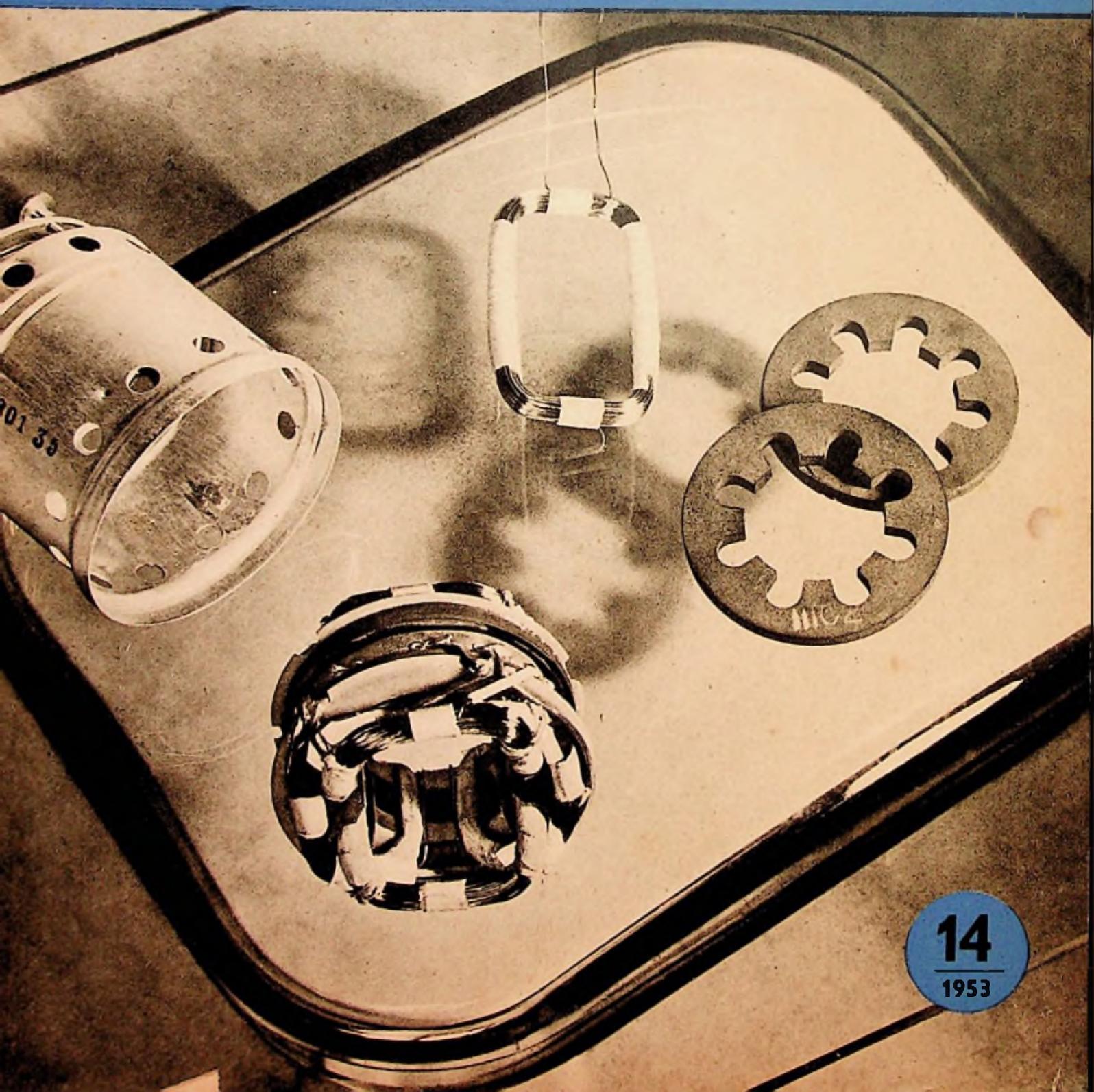


FUNK- TECHNIK

Fernsehen
Elektronik



U-I-N-Nomogramm für „VDR-Widerstände“

VDR-Widerstände sind spannungsabhängige Widerstände; ausführliche Erläuterungen über diese neuen Bauelemente s. S. 423. Für den Spannungsabfall am VDR-Widerstand gilt in allgemeiner Form

$$U = C \cdot I^\beta$$

C ist hierbei eine hauptsächlich von den äußeren Abmessungen abhängige Konstante und gibt den Spannungsabfall am VDR-Widerstand bei 1 A Stromdurchgang an; β ist eine Werkstoffkonstante. Nach ihrem β -Wert werden die Widerstände in zwei Gruppen (in A- und B-Material) eingeteilt. Z. Z. in diesen Gruppen von der Elektro Spezial GmbH lieferbare C-Werte zeigt die untenstehende Tabelle. Das Nomogramm erleichtert die schnelle Bestimmung einander zugeordneter U-I-N-Werte.

Beispiele

Für z. B. einen VDR-Widerstand $C = 340$ und $\beta = 0,21$ verbindet man, wie eingezeichnet, 1 A (Punkt A) mit 340 V (Punkt B) und verlängert bis $\beta = 0,21$ (Punkt P). Zieht man von P aus strahlenförmig Linien zu interessierenden Strom- oder Spannungswerten (z. B., wie eingezeichnet, zu 2 mA, 10 mA, 100 mA), dann läßt sich für jeden Strom der Spannungsabfall am Widerstand (oder umgekehrt) ablesen.

abgelesen			gerechnet
I	U	N	R
2 mA	92 V	0,18 W	46,00 k Ω
10 mA	180 V	1,80 W	18,00 k Ω
100 mA	210 V	21,00 W	8,10 k Ω
1000 mA	340 V	340,00 W	0,94 k Ω

Bei Dauerbetrieb hat man danach z. B. zwischen 2 mA und 10 mA folgendes Regelverhältnis:

$$\frac{2 \text{ mA}}{10 \text{ mA}} = \frac{92 \text{ V}}{130 \text{ V}} = \frac{0,18 \text{ W}}{1,3 \text{ W}} \text{ und } \frac{46 \text{ k}\Omega}{13 \text{ k}\Omega}$$

oder etwa Strom 1:5, Spannung 1:1,4, Leistung 1:7, Widerstand 1:0,28.

Reihenschaltung von VDR-Widerständen

Der C-Wert ist direkt proportional der Scheibenhöhe. Bei Reihenschaltung von n gleichen Widerständen hat man den n -fachen C-Wert:

$$C_n = n \cdot C$$

Parallelschaltung von VDR-Widerständen

Der C-Wert ist indirekt proportional dem Querschnitt hoch β . Wirksam in den Bereich niedriger C-Werte zu kommen, ist durch Parallelschaltung m gleicher Widerstände nicht möglich.

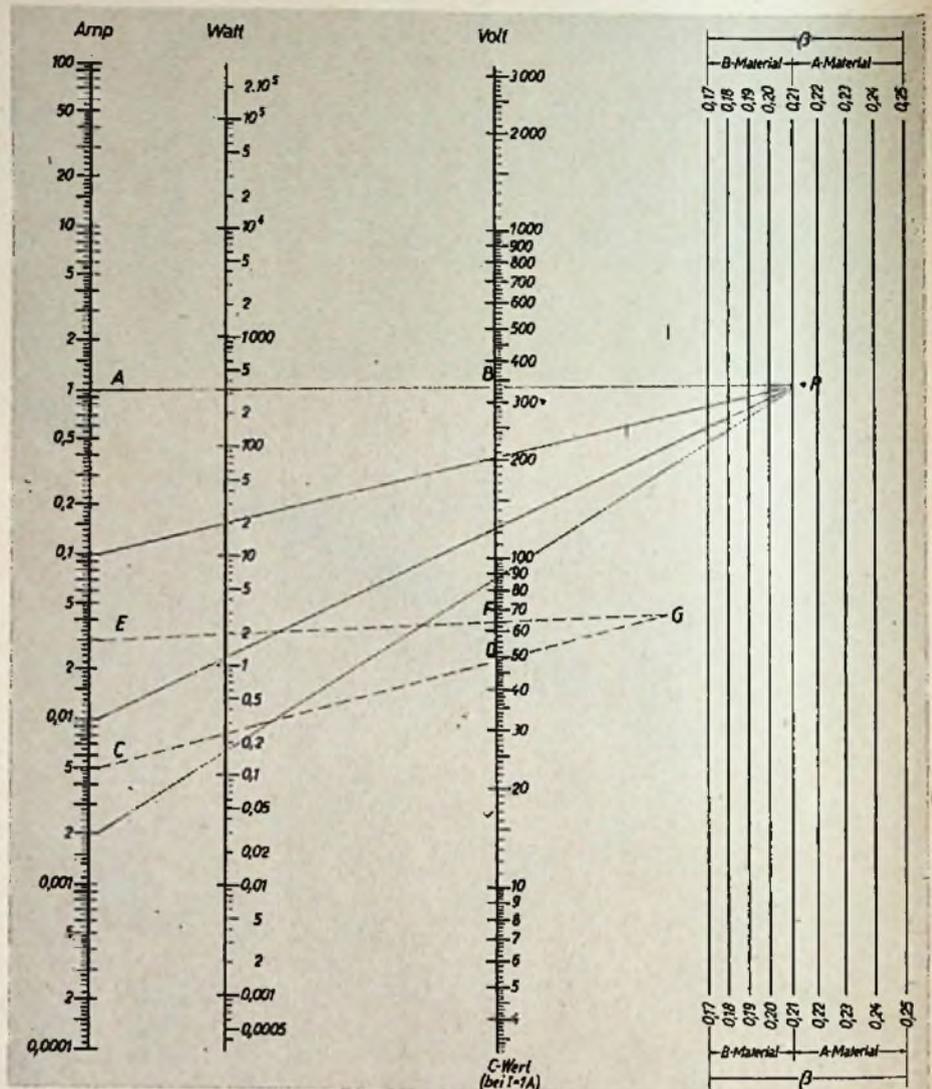
Bei Parallelschaltung m gleicher Widerstände gilt für den resultierenden C_m -Wert

$$C_m = \frac{C}{m^\beta}$$

Um C zu halbieren braucht man daher z. B. bei $\beta = 0,2$ rund 32 gleiche Widerstände.

