het beste voorwaartse sein te bekomen, samen met een redelijke verhouding vooruit-achteruit. Men zal vaststellen dat de regeling van directoren en reflector in zekere mate onderling afhankelijk is, doch indien men nog kleine wijzigingen in de regeling maakt na de eerste afstemming, dan zal men wel een stelling verkrijgen, die de beste resultaten oplevert. Gewoonlijk is het best de eindsecties der elementen een kleinere doormeter te geven, zodat men ze in de dikkere pijpen kan schuiven. De smallere secties kunnen dan in de grotere vastgezet worden volgens de methode, die in figuur 16 aangetoond wordt.

Bij het uitvoeren van de beschreven regelingen is het best het gelijkrichtend element van de veldsterktemeter met aanduiding op afstand rechtstreeks aan het voedingspunt te hebben; op dit voedingspunt wordt dan een weerstand aangebracht met een waarde gelijk aan

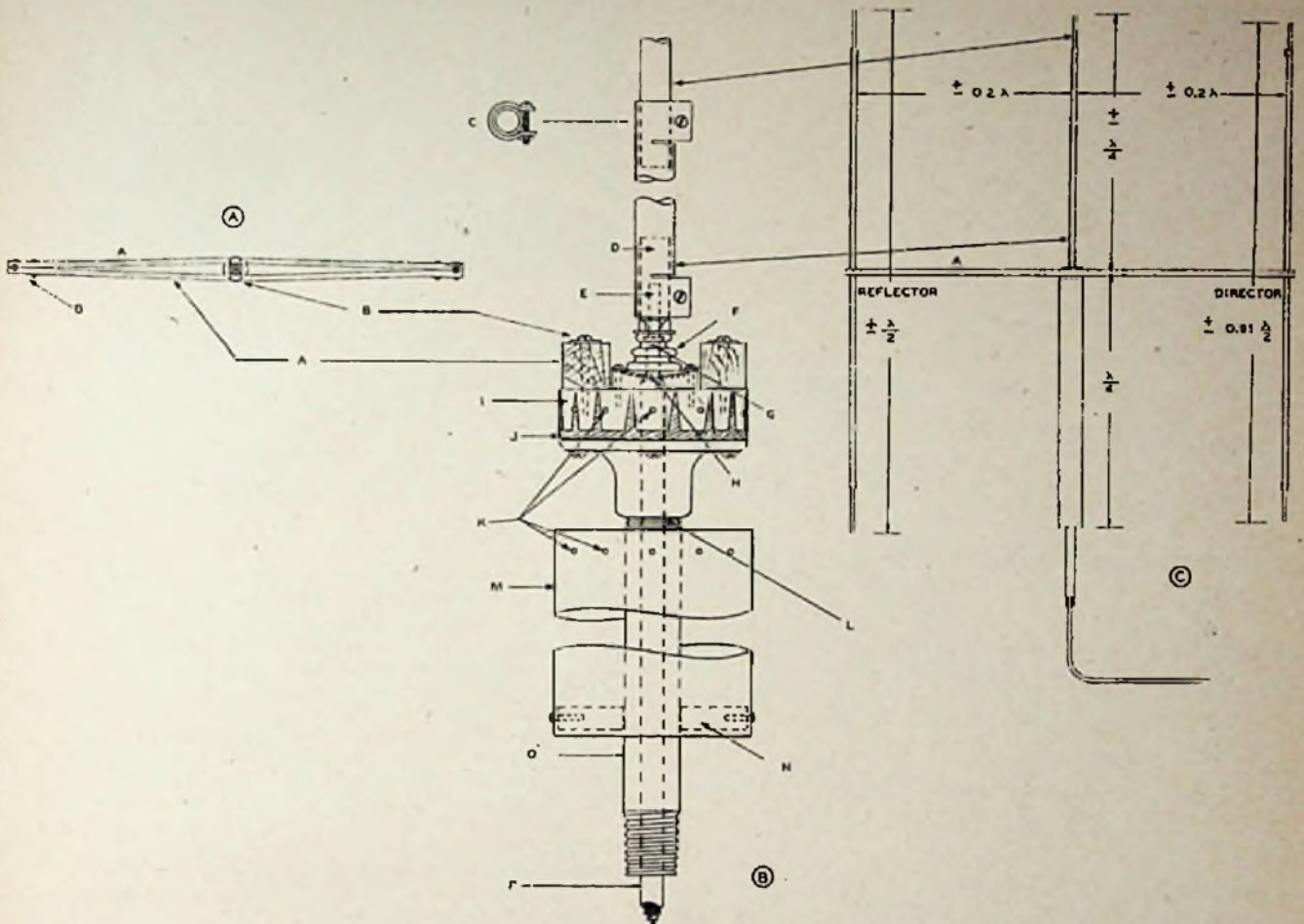


Fig. 14.

SCHETS VAN EEN VERTICAAL ANTENNESYSTEEM MET 3 ELEMENTEN.

Deze antenne is alleen voor verticale polarisatie ontworpen. Voor de «mouw» gebruikt men een gegalvaniseerde pijp van 3 duim omdat deze juist past over de flens van de 1/2 duimse pijp. Van dit type kan men een verkleind model maken voor 144 MHz. De schroefverbinding van de pijp moet voorzien zijn van vulstof, die tegen vocht bestand is. Voor de elementen zijn aluminiumpijpen van 5/8 duim te gebruiken, waarin dan verlengsecties van 1/2 duim kunnen geschoven worden. Deze verlengsecties worden dan geregeld op de lengte, die de beste versterking vooruit geeft. De middensectie alleen kan gebruikt worden als niet directionele coaxiale antenne met voeding door 70 ohm kabel. (A) geeft een bovenzicht, (B) een zicht op het centrale mechanisme en (C) een algemeen zicht.

- A = houten balkjes
- B = koperen schroeven
- C = klemstukken gemaakt volgens de gegevens van figuur 16
- D = volle aluminium staaf, die in het pijp-element past en uitgeboord om op de isolatorschroef te passen.

- E = isolatorschroef
- F = isolator met metalen basis
- G = inwendige geleider van de kabel, verbonden met de schroef van de isolator
- H = buitenzijde van de kabel, verbonden met de metalen basis van de isolator, die zelf degelijk geard is aan de aluminiumschijf
- I = aluminiumschijf met zijkanten over de houten schijf gebogen
- J = houten schijf
- K = schroeven die de «mouw» op de houten schijf vastzetten, waarbij degelijk contact dient gevormd met de metalen schijf
- L = flens op de draaibare pijp; de verbinding dient zo stevig te zijn, dat ze niet lost wanneer de antenne gedraaid wordt
- M = 3 duimse pijp uit gegalvaniseerd plaatijzer
- N = 3 isolatorstaafjes op 120° van elkaar om de «mouw» op gelijke afstand van de steunpijp te houden
- O = steunpijp van 1/2 duim — lengte naar gelang noodwendigheid
- P = soepele coaxiale kabel van 52 ohm, zoals RG-8/U.

de beraamde voedingsimpedantie. Hierover wordt verder gesproken in verband met de veldsterktemeter in hoofdstuk 25.

AANPASSING VAN DE ANTENNE AAN DE TRANSMISSIELIJN.

Het vraagstuk der aanpassing van de impedantie van de transmissielijn aan de antenne wordt fel vereenvoudigd indien men eerst, zoals beschreven, de afstemming

der antenne uitvoert. Na dit proces wordt de transmissielijn met de berekende waarde van de aanpassings-transformator tussen de lijn en het voedingspunt, aan het net aangebracht en met de zender gekoppeld. Indien men een indicator van staande golven heeft, dan wordt deze in serie geschakeld met de transmissielijn op een punt dat betrekkelijk veel dichter bij de zender dan bij de antenne ligt. Voor de beste indicatie moet er echter toch 10 tot 15 voet van de lijn tussen de zender en de meter der staande golven liggen. Heeft

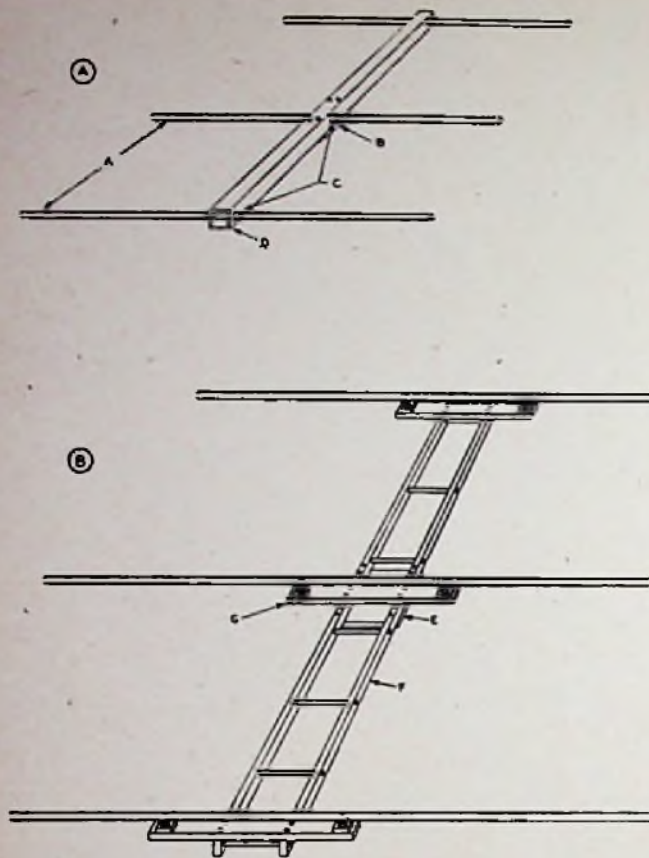


Fig. 15.

VARIANTEN VOOR DE STEUNBALK VAN EEN DRAAIBARE ANTENNE.

(A) toont het gebruik van een duralpijp (rechthoekig of rond) voor het opstellen van een net met middelmatige afmetingen. (B) toont het gebruik van een ladder als steunbalk voor een betrekkelijk groot antennesysteem.

- A = duralpijp van 1 duim
- B = montageplaat, waarop de balk met bouten is vastgemaakt
- C = klemringen
- D = vierkante of ronde duralpijp van 2,5 duim
- E = plank, met bouten vastgeschroefd onder de ladder als anker voor de draaiende structuur
- F = ladder
- G = plankjes met isolatoren.

men geen meter voor staande golven, dan kan de verhouding der staande golven toch benaderend vastgesteld worden met behulp van een neonlampje of van een korte fluorescerende lamp, indien de lijn uit twinlead gemaakt is ofwel kan men een thermomilliamperemeter en een lus, een neonlamp of een HF-ampere-meter en een paar nijpklemmen gebruiken om een verbinding te maken met een vaste afstand op de open feeders.

Blijft de verhouding der staande golven beneden 2 of 3, dan kan men de inrichting gerust laten zoals ze is. Is de verhouding groter, dan is het bij gebruik van twinlead noodzakelijk en bij gebruik van een open lijn aan te raden te pogen deze verhouding te verminderen.

De toestand der aanpassing kan op de volgende wijze gecontroleerd worden: meet de stroom in een been van de voedingslijn, waarbij ge vertrekt rechtstreeks van het punt waar de transmissielijn verbonden is met de antenne (of het aanpassingssysteem, zoals de «Delta», de «T» of de «Yoke») en meet de verschillende stroomwaarden op verschillende punten steeds dichterbij de zender toe. Neemt de stroom toe, indien ge van de

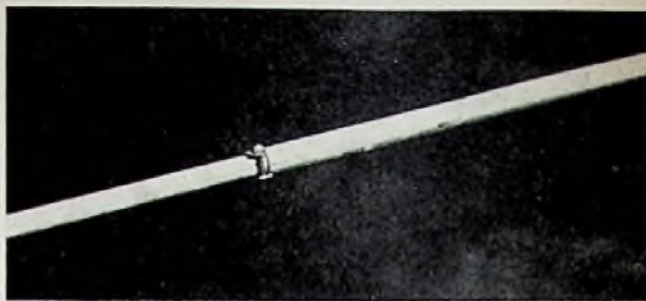


Fig. 16

KLEMMETHODE VOOR REGELBARE ELEMENTEN
Het dikste element wordt aan één zijde over ongeveer $\frac{1}{2}$ duim, open gezaagd; daarna wordt de buis op het einde van de zaaggleuf dwars doorgezaagd tot de helft van de omtrek. De twee zo gevormde oren worden uitgebogen, geboord en van een schroef met moer voorzien. Zo kan men het dünnere element in het dikkere klemmen.

antenne weggaat, dan is de weerstand van het voedingspunt hoger dan deze van de transmissielijn. Neemt de stroom echter af, dan is de impedantie van het voedingspunt kleiner dan de karakteristieke impedantie van de transmissielijn. De verhouding van de maximum stroom tot de minimum stroom geeft de verhouding der staande golven.

Daar men de punten met minimum stroom nauwkeuriger kan vaststellen dan deze met maximum stroom, werkt men het gemakkelijkst met de afstand te meten tussen het aanknopingspunt met de lijn en het eerste minimum van de stroom. Indien deze afstand een halve golflengte bedraagt, dan werkt de voedingslijn op een zuivere weerstand van r maal de karakteristieke impedantie van de voedingslijn; m.a.w. de belastingsimpedantie die de transmissielijn «ziet» is resistief, wat zeggen wil dat de antenne resonant, en dat de waarde van de stralingsweerstand groter is dan de karakteristieke impedantie van de transmissielijn met een factor, die gelijk is aan de verhouding der staande golven op de lijn. Bedraagt de afstand tot het eerste stroomminimum een kwartgolf, dan is de antenne eveneens resonant en vertoont ze een resistieve belasting ten opzichte van de lijn met een waarde gelijk aan de karakteristieke impedantie van de lijn gedeeld door r (verhouding der staande golven). Bedraagt de afstand tussen het voedingspunt en het eerste minimum van de stroom een andere waarde dan $\frac{1}{4}$ of $\frac{1}{2}$ der golflengte, dan vertoont de antenne een reactieve belasting ten opzichte van de transmissielijn; wat hiertegen moet begonnen worden, wordt verder besproken.

In de veronderstelling dat de antenne een resistieve belasting, doch van verkeerde waarde, vertoont ten opzichte van de transmissielijn en eveneens in de veronderstelling dat alle regelingen zo werden uitgevoerd op de delta-aanpassing, de «T»-aanpassing, de «Yoke»-aanpassing of de aanpassing met gevouwen elementen, dat men een minimum staande golven bekomt, dan is de eenvoudigste methode om een nauwkeurige aanpassing der impedantie te bekomen het inschakelen van een kwartgolf-transformator in de voedingslijn. De voedingslijn moet doorgesneden worden op een punt met maximum stroom; deze punten met maximum stroom liggen natuurlijk op een kwartgolf langs beide zijden van de gemakkelijker te meten punten met minimum stroom. Licht er een punt met minimum stroom op een kwartgolf van het voedingspunt, dan ligt er natuurlijk een punt met maximum stroom op het voedingspunt zelf. Licht er een punt met minimum stroom op een halvegolf van het einde der lijn, dan moet men de lijn op een kwartgolf van de verbinding met de antenne afsnijden. Op dit punt brengt men dan tussen de lijn en de antenne een kwartgolf-transformator aan. De impedantie van deze kwartgolfsectie moet gelijk zijn aan het meetkundig gemiddelde van de impedantie van

de voedingslijn en van de impedantie, die voedingslijn «zag» op het punt waar ze werd doorgesneden. De vereiste impedantie voor de voedingslijn kan echter ook gemakkelijk bepaald worden door de verhouding der staande golven r en de karakteristieke impedantie van de gewone voedingslijn Z_0 . De vergelijking voor de bepaling van de geschikte waarde van de kwartgolfsectie Z_Q is dan de volgende:

$$Z_Q = \sqrt{\frac{Z_0^2}{r}}$$

Veronderstellen we als voorbeeld een lijn van 465 ohm verwezenlijkt uit draad nr. 12 met een spreiding van 2 duim, die gebruikt wordt als voedingslijn voor een draaibaar net met een «T»-aanpassing. Het eerste minimum van de stroom kwam juist op een kwartgolf van de «T» en de verhouding der staande golven werd door meting van de stroom als 4 tot 1 bevonden. De juiste impedantie van de kwartgolfsectie Z_Q is dan:

$$Z_Q = \sqrt{\frac{(465)^2}{4}} = \sqrt{54.056} = 232 \text{ ohm.}$$

Vermits het eerste stroomminimum op een kwartgolf van de «T» kwam, ligt het eerste stroommaximum aan de «T» zelf, zodat men de feeder van 465 ohm van de «T» moet losmaken en er een kwartgolfsectie van 232 ohm moet tussenvoegen. Deze sectie kan gevormd worden met een stel «Q»-staven uit aluminiumbuis van $\frac{1}{2}$ duim doormeter en gespreid op $1\frac{1}{4}$ duim, ofwel kan men een vierdubbele lijn bouwen, zoals beschreven in hoofdstuk 11, gevormd uit draad nr. 14; die vier draden worden gelijk verdeeld over een cirkel van 3,44 duim; de afstand tussen naast elkaar liggende draden bedraagt dan $2\frac{7}{16}$ duim.

AANPASSING WANNEER HET VOEDINGSPUNT REACTIEF IS.

Indien de antenne aan het voedingspunt een reactieve belasting vertoont ten opzichte van de transmissielijn, dan moet men eerst proberen de antenne te doen resoneren. Dit zal vermoedelijk een lichte bijregeling vergen van de lengte van de straler of een wijziging van de afmetingen van alle elementen in een gestapeld antennesysteem. Indien men de reactantie toch niet kan doen verdwijnen, dan kan men het antennesysteem op de volgende manier toch een resistieve belasting geven t.o.v. de transmissielijn: Meet de verhouding der staande golven zoals hoger aangeduid. Bepaal het punt met maximum stroom op de lijn dat het dichtst bij de straler ligt. Zoals hoger zullen ook hier de punten met maximum stroom op een kwartgolf van de punten met minimum stroom gelegen zijn en wanneer men de benaderende plaats van het punt met maximum stroom heeft vastgesteld, dan moet men nauwkeurig de plaats van het dichtbij gelegen punt met minimum stroom vaststellen; vanaf dit punt meet men dan een kwartgolf en zo bekomt men de nauwkeurige plaatsbepaling van het punt met maximum stroom. Op dit punt met maximum stroom moet men de transmissielijn doorsnijden en er een kwartgolfsectie tussenvoegen met een karakteristieke impedantie, die op dezelfde wijze bepaald wordt met behulp van Z_0 van de gewone lijn en de verhouding der staande golven r , zoals hoger reeds besproken werd. M.a.w. de antenne vertoont een zuiver resistieve belasting op het punt met maximum stroom op de gewone voedingslijn, zodat we dezelfde methode kunnen gebruiken, met dit punt als referentiepunt, die hierboven werd besproken.

AANPASSING MET ANDERE VOEDINGSLIJNEN.

