

FUNK- TECHNIK

Fernsehen Elektronik



Daß NORDMENDE-Fernseher jederzeit nach dem neuesten Stand der Technik gebaut werden und infolge ihrer guten Empfangs-Eigenschaften eine bevorzugte Stellung einnehmen, ist jedem Fernseh-Fachhändler bekannt. Seit einiger Zeit liefern wir alle NORDMENDE-Fernseher in

SYNCHRON **4C** SCHALTUNG

4 fach Clipper mit Doppel-Diodenbegrenzung

Die Vorteile dieser Schaltung sind:
 Erstklassige Bildgüte und größte Bildstabilität
 Die Konturen des Bildes stehen ruhig und klar
 Zeilen- und Bildkipp sind von äußeren Störungen und Reflektionen weitestgehend unabhängig



NORDMENDE *Roland*

Tischempfänger:	Standgeräte:
DIPLOMAT DM 698,-	ROLAND DM 885,-
KAPITÄN DM 1028,-	FAVORIT DM 1079,-
	SOUVERÄN DM 1254,-

Fernseh-Rundfunk-Kombination:
 KOMMODE DM 1365,-

NORDMENDE

Fernseher

noch konstanter, noch störunempfindlicher

AUS DEM INHALT

1. MÄRZHEFT 1955

Die Fernlenkung von Modellen	115
Ausgewählte Schaltungsbeispiele moderner Rundfunkempfänger:	
Ein 13-Röhren-12/13-Kreis-Spitzensuper	116
Richtfunknetz der Deutschen Bundesbahn	120
Das Nullstellen-Bandfilter	121
Von Sendern und Frequenzen	122
FT-Kurznachrichten	122
Die Stabilität mehrstufig gegengekoppelter NF-Verstärker	123
Elektronischer Wechselrichter für Plattenspieler	125
Ein Foto-Glimmerrelais	125
Gegentakt-Endstufe mit Frequenzweiche	126
Frequenzwobler »MINIWOB«	127
Ein neues Magnetongerät	130
Für den KW-Amateur:	
Ein selektiver KW-Band-Empfänger, Schluß	131
Tastfrequenzmesser mit Bandabstimmung	132
Magnetrons für sehr kurze Wellen	133
Gütemessungen an HF-Schwingkreisen	135
Neue Röhren:	
Indirekt geheizte Subminiaturröhren	136
Hochvolt-Gleichrichterröhre DCG 7/100	136
FT-Zeitschriftendienst	
Der erste industrielle Transistor-Empfänger	137
Ein mit Hilfe der Spannung abstimmbarer Breitband-Oszillator	137
Beilagen:	
<u>Bauelemente</u>	
Mikrowellenelemente (Hohlrohrtechnik) (5)	
Schaltungstechnik	
Klippergeräte für Oszillografen (2)	
Prüf- und Meßgeräte (5a)	
Kreuzspul-Instrumente	
Prüfen und Messen (5b)	
Verhältnismessungen	

Unser Titelbild: Mit einer glanzvollen Aufführung der Operette „Premiere im Metropol“ wurde des neue Fernsehstudio des SFB am 19. 2. 1955 eingeweiht.
 Aufnahme: FT-Schwahn

Aufnahmen vom FT-Labor: Schwahn (6); Zeichnungen vom FT-Labor (Beumelburg, Korlus, Trester, Ullrich) nach Angaben der Verfasser. Seiten 139 und 140 ohne redaktionellen Teil

Verlag: VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH. Berlin-Borsigwalde, Eichborndamm 141-167. Telefon: Sammelnummer 49 23 31. Telegrammschrift: Funktechnik Berlin. Chefredakteur: Wilhelm Roth, Berlin-Frohnau; Stellvertreter: Albert Jänicke, Berlin-Spandau, Chefkorrespondent: W. Diefenbach, Berlin und Kempten/Allgäu, Telefon 2025, Postfach 229. Anzeigenleitung: Walter Bartsch, Berlin. Nach dem Pressegesetz in Österreich verantwortlich: Dr. W. Rob, Innsbruck, Schöpfstraße 2. Postscheckkonten FUNK-TECHNIK: Berlin, PSchA Berlin West Nr. 2493; Frankfurt/Main, PSchA Frankfurt/Main Nr. 254 74. Bestellungen beim Verlag, bei der Post und beim Buch- und Zeitschriftenhandel. FUNK-TECHNIK erscheint zweimal monatlich mit Genehmigung der französischen Militärregierung unter Lizenz Nr. 47/4d. Der Nachdruck von Beiträgen ist nicht gestattet. Die FUNK-TECHNIK darf nicht in Lesezirkelaufgenommen werden. Druck: Druckhaus Tempelhof, Berlin.



Chefredakteur: WILHELM ROTH
 Chefkorrespondent: WERNER W. DIEFENBACH

FUNK-TECHNIK

Fernsehen Elektronik

Eine interessante Amateur-Technik

Die Fernlenkung von Modellen

Die Wucht großer Kunstbauten, technischer Anlagen, Geräte, Fahrzeuge und Maschinen tritt im verkleinerten Modell völlig zurück. Dafür kommt im dadurch vergrößerten Blickfeld die Übersicht um so besser zur Geltung. Nun sind aber Modelle keineswegs nur Schau- oder gar Spielobjekte, sondern dem Techniker dienen sie z. B. im verkleinerten oder vergrößerten Maßstab des Originals auch als Ausgangspunkt ernster Studienarbeiten. Für das voraussichtliche Verhalten unter den verschiedensten Bedingungen lassen sich dabei Schlüsse ziehen, die oft die endgültigen Konstruktionen maßgeblich beeinflussen. Der größte Teil der Modellbauer in aller Welt besteht jedoch aus Amateuren. Sie bemühen sich heute nicht nur um naturgetreue Nachbildungen, sondern mehr noch um ein wirklichkeitsähnliches Verhalten. Das Modell soll dabei in all seinen Regungen dem Willen des Bedienenden folgen; es muß gelenkt werden. Sich fortbewegende Modelle sind dazu an die „Leine“ zu nehmen. Die notwendige Bindung schafft beispielsweise der elektrische Stromkreis. Doch steht ihr in vielen Fällen die Leitung, der Träger des Befehls, im Wege.

Manches wurde durchprobiert und angewendet, bis die drahtlos ausgestrahlte Hochfrequenz als idealer Träger von Befehlsimpulsen für Modelle in Führung ging. „HF ist aber keine Klingelleitung.“ Dieser oft zitierte Satz förderte schnell eine Entwicklung, die sich vor wenigen Jahren in größerem Umfang anbahnte. Der Modellbauer — mit Säge, Hammer und Zange wohlvertraut — lehnte sich an Gleichinteressierte an, die das Einmaleins der HF kannten, und an andere, die die Umwandlung elektrischer Impulse zur Steuerung mechanischer Leistung beherrschten. Amateure aller Richtungen tauschen schnell und gern ihre Erfahrungen aus; sie schließen sich zu Familien zusammen. So entstand z. B. in England die *International Radio Controlled Models Society*, in Frankreich die *Association Française des Amateurs de Télécommande*, und in vielen anderen Ländern nahmen sich alte und neue Vereinigungen des Baues und der Fernlenkung von Modellen an. Sicherlich stand anfangs dabei zu einem großen Teil die Freude des Menschen am einwandfrei gebauten und gut funktionierendem Modell Pate. Zu der Freude trat aber bald die Sorge, und zwar die Sorge um die Erhaltung und Wiedererlangung eines auf Reisen geschickten, mit viel Mühe und Aufwand erbauten Modelles. Je größer der Aktionsradius eines Modelles ist, um so wichtiger wird die Fernsteuerung. Modellfahrzeuge auf der Erde lassen sich noch greifen, Modellschiffe auf dem Wasser notfalls an feinem Sicherheits-Bindfaden führen; das motorgetriebene Flugzeug- und das Segelflugzeugmodell verlangen aber Bewegungsfreiheit. So nimmt es nicht wunder, daß in Deutschland vor einiger Zeit in der Modellflugkommission des *Deutschen Aero-Club e. V.* ein Ausschuß für Fernlenkmodelle entstand. Eine noch breitere Basis schuf die *Gesellschaft für Fernlenkmodelle*, die sich vor genau einem Jahr, am 25. Februar 1954, als Mitgliedsverein des *DAeC* konstituierte. „Zu ihren Aufgaben gehören“ — wie es u. a. im § 2 der Satzung heißt — „ausschließlich und unmittelbar die Förderung des ferngelenkten Modellbaues, insbesondere Flugmodellbaues, durch eigene Entwicklungsarbeit und deren Veröffentlichung, durch Anregung für die Industrie zwecks Herstellung erprobter, betriebssicherer und preiswerter Fernlenkanlagen und Zubehör sowie die Fürsorge

für die Jugend durch Ausbildung entsprechender Handfertigkeiten und wissenschaftliche Schulung.“

Der Ausschuß und die Gesellschaft waren recht rege. Auf zahlreichen Tagungen und internationalen Veranstaltungen konnten die Tüchtigkeit vieler Modelle, die Sicherheit der Fernsteuerung und die Kunstfertigkeit der Steuernden unter Beweis gestellt werden. Vom ferngelenkten Start bis zur Landung folgten die Modelle willig allen Befehlen im Ziel- und Kunstflug; selbst der Verbandsflug zweier Modelle und Meßflüge mit meteorologischen Schreibgeräten an Bord usw. konnten einwandfrei ferngelenkt werden.

Der Plan für das laufende Jahr sieht u. a. für den 16. und 17. April 1955 in Bad Kreuznach eine Werbeveranstaltung vor, die das Trainingsliegen ferngelenkter Flugmodelle und Vorführungen ferngelenkter Schiffsmodelle umfaßt. Vom 20. bis 22. Mai findet ein internationaler Wettbewerb für Fernlenkmodelle in Köln statt, vom 29. bis 30. Mai 1955 ein Wettbewerb auf der Wasserkuppe im ferngelenkten Hangsegelflug, während voraussichtlich die Deutschen Fernlenkmeisterschaften am 13. und 14. August 1955 in Braunschweig ausgetragen werden.

Zu Wettbewerben gehören Wettbewerbsordnungen. Es besteht begründete Aussicht, daß einer internationalen Regelung der vom Ausschuß für Fernlenkmodelle im *DAeC* eingereichte Vorschlag zugrunde gelegt wird.

Wie steht es nun mit den notwendigen Funksteueranlagen? Natürlich kann nicht jeder bauen wie und was er möchte. Insbesondere müssen in Westdeutschland die „Bestimmungen über die Erteilung von Genehmigungen für die Errichtung und den Betrieb von Funksteueranlagen zur Fernlenkung von Modellen“ eingehalten werden. Diese Bestimmungen schreiben u. a. die Frequenzen $13\,560\text{ kHz} \pm 0,05\%$ oder $27\,120\text{ kHz} \pm 0,6\%$ oder $465\text{ MHz} \pm 0,5\%$ vor. Der Effektivwert der Oberwellen- und Nebenwellenstrahlung soll dabei (im Abstand von 30 m vom Sender gemessen) nicht größer als $30\text{ }\mu\text{V/m}$, die hochfrequente Ausgangsleistung des Senders nicht größer als 5 W sein. Der Halter der Funksteueranlagen haftet für die Befolgung aller Postbestimmungen. Wie die Erfahrung gezeigt hat, wird bei der Überwachung keineswegs kleinlich verfahren. Die Postbeamten haben oft in selbstloser Weise an der Beseitigung von Beanstandungen mitgeholfen oder Ratschläge erteilt.

Auf den Selbstbau von Funksteueranlagen ist heute niemand mehr angewiesen. Seit einiger Zeit sind serienmäßige, zugelassene Sender und Empfänger ebenso wie Steuermotoren, Relais usw. verschiedener deutscher Hersteller im Handel. Schon mit Einkanalsteuerungen läßt sich viel erreichen; aber auch eine Mehrkanalanlage ist lieferbar. Eine Achtkanal-Impulshöhen-Steuerung, wie sie auf verschiedenen großen Ausstellungen für Vorführungen ferngelenkter Modellschiffe gezeigt wurde, dürfte vorläufig für den normalen Amateur allerdings etwas unerreichbar sein.

Die Fernlenkung von Modellen erfordert gewiß manche Erfahrungen. Sie bringt aber alle, die sich damit befassen, zwangsweise an bauliche, mechanische und hochfrequenztechnische Probleme heran, deren Lösung und Beherrschung nicht nur das Steckenpferd füttern, sondern in ähnlicher Art wie beim Kurzwellenamateur auch die berufliche Fortbildung und Arbeit außerordentlich befruchten können.

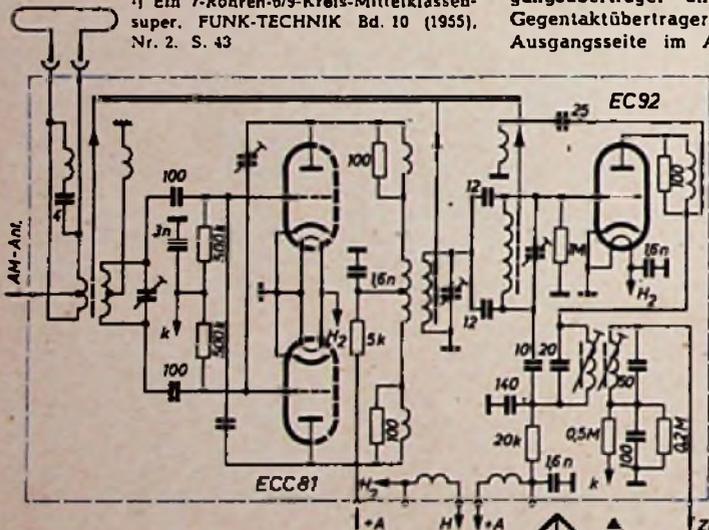
ja

Ein 13-Röhren-12/13-Kreis-Spitzenuper

Im ersten Beitrag¹⁾ dieser Serie wurde der schaltungstechnische Aufbau eines hochwertigen Mittelsupers am Beispiel des Philips-„Sagitta 333“ in allen Einzelheiten gezeigt. Die Schaltung ist bezeichnend für die weitgehende Standardisierung des Schaltungsaufwandes dieser Empfängerklasse.

Hinsichtlich der schaltungstechnischen Feinheiten sind naturgemäß Spitzenuper sehr interessant, denn in dieser Gerätegruppe kann der Konstrukteur viele Ideen verwirklichen, ohne zu sehr an eine bestimmte Preisgrenze gebunden zu sein. Ein in dieser Hinsicht dankbarer Empfänger, der Saba-Spitzenuper „Freiburg-Automatic 3 D-S“, verdient infolge der in allen Stufen sorgfältig ausgefeilten Schaltungstechnik und des hohen Komforts vor allem im NF- und Bedienungsteil besondere Beachtung. Zu den hervorstechendsten Eigenschaften dieses modernen Großempfängers (Abb. 1 und 2) gehören u. a. vier Wellenbereiche, neun Drucktasten, Ferritantenne, automatischer Sendersuchlauf mit Stummsteuerung und Scharfabstimmung, 18-W-Gegentaktendstufe, Gegenkopplung über zwei Kanäle, gehörliche Lautstärkeregelung, getrennte Höhen- und Tiefenregelung sowie Sechsfach-Lautsprechergruppe. Anschlüsse sind für Tonabnehmer, Zusatzlautsprecher und Tonbandgerät vorhanden.

¹⁾ Ein 7-Röhren-6/9-Kreis-Mittelklassensuper. FUNK-TECHNIK Bd. 10 (1955), Nr. 2. S. 43



UKW-Vorstufe ECC 81 + EC 92

Bei dem Entwurf des UKW-Teils, der bei einem Spitzenuper mit Abstimmautomatik hohen Anforderungen entsprechen muß, kam es darauf an, entweder die Kaskode-Schaltung oder eine Gegentaktingangsschaltung mit Doppeltriode zu wählen. Zieht man als Kriterium das Gesamttrauschen heran, so fällt die Entscheidung zugunsten der Gegentaktingangsstufe aus, denn bei der Kaskode-Schaltung ist die Spannungsverstärkung der Katodenbasistriode etwa eins. Zum Gesamttrauschen tragen daher beide Trioden, die Katodenbasis- und die Gitterbasistriode, bei. Dagegen erreicht die neutralisierte Eingangstriode eine so hohe Verstärkung zur Mischtriode, daß das Gesamttrauschen praktisch nur von der Eingangstriode abhängt. Da sich ferner die Eingangstriode für den gesamten UKW-Bereich leicht neutralisieren läßt, bietet die Gegentaktingangsschaltung Vorzüge.

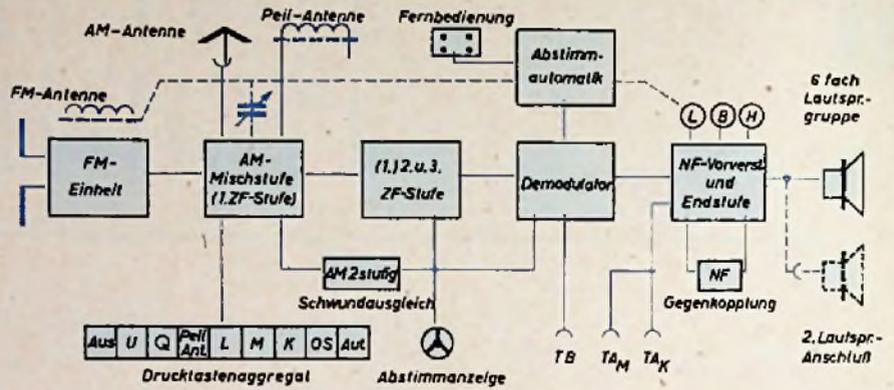


Abb. 1. Blockschema des Saba-Spitzenupers „Freiburg-Automatic 3 D-S“

Die praktische Ausführung der Gegentaktingangsschaltung zeigt Abb. 3. Die drei Abstimmkreise (Gitter- und Anodenkreise der ECC 81, Gitterkreis der EC 92) werden mit Hilfe eines Dreifach-L-Variometers verändert. Führt man die Gegentaktschaltung symmetrisch aus, so läßt sie sich leicht neutralisieren. Es genügt daher, die eine Triode durch einen Trimmer zu neutralisieren, während die andere fest neutralisiert ist. Die UKW-Antenne ist symmetrisch an den Gegentaktingangüberträger angekoppelt. Ein weiterer Gegentaktingangüberträger befindet sich auf der Ausgangsseite im Anodenkreis der ECC 81,

der gleichzeitig hohe Sicherheit gegen Oszillatorstrahlung und ZF-Durchschlag bietet.

Mit Rücksicht auf die induktive Abstimmung der selbstschwingenden Mischtriode EC 92 wird für die Anzapfung eine kapazitive Spannungsteilung gewählt. Die Kondensatoren sind jeweils 12 pF groß. Beim Einschieben des HF-Eisenkerns wird dadurch der symmetrische Aufbau nicht gestört. Der vom unteren Schwingkreisende zum Fußpunkt des ersten ZF-Bandfilterkreises geschaltete 10-pF-Kondensator dient der Entdämpfung der EC 92. Die Rückkopplung auf den Gitterkreis wird durch eine vom Anodenkreis der EC 92 unter Zwischenschaltung des Gleichspannungs-Sperrkondensators 25 pF nach Masse geschalteten kleinen Spule erzeugt.

Abb. 3. UKW-Gegentaktingangsschaltung

In den Anodenleitungen der ECC-81-Trioden und der EC 92 fallen kleine HF-Drosseln auf, denen jeweils ein ohmscher Widerstand parallel geschaltet ist. Es handelt sich hier um eine Schutzmaßnahme gegen die parasitären Dezi-Schwingungen. Eine andere HF-Drossel, die vom Mittelpunkt der gemeinsamen Gitterkreisspule der ECC 81 nach Masse liegt, verhindert das Durchschlagen von MW-Sendern im UKW-Bereich.

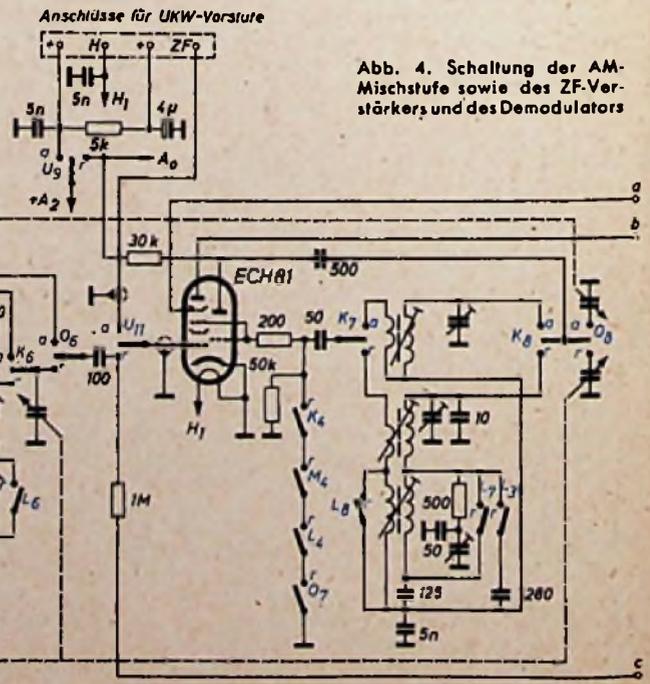
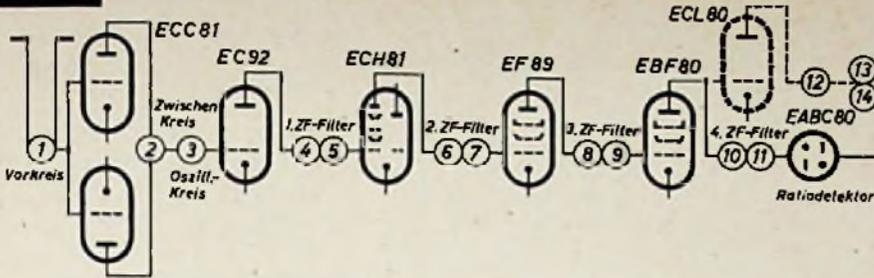


Abb. 4. Schaltung der AM-Mischstufe sowie des ZF-Vorstärkers und des Demodulators

FM = 11/14 ∞



AM = 10/13 ∞

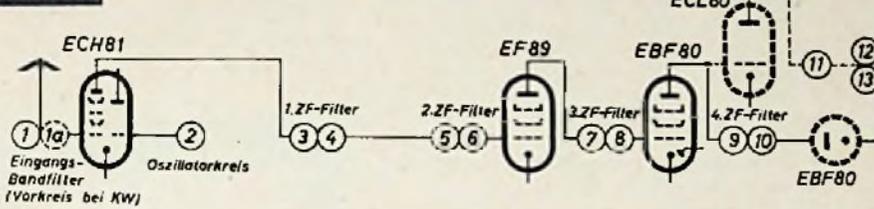
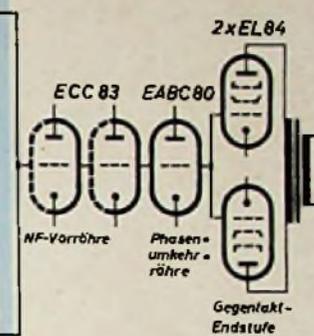


Abb. 2. Röhren- und Kreis-anordnung im FM-, AM- und NF-Teil des Empfängers



AM-Mischstufe

Die AM-Mischstufe (Abb. 4) enthält die Standard-Mischröhre ECH 81, deren Heptodensystem bei FM-Empfang in bekannter Weise als erster ZF-Verstärker dient. Die AM-Antenne wird induktiv angekoppelt. MW- und LW-Antennenkopplungsspule sind in Serie geschaltet (Abb. 4). Da die Antennenkopplung hochinduktiv ausgeführt ist und die Eigenwelle des Antennenkreises oberhalb des zu empfangenden Wellenbereichs liegt, werden die Spiegelfrequenzen geschwächt. In diesem Falle wirken Streuinduktivität und Abstimmkapazität als Tiefpaßfilter. Um eine noch bessere Spiegelselektion zu gewährleisten, befindet sich im AM-Gitterkreis der ECH 81 bei MW- und LW-Empfang ein abstimmbares zweikreisliges Eingangsbandfilter. Für KW trennt man das Bandfilter ab und begnügt sich mit einfachem Vorkreis. Im ersten Bandfilterkreis befindet sich ferner die Ferritantenne, die durch Schaltkontakt L_2 kurzgeschlossen wird, wenn mit Außenantenne empfangen werden soll.

Bezüglich der Umschaltung der Wellenbereiche entsprechen Vor- und Oszillatorkreise der Standard-Schaltungstechnik. MW- und LW-Induktivitäten sind in Serie geschaltet; für KW verwendet man getrennt anschaltbare Schwingkreise. Ferner wurde die Umschaltung auf den Ortssender, für die eine besondere Drucktaste vorhanden ist, elegant gelöst. An Stelle des Dreifach-Abstimm-drehkondensators tritt ein Zweifach-Drehkondensator. Der zweite Bandfilterkreis bleibt unberücksichtigt. Als

Vorkreis dient der erste Bandfilterkreis, in den die Ferritantenne einbezogen wurde. Sie ist dann auch bei Ortsempfang wirksam, der die Frequenzen des MW-Bereichs umfaßt.

ZF-Teil

Charakteristisch für den hohen Leistungsstandard dieses Spitzensupers ist besonders der ZF-Teil, der äußerst sorgfältig durchkonstruiert wurde. Bei FM-Betrieb arbeitet die ECH-81-Heptode als erster ZF-Verstärker. Das erste zweikreislige FM-Bandfilter für 10,7 MHz befindet sich noch in der UKW-Einheit. Im FM-Kanal sind außerdem die Röhren EF 89 und EBF 80 wirksam, deren Gitter- und Anodenkreise jeweils durch zweikreisige ZF-Bandfilter gekoppelt werden.

Einen noch größeren Aufwand an ZF-Kreisen enthält der AM-Kanal. Alle sich bietenden Möglichkeiten, ein Maximum an Trennschärfe zu erreichen, werden dort ausgenutzt. Das erste AM-ZF-Filter für 472 kHz hat drei Kreise und ist als Differentialfilter mit symmetrischen Nullstellen ausgebildet. Durch Phasenkompensation etwa auf der Frequenz der beiden Nachbarträger wird so eine extrem hohe 9-kHz-Trennschärfe erreicht. Für Breitbandwiedergabe wird unter Ausschaltung der Wirkung des Differentialfilters durch eine Kopplung der erste mit dem dritten Kreis direkt verkoppelt.

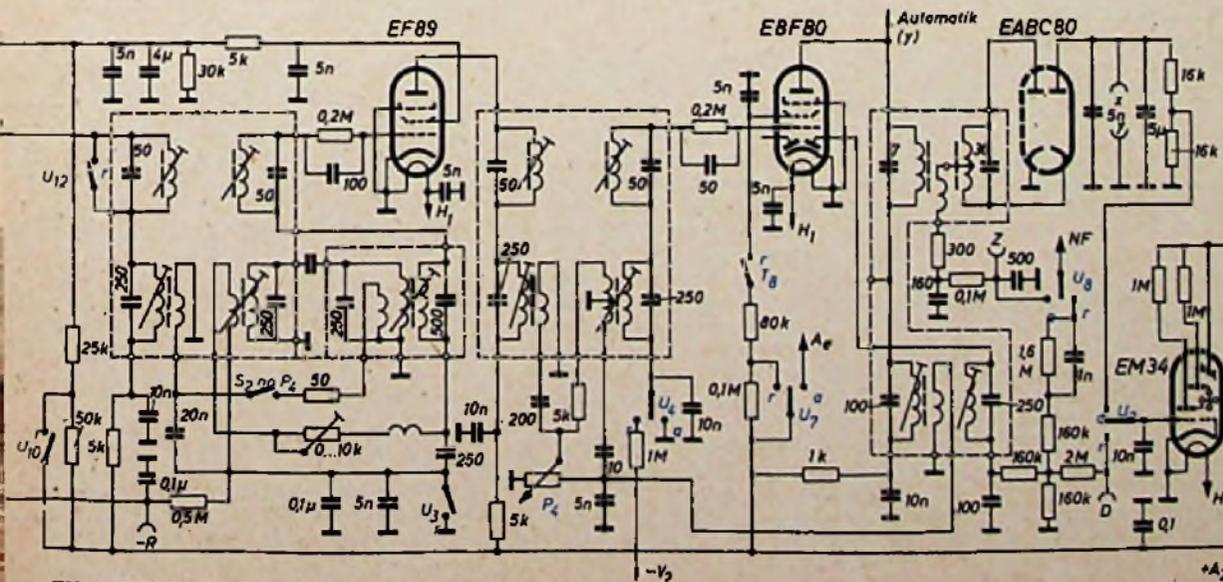
Zwischen den Röhren EF 89 und EBF 80 befindet sich ein Kombinationsfilter, dessen beide AM-Kreise den AM-Kreisen des anodenseitigen AM-Bandfilters in der soge-

nannten MHG-Schaltung gekoppelt sind. Die Kopplung der einzelnen Kreise findet durch Hilfsspulen statt. Unter der MHG-Schaltung versteht man eine Mehrwege-Gegenkopplung zur Lösung des Trennschärfe-Bandbreitenproblems, bei der man die aus der NF-Technik geläufige Gegenkopplung auf mehrere ZF-Kreise anwendet. Man kann sich die Anordnung so vorstellen, als ob es sich um zwei etwa multiplikativer verbundene Einzelbandfilter mit veränderbarer Kreisgüte und Kopplung handle. Will man die Resonanzkurve ohne Trennschärfeverluste verbreitern, so müssen die Kreisgüten und die relative Kopplung des einen Filters vergrößert, die des anderen hingegen verkleinert werden. Das läßt sich am einfachsten durch Gegenkopplung mit Hilfe phasenrichtig angewandter Impedanzen und Ankopplungsspulen erreichen. Je nach der Höhe der Gegenkopplungsspannung ergeben sich verschiedene Bandbreite- und Trennschärfewerte. Die Gegenkopplungsspannung gelangt vom anodenseitig angeordneten ZF-Bandfilter über den Regler P_4 (Abb. 4) zum Filter im Gitterkreis.

Es sei noch erwähnt, daß die letzten ZF-Stufen RC-Aggregate in den Gitterleitungen verwenden und als Begrenzer arbeiten.

Demodulation und Schwundautomatik

Der AM-Teil benutzt die bekannte Dioden-demodulation, für die eine Diode der EBF 80 ausgenutzt wird. Der Schwundausgleich arbeitet als Schwellwertregelung zweistufig und erstreckt sich auf die Röhren ECH 81 und EF 89.



Kontaktfolge der Drucktasten

H ₁ ... ₅	Automatik
U ₉ ... ₂₉ , O ₈ ... ₈	Ortssender
O ₁ ... ₄ , K ₈ ... ₈	Kurzwellen
L ₃ ... ₈ , L ₁ ... ₄	Mittelwellen
F ₅ ... ₈	Langwellen
T ₁ ... ₈ , T ₁ ... ₄	Pellantenne
U ₆ ... ₆ , U ₁ ... ₄	Taschbeobmer
S ₃	UKW
(a = Arbeitskontakt, r = Ruhekontakt)	Aus-Taste

Der FM-Kanal arbeitet mit Ratiodektor, dessen Schaltungsprinzip und Vorzüge schon oft besprochen wurden. Zur Demodulation dienen zwei Dioden der EABC 80 in Verbindung mit dem üblichen Ratiodektorfilter.

Automatischer Sendersuchlauf mit Stummsteuerung und Scharfabstimmung

Innerhalb der Spitzenklasse gehört der Saba-Freiburg-Automatic 3 D-S* zu jenen Empfängern, die durch automatische Steuerung der Abstimmelemente und der Lautstärke höchsten Bedienungskomfort gestatten. Bei dieser Automatik handelt es sich um eine echte Neuerung von hoher Präzision, die Motorabstimmung und Fernbedienung kombiniert. Gewissermaßen als Herz der Automatik dient ein Drehfeld-Stuermotor, dessen Stator-Blechpaket vier Feldspulen in Brückenschaltung trägt (Abb. 5). An jeweils zwei gegenüberliegenden Punkten werden über einen Phasenschieberkondensator die Spannung für das feste Feld und die Steuerspannung eingespeist. Auf der Seite der Steuerspannung ist der Motor mit einem Kondensator auf Resonanz für 50 Hz abgestimmt. Die Drehrichtung

eine kleinere, konstante Wechselspannung zuführt. Bei dieser Betätigung wird gleichzeitig ein magnetischer Kreis geschlossen. Dieser hält nunmehr die Wippe in ihrer Suchlaufstellung fest. Der magnetische Kreis wird von den beiden Polbügeln und dem auf der Bedienungswippe sitzenden Anker gebildet. Auf dem Anker befindet sich die Erregerspule. Sie wird vom Anodenstrom einer Triode durchflossen, deren Gitter durch eine Kompensationsschaltung etwa die Vorspannung Null erhält. Es fließt dann der volle Anodenstrom über die Relaispule der Steuerwippe und hält sie so in der Suchlaufstellung fest. Der Suchlauf ist beendet, wenn sich die Empfängerabstimmung einem Sender nähert. Es tritt dann eine Regelspannung auf. Sie gelangt zum Gitter der Relaistriode und regelt den Anodenstrom des Relaiskreises kurzzeitig herunter, wie auch die Kurve $I_{Rel} = f(\epsilon_E)$ in Abb. 8 zeigt. Nun fällt die Wippe in ihre Ruhelage zurück, der Suchlauf wird unterbrochen und die automatische Scharfabstimmung ist wirksam.