Lieferbare VDR-Widerstände in Scheibenform.

Scheibenhöhe 1,2 bis 5 mm. Die Typen mit Drahtanschluß haben kein Befestigungsloch.



Material (β -Wert)	C-Wert	Außen- ϕ (mm)	Ausführungsformen		Leistung in W 50° C/100° C	
			Drahtanschluß 0,8 x 50 imprägn.	Loch- ϕ nicht imprägn.	Drahtanschluß	Lochscheibe
A ($\beta = 0,21$ bis 0,25)	100	25 40	Draht Draht	6 10	0,5/1 1,5/3	1/2 1,5/3
	120	17,5 25	Draht —	— 6	0,5/1 —	— 1/2
	150	12,5 17,5 25	Draht Draht Draht	— — 6	0,4/0,8 0,5/1,0 0,5/1,0	— — 1/2
	180	12,5 17,5	Draht Draht	— —	0,4/0,8 0,5/1,0	— —
B ($\beta = 0,17$ bis 0,21)	180	25	—	6	—	1/2
	220	12,5 17,5 25	Draht Draht Draht	— — 6	0,4/0,8 0,5/1,0 0,5/1,0	— — 1/2
	270	12,5 17,5	Draht Draht	— —	0,4/0,8 0,5/1,0	— —
	330	12,5 17,5 25 40	Draht Draht — Draht	— — 6 10	0,4/0,8 0,5/1,0 — 1,5/3	— — 1/2 1,5/3
	680	7,5 25 40	Draht — Draht	— 6 10	0,25/0,5 — 1,5/3	— 1/2 1,5/3
	820	25	—	6	—	1/2



FUNK- TECHNIK

AUS DEM INHALT

U-I-N-Nomogramm für „VDR-Widerstände“	418	Kleinstkollereempfänger für Mittelwellen-	
Gedanken zur Preispolitik	419	empfang	438
Vorschau: Technische Linie der Empfänger 1953/54	420	FT-AUFGABEN	
Spannungshängige VDR-Widerstände	423	Ist der Leitungsfaktor gut genug	440
Kurznachrichten	425	Neuhelien	441
PCC 84: Eine neue Röhre für die HF-Vorstufe im Fernseh-Empfänger	428	Schaltungs- und Werkstattwinke	
Trägergeteuerte Schirmgittermodulation	428	Testoszillatör für UKW- und Fernseh-	
Taylor-Modulation einmal anders	430	antennen	442
FT-FERNSEH-EMPFÄNGER-KARTEI		FT-ZEITSCHRIFTENDIENST	
Gracy „P 6“	431	Ein neuer Modulator für Mikrowellen	443
Fernseh-Service-Lehrgang @	433	Ein „Lügendetektor“	444
Klein-Meßgeräteserie »Minitest«		FT-KARTEI 1953	446
AM-Prüfsender »Minichack I«	435		

Zu unserer Titelfeld: Ablenkheit für statisch konzentrierte Bildröhren mit genulsten Jochringen aus Ferrit
Aufnahme: FT-Schwahn

CHEFREDAKTEUR CURT RINT

Gedanken zur Preispolitik

Industrie, Groß- und Einzelhandel führen berechnete Klagen über die ungünstige Absatz- und Preissituation in der Radiowirtschaft. Das Rennen um die höchsten direkten oder indirekten Rabattspannen scheint kein Ende zu nehmen. Der Einzelhändler ist es beinahe gewohnt, vom Kunden die Frage nach der maximalen Rabatthöhe bei Barzahlung vorgelegt zu bekommen. Lehnt der gewissenhafte Verkäufer ein solches über die übliche Skontierung hinausgehende Ansinnen ab, dann spielt der Käufer mitunter die nachbarliche Konkurrenz aus, die „noch höheren“ Rabatt gewährt. Läßt sich der verantwortungsbewußte Händler auf die Rabattvorschläge unter Hinweis auf Kundendienst, allgemeine Unkosten usw. nicht ein, wird hier und da als weitere Grundlage der „Verkaufsverhandlungen“ die Rücknahme des Altgerätes zu überhöhten Preisen gefordert. Der Kunde gibt sich dabei kaum die Mühe, den tatsächlichen Wert des Altempfängers zur Debatte zu stellen; er nimmt es vielmehr als selbstverständlich an, auf anderer Basis den gewünschten hohen Preisnachlaß zu erhalten. Noch unerfreulicher als die „Rabattjäger“ sind die „Schaukunden“, die sich erst in großen Fachgeschäften eine Anzahl von Empfängern vorführen lassen, um dann schließlich billiger beim „Auchhändler“ mit hohen Rabattsätzen einzukaufen, der meistens nur geringe oder gar keine Unkosten für Ladenmiete, Werkstattbetrieb, soziale Abgaben, Steuerlasten, Werbung usw. aufbringen muß. Eine ebenso unerfreuliche Entwicklung hat in letzter Zeit das TZ-Geschäft genommen. Verkäufe ohne Anzahlung, mit langlaufenden Tilgungsraten und verbilligten Kreditzuschlägen sind Auswüchse, die den Markt beunruhigen. Hinzu kommt, daß die Zahlungsmoral bei langfristigen TZ-Geschäften in einigen Gegenden immer mehr zu wünschen übrigläßt.

Auch der Großhändler führt einen Kampf um die Rabattspanne. Hier ist es der Einzelhändler, der als Folge des Rabattfeilschens des Publikums versuchen muß, so günstig wie möglich einzukaufen. Trotz aller Versuche, einheitliche Rabattgrenzen einzuhalten, steigen die Rabattforderungen mehr und mehr an. Werksvertretungen, die auf ihren von der Fabrik vorgeschriebenen äußersten Rabatten festsitzen müssen, haben (trotz des gelegentlichen Sonderbonus) nicht selten das Nachsehen.

Die Industrie soll andererseits die ins Wanken geratene Rabattordnung und deren wirtschaftliche Auswirkungen auffangen. Sondernachlässe im Rahmen von Umtauschaktionen in Zeiten der allgemeinen Absatzstocung können zwar für bestimmte Ausverkaufstypen zugestanden werden, eine generelle, etwa noch auf den Lagerbestand des Handels rückwirkende Gutschrift ist jedoch nicht vertretbar, vor allem nicht für gewisse Neuerscheinungen der Zwischensaison. Es gibt aber auch Außenseiter, die (stark befördert) als letzten Weg den Direkt-Verkauf der Ware ab Werk, Behördenlieferungen usw. beschritten haben. Andere wieder forcierten das Exportgeschäft oder die Fertigung bestimmter elektrotechnischer Erzeugnisse, um sich über die Schwierigkeiten hinwegzuhelfen.

Viele betrachten als das Grundübel der mißlichen Lage der Radiowirtschaft die ungewöhnlich hohe Überproduktion. 1950 wurden nach vorliegender Statistik 2 367 519 Rundfunkempfänger gefertigt. 1951 und 1952 stiegen die jährlichen Produktions-

ziffern auf etwa je 2,6 Millionen an, so daß die Gesamtproduktion der Jahre 1950 bis 1952 insgesamt über 7,5 Millionen betrug. Da anfänglich die Empfänger verhältnismäßig gut abflossen, wurden trotz des fortschreitenden Sättigungsgrades und der in den letzten Jahren jeweils im Frühjahr beobachteten Absatzstocung in den ersten Monaten dieses Jahres die vorjährigen Produktionsziffern weiterhin im Durchschnitt noch um etwa 15% überschritten. So zeigt der Monat Januar 1953 eine Produktionskapazität von 224 645 Empfängern gegenüber 174 871 im Vorjahr. Diese Überproduktion führte in den ersten Monaten 1953 zu einer Auffüllung des Lagerbestandes auf rund eine Million Rundfunkempfänger und damit zu einem außergewöhnlichen Warendruck.