Het vraagstuk der aanpassing van de voedingslijn aan de antenne is het eenvoudigst wanneer de transmissielijn een open lijn is. Wanneer men twinlead ge-

bruikt als transmissielijn, dan is het soms mogelijk een voldoende aanduiding te verkrijgen van de betrekkelijke stroomwaarden in de lijn door het gebruik van een platte draadlus met een lengte van 6 duim, die verbonden is met een thermomilliamperemeter; het rechte deel van de lus wordt dan naast een der geleiders van de lijn gehouden. Een betrekkelijke aanduiding kan eveneens verkregen worden door een fluorescentiebuis tegen de lijn te houden. In dit geval zal de glimlengte ongeveer gelijk zijn aan de spanning tussen de twee geleiders van de lijn.

Wanneer men coaxiale kabel gebruikt voor de transmissielijn op ZHF- en UHF-banden, dan kan men een gespleten lijn gebruiken voor het vaststellen der verhouding der staande golven en der standen van de maxima en minima van de stroom. Doch het gebruik van een gespleten lijn wordt wegens de vereiste afmetingen ondoelmatig op frequenties onder ong. 144 MHz.

Meters voor staande golven kunnen gebruikt worden met coaxiale lijnen, twinlead lijnen en open lijnen. Deze instrumenten geven veel voldoening voor het bepalen van de waarde der staande golven, doch ze duiden de punten niet aan op de lijn waar de stroom maximum en minimum is. Soms kan men een meter der staande golven gebruiken samen met een fluorescerende buis bij het afstemmen van een lijn van het bandtype. De fluorescerende buis zal de plaats aanduiden waar de spanning maximum of minimum is en de meter der staande golven geeft de verhouding aan, waardoor men alle gegevens verkrijgt, die men nodig heeft om een nauwkeurige aanpassing te kunnen verwezenlijken tussen het antennesysteem en de transmissielijn.

HET OPSTEKEN EN HET NEERLATEN VAN HET ANTENNESYSTEEM.

Een praktisch vraagstuk dat steeds gepaard gaat met het afstemmen en het aanpassen van een antenne is de plaats waar de structuur zich bevindt. Is het antennesysteem boven op de mast geplaatst, dan kan men er niet bij om de regeling uit te voeren. Brengt men het boven op een ladder aan, zodat het gemakkelijk te bereiken is om het te regelen, dan kan men het meestal niet doen draaien. Een bemoeidigende factor in dit opzicht is echter het feit dat proeven bewezen hebben dat men het systeem boven op een ladder op ongeveer 6 tot 8 voet boven de bodem mag opstellen voor de eerste afregeling en dat deze regeling praktisch niet moet gewijzigd worden wanneer men het systeem dan op de volle hoogte opstelt. Zo wordt het dus mogelijk de regeling grotendeels uit te voeren terwijl het niet veel hoger dan manshoogte boven de bodem is opgesteld; voor de eindregeling wordt het dan tot boven op de mast opgetrokken, waar men het kan doen draaien. Indien men de inschuifbare secties der elementen dicht bij de grond regelt en hun stand duidelijk aantekent, zodat men deze eerste instelling steeds kan terugvinden, kan men daarna het antennesysteem optrekken tot de draaibare stelling, echter zonder de klemmen der secties dicht te schroeven; men kan de secties dan met behulp van een lange staak nog iets of wat bijregelen. Na een aantal proeven zal men dan de beste lengten kunnen bepalen voor alle secties. De eindresultaten zullen echter gewoonlijk zo dicht de cijfers uit figuur 2 benaderen, dat men deze kan gebruiken zoals ze zijn en het systeem zonder verdere regeling opstellen.

Het proces der aanpassing vergt geen draaiing van het antennesysteem; alleen moet het zo dicht mogelijk bij de definitieve plaats van opstelling geplaatst worden. In bepaalde gevallen kan men de punten met minimum stroom in de nabijheid van de zender bepalen terwijl het systeem in de normale positie is opgesteld; daarna laat men het zakken om na te zien of deze punten nog steeds op dezelfde plaats liggen. Is er inderdaad geen verplaatsing der punten te bespeuren, zoals het bijna steeds het geval is, indien men de voedingslijn op een voldoende hoogte boven de bodem houdt, kan men daarna ook de punten met minimum stroom in de nabijheid van het systeem opsporen. Daarop kan men dan de berekeningen maken voor de kwart-

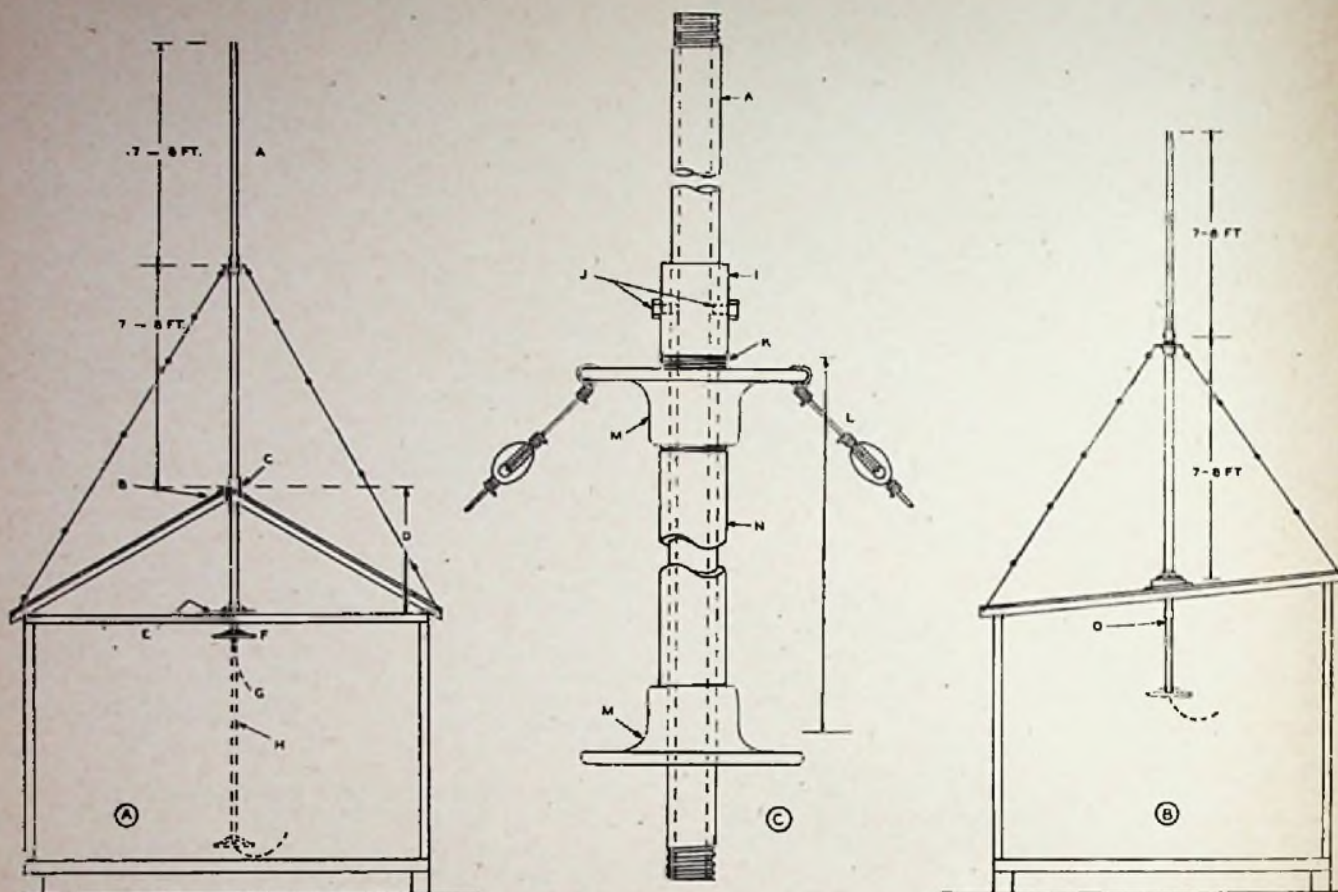


Fig. 17.

DRAAIBARE PIJPMAST VOOR OPSTELLING OP HET DAK.

In (A) ziet men een opstellingswijze voor een punt-dak, terwijl in (B) een gelijkaardig systeem opgesteld is op een vlak of hellend dak. De inrichting is sterk genoeg om een lichte draaianenne voor 28 MHz te dragen. Het is zelfs mogelijk een lichte antenne van 3 elementen voor 50 MHz met een ijzeren pijp van ½ duim op 6 of 8 voet boven het net van 28 MHz aan te brengen, zonder het steunsysteem te moeten verstevigen. De pijplengten werden zodanig gekozen, dat men bij de verlaagde stand van de steunmast, met een gewone ladder de top kan bereiken om de antenne aan te brengen of te regelen. Indien men een zeer lichte antenne met kleine windweerstand gebruikt kan men de hoogte gerust nog wat vermeerderen. De verschillende structuren op pijpflens uit dit hoofdstuk werden op deze inrichting beproefd. Bij het opstellen van het systeem is het best de pijpen in te smeren met vet dat tegen water bestand is. Tevens moet men er voor zorgen dat de verbinding met een waterdichte vulstof voorzien worden.

A = ijzeren pijp van 1 duim — lengte naargelang noodwendigheid

B = de vaste pijp kan met blokken en U-bouten aan het dak bevestigd worden

C = waterdicht gegalvaniseerd ijzeren regenscherm

D = lengte naargelang de hoogte van de zolder

E = steunplank met tamelijk grote oppervlakte ter verdeling van het gewicht over verschillende balken

F = auto stuurwiel

G = een RG-8/U kabel of een kleinere voedingslijn kan door de pijp geleid worden

H = de pijp van 1 duim kan neergelaten worden om de antenne te regelen

I = ongeveer 2 duim van een pijp van 1 ¼ duim dik vormt de lager, die de belasting draagt

J = twee schroeven van 3/8 of ½ duim verbinden de lager en de draaipijp

K = de vaste pijp komt ongeveer ½ duim boven de flens uit

L = tuidraden

M = flens voor de vaste pijp van 1 ¼ duim

N = ijzeren pijp van 1 ¼ duim — lengte naargelang noodwendigheid

O = wegneembaar verlengstuk om het wiel lager te brengen

golf aanpassingssectie, de sectie aanbrengen, opnieuw de verhouding der staande golven nazien en de antenne definitief opstellen.

24-7. — DRAAISYSTEMEN.

De systemen voor het draaien van antennes kunnen in twee algemene groepen ingedeeld worden: de draaiende mast en het draaiend platform. Het type met draaiende mast is vermoedelijk het best geschikt voor

eigen constructie. Bij dit draaisysteem werd de antenne uit figuur 8 gebruikt. De mast wordt gedraaid met een reversibele a.c.-motor voor 115 volt met tussenkomst van een ontkoppelsysteem. Op de mast werd tevens een systeem aangebracht dat in de werkkamer een naald in beweging brengt om de richting van de antenne aan te duiden.

Bij aankoop van een draaibare antenne kan men best een systeem met draaiend platform nemen. Men vindt er in verschillende soorten en tegen verschillende prijzen. Terwijl de grotere en duurdere bruikbaar, zijn voor

antennes op 14 MHz kunnen de kleinere en goedkopere slechts voor een lichtere belasting gebruikt worden en hun toepassing is dus beperkt tot de banden van 28 MHz, 50 MHz en hoger. Gewoonlijk stelt men deze draai-inrichtingen op de top van een telefoonpaal of van een mast uit latwerk op, die zulke afmetingen heeft dat het niet nodig is nog takelwerk te gebruiken.

AANDRIJVING VAN HET DRAAISYSTEEM.

Gebruikt men een draaibare mast dan is het vrij eenvoudig een aandrijving uit te werken. Kan men deze draaibare mast tot in de werkplaats brengen, zoals het systeem uit figuur 10, dan hoeft men aan het onderste einde slechts een groot stuurwiel aan te brengen, terwijl de steunlagers boven de zoldering gelegen zijn. Een schets van deze methode is gegeven in figuur 17. Hierbij gebruikt men een stuk pijp van 1½ duim, dat definitief in het dak is vastgemaakt; de antenne zelf wordt vastgemaakt op een pijp van 1 duim, en deze komt door de dikkere pijp in de werkkamer. De voeding van dit systeem geschiedt met behulp van een coaxiale kabel van het type RG-8/U van 52 ohm, die door de draaiende pijp naar de antenne gevoerd wordt.

! de draaiende mast op een redelijke afstand van de werkkamer opgesteld, dan moet men een systeem met kabels en katrollen aanleggen om de antenne te bewegen. Het aanlokkelijkste systeem is natuurlijk dit met een elektrische motor, doch de toepassing ervan vergt een zekere dosis vernuft om een behoorlijk ont-koppelsysteem te ontwerpen.

Voor de aandrijving van draaibare antennes in radar werd zeer vaak beroep gedaan op servomechanismen. In dit systeem gebruikt men een kleine synchroonmotor (de 5G b.v.), die gekoppeld is met een stuurwiel en een indicatorschaal. De uitgang van deze synchroonmotor wordt gekoppeld met een andere synchroonmo-

tor van speciaal ontwerp (b.v. de 5CT), die opgesteld is aan de basis van de draaistructuur, derwijze dat elke afwijking tussen de betrekkelijke standen van beide servo's gekoppeld wordt met een toestel, dat servoversterker genoemd wordt. De uitgang van deze versterker wordt gevoerd naar een aandrijvingsmotor in de basis van de draaibare mast. De polariteit en de sterkte van de energie die door de servoversterker aan de aandrijvingsmotor geleverd wordt is zodanig dat deze motor de draaistructuur zover zal doen draaien tot de synchroonmotor (die aangedreven wordt door de mast) in dezelfde betrekkelijke stand zal staan als de rotor van de synchroonmotor, die door het handwiel aangedreven wordt. Dit draaisysteem is natuurlijk een ideaal omdat slechts een heel lichte kracht op het handwiel dient uitgeoefend te worden om zelfs de zwaarste draaiantennes in de geschikte stand te brengen. Dergelijke systemen zijn echter ingewikkeld en duur. Voor wie echter de hand kan leggen op oud legermateriaal, is er wel kans iets dergelijks ineen te knutselen.

RICHTINGSAANWIJZING.

De meest doeltreffende methode voor het aanduiden der richting waarin een draaibaar systeem uitstraalt is uitgerust met synchro's die de aanduidingen van de draaibare structuur naar een indicator in de werkkamer overbrengt. Ook hier kan men beroep doen op oud legermateriaal.

Een ander zuiver electrisch systeem gebruikt een potentiometer met doorlopende draaiing, samen met een batterij of een andere spanningsbron en een milliamperometer. Zo kan men een potentiometer gebruiken, die speciaal ontworpen werd (Ohmite RB-2) samen met een 0-1 milliamperometer; de schaal van het instrument wordt dan natuurlijk speciaal met de hand geijkt.

Test- en Meetinstrumenten

Elk amateurstation is wettelijk verplicht enkele bepaalde meetinstrumenten te bezitten. Een telgrafiestation moet een frequentiemeter of een ander middel bezitten om zeker te zijn dat de zender werkt binnen de grenzen van de banden, die aan de amateurs toegewezen zijn. Een telefoniestation moet bovendien over een middel beschikken om zich te vergewissen dat de zender niet boven zijn modulatiemogelijkheid gemoduleerd wordt. Ten slotte moet elk station (in de Verenigde Staten) dat met een ingangsvermogen van meer dan 900 watt werkt beschikken over de middelen om het juiste ingangsvermogen van de eindtrap van de zender te meten.

De bijkomende meettoestellen, die in een station nodig zijn, worden bepaald door het bedrijfstype dat vooropgesteld wordt. Zo is het steeds wenselijk in het station een nauwkeurig geijkte volt-ohmmeter te hebben voor het gewone werk aan zender en ontvanger en als hulpmiddel bij het in gebruik nemen van nieuwe toestellen of onderdelen. Een oscilloscoop en een LF-generator zijn zeer nuttige hulpmiddelen in een telefoniestation, terwijl een geijkte meetzender bijna onmisbaar is indien men zich wil bezig houden met het bouwen en regelen van ontvangers. Wie veel proeven wil doen met antennes kan een veldsterktemeter en een meter der staande golven niet ontberen.

Anderzijds moet de uitrusting met meetinstrumenten van een test- of onderzoekslaboratorium veel verscheidener mogelijkheden bieden. Bij het testen of het regelen van zenders, ontvangers, versterkers of antennesystemen komt men vóór allerlei vraagstukken te staan. Daarom moet de uitrusting in staat zijn de gewenste proeven binnen bepaalde nauwkeurigheidsgrenzen uit te voeren.

De toestellen in dit hoofdstuk beschreven, kunnen in vier algemene groepen ingedeeld worden: Metingen van spanning, stroom en vermogen; Metingen van kringconstanten; Frequentiemetingen en Monitortoestellen.

25-1. — SPANNING, STROOM EN VERMOGEN.

De metingen van spanning en stroom in radiokringen zijn uiterst belangrijk voor de behoorlijke instandhouding van de toestellen. Vacuumbuizen van de typen die in bedrijfswerk gebruikt worden moeten binnen nauwe grenzen der gloeispanning werken en zijn ook aan maxima gebonden voor de spanningen en stromen der andere elektroden.

Zowel d.c.-spanning als stroom worden gewoonlijk gemeten met behulp van een instrument dat samengesteld is uit een spoel die vrij draait in een constant magnetisch veld (instrumenten van het d'Arsonvaltype). Wordt het toestel gebruikt om stromen te meten dan noemt men het een amperemeter of milliamperemeter. Men doet de stroom, die door de kring vloeit, door de spoel van het instrument vloeien. Bedraagt de stroom meer dan zowat 10 milliampere, dan is het de gewoonte het grootste deel van de stroom door een shuntweerstand te laten vloeien en slechts een bepaald gedeelte van de stroom door de draaispoel van het instrument. De berekening der shuntweerstand en het meetbereik van d.c.-amperemeters en milliamperemeters uit te breiden werd besproken in hoofdstuk 1.

Een d.c.-voltmeter is slechts een d.c.-milliampere-

meter met een vermenigvuldigingsweerstand in serie. Indien men een milliamperemeter met laag meetbereik als voltmeter wenst te gebruiken, dan kan de waarde van de vermenigvuldigingsweerstand voor om het even welk spanningsbereik door de volgende formule bepaald worden:

$$R = \frac{1000 E}{I}$$

waarin R = vermenigvuldigingsweerstand in ohm;
E = gewenste spanning voor volle naalduitslag;

I = meterstroom in mA bij volle naalduitslag.

De gevoeligheid van een voltmeter wordt gewoonlijk uitgedrukt in ohm per volt. Hoe hoger het aantal ohm per volt van een voltmeter, des te groter is zijn gevoeligheid. Wanneer men de stroomopname van een voltmeter bij volle naalduitslag kent, dan kan zijn gevoeligheid in ohm per volt bepaald worden door:

$$\text{Ohm per volt} = \frac{1000}{I}$$

waarin I de stroom bij volle naalduitslag is, uitgedrukt in mA.

METERS MET VERSCHILLENDE BEREIKEN.

Het is een veel gebruikte methode een groep vermenigvuldigingsweerstand in de kring te schakelen van een enkel meetinstrument om een voltmeter met meerdere bereiken te bekomen. Er bestaan verschillende schakelwijzen voor een dergelijke meter; figuur 1 geeft de meest gebruikte. Met al deze schakelwijzen is de gevoeligheid van de meter in ohm per volt dezelfde voor alle meetbereiken. Met de afgebeelde 0-1 milliamperemeter bedraagt de gevoeligheid 1000 ohm per volt.