Aus Spitzengeräten der Vorkriegszeit und der letzten Entwicklung sind verschiedene

50-Hz-Wechselspannung, die in Betrag und Phase ein Maß für Größe und Richtung der Verstimmung ist. Man führt nun diese Spannung dem Gitter des Pentodenteiles der ECL 80 zu und entnimmt auf der Anodenseite dieser Röhre die Steuerleistung für den Antriebsmotor. Dieser dreht sich in der der Phasenlage entsprechenden Richtung und nimmt die über einen Zahnradantrieb gekuppelten Abstimmelemente so lange mit, bis der Steurdiskriminator keine Spannung mehr liefert. In diesem Falle ist der Empfänger genau auf den Sender abgestimmt.

Übrigens fließt bei Suchlauf und Scharfabstimmung zusätzlich der Anodengleichstrom der ECL 80 durch den Steuermotor. Es bildet sich aus der Überlagerung dieses Anodengleichstromes mit dem Statorwechselstrom

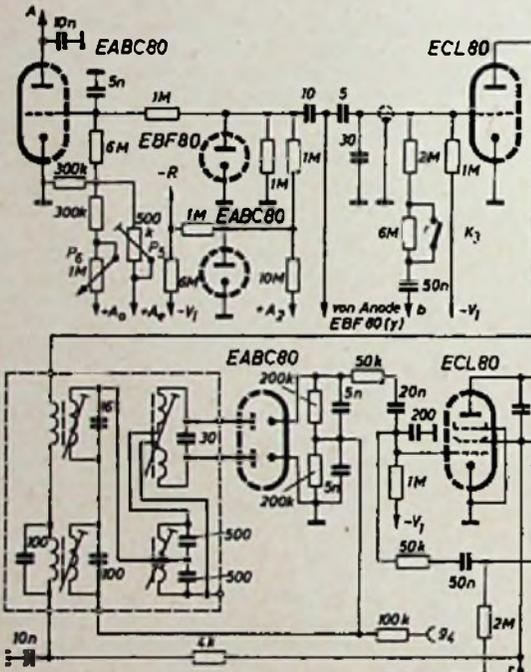


Abb. 6. Ansicht des Empfängers; unterhalb der Drucktasten ist die Bedienungswippe für den Schnellauf und den automatischen Suchlauf sichtbar

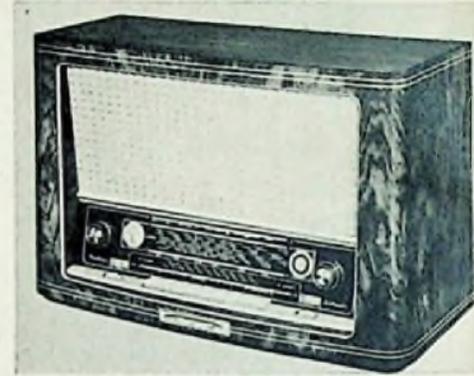


Abb. 5. Schaltung der Automatik und der Fernbedienung

des Motors läßt sich durch Umkehren der Stromflußrichtung im Steuerfeld umschalten. Dem Steuermotor werden nun die verschiedenen Steuerspannungen der Bedienungsorgane zugeführt. Der sogenannte Schnellauf wird ebenso wie der automatische Suchlauf durch die Bedienungswippe des Gerätes (s. Abb. 6, vorn unten) oder durch den Fernbedienungsteil (Abb. 7) betätigt, während für die automatische Scharfeinstellung der Steurdiskriminator maßgebend ist. Beim Drücken der Steuerwippe nach links oder rechts bewegt der Motor Abstimmittel und Skalenzeiger im Schnellauf über den Skalenbereich. In diesem Falle erhält das Steuerfeld des Motors seine volle Betriebsspannung von 300 V~ von einem Steuertransformator, der es gestattet, mit Rücksicht auf Fernbedienungsleitung und Schalter mit einer Eingangs-Wechselspannung von 15 V zu arbeiten, die der Netzteil liefert. Beim automatischen Suchlauf sind zwei verschiedene Vorgänge miteinander kombiniert. Drückt man die Steuerwippe nur leicht nach links oder rechts, so bewegen sich Abstimmzeiger und Drehkondensator oder UKW-Variometer langsam in der gewählten Richtung. Dabei erhält der Motor den Wechselstrom aus einer Leistungsröhre, der man über die entsprechenden Kontakte der Steuerwippe

Verfahren der automatischen Scharfabstimmung bekanntgeworden. Bei dem von Saba angewandten Prinzip wird die automatische Scharfabstimmung mit Hilfe einer Nachstimmspannung für den Steuermotor bewirkt. An der Anode der letzten ZF-Röhre EBF 80 (Abb. 4) greift man die ZF-Spannung ab und führt sie über einen kapazitiven Spannungsteiler dem Triodengitter der ECL 80 (Abb. 5) zu (vgl. Kurve U_{ZF} in Abb. 8), die zugleich als Modulationsstufe arbeitet. Die verstärkte und mit der 50-Hz-Netzspannung modulierte Spannung wird nun anodenseitig der Ankopplungswicklung des Steurdiskriminators zugeführt. Dieser kann ohne Umschaltung AM- und FM-Zwischenfrequenz verarbeiten. Da an den Arbeitswiderständen des Diskriminators die 50-Hz-Modulationsspannung wieder auftritt, und zwar bei einer Frequenzabweichung von $+ \Delta f$ mit einer Phasenverschiebung von 180° gegenüber $- \Delta f$, entsteht hier eine

des Festfeldes ein magnetisches Rüttelfeld, das den Motorläufer und die Mechanik der Abstimmelemente in eine dauernde Rüttelbewegung versetzt. Dadurch wird die stets vorhandene Haftreibung des gesamten mechanischen Systems überwunden, und es können selbst kleinste Drehmomente des Antriebsmotors auf die Abstimmmechanik übertragen werden.

Außerdem kann das Gerät auf eine Automatik zur Rauschunterdrückung verzichten, denn während des Schnell- und Suchlaufs wird eine hohe negative Verriegelungsspannung dem NF-Verstärker aufgedrückt, der dann stumm bleibt. Erst nach dem Abfall der Steuerwippe wird der Empfang freigegeben. Bei AM kann man die Ansprechempfindlichkeit der beschriebenen Automatik durch den Bandbreitenregler verändern. Mit Hilfe eines Kleinpotiometers ist vor allem für FM, je nach Empfangsspannung, eine Anpassung der

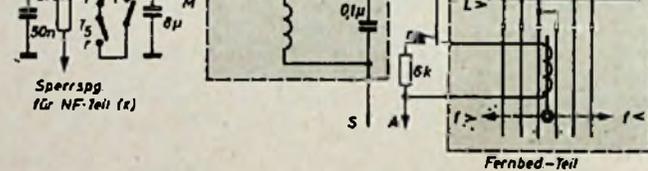


Abb. 7. Fernbedienungsteil des Saba-Empfängers

Ansprechempfindlichkeit an die jeweiligen örtlichen Verhältnisse möglich. Im Fernbedienungsteil (Abb. 7), der über ein 7,5 m langes Kabel mit Hilfe eines Neunfach-Steckers an der Geräterückseite angeschlossen wird, befindet sich ein Relais gleicher Ausführung wie an der Steuerwippe sowie ein Druckknopfschalter für die Lautstärkeregelung. Um auch bei Fernbedienung die gehörige Lautstärkeregelung ausnutzen zu können, wird der Lautstärkereglern durch einen kleinen Drehfeld-Motor betätigt. Diesem Motor werden über die Drucktasten des Fernbedienungsteiles 15 V Steuerwechselspannung für Rechts- bzw. 180° verschoben für Linkslauf zugeführt.

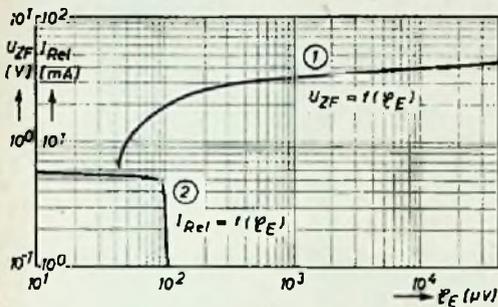
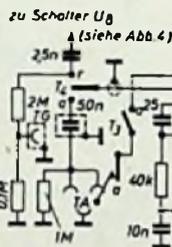


Abb. 8. ZF-Spannung (Kurve 1) und Strom im Relaiskreis (Kurve 2) in Abhängigkeit von der Eingangsspannung



NF-Teil mit Gegentaktendstufe 2x EL 84

Viele schaltungstechnische Feinheiten zeigt der NF-Teil des Saba-Spitzen-supers. Er verwendet einen zweistufigen Vorverstärker, der mit den beiden Triodensystemen der ECC 83 arbeitet, als Phasenumkehrrohre das Triodensystem der EABC 80 benutzt und einen Gegentaktendverstärker mit zwei Pentoden EL 84 hat.

Betrachten wir uns die ausführliche Schaltung des NF-Verstärkers (Abb. 9), so finden wir vor dem Lautstärkereglern den Anschluß für das Tonbandgerät (TG), der niederohmig eingekoppelt ist, um Brummen zu vermeiden, und mit der üblichen Anpassung der Tonbandgeräte bei hoch- oder niederohmigem Eingang übereinstimmt.

Für Tonabnehmer stehen zwei verschiedene Eingänge zur Verfügung. Der eine Eingang gestattet eine zusätzliche Vorverstärkung, während an der üblichen Eingangsbuchse die normalen Kristalltonabnehmer mit höherer Tonfrequenzspannung angeschlossen werden können. Benutzt man den normalen Eingang, so arbeitet das erste Triodensystem der ECC 83, deren Trioden in Kaskade geschaltet sind, mit starker Gegenkopplung, die durch den unüberbrückten 10-kOhm-Katodenwiderstand entsteht. Die Verstärkung wird dadurch erheblich verringert. Schließt man am zweiten Tonabnehmerbuchsenpaar einen magnetischen Tonabnehmer mit hohem Verstärkungsbedarf an, so wird beim Einstöpseln des Tonabnehmersteckers Schaltkontakt a betätigt und die Gegenkopplung kurzgeschlossen. Die Katode der ersten Triode hat dann Masseverbindung. Die erforderliche Gittervorspannung entsteht immer über den 10-MOhm-Gitterwiderstand durch den Anlaufstrom. Es steht jetzt die volle Verstärkung der Eingangsröhre zur Verfügung.

Typisch für den hochentwickelten NF-Teil sind die verschiedenen Entzerrungsmaßnahmen. Die Konstrukteure machten es sich zur Aufgabe, Hi-Fi-Qualität zu erreichen, aber auch bezüglich des Klangcharakters den Wünschen des Durchschnittshörers z. B. hinsichtlich Baßanhebung zu entsprechen. Ein Beispiel für die sorgfältige Entwicklungsarbeit ist auch der gehörigte Lautstärkereglern P_1 . Das hier angewandte Prinzip bewirkt multiplikatv eine zweite Baßanhebung. Man muß sich die an den beiden Anzapfungen des Lautstärkereglers liegenden Festwiderstände einschließlich des Potentiometers als zwei hintereinandergeschaltete Vierpole vorstellen. Die Anordnung stellt also zwei hintereinandergeschaltete Baßanhebungsglieder dar. Von der Anode der ersten Triode ECC 83₁ zweigt eine Gegenkopplung (5 MOhm, 5 nF) ab. Sie soll die etwas unkontrollierte Anhebung der Frequenzen unter 40 Hz vermeiden. In diesem Bereich liegen z. B. die bei Schallplattenwiedergabe sehr störenden Rumpelfrequenzen. In einem anderen Gegenkopplungszweig, der zwischen den beiden Anodenkreisen der zwei

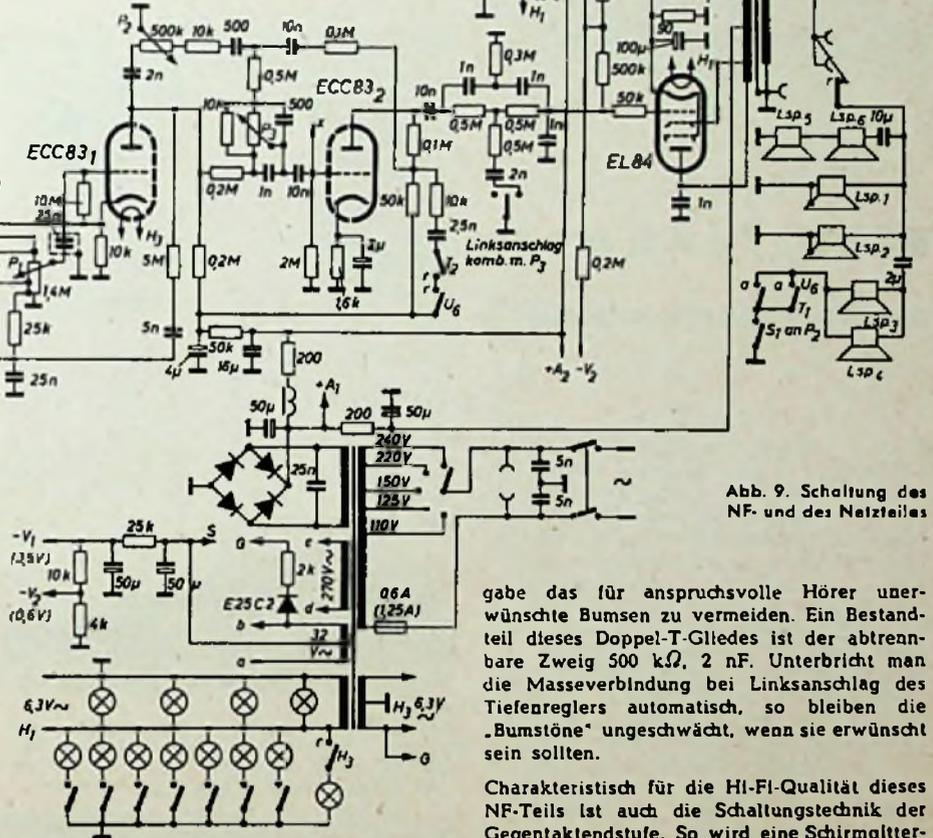


Abb. 9. Schaltung des NF- und des Netzteiles

Triodensysteme verläuft, befinden sich Höhen- und Tiefenregler. Der Höhenregler P_2 wirkt doppelt, und zwar als normaler Regelwiderstand für das Kurzschluß-C (2 nF) an der Anode und als Begrenzungswiderstand für die Höhenanhebung im Gegenkopplungszweig. Die Gegenkopplung wird von der zweiten Triode ECC 83₁₁ über die Spannungsteilerkette 0,1 MOhm, 10 nF eingeschleust.

Eine Doppelfunktion hat ferner der Baßregler P_3 . Er dient in Wechselwirkung als Neben-schluß für den Verkürzungskondensator 1000 pF bzw. den Tiefenanhebungskondensator im Gegenkopplungszweig. Das verwendete Spezialpotentiometer hat übrigens zwei Abschnitte (2 x 2 MΩ) und ist in der Mitte geteilt. Einerseits kann also der Verkürzungskondensator (1 nF) voll eingeschaltet werden, während zugleich die Gegenkopplungsspannung ungeschwächt (Tiefen-C kurzgeschlossen) und mit fallender Frequenz zunehmend wirk-

sam zum Gitter gelangt. Es werden also die Tiefen außerordentlich stark beschnitten. Bei Linksanschlag ist die Tiefenanhebung voll wirksam, wie leicht ersichtlich.

Im Anodenkreis der zweiten Triode wird (Kontakte T_2 und U_2) die Höhenwiedergabe bei AM stärker betont, indem die Reihen-anordnung 10 kΩ, 2,5 nF zugeschaltet wird.

Eine andere interessante Feinheit zeigt das zwischen Anodenkreisen der zweiten Triode und der Endstufe liegende Doppel-T-Glied. Es ersetzt den früher von Saba verwendeten Gegenkopplungstransformator, der aus räumlichen Gründen sowie wegen möglicher Brummeinstreuung etwas heikel ist, und bewirkt eine selektive Pegelabsenkung im Bereich 300 ... 400 Hz, um für Qualitätswieder-

gabe das für anspruchsvolle Hörer unerwünschte Brummen zu vermeiden. Ein Bestandteil dieses Doppel-T-Gliedes ist der abtrennbare Zweig 500 kΩ, 2 nF. Unterbricht man die Masseverbindung bei Linksanschlag des Tiefenreglers automatisch, so bleiben die „Brumstöne“ ungeschwächt, wenn sie erwünscht sein sollten.

Charakteristisch für die Hi-Fi-Qualität dieses NF-Teils ist auch die Schaltungstechnik der Gegentaktendstufe. So wird eine Schirmgittergegenkopplung mit Hilfe zweier Anzapfungen auf der Primärseite des Ausgangsübertragers erreicht, die die Pentodeneigenschaften in Richtung der Triodencharakteristik verschiebt, jedoch nur einen geringen Gegenkopplungsgrad von 1,6 ... 1,8 aufweist. Demzufolge ist der Verstärkungsabfall nur gering. Der Innenwiderstand der Pentoden sinkt jedoch auf etwa 1/10 ab.

Netzteil

Am Interessantesten ist im Netzteil (Abb. 9) wohl die Schaltung eines besonderen Gittergleichrichters mit Hilfe des Selengleichrichters E 25 C 2. Auf diese Weise vermeidet man Kippneigung angesichts des zweistufigen NF-Vorverstärkers, dessen Kaskadenschaltung in dieser Beziehung recht kritisch ist, da bei den üblichen Methoden der Gittervorspannungserzeugung HF, ZF und NF miteinander ver-koppelt sind. Die getrennte Erzeugung der Gittervorspannung ist also unabhängig vom Anodenstrom der Endröhren.

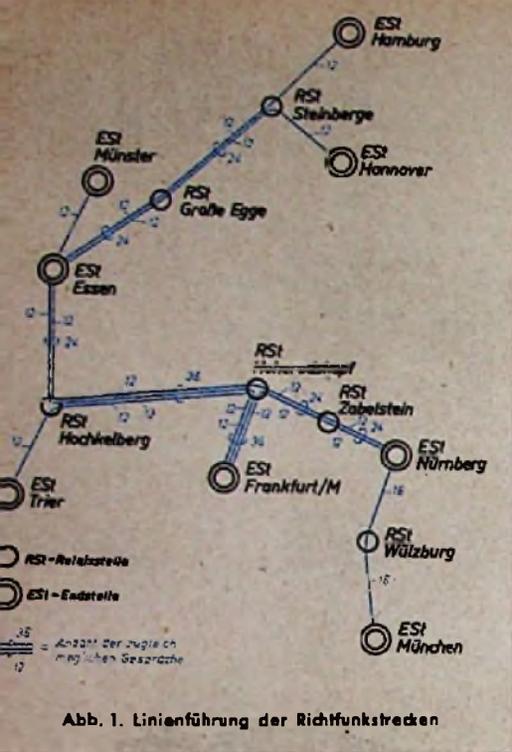


Abb. 1. Linienführung der Richtfunkstrecken

A. SCHEPP

Richtfunknetz der Deutschen Bundesbahn

Um den größeren Fernsprechverkehr auf dem bahneigenen Fernsprechnetz in Westdeutschland bewältigen zu können, wurden die wichtigsten Nachrichtenwege nach 1945 sofort verstärkt. Ein weiterer Ausbau auf das erforderliche Maß durch Verlegung neuer Fernkabel war in Anbetracht der großen Kriegsschäden nicht möglich. Man entschloß sich daher, an Stelle der erforderlichen sehr teuren Fernkabel ein Richtfunknetz zu errichten. Die Entwicklung von Richtfunkgeräten und von Spezialantennen in den letzten Jahren ermöglicht es heute, betriebssichere Richtfunkverbindungen als Ersatz für Kabel über größere Entfernungen hinweg aufzubauen. Sie sind wesentlich billiger als Kabelverbindungen. Maßgebend für die Wahl des Systems war die Streckenführung mit wenigen weit auseinander liegenden Relais- und Endstellen. Abb. 1 zeigt die Linienführung des Richtfunknetzes. Die Endstellen befinden sich immer am Sitz einer Bundesbahndirektion und wurden in unmittelbarer Nähe der Fernsprechzentrale der jeweiligen Bundesbahndirektion errichtet. Die Wahl der Lage der Relaisstellen erfolgt nach topografischen und verkehrstechnischen Gesichtspunkten. Abb. 2 zeigt die Relaisstelle Hoherodskopf im Bezirk der Bundesbahndirektion Frankfurt/M (1, 2).

Um die hohen Personalkosten für eine ständige Besetzung der abgelegenen Relaisstellen einzusparen, wurden technische Einrichtungen vorgesehen, die einen Betrieb ohne Beaufsichtigung gestatten.

Auf Grund der guten Erfahrungen, die auf der Richtfunkstrecke Berlin—Harz gemacht worden waren, wurde ein frequenzmoduliertes UKW-Richtfunksystem im Bereich von 41... 68 MHz gewählt. Zur Mehrfachausnutzung der Hochfrequenzträger dient ein Trägerfrequenzsystem für 24 Kanäle.

Der Frequenzbereich von 41... 68 MHz gestattet unter wirtschaftlichem Aufwand an Sendeenergie und Antennenkonstruktionen, die Abstände der Sende-Empfangsstellen, die sogenannten Funkfelder, je nach den Geländebedingungen 150... 200 km groß zu machen. Die Sender arbeiten je nach den örtlichen Bedingungen mit den verhältnismäßig geringen Leistungen von 30, 250 oder 1500 W. Auf Abb. 3 ist die übersichtliche Anordnung von Sendern, Empfängern mit den zugehörigen Weichen in Gestellbauweise zu sehen. Um die Relaisstellen ohne eine ständige Wartung betreiben zu können, muß bei Ausfall des Betriebsstromnetzes selbsttätig eine Netzersatzstromversorgung eingeschaltet werden.

HF-Einrichtung

Die mehrfache Ausnutzung des HF-Trägers durch ein Trägerfrequenzsystem stellt höchste Ansprüche an die Übertragungsgüte der Funkgeräte. Ein 30-W-Steuersender, dessen Leistung sich durch Zuschaltung von 250-W- und 1500-W-Stufen erhöhen läßt, wird mit der im Trägerfrequenzsystem auf 6... 108 kHz umgesetzten Niederfrequenz der 24 möglichen Gespräche frequenzmoduliert. Zur Füh-

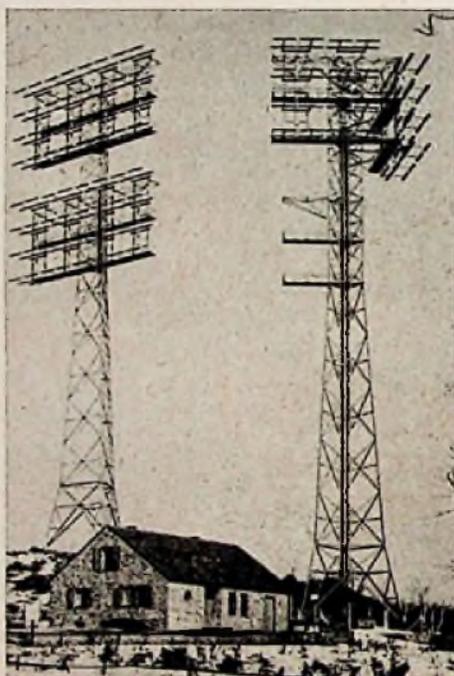


Abb. 2. Relaisstation Hoherodskopf im Bereich der Direktion Frankfurt/Main. Abb. 3 (unten). Aufstellung von Sendern und Empfängern mit den dazugehörigen Weichen in einer Endstelle

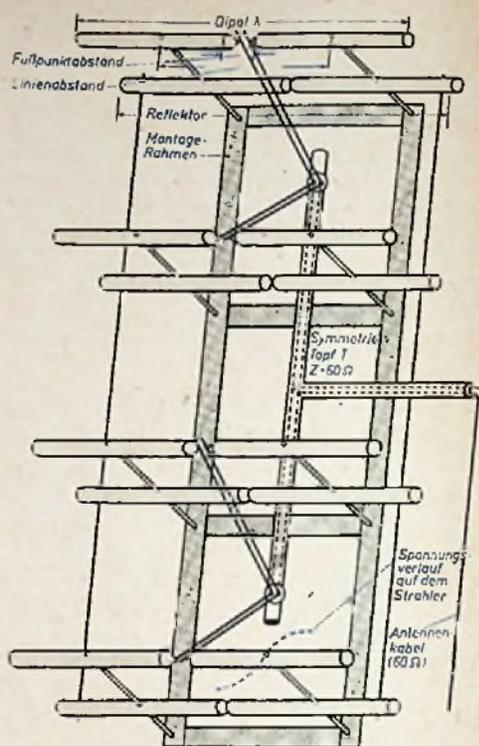
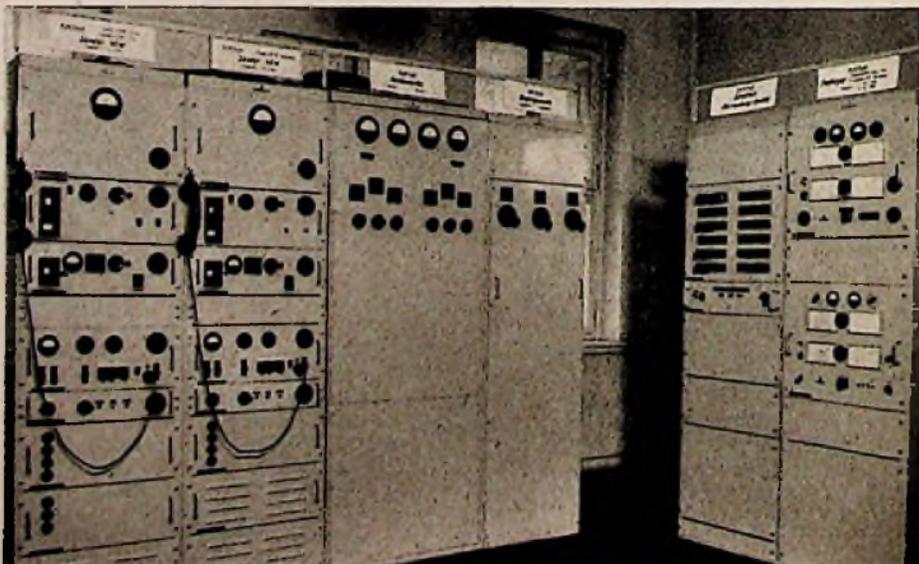


Abb. 4. Einheits-Achterfeld

rung von Dienstgesprächen ist ein besonderer Sprechzusatz für einen Dienstkanal (300 bis 3000 Hz) vorhanden. Senderweichen gestatten den Anschluß mehrerer Sender an eine Antenne.

Um einen guten Störabstand zu erreichen und das Nebensprechen in den Kanälen zu vermeiden, werden hohe Anforderungen an den Klirrfaktor und die Linearität der Filter- und Diskriminatorkreise des Empfängers gestellt. Eine hohe Trennschärfe gestattet, im Abstand von 1,6 MHz den Empfänger über eine Weiche an der Sendeantenne zu betreiben. Durch Zuschaltung von Empfängerweichen können mehrere Empfänger an einer Antenne betrieben werden.

Antennen

Als Sende- und Empfangsantennen werden gerichtete Breitband-Antennen benutzt. Sie sind aus sogenannten Einheits-Achterfeldern zusammengestellt (s. Abb. 4). Ein Achterfeld enthält vier Ganzwellendipole mit strahlungsgekoppelten Reflektoren. Der Antennenleistungsgewinn eines Einheitsfeldes ist in der Strahlrichtung 17. Durch die Anordnung meh-

reter dieser Felder unter und nebeneinander wird eine erhebliche Steigerung der Strahlungsleistung und eine Bündelung erreicht. Die Breitbandigkeit der Antennen gestattet bei einer Welligkeit m unter 1,3 über den Bereich von 41... 68 MHz die Mehrfachausnutzung unter Vorschaltung entsprechender Weichen. Bedingt durch den Linienverlauf ergaben sich besonders interessante Antennenkonstruktionen. Abb. 5 zeigt die rhombusförmige Konstruktion der Antennenanlage einer Relaisstation. Der höchste Antennenträger mit 180 m wurde in Essen [3] errichtet (Abb. 6).

Schrifttum

- [1] Schopp, A.: Streckenplanung bei Richtfunkverbindungen. Bau-Signal- und Fernmeldetechnik der Gewerkschaft der Deutschen Bundesbahn, März 1953
- [2] Siemens & Halske: Der Richtfunk im Deutschen Bundesbahnnetz. Signal und Draht, 1954, H. 11
- [3] Ruffler, D.: Richtfunkanlage Essen im Bundesbahn-Richtfunknetz. Signal und Draht, 1953, H. 12

Das Nullstellen-Bandfilter

Die heutigen Wellenverteilungen verlangen insbesondere auf dem dichtbesetzten Mittelwellenbereich eine sehr hohe Trennschärfe der Rundfunkempfänger.

Eines der wirksamsten Selektionsmittel stellt das Bandfilter dar. Zwei in geeigneter Weise gekoppelte Kreise gleicher Resonanzfrequenz ergeben einen breiten Sattel der Resonanzkurve mit relativ steil abfallenden Flanken. Bei einer idealen Bandfilterkurve würde der Flankenabfall nahezu senkrecht bis auf Null verlaufen. Dies ist jedoch mit Bandfiltern üblicher Art nicht erreichbar. Es wurden daher umfangreiche Versuche und Berechnungen durchgeführt, die schließlich zur Entwicklung des Grundig-Nullstellen-Bandfilters führten. Diese neue Bandfilteranordnung besteht aus vier Kreisen, unterscheidet sich aber von bisher bekannten vierkreisigen Bandfiltern durch die Art der Kopplung der einzelnen Kreise. Abb. 1 zeigt das Prinzipschema des Nullstellen-Bandfilters. Bei Abstimmung der Kreise 1 bis 4 auf Bandmitte und geeigneter Dimensionierung aller Kopplungsglieder treten zwei symmetrisch zur Bandmitte liegende Minima auf, an denen die Ausgangsspannung bis auf Null herabgeht¹⁾.

Abb. 2 zeigt die Kurve eines solchen Nullstellen-Bandfilters im Vergleich zu der eines üblichen Bandfilters. Das Nullstellen-Bandfilter stellt eine vierkreisige Siebschaltung mit theoretisch unendlich hoher Trennschärfe dar.

In Abb. 3 ist die praktisch ausgeführte Schaltung eines Grundig-Nullstellen-Bandfilters gezeigt. Es liegt im Anodenkreis der Mischtriode ECC 82. Der Resonanzwiderstand des ersten Kreises ist mit einer Parallelkapazität von 1000 pF dem Innenwiderstand der Triode angepaßt.

Die Kopplung von Kreis 1 auf Kreis 2 erfolgt induktiv, von Kreis 2 auf Kreis 3 serienkapazitiv und von Kreis 3 auf Kreis 4 we-

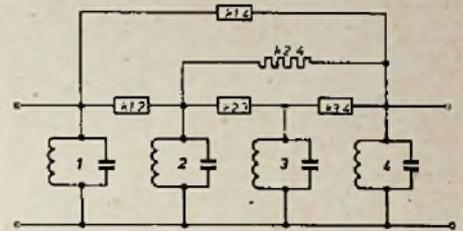


Abb. 1. Prinzipschema des Nullstellen-Bandfilters

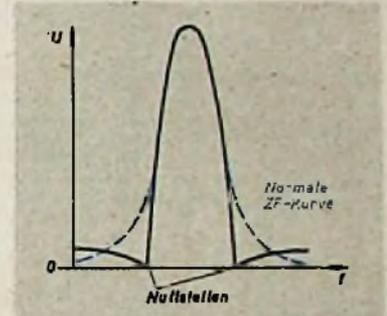


Abb. 2. Selektionskurve eines Nullstellen-Bandfilters im Vergleich zu der normaler Bandfilter

Die Nullstellen kommen jedoch erst durch die Wirkwiderstand-Kopplung zwischen Kreis 2 und 4 (300-Ohm-Widerstand) zustande. Das Bandfilter ist in zwei getrennten Abschirmblechern untergebracht.

Abb. 4 zeigt das Oszillogramm der Durchlaufkurve des ZF-Verstärkers des Spitzensupers „5050 W/3 D“. Die Nullstellen, die symmetrisch zur Bandmitte liegen, sind deutlich zu erkennen.