Aus diesen Erfahrungen hat die Radiowirtschaft zum Teil bereits ihre Konsequenzen gezogen und sich zu einer Produktionsbeschränkung entschlossen. Gewisse Ansätze hierzu zeigte schon der Monat April d. J. mit einer Produktionsziffer von 145 722 gegenüber 173 768 Rundfunkempfängern im gleichen Monat des Vorjahres. Nach Ansicht des Handels (wir verweisen z. B. auf einen Ausspruch des Herrn R a u h vom Verband des Groß- und Einzelhandels, der in Bad Homburg v. d. H. unter anderem eine Typenbeschränkung und die Bildung eines Rationalisierungskartells vorschlug) müßte die Produktionskapazität allerdings durchgreifender, um etwa 30%, verringert werden. Kleinere Auflageziffern dürften nun aber naturgemäß zu einer gewissen Preiserhöhung der Empfänger führen. Außerdem darf nicht vergessen werden, daß der Industrie ohnehin zusätzliche Unkosten durch Materialvertierungen, Lohnerhöhungen usw. entstanden sind. Die hieraus resultierende Preiserhöhung wird auf etwa 3...5% geschätzt.

Eine Gruppe der Industrie hält es für zweckmäßig, gleichzeitig die Qualität der Empfänger weiter zu steigern. Dadurch kommt man dann auf einen um etwa 8...10% höheren Endpreis. Andere Industriekreise neigen aber dazu, die Typenzahl zu beschränken und durch rationelle Fertigungsmethoden (Einheitschassis, teilweiser Einheitsbau im HF- und ZF-Teil, einheitliche Wellenbereiche usw.) die erforderlichen Einsparungen durchzuführen. Dadurch ließen sich die durch die Auflageverringering und durch höhere Unkosten entstandenen Mehrausgaben vielleicht auffangen. Der letztere Weg würde jedoch nur von jenen Firmen beschritten werden können, die bisher sehr weitgehend rationalisiert haben.

Stark wird argumentiert, daß das Rundfunkgerät heute zu Preisen verkauft wird, die die Radiowirtschaft in erhebliche Schwierigkeiten bringen muß. Im Vergleich zu Vorkriegspreisen seien z. B. die derzeitigen Preise für Elektroerzeugnisse auf etwa 163%, für Haushaltgeräte auf 189% und für Fahrräder auf 225% gestiegen, während für Rundfunkempfänger im Durchschnitt nur etwa 90% der Vorkriegspreise zu erreichen waren. Wenn das Rundfunkgerät wieder ein Markenartikel werden soll (und das wird von vielen befürwortet), dann bilden im gewissen Maße wichtige Voraussetzungen hierzu erst eine festumrissene Produktionsbeschränkung und eine gleichzeitige Preiserhöhung auf der Grundlage sorgfältiger Kalkulation.

Als man im Vorjahr zum Starttermin der neuen Empfänger der Meinung war, die UKW-Leistung habe ihren voraussichtlichen technischen Höhepunkt erreicht, konnte man noch nicht beurteilen, wie sich das Publikum zur Frage stellen würde, ob der gegebene technische Standard weiterer Entwicklung bedürfe. Inzwischen haben jedoch die Industrielabors die Erfahrungen des Handels und die Wünsche des Publikums ausgewertet. Die Leistungsfähigkeit des UKW-Tells in den neuen Superhets hat allgemein zugenommen.

Obwohl im AM-Teil nur noch wenige Verbesserungen möglich sind, ließen die Konstrukteure nichts unversucht, auch hier Vollendetes zu bieten. Die im Vorjahr begonnene Entwicklung der Ferritantenne ist trotz des heftig umstrittenen Für und Wider nicht fallengelassen worden; im Gegenteil: Gewisse Verfeinerungen machen die Ferritantenne leistungsfähiger. Größere Bandbreitenvariation, Maßnahmen zur Bedienungsver-

Der AM/FM-Kleinsuper erscheint vielfach im Preßstoffgehäuse. Die Konstrukteure betrachten es nun als wichtige Aufgabe, Ausstattung und Leistung des Standard-Mittelsuper so zu steigern, daß er etwa dem leistungsfähigeren Mittelsuper des Vorjahres entspricht. Wir finden hier also Empfänger mit Edelholzgehäuse, vielfach auch mit hübschem Preßstoffrahmen kombiniert, die über Drucktasten, kontinuierliche Klangregelung, Magisches Auge und Radiodetektor verfügen. In der hochwertigen Mittelklasse wirken sich vor allem die klanglichen Verbesserungen aus. Es gibt in diesem Jahr Empfänger, die an die Leistungsfähigkeit der vorjährigen Großsuperhets heranreichen.

Die Verbesserungen des UKW-Tells, der Klangqualität und des Bedienungskomforts wirken sich naturgemäß in der Groß- und Spitzensuperklasse am vorteilhaftesten aus. Der Großsuper ist in diesem Jahr von zahlreichen Herstellern be-

In der Groß- und Spitzensuperklasse werden noch günstigere Empfindlichkeitsziffern erreicht. Um hohe Empfindlichkeit zu garantieren, benutzt man in den UKW-HF-Teilen der neuen Empfänger meistens die Röhrenkombinationen ECC 81 — ECH 81, EC 92 — EF 85, EC 92 — EC 92, EF 80 — EC 92

Beachtliche UKW-Trennschärfe

Mit der Einführung des Stockholmer Wellenplanes am 1. Juli 1953 (s. FUNK-TECHNIK, Bd 8 [1953], H 13, S. 410) wurde die Empfängerindustrie vor das Problem gestellt, die UKW-Trennschärfe entsprechend zu erhöhen, da der Kanalabstand von 400 kHz auf 300 kHz verringert worden ist, außerdem aber verschiedene deutsche UKW-Stationen im Kanalschema so placent sind, daß der am Fernempfang interessierte Hörer Störungen durch den benachbarten UKW-Ortssender befürchten muß. Eine Erhöhung der UKW-Trennschärfe ist durch eine zusätzliche ZF-Stufe oder durch mehrstufige Bandfilteranordnungen möglich. Zahlreiche Konstrukteure entscheiden sich für eine zusätzliche ZF-Stufe, da Bandfilter-Spezialkonstruktionen nicht einfach zu lösen sind. Die in den neuen Empfängern erreichten Trennschärfewerte zeigen, daß die Industrie auch dieses Problem einwandfrei gelöst hat. Noch in den Empfängern des Vorjahres waren Trennschärfewerte von 1:80 bis 1:100 üblich. Die neuen Großsuperhets erreichen die für den UKW-Bereich beachtliche Trennschärfe von etwa 1:1000. Wie die Empfangsergebnisse beweisen, kommt auch der am UKW-Fernempfang interessierte Hörer auf seine Rechnung, vor allem, wenn die Richtwirkung des Dipols ausgenutzt wird.

Verbesserte Strahlungssicherheit

Für die Geräte der neuen Saison treten die verschärften Strahlungsvorschriften in Kraft. Die Rundfunkfabriken widmen diesem Problem große Aufmerksamkeit. Durch geschickten Aufbau und verschiedene Kompensationsmethoden wird den neuen Bestimmungen in jeder Weise entsprochen. Die Störstrahlung des UKW-Oszillators läßt sich durch verschiedene Maßnahmen auf das verlangte Minimum verringern. Hierzu gehören u. a. lose Antennenkopplung, komplette Abschirmung, Verdrosselung der Heiz- und Anodenspannungslösungen und ein sorgfältiger Abgleich des Brücken-Nullpunktes im Oszillatorkreis. Zur Unterdrückung der Oberwellen wird die Anode der selbstschwingenden Mischröhre über einen 15-pF-Kondensator direkt mit der Katode verbunden. Ferner legt man allgemein großen Wert auf zweckmäßige Verdrahtung der Masseleitungen. Sehr bewährt hat sich die isolierte Montage der UKW-Baueinheit auf dem Gesamtchassis. Das UKW-Chassis hat nur an einer ganz bestimmten Stelle Verbindung mit Masse. An sich wäre ein Verzicht auf komplette Kapselung der UKW-Baueinheit denkbar. Die dann erforderlichen Maßnahmen sind jedoch in der Fabrikation nicht ohne weiteres zu beherrschen. Für die Fertigung hat es große Vorzüge, die UKW-Baueinheit unter Verwendung verkupfelter Bleche aus Zinklegierung völlig geschirmt aufzubauen und vor dem Einbau abzugleichen. Dieses Konstruktionsverfahren ist so vorteilhaft, daß auf der Grundwelle praktisch keine Störstrahlung mehr festgestellt werden kann.

UKW-Komfort

Von der UKW-Qualität hängt heute der Erfolg eines Empfängers weitgehend ab. Dieser Tatsache sind sich alle vollumfänglich bewußt. Man steigert daher den UKW-Komfort vor allem in der Großsuperklasse. Eine wertvolle Neuerung bildet z. B. die abschaltbare Rauschunterdrückung. Das zwischen den Empfangskanälen normalerweise auftretende Rauschen wird durch eine elektronische Anordnung („suppressor“) völlig unterdrückt. Ähnliche Schaltungen sind aus der kommerziellen Empfänger-technik bekannt. Besonders auffallend bei diesen Anordnungen, auf die wir demnächst noch ausführlicher eingehen werden, ist die scharfe Anzeile des Magischen Auges. Da die Rauschautomatik Empfangsspannungen unter 8 μ V unterdrückt, werden schwach einfallende UKW-Sender nicht mehr wiedergegeben. Man

Die Große Deutsche Rundfunk-, Phono- und Fernseh-Ausstellung wird in der Zeit vom 29. 8. bis 6. 9. 53 in Düsseldorf in weitem Ausmaß den Stand und die Leistungsfähigkeit der deutschen Radiowirtschaft dokumentieren. Bereits in diesem Heft veröffentlichen wir eine technische Vorschau über die Empfänger der neuen Saison 1953/54; sie gibt nur allgemeine Tendenzen wieder, ohne zu nächst weitere Einzelheiten zu nennen. Mitte Juli d. J. liefert die Radioindustrie ihre neuen Empfänger an den Großhandel und den Einzelhandel aus. Die FUNK-TECHNIK wird daher im Heft 15 eine tabellarische Übersicht der Rundfunkempfänger bringen und von weiteren schaltungstechnischen Besonderheiten berichten. Das Heft 16 informiert über Fernsehgeräte und über elektroakustische Probleme. Ein Überblick über Einzelteile ist dem Heft 17 vorbehalten.

einfachung, Ortssenderdrucktaste usw. sind andere Neuerungen.