VOLT-OHMMETERS.

Een uiterst nuttig meettoestel, dat men in elk laboratorium of station zou moeten hebben is de zogenaamde volt-ohmmeter. Dit toestel bestaat uit een voltmeter met meerdere bereiken en bovendien een bijkomende vast weerstand, een regelbare weerstand en een batterij. Een typisch voorbeeld van een dergelijk instrument wordt schematisch weergegeven in figuur 2. Aftakking 1 laat toe het instrument te gebruiken als 0-1 d.c.-milliamperemeter. Aftakking 2 laat nauwkeurige metingen toe van weerstanden tot 100.000 ohm. De aftakkingen 3, 4, 5 en 6 dienen voor de spanningsbereiken van resp. 10, 50, 250 en 500 volt.

De potentiometer van 1000 ohm dient om de naald tot nul ohm te brengen, wanneer de klemmen kortgesloten zijn; deze regeling moet men steeds uitvoeren vóór men een weerstandsmeting begint. Men kan hogere spanningen dan 500 volt meten indien men een bijkomende vermenigvuldigingsweerstand voegt op een bijkomende aftakking van de schakelaar. De gepaste waarde voor een bepaald bereik kan berekend worden met behulp van de wet van Ohm.

Weerstand van meer dan 100.000 ohm kunnen met de gegeven kringconstanten niet nauwkeurig gemeten worden; door de spanning der batterij van de ohmmeter tot 45 volt op te voeren en door de weerstand van

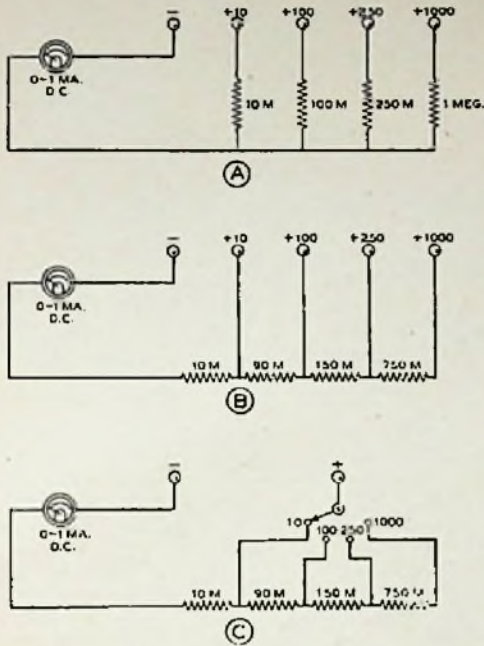


Fig. 1

DRIE GEWONE SCHAKELWIJZEN VAN EEN VOLTMETER MET MEERDERE BEREIKEN.

(A) toont een methode waarbij afzonderlijke vermenigvuldigersweerstanden voor elk bereik gebruikt worden. (B) geeft een economischer methode met vermenigvuldigersweerstand in serie. Men heeft een zelfde aantal weerstanden nodig, doch deze voor de hogere bereiken hebben slechts lager waarden (en zijn bijgevolg goedkoper, vooral wanneer nauwkeurige draadgewikkelde weerstanden gebruikt worden) dan in (A). (C) geeft in hoofdzaak dezelfde schakeling, doch hier wordt een schakelaar gebruikt voor het instellen van de verschillende bereiken.

4000 ohm en de potentiometer van 1000 ohm met 10 te vermenigvuldigen, kan de schaal voor de weerstandsmetingen eveneens met 10 vermenigvuldigd worden. Dit laat dan nauwkeurige metingen tot 1 megohm toe.

In de handel vindt men 0-1 d.c.-milliamperemeters met speciale volt-ohm schalen, waardoor de afzonderlijke ijking kan vermeden worden. Men kan eveneens afzonderlijke schalen kopen en er de gewone schaal van de milliamperemeter door vervangen.

Het is duidelijk dat de nauwkeurigheid van het instrument, zowel in voltmeter als in ohmmeter of in ampere-meter niet beter kan zijn dan de nauwkeurigheid van de milliamperemeter en de weerstanden.

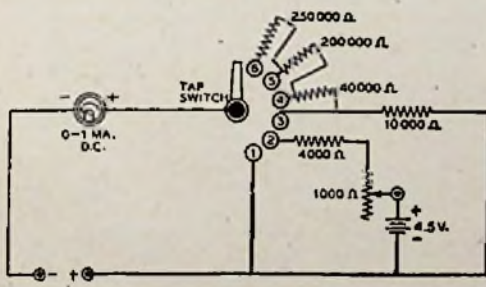


Fig. 2

VOLT-OHMMETER-SCHAKELING.

Stand 1 van de schakelaar	0-1 mA d.c.
" 2 " " "	0-100.000 ohm
" 3 " " "	0-10 volt
" 4 " " "	0-50 volt
" 5 " " "	0-250 volt
" 6 " " "	0-500 volt

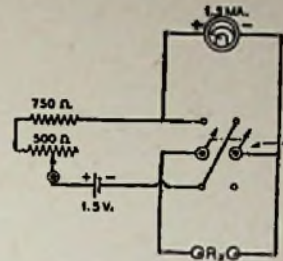


Fig. 3

SCHEMA VAN DE OHMMETER MET LAAG BEREIK.

Omdat de volt-ohmmeters zo veel gebruikt worden en omdat hun schakeling in ruime mate gestandaardiseerd is, kan men in de handel volledige toestellen kopen, die niet duurder kosten dan de prijs die men zou moeten geven voor de afzonderlijke onderdelen. Om deze reden bespreken we de bijzonderheden der constructie niet. Iedereen echter, die in het bezit is van een geschikte milliamperemeter en deze wenst uit te bouwen tot een eenvoudige volt-ohmmeter, zal dit zonder veel moeite kunnen doen volgens de gegevens van het schema. Wanneer men een grote nauwkeurigheid wenst, dan kan men hiervoor speciale vermenigvuldigersweerstanden met zeer nauwkeurige ijking kopen.

OHMMETER MET MIDDELMATIG EN KLEIN BEREIK.

De meeste ohmmeters, ook deze die juist beschreven werd, zijn niet geschikt voor het nauwkeurig meten van kleine weerstanden — b.v. in de buurt van 100 ohm.

De ohmmeter, waarvan het schema in figuur 3 gegeven werd, werd speciaal ontworpen voor een redelijk nauwkeurige meting van weerstanden tot een minimum waarde van 1 ohm. Twee bereiken werden voorzien. Het eerste gaat in één richting over de schaal, en het tweede in de andere richting, dit wegens de verschillende wijzen waarop de milliamperemeter in ieder geval gebruikt wordt. De kleine schaal gaat van 1 tot 100 ohm en de andere schaal van 100 ohm tot 10.000 ohm. Voor metingen van hogere weerstanden moet men een ohmmeter van het hierboven besproken type gebruiken.

De schaal 1-100 ohm is aangewezen voor het testen van transformatoren, smoorspoelen, HF-spoelen, enz., die vaak een weerstand hebben van slechts enkele ohm.

De ijking van de schaal zal afhangen van de inwendige weerstand en het bijzondere type van de gebruikte milliamperemeter van 1,5 mA. Men kan het toestel ijken met behulp van een Wheatstone-brug of met enkele nauwkeurige gekende weerstanden. Deze laatsten kunnen in serie en in parallel gegroepeerd worden om een voldoende aantal ijkingspunten te geven. Men kan een met de hand gemaakte schaal over de gewone schaal plakken, zodat de aflezing rechtstreeks in ohm geschiedt.

Vóór men het toestel ijkt of gebruikt, moet men de proefstiften steeds even met elkaar in kortsluiting brengen en daarbij de nulinstelling nauwkeurig regelen.

METING VAN A.C.-SPANNING EN STROOM.

Het meten van a.c.-spanningen en stromen wordt door twee factoren bemoeilijkt: het frequentiebereik dat in de gewone verbindingskanalen gebruikt wordt is zo groot, dat het ijken van het toestel uiterst moeilijk wordt; bovendien bestaat er geen enkel meetinstrument dat geschikt is voor alle wisselstroommetingen, zoals het d'Arsonval-type geschikt is voor alle metingen in gelijkstroom. Het d'Arsonval-mechanisme werkt niet op a.c. vermits dit type de gemiddelde waarde van de stroom aanduidt en de gemiddelde waarde van een a.c.-golf is nul.

Als gevolg van het feit dat het gewone d'Arsonval-type niet in staat is wisselstroom aan te duiden, is men

verplicht hetzij deze stroom gelijk te richten en dan door te geven aan het mechanisme, hetzij een speciaal mechanisme te gebruiken dat reageert op de effectieve waarde van de stroom.

Voor de gewone metingen op de netfrequentie (25 tot 60 perioden) gebruikt men meestal de gekende instrumenten van het electro-magnetisch type. Voor toonfrequenties (50 tot 20.000 Hz) wordt meestal een d'Arsonval-instrument gebruikt, dat voorzien is van een koperoxyde of een selenium gelijkrichter. Metingen van HF-spanningen worden meestal uitgevoerd met een of ander type buisvoltmeter, terwijl metingen van HF-stroom geschieden met een instrument, dat een thermokoppel bevat, waardoor de HF in d.c.-stroom omgezet wordt.

Daar een a.c.-golf een bijna oneindig aantal verschillende golfvormen kan vertonen, is het gemakkelijk te begrijpen dat de verhoudingen tussen de drie grondwaarden van een golf (topwaarde, effectieve waarde en gemiddelde waarde na gelijkrichting) eveneens tussen ruime grenzen kunnen variëren. Daarom is het noodzakelijk vooraf te weten welke de hoedanigheid van de golf is, die door het instrument zal aangekend worden. Daarom kunnen we het volgende lijstje opstellen van de gewone typen a.c.-meters met de karakteristiek van de a.c.-golf, die ze zullen aangeven:

Electromagnetisch, thermokoppel effectieve waarde.

Gelijkrichter (CuO) type gemiddelde waarde na gelijkrichting.

Buisvoltmeter topwaarde, effectieve waarde of gemiddelde waarde naargelang het ontwerp van het instrument.

BUISVOLT METERS.

Een buisvoltmeter is in hoofdzaak een detector, waarin een variatie van het sein op de ingang een variatie zal veroorzaken in het indicatie-instrument (gewoonlijk een d'Arsonval-meter), dat in de uitgang is opgenomen. In een buisvoltmeter kan een diode, een triode of een buis met meerdere elektroden gebruikt worden; men kan het toestel gebruiken voor a.c. en d.c.

Voor metingen van d.c. wordt een buisvoltmeter in de eerste plaats gebruikt wegens de zeer grote ingangswaerstand van het apparaat. Dit betekent dat de buisvoltmeter kan gebruikt worden voor het meten van de ASR, de AFR (automatische frequentieregeling) en de uitgangsspanningen van een discriminator, waarbij geen belasting kan aanvaard worden. Een eenvoudige schakeling van een buisvoltmeter met batterijvoeding, voor het uitvoeren van deze d.c.-metingen, wordt gegeven in figuur 4. Als gevolg van de tegenkoppeling veroorzaakt door de kathodeweerstand is de ijking van dit instrument betrekkelijk lineair. Voor de meting van negatieve spanningen, zoals deze op een ASR-lijn, moet men de klem + aarden en de klem - verbinden met het te meten punt. Voor het meten van discriminator-spanningen (waarbij de spanning zowel negatief als positief kan zijn ten opzichte van de as) kan men een positieve voorspanning van 10 of 15 volt in serie schakelen met de proefstift, waardoor de voltmeter in feite een toestel met nulpunt in het midden der schaal wordt.

A.C.-BUISVOLT METERS.

Er bestaan vele typen a.c.-buisvoltmeters, die allen als een soort gelijkrichter werken om een aflezing op een d.c.-instrument mogelijk te maken. Dit instrument is meestal van het draaispoel (d'Arsonval) type. Er bestaan twee algemene typen: deze welke een aanduiding geven van de effectieve waarde van de golf (of ongeveer deze waarde voor een complexe golf) en deze welke een aanduiding geven van de topwaarde van de golf.

Het schema van figuur 4 kan aanzien worden als basisschakeling van de buisvoltmeters, die een aanduiding geven van de effectieve waarde van de te meten golf. Deze schakeling wordt slechts weinig beïnvloed door de vorm van de te meten golf en kan dus gebruikt worden voor het meten van complexe golfvormen. Het

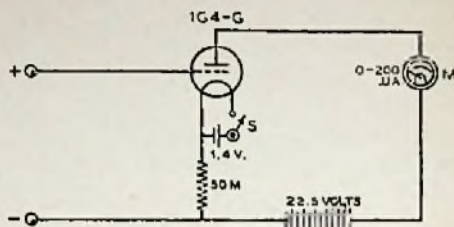


Fig. 4
EENVOUDIGE BUISVOLT METER
VOOR A.C. EN D.C.

Een instrument van dit type is geschikt voor metingen van de spanningen van de ASR, de AFR en de uitgang van de discriminator. Men kan het eveneens gebruiken voor a.c.-metingen.

bereik voor volle naalduitslag bedraagt ongeveer 20 volt. Wenst men een grote bereik, dan moet men de anodespanning en de kathodeweerstand met eenzelfde factor vermenigvuldigen. In ieder geval zal de maximum meetbare spanning iets minder bedragen dan de bronspanning voor de anode van de buis.

Daar de regeling en de ijking van een buisvoltmeter met groot bereik tamelijk vervelend en lastig is, doet men er best aan een dergelijk instrument in de handel te kopen. Hier heeft men thans een ruime keuze van uitstekende toestellen. Deze toestellen hebben een aantal schalen met grote gevoeligheid voor a.c.- en d.c.-spanningen en bovendien hebben verschillende typen in ingebouwde buisohmmeter, die metingen toelaat tot 500 of 1000 megohm. Voor toepassingen waar de verscheidenheid van de handelstoestellen niet nodig is, kan men een aanpassing maken van het schema van figuur 4; een aanpassing met een 7A4-buis en een voedingsbron voor werking op het net zal uitstekende uitslagen leveren na het opmaken van een ijkcurve.

BUISVOLT METERS VOOR A.C.-TOPSPANNINGEN.

Er bestaan twee gewone typen buisvoltmeters voor aanduiding van de topspanning. Het eerste type is dit met « compensatiespanning »; in feite is het een eenvoudige buisvoltmeter zoals deze in figuur 4, waarbij een gewone d.c.-voltmeter gebruikt wordt samen met een bron voor de compensatiespanning in serie met de ingang. Met dit schakeltype (figuur 5) worden verbindingen gemaakt met de te meten spanning en de regelweerstand R over de bron der compensatiespanning wordt geregeld tot de aflezing op de meter (het valse nulpunt) opnieuw gelijk is aan de gegeven waarde met kortgesloten proefstiften en een nul-compensatiespanning. Dan is de waarde van de compensatiespanning (afgelezen op V) gelijk aan de topwaarde van de te meten spanning. De voltmeter met compensatiespanning heeft het nadeel dat de aflezing niet ogenblikkelijk kan geschieden — bij elke meting moeten regel-

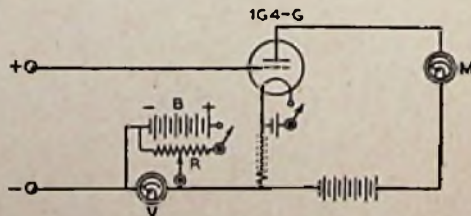


Fig. 5.
EENVOUDIGE VOLT METER MET
COMPENSATIESPANNING.

Door een bron met veranderlijke spanning in serie te schakelen met de ingang van de eenvoudige voltmeter uit figuur 4 krijgt men een a.c. voltmeter met compensatiespanning voor het meten van topspanningen. De weerstand R moet een waarde hebben van ongeveer 1000 ohm per volt van de batterij B.

gen gedaan worden. Daarom wordt dit type niet veel gebruikt en voor het meten van topwaarden in de meeste gevallen vervangen door een buisvoltmeter van het type met diode gelijkrichter.

DIODEVOLTMEETER VOOR HOGE TOPSPANNINGEN.

Een diode-buisvoltmeter, die geschikt is voor het meten van hoge a.c.-spanningen wordt gegeven in figuur 6. Met de gegeven constanten heeft de voltmeter twee bereiken : 500 en 1500 volt topspanning bij volle naalduitslag.

De condensatoren C1 en C2 moeten in staat zijn te weerstaan aan een hogere spanning dan de hoogste te meten topspanning. Dit is eveneens het geval voor de weerstanden R1 en R2. De gemakkelijkste wijze om dit te verkrijgen bestaat in het gebruik van een reeks weerstanden voor lage spanning in serie, zoals aangeduid in figuur 6. Andere meetbereiken kunnen verkregen worden door het gebruik van andere weerstandswaarden, doch voor spanningen van minder dan enkele honderd volt kan men een meer lineaire ijking bekomen door het gebruik van een diode van het ontvangsttype. Men moet een ijkromme opmaken om de merkelijke meetfout op te heffen, die veroorzaakt wordt door de hoge inwendige weerstand van de diode, wat de condensator belet zich te laden op de volle topwaarde van de te meten spanning.

Een diode topvoltmeter met rechtstreekse lezing van het type uit figuur 6 zal de spanningsbron belasten met ongeveer de helft van de belastingsweerstand in de kring (R1, of R1 plus R2 in dit geval). Daarom zal ook de afgelezen topwaarde een weinig lager zijn dan de werkelijke topspanning, die moet gemeten worden. De waarde van de vermindering der aflezing wordt bepaald door de verhouding van de capaciteit tot de belastingsweerstand. Schakelt men een elektronenstraal-oscilloscoop over de klemmen van een buisvoltmeter gedurende het meten der spanning, dan kan men de werkelijke waardevermindering der aflezing bepalen uit de tekening op het scherm van de kathodestraal-buis. De positieve top van de golf zal licht afgevlakt zijn door de invloed van de buisvoltmeter. Gewoonlijk is de afvlakking echter zo klein dat men ze kan verwaarlozen. Wenst men echter deze afvlakking toch te compenseren, dan kan men op de volgende wijze te werk gaan : Meet de afstand van het midden van het scherm tot de top, die door de verbinding met de buisvoltmeter afgevlakt is. Maak de verbinding van de buisvoltmeter los en meet opnieuw. Vermenigvuldig de verhouding der twee afstanden, enigszins groter dan 1) met de op de buisvoltmeter afgelezen spanning. Deze methode zal dan de werkelijke topwaarde van de gemeten golf geven.

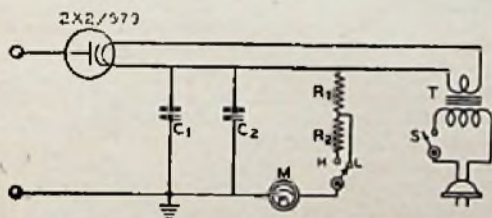


Fig. 6

SCHAKELING VAN EEN VOLTMEETER VOOR HOGE TOPSPANNING

- C1 — 1000 $\mu\mu\text{F}$ mica voor hoge spanning
- C2 — 1 μF papier voor hoge spanning
- R1 — 500.000 ohm (2x250.000 ohm), ½ watt in serie
- R2 — 1 megohm (4x250.000 ohm, ½ watt in serie)
- T — 2,5 volt, 1,75 A gloeitransformator
- M — 0-1 d.c. milliampere-meter
- H-L — omschakelaar
- S — enkele schakelaar

Nota : C1 dient als ont koppeling van C2, waarvan de inductieve reactantie op hoge frequenties vrij groot kan worden.