Da außer dem Nullstellen-Bandfilter noch weitere Kreise (Einzelkreise und Bandfilter

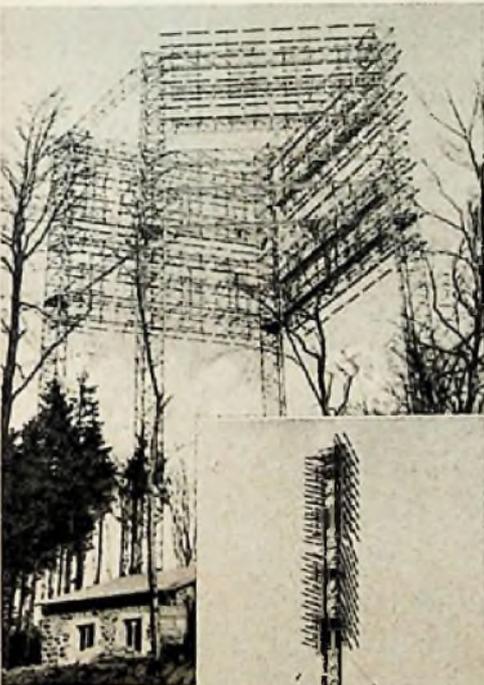


Abb. 5. Antennenträger einer Relaisstation in Rhombusform

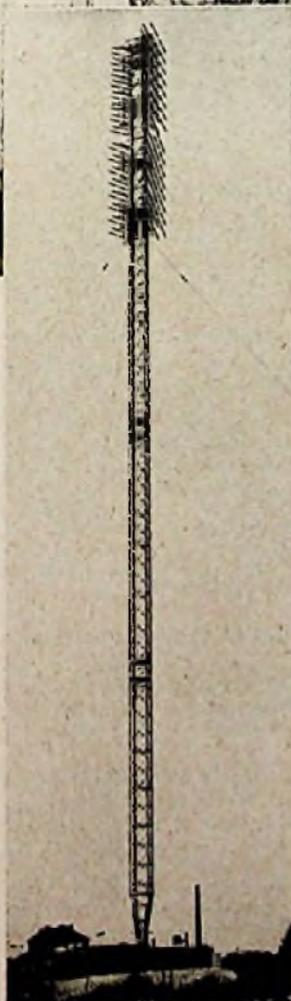


Abb. 6. Antennenträger in Essen (190 m)

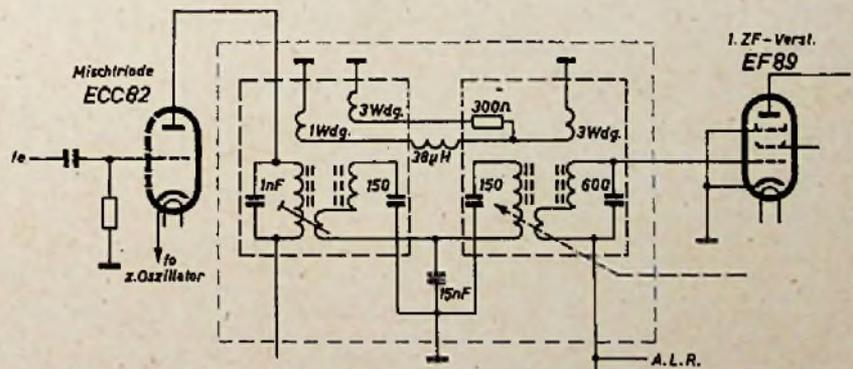


Abb. 3. Die Schaltung des Nullstellen-Bandfilters in den Grundig Spitzengeräten „4040 W/3 D“, „5040 W/3 D“ und „5050 W/3 D“

derum induktiv. Darüber hinaus besteht über eine kleine Induktivität eine Kopplung über alle Kreise hinweg von Kreis 1 auf Kreis 4.

1) Für den Spezialfall, daß $Q_1=Q_2=Q_3=Q_4=Q$ und $k_{12}=k_{23}=k_{34}=k$, sowie $X_1=X_2=X_3=X_4$ ist, entstehen Nullstellen, wenn $k=k_{24} \cdot Q^2 - 2k_{11}Q=0$ ist.

Die Lage der Nullstellen erhält man aus

$$X_0 = \pm \frac{1}{Q} \sqrt{k^2 Q^2 - 1 - \frac{k^2 Q}{k_{11}}}$$

Dabei ist

$$X \approx 2 \frac{\omega - \omega_r}{\omega_r}$$

$$X_0 \approx 2 \frac{\omega_0 - \omega_r}{\omega_r}$$

Abb. 4. Unretuschiertes Oszillogramm der Selektionskurve des ZF-Verstärkers im „5050 W/3 D“



Vom Fernsehturm Stuttgart

Der Verwaltungsrat des Süddeutschen Rundfunks beschloß auf seiner letzten Sitzung, den Bau des Fernsehturmes mit größter Beschleunigung zu Ende zu führen. Der gesamte Kostenaufwand ist von Sachverständigen zuverlässig auf maximal 3,5 Millionen DM errechnet worden. Die gegenüber dem ersten Kostenvoranschlag entstehenden Mehrkosten sollen ohne Inanspruchnahme von Rundfunk- und Fernsehgebühren aufgebracht werden.

Fernsehturm Döle

Nach den neuesten Angaben der Schweizerischen Rundfunk-Gesellschaft rechnet man mit der Inbetriebnahme des Fernsehturmes Döle in der französischen Schweiz voraussichtlich im Monat März 1955. Der Taster der Anlage ist inzwischen installiert worden. Der Fernsehsender wird mit Hilfe eines Helikopters zum Sendergebäude transportiert werden.

Ausbau des UKW-Netzes in Italien

In Italien wird der Ausbau des UKW-Sendernetzes mit allen Mitteln beschleunigt. Kürzlich konnten 13 weitere UKW-Stationen in Dienst gestellt werden. Italien verfügt gegenwärtig über 27 UKW-Sender. Da in einigen Zentren (z. B. Rom, Genua, Turin, Monte Serra, Monte Peglia und Monte Penice) nach Abschluß der neuen Entwicklungsphase jeweils drei UKW-Sender vorhanden sein werden, können die UKW-Hörer in diesen Bereichen zwischen den drei Landesprogrammen wählen. Auch das MW-Sendernetz, das z. Z. 85 Stationen umfaßt, ist befriedigend ausgebaut. Das dritte Programm kann jetzt schon über 27 Stationen empfangen werden.

Radio Bremen baut UKW aus

Ab 1. April wird Radio Bremen eine verbesserte UKW-Strahleranlage in Betrieb nehmen und damit die abgestrahlte Leistung des UKW-Senders Bremen 2 von 11 auf 25 kW erhöhen. Gleichzeitig wird zu diesem Termin der bisherige 0,5-kW-Labor-Sender Bremen 1 im Funkhaus, der seit Februar 1954 ganztagig das 1. Programm auf Kanal 33, entsprechend 96,9 MHz, ausstrahlte, durch eine moderne Rhodol-Schwarz-Senderanlage ersetzt. Durch die Mitbenutzung der obigen Strahleranlage wird die Leistung dadurch ebenfalls auf 25 kW erhöht. In Bremerhaven, wo bisher nur das 2. Bremer Programm über einen 0,5-kW-UKW-Sender ausgestrahlt wird (Kanal 16; 91,8 MHz), soll im späten Frühjahr ebenfalls ein UKW-Sender für das 1. Programm erstellt werden, der die vorhandene Strahleranlage mitbenutzt und auf Kanal 30 (96,0 MHz) arbeiten wird.

UKW-Sender Oldenburg auf 95,4 MHz

Durch den Betrieb von nicht störstrahlungsfreien Empfängern auf der Welle des UKW-Senders Oldenburg (91,2 MHz; Kanal 14) in der Nähe der Halbleitungs-Antenne des Fernseh-Umsetzers Bremen (54...61 MHz; Kanal 3) treten im gesamten Versorgungsgebiet des Umsetzers zeitweilig starke Mairé-Störungen auf, da die Streifenmuster mitausgestrahlt wurden. Der UKW-Sender Oldenburg wird daher ab März 1955 seine Frequenz ändern und damit die Ausstrahlung eines einwandfreien Fernsehbildes ermöglichen. Mit der Inbetriebnahme des Fernsehsenders Bremen-Oldenburg zum Jahresende wird der UKW-Sender Oldenburg wieder auf seine ehemalige Frequenz zurückgehen.

Revision des Kopenhagener Wellenplanes?

Eine Revision des Kopenhagener Wellenplanes, um die man sich verschiedentlich bemüht, dürfte frühestens im Jahre 1957 möglich sein. Wenn ausreichende Frequenzabstände eingehalten werden, stehen in Europa im Mittelwellenbereich nur 121 Frequenzen zur Verfügung. Eine Neuverteilung der Wellen sollte jedem europäischen Land nur wenige Exklusivwellen zugestehen und eine großräumige Rundfunkversorgung mit zwei Programmen sicherstellen. Den Schwerpunkt der Rundfunkversorgung müßte Deutschland wohl auch weiterhin auf den UKW-Bereich legen.

üblicher Art) innerhalb des Empfängers vorhanden sind, die für eine genügende Weitabselektion sorgen, darf bei größeren Verstärkungen die Spannungskurve außerhalb der Nullstellen wieder etwas ansteigen. Es konnte in den Spitzensupern eine außergewöhnlich starke Unterdrückung der auf den Nullstellen liegenden Nachbarsender erreicht werden. Die Nullstellen-Selektion ist maximal 1 : 20 000.

Durch geeignete Schaltung konnte das Bandfilter so ausgeführt werden, daß auch bei Betätigung des Bandbreitereglers eine symme-

trische Lage der Nullstellen erhalten bleibt. Die Nullstellen können durch Betätigung des Bandbreitereglers so verschoben werden, daß Störer im Frequenzabstand von 8...12 kHz unterdrückt werden. Die Gesamtremscharfe der Konzertgeräte „4040 W/3 D“, „5040 W/3 D“ und „5050 W/3 D“ ist in Schmalstellung etwa 1 : 40 000.

Das Nullstellen-Bandfilter wurde ein wesentlicher Bestandteil moderner Hochleistungsempfänger. Es trägt dazu bei, den schlechten Mittelwellen-Empfangsverhältnissen der heutigen Zeit wirkungsvoll zu begegnen.



Auszeichnung für Graf von Westarp

Herr Dr. Kurt Sieveking, der Erste Bürgermeister der Freien und Hansestadt Hamburg, überreichte am 14. Februar 1955 Herrn Theodor Graf von Westarp anlässlich dessen 65. Geburtstages das Große Verdienstkreuz des Verdienstordens. Diese Auszeichnung wurde Herrn Graf von Westarp in Würdigung seiner Verdienste um die Entwicklung der deutschen Radio- und Fernsehwirtschaft unter dem 22. Januar 1955 von dem Herrn Bundespräsidenten verliehen.

Grundsteinlegung bei der BASF

Am 1. Dezember 1954 wurde bei der BASF in Ludwigshafen der Grundstein zu einem 26geschossigen Verwaltungsgebäude gelegt, das mit 88 m das höchste Hochhaus in Westdeutschland sein wird. Die kupferne Kassette zum Grundstein nahm außer Urkunde und Konstruktionsplänen auch einen Dokumentarfilm über Zerstörung und Wiederaufbau der BASF, den Bericht über die Neugründung und u. a. auch ein BASF-Magnetophonband auf. Das Band enthält einen Rechenschaftsbericht von Herrn Prof. Dr. Wurster, Vorsitzender des Vorstandes der BASF, den dieser auf der zweiten ordentlichen Hauptversammlung des Unternehmens gab.

Produktionsstätten der AFA in Berlin

Die *Accumulatoren-Fabrik AG* hat neben ihren großen Werken in Hagen und Hannover nun auch eine neue Fertigungsstätte in Westberlin errichtet. Am 15. Februar 1955 wurde dort die Produktion von *Varta-Starterbatterien* für Kraftfahrzeuge und *AFA-Antriebsbatterien* für Elektrofahrzeuge im neuerrichteten Haus am Askanischen Platz aufgenommen.

Metz-Fernsehgeräte

Als Standardempfänger in der 700-DM-Preisklasse bringt Metz den Tischempfänger „901“ mit 43-cm-Bildröhre heraus. Das gleiche Gerät mit 3-D-Klangsystem kostet 40,— DM mehr und führt die Typenbezeichnung „902/3 D“.

Fernseh-Großbild-Schrankgerät

Eine 72-cm-Bildröhre enthält das Fernseh-Großbild-Schrankgerät „950/3 D“ von Grundig. Die mit 20 kV Anodenspannung betriebene Bildröhre 27 GP 4 ist eine Weltwinkelröhre mit extrem kurzer Baulänge. Der Empfänger ist mit 30 Röhren bestückt. Abgeben von zusätzlichen 4 Röhren für die Ablenk-Endstufen entspricht das Schrankgerät in den übrigen technischen Daten dem Empfänger „810/3 D“.

Koffereempfänger

Auf die neuen Koffereempfänger von *Krelli*, *Schaub-Lorenz* und *Telefunken* wurde bereits kurz in den Heften 3 und 4 hingewiesen. Die *Deutsche Philips GmbH* machte weiterhin kürzlich mit dem Koffersuper „LD 452 AB“ bekannt; er ist für Batterie- und Netzbetrieb ausgebildet, hat die drei Wellenbereiche UML, 8 AM-Kreise, 10 FM-Kreise und ist mit 7 Röhren, 2 Germanium-Dioden und einem kombinierten Selen-Netzgleichrichter bestückt. Geringe Abmessungen (300x220x120 mm), niedriges Gewicht (4,8 kg einsch. Batterien), Drucktasten für Bereichs- und Betriebswahl, getrennte AM/FM-Abstimmung, hochempfindlicher FM-Teil, ausgezeichnete Empfangsleistung auf den Bereichen M und L, Ferroreceptor, versenkbarer Teleskop-Dipol, Duo-Ovallautsprecher (100x150 mm) und ein-

gebauter, gasdichter Deac-Akku sind einige weitere Einzelheiten.

Das *Grundig*-Programm enthält sechs Koffergehäuse. Neu sind dabei „Micky-Boy“, ein kleiner, leichter Empfänger im Handtaschenformat (240x145x65 mm, 1,6 kg) mit den zwei Wellenbereichen K und M, ferner der „UKW-Concert-Boy“ (UKML; 403x250x165 mm; 5,5 kg). Die weiteren Empfänger „UKW-Boy 55“, „Mini-Boy 55“ und „Drucktasten-Boy I/55“ entsprechen mit geringen Änderungen den vorjährigen Typen. Der letztgenannte Empfänger erhielt noch einen im Preis niedrigeren Bruder, den „Drucktasten-Boy II/55“, der an Stelle der Deac-Zelle mit zwei Monozellen 1,5 V bestückt wurde.

Ein zusammenfassender, ausführlicher Übersichtsbericht mit technischen Einzelheiten über die bisher bekanntgegebenen Koffereempfänger der verschiedenen Firmen folgt im Heft 6.

Omnibus-Anlage mit UKW-Teil

Die „Gamma“-Serie wurde von der Firma *Wandel u. Gölttermann* aus dem Omnibus-Anlage „Gamma U“ erweitert. Der UKW-Teil dieses Gerätes hat sehr hohe Empfindlichkeit erhalten, und auch im MW-Bereich wurden wesentliche Verbesserungen durchgeführt, so daß frequenzlineare Abstimmung und sehr gute Selektion gewährleistet sind. Drei Mittelwellen- und zwei UKW-Sender können nach einem mechanischen Prinzip fest auf Drucktasten gelegt werden. Die Zweibereich-Anlage (U und M) ist mit dem bewährten 12-W-Batterieverstärker „ZV 12“ ausgerüstet, enthält Mikrofon-Drucktastenschaltung, Einschrauben-Befestigung des Verstärkers, Magnetophon-Anschlußmöglichkeit usw.

100 000 X „Musikus D“

In einem der Berliner *Telefunken-Werke* lief jetzt der 100 000. Plattenwechsler „Musikus D“ vom Band. Die Fertigung dieses Wechslers wurde erst zu Beginn der Saison 1954/55 aufgenommen.

Autotelefon im Ruhrgebiet

Im Bereich der Oberpostdirektion Dortmund wurde eine Leitstelle für den UKW-Sprechfunk eingerichtet. Nunmehr sind Telefongespräche im fahrenden Auto im Gesamtgebiet zwischen Karlsruhe und Hamm (Westfalen) möglich. Autofahrer mit einem Straßentelefon können damit aus den Verkehrsbereichen Düsseldorf, Essen, Duisburg, Dortmund, Opladen, Boppard, Bonn, Montabaur, Heidelberg und Frankfurt-Gespräche mit der ganzen Welt führen. Als Gebühren werden zusätzlich zur üblichen Fernsprechtgebühren monatlich etwa 165 DM erhoben.

100 000 Fernsehteilnehmer

Am 4. Februar konnte die Deutsche Bundespost den 100 000. Fernsehteilnehmer ermitteln. Von der Radioindustrie wurde bisher rund 200 000 Fernsehempfänger ausgeliefert.

Radio in österreichischen Triebwagen

Die Triebwagen der Österreichischen Bundesbahnen sollen in nächster Zeit mit Radioanlagen ausgerüstet werden. Man beabsichtigt, in den Abteilen an den Kopflehnen jeweils regelbare Lautsprecher einzubauen. Die zu übertragenden Darbietungen sind auf Tonband aufgenommen und mit Werbesendungen gemischt, mit denen die Kosten finanziert werden. Es ist aber auch geplant, allgemeine Verkehrsangaben zu übertragen, wie z. B. Zugverspätungen, Umsteigemöglichkeiten usw.

Stabilität mehrstufig gegengekoppelter NF-Verstärker

Auf dem Wege zur hochwertigen Klangwiedergabe zeichnet sich allmählich eine Entwicklungsrichtung ab, bei der man die Glieder zur Klangkorrektur nicht mehr in die Gegenkopplungsschleife, sondern vor deren Eingang legt, wobei unter Gegenkopplungsschleife die Einheit aus Verstärkerstufen und Spannungsrückführung verstanden sein soll. Dabei ergeben sich zwei Vorteile: Erstens werden alle Frequenzen gleichmäßig gegengekoppelt, während früher die angehobenen, also bevorzugt hörbaren Frequenzen gerade wenig gegengekoppelt waren und daher den größeren Klirrfaktor aufwiesen, und zweitens läßt sich die Gegenkopplung jetzt weitertreiben, da die phasendrehenden Korrekturglieder mit ihrer Selbsterregungsgefahr nicht mehr in der Gegenkopplungsschleife liegen.

Die Gegenkopplung erfüllt mehrere Aufgaben: Sie soll den Frequenzgang linearisieren, den Klirrfaktor und die — weit unangenehmeren — Intermodulationsverzerrungen herabsetzen und den Ausgangswiderstand (Innenwiderstand der letzten Stufe) verkleinern, um die Einschwingvorgänge des Lautsprechers zu dämpfen. Die Erfüllung der letzten Forderung setzt die Verwendung von Spannungsgegenkopplung voraus, da Stromgegenkopplung den Innenwiderstand erhöht. Als notwendiges Übel muß dabei eine Herabsetzung der Verstärkung in Kauf genommen werden.

Ein Fortschritt auf dem Wege, die gewünschten Vorteile mit einem Minimum an Verstärkungsverlust zu erreichen, liegt in der Verwendung einer gemeinsamen Gegenkopplung über mehrere Verstärkerstufen, und zwar im allgemeinen drei, nämlich NF-Vorstufe, Phasenumkehrstufe und Gegentaktendstufe. Um dies kurz zu begründen, wird von den aus dem Schrifttum [1, 2; Aufstellung folgt in Fortsetzung] bekannten Beziehungen ausgegangen. Ist α der zurückgeführte Anteil der Ausgangsspannung, dann werden bei einer sich über drei Stufen erstreckenden Gegenkopplung die Verstärkung

$$g' = \frac{g_1 g_2 g_3}{1 + \alpha g_1 g_2 g_3} \quad (1)$$

der Klirrfaktor

$$k' = \frac{k_1 + k_2 + k_3}{1 + \alpha g_1 g_2 g_3} \quad (2)$$

und der Ausgangswiderstand

$$R_{13}' = \frac{R_{13}}{1 + \alpha g_1 g_2 R_{13} S_3} \quad (3)$$

Koppelt man dagegen nur die Endstufe so weit gegen, daß sich für die Verstärkung g' der gleiche Wert ergibt, dann kann man sagen

$$g' = \frac{g_1 g_2 g_3}{1 + \alpha g_1 g_2 g_3} = g_1 g_2 \frac{g_3}{1 + \alpha_3 g_3} \quad (4)$$

$$\text{d. h.} \quad \alpha g_1 g_2 = \alpha_3 \quad (4a)$$

Daraus folgt

$$R_{13}' = \frac{R_{13}}{1 + \alpha_3 R_{13} S_3} = \frac{R_{13}}{1 + \alpha g_1 g_2 R_{13} S_3} \quad (5)$$

aber

$$k' = k_1'' + k_2'' + \frac{k_3}{1 + \alpha g_1 g_2 g_3}$$

wobei in den meisten Fällen sogar $k_1'' > k_1$ und $k_2'' > k_2$ ist, da die von der Endstufe benötigte Steuerspannung jetzt wegen deren Gegenkopplung größer ist. Das hat eine stärkere Durchsteuerung der Vorstufen zur Folge und vergrößert damit deren Klirrfaktor, der ohnehin nicht durch Gegenkopplung verringert ist, noch weiter.

Verstärkerschaltungen mit mehrstufiger Gegenkopplung sind in der Fachliteratur bereits mehrfach mit genauer Dimensionierungsangabe behandelt worden. Bei ihrer Benutzung werden jedoch häufig scheinbar unwichtige Kleinigkeiten den vorliegenden Gegebenheiten entsprechend geändert; als Ergebnis erhält man dann statt der angestrebten naturgetreuen Wiedergabe einen Tieftongenerator oder Langwellensender, ohne daß sich auf den ersten Blick die Ursache der Selbsterregung erkennen ließe.

Hier stößt man also auf den Nachteil der mehrstufigen Gegenkopplung, nämlich die erhöhte Gefahr der Selbsterregung. Selbst wenn man, wie schon oben erwähnt, alle Glieder, die den Frequenzgang und damit auch den Phasengang innerhalb des vorgesehenen Übertragungsbereiches beeinflussen, sorgfältig aus der Gegenkopplungsschleife fernhält, so läßt sich nicht verhindern, daß außerhalb der Grenzfrequenzen durch die Koppelkondensa-

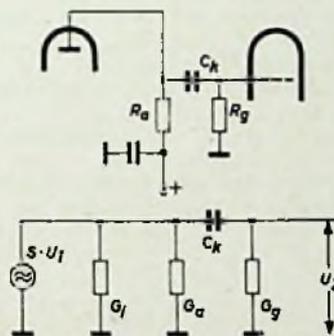


Abb. 1. Widerstandsverstärkerstufe, Ersatzbild für tiefe Frequenzen

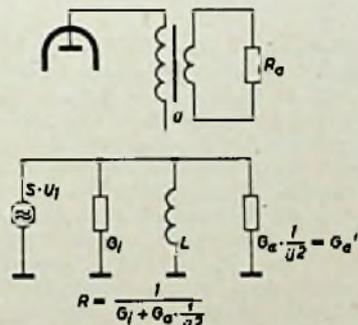


Abb. 2. Endverstärker, Ersatzbild für tiefe Frequenzen

toren, Schaltkapazitäten sowie die Induktivitäten des Ausgangstransformators Phasendrehungen entstehen, die zur Selbsterregung führen können. Hieraus geht schon hervor, daß grundsätzlich zwei Fälle zu unterscheiden sind: erstens eine Erregung unterhalb der tiefsten zu übertragenden Frequenz, die sich als Blubbern oder langsames Pumpen des Verstärkers äußert, und zweitens eine Erregung im Ultraschallgebiet, die zwar direkt nicht hörbar ist, jedoch durch Übersteuerung der Endstufe starke Verzerrungen hervorruft, bei höheren Frequenzen außerdem noch benachbarte Empfänger stören kann.

Nachstehend soll gezeigt werden, wie durch geschickte Dimensionierung oder einfache Schaltmaßnahmen die Selbsterregung eines solchen Verstärkers unterbunden werden kann, ohne seine Eigenschaften im Übertragungsbereich zu ändern, d. h. also, daß diese Maßnahmen auch noch bei fertig dimensionierten Verstärkern anzubringen sind. Hierzu ist es notwendig, zunächst näher auf den Mechanismus der Selbsterregung einzugehen, und zwar soll dies getrennt nach tiefen und hohen Frequenzen erfolgen. Man beginnt zweckmäßigerweise bei den tiefen Frequenzen, weil hier die Schaltkapazitäten ohne Einfluß sind, so daß sich die Verhältnisse leichter übersehen lassen.

Es wird bewußt darauf verzichtet, den folgenden Ausführungen eine bestimmte Schaltung zugrunde zu legen. Wie die Verstärkung in der Gegenkopplungsschleife erzeugt wird, ist gleichgültig, solange sie in Amplitude und Phase frequenzunabhängig ist; das gleiche gilt für die Spannungsteilung α . Ebenso ist die Reihenfolge und Anordnung der frequenzabhängigen Glieder innerhalb der Schleife belanglos; im allgemeinen wird jedoch jeder Verstärkerstufe je ein solches Glied zugeordnet sein. Es sollen hier Schaltungen mit drei Gliedern behandelt werden; bei zwei Gliedern tritt noch keine Selbsterregung auf, und mehr als drei Glieder sind weder zweckmäßig noch üblich, da sie sich zu leicht erragen. Grundsätzlich lassen sich jedoch alle Gedankengänge sinngemäß auch auf Schaltungen mit mehr als drei Gliedern übertragen.

Bei Frequenzen unterhalb der tiefsten Übertragungsfrequenz werden die frequenzabhängigen Glieder vorwiegend durch die Koppelglieder (Abb. 1) und die Induktivität des Ausgangstransformators (Abb. 2) gebildet; das gilt gleichermaßen für Eintakt- und Gegentaktschaltungen. Unter der Voraussetzung $G_a \ll \frac{1}{10} (G_1 + G_2)$ läßt sich für beide Schaltungen das Verhältnis $\frac{U_2}{U_1}$ ausdrücken durch

$$\frac{U_2}{U_1} = g_{\text{aus}} b \quad (6)$$

worin

$$g_{\text{aus}} = \frac{S}{G_1 + G_2} \quad (6a)$$

frequenzunabhängig ist. Auf die Ableitung von b sei hier verzichtet [1]. Es ergibt sich für Abb. 1

$$b = \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{1}{\omega^2 C_k^2 R_a^2}}} \cdot e^{j\varphi} = \cos \varphi \cdot e^{j\varphi} \quad (7)$$

und für Abb. 2

$$b = \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{R^2}{\omega^2 L^2}}} \cdot e^{j\varphi} = \cos \varphi \cdot e^{j\varphi} \quad (8)$$

Führt man in (7) und (8) die Zeitkonstanten

$$T_0 = C_k \cdot R_a; \quad T_L = \frac{L}{R} \quad (7a, 8a)$$

ein, dann sind beide Gleichungen identisch, können also im weiteren gleich behandelt werden:

$$b = \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{1}{\omega^2 T^2}}} \cdot e^{j\varphi} = \cos \varphi \cdot e^{j\varphi} \quad (9)$$

Zur Untersuchung der Selbsterregung werden nun die Faktoren $b_1 \dots b_3$ in die Gleichung (1) eingeführt, wobei, wie oben erwähnt, g_{aus} und α frequenzunabhängig sind. Die Gesamtverstärkung wird jetzt komplex

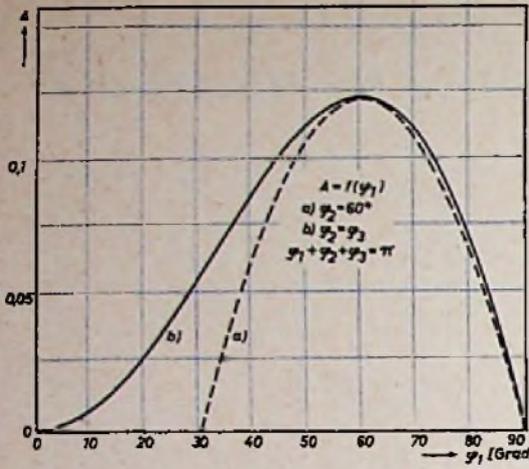
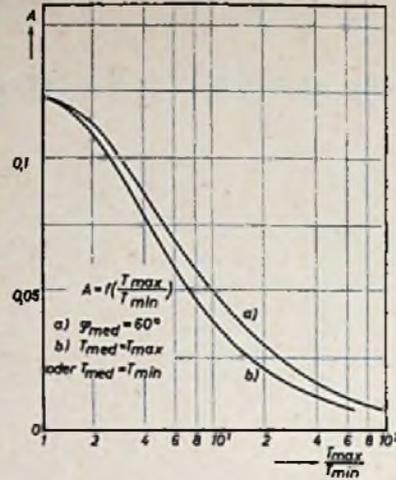


Abb. 3. Abhängigkeit des Produktes $A = \cos \varphi_1 \cos \varphi_2 \cos \varphi_3$ von der Aufteilung der konstanten Winkelsumme $\varphi_1 + \varphi_2 + \varphi_3 = \pi$. Abb. 4 (rechts). Umzeichnung der Abb. 3 über dem Verhältnis der größten zu kleinsten Zeitkonstanten der drei Glieder



$$g' = \frac{g_m \cdot b_1 \cdot b_2 \cdot b_3}{1 + \alpha g_m \cdot b_1 \cdot b_2 \cdot b_3} \quad (10)$$

$$g_m = g_{m1} \cdot g_{m2} \cdot \dots \cdot g_{mn}$$

$$1 + \alpha g_m \cdot \cos \varphi_1 \cdot \cos \varphi_2 \cdot \cos \varphi_3 \cdot e^{j(\varphi_1 + \varphi_2 + \varphi_3)}$$

Selbsterregung tritt ein, wenn die Verstärkung Unendlich, also der Nenner Null wird, d. h. bei

$$\alpha \cdot g_m \cdot b_1 \cdot b_2 \cdot b_3 = -1$$

oder, nach Betrag und Phase ausgedrückt,

$$\varphi_1 + \varphi_2 + \varphi_3 = \pi \quad (11)$$

und

$$\alpha g_m \cos \varphi_1 \cos \varphi_2 \cos \varphi_3 \geq 1 \quad (12)$$

Bei irgendeiner zunächst unbekanntem Frequenz f_s wird die Bedingung (11) erfüllt sein; es kommt zur Verhinderung der Selbsterregung also darauf an, bei der gleichen Frequenz nicht auch noch (12) zu erfüllen. Es wurde bereits nachgewiesen [6], daß im ungünstigsten Fall bei

$$\varphi_1 = \varphi_2 = \varphi_3 = 60^\circ$$

das Produkt $\alpha \cdot g_m$ unter dem Wert 8 bleiben muß, was sich auch hier durch Einsetzen sofort ergibt.

$$\alpha \cdot g_m = \frac{1}{\cos^3 60^\circ} = \frac{1}{0,5^3} = 8$$

Es ist nun Aufgabe einer sinnvollen Dimensionierung, diesen ungünstigsten Fall zu vermeiden, wenn eine stärkere Gegenkopplung (d. h. ein größerer Wert von $\alpha \cdot g_m$) angestrebt wird. Wenn auch die Summe der Phasenwinkel bei der Frequenz f_s durch (11) gegeben ist, so ist über die Größe der einzelnen Summanden noch nichts ausgesagt. Gerade diese Verteilung beeinflusst aber die Größe des Produktes

$$A = \cos \varphi_1 \cos \varphi_2 \cos \varphi_3 \quad (12a)$$

in Gleichung (12).

Aus der Vielzahl der möglichen Fälle einer solchen Verteilung seien hier nur zwei charakteristische herausgegriffen:

- a) $\varphi_2 = 60^\circ$; φ_1 und φ_3 gegenläufig gleitend
- und b) $\varphi_2 = \varphi_3$.

Für diese Fälle sind in Abb. 3 die Kurven $A = f(\varphi_1)$ dargestellt. Man ersieht daraus, daß A beliebig kleine Werte erreichen, αg_m in (12) also in gleichem Maße anwachsen kann, ohne daß Selbsterregung eintritt. Praktisch ist damit jedoch noch nichts anzufangen; man muß die durch φ_1 ausgedrückte Verteilung der Phasenwinkel in Werten von C_k und R_0 bzw. L und R ausdrücken, um sie verifizieren zu können. Hierzu dienen die Gleichungen (7a), (8a) und (9). Man könnte zunächst daran denken, φ_1 über (9) durch T_1

auszudrücken. Dies stößt jedoch auf Schwierigkeiten, weil ω unbekannt ist. Es wird deshalb das Verhältnis T_2/T_1 als Bezugsmaßstab gewählt, wobei ω herausfällt. Da die Werte von φ_1 bis φ_3 in den Gleichungen (11) und (12) austauschbar sind, wird zur weiteren Verallgemeinerung T_{min} , T_{max} und T_{med} geschrieben. Unter diesen Voraussetzungen wurden die Kurven der Abb. 3 umgezeichnet in

Abb. 4 als $A = f\left(\frac{T_{max}}{T_{min}}\right)$ wiedergegeben.