Besondere Aufmerksamkeit ist auch in diesem Baujahr wieder dem NF-Teil gewidmet worden. Die Empfänger sind fast in allen Klassen klangschöner. Man hat nicht nur die Lautsprecher verbessert und die Klangregelung erweitert, sondern ist auch dazu übergegangen, den Verstärker für ein noch breiteres Band auszuliegen. Es gibt Empfängerfabriken, die alle ihre Geräte mit zwei Lautsprechern ausrüsten.

Um es gleich vorwegzunehmen: Der Rundfunkempfänger mit Fernbest-Tontell ist im Kommen. Es wird noch abzuwarten sein, ob dieser Empfängertyp einen ernst zu nehmenden Marktanteil erobern kann.

Die Empfängerklassen

Der schon oft totgegebene Einkreiser lebt immer noch. Zwar haben diesen Empfängertyp die größeren Fabriken fast ausschließlich aufgegeben, aber die Spezialhersteller verstehen es, durch Verwendung zierlicher Drucktasten für die Bedienungsschaltung und geschmackvoller Gehäuseformen den Anschluß an die moderne Empfängerentwicklung nicht zu verlieren. Andere Fabrikanten beabsichtigen zunächst nicht, diesen Empfängertyp zu fertigen, halten es jedoch nicht für ausgeschlossen, die Fabrikation später wieder aufzunehmen. Der Einkreiser 1953/54 zeichnet sich durch gediegene Ausstattung aus und verzichtet meistens auf den UKW-Bereich.

An gewisser Bedeutung hat im neuen Baujahr der 4-Kreis-Super gewonnen. Man fand heraus, daß der Kunde an Stelle des hochwertigen Einkreisers mit großem Lautsprecher den 4/6- oder den 4/8-AM/FM-Super mit Flankenmodulation bevorzugt. Der überraschend gute Erfolg zweier Zwischensaison-Konstruktionen, die auch im neuen Baujahr wieder gefertigt werden, gab mancher Empfängerfabrik zu denken. Man muß die neuen AM/FM-Kleinsuper mit verbesserter Flankenmodulation gehört haben, um beurteilen zu können, wieviel Kleinarbeit der Steigerung der UKW-Qualität gewidmet worden ist. Auch im HF-Teil des UKW-Bereichs sind Fortschritte gelungen. Höhere Empfindlichkeit und Störstrahlungssicherheit können in dieser Klasse verzeichnet werden

sonders liebevoll weiterentwickelt worden. Man darf diesem Empfängertyp konzertähnliche Klangqualität zuordnen. Er wird das bevorzugte Gerät des anspruchsvollen und kritischen Hörers sein. Obwohl die Auflage- und Verkaufsziffern des Spitzensuper verhältnismäßig klein bleiben dürften, haben zahlreiche Empfängerfabriken den Ehrgeiz, ihr Können im Empfängerbau in dieser Geräteklasse zu beweisen.

Der Fonosuper gewinnt weiterhin an Bedeutung. Man bevorzugt Gehäuseformen, die sich äußerlich (bei geschlossenem Deckel) möglichst nicht vom normalen Tischempfänger unterscheiden. Während der große Musikschrank aus Gründen, die mit der Fernsehentwicklung zusammenhängen, weniger gefragt ist, bemüht man sich um die kleine und mittlere Musiktruhe besonders. Geschmackvolle, gediegene Gehäuse einfacher Linienführung kennzeichnen die Entwicklung.

Keineswegs überrascht die Feststellung, daß das Allstromgerät immer mehr in den Hintergrund tritt. Es gibt nur noch wenige Gleichstromnetze. Abgesehen davon bevorzugt der Kunde allgemein die Wechselstromausführung, der er zu Unrecht höhere Leistung zutraut. Die eine oder andere an Rationalisierungsmaßnahmen interessierte Empfängerfabrik beabsichtigt daher nicht, Allstromempfänger zu fertigen.

Hohe UKW-Empfindlichkeit

Den Wünschen des Handels entsprechend, ist die UKW-Empfindlichkeit vor allem in den Superhets der niedrigen Preisklassen gesteigert worden. Man findet hier nicht selten an Stelle der früheren EC 92-Mischstufe eine UKW-Baueinheit mit der ECC 81, deren HF-Verstärkersystem in Gitterbasisschaltung arbeitet. Die zweite Triode dient als selbstschwingende Mischstufe. Mit dieser Anordnung ergeben sich Verstärkungsziffern von etwa 400 bis 500 und darüber bei einer Rauschzahl von 3,5 KT₀.

Im ZF-Teil geht man in den größeren Superhetklassen auch aus Gründen höherer Trennschärfe mehr und mehr zu dreistufiger ZF-Verstärkung über. Die Empfindlichkeitswerte bei Standard-superhets, auch bei kleineren Typen, sind etwa 5...8 μ V und liegen in größeren Empfängern bei etwa 2 μ V (bezogen auf 26 db Rauschabstand).

Empfänger 1953/54

kommt den Wünschen der Fernempfangsfreunde entgegen, indem man die Rauschunterdrückung abschaltbar macht.

Eine andere Neuerung bildet die Besetzung der in bestimmten Empfangsanlagen auftretenden Reflexionsverzerrungen. Wie die Vorführung eines Spitzensupers beweist, lassen sich diese vor allem in Gebirgsgegenden beobachteten UKW-Empfangsstörungen weitgehend unschädlich machen, ohne daß besondere antennenseitig zu treffende Maßnahmen notwendig sind.

Im übrigen bemühen sich die Konstrukteure, die bisher verwendeten Prinzipien der UKW-Schaltungstechnik laufend zu verbessern. Erwünscht ist z. B. eine hohe Begrenzerwirkung. Immer mehr geht man dazu über, Radiodetektor und ZF-Vorstufe auf maximale Begrenzung einzustellen.

Nach einer Vereinbarung zwischen den deutschen Sendegesellschaften und der Rundfunkindustrie soll möglichst eine Kanalbezeichnung auf der Empfängerskala zur Erleichterung der Senderwahl vermerkt werden (es sei darauf aufmerksam gemacht, daß die Kennzeichnung nicht mit der Kanalbezeichnung nach dem Stockholmer Wellenplan übereinstimmt).

Die neuen Röhren

Bevor wir uns der Weiterentwicklung des AM-Teils zuwenden, wollen wir kurz darauf eingehen, inwieweit neue Röhren den Empfängerbau beeinflussen. Die auf dem Markt befindlichen Serien in Miniatur- und Novaltechnik sind nahezu abgeschlossen und bedürfen zunächst keiner Erweiterung. Wir finden daher die bisher schon bekannten Röhren, oft in bunter Mischung mit Rimlockröhren. Selbst die altbewährte Stahlröhre deutscher Fertigung taucht noch im Einkreiser auf. Über die Ergänzungsröhren der bisherigen Serien ist schon früher ausführlich berichtet worden. Es soll nur noch darauf hingewiesen werden, welche von der Industrie ausgenutzten Möglichkeiten z. B. die 5.5-W-Endpentode bietet. Da die Eingangsempfindlichkeit dieser Röhre, die in der üblichen Empfängerendstufe wirklich mindestens 4 W Ausgangsleistung liefert, so bemessen ist, daß die EABC 80 zur Aussteuerung genügt, kann man zwei verschiedene Empfänger mit den gleichen Vorstufen, jedoch mit Endstufen verschiedener Leistung ausstatten. Dieses Verfahren bietet jenen Firmen große Vorteile, die ihr Empfängerprogramm zu rationalisieren beabsichtigen. Die „bunten“ Röhrenbestückungen erklären sich meistens aus den günstigeren Lieferbedingungen der älteren Röhren. Da gewisse Gleichrichter preiswerter bezogen werden können als der entsprechende Selengleichrichtertyp, findet man Röhrengleichrichter auch noch in den Netzteilen der neuen Empfänger.

Bandbreitenvariation

Im AM-Teil werden die heutigen Trennschärfe-werte vielfach wohl als ausreichend angesehen, doch gibt es auch hier z. T. als Folge der Weiterentwicklung des UKW-Kanals noch lohnende Probleme. Die Klangqualität des NF-Teils ist so ausgezeichnet, daß es sich lohnt, die Durchlaßbreite des ZF-Teils weiter zu erhöhen. Mit neuen Zweifach- und Dreifach-AM-Bandfiltern gelingt es, die Bandbreitenvariation von 1:2 auf etwa 1:4 zu steigern. Damit wird in Breitbandstellung die Tonqualität eines Geradeausempfängers und die Selektionsflankensteilheit eines Supers erreicht.