METING VAN HET VERMOGEN.

LF- of HF-vermogen in een resistieve kring komt veel voor en kan het gemakkelijkst bepaald worden door een onrechtstreekse methode, d.w.z. door het gebruik van de volgende formules :

$$P = EI \quad P = E^2/R \quad P = I^2R$$

Deze formules veronderstellen, dat twee van de drie bepalende factoren van het vermogen (weerstand, stroom, spanning) gekend zijn ; in dat geval kan men het gedissipeerd vermogen bepalen. In een gewoon distributienet van 120 volt zijn deze formules niet absoluut juist, vermits men het resultaat moet vermenigvuldigen met de arbeidsfactor van het net — ofwel moet men gebruik maken van een rechtstreekse methode voor de bepaling van het vermogen, zoals b.v. het gebruik van een wattmeter. In een resistieve LF-kring en in een resonerende HF-kring kan men echter de arbeidsfactor als de eenheid aanvaarden.

Voor nauwkeurige metingen van LF- en HF-vermogen kan men een thermogalvanometer of een ampere-meter met thermokoppel gebruiken in serie met een niet-inductieve weerstand met gekende waarde. Het meetinstrument moet nauwkeurig zijn en tevens moet men heel nauwkeurig de waarde van de weerstand kennen. Geschikte weerstanden voor schijnbelastingen van het vacuümtype zijn in de handel verkrijgbaar in verschillende waarden zowel voor 100 als voor 250 watt. Deze weerstanden zijn practisch niet inductief en kunnen als zuivere weerstanden beschouwd worden behalve op UHF. De weerstand van deze onderdelen is practisch constant voor alle stroomwaarden tot het maximum-nominaal vermogen. Doch wanneer men een uiterste nauwkeurigheid wenst, dan kan men gebruik maken van een correctiediagram voor het dissipatiecoëfficiënt, dat door de fabricant geleverd wordt. Dit diagram toont de juiste weerstand voor de verschillende waarden van de stroom door de weerstand.

Metingen van sinusvormig vermogen (HF of LF met een enkele frequentie) kunnen eveneens uitgevoerd worden met behulp van een buisvoltmeter en een weerstand met gekende waarde. Vooral de buisvoltmeter van het type uit figuur 6 is bijzonder geschikt voor dergelijk gebruik. In dit geval past men de formule $P = E^2/R$ toe. Men moet er echter aan denken dat een buisvoltmeter van het type uit figuur 6 de topwaarde van de a.c.-golf aanduidt. Deze waarde moet dus omgerekend worden in de effectieve waarde door de aanduiding te vermenigvuldigen met 0,707 ; deze laatste waarde wordt dan in de formule gebruikt. Dezelfde uitslag kan verkregen worden door het gebruik van de formule $P = E^2/2R$.

Het gebruik van de drie methoden om het vermogen te bepalen (ampere-meter-weerstand, voltmeter-weerstand en voltmeter-ampere-meter) geeft een uitstekende kruisproef om de nauwkeurigheid van de meting en van de gebruikte standaarden na te gaan.

Het vermogen kan eveneens gemeten worden met behulp van een calorimeter, door de werkelijke hoeveelheid gedissipeerde warmte te meten. In sommige zeer moderne omroepstations meet men het vermogen door het gebruik van een schijnbelasting met waterkoeling. Voor gevone metingen van het vermogen is deze methode echter te ingewikkeld.

Het vermogen kan eveneens op fotometrische wijze bepaald worden ; hiertoe gebruikt men een voltmeter, een ampere-meter, een gloeilamp als belastingsweerstand en een lichtmeter. De lichtmeter dient hier om de betrekkelijke lichtsterkte van de belastingslamp te meten in vergelijking met dezelfde lamp, aangeschakeld op het lichtnet. Een regelweerstand in serie met de lamp en het net dient om de lichtintensiteit van de lamp, wanneer ze op het net in aangeschakeld, tot dezelfde waarde te brengen als bij haar gebruik als schijnbelasting. Deze aanduiding krijgt men door de lichtmeter. De voltmeter in parallel met de lamp en de ampere-meter in serie met de lamp worden dan gebruikt om het ingangsvermogen van de lamp te bepalen uit : $P = EI$. Deze methode geeft voldoening LF en HF met lagere frequenties ; voor UHF is deze werkwijze ech-

ter niet doeltreffend daar het rendement van de lamp varieert als gevolg van de ongelijke verhitting van de gloeidraad.

25-2. — METING VAN DE KRING-CONSTANTEN.

Het meten van de weerstand, de capaciteit, de zelfinductie en de Q (hoedanigheidsfactor) van de onderdelen, die in het bedrijfswerk gebruikt worden, kan men indelen in drie algemene methoden: de impedantiemethode, de substitutie of resonantiemethode en de methode met de Wheatstone-brug.

DE IMPEDANTIE-METHODE.

De impedantie-methode voor het meten van de zelfinductie en de capaciteit kan vergeleken worden met het gebruik van de ohmmeter voor het meten van de weerstand. Een a.c.-voltmeter of milliamperemeter in serie met een weerstand, wordt in serie geschakeld met de te meten zelfinductie of capaciteit en het a.c.-net. De aanduiding van het instrument zal omgekeerd evenredig zijn met de impedantie van het te meten onderdeel. Na het ijken van de meter is het mogelijk door rechtstreekse aflezing van de schaal de benaderende waarde der impedantie te bekomen. Is het onderdeel een condensator, dan kan men de impedantie als de reactantie op de bij de meting gebruikte frequentie nemen en de capaciteit wordt in overeenstemming daarmee berekend. Doch bij het bepalen van een zelfinductie moet men tevens de d.c.-weerstand van de spoel in het oog houden. Nadat men de d.c.-weerstand en de impedantie bepaald heeft, kan men de reactantie uit de volgende formule bepalen:

$$X_L = \sqrt{R^2 - Z^2}$$

Daarna kan men de zelfinductie berekenen uit de formule:

$$L = X_L / 2\pi f.$$

DE SUBSTITUTIE-METHODE.

De substitutie- of resonantie-methode geeft misschien wel de meeste voldoening voor het verkrijgen van de zelfinductie of de capaciteit van HF-onderdelen. Een condensator van 500 of 1000 $\mu\mu\text{F}$ met een degelijk geijkte schaal of een ijkromme is noodzakelijk voor de metingen volgens deze methode. Indien men een onbekende zelfinductie wil meten, dan schakelt men deze in parallel met de standaard condensator en men stemt het toestel af op een of andere nauwkeurig gekende frequentie. Deze afstemming kan geschieden door de afstemkring hetzij als golfmeter te gebruiken en hem te koppelen met de afstemkring van een referentie-oscillator, hetzij door de afstemkring als controlekring te gebruiken van een oscillator met twee klemmen, zoals een dynatron of een transitron. De vereiste capaciteit om af te stemmen op deze eerste frequentie wordt dan als C_1 aangetekend. Dan stemt men de afstemkring of de oscillator af op de tweede harmonische van deze eerste frequentie en men noteert opnieuw de vereiste capaciteit, nu als C_2 . Dan is de verdeelde capaciteit over de spoel (met inbegrip van alle strootcapaciteiten) gelijk aan:

$$C_0 = \frac{(C_1 - 4C_2)}{3}$$

Deze waarde der verdeelde capaciteit voegt men dan samen met de waarde van de standaard capaciteit voor een der twee meetfrequenties in de formule:

$$L = \frac{1}{4\pi^2 f_1^2 (C_1 + C_0)}$$

De bepaling van een onbekende capaciteit is iets minder moeilijk dan de voorgaande bewerking. Een afstem-

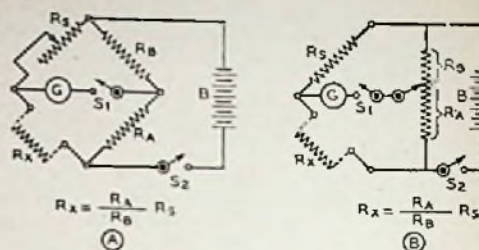


Fig. 7

TWEE WHEATSTONE BRUGGEN

De schakelingen worden gebruikt voor het meten van d.c. weerstanden. In (A) zijn de armen R_B en R_A vast en wordt het evenwicht verkregen door de variatie van de standaard R_S . De standaard bestaat in deze gevallen meestal uit een decade doos, die een variatie geeft in stappen van 1 ohm van nul tot 1110 of tot 11.110 ohm. In (B) wordt een vaste standaard gebruikt voor elk meetbereik en verkrijgt men dat evenwicht door het variëren van de verhouding R_B/R_A . Meestal gebruikt men hiertoe een geijkte draad of potentiometer. In beide gevallen gebruikt men dezelfde formule voor het bepalen van de onbekende waarde.

kring, bestaande uit een spoel, de bekende condensator en de standaard condensator, allen in parallel, wordt in resonantie gebracht op een of andere geschikte frequentie. De capaciteit van de standaard condensator wordt genoteerd. Dan neemt men de onbekende condensator weg en de kring wordt met behulp van de standaard condensator opnieuw in resonantie gebracht. Het verschil tussen de twee capaciteitswaarden van de standaardcondensator is dan gelijk aan de capaciteit van de onbekende condensator.

Een variante op de methode tot bepaling van de waarde van een onbekende condensator bestaat in het gebruik van deze condensator als afstemcondensator in een ontvanger tot nul-zweving gebracht. Men neemt daarna de onbekende condensator weg en vervangt hem door de standaard condensator. Men regelt deze laatste vervolgens zorgvuldig tot men in de ontvanger opnieuw de nul-zweving krijgt. Dan kan men de waarde van de ijkromme van de standaard condensator.

DE BRUG-METHODE.

De ondervinding heeft geleerd dat de beste methode voor het meten van kringconstanten (weerstand, capaciteit en zelfinductie) op LF het gebruik van een a.c.-brug is. De Wheatstone- (d.c.) brug is eveneens de nauwkeurigste methode voor het meten van d.c.-weerstand. Met een eenvoudige brug van het type uit figuur 7-A is het mogelijk d.c.-weerstand te bepalen tot vier bepalende cijfers. Met een a.c.-brug, die werkt binnen haar grenzen van frequentie en meetbereik kan men uitslagen bekomen, die nauwkeurig zijn tot drie bepalende cijfers.

Beide bruggen bestaan uit een stroombron, een meetstandaard, een middel om deze standaard in evenwicht te brengen ten opzichte van het onbekende onderdeel en een middel om aan te duiden wanneer dit evenwicht bereikt wordt. De spanningsbron in een d.c.-brug is een batterij; de indicator is een gevoelige galvanometer. In een a.c.-brug is de energiebron een LF-oscillator (gewoonlijk in de buurt van 1000 Hz) en als indicator gebruikt men meestal een koptelefoon. De standaard in een d.c.-brug is een weerstand, gewoonlijk een decadedoos. Als standaard in een a.c.-brug kan men weerstand, capaciteit of zelfinductie onder verschillende vormen hebben.

Figuur 7 toont twee algemene typen van de Wheatstone of d.c.-brug. In (A) is de zogenaamde «verhoudingsarm» vast en gevormd door R_A en R_B , (gewoonlijk in een verhouding van 1/1, 1/10, 1/100 of 1/1000); de standaard weerstand R_S wordt geregeld tot de brug

in evenwicht is. In bruggen uit de handel heeft men gewoonlijk twee op meer knoppen op de galvanometer om de gevoeligheid ervan geleidelijk te doen toenemen naarmate men het evenwicht nadert. Figuur 7-B geeft het schema van de brug van het zogenaamde «schuiftype», waarin de standaard vast is en de verhoudingsarm doorlopend regelbaar is. De «schuifdraad» kan in de praktijk bestaan uit een beweegbaar contact over een lengtedraad met uniforme doormeter; in dit geval kan de verhouding van R_A tot R_B rechtstreeks afgelezen worden in centimeter, in duimen of in graden, indien de draad in ronde vorm gebogen is. Deze «schuifdraad» ken eveneens het uitzicht vertonen van een potentiometer met lineaire wikkeling, waarvan de schaal verdeeld is in graden of in weerstand vanaf ieder einde.

Figuur 8-A toont een eenvoudig type a.c.-brug voor het meten van capaciteiten en zelfinducties. Desgevallend kan men er ook weerstanden mee meten. De vier armen van de brug kunnen op verschillende wijzen samengesteld worden. Zoals in het voorgaande geval

vormen R_B en R_A de verhoudingsarm, die zoals hier van het type «schuifdraad» kan zijn, ofwel kan gevormd worden uit twee vaste waarden in welk geval de standaard veranderlijk moet zijn. In ieder geval moet de gebruikte standaard hetzelfde type impedantie vertonen als het te meten onderdeel, dus een standaard weerstand voor het meten van weerstanden, een standaard capaciteit voor het meten van capaciteiten en een standaard zelfinductie voor het meten van zelfinducties. Het is ook een groot voordeel bij het in evenwicht brengen van de brug indien de gebruikte standaard een waarde heeft die de waarde van het te meten onderdeel benadert. De standaard moet dus van hetzelfde algemeen type zijn en ongeveer dezelfde arbeidsfactor hebben als de onbekende impedantie. Indien men al deze voorzorgen neemt, dan zal men weinig last hebben bij het meten van weerstanden en impedantie met de waarden, die men gewoonlijk ontmoet in LF en HF met lagere frequenties.

De brug uit figuur 8-A zal echter geen voldoening schenken voor het meten van capaciteiten, die kleiner zijn dan zowat 1000 $\mu\mu\text{F}$. Voor de meting van capaciteiten van enkele $\mu\mu\text{F}$ tot ongeveer 0,001 μF zal een gearde Wagner capaciteitsbrug met substitutie meer voldoening geven. Het schema wordt gegeven in figuur 8-B. De verhoudingsarmen R_A en R_B moeten binnen 1% dezelfde waarde hebben; elke waarde tussen 2500 en 10.000 ohm voor beiden zal volstaan. De twee weerstanden R_C en R_D zijn draadgewikkelde potentiometers van 1000 ohm. C_S moet een condensator zijn met rechtlijnige capaciteitsvariatie; een waarde van 500 of 1000 $\mu\mu\text{F}$ is geschikt. Men moet hem uitrusten met een nauwkeurige vernierschaal. C_0 mag een omroepcondensator zijn met twee of drie secties en een maximum capaciteit van 700 tot 1000 $\mu\mu\text{F}$.

De werkwijze bij de meting is de volgende: De onbekende condensator C_X wordt in parallel geschakeld over de standaard condensator C_S . De Wagner-aarding R_D wordt rond het middenpunt heen en weer geregeld tot men geen sein meer hoort in de koptelefoon met schakelaar S in de middenste stand. Dan wordt S in een der buitenste standen ingesteld, C_C wordt geregeld tot een waarde, die iets groter is dan de veronderstelde waarde van de onbekende C_X en de brug wordt in evenwicht gebracht door de variatie van de standaard condensator C_S . Het kan noodzakelijk blijken de weerstand van R_C iets te verminderen en S naar de andere buitenste stand om te schakelen voor men het juiste evenwicht bekomt. Men noteert dan de instelling van C_S , C_X wordt uit de kring verwijderd (doch zonder de verbindingen ermee te wijzigen op een manier die hun onderlinge capaciteit zou kunnen beïnvloeden) en men herregelt C_S tot men opnieuw het evenwicht bereikt. Het verschil tussen de twee instellingen van C_S geeft de capaciteit van de onbekende condensator C_X .

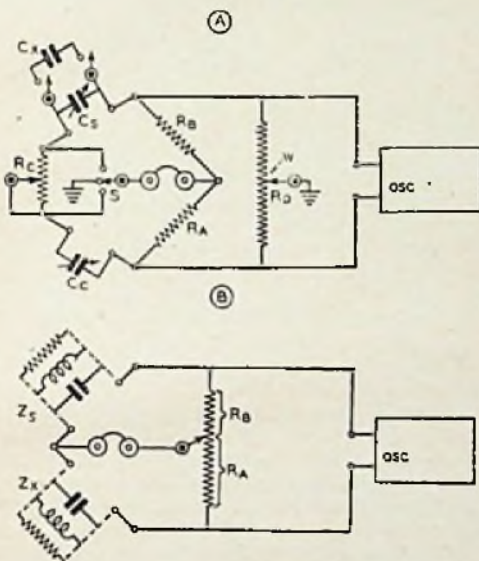


Fig. 8

TWEE A.C.-BRUGGEN

De werking van deze twee bruggen is in hoofdzaak dezelfde als deze van figuur 7, behalve dat hier de brug met a.c. gevoed wordt en dat men als indicator van het evenwicht een koptelefoon gebruikt in plaats van een galvanometer. De brug in (A) kan gebruikt worden voor het meten van weerstanden, doch wordt gewoonlijk gebruikt voor het meten van de impedantie en de reactantie van spoelen en condensatoren op frequenties van 200 tot 1000 Hz. De brug in (B) wordt gebruikt voor het meten van kleine capaciteitswaarden door de substitutiemethode. Een volledige beschrijving van de werking der beide bruggen wordt in de tekst gegeven. De formules, die gebruikt worden bij de brug (A) zijn:

$$Z_X = \frac{R_A}{R_B} Z_N$$

$$X_X = \frac{R_A}{R_B} X_N$$

$$R_X = \frac{R_A}{R_B} R_N$$

waarin:

Z_X = de te meten impedantie

Z_N = de standaard impedantie

R_X = weerstandcomponente van Z_X

R_N = weerstandcomponente van Z_N

X_X = reactantie componente van Z_X

X_N = reactantiecomponente van Z_N .

Q-METING.

Er bestaan twee gewoonlijk gebruikte methoden om de Q of de equivalente serieweerstand van een afstemkring te meten, die goede resultaten geven op alle frequenties binnen het bedrijfsbereik. De eerste is de methode met neutralisatie van de weerstand. We zullen deze methode slechts in het kort beschrijven, daar men om de proeven te doen een vrij speciaal toestel moet opbouwen.