T_{min} ist dabei die Zeitkonstante, die der unteren Grenze des Übertragungsbereiches am nächsten kommt. Gibt man sie vor als

$$T_{min} = \frac{1}{\omega_{gr}} \quad (13)$$

dann ist für einen gegebenen Wert von $\alpha \cdot g_m$ und einen Sicherheitsfaktor s ($s < 1$), auf den später noch eingegangen wird

$$A = \frac{s}{\alpha \cdot g_m} = s \cdot A_{gr} \quad (14)$$

Damit kann T_{max} aus Abb. 4 für einen der beiden Werte von T_{med} entnommen werden. Man erkennt hieraus schon, daß es sinnlos ist, bei einem „blubbernden“ Verstärker die Zeitkonstanten der Koppelglieder zu verkleinern, um die untere Übertragungsgrenze f_u heraufzusetzen. Erfolg bringt nur die Vergrößerung des Unterschiedes der Zeitkonstanten. Da der Wert A sich nur unwesentlich ändert, ob nun T_{med} mit T_{min} oder T_{max} identisch ist (Abb. 4b), oder dazwischen liegt ($\varphi_{med} = 60^\circ$, Abb. 4a), so läßt sich vermuten, daß grundsätzlich T_{med} nur einen geringen Einfluß auf A hat. Zwei Stichproben, die

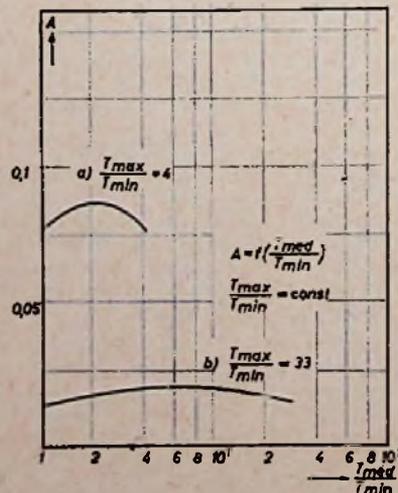


Abb. 5. Einfluß der Lage der dritten Zeitkonstanten T_{med} ; dargestellt für zwei Werte von T_{max} ; T_{min} . Laut Definition kann T_{med} nur zwischen T_{max} und T_{min} liegen; daher decken sich die Endwerte der Kurven mit den entsprechenden Punkten der Kurve 4 b

Abb. 6. Größe der Verstärkungsspitze g'_{max} (dargestellt als Verhältnis zur Bandmittenverstärkung g'_m) in Abhängigkeit vom Sicherheitsfaktor $s = \frac{A}{A_{gr}}$

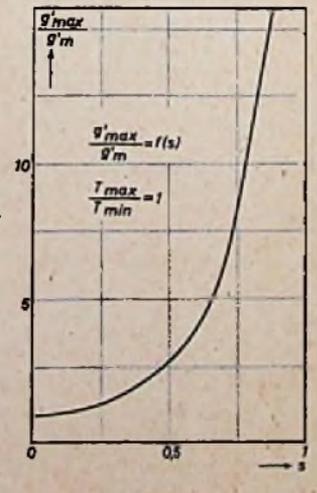


Abb. 5a und 5b, beweisen die Richtigkeit dieser Annahme (der mathematische Beweis stößt auf Schwierigkeiten, weil die Phasenwinkel sowohl direkt wie auch als Winkelfunktionen in den Gleichungen enthalten sind). Es wurde dort $A = f\left(\frac{T_{med}}{T_{min}}\right)$ bei konstantem Verhältnis

$\frac{T_{max}}{T_{min}}$ dargestellt. Die Kurven verlaufen sehr flach und überschreiten im Maximum praktisch kaum die zugehörigen Werte der Kurve 4a, so daß diese als ungünstigster Fall für die Größe von T_{med} der Dimensionierung zugrunde gelegt werden kann; etwaige Fehler werden durch den Sicherheitsfaktor s abgegolten.

Die Hauptaufgabe dieses Faktors s liegt jedoch auf einem anderen Gebiet. Wählt man A so, daß gerade eben noch keine Selbsterregung auftritt, dann macht sich die Neigung dazu in einem erheblichen Anwachsen der Verstärkung in der Nähe der Frequenz f_s bemerkbar. Diese Frequenz liegt unterhalb der Übertragungsgrenze f_u ; ihre Anregung ist also nicht vorgesehen, aber dennoch möglich. Um in diesem Falle den gefährdeten Tonnenklang zu vermeiden, kann man entweder vor den Verstärker einen Hochpaß schalten (als solcher wirkt schon ein passend dimensioniertes RC-Koppelglied), oder aber das Verhältnis der maximalen zur Bandmittenverstärkung $\frac{g'_{max}}{g'_m}$ durch einen hinreichend

kleinen Wert s niedrig halten. Eine ausgedehnte Behandlung dieses Punktes führt hier zu weit. Um aber für die Dimensionierung einen Anhalt zu haben, ist in Abb. 6 die Kurve $\frac{g'_{max}}{g'_m} = f(s)$ für $\frac{T_{max}}{T_{min}} = 1$ dargestellt.

Diese immerhin ziemlich umfangreichen Überlegungen liefern eine einfache Dimensionierungsvorschrift für die Koppelglieder: Die Verstärkereigenschaften $\alpha \cdot g_m$ und die untere Bandgrenze f_u mögen vorgegeben sein. Der Sicherheitsfaktor s ist nach Abb. 6 zu wählen, dann kann man nach (14) den Wert für A ermitteln. Aus Abb. 4 findet man hierzu das

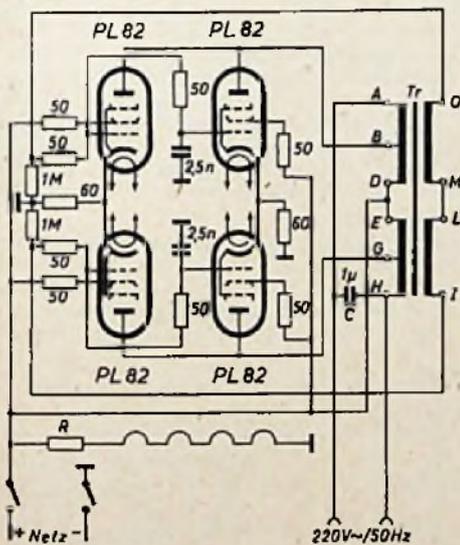
erforderliche Verhältnis $\frac{T_{max}}{T_{min}}$. Benutzt man

die Kurve 4a, dann hat man bereits den ungünstigsten Fall für die Größe von T_{med} eingesetzt, so daß der genaue Wert nicht festgelegt zu werden braucht. Praktisch wird man T_{med} dem Ausgangsrafo (Abb. 2) zuordnen; dann sind Änderungen der Last R_a und der Selbstinduktion ohne Einfluß. Wählt man T_{min} nach (13) aus f_u , dann ist damit durch $\frac{T_{max}}{T_{min}}$ auch T_{max} gegeben; aus den Zeitkonstanten entnimmt man die R - und C -Werte nach (7a). (Wird fortgesetzt)

Elektronischer Wechselrichter für Plattenspieler

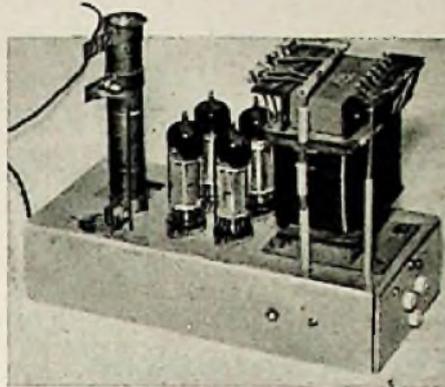
Moderne Plattenspieler sind fast ausschließlich für Wechselstrombetrieb ausgelegt. Noch immer aber sind in Deutschland einige Gegenden nur gleichstromversorgt. Um hier die Vorteile der üblichen Dreitourlaufwerke ausnutzen zu können, müssen Wechselrichter eingeschaltet werden. Wegen der benötigten nur geringen Leistungen sind Zerkackergeräte nicht immer erforderlich. Es genügen oft Röhrengeneratoren, wie beispielsweise die in FUNK-TECHNIK, Bd. 8 (1953), Nr. 23, S. 742, veröffentlichte Anordnung.

Die Vorteile des nachstehend beschriebenen selbstgebauten Generators sind der geringe Aufwand und die unkomplizierte Schaltung, wenn man keine allzu hohen Anforderungen an die Frequenzkonstanz und an die vom Verbraucher abhängige Spannungsgenauigkeit stellt. Selbst an 110-V-Netzen kann mit einer Leistungsabgabe von etwa 8 W gerechnet werden, ein Wert, der im allgemeinen ausreichen dürfte. Wird das Netz später auf Wechselstrom umgestellt, dann lassen sich alle Einzelteile auch für andere Zwecke, z. B. für einen hochwertigen Kraftverstärker, verwenden.



Schaltung des elektronischen Wechselrichters (das Mustergerät arbeitet an 150 V Gleichstrom)

Die Schaltung zeigt einen einfachen Röhrengenerator, der mit induktiver Rückkopplung arbeitet. Vier Röhren PL 82 sind paarweise in Gegentakt geschaltet. Für jede Gruppe ist ein getrennter Katodenwiderstand vorhanden, um gewisse Unsymmetrien nötigenfalls ausgleichen zu können. In den Gitterleitungen angeordnete Siebwiderstände verhindern Selbsterregung der Röhren im UKW-Gebiet. Die Wirkung wird durch Ableitkondensatoren von je 2,5 nF verstärkt. In ähnlicher Weise wirken die vor den Schirmgittern eingeschalteten Schutzwiderstände. Die an den Katodenwiderständen abfallende Spannung wird über 1-MOhm-Widerstände den Steuergittern symmetrisch zugeführt. Eine gewisse Amplitudenbegrenzung erlauben die mit 1 MOhm bemessenen Gitterableitwiderstände, die gleichstrommäßig über die Sekundärseite des Transformators verbunden sind. Leistungsabgabe, Frequenz und Wirkungsgrad hängen in erster Linie vom Ausgangs-



Ansicht des fertigen Gerätes

übertrager ab. Der im Mustergerät benutzte Görler-Transformator „ZST 484“ erwies sich als sehr brauchbar. Wie man auch aus dem Schaltbild ersieht, sind die beiden Sekundärwicklungen des Gegentaktübertragers hintereinander geschaltet. Der parallel angeordnete Kondensator C bestimmt die Frequenz, die dem Verwendungszweck entsprechend bei 50 Hz liegt. Sie ändert sich — wie schon erwähnt — bei wechselnder Belastung. Da aber der Generator im allgemeinen nur für einen Verbraucher vorgesehen wird, können Frequenzabweichungen durch Verändern des Kondensators C rasch ausgeglichen werden. Ebenso wird der wirksame Außenwiderstand von der Belastung bestimmt. Ist beispielsweise die Belastung relativ hochohmig, so legt man die Anoden der Generatorröhren an die entsprechenden im Schaltbild gezeich-

neten Abgriffe des Übertragers. Eine Vertauschung der Anschlüsse muß bei Verbrauchern, die an 110 V~ arbeiten sollen, erfolgen.

Durch das Verwenden der PL 82 ist es möglich, mit nur einem einzigen Heizkreis auszukommen. Der Vorwiderstand R wird dann bei 110 V mit 146 Ohm (15 W), bei 150 V mit 280 Ohm (25 W) und bei 220 V mit 515 Ohm (50 W) bemessen. Sollen andere Röhren (wie z. B. UL 41) verwendet werden, so sind entsprechend zwei Heizkreise vorzusehen.

Beim praktischen Aufbau sollte man lediglich auf saubere Leitungsführung und ausreichende Isolation sehen. Die Schutzwiderstände sind so nahe wie möglich an die einzelnen Gitteranschlüsse zu löten. Zum Einstellen der richtigen Frequenz kann man eine Schallplatte heranziehen, deren Rhythmus bekannt ist. Durch Verändern bzw. Auswechseln des Kondensators C versucht man nun, etwa auf den richtigen Takt zu kommen. Besser ist es, wenn eine Synchronuhr zur Verfügung steht. Sie wird dem Verbraucher parallel geschaltet und stellt durch ihren geringen Stromverbrauch praktisch keine zusätzliche Belastung dar, so daß keine Frequenzverwerfung entsteht. Ein Vergleich mit dem Sekundenzeiger einer Armbanduhr zeigt sofort, ob der Generator zu schnell oder zu langsam schwingt. Der Kondensator C ist dann entsprechend zu vergrößern oder zu verkleinern. Wie bei jedem anderen Röhrengenerator ist ein Leerlaufbetrieb zu vermeiden; die dabei auftretenden Spitzenspannungen können u. U. den Parallelkondensator und den Übertrager zerstören.

Ein Foto-Glimmrelais

Die bekannte und durchaus verständliche Erscheinung, daß bei Glimmröhren, die zur Herabsetzung der Zündspannung mit sogenannten aktivierten Elektroden versehen sind, eine auftretende Beleuchtung die Zündspannung mehr oder weniger heruntersetzt, wurde schon vor mehr als zwei Jahrzehnten von J. Nienhold für ein sogenanntes Foto-Glimmrelais (DRP 395 757) ausgenutzt. Ein serienmäßig hergestellter Typ war indessen seinerzeit nur vorübergehend auf dem Markt.

Erst jetzt wurde von der ERG unter der Typenbezeichnung „GRL 200“ abermals eine entsprechende Spezial-Glimmröhre herausgebracht. Bei dieser handelt es sich zwar gleichfalls um eine Glimmröhre mit aktivierten Elektroden, doch wurde einerseits eine möglichst große Abhängigkeit der Zündspannung von der Beleuchtungsstärke und andererseits eine bemerkenswerte große Differenz zwischen Zünd- und Brennspannung erreicht.

Mit einer Länge von etwa 70 mm bei einem Durchmesser von etwa 16 mm ist diese mit einem Sockel E 14 ausgestattete Spezial-Glimmröhre nur wenig größer als etwa eine größere Anzeigeglimmlampe bekannter Art. Ein Vorwiderstand ist nicht eingebaut. Die Dunkel-Zündspannung liegt stets zwischen 200 und 300 V, ist meistens jedoch noch enger — zwischen 220 und 240 V — toleriert. Als Brennspannung wird 80...110 V angegeben. Da ein Dauerstrom bis zu 6 mA zulässig ist, steht also eine Schalleistung von mindestens 0,5 W zur Verfügung; das reicht

auch zum Betrieb kräftigerer Relais aus. Für kurzzeitigen Betrieb ist die nutzbare Leistung sogar noch größer, denn kurzzeitig sind Ströme bis zu 20 mA erlaubt. Den gesamten notwendigen Vorwiderstand — etwa 20 kOhm — kann das Relais selbst darstellen; damit läßt sich bei der erwähnten Stromstärke eine recht beträchtliche AW-Zahl verwirklichen.

Während bei üblichen Fotowiderständen, Fotoelementen und Fotozellen weitgehende Proportionalität zwischen Beleuchtungsstärke und Fotostrom oder -spannung besteht, liegen beim Foto-Glimmrelais andere Verhältnisse vor. Entweder reicht die gegebene Beleuchtung aus, um die Zündspannung so weit herabzusetzen, daß bei der vorhandenen Betriebsspannung eine Zündung eintritt. Dann fließt, unabhängig von der Beleuchtungsstärke, ein konstanter Strom. Oder aber die Beleuchtung ist zu schwach, dann bleibt die Röhre gesperrt. Ein Unterbrechen des Lichtbündels nach dem Zünden bleibt ohne Einfluß. Stromlosigkeit und damit Zurückversetzung in erneute Betriebsbereitschaft kann also nur durch Unterbrechen des Stromkreises erreicht werden.

Nach den bisher vorhandenen Unterlagen erhält man im hellen Sonnenlicht eine Herabsetzung der Zündspannung um etwa 130 V, während bei einer Beleuchtung mit 40 Lx (Tageslicht) die Zündspannung um etwa 30 V sinkt. Bei gleicher Beleuchtungsstärke ist die Wirkung um so größer, je kurzweiliger und damit um so energiereicher die gegebene

Strahlung ist. Bei Glühlampenlicht ist eine größere Beleuchtungsstärke erforderlich als bei Tageslicht oder bei Bestrahlung durch eine UV-Strahlungsquelle. Zur Vergrößerung der Wirkung empfiehlt sich eine Optik. Man wird z. B. entweder das Foto-Glimmrelais im Brennpunkt eines Hohlspiegels anordnen oder das Licht einer Glühlampe mittels einer Linse auf eine der empfindlichen Elektroden konzentrieren. Jede der beiden Elektroden kann als Anode oder als Katode dienen. Um eine möglichst große Empfindlichkeit zu erreichen, wird man mit der Betriebsspannung so nahe wie möglich an die jeweilige Dunkel-Zündspannung herangehen. Dies setzt natürlich ein Konstanthalten der Speisespannung voraus; diese Maßnahme empfiehlt sich aber wegen

des meist angewandten Netzbetriebes sowieso. Das Löschen kann gegebenenfalls durch einen gesonderten und verzögert schaltenden Kontakt am Relais erfolgen. In diesem Falle läßt sich auch ein periodisches Zünden und Verlöschen der Entladung erreichen, solange die Beleuchtung anhält.

Die vorstehenden Angaben lassen erkennen, daß das neue Foto-Glimmrelais die Lösung vieler lichtelektrischer Zähl-, Schalt- und Steueraufgaben mit verhältnismäßig kleinem Aufwand ermöglicht, sofern dabei eine Hell-Dunkel-Steuerung genügt. Darüber hinaus scheidet diese Glimmröhre auch geeignet zu sein, ein Zweit-Blitzgerät durch den Blitz eines Mutter-Blitzgerätes zu zünden. Ng.

Schaltungshinweise

Gegentakt-Endstufe mit Frequenzweiche

Bei einer mit zwei Pentoden arbeitenden Gegentakt-Endstufe kann man durch geeignete Ausbildung und Schaltung des Gegentakt-Ausgangstransformators mit denkbar geringen Mitteln eine wirkungsvolle Frequenzweiche für die gleichzeitige Steuerung eines Hochton- und eines Tieftonlautsprechers verwirklichen. Für eine Frequenzweiche, wie sie kürzlich in Radio & Television News, Januar 1955, beschrieben wurde, wird keine zusätzliche Selbstinduktion benötigt, da der Transformator die erforderliche Induktivität selbst zur Verfügung stellt. Die Trennung der hohen von den tiefen Frequenzen erfolgt durch die Fähigkeit des Ausgangstransformators, die von ihm abgegebene Gesamtleistung einigermaßen konstant zu halten. Um die Tiefen für den Tief-

wickelter veränderbarer Widerstand (15 Ohm, 5 W) in Reihe geschaltet; diese beiden Widerstände sind gleich und gestatten eine individuelle und voneinander unabhängige Regelung der Erregerströme für die beiden Lautsprecherschwingspulen, also der Intensität der Höhenwiedergabe und der Tiefenwiedergabe, ohne die Frequenzkurven des Hochtonsystems für sich und des Tieftonsystems für sich praktisch zu verändern. Die normale Arbeitsweise ist allerdings mit ganz ausgeschalteten, d. h. kurzgeschlossenen Widerständen.

Die Frequenzkurven für die Hochtonseite und für die Tieftonseite der hier betrachteten Gegentakt-Endstufe sind in Abb. 3 wiedergegeben. Es ist dort die dem jeweiligen Lautsprecher zugeführte Sprechleistung in Abhängigkeit von der Frequenz dargestellt. Die starke Anhebung der Tiefen, die den natürlichen Abfall der Frequenzkurve des menschlichen Ohres ausgleichen soll, wird in üblicher Weise dadurch erreicht, daß man auf die Schirmgitter der Pentoden je eine Rückkopplungsspannung gibt, indem man die Schirmgitter an Anzapfungen der Primärwicklung des Ausgangstransformators legt. In Abb. 2 ist zu sehen, wo diese beiden Anzapfungen für die zwei Pentodenschirmgitter zweckmäßigerweise liegen. Man kann die Rückkopplung und damit die Tiefenanhebung vermindern, wenn man die Anzapfungen für die Schirmgitter näher an die mit der Anodenstromquelle verbundene Mittelanzapfung der Primärwicklung verschiebt, oder sie ganz unterlässt, wenn man die Schirmgitter unmittelbar mit der Mittelanzapfung verbindet.

Mit den in Abb. 1 angegebenen Daten und Röhren liefert die Endstufe maximal 10 W mit einem Klirrfaktor von weniger als 3% innerhalb des Frequenzbereiches von 15 bis 10 000 Hz. Die Kurven in Abb. 3 wurden mit einer für alle Frequenzen konstanten Eingangsspannung gewonnen, die so bemessen war, daß bei dem Maximum der Tiefen gerade eine Ausgangsleistung von 2 W am Lautsprecher auftrat.

Die Primärwicklung des Ausgangstransformators (Abb. 2) hat zweimal 1500 Windungen aus Draht mit 0,2 mm Durchmesser, die so dimensioniert sein sollen, daß eine Anodenimpedanz von je 6000 Ohm für jede Pentode

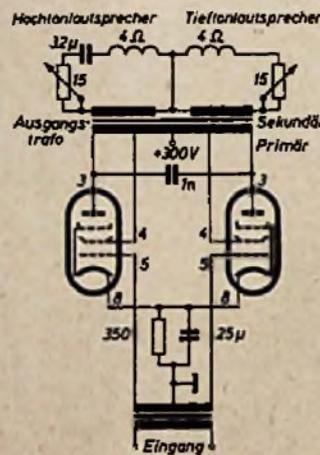


Abb. 1. Gegentakt-Endstufe mit Frequenzweiche

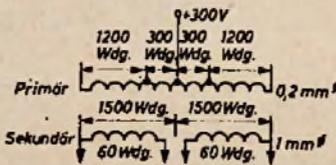


Abb. 2. Die Windungszahlen des Gegentakt-Ausgangstransformators

tonlautsprecher in ausreichendem Maße anzuheben, wird eine Rückkopplung von den Anoden der beiden Pentoden über die Primärwicklung des Ausgangstransformators auf die Schirmgitter der Pentoden durchgeführt.

In Abb. 1 ist die Schaltung der gesamten Endstufe mit der Frequenzweiche schematisch gezeigt, während Abb. 2 die Windungszahlen für die verschiedenen Wicklungen des Ausgangstransformators erkennen läßt, der das Kernstück der neuartigen Schaltung darstellt. Von Bedeutung ist hier vor allem die eigenartige Gestaltung der Sekundärseite des Ausgangstransformators. Es sind zwei identische Sekundärwicklungen vorhanden, und zwar je eine für jeden der beiden Lautsprecher, die einseitig miteinander verbunden sind, so daß eine sekundärseitige Mittelanzapfung entsteht, die an der ebenfalls einseitigen Verbindung der beiden Lautsprecher-Schwingspulen liegt. Die 4-Ohm-Schwingspule des Hochtonlautsprechers liegt über einen 32- μ F-Kondensator an der einen Sekundärwicklung, während die 4-Ohm-Schwingspule des Tieftonlautsprechers ohne frequenzbeeinflussende Mittel an die andere Sekundärwicklung angeschlossen ist. Mit jeder Schwingspule ist jedoch ein drahtge-

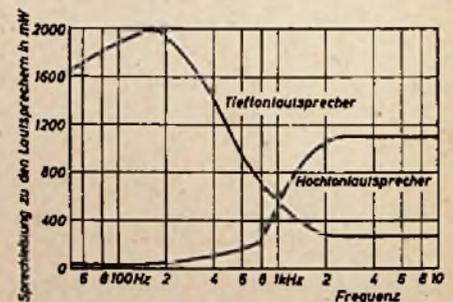


Abb. 3. Die Frequenzkurven der Gegentakt-Endstufe mit Frequenzweiche

vorhanden ist. Die Primärwicklung wird am besten von der Mittelanzapfung aus zuerst nach der einen Seite und dann, wieder von der Mittelanzapfung aus, nach der anderen Seite hin gewickelt, wobei darauf zu achten ist, daß die beiden Wicklungshälften möglichst gleich sind und den richtigen Windungssinn zueinander haben.

Die beiden Sekundärwicklungen bestehen aus je 60 Windungen emalliierten Drahtes mit 1 mm Durchmesser und haben eine Impedanz von je 4 Ohm. Der Kreuzungspunkt der beiden Frequenzkurven in Abb. 3, der dort bei 1000 Hz liegt, kann durch Einschaltung einer entsprechenden Selbstinduktion in Reihe mit der Schwingspule des Tieftonlautsprechers nach tieferen Frequenzen hin verschoben werden, wenn dies erwünscht sein sollte. —gs

ELEKTRONISCHE RUNDSCHAU

bringt unter anderem im Februarheft folgende Beiträge

Gesteuerte Glimmentladungen für Schalt- und Zählaufgaben

Verwendung von Topfkernen im Filterbau

Verminderung der gegenseitigen Störung zweier im gleichen Frequenzbereich betriebener Radar-Anlagen

Zur Dimensionierung der Klemmschaltung

Experimente zur Verbesserung der Raumwirkung von Schall

Neue Studietechnik beim Rundfunk

Verfahren der bildsynchrone Tonzeichnung im Fernsehen

Gleichstromstabilisierung für die Speisung von Elektromagneten

Langlebensdauer-Röhren als zuverlässiges Bauelement für Nachrichtentechnik und Industrie

Aus Industrie und Technik Vorträge • Referate Zeitschriftenauslese • Patentschau

Format DIN A4 • monatl. ein Heft • Preis 3,—DM Zu beziehen

durch jede Buchhandlung im In- und Ausland, durch die Post oder direkt vom Verlag

VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH
Berlin-Borsigwalde

Kippperäte für Oszillografen

②

II. Röhrenkippperäte

In neuerer Zeit geht man von Kippperäten mit gasgefüllten Röhren zu solchen mit normalen Elektronenröhren über. Es kommen dabei in der Hauptsache zwei Arten von Schaltungen in Frage, auf die sich die zahlreichen Anordnungen zurückführen lassen: 1. die Multivibrator-schaltungen, 2. der Transistron-Miller-Integrator. Hiermit gelingt die Erzeugung von Kippfrequenzen bis über 500 kHz.

Multivibratorschaltungen

Abb. 1 zeigt das Prinzipschaltbild eines Röhrenkippperätes. Der Kippkondensator C liegt in Serie mit einem Widerstand R. An Stelle des Widerstandes kann zum Erreichen eines konstanten Ladestroms wieder eine Laderöhre, z. B. eine Pentode, treten, deren Strom durch Regelung der Steuer- oder Schirmgitterspannung verändert wird.

In der Hilfsröhre HR fließt ein Strom, der das Gitterpotential der Entladerröhre ER festlegt, da letzteres mit der Anode von HR galvanisch verbunden ist. Zu Beginn der Aufladung des Kippkondensators C ist das Potential der untern, mit der Kathode von ER verbundenen Belegung gleich der oberen, d. h. praktisch gleich Anodenpotential. Es liegt also keine Anoden-spannung an, und das Gitter von ER ist zum Beginn der Aufladung von C zunächst stark negativ vorgespannt. Mit steigender Aufladung

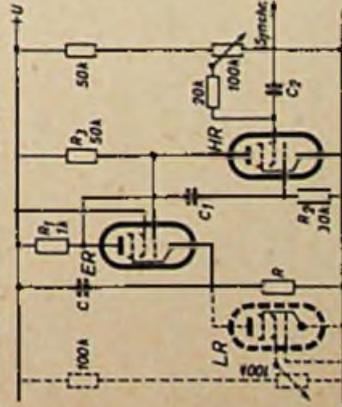


Abb. 1. Schaltung eines Röhrenkippperätes

rutscht das Potential der Kathode von ER immer weiter nach unten, bis die Potentialdifferenz zwischen Gitter und Kathode so klein geworden ist, daß ein Strom in ER zu fließen beginnt. Dadurch entsteht ein (negativer) Spannungsabfall an R_1 , der über C_1 auf das Gitter der

Hilfsröhre übertragen wird. Diese wird dadurch gesperrt, so daß das Potential des Gitters der Entladerröhre ER wegen des fehlenden Spannungsabfalls an R_2 gleichzeitig nach „oben“ rutscht, d. h. positiv in bezug auf die Kathode wird. Der Strom durch ER wird also

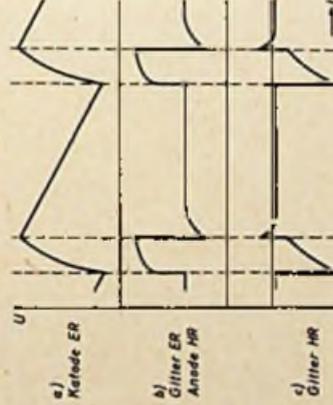


Abb. 2. Verlauf der Spannungen an verschiedenen Punkten der Schaltung

nach größer. Als Energiequelle für diesen Strom dient in der Hauptsache die Ladung des Kippkondensators C, d. h., dieser wird über ER entladen bis die Spannung so klein geworden ist, daß der Strom merklich abnimmt. Infolgedessen klingt auch die Wirkung des negativen Impulses am Gitter von HR ab, so daß in dieser Röhre wieder Strom zu fließen beginnt. Der entstehende Spannungsabfall bewirkt eine Verschiebung des Gitterpotentials von ER nach „unten“. Das Gitter von ER wird negativ gegen Kathode, und der Strom durch ER hört ganz auf. Die Entladung ist beendet, und C kann sich von neuem aufladen, womit die nächste Periode beginnt. In Abb. 2 sind die Potentialverhältnisse an verschiedenen Punkten der Schaltung nochmals dargestellt.

Der Hinlauf (Anstiegszeit der Kippspannung) ist gegeben durch

$$t_a = C(U_2 - U_1) \quad (1)$$

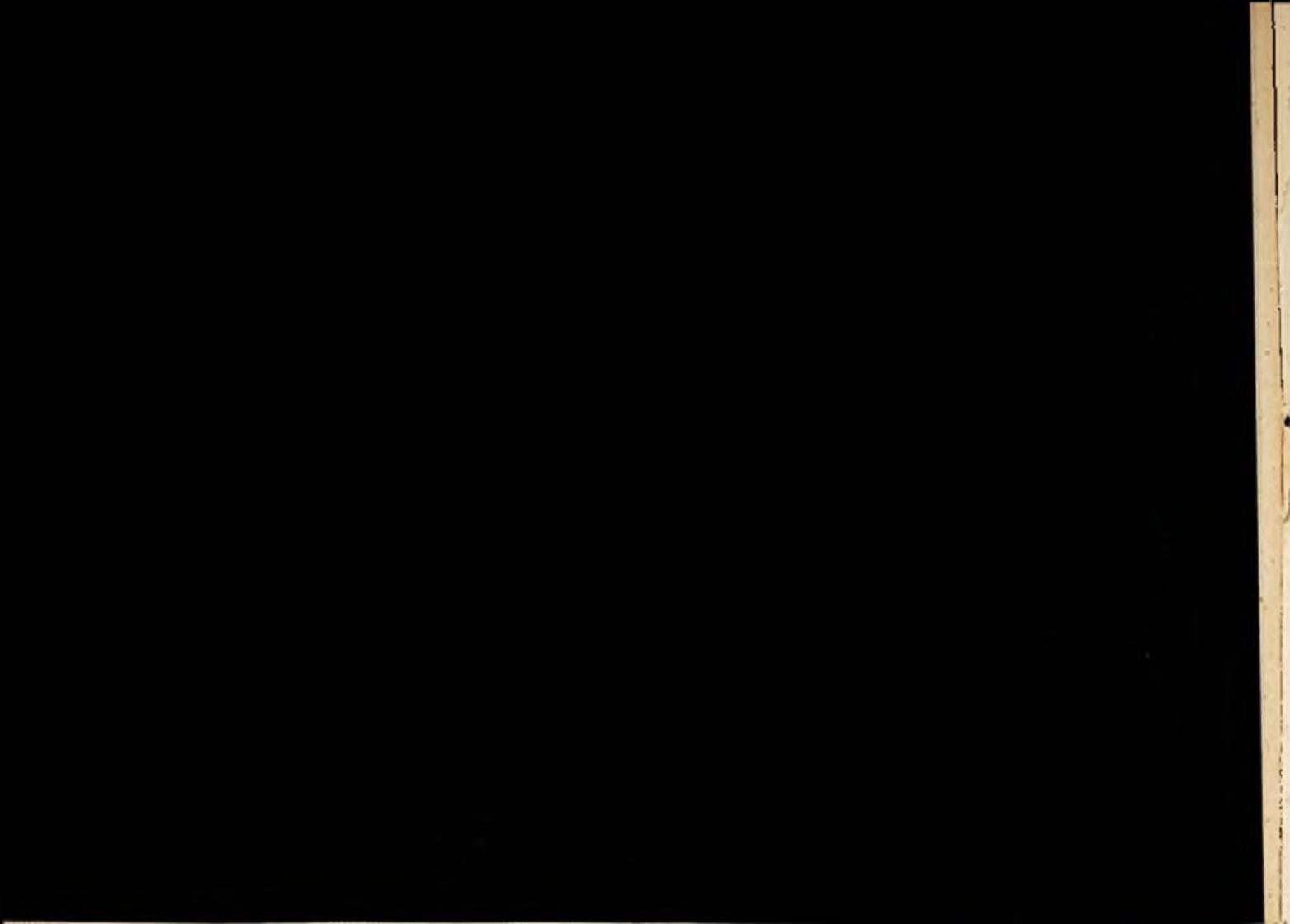
Der Rücklauf t_e ergibt sich aus der Entladung über den Innenwiderstand R_i der Entladerröhre ER zu

$$t_e = C(R_i + R_1) \ln \frac{U_2}{U_1} \quad (2)$$

Die Kippfrequenz f ist dann

$$f = \frac{1}{t_a + t_e} \quad (3)$$





In Anlehnung an die Bezeichnungen bei Thyatronkippergeräten ist U_z gleich der Spannung am Kippkondensator, bei der die Entladung beginnt, und U_L die Spannung, bei der sie aufhört; I ist wieder der Strom der Laderöhre. Die Kippfrequenz wird grob durch Umschaltung von C und fein durch Regelung des Ladestroms am Steuer- oder Schirmgitter der Laderöhre gebildet. Im allgemeinen wird auch C_1 zusammen mit C umgeschaltet, da die Zeitkonstante des Gitterkreises der Hilfsröhre mit Rücksicht auf verhältnismäßigen Rücklauf bei allen Frequenzen einen bestimmten Wert haben soll, C_1 darf dabei nicht zu klein sein, damit auch bei den tiefen Kippfrequenzen der Sperrimpuls ungeschwächt übertragen wird. Man wählt C_1 etwa $\frac{1}{50}$ der Größe von C und R_2 etwa 20 bis 50 kOhm groß.

Der Ladestrom darf nicht zu groß werden. An Stelle der Entionisierungszeit bei Gasströmen tritt hier die Zeit, in der das Gitter von ER am Ende der Entladung wieder nach unten rutscht. Hier ist die gemeinsame Zeitkonstante von Anodenkreis HR und Gitterkreis ER maßgebend. Für Kippfrequenzen von etwa 100 kHz und mehr liegt C in der Größenordnung von 100 pF. Der maximale Ladestrom soll 8 bis 10 mA nicht überschreiten. Als Laderöhre kommen die üblichen HF-Pentoden mit einer Steilheit von einigen mA/V in Frage.