Die bewährten Umwegkopplungen sind jetzt so vervollkommenet, daß in Schmalbandstellung kein Empfindlichkeitsverlust mehr auftritt. Die jeweils gewünschte Empfindlichkeitserhöhung läßt sich durch richtige Wahl der Rückkopplungsspannung genau einstellen. Damit erhöht sich gleichzeitig die Gesamttrennschärfe eines Mittelsupers bei Schmalbandbetrieb auf etwa 1:2000 (Mittelwert).

Bereiche

Nach wie vor ist der Durchschnittshörer für KW-Empfang nicht immer zu begeistern. Trotzdem wagen es viele Firmen nicht, vom Mittelsuper an aufwärts, diesen Bereich wegzulassen. Der Verzicht auf Kurzwellen wäre gleichbedeutend mit

einem Prestigeverlust der jeweiligen Fabrikmarke. Auch in diesem Jahr findet man KW-Lupen und gespreizte KW-Bereiche, die die Abstimmung erleichtern.

Der geplante Bundessender auf LW veranlaßte einige Hersteller, den LW-Bereich bis etwa 140 kHz zu erweitern. Die Frage, ob der LW-Bereich in den einfacheren Empfängern weggelassen werden könne, ist jetzt eindeutig entschieden. Selbst die neuen Einkreisempfänger legen auf den Empfang des Bundesrundfunks großen Wert, und es werden nur billige Zweitempfänger oder Spezialgeräte für Reise oder Auto sein, die es sich leisten können, keinen LW-Bereich zu haben.

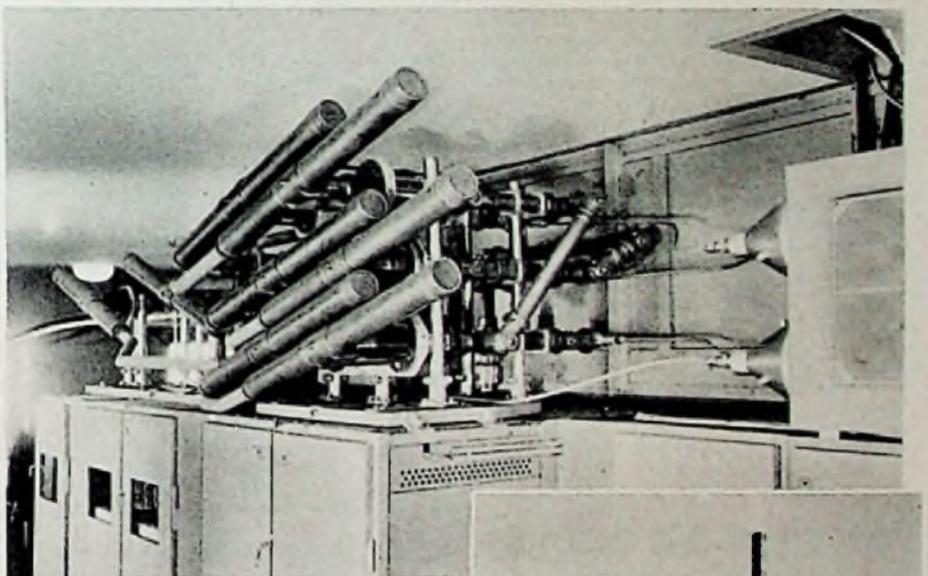
Einige Empfänger sind neuerdings mit dem Fernseh-Tonbereich als fünftem Frequenzband ausgerüstet. Diese vorwiegend aus wirtschaftlichen Erwägungen getroffene Bereicherweiterung des AM/FM-Superheits ist heiß umstritten. Man sagt z. B., daß mit dem Beginn des Fernsehempfängerabsatzes nach der Funkausstellung das Interesse am Rundfunkgerät abflauen konnte, da naturgemäß die Anschaffung eines Fernsehers das Hauptinteresse und damit auch den Geldbeutel beanspruchen würde. Ein Rundfunkempfänger mit Fernseh-Tonteil, zu dem später ein passender Bildteil bezogen werden könne, sei „zukunfts-sicher“ und verbillige die Anschaffung eines Fernsehers, der ohne Tonteil, also nur als reines Bildgerät, zu entsprechend niedrigerem Preis er-

hältlich sein dürfte. Vorsichtige Kalkulatoren haben ausgerechnet, daß dabei die Verbilligung des Fernsehers höchstens etwa 1/10 des Normalpreises, der im Rundfunkgerät erforderliche Mehraufwand jedoch mindestens 10 % ausmachen würde. Dieser Rundfunkempfänger-Mehraufwand läßt sich kaum unterschreiten, da der Fernseh-Tonkanal vor allem den Störstrahlungsbedingungen entsprechen muß. Damit rückt der mit Fernseh-Tonbereich auszustattende Empfänger mindestens in die hochwertige Mittelklasse, vielfach jedoch in die Großsuperklasse auf. Wer sich einen Super dieser teuren Preisklasse anzuschaffen gedenkt, wird später (nach Ansicht der Gegner des Rundfunkempfängers mit Fernseh-Tonteil) nicht den weniger ins Gewicht fallenden Mehrpreis für einen kompletten Fernseher zu scheuen haben.

Man überlegt ferner, ob sich der Kunde mit den Unannehmlichkeiten abfinden wird, die sich aus der Kombination der beiden Geräte, den Anschlüssen, der doppelten Bedienung und den zwangsläufig breiteren Abmessungen der Gesamtanlage ergeben.

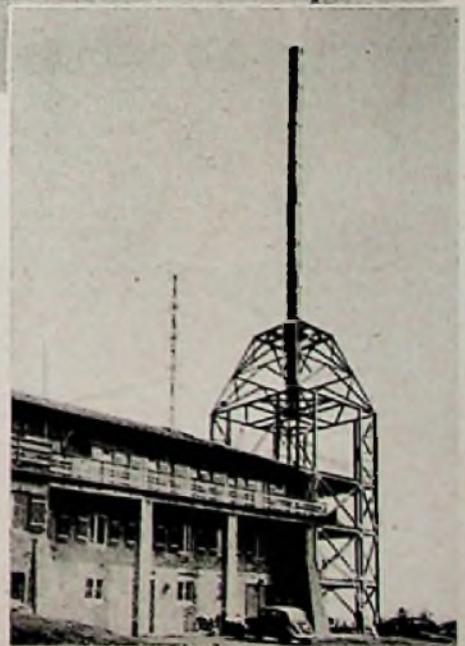
Der Fernseh-Tonbereich im AM/FM-Super hat andererseits gewisse Vorzüge, wie z. B. die Möglichkeit, Bild und Ton von zwei verschiedenen Fernsehsendern mit gleichem Programm aufzunehmen, den Tonteil an akustisch günstigerer Stelle im Raum anordnen zu können und schließlich bei der Aufstellung von Fernsehantennen als Feldstärkemeßgerät zu dienen (Beobachtung der efallenden HF-Spannung am Magischen Auge).

Welche Zukunftsaussichten der Rundfunkempfänger mit Fernseh-Tonbereich haben wird, läßt sich heute noch nicht übersehen. Eine große Anzahl der Empfängerfabriken wartet ab und ist der Auffassung, daß Rundfunkempfänger und Fernseher getrennte Einrichtungen bleiben sollten. Um sich jedoch keine Absatzchance zu verbauen, erschei-



Moderne Bauelemente des FS-Senders Feldberg

Das Einseitenbandfilter (im oberen Foto im Vordergrund) des neuen Fernsehenders Feldberg/Ts. unterdrückt ein Seitenband der Bildsenderfrequenz. Der Diplexer (links im Hintergrund) entkoppelt Bild- und Tonsender, so daß sie gemeinsam an eine Antenne angeschlossen werden können. Beide Einrichtungen wurden von der C. Lorenz AG in einer neuartigen Technik als „Brücken“ in Form koaxialer Ringleitungen ausgeführt. Die schornsteinartige, von Lorenz entwickelte Rundstrahlantenne (s. rechtes Foto) bündelt die Strahlung des Senders in Form einer flachen, horizontal liegenden Scheibe, so daß am Empfangsort die Leistung des Senders verzehnfacht erscheint. Die effektiv gestrahlte Leistung des Fernsehenders entspricht damit 120 kW. (Werkaufnahmen)



nen Superhets in höheren Preislagen mit vorbereitetem Fernseh-Tonkanal. Der Einbau eines Zusatzgerätes ist nachträglich jederzeit möglich.

Ferritantenne im Vormarsch

Mit allen Fragen der Ferritantentechnik haben sich die Industrielabors eingehend beschäftigt. Die Firmen, die bisher Ferritantennen verwendeten, konnten sich nicht dazu entschließen, auf diese Einrichtung zu verzichten. Andere Hersteller, die sich dieser Antennenform gegenüber bisher reserviert verhielten, führen nunmehr Ferritantennen in der hochwertigen Mittel- und in der Großsuperklasse ein.