Het schakelschema van het toestel wordt in figuur 9 gegeven. Met een voorspanning van ongeveer 3 volt op de buis 24 wordt de potentiometer R2 geregeld tot de anodestroom tot nul daalt. De te meten kring wordt dan in de anodekring van de dynatron-oscillator opgenomen. Men varieert nu de voorspanning van de dynatron-oscillator tot de afstemkring juist op de grens van de oscillatie komt. Indien de afstemkring voor HF afgestemd is, kan men aanwezigheid van oscillaties opsporen met een ontvanger; is de kring voor LF geregeld, dan kan men de oscillaties opsporen door de ver-

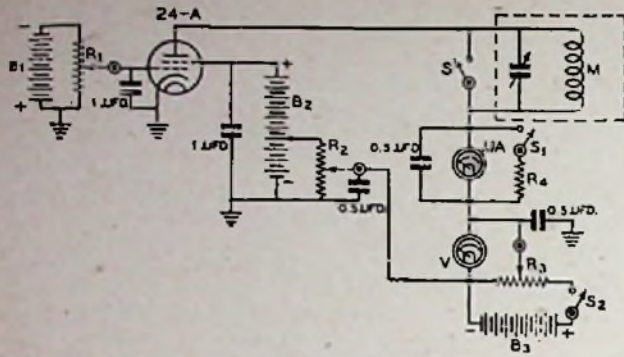


Fig. 9

SCHAKELING VOOR Q-METINGEN DOOR NEUTRALISATIE VAN DE WEERSTAND

- R1 — 50.000 ohm potentiometer
- R2 — 2.500 ohm potentiometer
- R3 — 50 ohm potentiometer
- R4 — shunt van de microamperemeter
- B1 — 9 volt, batterij
- B2 — 135 volt, batterij
- B3 — 4,5 volt, batterij
- S — kortsluitschakelaar voor de afstemkring
- S1 — schakelaar van de shunt voor de meter
- S2 — schakelaar voor de verhoging der spanning
- M — te meten afstemkring

bindingsdraden van een koptelefoon in de nabijheid van de kring te brengen. Op het punt waar de oscillatie onstabiel is, is de negatieve weerstand van de dynatron ongeveer juist gelijk aan de parallel impedantie van de te meten kring. De afstemkring wordt dan kortgesloten door schakelaar S, de shunt wordt van de micro-amperemeter weggenomen en de anodespanning wordt door potentiometer R2 verhoogd met 1 of 2 volt. Deze regeling zal een kleine variatie van de anodestroom, aangeduid door de micro-amperemeter, veroorzaken. De negatieve weerstand van de dynatron wordt onder deze bedrijfsvoorwaarden bepaald door de verhouding: (toename van de anodespanning)/(variatie van de anodestroom). Deze negatieve weerstand is numeriek gelijk aan de resonantie-impedantie van de te meten kring.

De Q van de afstemkring kan dan, na het bepalen van de zelfinductie van de spoel met behulp van een brug of een andere methode, berekend worden door de toepassing van de volgende formule:

$$Q = R_a / 2\pi fL$$

De andere methode om de Q te meten geeft een rechtstreekse aanduiding en is de methode met frequentie-variatie. Deze methode wordt schematisch weergegeven in figuur 10. De uitgang van de oscillator moet gedurende heel de meting constant gehouden worden; de koppeling tussen de oscillator en de te meten kring moet eveneens constant en volledig inductief blijven. Om deze reden wordt een electrostatisch Faraday-scherm tussen de twee kringen aangebracht.

De afstemkring wordt los gekoppeld met de oscillator en de opgewekte spanning (E_0) bij de resonantie (F_0) wordt door een buisvoltmeter gemeten. De frequentie van de oscillator wordt dan verminderd tot een waarde die een geschikte lagere spanningswaarde aanduidt op de buisvoltmeter. Deze frequentie (F_1) en de opgewekte spanning (E_1) worden opgetekend, waarna men de frequentie van de oscillator boven de resonantie brengt tot een punt, dat dezelfde spanningsindicatie geeft op de buisvoltmeter als bij F_1 . Deze hogere frequentie noteert men als F_2 . Het is van belang dat de stroom in de afstemkring van de oscillator gedurende heel de bewerking constant gehouden wordt. De Q van de afstemkring wordt dan uit de volgende formule bepaald:

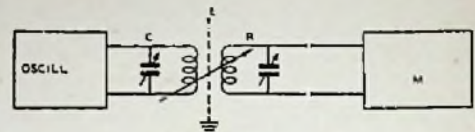


Fig. 10

SCHAKELING VOOR Q METINGEN DOOR FREQUENTIEVARIANTEN

- C = afstemkring
- E = Faraday-scherm
- R = te meten kring
- M = buisvoltmeter

$$Q = \frac{F_0}{F_2 - F_1} \sqrt{\frac{E_1^2}{E_0^2 - E_1^2}}$$

Men moet er aan denken dat de Q van de afstemkring, zoals hij bepaald wordt door een der beide methoden, niet juist gelijk is aan de Q van de spoel. Indien echter de condensator in de kring een luchtcondensator of een mica-type is van uitstekende hoedanigheid, dan zal de Q van de afstemkring ongeveer dezelfde zijn als de Q van de zelfinductie.

25-3. — FREQUENTIEMETINGEN.

Alle frequentiemetingen in de Verenigde Staten zijn gebaseerd op de uitzendingen van het station WWV van het « National Bureau of Standards ». Dit station werkt doorlopend op de frequenties van 5, 10, 15, 20, 25, 30 en 35 MHz. De draaggolven zijn gemoduleerd met een toon van 440 Hz, die op het uur en ieder 5 minuten daarna, juist gedurende 1 minuut onderbroken wordt. Gedurende deze onderbreking van 1 minuut wordt in code het tijdsein gegeven. De uitzendingen overdag op 10, 15, 20 en 25 MHz en deze op 5 MHz, worden gelijktijdig met de modulatie van 440 Hz gemoduleerd met een toon van 4000 Hz. De nauwkeurigheid van alle HF en LF is beter dan 1 op 50.000.000. Een impuls van 5000 microseconde kan als een tik gehoord worden op elke seconde behalve op de 59ste seconde van elke minuut.

Deze standaard uitzendingen van het station WWV kunnen gebruikt worden voor de nauwkeurige bepaling van de grenzen van alle amateurbanden met behulp van

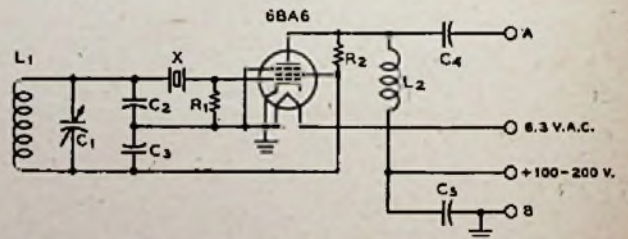


Fig. 11

SCHEMA VAN DE 100 kHz FREQUENTIESTANDAARD

- C1 — 100 µµF, lucht, trimmer
- C2, C3 — 300 µµF miniatuur, mica
- C4 — 50 µµF, miniatuur, mica
- C5 — 2000 µµF miniatuur, mica
- R1, R2 — 100.000 ohm, ½ watt
- L1 — 10 mH, afgeschermd smooerspoeel
- L2 — 2,1 mH, smooerspoeel
- X — 100 kHz-kristal
- A = seinuitgang
- B = aardverbinding

de bedrijfsontvanger en met een « bandhoek standaard » van 50 kHz, 100 kHz of 200 kHz. De oscillator met lage frequentie kan met zelfsturing zijn, doch standaard kristallen met lage frequentie zijn betrekkelijk goedkoop geworden, zodat men er een kan kopen voor weinig meer dan de kostprijs der onderdelen voor een oscillator met zelfsturing. Het kristal heeft het bijkomende voordeel, dat men het zo kan regelen dat de harmonischen ervan een nul-zweving geven met WWV; daarna kan men het zo laten en slechts nu en dan eens nazien of de frequentie niet meer dan enkele Hz verschoven is. Een oscillator met zelfsturing anderzijds moet regelmatig getest worden om zeker te zijn dat hij zijn frequentie behouden heeft.

GEBRUIK VAN DE FREQUENTIE.

Om een frequentie standaard te gebruiken volstaat het de uitgang van de oscillator te koppelen met de antenneklem van de ontvanger door een zeer kleine condensator, die men best maakt door twee stukken montage draad samen te vlechten. Het station WWV wordt dan op de ontvanger binnen gehaald; gedurende de dag zal 15 MHz best blijken en gedurende de nacht 5 of 10 MHz; men regelt dan de trimmer op de oscillator tot men geen zweving meer hoort tussen de harmonische van de oscillator en WWV. Met een kristal standaardoscillator zal men geen moeilijkheden hebben met een verkeerde harmonische van de oscillator, doch bij gebruik van een oscillator met zelfsturing moet men zich ervan vergewissen dat de standaardoscillator juist op 50, 100 of 200 kHz (of welke frequentie ook gekozen werd) afgestemd is, door na te gaan of alle frequenties van WWV een nu-zweving geven en of de harmonischen van de oscillator al dan niet ongeveer op de geijkte plaats in de verschillende amateurbanden vallen.

FREQUENTIE STANDAARD VOOR 100 MHz.

Het toestel, dat afgebeeld is in de figuren 12 en 13 en waarvan het schema gegeven wordt in figuur 11, kan gebruikt worden voor twee gelijkaardige, doch verschillende toepassingen. De eerste toepassing is het gebruik als « bandhoek » frequentie standaard. Wordt het voor dit doel gebruikt, dan brengt men het ergens in

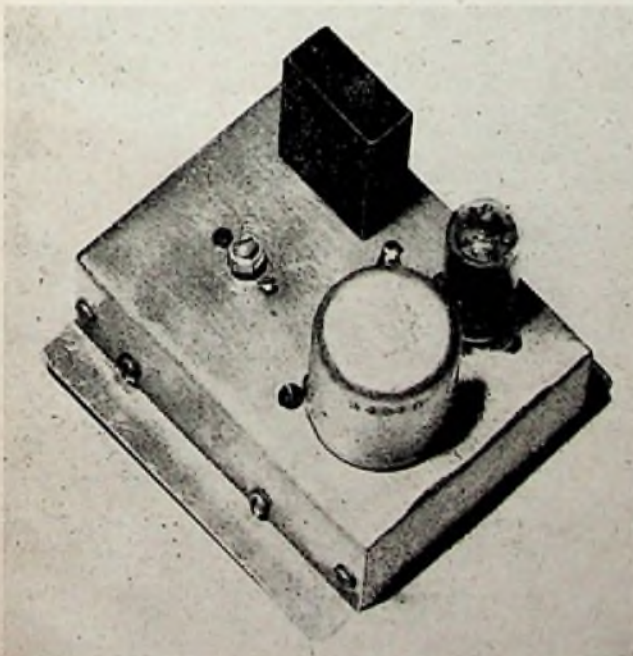


Fig. 12
BOVENZICHT VAN DE 100 kHz
FREQUENTIESTANDAARD



Fig. 13
ZICHT ONDER HET CHASSIS VAN DE
FREQUENTIESTANDAARD
De soldeerkam met vier punten wordt gebruikt om de verbindingen te meten tussen de ontvanger of de VFO, waarin het toestel ondergebracht wordt en de 100 kHz oscillator zelf.

de kast van de ontvanger onder en men koppelt de uitgang met de antenneklem van de ontvanger. Het zeer kleine voedingsvermogen voor de 6BA6 kristaloscillator kan rechtstreeks van de voeding van de ontvanger afgenomen worden.

De tweede toepassing vindt deze frequentie standaard bij het regelen van een VFO. Voor deze toepassing wordt het toestel in de VFO ondergebracht en gebruikt samen met een zeer eenvoudige LF-versterker, zoals een tweetrapsversterker met een 6SL7, die werkt op een koptelefoon. In deze toepassing wordt C4 gekoppeld met het rooster van de eerste helft van de 6SL7; bovendien wordt een kleine hoeveelheid HF-energie van de VFO met hetzelfde rooster gekoppeld. Met deze schakeling kunnen de ijkpunten van 100 kHz op de afstemschaal van de VFO gecontroleerd worden, telkens wanneer men zinnens is op de uithoeken van een band te werken.

DE OSCILLATORSCHAKELING.

Een kristal van 100 kHz wordt gebruikt als koppeling met rooster van de oscillatorbuis, samen met een Colpitts-oscillatorschakeling. Door de resonantiescherpte van het kwartskristal zal de oscillator slechts over een betrekkelijk smalle band zeer dicht bij de kristalfrequentie werken. De gegeven schakeling, waarin het schermrooster gevoed wordt vanaf de anode in plaats van vanaf de +B. bewees de beste harmonische uitgang te leveren tot op 30 MHz. De condensator C1 werd aangebracht om de oscillatorfrequentie juist tot 100 kHz te trimmen. Deze regeling kan uitgevoerd worden door de zweving te beluisteren op een bedrijfsontvanger tussen een harmonische van de oscillator en WWV. Condensator C1 wordt gedurende het luisteren geregeld tot men een nulzweving krijgt.

GOLFMETERS.

De absorptiegolfmeter als toestel voor het verkrijgen van een benaderende frequentiecontrole is een zeer

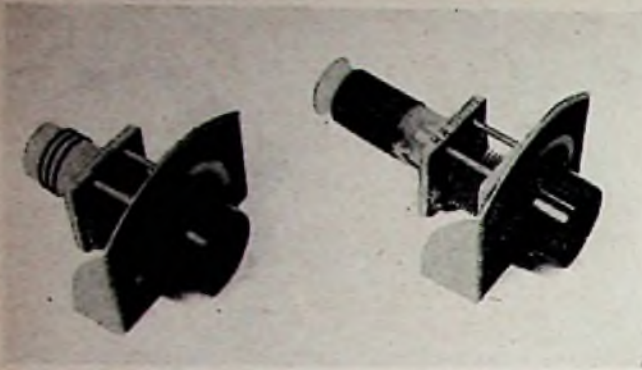


Fig. 14
TWE E PRACTISCHE GOLFMETERS
VAN EEN GOEDKOOP TYPE

nuttig toestel, vooral door zijn eenvoud. Al is de nauwkeurigheid van de eenvoudigste typen niet meer dan ongeveer 10 %, toch is dit ruim voldoende voor het bepalen van de harmonische waarop een vermenigvuldigingstrap werkt. Figuur 14 toont twee eenvoudige golfmeters die goedkoop zijn en voldoening geven voor deze toepassing.

GOLFMETER/VELDSTERKTEMETER.

De drie toestellen, die het meest gebruikt worden in een amateurstation zijn de golfmeter, de telefoniemonitor en de veldsterkte-indicator. Afzonderlijke toestellen zijn hiertoe niet vereist en men kan de drie functies in één apparaat verenigen.

De figuren 15 en 16 tonen een compact, gevoelig toestel, dat kan gebruikt worden als eenvoudige golfmeter, met indicatie hetzij door meter, hetzij door seinalampje, als uitstekende monitor voor het controleren van brom en van de hoedanigheid van de modulatie en als gevoelige veldsterktemeter voor het regelen van antennes of van de maximum uitgang van de zender.

Een McMurdo Silver model 903 absorptiegolfmeter, met spoelen van 1,6 tot 400 MHz wordt als basis gebruikt. De schaal van deze golfmeter is geijkt voor elke spoel. Bij gebruik in dit toestel zal de ijking licht afwijken. Al is het verschil tussen de werkelijke frequentie en de aangeduide frequentie niet ernstig voor het normaal gebruik, toch moet men, indien men een grotere nauwkeurigheid wenst, de ijking vernieuwen.

De golfmeter 903 bestaat, zoals men hem van de fabricant krijgt, uit een gecombineerde schaal en montageplaat, waarop een miniatuur draaicondensator is

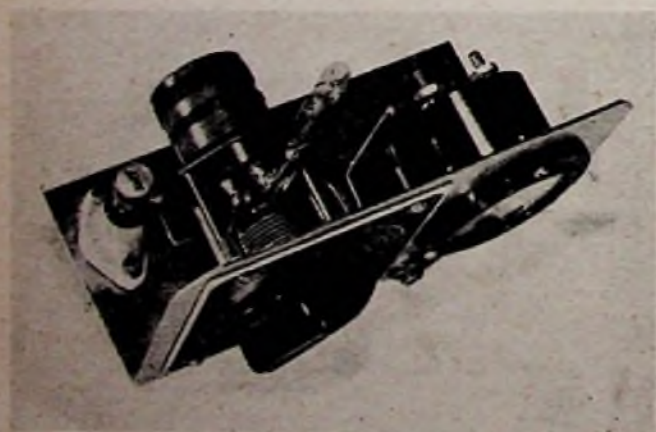


Fig. 15
BOVENZICHT VAN DE GEVOELIGE
GOLFMETER/VELDSTERKTEMETER

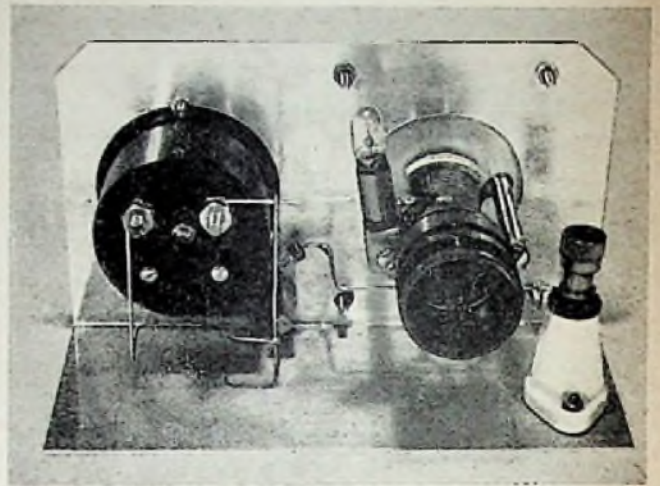


Fig. 16
ACHTERZICHT VAN DE GOLFMETER
De schaal lamp moet uit de houder verwijderd worden
wanneer men de maximum gevoeligheid wenst.

vastgemaakt tussen twee metalen staafjes, waarop een buishouder en een seinalampje zijn aangebracht. De spoelen zijn gewikkeld op vormen met klein verlies van het buishuls type. Zeven spoelen bestrijken het volledige frequentiebereik, met een kleine dekking tussen de opeenvolgende spoelen. Elke spoel heeft twee wikkelingen. De ene, die afgestemd is, is inductief gekoppeld met de andere waarover het indicatorlampje is aangeschakeld.

De aanpassing van de golfmeter 903 geschiedt met behulp van een 1N34 germanium kristal en een micro-amperemeter van 0-200 μ A. Het gebruik van een 0-200 micro-amperemeter geeft een veel grotere gevoeligheid in vergelijking met een 0-1 miliamperemeter, vooral voor het gebruik als veldsterktemeter. De 1N34 gelijkrichter is kleiner dan een 2 watt weerstand en is een ideale gelijkrichter met het meetinstrument. Een klink voor koptelefoon, een antenneklem en een ontkoppelcondensator op de meter vervolledigen het geheel.

Gebruikt men een meetinstrument van 2½ duim (voorzijde), dan kan men het ganze toestel bouwen op een plaat aluminium van 7 x 7 duim, die geplooid wordt om een voorpaneel van 4 x 7 duim te vormen en een basis van 3 x 7 duim.

De golfmeter wordt niet gewijzigd, behalve het aarden van de rotorklem van de condensator aan een solderlipje, dat vastgemaakt wordt op een der montagestaafjes van de spoelhouder. Hierdoor worden beide spoelen verbonden. Door het opnemen van een schaal lampje in de houder heeft men een shunt, die klein genoeg is om te beletten dat de micro-amperemeter zou verbranden, zelfs indien de golfmeter voldoende met de zender gekoppeld wordt, zodat het lampje met maximum lichtsterkte brandt. Is het lampje niet in de houder, dan moet men er echter op letten de koppeling niet te sterk te maken met een sterk HF-veld, zonder eerst de uitslag van het meetinstrument te controleren om zeker te zijn, dat men binnen veilige grenzen blijft.