Die Kippamplitude wird durch das Potential des Gitters der Entladeröhre festgelegt. Man kann als Hilfsröhre eine Pentode nehmen, deren Ruhestrom (in der Aufladepetode) durch Regelung der Schirmgitterspannung eingestellt wird, so daß das Potential des Gitters von ER und somit die Amplitude der Kippspannung zu regeln ist. Wie bei Thyatronkippergeräten ändert sich damit natürlich auch die Kippfrequenz. Für die Hilfsröhre kommen steile HF-Pentoden in Frage. Bei Erzeugung sehr hoher Frequenzen muß die Zeitkonstante des Anodenkreises klein sein, so daß Leistungs-pentoden und ein kleiner Widerstand R_3 (einige kOhm) notwendig sind.

Die Entladeröhre ER soll einen kleinen Innenwiderstand haben und einen hohen Strom zulassen, damit der Rücklauf klein wird. Es kommen hier Leistungs-pentoden in Frage.

Die Zeitkonstante des Entladekreises kann man verringern, wenn man R_1 (Größenordnung 1 kOhm) anstatt in die Anodenleitung in die Schirmgitterleitung (Größenordnung dann 10 kOhm) legt. C_1 wird dann an das Schirmgitter angeschlossen.

Eine Synchronisation erfolgt durch Zuführung der Synchronimpulse auf das Steuer- oder Schirmgitter der Hilfsröhre. Bei Einspeisung in den Steuer-gitterkreis muß dieser vom Meßkreis

genügend entkoppelt werden, um den Kippvorgang nicht durch den Widerstand des Meßkreises zu beeinflussen (evtl. Trennröhre). Einmalige Ablenkung ist ebenfalls möglich. In dem die Schaltung an einer Stelle, z. B. bei C_1 , unterbrochen wird. Der Auslöseimpuls wird der Hilfsröhre zugeführt. Wenn C vor Eintreffen des Impulses entladen ist, wird durch C kein Impuls die Entladeröhre gesperrt, und C kann sich aufladen. Durch eine Zeitkonstante in der Schaltung muß dafür gesorgt werden, daß die Sperrung während der Dauer des zu beobachtenden Vorganges aufrechterhalten bleibt.

Kipperschaltung mit zwei Doppellriden
Abb. 3 zeigt eine interessante Schaltung, in der zwei Doppellriden benutzt werden (Phillips-Oszillograt „GM 5657“). Die Wirkungsweise entspricht im wesentlichen der Schaltung Abb. 1. Als Laderöhre dient das eine und als Entladeröhre das andere System einer ECC 40.

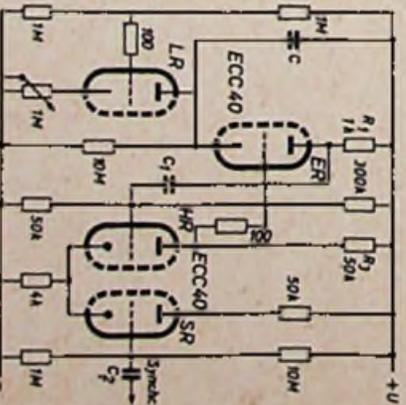


Abb. 3. Röhrenkippergerät mit zwei Doppellriden

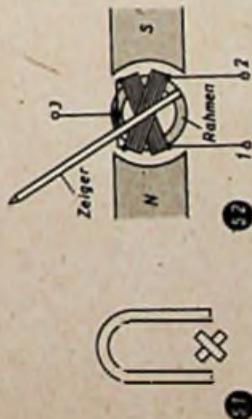
Der Ladestrom kann durch den Katodenwiderstand geregelt werden. Der am Anodenwiderstand der Entladeröhre zu Beginn der Entladung entstehende negative Impuls wird über C_1 auf das Gitter der Hilfsröhre HR übertragen und vermindert deren Anodenstrom. Das Gitter von ER rutscht hoch, und der Entladevorgang wird verstärkt. Am Ende der Entladung wird der Strom in der Hilfsröhre wieder größer, das Potential des Gitters von ER rutscht dadurch nach unten, so daß ER gesperrt wird. Nun beginnt eine neue Aufladung von C.

Das zweite System der zweiten Doppellröde ECC 40 dient als Trenn- und Verstärkeröhre für die Synchronisierimpulse. Die Ankopplung an die Hilfsröhre erfolgt über den gemeinsamen Katodenwiderstand.



Kreuzspul-Instrumente

Die Kreuzspul-Instrumente sind eine Abart der Drehspul-Meßwerke. Das Symbol auf dem Skalenblatt (Abb. 5.1) deutet den Aufbau an. Zwischen den Polschuh eines Dauermagneten ist auch hier ein drehbar gelagerter Rahmen angeordnet, an dem der Zeiger befestigt ist. Im Gegensatz zum Drehspulsystem trägt aber der Rahmen nicht nur eine Spule, sondern zwei



Symbol für das Kreuzspul-Meßwerk
Anordnung der Kreuzspulen

Spulen (in manchen Ausführungsarten sogar drei), die gekreuzt zueinander gewickelt sind (Abb. 5.2).

Wenn nur eine der Spulen von einem elektrischen Strom durchflossen wird, stellt sich der Drehrahmen mit dem Zeiger auf einen Wert ein, der diesem Strom entspricht. Fließt auch in der zweiten Spule ein Strom, so wird auch von diesem zweiten Magnetfeld ein Einfluß auf die Zeigerstellung ausgeübt. Beide gleichzeitig auftretenden Kräfte wirken gleichzeitig und bewirken eine Zeigerstellung, die dem Verhältnis der beiden Einzelströme entspricht. Oft bezeichnet man diese Meßwerke deshalb auch als Quotienten-Meßwerke.

Die Stromzuführung für die Kreuzspulen erfolgt über eine sehr weiche Zuleitung, also nicht über Spiralfedern wie beim Drehspulinstrument. Vorwiegend werden Goldbänder verwendet. Der Zeiger wird daher nicht mechanisch in die Nullstellung zurückgeführt, sondern stellt sich nur dann auf den Skalenbeginn ein, wenn die Ströme in beiden Spulen gleich groß sind und damit das Verhältnis 1 erreicht ist. Im abgeschalteten Zustand kann der Zeiger in

irgendeiner Stellung stehenbleiben. Oft wird dadurch der Eindruck erweckt, als sei das Meßinstrument defekt, besonders wenn durch eine Erschütterung der Zeiger ohne Rückstellkraft hin- und herpendelt!

Der wesentliche Vorteil der Kreuzspulinstrumente ist ihre Unabhängigkeit von Spannungsschwankungen. Wenn für beide Meßzweige dieselbe Spannungsquelle verwendet wird, ändern sich zwar bei Spannungsschwankungen die Absolutbeiträge der beiden Zweigströme, ihr Verhältnis bleibt aber davon unabhängig das gleiche. Theoretisch könnten die Spannungsschwankungen beliebig groß sein; praktisch läßt man jedoch etwa $\pm 20\%$ zu. Innerhalb dieser Grenzen ist der Einfluß auf die Meßgenauigkeit so klein, daß er vernachlässigt werden kann.

Eine Weiterentwicklung des Kreuzspulinstrumentes ist das T-Spulinstrument (Abb. 5.3). Hier ist die zweite Spule einseitig angeordnet und so bemessen, daß sie die Einstellung auf den Anfangswert der Skala bewirkt. Auch hier entfällt die Spiralfeder mit ihrer mechanischen Rückstellkraft. Man bezeichnet diese Methode auch als „elektrische Feder“.



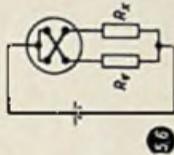
T-Spul-Meßwerk

Die Brücken-Kreuzspulmeßwerke haben drei, gekreuzt auf dem gemeinsamen Rahmen aufgewickelte Spulen. Wie bei den einfachen Kreuzspulinstrumenten ist der Rahmen mit dem Zeiger starr verbunden und drehbar zwischen den Polschuh eines Permanentmagneten gelagert. Die beiden Kreuzspulen werden hintereinandergeschaltet und mit der Stromquelle verbunden (Abb. 5.4). Da ihr Eigenwert gleich ist und in die Zuleitung kein weiterer Widerstand eingeschaltet wird (die Mittelanzapfung ist im Gegensatz zum einfachen Kreuzspulsystem meistens nicht heraus-

Verhältniswert-Messungen

Jede Messung, die auf Bildung eines Verhältniswertes, eines Quotienten aus zwei elektrischen Meßwerten beruht, läßt sich mit den Kreuzspulsystemen verschiedener Art ausführen.

Die Anwendungsmöglichkeiten des Verhältniswert-Meßprinzips sind deshalb so außerordentlich vielseitig, weil sich neben den direkt erfassbaren elektrischen Größen auch die meisten mechanischen Meßwerte auf einfache Weise in die Änderung eines Verhältniswertes umsetzen lassen. Vorwiegend arbeitet man mit dem Vergleich zweier Widerstände. In den einen Kreuzspulzweig wird ein bekannter Festwiderstand gelegt. Im Zweig der anderen



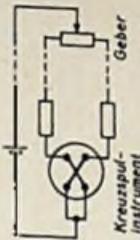
Kreuzspul-Ohmmeter

Kreuzspule liegt der unbekannte oder durch äußere Vorgänge veränderte Widerstand. Beide Stromzweige werden von derselben Spannungsquelle gespeist. Das Verhältnis der beiden Teilströme wird vom Meßwerk unmittelbar angezeigt, und die Eichung der Skala kann für jeden Fall direkt vorgenommen werden.

In der einfachsten Form ist dieses Meßverfahren beim Kreuzspul-Ohmmeter zu finden (Abb. 5.6). Der Vergleichswiderstand R_1 ist entweder fest eingebaut oder austauschbar. Die Skala kann in Prozentwerten oder direkt in Widerstandswerten geeicht werden. Vor allem für Toleranzmessungen bei der Nachprüfung einer größeren Zahl gleichartiger Widerstände ist die Anordnung geeignet. Im Gegensatz zum direkt leitenden Ohmmeter oder zum Strom-Spannungsverfahren braucht auf Änderungen der Spannung keine Rücksicht genommen zu werden, da bis zu 20% Spannungsschwankungen keinen Einfluß auf die Meßgenauigkeit haben.

Für die Messung mechanischer Größen und für die Fernübertragung von Meßwerten ist das

Kreuzspul-Meßwerk in der Schaltung nach Abb. 5.7 zu verwenden. Jeder mechanische Vorgang (wie zum Beispiel die Messung von Behälterinhalt, von Durchflußmengen oder



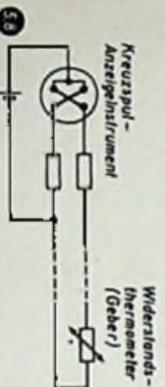
57 Fernzeiger mit Widerstandsgeber und Kreuzspul-Anzeigeelement

Drücken) ist in einfacher Weise zur Verstellung eines Potentiometer-Schleifkontaktes zu verwenden. Mit der Veränderung des Abgriffs im Geber-Potentiometer ändert sich das Verhältnis der beiden Teilströme in den Meßzweigen. Mit der Verstellung erfolgt praktisch gleichzeitig die Anzeige. Bis zu 50 km Entfernung lassen sich in der Fernanzeige leicht Überbrücken, wenn der Widerstand der Zuleitungen mit eingeeicht wird. Häufig wird ein Leitungswiderstand von 20 Ohm angesetzt. Ist der tatsächliche Widerstand geringer, so kann mit einem Korrektur-Potentiometer ausgeglichen werden. Da Isolationsfehler oder ungleiche Übergangswiderstände in die Messung eingehen, ist auf besonders sorgfältige Leitungsverlegung und gute Klemmverbindungen Wert zu legen.

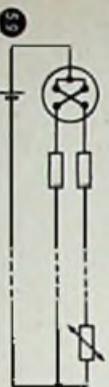
Kreuzspul-Meßwerke werden als Anzeigegeräte in Widerstands-Thermometeranlagen gern benutzt. Der Geber besteht in diesem Falle aus einem stromdurchflassenen Widerstandsdraht mit starker Temperatur-Abhängigkeit. Je nach Art der Messung, je nachdem, ob Flüssigkeiten oder Gase gemessen werden und je nach Höhe des Druckes an der Meßstelle werden verschiedene Schutzgehäuse für die Widerstandswicklung verwendet. Die benutzen verschiedenen Widerstandsmaterialien (z.B. Nickel oder Platin) sind abhängig vom Temperaturbereich. Zwar sind die Geberverhältnismäßig träge, für viele Messungen reicht aber die Einstellzeit von einigen Minuten aus. Der Geber-Widerstand wird in den einen Zweig des Kreuzspulinstrumentes geschaltet,

und die Stromänderungen bewirken den Zeigeranschlag. Die Skala wird unmittelbar in Grad Celsius geeicht. Die Betriebsspannung braucht gewöhnlich nicht höher als 4 bis 6 V zu sein. Der Strombedarf je Meßstelle ist etwa 20 mA (Abb. 5.8).

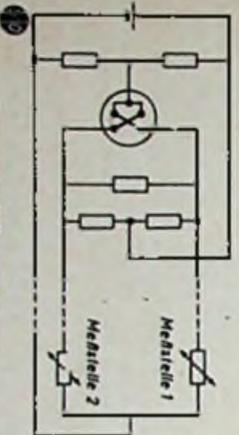
Besonders günstig ist die Ferntemperaturüberwachung mit diesem Verfahren, da ein einziges Anzeigeinstrument auf beliebig viele Meßstellen ungeschaltet werden kann und die Verbindung zwischen Anzeige- und Meßstelle als elektrische Leitung bequem zu verlegen ist. Wie bei jeder elektrischen Fernanzeige ist der Leitungswiderstand zu berücksichtigen und bei der Eichung der Anlage auf einen vorgesehenen Wert abzugleichen. Die Angabe für den Widerstand der Verbindungsleitung ist bei den Kreuzspul-Instrumenten mit Temperaturskala meistens auf dem Skalenblatt vermerkt. Üblich sind Beträge zwischen 3 und 10 Ohm.



5.8 Temperaturmessung mit Kreuzspul-Instrument



5.9 Fern-Temperaturmessung mit Kompensationsleitung



5.10 Temperatur-Differenzmessung

Wenn damit zu rechnen ist, daß die Verbindungsleitungen größeren Temperaturschwankungen ausgesetzt sein können (bei Freileitungen ist dies stets der Fall), dann darf der Widerstand der Leitung nur niedrig sein, damit sein

prozentualer Einfluß gering bleibt. Das bedeutet, daß entweder nur geringere Entfernungen zulässig sind oder daß größere Querschnitte verwendet werden müssen.

Für genaue Anzeige wird in kritischen Fällen besser eine dritte Leitung verlegt. Dabei erfolgt die Stromverzweigung erst in unmittelbarer Nähe der Meßstelle, und etwa auftretende Änderungen des Leitungswiderstandes betreffen beide Meßzweige und heben sich damit in der Wirkung auf. Diese „Kompensationschaltung“ bedingt zwar einen größeren Materialaufwand, ist aber praktisch unabhängig von äußeren Einflüssen (Abb. 5.9).

Bei der direkten Temperaturmessung ist die Temperatur der Anzeigestelle der Bezugswert. Wenn es darauf ankommt, Temperaturdifferenzen anzuzeigen, z. B. im Zu- und Abfluß einer Flüssigkeitserwärmung, dann schaltet man zwei Widerstandsthermometer in die Kreuzspulzweige und ist damit von dem Absolutwert der Temperatur unabhängig (Abb. 5.10). Die erreichbaren Genauigkeiten sind recht hoch. Eine Herstellerfirma gibt für eine derartige Anlage zum Beispiel bei einer Temperaturdifferenz-Anzeige von 0 bis 20 °C innerhalb der absoluten Grenzen von -20 bis +120 °C einen Fehler von weniger als 0,3 °C an.

Mit Punktschreiber-Kreuzspulgeräten überwacht man in Kraftwerken häufig mehrere Temperaturmeßstellen oder auch den Kohlendioxydgehalt der Rauchgase zur Kontrolle der vollständigen Verbrennung in Kesselanlagen. Im weiteren Ausbau führt dieses Prinzip von der Anzeige und der Aufzeichnung zur automatischen Regelung.

Die CO₂-Messung beruht geberseitig ebenfalls auf einer Widerstandsmessung. Die Wärmeleitfähigkeit von Luft ist besser als die des Kohlendioxyds. In einer Brückenschaltung werden die Meßwiderstände teils von Luft und teils vom Meßgas umspült.

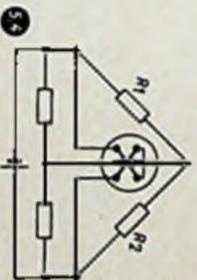
Die mit Widerstandsthermometern und Kreuzspulinstrumenten erfassbaren Temperaturbereiche liegen zwischen -200 und +500 °C. Beim Ausfall der Stromversorgung einer Kreuzspulmeßanlage bleibt der Zeiger in irgendeiner Stellung stehen, da bei Kreuzspulinstrumenten die mechanische Rückkraft durch die elektrische Feder ersetzt ist. Um Fehler in der Ablesung in einem solchen Falle zu vermeiden, werden bei Schalttafelinstrumenten für Dauerüberwachung gelegentlich kleine Relais eingebaut, die den Zeiger bei stromloser Anlage aus dem Skalenbereich herausdrücken und dadurch auf den Ausfall aufmerksam machen.

G. Rose.

Leistungsmessung

Das nächste Mal...

geführt), bleibt stets das Stromverhältnis 1:1 erhalten. Der Zeiger stellt sich auf den Anlagswert der Skala ein. Die dritte Spule ist mit beiden Anschlüssen getrennt herausgeführt und als Meßzweig einer Brücke geschaltet, die an derselben Spannungsquelle liegt. Ist in der Brückenschaltung das Brückengleichgewicht gestört, dann fließt in dieser dritten Spule der Ausgleichsstrom. Das dabei auftretende Magnetfeld dreht die Spulenrahmen aus der Ruhelage, und zwar so weit, bis sich die Drehmomente der Kreuzspulen und der Brückenspule das Gleichgewicht halten.



5.9 Brücken-Kreuzspul-Meßinstrument

Die Kreuzspul-, T-Spul- und Brückenkreuzspul-Systeme werden als Anzeigelinstrumente in Rundgehäusen, Profiligehäusen oder in quadratischer Form geliefert. Diese Systeme sind auch als Schrelbgeräte und als Regelgeräte zu verwenden, und sie eignen sich gerade wegen ihrer Spannungsunabhängigkeit besonders gut für den praktischen Betrieb.

Als Schrelbgeräte werden vielfach sogenannte „Punktschreiber“ verwendet. Würde man den Zeiger ständig mit seinem Schrelbstift auf dem Registrierpapier aufliegen lassen, dann würde durch die Reibung die Anzeige ungenau werden. Man läßt deshalb den Zeiger frei über dem Registrierstreifen spielen und drückt eine mit dem Zeiger verbundene Schneide dann in kurzen Zeitabständen durch einen Fallbügel auf ein Farbband und das Papier. Der Papiervorschub und der Andruck des Fallbügels erfolgen zeitkonstant durch einen Synchronmotor. Durch verschiedenfarbigen Druck mit mehreren Farbbändern und entsprechende automatische Umschaltung des Meßwertes auf mehrere Meßstellen können bis zu 12 Meßstellen von einer Registrierereinrichtung überwacht werden.

Nach dem gleichen Verfahren arbeiten die Fallbügel-Regler. Auch hierfür bevorzugt man Kreuzspul- und eventuell Drehspulsysteme. Ein bestimmter Sollwert kann vorher eingestellt werden. Hat der Meßgerätezeiger den

Sollwert erreicht, wenn der Fallbügel die Messung abtastet, dann wird der Regelvorgang eingeleitet. Durch genügend rasche Folge der Abtastung kann eine sehr feinfühligere Regelung erreicht werden.

Eine Sonderausführung der Kreuzspul-Meßwerke stellen die Drehmagnet-Quotientenmeßwerke dar, die in Kurbelinduktor-Isolationsmessern verwendet werden. Hier sind die beiden gekreuzt angeordneten Spulen fest im Gehäuse untergebracht, und zwar in Form von zwei Spulenpaaren, die um 90° versetzt sind. Drehbar gelagert ist hier der Permanentmagnet, der sich entsprechend dem Verhältnis der beiden Meßströme einstellt. Da keine Stromzuführung zu bewegten Teilen notwendig ist, eignet sich diese Bauart besonders für den rauen Betrieb der Installationspraxis. Die Anzeige ist ebenso spannungsunabhängig wie bei den anderen Kreuzspulsystemen.

Schließlich könnte man noch die Leistungsfaktor-Messer zu den Kreuzspulsystemen zählen. Bei diesen Meßgeräten wird die Kreuzspule allerdings nicht im Feld eines Dauermagneten angeordnet, sondern das Feld wird von einem Elektromagneten erzeugt, dessen Feldstärke bereits für die Messung den einen Faktor darstellt. Man bezeichnet den Leistungsfaktormesser nach diesem Prinzip deshalb auch als elektrodynamisches Meßwerk. Die kennzeichnende Eigenschaft der fehlenden mechanischen Richtkraft ist jedoch auch bei diesem System vorhanden. Der Zeiger hat im stromlosen Zustand keine definierte Ruhelage. Die Einstellung erfolgt erst bei Stromfluß, und zwar entsprechend dem Quotienten der Ströme. Das Symbol für die elektrodynamischen Quotientenmesser ist aus der Kombination der Symbole für das Kreuzspulinstrument und für das elektrodynamische System entstanden (Abb. 5.5)

Symbol für das elektrodynamische Quotienten-Meßwerk



Als Betriebsspannung für Kreuzspulsysteme aller Art werden Spannungen in der Größenordnung zwischen 4 bis 12 V, bei Fernübertragungen bis 36 V benötigt. Die Spannung wird vorwiegend über einen Transformator und Trockengleichrichter aus dem Lichtnetz entnommen. Betrieb mit Trockenbatterien oder Akkumulatoren ist ebenfalls möglich. G. Rost.

Das nächste Mal . . .

Elektrodynamische Meßwerke

Frequenzwobler »MINIWOB«

Der nachstehend beschriebene Frequenzwobler vervollständigt die Klein-Meßgeräteserie »Minitest«. Soweit für bestimmte Aufgaben notwendig, werden noch von Fall zu Fall Ergänzungen zu den einzelnen Geräten der Serie erprobt und veröffentlicht werden. Die Reihe an sich ist jedoch jetzt abgeschlossen.

Wobbelsender unterscheiden sich grundsätzlich durch die Art der Frequenzmodulation. So vorteilhaft z. B. magnetische Wobbelverfahren auch scheinen, bieten sie doch erhebliche Schwierigkeiten bei der konstruktiven Ausführung. Um dem Praktiker ein betriebssicheres Gerät in die Hand zu geben, wurde auf die altbewährte Schaltung mit einer Reaktanzröhre zurückgegriffen. Dieses Prinzip macht es erforderlich, höhere Frequenzen zu verwenden und die Zwischenfrequenz als Mischprodukt zweier hoher Frequenzen zu erzeugen.

Technische Daten

Meßfrequenzen: 470 kHz \pm 10% veränderbar, 10,7 MHz \pm 10% veränderbar

Maximaler Frequenzhub: 50 kHz bzw. 500 kHz

Ausgangsspannung: max. 100 mV, stufenlos abschwächbar, minimal etwa 10 μ V

Synchronisier-Spannungsbedarf: max. 3 V eff.

Frequenzmarken: einblendbar; Einschaltung von Quarzen möglich

HF-Oszillatoren: 4 bzw. 3,53 MHz und 50 bzw. 39,3 MHz. Die höhere Frequenz wird frequenzmoduliert, die niedrigere Frequenz ist Mischfrequenz und kann innerhalb gewisser Grenzen verändert werden, um das Mischprodukt den gegebenen Zwischenfrequenzen anzugleichen

Frequenzmodulation: durch Reaktanzröhre EF 80

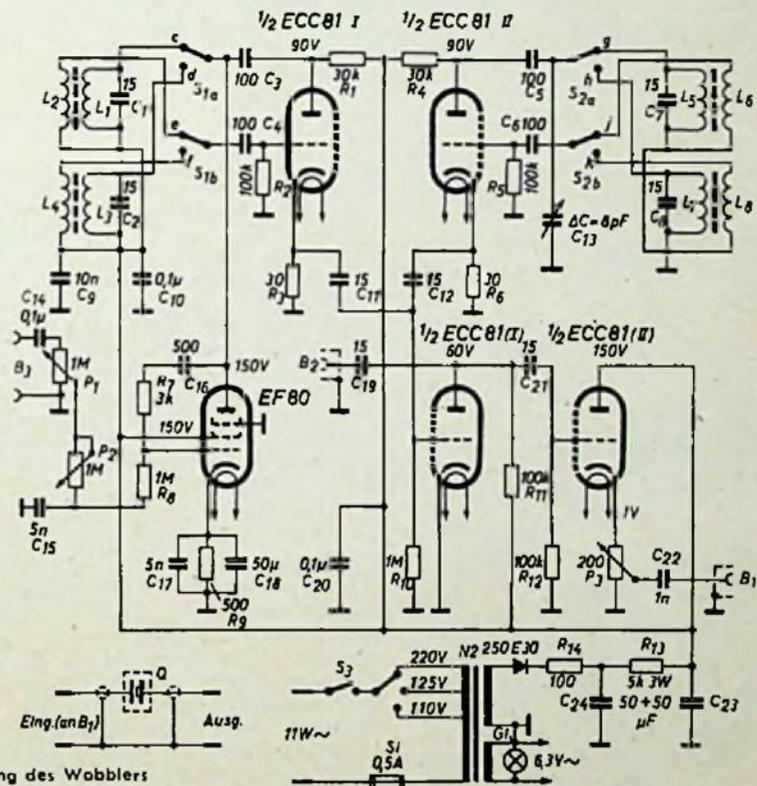
Wechselstrom-Netzanschluß: 110, 125, 220 V

Leistungsaufnahme: etwa 11 W

Röhrenbestückung: 2 \times ECC 81, EF 80

Der Frequenzwobler »Miniwob« benutzt Frequenzen um 4 MHz bzw. 50 MHz, bei denen man mit üblichen Reaktanzröhren-Schaltungen Frequenzhübe von 50 kHz bzw. 500 kHz leicht erreichen kann. Beide Oszillatoren sind nach dem bewährten Meissner-Prinzip aufgebaut, verwenden also induktive Rückkopplung. Um eine gegenseitige kapazitive Beeinflussung mit Sicherheit zu vermeiden, wurde darauf verzichtet, beide Systeme einer Verbundröhre als Oszillatoren auszunutzen. Es wurden vielmehr Einzelsysteme getrennter Röhren herangezogen.

Die Ausgangsspannung wird praktisch rückwirkungsfrei den Katoden der Oszillatorsysteme entnommen. Bei dem hier angewandten Verfahren bestimmt die Größe des Katodenwiderstandes die Amplitude der HF-Spannung und den Gegenkopplungsfaktor der Stromgegenkopplung. Durch diese Gegenkopplung wird das Auftreten stärkerer Oberwellen verhindert. Mit einem Triodensystem der ECC 81, arbeitet ferner die additive Mischstufe. Der Anode dieser Röhre kann ein von außen angeschaltetes Prüf- oder Meß-



Schaltung des Wobblers

Spule	Wdg.	Kammer	Draht	Induktivität (μ H)	Spulen-körper	Spulen-kern
L ₁	75	1-3	0,2 CuL	96	T 2726	T 2723
L ₂	25	4	0,2 CuL	—	T 2726	T 2723
L ₃	7,5	1-4	0,4 CuL	1,8	T 2726	T 2723
L ₄ ¹⁾	2,5	1-3 ¹⁾	0,2 CuL	—	T 2726	T 2723

$L_5 = L_1, L_6 = L_2, L_7 = L_3, L_8 = L_4$

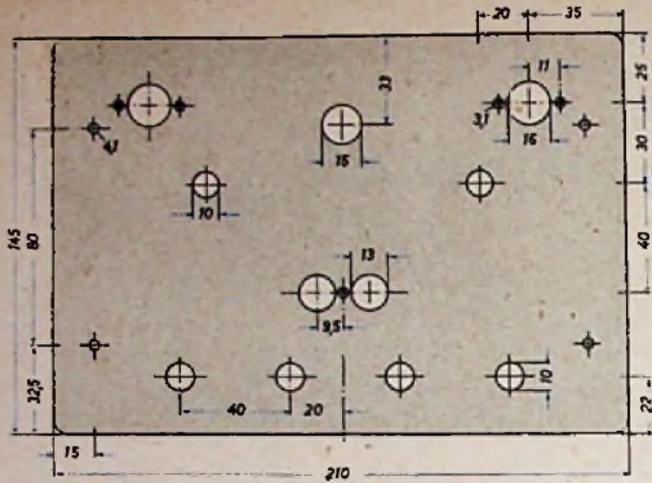
1) Zwischen L₃ bzw. L₂ gewickelt

Spulendaten bei Verwendung von Görlter-Spulenkörpern

Die anderen Systeme dienen als Mischer und Katodenausgangsverstärker. Die Oszillatoren werden durch Wellenschalter umgeschaltet. Außer den im Mustergerät vorgesehenen Frequenzbereichen können noch weitere Bänder angeordnet werden. Der räumlich aufgelockerte Aufbau des Wobblers gestattet einen solchen Ausbau. Die Spulen sind unter Verwendung von Görlter-Spulenkörpern aufgebaut, die praktische Montagelösungen mit Lötanschlüssen haben. Aus der Tabelle gehen Induktivitätswerte und Wickel-daten hervor.

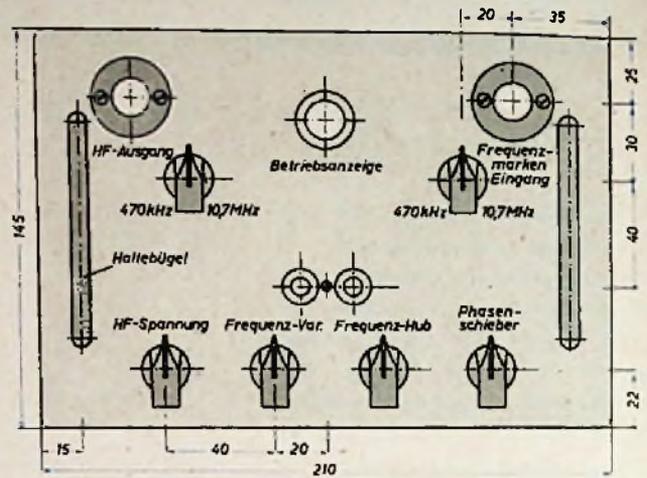
sendersignal zugeführt werden, das auf dem Oszillografen als Frequenzmarke erscheint. An diese Mischstufe schließt sich ein weiteres Triodensystem als Katodenverstärker an.

Interessant ist die Anschaltung der Reaktanzröhre EF 80, die als regelbare Induktivität wirkt. Das Synchronisiersignal wird über einen regelbaren Spannungsteiler (Potentiometer P₁) und einen Phasenschieber (P₂, C₁₄) dem Steuergitter zugeführt. Das Phasenschiebglied ermöglicht bei nicht ausreichender Unterdrückung des Strahlrücklaufs, die Vor-



Bohrschablone für die Frontplatte

Unten: Einzelteileanordnung an der Frontplatte



lauf mit der Rücklaufkurve zu decken. Im Gegensatz zu den meistens üblichen Schaltungen ist die Anodenspannung nicht über eine HF-Drossel der Anode der EF 80 zugeführt, sondern direkt über die Schwingkreise. Man erreicht dadurch konstante Schwingkreisdämpfung in allen Bereichen. Ferner gehen die Eigenresonanzen der HF-Drossel nicht in das Meßergebnis ein.

Ratschläge für den Aufbau

Wie bei allen Geräten der Minitest-Serie wurde auch zum Aufbau des Frequenzwobblers „Miniwob“ das bekannte *Leistner-Kleingehäuse* verwendet, das jedoch wie beim Elektronenstrahloszillografen „Miniskop“ und beim RC-Generator „Minidio“ 150 mm tief sein muß. Das

eigentliche Montagechassis ist vertikal angeordnet und wird durch vier je 80 mm lange Stützen im richtigen Abstand von der Frontplatte gehalten. Die Stützen haben beidseitig M4-Gewinde und werden mit vernickelten Haltebügeln (*Leistner*) verschraubt. Die genaue Einzelteileanordnung geht aus den Skizzen und Fotos hervor.

Die Spulen befinden sich auf der Vorderseite der Montageplatte, etwas seitlich von den Wellenschalterachsen. Besonders praktisch sind die Spulen-Fußplatten „T 2708“ der Fa. *Görler*, die bei der Montage große Vorzüge bieten. Die Spulenkerne müssen in die Fußplatten so eingekittet werden, daß die Spulenkerne bequem von rückwärts abzugleichen sind. Die Wellenschalter (*Mayr* „E 928“) werden im Mustergerät nicht voll ausgenutzt. Es ist daher möglich, noch weitere Spulen anzuordnen, um den Wobbler gegebenenfalls noch in anderen Bereichen verwenden zu können.

Auf der Rückseite des Montagechassis sind verhältnismäßig wenig Einzelteile angeordnet. Die Verdrahtung kann daher einfach und übersichtlich ausgeführt werden. Bei den hohen Frequenzen kommt es auf kürzeste Leitungsführung an. Als Erdungspunkte dienen die Anschlüsse der Abschirmzylinder an den Röhrenfassungen. Zentraler Massepunkt ist der Rotoranschluß des Feinabstimmkondensators C_{18} . Dieser bildet die einzige Verbindung mit dem Chassis (Gehäuse). Mit diesem Verdrahtungsprinzip vermeidet man jede Verkopplung und schafft übersichtliche Verhältnisse. Es ist ferner möglich, auf abgeschirmte Leitungen zu verzichten.