Da bei geringen Empfangsspannungen jeder Verstärkungsgewinn von Vorteil ist, geht man mehr und mehr zu abgestimmten Ferritantennen-Schwingkreisen über. In einem solchen Kreis kann das ankommende schwache Signal etwa 200-mal aufgeschaukelt werden, ehe es zum Steuer-gitter der ersten Röhre gelangt. Wie auch die praktischen Erfahrungen bestätigen, ersetzt die durch Drehkondensator abgestimmte Ferritantenne eine Röhrenstufe. Die sogenannten aperiodischen Ferritantennen liefern zu geringe Ausgangsspannungen. Der dann erforderliche unabgestimmte HF-Verstärker erreicht nicht den bei Drehkondensatorabstimmung möglichen Verstärkungsgewinn. Weitere Entwicklungsarbeit galt der Verringerung des beim Empfang schwacher Sender oft unangenehm störenden Rauschens der Ferritantenne. Im wesentlichen handelt es sich um das Widerstandsruschen der Ferritantenne. Man könnte auf den Gedanken kommen, zur Besserung des Signal/Rauschverhältnisses die abgestimmte Ferritantenne mit einer HF-Stufe zu kombinieren. Damit würden jedoch Signal und Rauschen gleichzeitig verstärkt. Das Rauschen kann verringert werden, wenn man die Ferritantenne für maximale Nutzenergie dimensioniert und damit das Empfangssignal weiter aus dem Rauschpegel heraushebt. Es gibt daher Empfänger, die einen sehr groß bemessenen Ferritstab benutzen. Ein anderer Kunstgriff, das Signal/Rauschverhältnis zu verbessern, besteht darin, der Ferritantenne statisch empfangene Energie einzukoppeln, indem man auf jede Abschirmung der Antenne verzichtet. Im Grenzfall wird die Nutzsprache verdoppelt.

Andererseits ist erkannt worden, daß der bisher meistens angewandte Drehwinkel von 180°, bei dem man eine Achtercharakteristik mit zwei Minima erhält, keine optimale Peilwirkung zuläßt. Wie die Peilertechnik zeigt, kann man durch Zusammensetzen der magnetisch induzierten Spannung mit einer durch Hilfsantenne aufgenommenen elektrostatisch induzierten Spannung gleicher Größe eine als Kardoid bekannte Gesamtcharakteristik mit nur einer einzigen Nullstelle erreichen. Der resultierende Maximalwert der Nullstelle ist doppelt so groß wie der der Achtercharakteristik. Für die Zwecke des Rundfunkhörers, dem es darauf ankommt, die Energie eines Störsenders zu Null zu machen, spielt es keine Rolle, ob die Peilcharakteristik eine oder zwei Nullstellen hat. Es ist daher nicht notwendig, die elektrostatische Hilfsantenne genau anzukoppeln.

Aus den vier Antennen-Diagrammen gehen die erreichten Fortschritte deutlich hervor. Gegenüber Diagramm a zeigt die Charakteristik b ein Anwachsen des rechten Zipfels, während der linke wesentlich verkleinert ist. In Richtung auf den gewünschten Sender liefert eine Ferritantenne mit dem Peildiagramm b eine etwa um 30% höhere Nutzlautstärke. Wie wir aus diesem Diagramm weiter ersehen, muß die Ferritantenne nunmehr um 360° drehbar sein, wenn alle Sender mit höherer Empfangsspannung aufgenommen werden sollen. Noch günstigere Verhältnisse bietet das Antennendiagramm c. Der linke Zipfel ist auf ein Minimum verringert, während der rechte um etwa 70% zugenommen hat. Im Diagramm c sind die Nullstellen nach links zusammengedrückt, in der Charakteristik d fallen sie zu einer einzigen zusammen. Der rechte Zipfel ist sogar um 100% angewachsen. In der Praxis lassen sich die Diagramme nach b und c erreichen, wenn man die Ferritantenne überhaupt nicht abschirmt. Allerdings darf die vom statischen Senderfeld erzeugte Spannung nicht größer sein als die maximale magnetisch erzeugte Spannung. Andernfalls verschwindet die gewünschte Nullstelle.

Die Ferritantenne ist im letzten Jahre nicht unerheblich verbessert worden, ohne daß heute schon alle Möglichkeiten voll ausgeschöpft wären. Verschiedene Fragen gibt es noch zu klären, wie z. B. Maßnahmen für optimale Besetzung lokaler

Störkomponenten. Ein Problem bildet z. B. auch die von oben einfallende Raumwelle, die bei der horizontal schwenkbaren Ferritantennen nur teilweise berücksichtigt werden kann. Im übrigen wurden auch die Erfahrungen des Handels beachtet. Es bestehen Zonen, in denen die Ferritantenne aus rein örtlichen Gründen (z. B. Lage der Sender zueinander) keine nennenswerte Empfangsverbesserung verspricht. Der zusätzlich erforderliche Aufwand wäre hier für den Käufer nutzlos. Eine Lösung dieser Frage bieten jene Empfänger, die wahlweise mit oder ohne Ferritantenne lieferbar sind.

Gehäuseantennen

Im modernen AM/FM-Super spielen Gehäuseantennen eine um so größere Rolle, je höher die Empfindlichkeit des jeweiligen Empfängers ist. Jedenfalls kann der Hörer in den meisten Fällen auf eine UKW-Außenantenne verzichten. Kleinere Empfänger begnügen sich mit der UKW-Netzantenne. In einem Mittelsuper kam man auf den Gedanken, die in der Mitte unterbrochene Metallverzierung an der Frontseite als Gehäuseantenne zu benutzen. Nachteile bei der Abstimmung ergeben sich nur beim Anlassen der Metallverzierung.

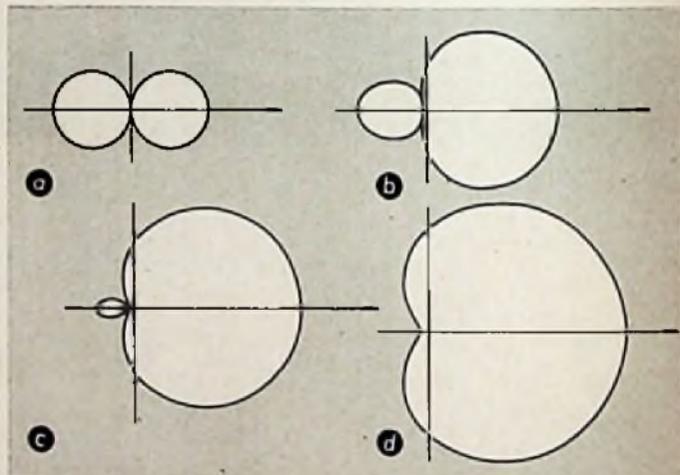
Nicht selten enthält ein einziger Empfänger insgesamt drei Gehäuseantennen, wie z. B. Ferritantenne, Netzantenne für MW- bzw. AM-Empfang und den üblichen Gehäusedipol. In einem AM/FM-Super mit Fernseh-Tonteil sind neben der Ferritantenne je ein Gehäusedipol für UKW und Fernsehempfang vorgesehen.

Drucktasten selbst im Einkreis

Empfänger ohne Drucktasten sind heute schlecht verkäuflich. Diese Erfahrung beherzigt auch der Hersteller eines formschönen Einkreisempfängers und verwendet ein einfaches, aber betriebssicheres dreiteiliges Drucktastenaggregat mit en-

Antennen-Diagramme von Ferritantennen

- a) Achtercharakteristik bei 180° Drehwinkel
- b) 30% höhere Nutzlautstärke in Peilrichtung gegenüber a); Drehwinkel 360°
- c) und d) 70% bzw. 100% höhere Nutzlautstärke in Peilrichtung des Senders



sprechend kleinen Druckknöpfen, das nach dem Hebelprinzip arbeitet.

Die modernen Drucktastenaggregate sind so ausgeführt, daß mit der Bereichwahl gleichzeitig auch der Empfänger eingeschaltet wird. Die Ausschaltung erfolgt mit Hilfe der „Aus-Taste“. Großsuperhets mit Ferritantenne haben nicht selten zwei MW-Tasten, von denen die zweite die Ferritantenne einschaltet. Eine angenehme Bedienungs erleichterung bilden Drucktastknöpfe, die beim Niederdrücken automatisch aufleuchten und sich schon im Vorjahr bewähren konnten.

Übrigens gehen die Hersteller mehr und mehr dazu über, sogenannte „Ortstasten“ einzuführen, die meist die Drucktastwahl des Ortssenders gestatten. Bei Superhets mit getrennter UKW- und MLK-Abstimmung kann man somit drei Stationen meistens in drei verschiedenen Bereichen (UKW, MW und wahlweise entweder MW, KW oder LW) durch Drucktasten wählen. Ortstasten waren im Vorjahr schon in einigen Geräten üblich. In der neuen Saison haben sie sich allgemein in der Großsuperklasse eingeführt.

Verbesserte Lautsprecher

Wenn sich in diesem Jahr einige Empfänger durch besondere Brillanz der Wiedergabe auszeichnen, so ist dies auch den Fortschritten im Lautsprecher-

bau zu danken. Das Ovalsystem hat sich allgemein in den Empfängern bis zur Mittelklasse durchgesetzt. Infolge des günstigen Verhältnisses zwischen kleiner und großer Achse erreicht man in verhältnismäßig kleinen Gehäusen ein großes Klangvolumen. In Kleinsuperhets sind Kleinsysteme mit einer Eigenresonanz von etwa 130 Hz üblich. Die in der Mittelsuperklasse verwendeten Normallautsprecher erfassen einen Frequenzbereich von 80 ... 10 000 ... 12 000 Hz. Den Anschluß an den hohen Tonfrequenzbereich bis etwa 15 000 Hz gestatten Hochtonsysteme mit permanentdynamischen oder piezoelektrischen Systemen. Die Art des verwendeten Hochtonsystems richtet sich ganz nach dem Frequenzbereich des Normallautsprechers. Es darf keine Frequenzlücke entstehen, der gesamte interessierende Tonfrequenzbereich muß vielmehr lückenlos übertragen werden.