Voor het gebruik als telefonie-monitor werd een klink met gesloten kring voorzien. De schakeling is derwijze uitgevoerd, dat door het aanbrengen van de koptelefoon in de klink, de micro-amperemeter uit de kring geschakeld wordt, waardoor het mogelijk wordt het geheel dicht genoeg bij de zender te brengen om een voldoende opname van energie te verkrijgen. Zonder de koptelefoon is de meter in de kring geschakeld. Daar het toestel niet alleen in de omgeving van de zender gebruikt kan worden, werd een antenneklem voorzien op een standoff-isolator voor het aanschakelen van een antenne wanneer men een maximum gevoeligheid en opname van energie wenst, zoals bij de afregeling van

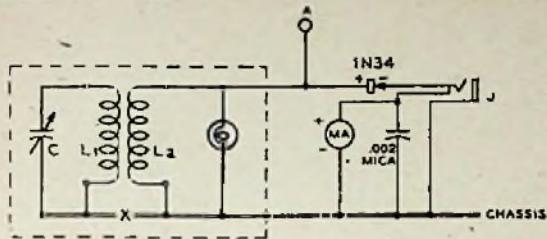


Fig. 17.

SCHEMA VAN DE GEVOELIGE GOLFMETER

Als basis gebruikt men een Silver Model 903 golfmeter, die binnen de stippellijn in het schema is aangegeven. In dit toestel is geen gemeenschappelijke aardverbinding tussen de afstemkring en de uitgangskring. Maakt men echter een verbinding over het punt X van de schakeling, dan vermindert men in hoge mate de invloed van het handeffect. Hierdoor wordt anderszijds de ijking van de schaal licht gewijzigd en de aangeduide frequentie is in alle gevallen ongeveer 8 % hoger dan de werkelijke frequentie.

A = antenneklem

J = klink met gesloten kring

antennes. Om de afwijkingen van de ijking zo klein mogelijk te maken werd de antenne aan de niet-afgestemde spoel verbonden.

25-4. — CONSTRUCTIE VAN MONITORS EN TESTTOESTELLEN.

In deze afdeling beschrijven we verscheidene monitors en testtoestellen, die zonder veel moeite kunnen gebouwd worden. De zeer eenvoudige veldsterktemeter voor de afstemming van een antennesysteem is zeer doeltreffend en brengt geen enkele constructiemoeilijkheid mee. De eenvoudige oscilloscoop van 3 duim is zeer eenvoudig om bouwen en vergt slechts enkele onderdelen buiten de voedingstransformator en de kathodestraalbuis. Wegens de buitengewone eenvoud van de oscilloscoop in vergelijking met de doeltreffendheid van de tijdbasis en de zekerheid die men heeft, dat men een nauwkeurig beeld van de in amplitude gemoduleerde golf zal krijgen; is dit een toestel dat zeer goed geschikt is om opgenomen te worden in alle AM-telefoonstations, behalve misschien de allerkleinsten. De LF-oscillator en de testversterker betekenen voor vele amateurstations misschien enige luxe, doch zijn een waardevolle vervollediging voor stations, die veel proeven wensen te verrichten met LF-versterkers of in telefonie.

VELDSTERKTE-INDICATOR MET AFLEZING OP AFSTAND.

Een veldsterktemeter met aflezing op afstand is een grote hulp bij het afstemmen van een antennesysteem voor de grootste voorwaartse versterking, voor de beste verhouding vooruit-achteruit of voor een compromis tussen beide bedrijfsvoorwaarden. Dergelijk instrument is vooral gemakkelijk voor de afstemming van een antennesysteem met meerdere hulpellemen, van het draaibare type, zoals beschreven in hoofdstuk 24.

Figuur 19 geeft het eenvoudige schakelschema en figuur 18 toont een foto van het indicatordeel. Een grafiek, die de theoretische ijkcurve van een spanning-aanduidend instrument van dit type weergeeft wordt gegeven in figuur 20. Practische proeven met het toestel hebben bewezen dat de individuele ijking de theoretische ijkcurve zeer dicht benadert.

GEBRUIK VAN DE VELDSTERKTEMETER.

De normale toepassing van de veldsterktemeter met aflezing op afstand is de volgende: De uitgang van

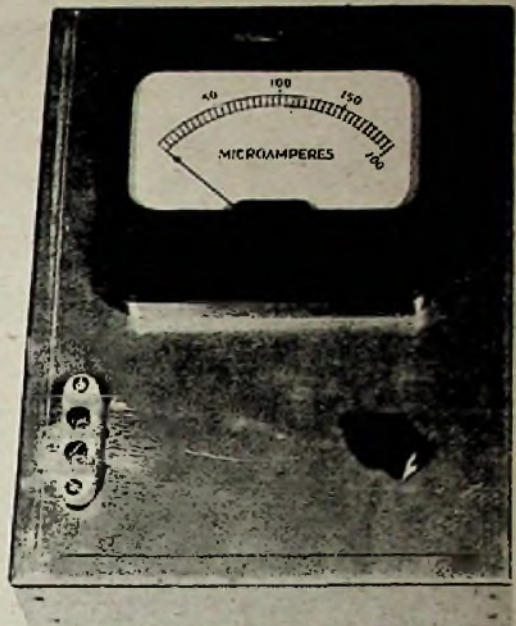


Fig. 18.

INDICATOR VOOR AFLEZING OP AFSTAND BIJ DE VELDSTERKTEMETER

In deze foto bemerkt men de uiterste eenvoud van het toestel. Het gebruik van een instrument met grote schaal heeft het voordeel dat een lezing op grote afstand kan geschieden, doch een kleiner instrument kan natuurlijk ook gebruikt worden.

de zender of van een der stuurtrappen zal een gevouwen tijdelijke antenne gevoerd (gewoonlijk zal een gevouwen dipool hiervoor geschikt blijken); deze antenne moet dezelfde polarisatie hebben als de eigenlijke antenne en minstens op een golflengte (of liever nog meerdere golflengten) van de uit te testen antenne gelegen zijn. Een uitgangsvermogen van 10 tot 50 watt zal gewoonlijk ruim volstaan voor de voeding van deze hulpantenne. Zo mogelijk moet de tijdelijke antenne op dezelfde hoogte opgehangen worden als de uit te testen antenne, al kan het desnoods ook gaan wanneer ze wat lager hangt.

Het gelijkrichterdeel van de veldsterktemeter (figuur 19-B) wordt dan verbonden, hetzij over de voedingsklemmen van de te regelen antenne, hetzij met het einde van een sectietransmissielijn van het type, dat gebruikt wordt om de antenne te voeden. Alle aanpassingslijnen, of transformatoren, die gebruikt worden om de aanpassing tussen het voedingspunt van de antenne en de transmissielijn te verwezenlijken, zijn op de gewone wijze tussen een weerstand (R_A in figuur 19-B), gelijk aan de karakteristieke impedantie van de transmissielijn die gebruikt wordt of zal worden om de antenne te voeden, over de uitgangsklemmen van het gelijkrichterdeel aangebracht, om te dienen als niet-weerkaatsende belasting voor de energie, die door de antenne opgevangen wordt. De weerstand R_A moet van het niet-inductief type zijn. De weerstand hoeft niet absoluut dezelfde waarde als de impedantie van de transmissielijn te hebben, zo lang de waarde niet teveel afwijkt. Zo mag b.v. een standaard weerstand van 47 ohm gebruikt worden als sluiting van een coaxiale lijn van 52 ohm en een weerstand van 620 ohm kan dienen als sluiting voor een lijn van 600 ohm.

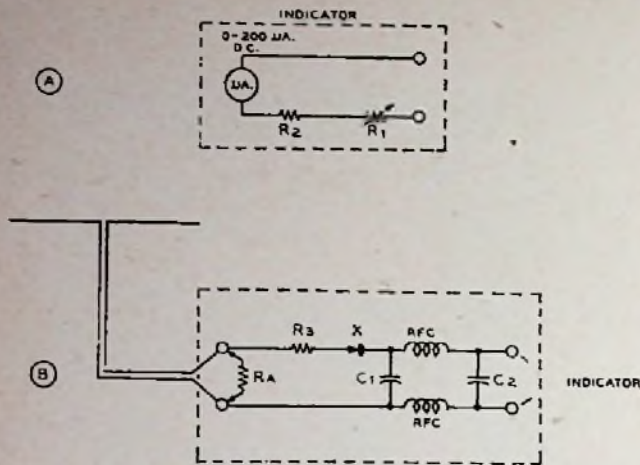


Fig. 19.

SCHEMA VAN DE VELDSTERKTEMETER MET AFLEZING OP AFSTAND

(A) toont het indicatordeel van de veldsterktemeter. R_2 is een weerstand van 4700 ohm, $\frac{1}{2}$ watt, en R_1 is een potentiometer van 50.000 ohm. (B) toont het schema van het gelijkrichterdeel. Beide delen kunnen tot verscheidene honderd voet van elkaar verwijderd worden. Weerstand R_A moet gelijk zijn aan de karakteristieke impedantie van de transmissielijn, die zal gebruikt worden voor de voeding van de te testen antenne. R_3 is een niet-inductieve weerstand van 10 ohm, 1 watt, X is een gelijkrichterkristal (1N34, bv.), RFC zijn twee RF smoorspoelen, geschikt voor de bedrijfsfrequentie en C_1 en C_2 zijn miniatuur mica condensatoren van 3000 $\mu\mu\text{F}$.

De weerstand R_A dient, zoals hoger vermeld, als belasting om de energie te dissiperen, die door de antenne opgevangen wordt. Vermits deze weerstand gelijk is aan de karakteristieke impedantie van de transmissielijn, die zal gebruikt worden om de antenne te voeden, maakt het geen verschil of men al dan niet een werkelijke sectie van deze transmissielijn gebruikt tussen het voedingspunt van de antenne en het gelijkrichterdeel van de veldsterktemeter. Het voedingspunt van de antenne «ziet» dezelfde impedantiewaarde, of nu de sluiting geschiedt met een weerstand of op een sectie van de transmissielijn, die op haar beurt gesloten is door dezelfde weerstandwaarde. Indien het gehele antennesysteem aangepast is op een weerstandswaarde, die voor R_A gebruikt werd, dan zal bijgevolg geen weerkaatsing veroorzaakt worden door deze sluiting. Daarom is het wenselijk dat een aanpassingssysteem, berekend volgens de methode van hoofdstuk 24 om tegemoet te komen aan de gekozen bedrijfsvoorwaarden, kan gebruikt worden tussen het stralend element van de antenne en de plaats waar de detransmissielijn met het antennesysteem verbonden is. Al is het berekende aanpassingssysteem misschien niet absoluut juist, toch zal de methode, die hieronder gegeven wordt voor de afstemming op maximum voorwaartse versterking, uitstekende uitslagen opleveren, indien het gebruikte aanpassingssysteem ongeveer juist is.

AFSTEMMING VOOR MAXIMUM VOORWAARTSE VERSTERKING.

Het gelijkrichterdeel van de veldsterktemeter wordt, zoals hoger gezegd, verbonden, hetzij rechtstreeks met het voedingspunt van het antennesysteem, hetzij aan het einde van een sectie van een transmissielijn van het type dat zal gebruikt worden om de antenne te voeden. Dan voert men een paar draden van het gelijkrichterdeel naar het indicatordeel van de veldsterktemeter. Elk lijntype kan hiertoe gebruikt worden, vermits de lijn slechts een kleine d.c.-stroom moet voeren. Vaak gebruikt men hiertoe twinlead van 75 of 150 ohm van

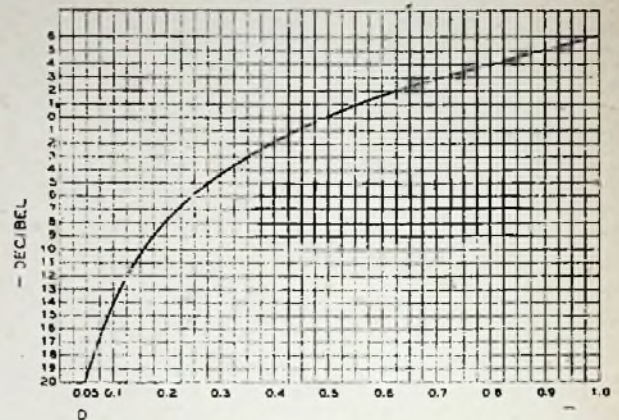


Fig. 20.

THEORETISCHE DB VERHOUDING T.O.V. DE NAALDUITSLAG VAN HET MEETINSTRUMENT

Laboratoriumproeven hebben bewezen dat de ijk-krommen van werkelijke toestellen deze theoretische kromme zeer dicht benaderen. In de tekst wordt het gebruik van deze kromme besproken.

db = decibel verhouding

D = naalduitslag op een 0-1 instrument of volle naalduitslag maal deze factor.

het ontvangtype, vermits deze draad klein en gemakkelijk is en thans minder kost dan gewone verlichtingsdraad. Het indicatordeel kan op de grond opgesteld worden, ergens waar het kan gezien worden terwijl men de regelingen aan de antenne doet.

De weerstand R_1 op de indicator wordt dan geregeld voor maximum weerstand in de indicatorkring. Dan wordt de zender of de stuurtrap afgestemd op de gewenste bedrijfsfrequentie en gekoppeld met de hulpantenne. De stroom van de zender wordt ingeschakeld en R_1 van de indicator wordt geregeld tot men een naalduitslag over de helft van de schaal krijgt. Het is aan te raden de antenne vervolgens heen en weer te draaien om zeker te zijn dat ze juist in de richting van de hulpantenne gericht is.

Wanneer het stralend element geregeld is op de theoretische lengte, die in hoofdstuk 24 gegeven werd, dan varieert men de lengte van de director geleidelijk tot men een maximum uitslag op de meter verkrijgt. Een goed vertrekpunt voor de lengten van reflector en director vindt men in de cijfers van figuur 2 uit hoofdstuk 24. Nadat men het maximum verkregen heeft met de director, doet men hetzelfde met de reflector tot men hierdoor een nieuwe maximum uitslag bekommt. Nu is het best enkele wijzigingen te beproeven in de lengte van het stralend element om zeker te zijn dat deze lengte optimum is voor de gekozen frequentie.

Daar de regeling der elementen een onderlinge invloed uitoefent op de veldsterkte van de antenne is het noodzakelijk de hierboven beschreven werkwijze te herhalen; men moet dit minstens éénmaal doen en het is beter het verscheidene malen te hernemen zodat men een stel compromis-lengten krijgt, die het maximum voorwaartse sein zullen geven met het antennesysteem. Indien de antenne bij het begin van de regeling ver van de juiste afstemming was, zal het noodzakelijk zijn op zeker ogenblik de weerstand R_1 van de indicator te regelen om te verhinderen dat de naalduitslag te groot zou worden. Heeft het antennesysteem meer dan een director, dan is het meestal best eerst te beginnen met de director, die het dichtst bij de straler ligt en daarna verder naar buiten te werken.

METING VAN HET STRALINGSDIAGRAM.

Met de antenne rechtstreeks gericht naar de tijdelijke zendantenne regelt men de weerstand R_1 voor volle naalduitslag. Dan wordt de antenne in beide rich-

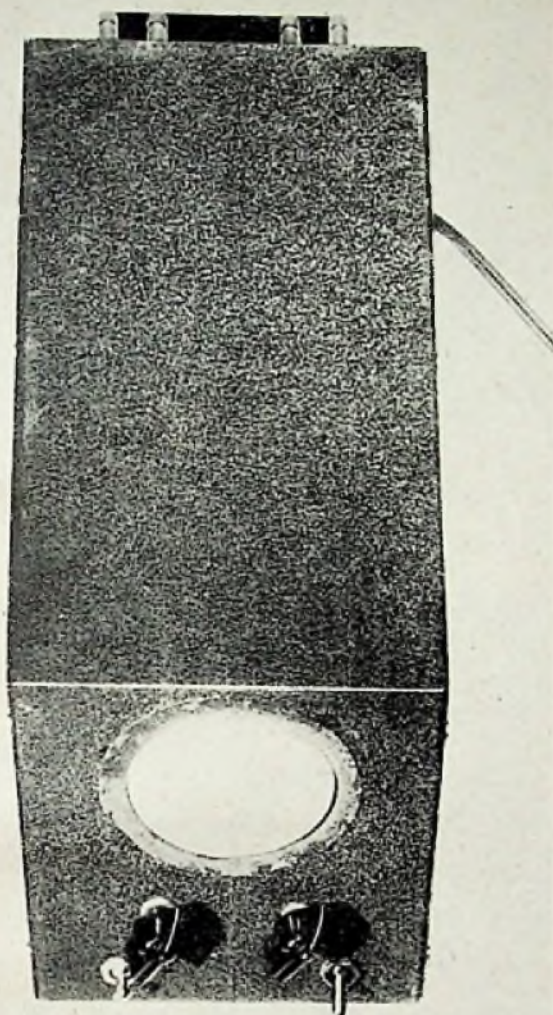


Fig. 21.

VOORZICHT VAN DE EENVOUDIGE MONITOR OSCILLOSCOOP VAN 3 DUIM

De regelknop links regelt de lichtsterkte, deze rechts het brandpunt. De schakelaar links is de algemene schakelaar en deze rechts schakelt over van inwendig aftasting naar een uitwendige tijdbasis. De klemmen voor de horizontale en vertikale uitgang zijn achter op de doos voorzien.

tingen 90° gedraaid om de verhouding vooruit-zijwaarts vast te stellen en daarna over 180° om de verhouding vooruit-achteruit te bepalen. Deze verhoudingen in db kunnen met behulp van de kromme van figuur 20 bepaald worden of men kan de schaal van de indicator hiervoor ijken. De kromme werd getekend in de veronderstelling dat het referentiepeil « op de neus » gelegen is op de helft van de schaal, van waaruit men langs éne zijde $+6$ db en langs de andere zijde -20 db krijgt ten opzichte van het referentiepeil. Kiest men echter de volle naalduitslag als referentiepeil, of nul db zoals hoger aangeraden, dan moet men van ieder getal in de kolom « db-verhouding », links in figuur 20, 6 db aftrekken. De meter dan dus 0 db aangeven bij volle naalduitslag, -6 db bij naalduitslag op de helft van de schaal, -12 db bij een uitslag over een vierde van de schaal en -28 db bij een uitslag van $1/20$ of 0,05 op de schaal.

Vaak is het gemakkelijk een werkelijk diagram van de veldsterkte van de te regelen antenne op te nemen in de testvoorwaarden. Daartoe is het noodzakelijk eerst in tabelvorm de relatieve veldsterkte aan te tekenen voor draaiing van 10° of 15° . Dan tekent men de verkregen waarden aan op grafisch papier met pool-coördinaten. Een nul-veldsterkte wordt aangetekend in het midden van de grafiek en de maximum meteraanduiding wordt aangetekend op de buitenste cirkel. Wanneer men op deze wijze een werkelijk diagram maakt van de straling der antenne, dan zal men vaak zeer interessante inlichtingen verkrijgen in verband met de breedte van de neus van het diagram en de aanwezigheid van storende zijlobben of van een grote achterwaartse lob.

AFSTEMMING VOOR MAXIMUM VERHOUDING VOORUIT-ACHTERUIT.