Liste der Spezialteile

Netztransformator „N 2“	(Engell)
Selengleichrichter 250 E 30	(AEG)
Doppel-elektrolytkondensator 2X 50 μ F, 350/385 V	(NSF)
Kleindrehkondensator	(Hopf)
Doppelbuchse	(Mozart)
2 HF-Buchsen, abgeschirmt, mit zugehörigen Steckern	(Schützinger)
2 keramische Stufenschalter „E 928“	(Mayr)
4 Spulenkerne	(Görler)
6 Pfeildrehknöpfe, Miniaturlausführung	(Mozart)
Rollkondensatoren	(Wima)
Widerstände	(Dralowid)
3 Potentiometer	(Preh)
3 Noval-Röhrenfassungen	(Preh)
1 Signallampenfassung	(Jautz)
Metallgehäuse 145X210X155 mm	(Leistner)
2 vernickelte Haltebügel	(Leistner)
Sicherungshalter	(Wickmann)
Röhren EF 80, 2X ECC 81	(Valvo)

In den höherfrequenten Bereichen kann es vorkommen, daß bei falscher Wicklung die Oszillatoren mit Überrückkopplung arbeiten und zu pendeln beginnen. In diesem Falle geben die Oszillatoren keine eindeutigen Frequenzen mehr ab. Dieser Fehler läßt sich leicht beheben, indem man die Windungszahl der jeweiligen Rückkopplungsspule etwas verringert.

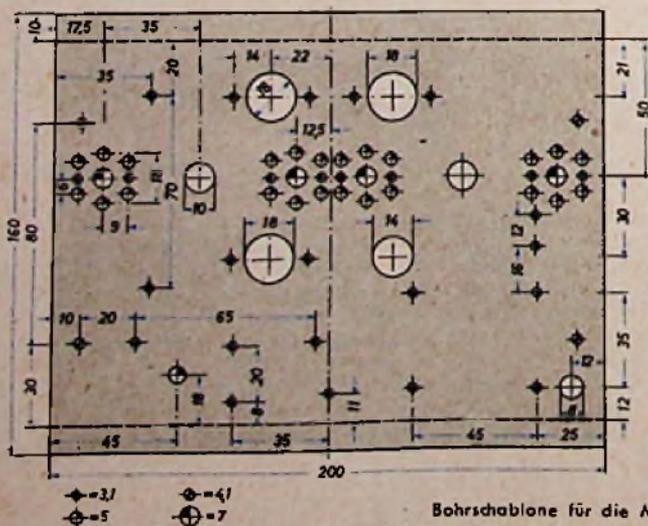
Induktive Brummeinstreuungen vom Netztransformator sind nicht zu befürchten. Die Heizwicklung ist einseitig gerichtet.

Inbetriebnahme und Abgleich

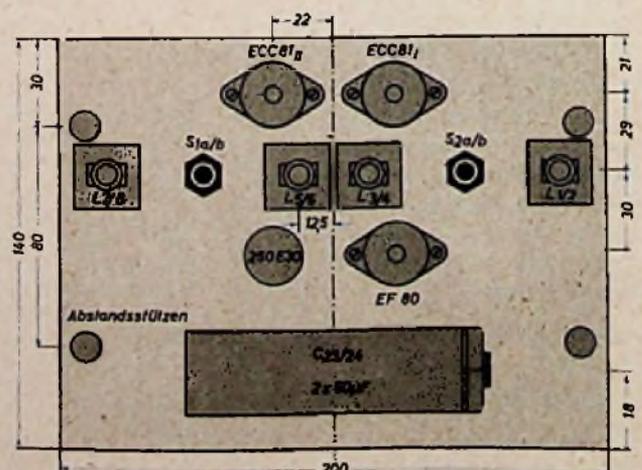
Nach dem ersten Einschalten überprüft man zunächst mit dem Röhrenvoltmeter sämtliche Spannungen. Abweichungen von $\pm 10\%$ sind ohne weiteres zulässig.



Chassis-Vorderansicht von oben



Bohrschablone für die Montageplatte und Einzelteileanordnung auf der Montageplatte

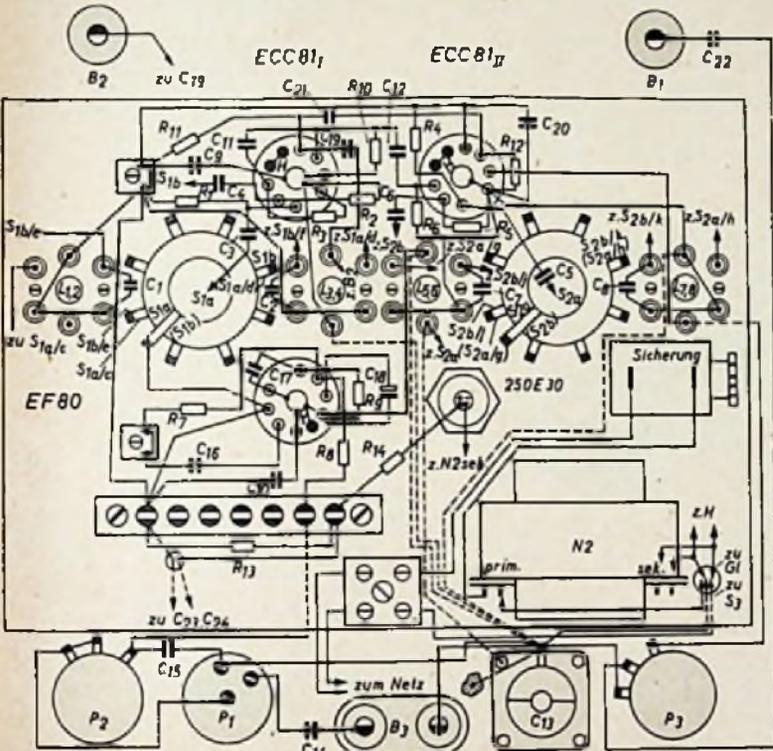


Die Oszillatoren werden nun mit Hilfe eines Prüfpfängers abgeglichen. Dabei erweist sich z. B. für die niedrigen Frequenzen der Tornister-Empfänger „Berta“ als nützlich, denn bei Geradeausempfängern ist ein Spiegelfrequenz-Abgleich nicht möglich. Der 50-MHz-Oszillator kann mit seiner zweiten Harmonischen auf 100 MHz unter Verwendung eines AM/FM-Supers eingetrimmt werden, während der 39,3-MHz-Oszillator am sichersten nach der Mischfrequenz abge-

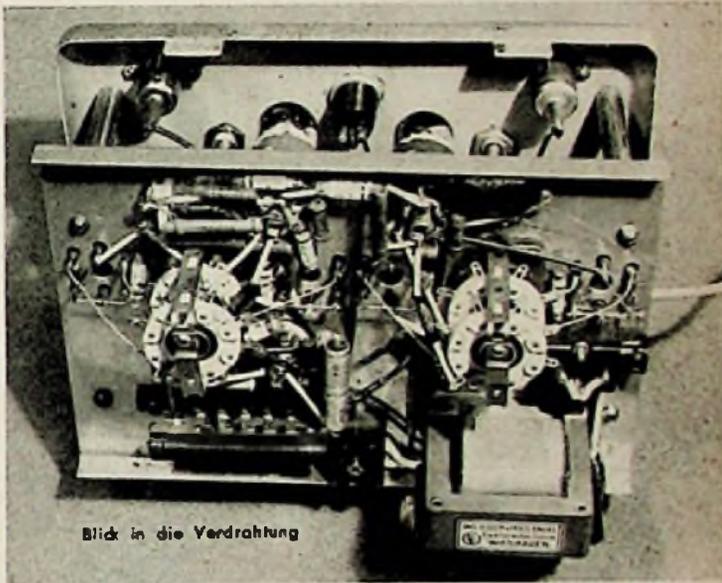
stimmt wird. Hierzu eignet sich z. B. der ZF-Teil eines üblichen AM/FM-Empfängers oder ein Spezial-KW-Empfänger. Die Reaktanzröhre kann mit einer Gleichspannungsmessung überprüft werden. Der Wobbler wird durch die Zeitablenkung des Oszillografen (z. B. „Minioskop“) synchronisiert. In anderen Fällen kann man auch sinusförmige Spannungen heranziehen. Es muß dann der Oszillograf gleichfalls sinusförmig abgelenkt werden. Vorteilhaft ist eine Frequenz

von 50 Hz, da dann Brummeinflüsse das Meßergebnis nicht verfälschen. Der Frequenzhub wird mit Hilfe des Potentiometers P_1 geändert.

Beim Abgleichen des AM-ZF-Teiles von Rundfunkempfängern hat man die Möglichkeit, zwischen dem hoch- oder niederfrequenten Schirmbild zu wählen. Im FM-Kanal gleicht man die Bandfilter nach dem HF-Verfahren und den Demodulator nach dem niederfrequenten Schirmbild ab. Frequenzmarken, die z. B. ein Prüfsender liefert, werden über die Buchse B_2 zugeführt. Die Breite der Frequenzmarke hängt dabei vom Vertikalverstärker des Oszillografen ab. Eleganter ist das Einschalten eines Quarzes in die HF-Zuleitung.



Verdrahtungsskizze



Blick in die Verdrahtung

**WELLPAPPE-
UNIVERSALVERPACKUNG
FÜR LUFTFRACHT**

LEICHT · STABIL · SICHER

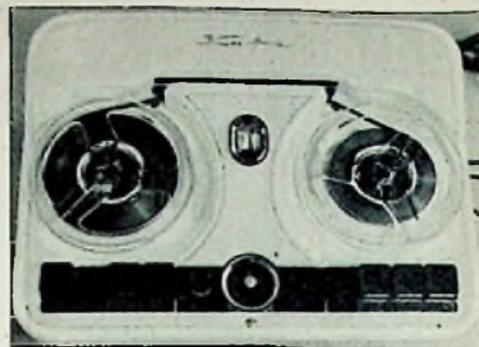
well-verpackt
leicht
stabil
sicher

schnell-verpackt

PIPP

VERBAND DER WELLPAPPERINDUSTRIE · FRANKFURT/M. · SCHUBERTSTR. 2

Ein neues Magnetongerät

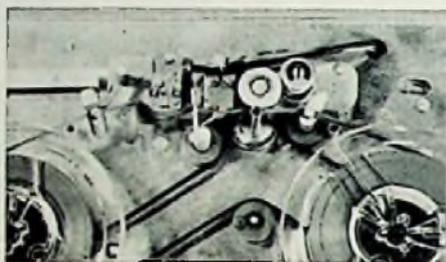


Kuba brachte kürzlich ein neues Magnetongerät unter der Typenbezeichnung „chérie“ heraus. Das Chassis ist vorzugsweise für den Einbau in die Kuba-Musikmöbel bestimmt, wo es auf Wunsch den Plattenwechsler ersetzt. Daneben aber erscheint das Gerät in diesen Wochen auch in einer geschmackvollen Kofferform auf dem deutschen Markt.

Bei einer Bandgeschwindigkeit von 9,5 cm/s ergibt sich bei Doppelspur-Aufnahme mit einer 180-m-Bandspule eine Laufzeit von 2x30 min. Die Bedienung ist durch die Tastenschaltung weitgehend automatisiert, und es besteht die Möglichkeit der Mikrofon- und Rundfunkaufnahme, des schnellen Vor- und Rücklaufs sowie der Wiedergabe. Von der normalen Laufgeschwindigkeit kann direkt auf schnellen Vor- und Rücklauf umgeschaltet werden; ebenso direkt von schnellem Vorlauf auf schnellen Rücklauf. Die Anlaufgeschwindigkeit ist außerordentlich kurz, so daß das oft beobachtete „Verjaulen“ am Anfang einer Aufnahme nicht auftritt. Eine eingebaute Banduhr dient dazu, bestimmte Bandstellen

ersetzt, um die Gefahr akustischer Rückkopplungen zu vermeiden. Über zwei eingebaute Regler L und K lassen sich Lautstärke und Klangfarbe regeln.

Das Koffergerät ist ebenfalls für Mikrofon- und Rundfunkaufnahmen bestimmt und enthält einen kombinierten Aufnahme- und Wiedergabeverstärker. Bei Mikrofonaufnahmen wird die von einem Kristall- oder Tautdispulenmikrofon gelieferte Spannung im Triodensystem der ECL 80/1 verstärkt und über den Lautstärkereglern L und das Triodensystem



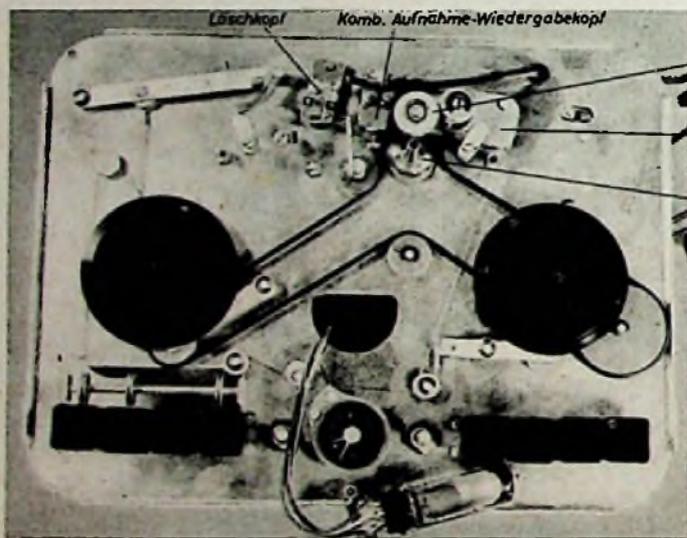
der ECL 113/1 dem Steuergitter des Tetroden-systems der ECL 113/2 zugeführt. Zwischen Anode und Gitter dieses Systems liegt als Gegenkopplung ein frequenzabhängiges Netzwerk, das sowohl den Frequenzgang der Anlage entzerrt als auch über den Klangfarbenregler K eine individuelle Einstellung der Klangfarbe gestattet. Der eingebaute Lautsprecher wird über einen Umschalter bei Mikrofonaufnahmen abgeschaltet.

Von der Anode der Endröhre ECL 113/2 wird die NF-Wechselspannung abgenommen und über den Kondensator C 14 und einen frequenzabhängigen Spannungsteiler R 19 und R 18/C 13 dem Magnetkopf zugeführt. Gleichzeitig wird vor diesem Glied ein Teil der Wechselspannung über einen Spannungsteiler R 20/R 21 abgenommen und nach Gleichrichtung in der Germaniumdiode G1 dem Magischen Fächer EM 80 zur Aussteuerungskontrolle zugeführt. Die Aufnahme-Lautstärke ist so einzuregeln, daß sich bei den lautesten Stellen der Fächer gerade eben schließt. Der HF-Generator benutzt das Tetroden-system der ECL 80/2 und speist über eine Anzapfung der im Gitterkreis liegenden Wicklung sowohl den Löschkopf als auch den Aufnahmekopf (HF-Vormagnetisierung). In Stellung „Wiedergabe“ wird die Anodenspannung des HF-Generators und des Magischen Fächers abgeschaltet. Für Rundfunkaufnahmen wird die Spannung vom Ausgang des Rundfunkgeräts direkt über den Lautstärkereglern L dem Triodensystem der ECL 113/1 zugeführt.

Bei der Wiedergabe dient eine EF 804 als zusätzliche Vorverstärkerstufe, um die vom Hörkopf abgegebene Spannung auf den Pegel des Mikrofoneingangs zu bringen.

Der reichlich dimensionierte Netzteil benutzt zur Siebung RC-Ketten und erzeugt die für das Tetroden-system der ECL 113/2 benötigte Gittervorspannung zur Einstellung des Arbeitspunktes durch Spannungsabfall an den in der gemeinsamen Minus-Anodenleitung liegenden Widerstand R 28.

—lh.



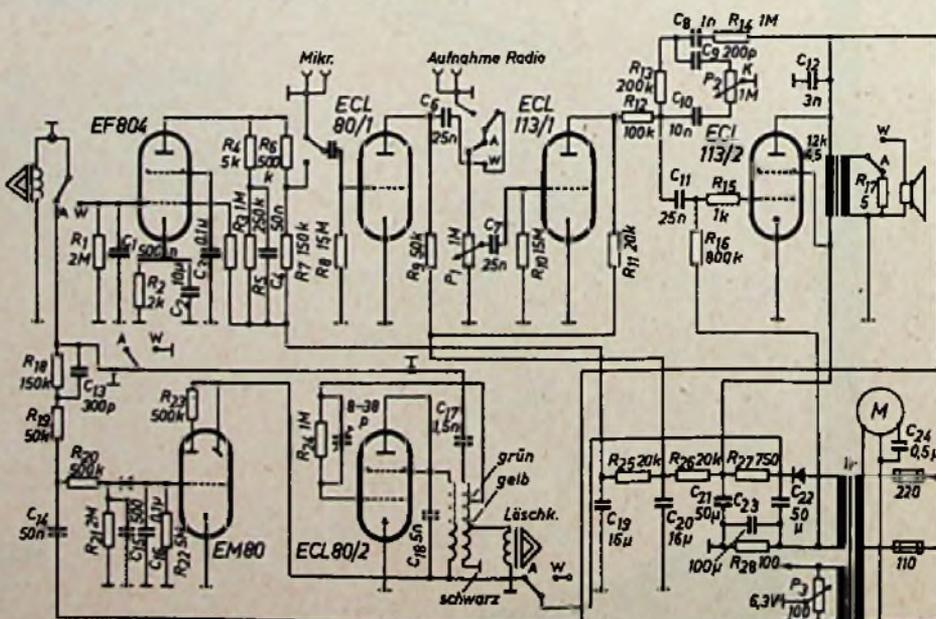
Gummi-Andrucksrolle
Schwenkbarer Magnetkopfträger
Tonrolle

Links: Blick von oben auf das Tonbandchassis bei abgenommener Haube. Im oberen Fotoausschnitt ist das Magnetband eingelegt; der Kopfträger ist eingeschwenkt, die Köpfe liegen am Band an.

Unten: Schaltung des Tonband-Koffergerätes

leicht wiederzufinden. Zum Antrieb ist ein dreiphasiger Spezial-Asynchronmotor, der an das Einphasen-Wechselstromnetz über einen Hilfskondensator in der dritten Phase angeschlossen ist, vorhanden. Durch sorgfältige Lagerung der Tonrolle und genaues Auswuchten der damit verbundenen Schwungmasse erreicht das Gerät einen sehr guten Gleichlauf. Der Frequenzbereich ist von 50 bis 8000 Hz linear und fällt darüber hinaus langsam ab. Das Einlegen des Bandes wird dadurch besonders erleichtert, daß der Magnetkopfträger mit kombiniertem Aufnahme-Wiedergabekopf und Löschkopf sich erst beim Drücken der Starttaste automatisch an das Magnetband anlegt. Gleichzeitig werden durch Betätigen der entsprechenden Drucktasten die Antriebe für die Auf- und Abwicklung für beide Laufrichtungen umgeschaltet.

Das Einbau-Chassis enthält nur die für das Zusammenarbeiten mit dem in der Truhe eingebauten Empfänger notwendigen Verstärkerstufen sowie den HF-Vormagnetisierungs-generator. Der Lautsprecher des Rundfunkempfängers wird über die Drucktastenautomatik bei Mikrofonaufnahme automatisch abgeschaltet und durch einen Belastungswiderstand



Ein selektiver KW-Band-Empfänger

Schluß aus FUNK-TECHNIK, Bd. 10 (1955), Nr. 3, S. 102

Der CW-Überlagerer

Der BFO arbeitet in Colpitts-Schaltung auf der halben Zwischenfrequenz (~225 bis 245 kHz). Der Abgleich erfolgt durch eine veränderbare Parallelkapazität. Das Schirmgitter der EF 12 dient als Oszillator-Anode, während die Auskopplung über die Hauptanode erfolgt, um Frequenzverwerfungen zu vermeiden. Die Hochfrequenz wird über einen kleinen Kondensator in den Anodenkreis der EBF 11 eingekoppelt. Man kann die Auskopplung der HF aus dem Generator auch durch ein Potentiometer regelbar gestalten, um eine Einstellung auf die Amplitude des verstärkten Eingangssignals zu ermöglichen; die Spannung des Mischproduktes ist am größten, wenn beide Teile mit gleicher Amplitude auf die Diode gelangen.

S-Meter

Als S-Meter findet ein Antennenstrommesser in der bekannten Ausführung mit $R_i = 1 \text{ k}\Omega$ und 0,5 mA Vollausschlag bei einem Drehwinkel von 270° Anwendung. Das Instrument liegt in Brückenschaltung im Anodenkreis der ersten ZF-Röhre (über die Eichung von S-Metern siehe FUNK-TECHNIK, Bd. 8 (1953), Nr. 24, S. 773).

Aufbau des Gerätes

Abb. 7 und 8 veranschaulichen den Aufbau des Empfängers. Zwischen dem Chassis und dem Bügel ist eine 2 mm starke Aluminiumplatte angeordnet, um eine Wärmeausstrahlung der Röhren auf die Abstimmspulen zu verhindern. Die Wärmeableitung dieser Aluminiumplatte ist so groß, daß in dem erprobten Muster ein Wärmeübergang nicht festgestellt werden konnte.

Die Entfernungen zwischen Spulensatz und der Vor- sowie der Mischröhre und auch die Entfernung zum Drehkondensator sind im Interesse kurzer Verdrahtung so klein wie möglich bemessen, wie überhaupt das ganze Gerät sehr eng aufgebaut ist. Die gesamte Länge ist 440 mm. Im Foto erkennt man an der Rückseite des Empfängers die jeweils 2 Becher der Vierkreis-Filter sowie den des zweikreisigen Bandfilters. An der Vorderseite rechts ist der Aufbau des BFO sichtbar, der in einem besonderen oberhalb des Chassis montierten Gehäuse untergebracht wurde. Auf besonders gute Abschirmung, insbesondere der Zuleitungen, muß hier geachtet werden. Die an dem daneben angeordneten Ausgangstransformator sichtbare verdrillte Leitung ist der Anschluß für den eingebauten Kontrolllautsprecher. Vorn links sind die Knöpfe für Wellenschalter und HF-NF-Regler (Doppelknopf) sichtbar, rechts die Einstellung für den BFO, der Antrieb und der Ein- und Ausschalter (Doppelknopf mit Druck-Zugschalter).

Die beiden Kippschalter gehören zur Umschaltung der Schwundregelung und zur Bereitschaftsschaltung. Betrachtet man das Chassis von unten (Abb. 7), so läßt sich links die Unterbringung des Reglers, des Spulenrevolvers und der Antennenanschluß sowie der ZF-Saugkreis erkennen. Im Inneren des Chassis wurde auf sparsame und sorgfältige Verdrahtung Wert gelegt.

Abschirmbleche wurden nur an den wirklich wichtigen Stellen angebracht.

Der in Abb. 7 sichtbare Siemens-Selengleichrichter B 250 C 90 nimmt wenig Platz ein. Er muß stets mit seiner glatten Fläche auf das Chassis montiert werden, um die Wärmeableitung durch das Aluminium sicherzustellen. Die Anschlüsse für den Kopfhörer oder Verstärker und für das Antennenrelais liegen an der Rückseite des Empfängers.

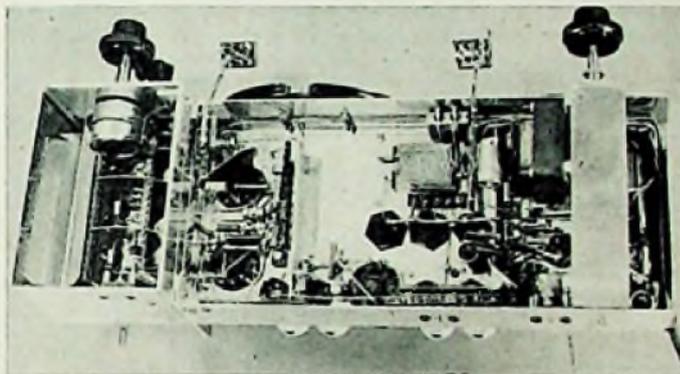


Abb. 7 u. 8. Blick in die Verdrahtung und Chassisansicht. Man erkennt, daß das Aluminiumchassis (330 x 150 mm) durch einen stabilen Aluminiumbügel (110 x 150 mm) verlängert ist. Darüber ist der Spulenrevolver angeordnet. Für den Bügel wurde 2 mm starkes Alublech verwendet.

Abgleich

Zum Abgleich der Zwischenfrequenzstufen ist es gut, den NF-Teil abzuschalten und in die Leitung der Demodulationsdiode ein Instrument mit etwa 5 mA Vollausschlag einzusetzen. Dies empfiehlt sich auf jeden Fall, wenn das Gerät mit Bandbreitenumschaltung ausgeführt ist. Der Vorabgleich erfolgt mit Hilfe eines Meßsenders. Für den Feinabgleich ist der Gebrauch eines Wobblers zu empfehlen. Dabei entfällt das Instrument; der Oszillografeneingang wird parallel zum Lastwiderstand geschaltet.

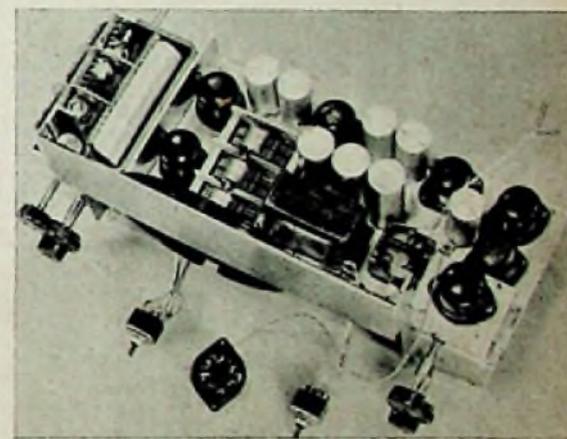
Der Abgleich wird grundsätzlich in Schmalstellung vorgenommen. Die Bandbreitenumschaltung ist so zu trimmen, daß nach der Umschaltung eine der Abb. 6b ähnliche Kurve (Frequenzkurve einer einzelnen Stufe) erscheint. Hierzu ist jedes Vierkreis-Filter besonders abzugleichen. Bei Abgleich eines Kreises ist eine Dämpfung der übrigen drei Kreise nicht erforderlich.

Der Abgleich des Zweikreis-Filters erfolgt für die SSB-Betriebsumschaltung wie folgt: Zunächst werden, ohne die Dämpfung (50 k Ω und 100 k Ω) zuzuschalten, die Kondensatoren für die Verschiebung der Resonanzlage eingestellt. Erst wenn diese sauber abgeglichen sind, werden die Dämpfungswiderstände (wie bereits in Abb. 5b gezeigt) eingebaut. Die Länge des geradlinigen Teiles der Flanke wird mit dem Wobbler kontrolliert. Um zu überprüfen, über welchen Frequenzabstand die Flanke geradlinig verläuft, verstimmt man den Generator des Wobblers so, daß sich die Abstimmkurve um eben diese Länge auf dem Schirm verschiebt und liest die Verstimmung des Generators ab.

Der Abgleich des Oszillators und der Vorkreise wird im Zweipunkt-Verfahren vorgenommen, und zwar so, daß zunächst der Oszillator, dann die Vorkreise abgeglichen werden (bei jedem von beiden

zunächst bei eingedrehtem Kondensator die Selbstinduktion und bei ausgedrehtem die Kapazität). Das wird mehrmals wiederholt, bis sich keine Änderungen mehr feststellen lassen.

Soll ohne Antennenanpassung gearbeitet werden, dann führt man die Ankopplung am besten so aus, daß im Bereich der niedrigsten Empfangsfrequenzen die günstigste Anpassung vorliegt. In einfacher Weise ist dies mit einem kleinen in die Antennenzuleitung geschalteten Drehkon-



densator zu überprüfen, der später durch einen festen Kondensator mit einer dem eingestellten Wert gleichen Kapazität ersetzt wird. Auch die Ankopplungsspule läßt sich entsprechend verändern. Dazu wird das Gerät auf einen Sender eingestellt, der mit mittlerer Stärke arbeitet. Die Skala des Empfängers erhält eine Eichung für jeden der fünf Bereiche sowie eine dekadische Maßteilung. In dem Musteraufbau wurde ein Doppelstator-Dreifachdrehkondensator mit $\Delta C = 14 \text{ pF}$ verwendet. Die Spulenkörper waren Görlner-UKW-Kerne „T-2603/1“. Für die Spulenaggregate lassen sich auch Spulen mit Kernen aus „Manifer 11“ verwenden. Als Bandfilter eignen sich auch die Filter „I“ und „II“ oder das Universal-ZF-Bandfilter der Firma G. Neumann. Ein Tonsieb wurde absichtlich nicht vorgesehen. An dessen Stelle wird die Verwendung eines Störbegrenzers und des Selectojekts empfohlen [4, 5].

Weiteres Schrifttum

[4] Selectojekt. FUNK-TECHNIK, Bd. 8 (1950), H. 16, S. 503

[5] Paffrath, G.: HF-Stör-Absorber. FUNK-TECHNIK, Bd. 7 (1952), H. 15, S. 405

Tastfrequenzmesser mit Bandabstimmung

Bei Frequenzmessungen kommt es nicht immer auf höchste Genauigkeit an. In vielen Fällen — vor allem in der Praxis des Kurzwellenamateurs — will man zunächst schnell und eindeutig wissen, „wo man liegt“. Komplizierte Frequenzmesser hoher Genauigkeit sind hierfür ungeeignet, so daß sich Geräte nach dem Prinzip des Grid-Dipmeters oder Absorptionswellenmesser nach wie vor großer Beliebtheit erfreuen.

Nachstehend wird ein Absorptionswellenmesser mit Tastspulen beschrieben. Für Abgleicharbeiten an Empfängern (Oszillatoren) z. B. müssen die Spulen möglichst klein sein, um auch an unzugänglichen Stellen des Ge-

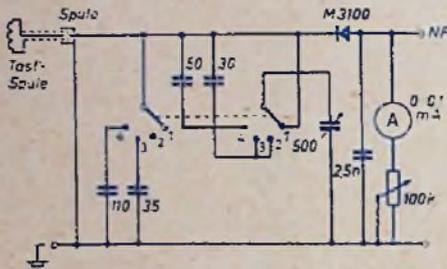


Abb. 1. Schaltung des Tastfrequenzmessers

rätes und der Verdrahtung ankoppeln zu können. Ferner sollen sich auch geringe HF-Energien verfolgen lassen. Meßmöglichkeiten an Sendern, Antennen usw. werden durch diese Forderung nicht beeinträchtigt. Genauere Einstellungen innerhalb der Amateurbänder werden andererseits verlangt, damit bei Versuchs- und Abgleicharbeiten an Sendern nicht außerhalb der Bänder gearbeitet wird. Die gestellten Forderungen sind entweder durch eine größere Anzahl von Steckspulen oder durch eine komplizierte Umschaltanordnung zu erfüllen. Beides ist für den Selbstbau unzuweckmäßig. Bei dem Gerät nach Abb. 1 wurden daher insgesamt vier Spulen (s. Tabelle) in Verbindung mit einem 500-pF-Drehkondensator (Hopt „500“) verwendet, mit denen der Bereich von 130 kHz ... 30 MHz überstrichen wird. Für die Bandabstimmung ist ein Schalter mit 2x4 Kontakten vorhanden (Mayr „E 924“), mit dem in Stellung 2 und in den folgenden ein Kondensator von 30 pF in Serie mit dem Abstimmkondensator geschaltet wird. Mit den Spulen I und II wird dadurch jeweils das 10-m- bzw. das 40-m-Band ge-

m-Band wurde nicht berücksichtigt. Beim Hintrimmen von Oszillatoren mit nachfolgender Verdopplung wird es zwar gelegentlich gebraucht, jedoch kann auch hier Messung der Oberwellen im 80-m-Band erfolgen.

Die genaue Schaltung ist aus Abb. 1 zu erkennen. Es empfiehlt sich, die Kondensatoren 35, 50 und 110 pF etwas kleiner zu nehmen und dafür Lufttrimmer (z. B. Hopt „223“) parallel zu schalten. Zur Gleichrichtung wird ein Germanium-Gleichrichter (Intermetall „3100“) benutzt. Zur Anzeige dient ein Instrument mit 0,1 mA Vollausschlag (Neuberger „KD 64“), mit dem ein Potentiometer 100 kOhm lin., 1/4 W (Elap) in Serie liegt. Dieses Potentiometer dient zur Empfindlichkeitsregelung. Das Potentiometer verändert die Eichung aber, wenn die eingestellten Widerstandswerte zu klein sind, da der Resonanzkreis dann zu sehr belastet ist. Die Frequenzmessung soll daher nur vorgenommen werden, wenn das Potentiometer voll eingeschaltet ist.

Als Ladekondensator ist eine Keramikausführung mit 2500 pF günstig (Stettner „Rd 3x16“, 500 V). Hinter dem Germanium-Gleichrichter ist eine Buchse angeschlossen. Hier kann ein Kopfhörer, z. B. zur Modulationskontrolle oder zum Mithören, eingesteckt werden. Auch ein Oszillograf läßt sich hier zu ähnlichen oder zu anderen Zwecken (Brumm- und Modulations-Beobachtung) anschließen.