Den bewährten Rundlautsprecher konnte das Ovalsystem in der Groß- und Splizensuperklasse nicht verdrängen. In großen Gehäusen bereitet selbst der Einbau von Lautsprechern mit großen Membrandurchmessern (z. B. 220 mm) keine Schwierigkeiten. Die Schallwand läßt sich dort entsprechend großflächig ausführen; für günstige akustische Verhältnisse sorgt das reichlich bemessene Gehäuse. Manche betrachten Lautsprecher-Kombinationen, bestehend aus Tiefton- und Hochtonlautsprecher, als überflüssig. Die Erfahrung beweist aber, daß der wählerische Hörer gerade Empfänger mit zusätzlichem Hochtonsystem bevorzugt. Der Frequenzgewinn kommt natürlich nur bei hochwertigen Rundfunkübertragungen im UKW-Bereich zur Geltung (z. B. Schlagzeugwiedergabe usw.). Da in Großsuperhets der Hochtonlautsprecher vielfach durch den Höhenregler abgeschaltet werden kann, läßt sich das bei kleinen UKW-Empfangsfeldstarken lästige Rauschen des Hochtonsystems unterdrücken.

Gewisse Nachteile des Ovallautsprechers werden neuerdings durch Spezialmembranen vermieden, die an den beiden Seiten der horizontalen Achse

in vertikaler Richtung beschnitten sind. Auch die Rundlautsprecher konnten in verschiedener Hinsicht verbessert werden. So verwendet eine Neukonstruktion an Stelle des rasch alternden Filzringes einen Kunststoffring, der sich nicht zusammenpreßt, sowie eine Wanne, in der die Schwingrillen liegen. Die Membrane wird leicht zurückgezogen, um das Anschlagen an der Schallwand zu vermeiden. Dadurch entsteht ein Luftpolster. Diese Bauform zeichnet sich ferner durch einen steiferen Korb aus. Verziehungen sind ausgeschlossen. Ein weiterer Vorteil des neuen Rundlautsprechers ist die leichte Zentrierbarkeit der Membrane. Nach einfachem Lösen von vier Schrauben kann die Membrane direkt im Lautsprecher durch einfache Drebbewegung zentriert werden. Der Luftspalt ist mit 0,85 mm sehr eng gewählt. Man ordnet ferner die Schwingspule sehr nahe am Korus an (z. B. 2,5 ... 3 mm), um die Brillanz zu erhöhen. Dadurch tritt nach einer Frequenz von 3000 Hz eine Anhebung ein, die jedoch so gewählt ist, daß die Tiefenwiedergabe nicht beeinträchtigt wird. Als Entwicklungsziel für den Normallautsprecher der Mittelklasse gilt heute, die Tiefen nicht zu sehr zu vernachlässigen und für eine noch gute Höhenwiedergabe zu sorgen. Von der Flachmembrane wendet man sich wieder ab und bevorzugt aus Gründen besserer Steifigkeit tiefere Membranen. (Schluß auf Seite 441)

Spannungsabhängige VDR-Widerstände

Trägt man von verschiedenen Widerstandswerkstoffen die Spannung U in Abhängigkeit vom Strom I und als Parameter die Temperatur auf, so entstehen die Kurven der Abb. 1.

a) Ideale ohmsche Widerstände (z. B. Drahtwiderstände aus Konstantan, Manganin u. dgl.) ergeben eine Gerade. Für den Neigungswinkel φ gilt

$$\tan \varphi = \frac{U}{I} = R.$$

Abgesehen von extremen Temperaturen und geringen Abweichungen ist die Kennlinie unabhängig von der Temperatur (In Abb. 1 strichpunktliert).

b) Bei Heißleitern (Thermistoren, z. B. NTC-Widerständen), die heiß besser leiten (d. h., die mit steigender Temperatur einen größeren Leitwert annehmen, also einen negativen Temperaturkoeffizienten haben), erhält man für jede Temperatur einen anderen Neigungswinkel φ , so daß eine Schar von Geraden durch den Schnittpunkt der Koordinaten geht. Die Bestimmung dieser Kurvenschar setzt voraus, daß bei jeder Temperatur diese Temperatur über den gesamten Querschnitt des Widerstandes konstant ist. Fällt durch den Heißleiter ein nennenswerter Strom, der eine merkliche Erwärmung hervorruft, so vergeht eine gewisse Zeit, bis der Widerstand sich erwärmt und seinen Betriebszustand erreicht hat. Die „Zeitkonstante“ hängt neben Umgebungstemperatur und Einbaubedingungen vom Verhältnis der in Wärme umgesetzten elektrischen Leistung zur wärmeabgebenden Oberfläche ab.

Diese Zeitkonstante wirkt teils störend, teils wird sie benötigt, z. B. bei Allstromgeräten, um die Heizfäden der Röhren vor einem zu großen Einschalt-Stromstoß zu schützen. (Abb. 1 — ausgezogene Geraden: $U = I \cdot R$, Temperatur als Parameter; gekrümmte Kurve: Widerstandsverlauf nach dem „Einlauf“, verursacht durch die Stromwärme bei Umgebungstemperatur gleich Raumtemperatur.)

In den unteren Temperaturbereichen (bei einem Bruchteil ihrer Nennleistung) haben die vorwiegend aus Metalloxyden auf keramischer Basis hergestellten Regelwiderstände noch eine annähernd lineare Spannungs-Stromkennlinie.

c) Für Kaltleiter (Stromregler, Eisenwasserstoff-Widerstände), die einen positiven Temperatur-

VDR-Widerstände sind Kontakthalbleiter, bestehend aus Siliziumkarbid-Körnern, die mit Hilfe eines Bindemittels wie „weiße“ Keramik zusammengesintert sind. Sie können für Gleich- und für Wechselspannungsbetrieb verwendet werden.

Der Kontaktwiderstand zwischen den einzelnen Karbidkristallen ist spannungsabhängig. Die elektrische Charakteristik des gepreßten Gemisches wird bestimmt durch ein kompliziertes Netzwerk von parallel und in Reihe geschalteten Kristallkontakten.

Die mechanischen Eigenschaften entsprechen denen von unglasiertem Steingut. Das Material ist feinkörnig porös (bis auf etwa 15%) und sehr hart. Obwohl die Widerstände gegen Wasser völlig unempfindlich sind, ist zu empfehlen, sie zu imprägnieren, um Verlustströme durch Eindringen von Feuchtigkeit zu vermeiden. Das scheinbare spezifische Gewicht ist 2,4, die spezifische Wärme 0,17 kcal. Die Widerstände vertragen sehr hohe Temperaturen. Wegen der Imprägnierungsstoffe, zur Vermeidung der Oxydation der Metallbeläge und wegen der Lötstellen ist es jedoch erwünscht, die Temperatur auf etwa 100°C zu beschränken. Ausführungsformen ohne angelötete Drähte und unimprägniert dürfen höher betrieben werden. Betriebssicher ist das Widerstandsmaterial bis über 200°C.

A) Elektrische Eigenschaften bei Gleichstrom

U = Spannungsabfall am VDR-Widerstand in Volt
 I = Strom durch den VDR-Widerstand in Ampere
 β = Neigung der Kennlinie in Abb. 3 ($\beta = \tan \varphi$)

C = Spannungsabfall bei 1 A Stromdurchgang
 (In den meisten Fällen ist hierbei die Leistungsaufnahme viel zu hoch)

An Stelle $U = I \cdot R$ des Ohmschen Gesetzes gilt für VDR-Widerstände bei Gleichspannung (s. Abb. 2)

$$U = C \cdot I^\beta \quad (1)$$

Hierbei ist C eine Konstante, die wesentlich von den äußeren Abmessungen abhängt, siehe Gl. (7), während β eine Werkstoffkonstante ist. Herstellbar sind C -Werte von etwa 100 ... 1000 und β -Werte von etwa 0,17 ... 0,25, die aufgeteilt werden in

- A-Material: $\beta = 0,21 \dots 0,25$, Mittelwert $\beta = 0,23$
- B-Material: $\beta = 0,17 \dots 0,21$, Mittelwert $\beta = 0,19$.