In geval men een ongewoon grote achterwaartse lob vindt of zo het gewenst is de achterwaartse lob tot een minimum te beperken teneinde de interferentie zo veel mogelijk te beperken. Men kan de antenne herstemmen voor de beste verhouding vooruit-achteruit. Het is best ze dan eerst af te stemmen voor de maximum voorwaartse versterking om zeker te zijn dat de antenne behoorlijk werkt en dan een revisie te doen om de elementen in te stellen voor een verbeterde verhouding vooruit-achteruit. Richt de antenne naar de tijdelijke zendantenne en stel de meter in op volle naalduitslag. Draai daarna de antenne over 180° en regel de reflector voor de minimum aanduiding op de indicator. Draai dan de antenne opnieuw over 180° en zie de voorwaartse anduiding na. Regel de director voor maximum uitslag voorwaarts en draai de antenne weer om. Herregel de reflector voor minimum achteruit en zie opnieuw het voorwaartse sein na. Door deze bewerking verschillende malen te herhalen is het mogelijk een verbeterde waarde te bekomen van de verhouding vooruit-achteruit ten koste van een betrekkelijk kleine afname van de voorwaartse versterking van het antennesysteem. Het verkrijgen van een optimum compromis tussen de verhouding vooruit-achteruit en de maximum voorwaartse versterking vergt een heel deel gepruts met de lengten van directoren en reflector.

Antennesystemen met meer dan één director zullen de verbeterde voorwaartse versterking, in vergelijking met de systemen met slechts één director. Met deze typen zal het bijgevolg meestal volstaan alleen de voorwaartse versterking tot het maximum te regelen; hierbij zal men dan reeds een voldoende verhouding vooruit-achteruit krijgen.

BEPALING VAN DE WERKELIJKE VERSTERKING DER ANTENNE.

Het is mogelijk de werkelijke versterking der antenne in verhouding tot een dipoolstraler te bepalen door eenvoudig de richtantenne te vervangen op dezelfde plaats van opstelling door een dipool. De dipool moet aan een

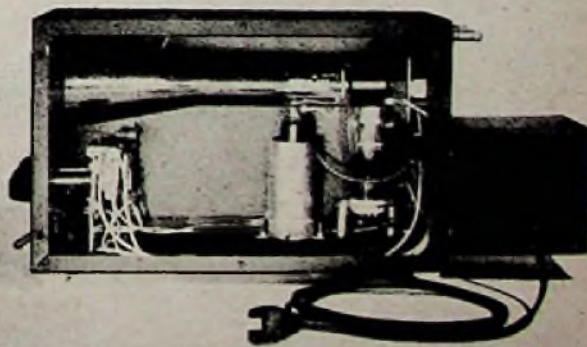


Fig. 22.
ZIJZICHT OP DE OSCILLOSCOOP MET
WEGGENOMEN ZIJPANEEL.

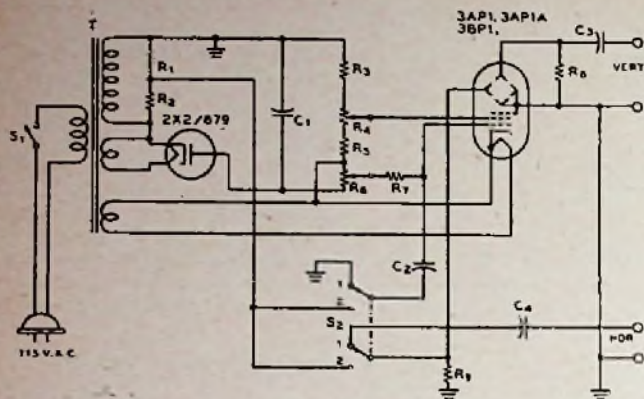


Fig. 23.

SCHEMA VAN DE OSCILLOSCOOP
VAN 3 DUIM.

- C1 — 0,25 μ F, 2500 volt
 C2 — 2000 μ F, 1250 volt werkspanning, mica
 C3, C4 — 10.000 μ F, 400 volt, papier
 R1 — 1 megohm, 1 watt
 R2 — 5 megohm, 1 watt
 R3 — 220.000 ohm, 1 watt
 R4 — 250.000 ohm, potentiometer
 R5 — 100.000 ohm, 1 watt
 R6 — 50.000 ohm, potentiometer
 R7 — 470.000 ohm, 1 watt
 R8, R9 — 1 megohm, ½ watt
 T — speciale transformator : 1250 volt, 2 mA ; 2,5 volt, 1,75 A voor 2X2 ; 2,5 volt, 2,1 A voor 3AP1 of 6,3 volt, 0,6 A voor 3BP1.
 S1 — enkele netschakelaar
 S2 — dubbele omschakelaar

transmissielijn aangepast zijn, die dezelfde impedantie heeft als de lijn, die gebruikt wordt om het systeem te voeden. Men voedt de proefantenne met een vast ingangsvermogen op de zender en men regelt de weerstand van de indicator tot het instrument tot de helft van de schaal uitslaat. Dan vervangt men de richtantenne, terwijl alle andere voorwaarden dezelfde blijven, door de dipool, die aangepast is aan dezelfde impedantie, als deze die gebruikt werd om het richtsysteem te voeden. Het gelijkrichterdeel van de meter

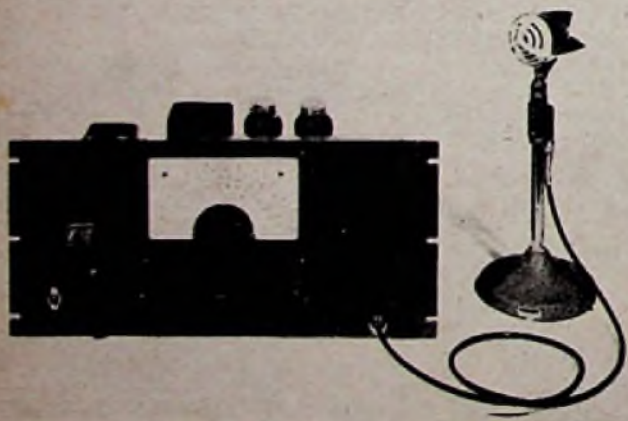


Fig. 24

VOORZICHT VAN DE LF OSCILLATOR
EN VOORVERSTERKER

De regelingen op het voorpaneel zijn van links naar rechts : netschakelaar, uitgangsklemmen voor laag peil, attenuator voor uitgang op laag peil, schakelaar LF oscillator/LF versterker, sterkteregelaar voor het gebruik als LF versterker, bereikschakelaar en in de hoek rechts de klink voor de microfoon.

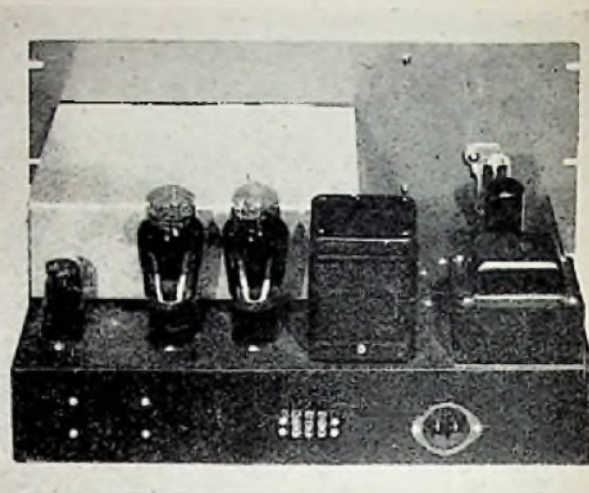


Fig. 25

ACHTERZICHT OP DE OSCILLATOR
MET DE AFSCHEMING

wordt verbonden met de voedingslijn van de dipool en men noteert de uitslag van de meter, terwijl de zender met hetzelfde ingangsvermogen werkt en er geen wijziging werd gebracht aan de regelweerstand van de indicator.

MONITOR-OSCILLOSCOOP VAN 3 DUIM.

De ondervinding heeft geleerd dat de enige controle-methode, die voldoening schenkt voor een zender met amplitudemodulatie, het gebruik van een electronestraal oscilloscoop is. De aanduidingen, die geleverd worden door de anodestroommeter van een klas B-trap of door een telefoniemonitor, die werkt met de gemiddelde waarde van de gelijkgerichte LF kunnen slechts een idee geven over het gemiddeld peil der modulatie en tonen niet de modulatie toppen, die zijbandstoringen veroorzaken. Een oscilloscoop anderzijds geeft een ogenblikkelijke aanduiding van het toppeil der modulatie en kan dus onmiddellijk een neiging tot afknijping van de negatieve toppen aantonen. De normale wijze om een oscilloscoop te gebruiken bestaat erin op de horizontale deflectieplaten de spanning van een lineaire tijdbasis met lage frequentie aan te brengen en de omslag van de HF-draaggolf van de zender naar de verticale platen te voeren. De normale modulatie van de zender zal voorgesteld worden door de gewone stijging en daling van de amplitude der draaggolf in overeenstemming met de golfvorm van het spraaksein. Het afknijpen van negatieve toppen wordt opvallend duidelijk door het feit dat sterke lichtvlekken gevormd worden in het midden van de draaggolf omhullende, iedere maal dat de ogenblikkelijke amplitude van de draaggolf tot nul komt.

De methode, die het meeste voldoening geeft bij het gebruik van de oscilloscoop als telefoniemonitor, bestaat erin het toestel op de werktafel op te stellen, derwijze dat het scherm gemakkelijk kan gezien worden door de persoon, die voor de microfoon spreekt. Het is dan zeer eenvoudig de regelknop der versterking zo in te stellen en de sterkte van de spraak zodanig te regelen dat men een voldoende modulatie verkrijgt, met slechts zeer uitzonderlijk een sterke lichtvlek op het scherm, veroorzaakt door een toevallige top.

DE AFTASTSCHAKELING.

De oscilloscoop, die afgebeeld is in de figuren 21 en 22, werd speciaal ontworpen voor het gebruik als monitor bij een AM-telefoniezender. Het toestel bevat een ongewone en zeer eenvoudige inwendige aftastkring,

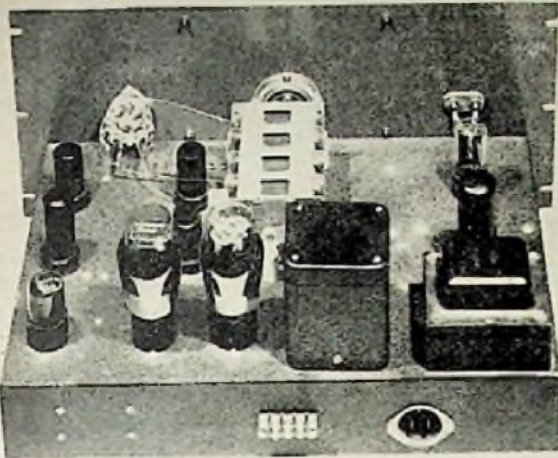


Fig. 26.

ACHTERZICHT OP DE OSCILLATOR ZONDER AFSCHERMING

Men ziet de condensator met vier secties en de bereikweerstand, die op de schakelaar gemonteerd zijn.

die geen bijkomende buis vergt en alle twee halve golven van de netfrequentie van 60 perioden een enkele streep over het scherm der buis trekt. De andere halve golf wordt gedoofd door een kring voor fazeverschuiving, samengesteld uit C2 en R7. Deze tijdbasis werkt op de volgende wijze: Een a.c.-spanning wordt afgetakt van de voedingstransformator T door een spanningsdeler, samengesteld uit R1 en R2. Deze spanning wordt gebruikt voor de horizontale deflectie van de kathodestraal en de verhouding van deze twee weerstanden bepaalt de amplitude van de aftasting op het scherm van de buis. Een gedeelte van deze spanning wordt echter eveneens 90° in fase verschoven door C2 en R7 en dan naar het rooster van de kathodestraalbuis gevoerd. Daar de spanning op het rooster 90° vooruit is op de horizontale deflectiespanning, laat de werking van het rooster de electronen uit het electronenkanon door naar het scherm op het ogenblik dat de deflectiespanning op de horizontale platen de spot van links naar rechts voert. Wanneer de spanning op de deflectieplaten de spot terug van rechts naar links drijft, dan wordt de electronenstroom tegengehouden en de spot dooft uit wegens het feit dat er een sterk negatief potentiaal op het rooster van de kathodestraalbuis inwerkt.

Door het gebruik van deze schakeling vermijdt men de verdubbeling van het beeld op het scherm, wat men bekomt bij het gewone gebruik van een sinusvormige a.c.-spanning op de horizontale platen. Men krijgt hierdoor eenzelfde uitslag als met een uitwendige aftastoscillator. De zo verkregen aftastfrequentie is ongeveer de optimum waarde voor een visuele monitor van de mannelijke spraak bij een AM-zender.

Het toestel is gebouwd in een Bud nr. 1124 rechthoekige metalen doos zonder bijkomend chassis. Alle onderdelen zijn rechtstreeks op de wanden van de doos gemonteerd. Merk op dat er gebruik werd gemaakt van een voedingstransformator, die speciaal ontworpen is voor een oscilloscoop. Dit wordt ten sterkste aangeraden omdat het inductieveld in de omgeving van een gewone transformator van het ontvangertype zo sterk is, dat er ongewenste electromagnetische deflecties door ontstaan, tenzij de transformator op verschillende voet van de buis is opgesteld. Met een speciale transformator voor electronenstraalbuis zoals hier gebruikt werd, is het niet nodig een speciaal magnetisch scherm rond de buis aan te brengen.

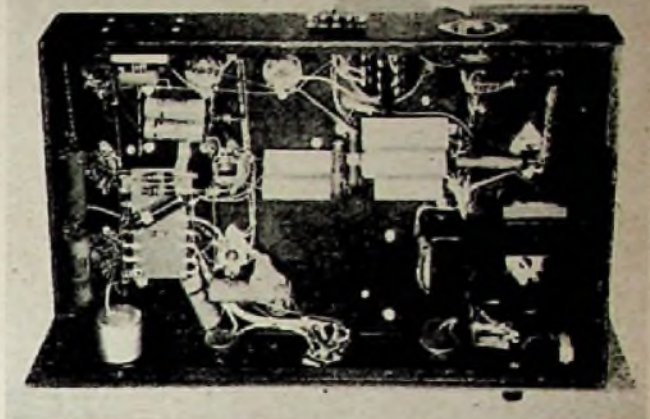


Fig. 27.

ONDERZICHT VAN HET CHASSIS VAN DE VERSTERKER/OSCILLATOR

De kleine Jones-klemstroom, achter op het chassis, dient voor de uitgang op hoog peil (tot 15 watt). Men ziet de twee Wolframlampen van 6 watt dicht bij het voorpaneel, even links van het midden van het chassis

REGELING.

Na de bouw van het toestel is de regeling vrij eenvoudig. Het volstaat S2 op de stand voor inwendige aftasting in te stellen en dan R4 en R6 te regelen tot men een doeltreffende tijdbasis heeft zonder vlekken. Indien het lichtende gedeelte van de aftasting niet in het midden van den scherm valt, dan kan men een behoorlijke faze en bijgevolg een behoorlijk middeninstelling verkrijgen door het regelen van de waarden van C2 en R7.

LF-OSCILLATOR EN TESTVERSTERKER.

Een LF-oscillator met breed bereik is een noodzakelijkheid in een laboratorium en in een amateurstation, waar men zich bezig houdt met proeven op LF-versterkers of telefoniezenders. Bovendien werd vastgesteld dat een LF-versterker met een uitgangsvermogen van 10 tot 15 watt onschatbare diensten kan bewijzen voor het maken van proeven met spraak en muziek op de zender, een LF-versterker met hoog vermogen of een luidsprekersysteem. Het toestel, afgebeeld in de figuren 24, 25, 26 en 27 en waarvan het schema in figuur 28 gegeven is, is een combinatie van deze twee inrichtingen. Het bestrijkt een frequentiebereik en een laag HF-bereik van 20 tot 100.000 Hz met een uitgangsvermogen van maximum 15 watt. Door het omschakelen van een enkele schakelaar kan het toestel gebruikt worden als LF-versterker met een voldoende versterking om het volle uitgangsvermogen te leven met een toonafnemer of een gewone microfoon.

DE SCHAKELING.

Het vergt slechts de toevoeging van een klein aantal onderdelen om van een LF-versterker een LF-oscillator van het RC-type te maken. Omgekeerd moet men slechts een schakelaar bijvoegen en een voorversterkertrap met een 6SJ7 om van de LF-oscillator een LF-versterker te maken.

De LF-oscillator is min of meer conventioneel en gebruikt een 6SJ7 en een 6F6 in triodeschakeling samen met een draaicapacitor met 4 secties van het omroep-type en een reeks weerstanden. Twee lampen van 115 volt, 6 watt worden als niet-lineaire regelimpedanties gebruikt in de tegenkoppeling. C14 werkt als compensatiecapaciteit voor de bijkomende capaciteit met de aarde van de rotor van de afstemcondensator. De regeling van C14 voor een constante uitgang over

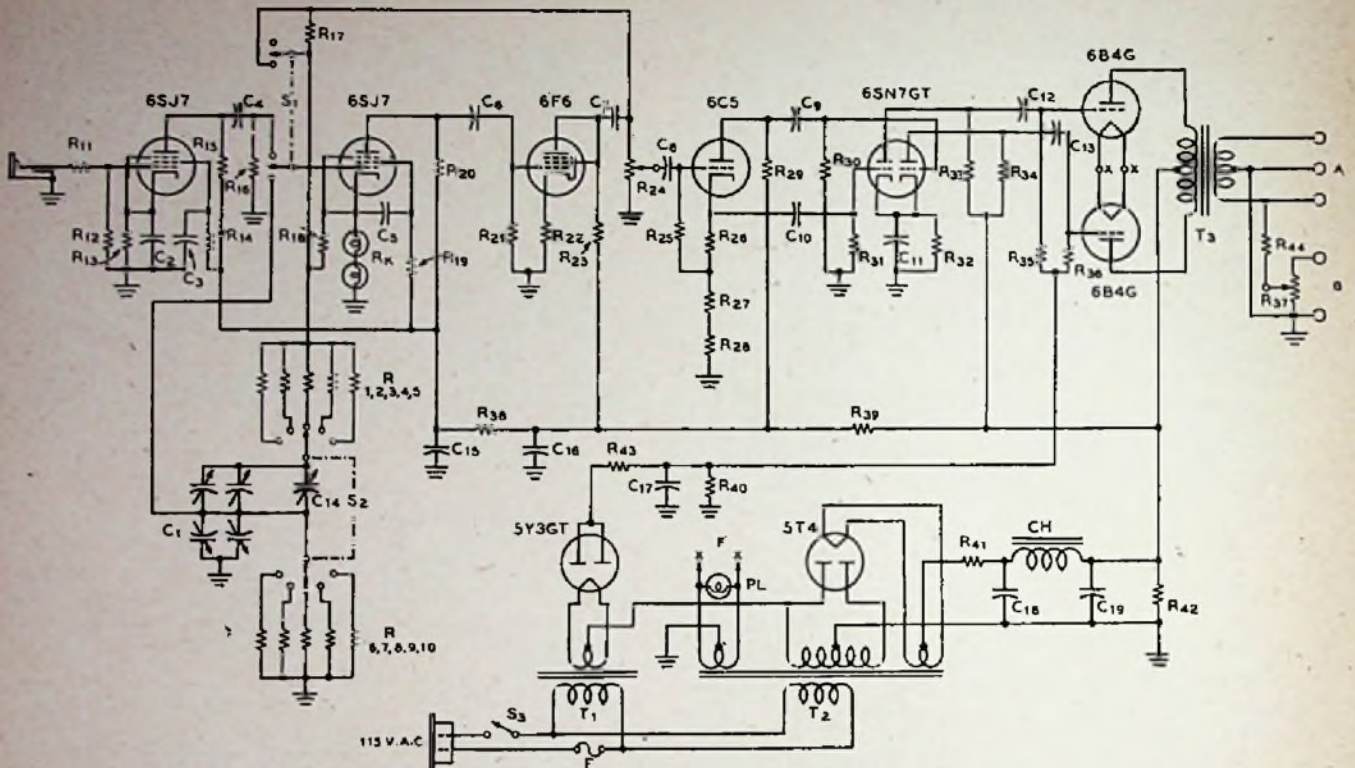


Fig. 28

SCHEMA VAN DE LF
OSCILLATOR/TESTVERSTERKER

C1 — $4 \times 365 \mu\text{F}$, draaicondensator van het ontvan-
gertype.