Die Tastspulen sind besonders sorgfältig herzustellen. Den prinzipiellen Aufbau zeigt Abb. 2. Im Gerät selbst sitzt eine HF-Buchse (Hirschmann „Kabu 50“) zum Anschluß der Spulenzuführung, wodurch die Spule leicht drehbar ist. Als Zuführung dient ein abgeschirmtes konzentrisches Antennenkabel (8,5... 9,5 mm AußenØ) von etwa 20 bis 25 cm Länge mit Stecker (Hirschmann „Kast 50“). Um eine kleine Kapazität der Zuleitung zu erhalten und Kapazitätsänderungen durch diese zu verringern, soll die Seele aus einem 0,15 ... 0,2 mm starken Draht bestehen. Die Spulen selbst werden auf Trolitkörper (Görler „T 1911“) gewickelt, und zwar werden bei Spule I eine und bei Spule II nur zwei Kammer benutzt, bei III und IV wird die Wicklung gleichmäßig auf alle vier Kammern verteilt. Der Gewindeansatz der beiden Spulenkörper, der normalerweise den Eisenkern aufnimmt, paßt genau auf das Kabel. Die Spule wird bis zum Anfang des Schlitzes des

Ansatzes auf das Kabel geschoben. Durch den Schlitz kann die Kabelseele nach außen zur Verbindung mit der Spule geführt werden. Etwa 5 mm unterhalb des Ansatzes bei aufgeschobener Spule wird die Isolation mit einem Messer auf 1...2 cm Breite entfernt und die Massezuleitung der Spule an die Kabelabschirmung angelötet. Der betreffende Draht wird zuvor ein- oder zweimal um das Kabel herumgeschlungen, wie Abb. 2 zeigt. Zur Befestigung des Steckers an das Kabel wird dieses gemäß Abb. 2 an einem Ende abisoliert. Auf die äußere Isolierung wird eine 25 mm lange Gummitülle geschoben. Dann wird das Kabelende in den Stecker eingeführt, die Seele durch den Steckerstift gezogen und an der Spitze angelötet. Die langen Federn des Steckers werden auf dem Abschirmmantel des Kabels angelötet und die Gummitülle über die Lötstelle geschoben. Die Teile des Gerätes lassen sich auf einer Platte aus Aluminium (halbhart) von der Größe 180x110 mm montieren. Der Drehkondensator wird an einem Winkel angeschraubt, der seinerseits an der Frontplatte befestigt wird. Der Drehkondensator muß genau winklig sitzen, damit der Fein-Grob-Einstelltrieb (Mozar „GS 5219“) nicht klemmt.



Abb. 3. Ansicht des Tastfrequenzmessers

Abb. 3 zeigt eine Ansicht des fertigen Mustergerätes. Die HF-Buchse links oben dient zur Aufnahme der Taststeckspulen. Darunter ist eine Erdbuchse angebracht. Auf der rechten Seite wird zweckmäßigerweise eine Doppelbuchse mit 19 mm Abstand montiert, wobei die obere hinter dem Gleichrichter und die untere an Masse angeschlossen wird. Der Band-Umschalter sitzt links und das Potentiometer rechts vom Meßinstrument. Das Gerät wird in ein 70 mm hohes Gehäuse aus 1 mm starkem Aluminiumblech eingebaut. Im Mustergerät wurde unten ein Griff befestigt. Zur Eichung kann jeder normale Meßsender benutzt werden, sofern dessen Genauigkeit ausreicht. Bei niederohmigem Meßsenderausgang genügt eine Ankopplungsspule von 10 bis 15 Windungen und etwa 3 cm Ø, um in den Tastspulen genügend Spannung zu induzieren, selbst wenn die höchste Spannung am Meßsender nur 0,1 V ist. Steht mehr Energie zur Verfügung, so ist dies nur vorteilhaft, da man loser ankoppeln kann.

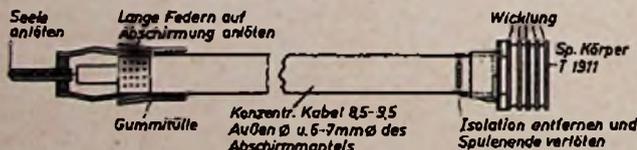


Abb. 2. Aufbau der Tastspulen mit Zuleitung und Stecker

Tab. I. Wickeldata der Tastspulen

spreizt. Für das 15-m-Band dient eine weitere Schalterstellung 3, in der ein Kondensator von 35 pF parallel zur Spule I geschaltet ist. Im 20-m- und 80-m-Band wird ein Kondensator von 110 pF parallel geschaltet, und zwar wird dabei für das 20-m-Band Spule I und für das 80-m-Band Spule II benutzt. Die Parallelschaltung engt den Kapazitäts- und damit den Frequenzvariationsbereich stark ein, wozu auch der 50-pF-Kondensator beiträgt. Ungünstig liegt lediglich das 40-m-Band, da das 10-m-Band relativ breit ist (1,7 MHz gegenüber 150 kHz). Allerdings kann man gegebenenfalls das 40-m-Band durch Messung der Oberwellen im 20-m-Band ausmessen. Das 160-

Spule Nr.	Wdg.	Draht [mm]	Bereich in Stellung „voll“ [MHz]	Band [m]	Schalterstellung	Bereich [MHz]	Sprenzung in ° auf der 180°-Skala
I	5	0,6 Ø CuL	7...30	10	2	27 ... 31	65° (1,7 MHz)
				15	3	20 ... 22	25° (450 kHz)
				20	4	13,5 ... 15	30° (350 kHz)
II	20	0,5 Ø CuL	1,9 ... 7,3	40	2	6,7 ... 8,0	18° (150 kHz)
				80	4	3,45 ... 3,85	120° (300 kHz)
III	125	HF-Litze 15x0,05	0,5 ... 1,9	(160)	2	1,7 ... 2,1	
IV	520	0,12 Ø LS	0,13 ... 0,5	(ZF)	2	0,45 ... 0,55	

Magnetrons für sehr kurze Wellen

Das Magnetron ist gegenwärtig die leistungsstärkste Senderöhre für Zentimeter- und Millimeterwellen. Im Hinblick auf die zunehmende Bedeutung der Mikrowellen in Physik und Technik dürfte ein zusammenfassender Bericht über Magnetrons von Interesse sein. Die Arbeit beschränkt sich auf das technisch wichtige Hohlraum-Magnetron (Cavity Magnetron), das besonders durch die Radartechnik große Bedeutung erlangt hat.

Historischer Überblick

Das Magnetron stellt in seiner zuerst bekanntgewordenen Form eine zylindrische Diode dar, die in einem achsenparallelen, homogenen Magnetfeld angeordnet ist (Abb. 1). Diese Anordnung geht auf Hull [1] zurück, der im Jahre 1921 die Bewegung von Elektronen zwischen coaxialen Elektroden in

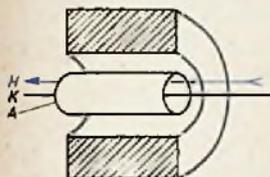


Abb. 1. Vollanoden-, ungeschlitztes oder Hüllschlitz-Magnetron. H = magnetische Feldlinienrichtung, K = Kathode, A = Anode

einem homogenen, axialen Magnetfeld untersucht hat. Obwohl Hull nicht die Möglichkeit dieser Anordnung zur Schwingungserzeugung in Betracht gezogen hatte, bildet seine Arbeit die physikalische Grundlage für die spätere Verwendung des Magnetrons als Erzeuger sehr kurzer elektrischer Wellen.

Im Jahre 1924 wurde von Habann [2] erstmalig ein Magnetron beschrieben, bei dem die Anode in einzelne und voneinander isolierte Segmente aufgeteilt war. Habann zeigte theoretisch und experimentell, daß zwischen den Segmenten einer solchen Schlitzröhre ein statisch negativer Widerstand auftreten und einen äußeren Resonanzkreis anfahren kann (Habann-Generator).

Einige Jahre später fanden Yagi und Okabe [3], daß sich mit derartigen „Schlitzmagnetrons“ auch kurze Wellen von einigen Dezimetern Wellenlänge durch Laufzeitschwingungen der im Magnetfeld zwischen Kathode und Anode kreisenden Elektronen (Rollkreis-schwingungen) herstellen lassen, wie sie zuvor bereits Zacek [4] im Vollanoden-Magnetron beobachtet hatte. Schließlich entdeckten unabhängig voneinander Herriger

und Hülster [5] sowie Posthumus [6] eine weitere Art von Laufzeitschwingungen (Leitbahnschwingungen) im Schlitzmagnetron, mit denen sich Dezimeterwellen mit sehr viel besserem Wirkungsgrad erreichen ließen. Die Bezeichnungen Rollkreis- und Leitbahnschwingungen gehen auf die Art der Bewegungen der Elektronen zurück, die bei der jeweiligen Schwingungsform ausgenutzt werden. Bei Telefunken [7] wurde im Jahre 1934 mit Schlitzmagnetrons bei $\lambda = 50$ cm Wellenlänge eine Nutzleistung von etwa 60 W (Wirkungsgrad 40%) erreicht.

Kurz vor dem zweiten Weltkrieg nahm das Interesse am Magnetron wegen der Entwicklung des Klystrons etwas ab. Im Jahre 1940 führten aber Boot und Randall [8] Versuche mit einem neuartigen Magnetron aus, das Hohlraumresonatoren als Resonanzkreise benutzte (Abb. 2). Diese neue Magnetronart erwies sich als Generator leistungsstarker Zentimeterwellen für die Radartechnik von fundamentaler Bedeutung. Auch in Deutschland waren in jener Zeit von K. Fritz [9] bei Telefunken ähnliche Röhren im Entwurf fertig. Heute hat das Magnetron einen Stand hoher technischer Vollkommenheit erreicht. Aus Abb. 3 sind die zur Zeit mit diesen Röhren erreichbaren Nutzleistungen bei den verschiedenen Wellenlängen zu erkennen. Bei $\lambda = 10$ cm werden Spitzenleistungen (Impulsleistungen) von einigen Megawatt, bei etwa $\lambda = 3$ mm noch wenige Kilowatt erzielt.

Das Resonatorsystem des Magnetrons

Den wichtigsten Bestandteil des Hohlraum-Magnetrons bildet das Anoden-Resonanzsystem. Die Anode besteht aus einem massiven Kupferblock, worin Schlitz- und Löcher eingefräst sind, die die Anode in symmetrische Segmente spalten. Abb. 2 zeigt die Schnittzeichnung des Anodensystems eines Magnetrons mit 8 Hohlraumresonatoren. Die Löcher sind Sitz des magnetischen Hochfrequenzfeldes, bilden also die Induktivitäten der Resonatoren, während das elektrische

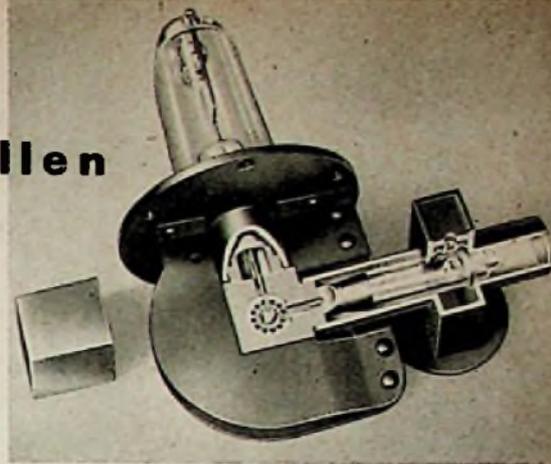


Abb. 4. Magnetron mit acht Hohlraumresonatoren (Typ „725 A“) der Bell Telephone Laboratories

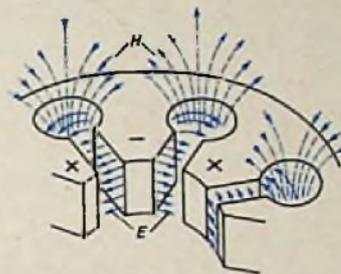


Abb. 5. Magnetische und elektrische Feldverteilung zwischen benachbarten Resonatoren bei einem im π -Modus schwingenden Magnetron

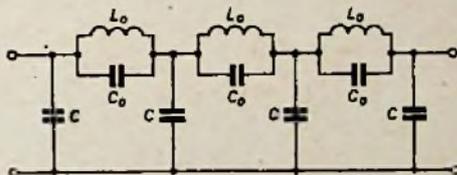


Abb. 6. Ersatzschaltbild des Magnetron-Resonators

Hochfrequenzfeld in den Schlitz- und Löchern konzentriert ist, die somit die Kapazitäten darstellen. Die magnetischen Kraftlinien dringen axial aus den Löchern nach beiden Seiten heraus und schließen sich über die Löcher der benachbarten Hohlräume (Abb. 5). Mittels einer Koppelschleife wird die Hochfrequenzenergie aus dem System der untereinander gekoppelten Hohlräume über eine Koaxialrohrleitung dem Verbraucher zugeleitet. Abb. 4 zeigt ein amerikanisches Magnetron mit 8 Resonatoren (Typ „725 A“) für 3-cm-Wellen und 55 kW Pulsleistung.

In Abb. 6 ist das elektrische Ersatzbild eines Magnetron-Resonatorsystems gezeichnet. Die Querkapazitäten C stellen die kapazitive Kopplung zwischen dem Anodenkreis und der Kathode dar, während die Größen C_0 und L_0 den Kapazitäten und Induktivitäten jedes einzelnen Resonators für sich allein entsprechen. So, wie in einem System zwei gekoppelte Schwingkreise auf zwei Arten schwingen können, also entweder gleich- oder gegenphasig, so unterscheiden sich auch die Eigenschwingungen eines Systems gekoppelter Hohlraumresonatoren durch die relativen Phasenunterschiede. Der Phasenunterschied φ zwischen zwei aufeinanderfolgenden Resonatoren ist immer gleich. Beim Durchlaufen von N Resonatoren (der Reihe nach an allen Resonatoren entlang bis zum Ausgang zurück) ergibt sich ein Phasenunterschied von $N \cdot \varphi = n \cdot 2\pi$, wobei $n = 1, 2, 3$ usw. eine ganze Zahl ist, die den Schwingungszustand (Modus) des Resonanzsystems charakterisiert. Abb. 7 veranschaulicht die Phasenverteilung für verschiedene Schwingungszustände eines Kreises mit 8 Resonatoren, die durch Nummern 1 bis 8

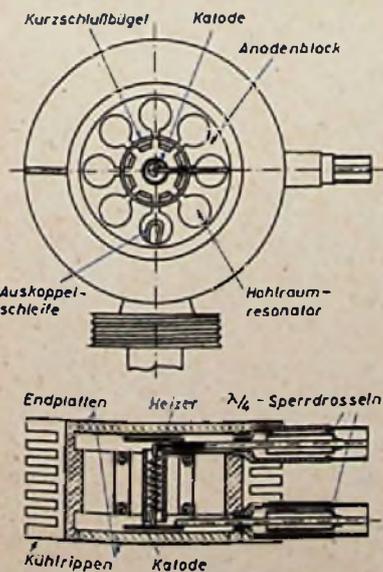


Abb. 2. Schnittzeichnung eines Hohlkreis-Magnetrons mit acht Anoden-Resonatoren (Typ „2 J 32“)

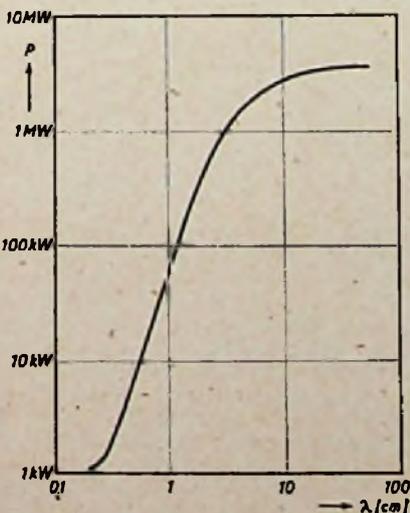


Abb. 3. Maximale HF-Spitzenleistungen von Magnetrons bei verschiedenen Wellenlängen

gekennzeichnet sind. Die Pfeile bei jeder Nummer geben die Richtung der Phase des Feldes an jedem entsprechenden Resonator an. Für den Modus $n = 1$ beträgt die Phasendrehung beim Entlanglaufen an den einzelnen Hohlräumen $\varphi = 2\pi/N = 2\pi/8 = \pi/4$. Für $n = 2$ ist die Phasenverschiebung zweimal und für $n = 3$ dreimal so groß. Für $n = 4$ (π -Modus) schwingen benachbarte Resonatoren gegenphasig. Für die Schwingungszustände

Abb. 7. Phasenverteilung des HF-Feldes für verschiedene Schwingungszustände in einem Magnetron mit acht Resonatoren

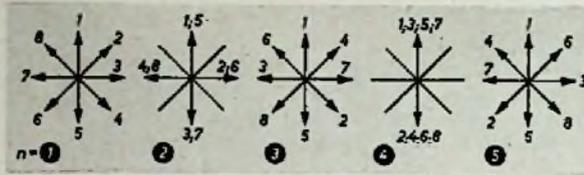
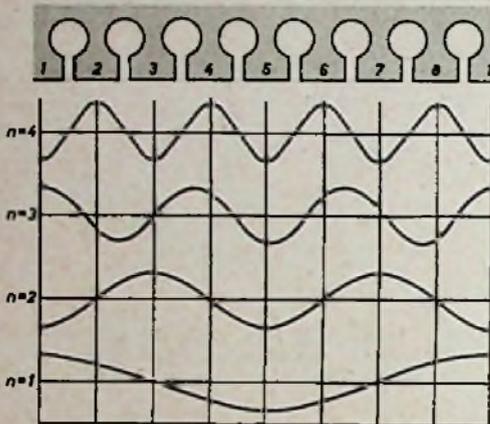


Abb. 8 (unten). Elektrisches Feldbild verschiedener Modi ($n = 1 \dots 4$) in einem (ebenen) Magnetron mit acht Resonatoren



bildlichen Schwingungsformen „entartet“; sie entstehen durch die Kreissymmetrie des Anodenblocks. Da bei diesen entarteten Schwingungszuständen Schwingungsformen erregt werden können, die nicht mit der Elektronenströmung gekoppelt sind, nutzt die Technik den nicht entarteten π -Modus aus. In Abb. 8 ist die Feldkonfiguration verschiedener Schwingungsmodi in einem Achtschlitz-Magnetron wiedergegeben.

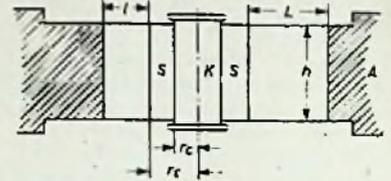
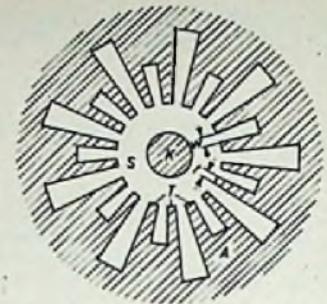


Abb. 12. Querschnitt und Längsschnitt eines „Rising-Sun“-Magnetrons; S = Wechselwirkungsraum, K = Kalode, T = Anodensegmente des Magnetrons



Abb. 11. $n\lambda$ -Kurven eines „strapped“ (obere Kurve) und (untere Kurve) eines äquivalenten „unstrapped“ Magnetrons für verschiedene Modi

Abb. 9 zeigt das grundsätzliche Spektrum der Resonanzfrequenzen für die verschiedenen Schwingungszustände, die nach [10, 11] berechnet werden können. Wie man erkennt, liegen die Eigenfrequenzen in der Umgebung des π -Modus verhältnismäßig nahe zusammen. Es kommt dann häufig vor, daß sich im Schwingbetrieb außer dem beabsichtigten π -Modus benachbarte Eigenfrequenzen gleichzeitig miterregen; das hat einen Rückgang an Leistung und Wirkungsgrad zur Folge. Es gibt verschiedene Verfahren zur Beseitigung dieser Störung. Die eine besteht darin, daß diejenigen Anodensegmente, die für den π -Modus gleiche Hochfrequenzspannung führen, paarweise durch kleine Kurzschlußbügel („straps“) überbrückt werden (Abb. 10). Auf diese Weise tritt parallel zur Schlitzkapazität der Hohlräume eine kleine Zusatzkapazität, die eine Verschiebung der Eigenfrequenz des π -Modus nach niedrigeren Frequenzen bewirkt. Die Eigenfrequenzen der anderen Schwingungszustände ändern sich aber praktisch nicht, weil die Spannung zwischen den benachbarten Anodensegmenten niedriger und infolgedessen auch die Zusatzkapazität entsprechend kleiner ist. Wie sich das Anbringen von Kurzschlußbügeln auf das Spektrum der Resonanzfrequenzen auswirkt, zeigt ein Vergleich der Kurve eines „strapped“ Magnetrons mit derjenigen eines entsprechenden „unstrapped“ Magnetrons (Abb. 11).

Eine andere Methode, unerwünschte Schwingungsformen zu unterdrücken, beruht in der Verwendung von Rising-Sun-Magnetrons mit abwechselnd größeren und kleineren Hohlraumresonatoren (Abb. 12). Hierbei liegt die Eigenfrequenz des π -Modus zwischen zwei Gruppen, wobei die eine Gruppe ungefähr mit der Eigenfrequenz des Systems der größeren Hohlräume und die andere Gruppe mit der Eigenfrequenz des Systems der kleineren Gruppe übereinstimmt. In Abb. 13 ist das Modispektrum eines Rising-Sun-Magnetrons mit 18 Resonatoren wiedergegeben. Magnetrons dieser Bauart verwendet man bei Millimeterwellen, bei denen sich Kurzschlußbügel wegen der hier erforderlichen Kleinheit nicht mehr verwenden lassen. (Wird fortgesetzt)

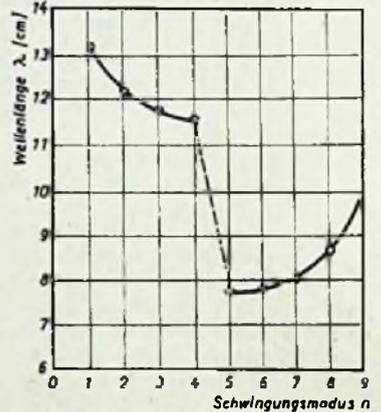


Abb. 13. Modispektrum eines „Rising-Sun“-Magnetrons

Schrifttum

- [1] Hull, A. W.: The effect of a uniform magnetic field on the motion of electrons between coaxial cylinders. Phys. Rev., Bd. 18 (1921), S. 31
- [2] Habann, E.: Eine neue Generatorröhre. Zs. f. Hochfr.-Techn. Bd. 24 (1924), S. 115, 135
- [3] Yagil, H.: Beam Transmission of Ultra short Waves. Proc. I. R. E., Bd. 16 (1928), S. 715
- [4] Zacek, A.: Über eine Methode zur Erzeugung von sehr kurzen elektrischen Wellen. Zs. f. Hochfr.-Techn., Bd. 32 (1928), S. 172
- [5] Herriger, F., u. Hülster, F.: Die Schwingungen der Magnetfeldröhre und ihre Erklärungen. Telefunken-Röhre (1936), Nr. 8, S. 221
- [6] Posthumus, K.: Oscillations in a Split-Anode Magnetron. Wirel. Engr., Bd. 12 (1935), S. 126
- [7] Runge, W.: Schwingungserzeugung mit dem Magnetron. Telefunken-Ztg. (1934), Nr. 69, S. 5
- [8] Boot, H. A. N., u. Randall, J. T.: The Cavity Magnetron. J. Inst. Electr. Engrs., Bd. 93 (1946), S. 928
- [9] Fritz, K.: Zum Stand der Magnetronentwicklung in Deutschland. FUNK UND TON, Bd. 3 (1953), S. 133
- [10] Kleen, W.: Einführung in die Mikrowellen-Elektronik. Hirzel, Stuttgart 1952, S. 260 f.
- [11] Collins, G. B.: Microwave Magnetrons. MIT Radiation Serle, McGraw-Hill, 1947
- [12] Lathan, R., King, A. H., u. Rushforth, L.: The Magnetron. Chapman & Hall, London 1952
- [13] Boulding, R. S. H.: The Resonant Cavity Magnetron. George Newnes, London 1952
- [14] Verweel, J.: Magnetrons. Philips' Techn. Rdsch., Bd. 14 (1952), S. 58
- [15] Espersen, G. A., u. Arfin, B.: Ein Bakensender für 3 cm Wellenlänge. Philips' Techn. Rdsch., Bd. 14 (1952), S. 216

Abb. 9. „Modispektrum“ eines Magnetrons mit acht Resonatoren („unstrapped“ Magnetron)

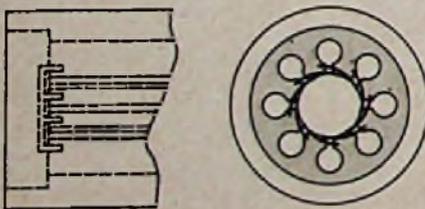


Abb. 10. „Echelett-strapping“ eines Magnetrons

$n > 4$ erhält man Feldkonfigurationen, die spiegelbildlich symmetrisch in bezug auf eine Ebene durch die Achse sind. So stellt z. B. der Modus $n = 5$ einen spiegelsymmetrischen Schwingungstyp zum Modus $n = 3$ dar. Entsprechendes gilt für die übrigen Schwingungszustände $n + m$, von denen jeder bezüglich der Phase ein Gegenstück zu den Schwingungszuständen $n - m$ bei jedoch gleicher Eigenfrequenz hat. Man nennt diese spiegel-

Gütemessungen an HF-Schwingkreisen

Für die Beurteilung eines HF-Schwingkreises ist es erforderlich, außer den L - und C -Werten die Gütezahl des Kreises zu kennen. Diese drei Werte genügen dann, um durch einfache Rechnungen Resonanzwiderstand, Bandbreite und Trennschärfe eines Schwingkreises zu bestimmen.

a) Resonanzwiderstand

$$r_k = 6,28 \cdot L \cdot I_0 \cdot g \text{ oder } r_k = \frac{159 \cdot g}{I_0 \cdot C}$$

[C in pF, r_k in kOhm, L in mH, I_0 in MHz]

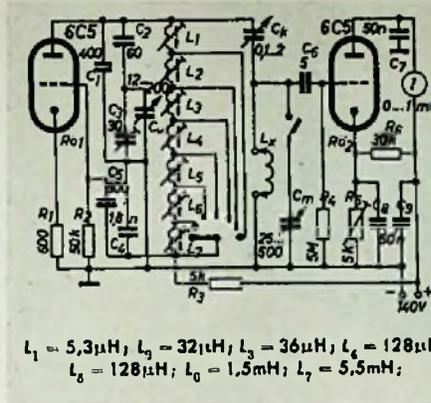
b) Bandbreite

$$B = \frac{I_0}{g} [B \text{ in kHz, } I_0 \text{ in kHz}]$$

c) Trennschärfe (Abstand 9 kHz)

$$T = \sqrt{1 + \frac{0,324 \cdot g^2}{1000 \cdot I_0^2}} [I_0 \text{ in MHz}]$$

Das Prinzip des nachstehend beschriebenen Güteprüfers beruht auf dem Verstellungsverfahren. Der in Colpitts-Schaltung betriebene Oszillator ist auf 7 Festfrequenzen umschaltbar. Über den Koppelkondensator C_k wird der zu prüfende Kreis mit der Oszillatorfrequenz beaufschlagt und auf diese abgestimmt. Bei Resonanz ergibt sich ein mit dem Koppelkondensator genau einzustellender Vollauschlag des Instrumentes am Röhrenvoltmeter. Die Skala des Instrumentes erhält nur zwei Markierungen, eine für U_{max} und eine für $0,7 \cdot U_{max}$. Mittels C_v wird der Oszillator



$L_1 = 5,3 \mu H; L_2 = 321 \mu H; L_3 = 36 \mu H; L_4 = 128 \mu H$
 $L_5 = 128 \mu H; L_6 = 1,5 mH; L_7 = 5,5 mH;$

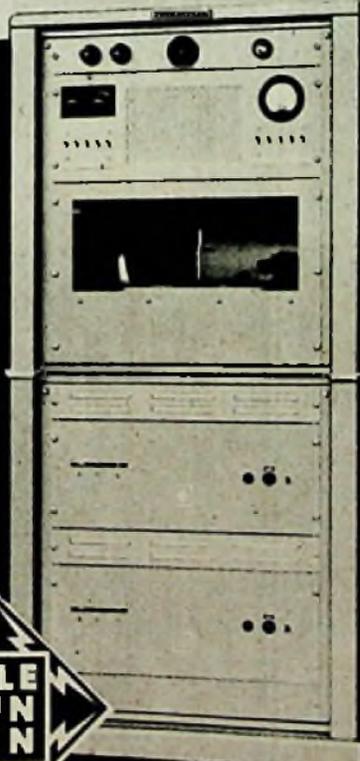
Schaltung des auf die sieben Festfrequenzen 3,7/1,4/1/0,6/0,468/0,2/0,1 MHz umschaltbaren Geräts

so weit verstimmt, daß die Spannung am Schwingkreis auf den 0,7fachen Wert zurückgeht. An der Skala des Oszillatordrehkos kann dann die Gütezahl g des Kreises abgelesen werden. Die Eichung der Skala wird am besten folgendermaßen vorgenommen: Der Oszillator wird auf die Frequenz 200 kHz geschaltet und bei hereingedrehtem Drehko C_v mit dem Schraubkern der Spule genau auf diese Frequenz eingestellt. Die Kontrolle erfolgt durch Vergleich mit der Frequenz des englischen Langwellensenders Droitwich (Einstellung auf Schwebungsnul). Nun wird die Oszillatorfrequenz durch Herausdrehen des

Drehkos C_v geändert und die Frequenz des Schwebungstones durch Vergleich mit einem Tongenerator ermittelt. Bei einem Schwebungston von 1 kHz ist die relative Verstimmlung des Oszillators 1:200; die Skala erhält an dieser Stelle die Gütezahl $g = I_0 : 2 \cdot \Delta f = 200 : 2 \cdot 1 = 100$. Ist der Schwebungston 5 kHz, dann ergibt sich die Gütezahl zu $g = 20$. Da die relative Verstimmlung bei allen Festfrequenzen die gleiche bleibt, gilt diese Eichung für alle Bereiche. Bei Verwendung verlustarmer Kondensatoren wird die Kreisgüte hauptsächlich durch die Spulengüte bestimmt. Es genügt daher in den meisten Fällen, letztere zu messen. Zu diesem Zweck wird in den Güteprüfer ein verlustarmer Drehkondensator eingebaut, mit dem die zu prüfende Spule zu einem Schwingkreis ergänzt wird. Dieser Kondensator muß eine Feineinstellung haben, da sonst bei guten Spulen das Resonanzmaximum nicht einwandfrei eingestellt werden kann. Das Arbeiten mit dem Güteprüfer vermittelt dem Reparaturtechniker oder dem Amateur sehr bald ein sicheres Gefühl dafür, welchen Einfluß Spulenabschirmung, benachbarte Eisenteile, Verschmutzung der Bauelemente, Isolation und die Art der verwendeten Spulenlitze auf die Kreisgüte haben. Das Gerät läßt sich auch zur Selbstinduktionsmessung verwenden. Der zuschaltbare Kondensator C_m erhält dann einige in μH und mH zu eichende Skalen. Die Meßbereichumschaltung erfolgt durch die Wahl verschiedener Oszillatorfestfrequenzen. Die Kondensatoren im Oszillatorkreis sind für einen Gütefaktormeßbereich von etwa 50 ... 500 ausgelegt. Es ergeben sich die Oszillatorfrequenzen 3,7/1,4/1/0,6/0,468/0,2/0,1 MHz.

Fr. Janssen

TELEFUNKEN Verstärkerzentralen

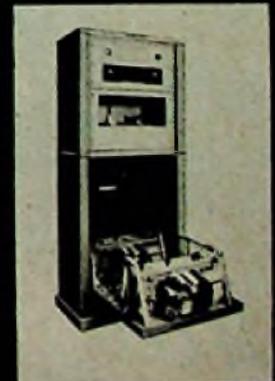


TELEFUNKEN-Verstärkerzentralen für elektroakustische Anlagen präsentieren sich in neuer, moderner, den Betrieb erleichternder Form:

Kipprahmengestelle sichern leichte Zugänglichkeit an den Einbauteilen · Baukastenprinzip mit genormten Gestellfeldern ermöglicht universellen Aufbau · Beliebige Kombination der Gestellteile für Wand- oder Standausführung

Auf der Industriemesse Hannover 1954 von der Jury der Zentralstelle zur Förderung deutscher Wertarbeit e.V. für die ständige Musterschau formschöner Erzeugnisse ausgewählt.

AUSFÜHRLICHER PROSPEKT AUF WUNSCH DURCH UNSERE GESCHÄFTSSTELLEN.



TELEFUNKEN · VERTRIEB ELEKTROAKUSTIK

Indirekt geheizte Subminiaturröhren

Die Valvo GmbH kündigt eine Röhrenserie an, die einen wesentlichen Fortschritt in der Kleinströhren-Entwicklung darstellt, und bei der es gelungen ist, in Subminiaturkolben (etwa 38×10 mm) Röhrensysteme mit solcher Leistungsfähigkeit einzubauen, wie sie sonst nur Röhren mit bedeutend größeren Abmessungen haben. Diese neuen Subminiaturröhren, deren gute HF-Eigenschaften und relativ niedrige Heizleistung als weitere Vorzüge anzusehen sind, können besonders für solche Zwecke eingesetzt werden, bei denen es auf hohe Leistungsfähigkeit bei kleinsten Abmessungen und rauen äußeren Betriebsbedingungen ankommt, wie z. B. in Anlagen und Geräten der industriellen Elektronik, in mobilen Sende- und Empfangsanlagen usw. Die neue Subminiaturröhrenserie umfaßt nach den vorliegenden Valvo-Angaben insgesamt sieben verschiedene Typen für 6,3 V Gleich- oder Wechselstromheizung.

EA 76

Diese für HF- und NF-Gleichrichterzwecke vorgesehene Diode hat die äußerst kleinen Kolbenabmessungen von nur $28 \times 5,4$ mm und ist damit noch wesentlich kleiner als die übrigen Typen der E 70er Serie. Dabei hat die EA 76 mit Ausnahme des Heizstromes die gleichen Betriebsdaten wie ein System der EAA 91.

EC 70

Diese Triode ist insbesondere zur Verwendung in UKW-Oszillatorstufen für Frequenzen bis etwa 500 MHz vorgesehen.

EF 70

Bei dieser Pentode hat das getrennt herausgeführte Bremsgitter einen kleinen Aussteuerbereich. Für die Sperrung der Röhre genügt ein U_{g2} von etwa -12 V. Die EF 70 läßt sich daher u. a. vorteilhaft in Impulstor-, Koinzidenz-Schaltungen usw. verwenden. Im Innern der Röhre ist das Bremsgitter zusätzlich mit einer Diodenstrecke verbunden, wodurch positive Spannungsspitzen an g_2 abgeschnitten werden.

EF 71

Diese steile Regelpentode ist für regelbare HF- und ZF-Verstärkerstufen geeignet.

EF 72

Diese Pentode ist mit ihrer sehr hohen Steilheit (5 mA/V) in erster Linie für HF-Verstärkerstufen bestimmt.

EF 73

Bei dieser Pentode ist das Bremsgitter getrennt herausgeführt. Sie hat ebenfalls eine sehr hohe Steilheit und eine beachtlich hohe maximale Anodenverlustleistung von 1,5 W; das sichert der Röhre u. a. vielseitige Anwendungsmöglichkeiten in der industriellen Elektronik.

EY 70

Diese Einweg-Gleichrichterröhre kann z. B. für Netzgleichrichterzwecke benutzt werden. Die gleichrichtende Wechselspannung darf maximal $250 V_{eff}$ betragen; der höchstzulässige Anodenstromwert liegt bei 45 mA.

Die Röhren können in beliebiger Lage eingebaut werden. Im Betrieb werden die Röhren u. U. sehr heiß und sollten im Interesse einer langen Lebensdauer entsprechend gekühlt werden. Zur Abführung der Wärme genügt indessen eine auf dem Chassis befestigte Metallklammer, in der der Röhrenkolben gehalten wird.

Die wichtigsten technischen Daten der E 70er Subminiaturröhren enthält die Tabelle.

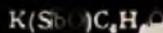
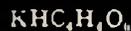
Technische Daten von E 70er Subminiaturröhren

Typ	U_t [V]	I_t [mA]	$U_a = U_{g2}$ [V]	U_{g1} [V]	I_a [mA]	I_{g2} [mA]	S [mA/V]
EA 76	6,3	150	150 (max)	—	9,0 (max)	—	—
EC 70	6,3	150	100	$-2,0$	13,0	—	5,5
EF 70	6,3	200	100	$-2,0$	3,0	2,5	2,5
EF 71	6,3	150	100	$-1,2$	7,2	2,2	4,5
EF 72	6,3	150	100	$-1,4$	7,0	2,2	5,0
EF 73	6,3	200	100	$-2,0$	7,5	2,5	5,25
EY 70	6,3	450	$U_{tr} = 250 V_{eff}$ (max)	—	45,0 (max)	—	—

Hochvolt-Gleichrichterröhre DCG 7/100

Im Lieferprogramm der Valvo-Spezialröhren wurde die Reihe der quecksilberdampfgefüllten Hochvolt-Gleichrichterröhren durch den Typ DCG 7/100 ergänzt.

Die DCG 7/100 liefert einen Gleichstrommittelwert von maximal 15 A bei einer maximalen Spannung von 15 kV. Mit diesem Typ lassen sich darum Großgleichrichter für den Funknachrichtenbetrieb und für industrielle Anlagen mit einer Gleichstrom-Ausgangsleistung von nahezu 50 kW je Röhre aufbauen. Die elektrischen Daten der DCG 7/100 entsprechen denen des englischen Typs BT 69.



K-Na-Salz
(Seignettesalz)

z (Wein-

Ein bedeutender Fortschritt

ist das neue

Dual CDS₂-SYSTEM

auf dem Gebiet neuzeitlicher Phontechnik. 3 Merkmale unterscheiden es eindeutig von den bisher gebräuchlichen Tonabnehmer-Systemen:

- ➔ Erweiterter Wiedergabebereich von 20 Hz bis 20 kHz und
- ➔ größtmögliche Verzerrungsfreiheit bewirken optimale Wiedergabegüte.
- ➔ Geringste Schallrillen- und Saphir-Abnutzung durch bisher unerreicht kleine Auslenkhärte der Abtastnadel von nur $1,1 g/60 \mu$

Jetzt in den Typen 275 und 1002 F eingebaut.

Dual

GEBRÜDER STEIDINGER
ST. GEORGEN / SCHWARZWALD



Der erste industrielle Transistor-Empfänger

Es ist auf den ersten Blick recht erstaunlich, daß trotz der offensichtlichen Vorteile, die der Ersatz der Elektronenröhren durch Transistoren bei dem Bau von tragbaren oder gar Taschierundfunkempfängern mit sich bringen muß, und trotz der Tatsache, daß zahlreiche Schaltungen für Kleinstempfänger bereits bekannt und mit Erfolg ausprobiert worden sind, die Industrie bis vor kurzem noch nicht einen einzigen Transistor-Empfänger auf den Markt gebracht hat. Das mag vielleicht an dem anfangs recht hohen Preis des Transistors und an den Kosten liegen, die mit einer Umstellung oder Einrichtung der Produktion auf diesen neuartigen Empfängertyp verbunden sind. Während man in den Vereinigten Staaten noch zu Beginn des Jahres 1954 im Hinblick auf die vielversprechende und aussichtsreiche Entwicklung der Transistor-Technik damit rechnete, daß Transistor-Empfänger bald in größerer Auswahl dem interessierten Käufer zur Verfügung stehen würden, stagnierte die Weiterentwicklung im Jahre 1954 in unerwarteter Weise, und erst in den letzten Wochen des vergangenen Jahres ist der erste — und bis heute der einzige — industrielle Transistor-Taschierempfänger in der Öffentlichkeit erschienen.

Dieser wirkliche und bis jetzt wohl kleinste hochwertige Taschierempfänger überhaupt, der von der amerikanischen Firma Regency hergestellt wird, wiegt weniger als 300 Gramm und hat die mit Rücksicht auf seine ausge-

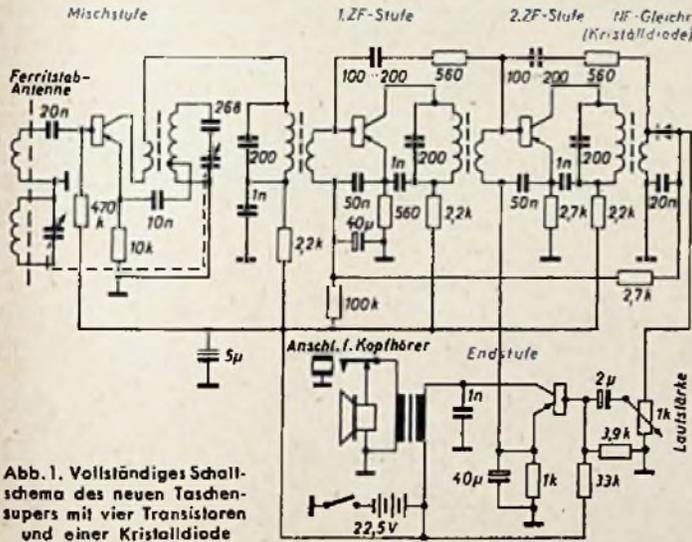


Abb. 1. Vollständiges Schaltungsdiagramm des neuen Taschierempfängers mit vier Transistoren und einer Kristalldiode

zeichnete Leistungsfähigkeit und Empfindlichkeit außerordentlich kleinen Abmessungen von 12,5x7,5x3,1 cm. Sein Preis liegt unter 50 Dollar. Das ist für amerikanische Verhältnisse und im Hinblick auf die Kaufkraft des Dollars in den USA als sehr niedrig zu bezeichnen. Der neue Empfänger ist ein vollwertiger, mit einem Miniaturlautsprecher ausgerüsteter Fernempfänger. Schaltungsmäßig stellt er einen Superhet für den Mittelwellenbereich dar. Wie man der Schaltung des Empfängers entnehmen kann, werden in ihm vier Transistoren und eine Germaniumdiode benutzt. Der erste Transistor arbeitet in einer Mischstufe, auf die zwei Zwischenfrequenz-Verstärkerstufen mit je einem Transistor folgen. Hieran schließt sich der mit einer Kristalldiode ausgerüstete Tonfrequenzgleichrichter an, der die mit dem vierten Transistor arbeitende Endstufe für den Betrieb des Lautsprechers — eines besonders kleinen dynamischen Lautsprechers mit Permanentmagneten — steuert.

Die überraschende Leistungsfähigkeit des extrem kleinen Radioempfängers soll auf die von der Firma Texas Instruments speziell für diesen Empfänger neu entwickelten, durch einen Züchtungsprozeß gewonnenen n-p-n-Flächentransistoren zurückzuführen sein. Diese erreichen in jeder Zwischenfrequenzstufe eine Leistungsverstärkung von 32 dB und in der Endstufe eine solche von 37 dB. Es wird behauptet, daß die Texas Instruments die erste Firma sei, die preiswerte und hochverstärkende Hochfrequenz-Germaniumtransistoren in großen Auflagen produziert, und daß die eben erwähnten, sehr ansehnlichen Verstärkungsziffern vorher nur im Laboratorium, nicht aber bei serienmäßiger Produktion erreicht werden konnten. Darum sei es auch nicht verwunderlich, daß die früher bekanntgewordenen versuchsmäßigen Modelle von reinen Transistor-Empfängern durchschnittlich doppelt so viele Transistoren für eine mit dem neuen Industrie-Empfänger vergleichbare Leistung benötigt hätten.

Auch für die anderen Einzelteile des Transistor-Empfängers wurden spezielle Miniaturmodelle neu entworfen. An dieser Arbeit waren verschiedene Firmen beteiligt. Der Zusammenbau des Empfängers erfolgt in einem halbautomatischen Vorgang und unter Verwendung einer gedruckten Schaltung in Verbindung mit einem Tauchlötverfahren.

(Radio & Television New, Bd. 53 (1955), Nr. 1, S. 54)

Ein mit Hilfe der Spannung abstimmbarer Breitband-Oszillator

Unter Verwendung einer bifilaren Verzögerungswendel kann man ein Carcinotron bauen, das über einen Frequenzbereich 2600 ... 13 300 MHz (1:5) elektronisch abstimmbar ist und bis zu 50 mW liefert. Die bifilare Wendel hat für die Rückwärtswehle einen Widerstand, der wesentlich größer als der einer gewöhnlichen Wendel ist. Die übliche Ausführung der bifilaren Wendel, bei der zwei Drähte nebeneinander gewickelt werden (Abb. 1a), bereitet allerdings Anpassungsschwierigkeiten. Man muß nämlich auf den beiden

Verschleißbare Fernsehtruhe mit 43 cm Bildröhre

Allstrom 220 V, Leistungsaufnahme ca. 150 W, 19 Röhren, 5 Kristalldioden, 4 Schwinggleichrichter, 10 Kanäle (+ 2 Reserve), für den organischen Einbau eines Dezi-Tuners für Band IV und V vorgesehen, 2 Lautsprecher, perm. dyn. Baßlautsprecher 160 x 240 mm, dyn. Hochtonlautsprecher 100 mm ϕ , Eingangs-ZF-Sperrfilter, Antidrift-Tuner, störimmune Kurzzeitregelung, Störaustattung im Amplitudensieb, sperrsynchronisierte Klippteile, Dunkelastung des Zeilen- und Bildrücklaufs, Allgitterbegrenzung, Breitbandgehäusedipol (Antennen-Eingang 240 Ohm)
Edelholzgehäuse: 540 mm breit, 900 mm hoch, 548 mm tief



DM 998,— für Fernbedienung + DM 35,—

GRAETZ KG · ALTENA (WESTF.)

SCHAUB LORENZ



DM 319.—
ohne Batterie

Batteriesatz

DM 24.50 Der vollendete

UNIVERSAL-KONZERTKOFFER

SCHAUB-CAMPING II - LORENZ-TOURING II

Reise-Batteriekoffer }
Heimrundfunkgerät } also drei Geräte in einem!
Autoempfänger }

Zwei Neuerscheinungen!



DER ELEKTRONENSTRAHL-OSZILLOGRAF

AUFBAU · ARBEITSWEISE · MESSTECHNIK von J. CZECH

Eine umfassende Darstellung des Elektronenstrahl-Oszillografen und der modernen Meßtechnik mit mehr als 600 Original-Oszillogrammen und ausführlichen Baubeschreibungen für einen Klein-Oszillografen, einen Oszillografen für hohe Ansprüche und ein einfaches Mikroskop-Zeitbasisgerät. Gründliche Einführung in Aufbau und Arbeitsweise des neuzeitlichen Meßgerätes.

Eine wertvolle Hilfe für den Praktiker mit wichtigen Hinweisen für neue Meßmethoden, ein aufschlußreiches Lehrbuch für Dozenten und Studierende.

356 Seiten · 385 Abbildungen · Ganzleinen · 22,50 DM

PRÜFEN · MESSEN ABGLEICHEN

Moderne AM/FM-Reparaturpraxis von WINFRIED KNOBLOCH

Neue rationale Wege der Reparaturtechnik, Fehlersuche mit geringem Aufwand an Prüfgeräten und Arbeitszeit, die wichtigsten meßtechnischen Vorgänge und die gebräuchlichsten Abgleichmethoden werden in für die Praxis abgestimmter Form übersichtlich dargestellt.

Hervorragend geeignet für die Reparaturwerkstatt, für den KW-Amateur und den Praktiker, für Studierende und Lehrlinge.

67 Seiten · 50 Abbildungen · 4,50 DM

Zu beziehen durch jede Buchhandlung im In- und Ausland oder durch den Verlag

VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH BERLIN-BORSIGWALDE 108

Hälften der bifilaren Wendel zwei Wellen anregen, die gegeneinander um 180° phasenverschoben sind. Dies entspricht der Aufgabe, eine Hohlrohr-Koaxialleitung an eine symmetrische Leitung anzupassen. Um diese Schwierigkeiten zu überwinden, wird mit einem schlauchförmigen Elektronenstrahl gearbeitet, in dessen Inneren die Wendel angebracht ist. Sie besteht aus einem Metallzylinder, in den eine schraubenförmige rechteckige Nut gefräst ist. In dieser Nut liegt isoliert der Draht einer gewöhnlichen Wendel (Abb. 1b). Diese Anordnung entspricht einer quadratischen Hohlrohrleitung mit zylindrischem Innenleiter, die zu einer Wendel aufgewickelt ist, wobei die äußere Wand des Außenleiters entfernt ist, um die Wechselwirkung mit dem umgebenden schlauchförmigen Elektronenstrahl zu ermöglichen.

Ein mit dieser Wendel arbeitendes Carcinotron könnte bei einem fokussierenden Magnetfeld von 470 Gauß durch Änderung der Strahlspannung von 73 ... 3000 V von 3500 bis 13 300 MHz abgestimmt werden. Die abgegebene

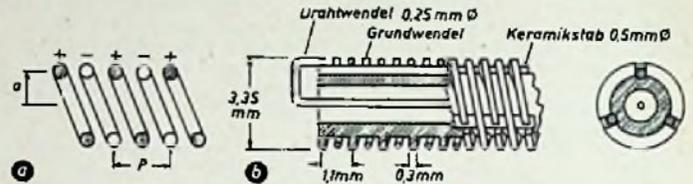


Abb. 1. Zwei Wendelanordnungen für Carcinotrons mit Bifilarwendeln. a) zwei Drahtwendeln ineinander gewickelt, b) Anordnung, die einer gewendelten Koaxialleitung entspricht

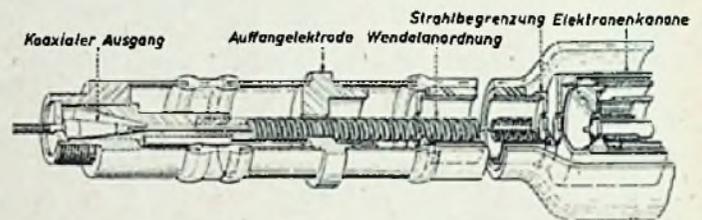


Abb. 2. Schematische Darstellung eines Carcinotrons

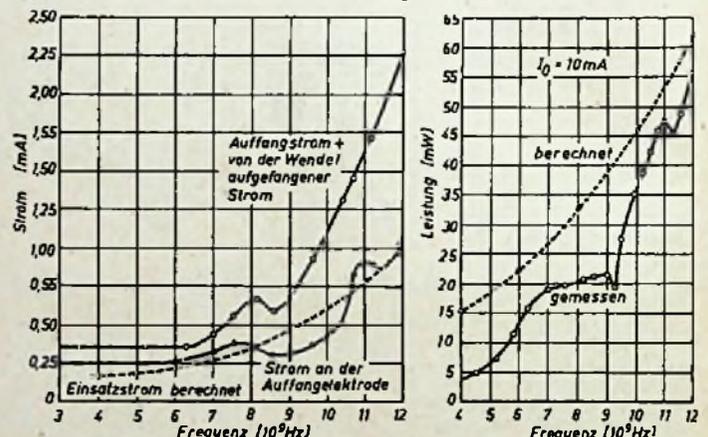


Abb. 3. Berechneter und gemessener Einsatzstrom über der Frequenz. Abb. 4 (rechts). Berechnete und gemessene Ausgangsleistung über der Frequenz

Leistung war 5 ... 50 mW. Bei Erhöhung des Magnetfeldes bis auf 1000 Gauß konnten bei 40 V Strahlspannung noch 2600 MHz erzeugt werden.

Die theoretische Behandlung zeigt, daß die auf die Strahlspannung bezogene Frequenzänderung, also auch der ganze Frequenzbereich des Carcinotrons, um so größer wird, je kleiner man den Durchmesser der Wendel macht. Abb. 2 gibt eine Versuchsausführung wieder. Rechts erkennt man die Elektronenkanäle und die Blenden zur Erzeugung des schlauchförmigen Elektronenstrahls. Die koaxiale Ausgangsleitung links ist durch ein konisches Zwischenstück an den Wellenwiderstand der Wendel angepaßt. Der Innenleiter führt durch das Innere der Wendel bis an den Wendelanfang rechts; dort hat die Rückwärtswelle ihre größte Amplitude. Links von der Auffangelektrode ist die Wendel außen dadurch abgeschlossen, daß die Keramikstäbe, die zur isolierten Halterung des Wendeldrahtes dienen (Abb. 2), mit einem Aquadagbelag bespritzt sind.

Da der Strahl sehr dicht an der Wendel vorbeistreift, wird er zum Teil von dieser aufgefangen. Abb. 3 gibt die Abhängigkeit des Einsatzstromes, Abb. 4 die Abhängigkeit der Leistung von der Frequenz wieder.

Roe. (Sullivan, J. W.: A Wide-Band Voltage-Tunable Oscillator. Proc. I. R. E. Bd. 42 (1954) Nr. 11, S. 1658-1665)

Berichtigung. In dem Beitrag von H. E. Miers DL 6 US „Über die Multibandkreise“ in FUNK-TECHNIK Bd. 10 (1955), Nr. 3, S. 69, muß die Formel in der ersten Spalte unten lauten

$$Y = \frac{1}{j\omega L_1} + j\omega C_1 + \frac{1}{j\omega L_2 + \frac{1}{j\omega C_2}} = 0$$

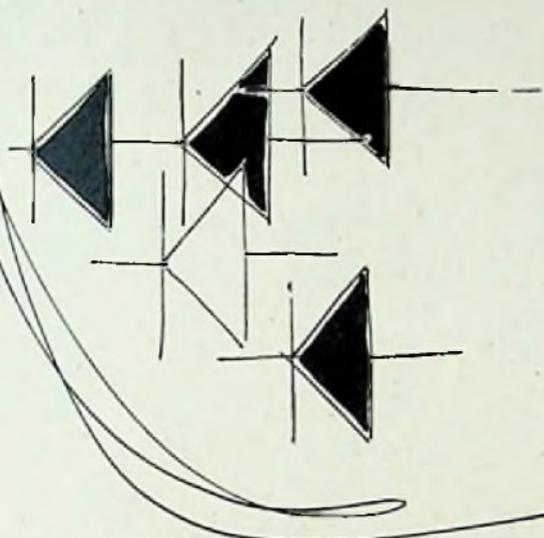
L_1 und C_2 waren vertauscht worden. Die darauffolgende Formel

$$Y = \frac{1 - \omega^2 C_1 L_1}{\omega L_1} - \frac{\omega C_2}{1 - \omega^2 L_2 C_2} = 0$$

war jedoch richtig.

S-A-F BAUTEILE

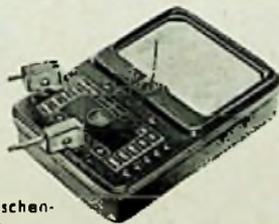
für die Nachrichten-Technik



Kristalldioden
 SÜDDEUTSCHE APPARATE-FABRIK MÜNCHEN
 Abteilung der Standard Elektrische-Gesellschaft AG

UNIVERSAL-MESSGERÄT

MODELL 630
 für Gleich- und Wechselstrom



Ein hochwertiges und sehr preiswertes Taschen-
 messgerät für Radio- und Fernseh-Techniker.

- Instrument einschließlich zwei Meßschnüre netto DM 82,-
- Kunststoff-Bereitschaftstasche netto DM 6,-
- Hochspannungs-Meßknopf HV 1 netto DM 42,-

Verlangen Sie Prospekt 630.

RIM Basteljahrbuch 1955

160 Seiten mit Gutschein gegen Voreinsendung von DM 2,-
 Kostenlose Zustellung (Postcheck-Konto München 137 53)

MÜNCHEN 15
 Bayerstr. 25 b

RADIO-RIM

Versandabteilg.
 Tel.: 57 221 - 25

TONBANDGERÄT

„Echoton 1955“

jetzt mit Papstmotor!

Laufzeit bis 2 x 90 Minuten, Fuß-
 schalter, Telefonadapter, 4-Watt-
 Endstufe! Kinderleichter Selbstbau —
 unerreicht preiswert!

Baumappe: DM 1,50 von:

Echoton-Radio, München, Goethestr. 32

Verkäufe

FUNK-TECHNIK, Jahrgang 1953 u. 1954,
 preisgünstig abzugeben unter F. P. 8110

Tonbandgeräte

jetzt schon ab 30,- DM!
 Netz- oder Batteriebetrieb.
 Prospekte gegen Rückporto
 Tüinker-Magneton-Technik - Mülheim/Ruhr

Kaufgesuche

Chiffreanzeigen. Adressierung wie folgt:
 Chiffre . . . FUNK-TECHNIK, Berlin-Borsig-
 walde, Eichbarndamm 141-167.

Radioröhren, Meßgeräte (Markenfabri-
 kate), Meßinstrumente, Selengleichrichter
 und Platten sowie größere Posten Blazze-
 reille kauft barzahlend Azil Radio Versand,
 Düsseldorf, Friedrichstraße 81a; Berlin-
 Neukölln, Karl-Marx-Straße 27; Berlin-
 Charlottenburg, Kaiser-Friedrich-Straße 18

Röhrenrestposten, Meßinstrumente, Kassa-
 ankauf. Agertradio, Blb. SW 11, Europahaus

Lebor-Meßinstrumente- u. Geräte, Char-
 lottenbg. Motoren, Berlin W 35, 24 80 75

Radioröhren, Spezialröhren zu kaufen
 gesucht. Krüger, München 2, Euhuberstr. 4

Röhrenlassungen LS 50, P 35, T 15 und
 Röhren P 700, RS 337 sucht Radio-Pett,
 Berlin-Charlottenburg, Kaiserdamm 8

Wollen Sie mehr verdienen?

Verrauen Sie sich unseren altbewährten, seit vielen Jahren erprobten
Fernkursen mit Aufgabenkorrektur und Abschlußbestätigung an!
 Sie können wählen; denn wir bieten Ihnen — ganz nach Wunsch —
Radiofernkurse für Anfänger, für Fortgeschrittene, ein **neuartiges**
Radiopraktikum, viele Sonderlehrbriefe und

einen Fernseh-Fernkurs mit Selbstbau-Lehrgerät!

Unsere Erfahrungen garantieren für Ihre Fortschritte!
 Fordern Sie kostenlos ausführlichen Prospekt an!

Fernunterricht für Radiotechnik

Ing. Heinz Richter
 Güntering 3 - Post Hechendorf - Pilsensee/Obb.

Hochkonstant-Netzgeräte

mit Elektronischer Regelung

Magnetische Spannungs-Gleichhalter mit untersättigtem Eisenkern:

EINBAU-REGELTYPEN

mit mehreren Spannungen für Sender, Empfänger, Verstärker und
 Meßgeräte a. Art. Vernachlässigbar kleine Streuung, sehr geringe
 Eigentemperatur, kein störender Netzbrumm - Lange Lebensdauer

Normale Typen für Netzregelung werden von 10
 bis 2000 Watt geliefert. Komplett anschlussfertig.



STEINLEIN, DÜSSELDORF

Regler + Verstärker
 Erkratherstraße 120 / Telefon: 7 38 11



Kostenlos

erhält jeder Leser
 unseren Material-Katalog über Röhren, Elkos,
 Antennen, Spulensätze, Gleichrichter, Lautsprecher,
 Phono-Chassis, Meßgeräte und andere Materialien!
 Billigste Preise! Nur eine Karte an:

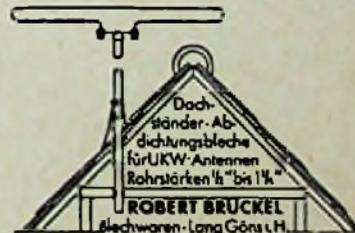
„RADIO-FETT“, Berlin-Charlottenburg 5

Preisschilder

für Rundfunk-, Fernseh- und Phono-
 geräte, komplett beschriftet, 3farbig,
 gestanzt. Stückpreis DM 0,40

VERLAG ROLF DÖRING

(2) a | Mannighüfen 425



Dach-
 ständer-Ab-
 dichtungsbleche
 für UKW-Antennen
 Rohrstärken 1/2" bis 1 1/2"

ROBERT BRÜCKEL
 Blechwaren - Lang Gönz u.H.

Bandrauschen, Flache oder dumpfe Wiedergabe
 Verzerrungen u.a. Mängel bei Ihren Tonaufnahmen
 verschwinden wieder, wenn Sie regelmäßig
 die Tonbandköpfe mit der

DUOTON - Entmagnetisierungsdrüsel

pflegen - DUOTON-Drüsel E 33, Kunststoff-
 griff, intensives Kraftfeld und einsech. Zuleitung
 brutto 13,40 - Fachhändler gute Rabatte

Vertrieb durch: **HANS W. STIER**
 Berlin SW 29 - Hasenheide 119



Radio-Bespannstoffe
 neueste Muster

Ch. Rehlhoff - Oberwinter bei Bonn
 Telefon: Rolandseck 289

Französisches Unternehmen sucht

radioelektrisches Material

deutscher seriöser Firmen zu impor-
 tieren bzw. deren Vertretung aus-
 schließlich für Frankreich zu über-
 nehmen. Wir verfügen über Kapital
 sowie Vertriebsorganisationen und
 erstklassige Referenzen.

Angebote erbeten an GASTON
 LIMET, 17, rue Vivienne, Paris

Stabilisatoren

und Eisenwasserstoff-Widerstände
 zur Konstanthaltung von
 Spannungen und Strömen



Stabilovolt
 GmbH.

Berlin NW 87
 Siedigenstraße 71
 Tel. 39 40 24

ECC 85

Steile Hochfrequenz-Zweifachtriode mit wirksamer Abschirmung zwischen den beiden Systemen für die Verwendung als kombinierte HF-Eingangsstufe und selbstschwingende Mischstufe im UKW-Bereich. Besondere Vorteile sind geringes Rauschen, geringe Oszillator-Abstrahlung und hohe Verstärkung.

EC 92

Steile Hochfrequenz-Triode zur Verwendung als selbstschwingende Mischstufe oder als HF-Vorstufe.

ECH 81

Triode-Heptode als kombinierte Oszillator- und Mischröhre bei AM-Empfang. Der Heptodenteil wird bei FM-Empfang als ZF-Stufe geschaltet und kann auch als HF-Verstärker verwendet werden.

EF 89

Mittelsteile Pentode zur Verwendung als ZF- oder NF-Verstärker mit einem sehr hohen Verhältnis von Steilheit zu Gitter-Anoden-Kapazität. Auch in 10,7 MHz ZF-Verstärkern kann mit dieser Röhre eine hohe Verstärkung ohne Schwingneigung oder Unsymmetrie im Übertragungsbereich erreicht werden. Ihre Regelcharakteristik ist auf die der ECH 81 abgestimmt, wodurch Modulationsverzerrungen bei AM gering bleiben.

EF 85

Steile Regelpentode für die ZF-Verstärkung in den AM- und FM-Bereichen. Diese Röhre ist besonders für ZF-Stufen mit geringer Kreisimpedanz geeignet, sie ist daher die passende Röhre für die letzte ZF-Stufe. Auch für regelbare HF-Stufen und Breitbandverstärker kann man sie sehr gut verwenden.

EM 80

Abstimmanzeige-Röhre mit muschelförmigem Leuchtschirm. Der Lichtwinkel nimmt mit zunehmender Regelspannung am Steuergitter symmetrisch zur Röhrenachse zu, wobei die Empfindlichkeit bei kleinen Eingangssignalen am größten ist.

EABC 80

Von den drei Dioden haben zwei einen niedrigen Innenwiderstand und getrennte Katoden zur Verwendung in Ratio-Detektor-Schaltungen. Die dritte, hochohmige Diode dient zur AM-Gleichrichtung und Regelspannungs-Erzeugung. Der Triodenteil liefert als NF-Spannungsverstärker eine Verstärkung von ca. 50.

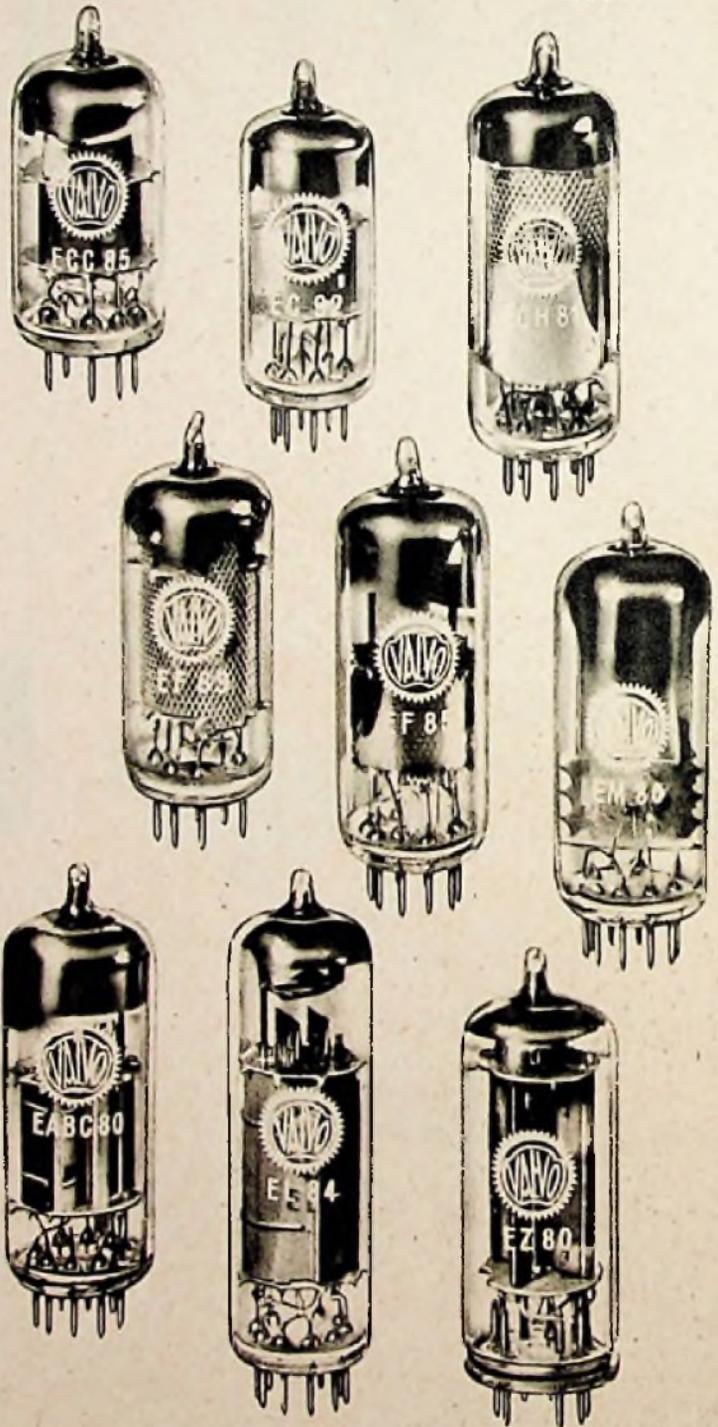
EL 84

12 W Endpentode, die die hohe NF-Ausgangsleistung für die volle Ausnutzung der Qualität von FM-Übertragungen liefern kann (5,7 W bei einem Klirrfaktor von 10%). Die EL 84 kann auch in Kraftverstärkern verwendet werden. Die Ausgangsleistung von zwei Röhren im Gegentaktbetrieb beträgt bei 300 V Anodenspannung 17 W mit einem Klirrfaktor von nur 4%.

EZ 80

Zweiweg-Gleichrichterröhre für den erhöhten Stromverbrauch von AM, FM-Empfängern.

E-Serie für AM/FM-Empfänger



VALVO G·M· B·H·

HAMBURG 1

110 355/70