C2 — $25 \mu\text{F}$, 25 volt, electr.

C3 — $0,25 \mu\text{F}$, 400 volt, papier

C4 — $0,02 \mu\text{F}$, 400 volt, papier

C5 — $0,25 \mu\text{F}$, 400 volt, papier

C6 — $8 \mu\text{F}$, 450 volt, electr.

C7 — $8 \mu\text{F}$, 450 volt, electr.

C8, C9, C10 — $0,1 \mu\text{F}$, 400 volt, papier

C11 — $25 \mu\text{F}$, 25 volt, electr.

C12, C13 — $0,1 \mu\text{F}$, 400 volt, papier

C14 — $75 \mu\text{F}$, trimmer

C15, C16 — $8 \mu\text{F}$, 450 volt, electr.

C17 — $40 \mu\text{F}$, 150 volt, electr.

C18 — $16 \mu\text{F}$, 500 volt, electr.

C19 — $16 \mu\text{F}$, 450 volt, electr.

R1, R6 — 10 megohm, $\frac{1}{2}$ watt

R2, R7 — 1,8 megohm, $\frac{1}{2}$ watt

R3, R8 — 330.000 ohm, $\frac{1}{2}$ watt

R4, R9 — 62.000 ohm, $\frac{1}{2}$ watt

R5, R10 — 12.000 ohm, $\frac{1}{2}$ watt

R11 — 47.000 ohm, $\frac{1}{2}$ watt

R12 — 1 megohm, $\frac{1}{2}$ watt

R13 — 1800 ohm, 2 watt

R14 — 1 megohm, $\frac{1}{2}$ watt

R15, R16 — 470.000 ohm, $\frac{1}{2}$ watt

R17 — 4700 ohm, 2 watt

R18 — 1800 ohm, 2 watt

R19 — 470.000 ohm, $\frac{1}{2}$ watt

R20 — 100.000 ohm, $\frac{1}{2}$ watt

R21 — 470.000 ohm, $\frac{1}{2}$ watt

R22 — 220 ohm, 2 watt

R23 — 12.000 ohm, 2 watt

R24 — 1 megohm, potentiometer

R25 — 470.000 ohm, $\frac{1}{2}$ watt

R26 — 470 ohm, 2 watt

R27 — 470 ohm, 2 watt

R28 — 1000 ohm, 2 watt

R29 — 1800 ohm, 2 watt

R30, R31 — 470.000 ohm, $\frac{1}{2}$ watt

R32 — 1000 ohm, 2 watt

R33, R34 — 47.000 ohm, 2 watt

R35, R36 — 47.000 ohm, $\frac{1}{2}$ watt

R37 — 1000 ohm, potentiometer

R38 — 47.000 ohm, 2 watt

R39, R40 — 10.000 ohm, 10 watt

R41 — 500 ohm, 20 watt

R42 — 5.000 ohm, 2 watt

R43 — 18.000 ohm, 10 watt

R44 — 10.000 ohm, 2 watt

T1 — 5 volt, 3 A

T2 — 2×375 volt, 150 mA ; 5 volt, 3 A ;

6,3 volt, 5 A.

T3 — 3000 ohm anode tot anode naar 500 ohm

balanslijn, 15 watt

CH — 7 Henry onder 150 mA

S1 — dubbele omschakelaar

S2 — bereikschakelaar, schijftype, 2 richtingen,

5 standen.

S3 — tumbler netschakelaar

Rk — 2 GE Mazda S-6 gloeilampen 115 volt, 6 watt

A = balansuitgang voor 500 ohm balanslijn

B = uitgang op regelbaar laag peil.

het afstembereik is vrij critiek, doch hoeft slechts een-
maal gedaan te worden.

De vermogenversterker is eveneens vrij conventio-
neel en gebruikt een 6C5 als fase-omkeertrap met hete
kathode gevolgd door een 6SN7 in balans en een paar
6B4-G, die werken met vaste voorspanning. De maxi-
mum nominale uitgang van 15 watt van deze buistypen
kan met tamelijk vervorming bereikt worden. De

uitgang van de eindtrap wordt gevoerd naar een 500
ohmlijn om te dienen als sturing van een klas B-modu-
lator of een luidsprekersysteem. Bovendien werd een
klem met regelbaar laag peil voorzien voor het testen
van LF-versterkers met laag peil.

Bemerk dat een aluminium afschermdoos geplaatst
werd over de draaicondensator van de oscillator en de
frequentiebepalende weerstanden en bereikschakelaar.

De versterkertrappen op laag peil zijn eveneens onder deze bus opgesteld, al was dit niet noodzakelijk; het werd echter gedaan omdat hierdoor de afscherming in een eenvoudige rechthoekige vorm kon gemaakt worden.

De regeling van de weerstand R18 voor het verkrijgen van een zuivere golfvorm over heel het frequentiebereik is een beetje critiek en moet geschieden met de hulp van een oscilloscoop. Deze regeling moet echter

achteraf niet meer gewijzigd worden, tenzij men de 6 watt-buizen om een of andere reden in de tegenkoppelkring vervangt. De weerstand R17 wordt in de kring geschakeld, wanneer de LF-oscillator overgeschakeld wordt voor het gebruik als versterker, om dan de invloed van de buizen met veranderlijke weerstand te verminderen. De waarde van deze weerstand kan desgewenst verminderd worden om een kleine graad van volumecompressie in de LF-voorversterker te bekomen.

AANHANGSEL I

**OMREKENING VAN ENGELSE VOETEN EN DUIMEN
IN METER EN CENTIMETER**

Duim	Centim.	Duim	Centim.	Voet	Meter
1/32	0,0794	1	2,5399	22	6,7055
2/32 = 1/16	0,1587	2	5,0799	23	7,0103
3/32	0,2381	3	7,6198	24	7,3150
4/32 = 1/8	0,3175	4	10,1598	25	7,6198
5/32	0,3969	5	12,6997	26	7,9246
6/32 = 3/16	0,4762	6	15,2397	27	8,2294
7/32	0,5556	7	17,7796	28	8,5342
8/32 = 1/4	0,6350	8	20,3196	29	8,8390
9/32	0,7144	9	22,8595	30	9,1438
10/32 = 5/16	0,7937	10	25,3995	31	9,4486
11/32	0,8731	11	27,9394	32	9,7534
12/32 = 3/8	0,9525	Voet		33	10,0582
13/32	1,0319	1	30,4794	34	10,3630
14/32 = 7/16	1,1112	2	60,9588	35	10,6678
15/32	1,1906	3	91,4392	36	10,9726
16/32 = 1/2	1,2700	Meter		37	11,2774
17/32	1,3493	4	1,2192	38	11,5822
18/32 = 9/16	1,4287	5	1,5240	39	11,8870
19/32	1,5081	6	1,8288	40	12,1917
20/32 = 5/8	1,5875	7	2,1335	41	12,4965
21/32	1,6668	8	2,4383	42	12,8013
22/32 = 11/16	1,7662	9	2,7431	43	13,1061
23/32	1,8256	10	3,0479	44	13,4109
24/32 = 3/4	1,9050	11	3,3527	45	13,7157
25/32	1,9843	12	3,6575	46	14,0205
26/32 = 13/16	2,0637	13	3,9623	47	14,3253
27/32	2,1431	14	4,2671	48	14,6301
28/32 = 7/8	2,2225	15	4,5719	49	14,9349
29/32	2,3016	16	4,8767	50	15,2397
30/32 = 15/16	2,3812	17	5,1815	60	18,2876
31/32	2,4606	18	5,4863	70	21,3356
		19	5,7911	80	24,3835
		20	6,0959	90	27,4315
		21	6,4007	100	30,4794

AANHANGSEL II

AMERIKAANSE EN ENGELSE DRAADDOORMETERS

N ^o	Britse Standaard S.W.G. m/m	B.W.G. m/m	Brown & Sharpe m/m	N ^o	Britse Standaard S.W.G. m/m	B.W.G. m/m	Brown & Sharpe m/m
7/0	12,700	—	—	23	0,609	0,634	0,573
6/0	11,785	—	—	24	0,558	0,558	0,510
5/0	10,970	—	—	25	0,507	0,507	0,455
4/0	10,159	11,531	11,684	26	0,457	0,457	0,405
3/0	9,448	10,794	10,405	27	0,416	0,416	0,360
2/0	8,839	9,651	9,266	28	0,376	0,355	0,321
0	8,229	8,635	8,254	29	0,345	0,330	0,286
1	7,620	7,620	7,348	30	0,315	0,304	0,255
2	7,010	7,213	6,544	31	0,294	0,254	0,227
3	6,400	6,579	5,827	32	0,274	0,230	0,202
4	5,892	6,045	5,189	33	0,254	0,203	0,180
5	5,384	5,588	4,621	34	0,233	0,177	0,160
6	4,876	5,156	4,115	35	0,213	0,127	0,143
7	4,470	4,571	3,665	36	0,193	0,101	0,127
8	4,064	4,191	3,264	37	0,172	—	0,113
9	3,657	3,759	2,906	38	0,152	—	0,100
10	3,251	3,403	2,588	39	0,132	—	0,090
11	2,946	3,047	2,305	40	0,122	—	0,080
12	2,641	2,768	2,053	41	0,112	—	—
13	2,336	2,412	1,828	42	0,102	—	—
14	2,032	1,472	1,628	43	0,091	—	—
15	1,828	1,828	1,450	44	0,081	—	—
16	1,625	1,650	1,291	45	0,071	—	—
17	1,421	2,108	1,150	46	0,061	—	—
18	1,218	1,244	1,024	47	0,051	—	—
19	1,016	1,066	0,899	48	0,041	—	—
20	0,914	0,888	0,812	49	0,030	—	—
21	0,812	0,812	0,723	50	0,025	—	—
22	0,710	0,761	0,644	—	—	—	—

AANHANGSEL III

EUROPESE EQUIVALENTEN VAN AMERIKAANSE BUIZEN

Type	Geheel Equivalent	Dichtst-bijzind type	Type	Geheel Equivalent	Dichtst-bijzind type
2E25	EB91	PE05/25	6N7	EZ35	ECC33
2E26		QE04/10	6SA7		EK32
2E30		QQC04/15	6SH7		EF37
2X2		1875	6SJ7		ECC34
3AP1		DG7-5	6SK7		EF39
3BP1		DG7-6	6V6		EF41
5T4		GZ32	6X5		EL33
5U4		GZ32	7C5		EBL21
5W4		GZ32	24G		TB1/60
5Y3		GZ32	25Z5		CY32
6AG5		EF91	80		GZ32
6AG7		EF80	807		PE06/40N
6AK5		EL83	809		TB1/60G
6AL5		EF91	813		QB3/300
6AQ5		EL41	815		PB2/300
6AU6	EL80	816	PC1,5/100		
6B4	EF91	829B	DCG2/500		
6BA6	4683	866/866A	DCG4/1000G		
6BE6	ECH41	2X2/879	QCE06/40		
6C4	EC81	HK257B/4E27	DCG4/1000G		
6C5	EC31				
6F4	EC81				
6F6	EL33				
6H6	EB34				
6J4	EC80				
6J5	EC31				
6J6	ECC91				
6K7	EF39	VR105	4687K		
6K8	ECH35	VR150	150C1K		
6L6	EL34				

Inhoudstafel

	Blz.
Voorwoord	3
Hoofdstuk I — GRONDBEGINSELEN DER RADIO-ELECTRICITEIT.	
Electrische basiseenheden en verhoudingen. — Electromagnetisme. — Wisselstroom. — Inductie. — Electrostatische opzaming van energie. — Kringen met reactantie en weerstand. — Resonantiekringen. — Transfor- matoren. — Electrische filters.	5
Hoofdstuk II. — PRINCIPES VAN DE RADIOBUIS.	
Kathoden — Andere electroden. — Soorten radiobuizen	27
Hoofdstuk III. — VERSTERKERS.	
Constanten der vacuumbuizen. — LF-versterkers met R-C-koppeling. — Andere koppelmethode tusschen trappen. — Fase-omkeerschakelingen. — Triode LF-versterkers met enkele uitgang. — Tetrode en pentode LF- versterkers met enkele uitgang. — Klas A en Klas AB LF-balanstrappen. — Klas B LF-vermogenversterkers. — « Kathode-volger » vermogenver- sterker. — Beschouwingen over de roosterkring. — Beschouwingen over de anodekring. — Klas C HF-vermogenversterkers. — Klas B HF-vermo- genversterkers. — Speciale HF-vermogenversterkerschakelingen. — Ver- sterkers met tegenkoppeling. — Video-frequentie versterkers.	35
Hoofdstuk IV. — ONTVANGTECHNIEK.	
Detectie of demodulatie. — Ontvangers met superreactie. — Supers. — Mengruis en spiegelfrequenties. — Afstemkringen op de seinfrequentie. — Afgestemde MF-kringen. — Kringen voor detectie, LF en controle. — Opheffing der storingen. — Speciale beschouwingen voor het ontwerp van ontvangers voor zeer hoge frequenties. — Het trimmen van de ontvanger.	61
Hoofdstuk V. — OPWEKKING VAN HF-TRILLINGEN.	
Oscillatoren met zelfsturing. — Oscillatoren met kwartskristal. — Schake- kelingen van kristaloscillatoren. — HF-versterkers — Neutralisatie van HF-versterkers. — Neutralisatie-methode. — Versterkers met geaard roos- ter. — Frequentievermenigvuldigers. — Capaciteit van de afstemkring. — Luchtspleet van de afstemcondensator. — Storende oscillaties van de HF- versterker. — Beschouwingen over de roostervoorspanning. — Koppelingen tusschen trappen. — HF-smoorspoelen. — Parallel- en balansschakelingen. Speciale beschouwingen over UHF.	88
Hoofdstuk VI. — AMPLITUDEMODULATIE.	
Systemen voor amplitudemodulatie. — Microfonen. — Voorversterking. — Afnijpfilters — Seinmethoden	114
Hoofdstuk VII. — FREQUENTIEMODULATIE.	
Schakelingen voor frequentiemodulatie. — Fazemodulatie. — Ontvangst der FM.	143
Hoofdstuk VIII. — ZENDERONTWERP EN REGELPRINCIPES.	
Sturing en versterking — Ontwerpbeschouwingen. — Controlemethoden voor de zender. — Veiligheidsvoorzorgen	155
Hoofdstuk IX. — AFREGELING VAN ZENDERS.	
Eerste afstemming. — Regeling van de versterker. — Onderdrukking der storende oscillaties. — Antennekoppeling. — Opheffing van de uitstraling van harmonischen	164
Hoofdstuk X. — UITSTRALING EN VOORTPLANTING.	
De straling van een antenne. — Voortplanting der radiogolven. — Iono- sferische voortplanting	174

	Blz.
Hoofdstuk XI. — ANTENNES EN TRANSMISSIELIJNEN.	
Algemene karakteristieken van de antennes. — Frequentie en lengte van de antenne. — Stralingsweerstand en impedantie van het voedingspunt. — Horizontaal richteffect. — Verticaal richteffect. — Bandbreedte — Algemene typen van antennes en -systemen. — Rechtstreekse voeding van de antenne. — Niet-afgestemde transmissielijnen. — Constructie van open lijnen met twee draden. — Afgestemde of resonerende lijnen. — Aanpassing van niet-resonerende lijnen aan de antenne. — Aanpassingslijnstukken. — Lineaire HF-transformatoren. — Ontvangstantennes. — Raamatantennes.	180
Hoofdstuk XII. — BOUW VAN HF-ONTVANGERS.	200
Hoofdstuk XIII. — VOORSCHAKELTOESTELLEN VOOR 28 MHz EN 50 MHz-BANDEN	209
Hoofdstuk XIV. — ZHF- en UHF-ONTVANGERS.	216
Hoofdstuk XV. — HF-STUURTRAPPEN EN ZENDERS MET KLEIN VERMOMGEN.	221
Hoofdstuk XVI. — HF-VERMOGENVERSTERKERS.	238
Hoofdstuk XVII. — ZHF- EN UHF-ZENDERS.	251
Hoofdstuk XVIII. — AM-APPARATUUR.	264
Hoofdstuk XIX. — VOEDINGSBRONNEN.	
Gelijkrichting. — Beschouwingen over de afvlakfilters. — Speciale voedingsinrichtingen. — Ontwerp van transformatoren. — Beschouwingen over afvlakspoelen. — Constructie van voedingsinrichtingen	272
Hoofdstuk XX. — ZENDERBOUW.	294
Hoofdstuk XXI. — LF-ANTENNES.	
Horizontale halvegolf antennes met eindvoeding. — Horizontale halvegolf antennes met middelpuntvoeding. — Verticale halvegolf antennes. — Marconi-antenne. — Antennes voor beperkte ruimte. — Antennes voor meerdere banden. — Constructie van antennes. — Kunst antenne	306
Hoofdstuk XXII. — HF-RICHTANTENNES.	
Lage-draad stralers. — De « V » antenne. — De ruit-antenne. — Staande dipoolsystemen. — Antennesystemen met loodrecht richteffect. — Antennesystemen met evenwijdig richteffect	318
Hoofdstuk XXIII. — ZHF- EN UHF-ANTENNES.	
Antenne-vereisten. — Antennesystemen met horizontale polarisatie. — Antennes en -systemen met verticale polarisatie. — De hoek-reflector antenne. — Verplaatsbare antennes voor zeer hoge frequentie	329
Hoofdstuk XXIV. — DRAAIBARE ANTENNESYSTEMEN.	
Antennesystemen van het draaibare type met drie elementen. — Voedingsstelsels voor antennesystemen met parallel straling. — Unidirectionele staande antennesystemen met loodrechte straling. — Bidirectionele draaibare antennesystemen. — Constructie van draaibare antennesystemen. — Afstemming van draaibare antennesystemen. — Draaistelsels	336
Hoofdstuk XXV. — TEST- EN MEETINSTRUMENTEN.	
Spanning, stroom en vermogen. — Metingen van kringconstanten. — Frequentiemetingen. — Constructie van monitors en testtoestellen	350
AANHANGELS.	
I — Omrekening van Engelse duimen en voeten in meter en centimeter.	366
II — Amerikaanse en Engelse draaddoormeters	367
III — Europese equivalenten van Amerikaanse buizen	368