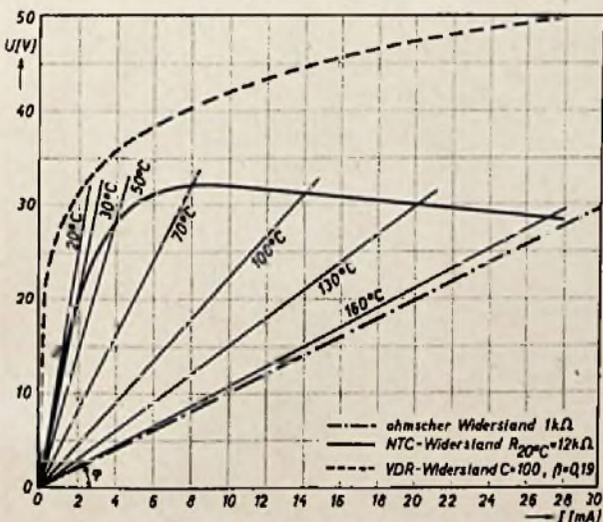
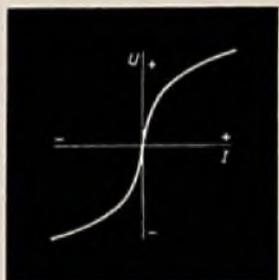


Abb. 1. Spannungs-Stromkennlinien verschiedener Widerstandswerkstoffe zum Vergleich

Abb. 2. Spannungs-Stromkennlinie eines VDR-Widerstandes



Bei einer Querschnittfläche von etwa 5 cm² ist C je mm Scheibendicke bei A-Material etwa 70 ... 100 und bei B-Material etwa 140 ... 180, d. h., bei größtem β hat man den kleinsten Wert von C je mm Scheibendicke und damit die geringste Spannungsabhängigkeit.

Die Konstanten β und C ändern sich nicht bei Stromdichten von 0,1 mA/cm² ... 1 A/cm². Die Stromdichte 1 A/cm² soll nicht überschritten werden. Bei weniger als 0,1 mA/cm² Stromdichte nimmt β zu; der Werkstoff behält jedoch seinen

nichtlinearen Charakter. Aus Gl. (1) folgt

$$\log U = \log C + \beta \cdot \log I \quad (2)$$

Daher ist in doppelt logarithmischem Maßstab die Kurve $U = I$ (1) eine Gerade mit $\tan \varphi = \beta$. Durch Aufnahme zweier Punkte, die mit zu geringer Stromdichte gemessen wurden (P und Q der Abb. 3), läßt sich β noch nicht ermitteln. Einen Punkt zur Bestimmung der Kennlinie oder aus der Kennlinie zur Bestimmung der Konstante C erhält man leicht aus Gleichung (1). Setzt man $I = 1$ A, dann ist für diesen Punkt $U = C$, da β ebenfalls 1 ist. Die Kennlinie in doppelt logarithmischem Maßstab ist dann richtig, wenn drei Punkte auf einer Geraden liegen. Da es

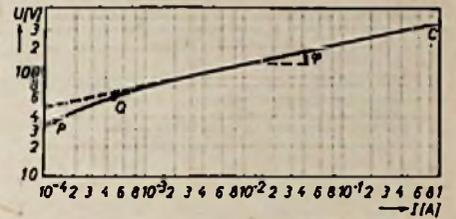


Abb. 3. Spannungs-Stromkennlinie eines VDR-Widerstandes in doppelt logarithmischem Maßstab; $C = 340$, β (Kennlinieneigung) = 0,21

eine Vielzahl von Typen gibt, arbeitet man jedoch am besten nach dem Nomogramm auf S. 418. Einige Punkte der Kennlinie Abb. 3 für einen VDR-Widerstand $C = 340$, $\beta = 0,21$ wurden in das Nomogramm auf Seite 418 eingetragen. Man kann jedoch auch ohne Benutzung des Nomogramms jede Kennlinie auf doppelt logarithmischem Papier als Gerade zeichnen, die durch zwei Punkte gegeben ist.

- a) Für $I_1 = 1$ A ist die Spannung U_1 gleich dem C -Wert.
- b) Den Punkt I_2 , U_2 kann man aus Gleichung (1) errechnen oder eleganter aus folgender Umformung erhalten:

$$\frac{U_1}{U_2} = \frac{C \cdot I_1^\beta}{C \cdot I_2^\beta} \quad \text{oder} \quad I_2 = \frac{I_1}{\left(\frac{U_1}{U_2}\right)^{\frac{1}{\beta}}} \quad (1b)$$

Ändert man für den zweiten Punkt der Kennlinie die Spannung z. B. um den Faktor 10, d. h.

$U_2 = \frac{U_1}{10}$, so erhält man für die Daten der Abb. 3

$$U_2 = \frac{340 \text{ V}}{10} = 34 \text{ V,}$$

$$I_2 = \frac{1 \text{ A}}{\frac{1}{10}^{0,21}} = \frac{1}{10^{0,21}} = 1,7 \cdot 10^{-3} \text{ A} = 0,017 \text{ mA.}$$

(Die Kennlinie ist erst ab 0,1 mA/cm² bzw. 2 mA linear; spannungsabhängig ist der Werkstoff aber auch noch bei geringeren Stromdichten.)

Das Nomogramm (S. 418) eignet sich auch gut zur Dimensionierung von VDR-Widerständen. Wird für ein bestimmtes Regelverhältnis ein Spannungsabfall U_1 bei einem Strom I_1 und am anderen Bereichsende U_2 und I_2 benötigt, so trägt man diese vier Punkte in das Nomogramm ein. Schneiden sich die Verbindungslinien $U_1 - I_1$ und $U_2 - I_2$ innerhalb der β -Linien, 0,17 ... 0,25, so zieht man vom Schnittpunkt P aus eine Linie zu 1 A. Auf der Volt-Achse kann man nun den C -Wert ablesen. Schneiden sich die Verbindungslinien $U_1 - I_1$ und $U_2 - I_2$ außerhalb der β -Linien, muß man ein etwas anderes Regelverhältnis in Kauf nehmen und einen Punkt P etwa in Höhe des Schnittpunktes auf $\beta = 0,19$ oder $\beta = 0,23$ eintragen. Dieser, mit 1 A verbunden, gibt den C -Wert auf der Volt-Linie. Nach der Tabelle der lieferbaren C -Werte (Seite 418) läßt sich der Punkt P korrigieren, so daß man nun feststellen kann, welche Ströme bei U_1 und U_2 bzw. welche Spannungsabfälle bei I_1 und I_2 mit den lieferbaren Widerständen zu erwarten sind.

Manchmal ist es jedoch günstig, $U-I$ -Kennlinien mit linearem Maßstab zu verwenden (Abb. 4). Ist z. B. mit dem VDR ein ohmscher Widerstand

In Reihe geschaltet, so kann man dessen Kennlinie einzeichnen. Der Schnittpunkt beider Kennlinien gestattet, den Spannungsabfall am VDR-Widerstand abzulesen. In Abb. 4 sind für $U_{ges} = 250 \text{ V}$, $R = 2500 \Omega$ Beispiele eingezeichnet für:
 Reihenschaltung mit einem VDR $C = 150$, $\beta = 0,19$:
 Spannungsabfall $U_{VDR} = 90 \text{ V}$;
 Reihenschaltung mit einem VDR $C = 330$, $\beta = 0,19$:
 Spannungsabfall $U_{VDR} = 170 \text{ V}$.

a) Reihenschaltung. Wie bereits aus dem Nomogramm auf S. 418 hervorgeht, braucht man bei hohen Spannungen große C-Werte. Hierfür lassen sich mehrere VDR-Widerstände in Reihe schalten. Verwendet man für die Serienschaltung n gleiche Widerstände, so wird aus (1), da der Gesamt-Spannungsabfall $n \cdot U$ ist und durch alle Widerstände der Strom I fließt,

$$n \cdot U = C_n \cdot I^\beta \quad (3)$$

Der Quotient der Gleichungen (3) und (1) ergibt:

$$n = \frac{C_n}{C} \text{ bzw. } C_n = n \cdot C \quad (4)$$

Mit anderen Worten: Der C-Wert eines schellenförmigen VDR-Widerstandes ist direkt proportional seiner Höhe h .

b) Parallelschaltung. Für niedrige Betriebsspannungen benötigt man nach (1) kleine C-Werte. Um wirksam in den Bereich niedriger C-Werte zu kommen, bringt jedoch eine Parallelschaltung m gleicher VDR-Widerstände wenig. An jedem Widerstand liegt die gleiche Spannung U ; folglich fließt durch die gesamte Parallelschaltung der Strom $m \cdot I$. Entsprechend (1) erhält man dabei

$$U = C_m (\sigma \cdot I)^\beta \quad (5)$$

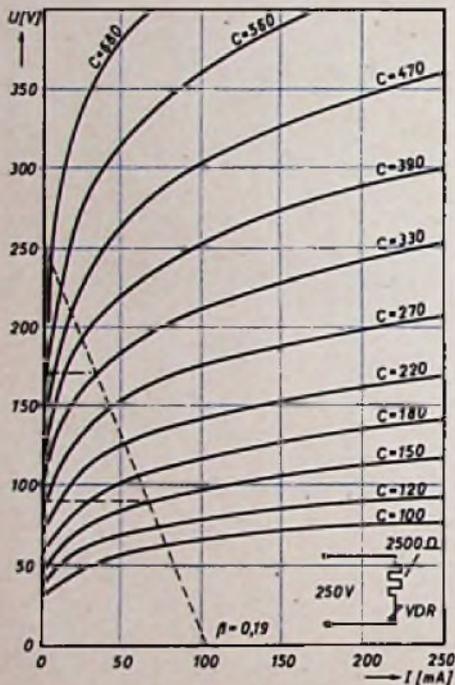


Abb. 4. Spannungs-Stromkennlinien im linearen Maßstab; C-Wert als Parameter; $\beta = 0,19$

Der Quotient aus (5) und (1) ist

$$C_m = \frac{C}{m^\beta} \quad (6)$$

Soll z. B. durch Parallelschaltung $C_m = \frac{C}{2}$ erreicht werden, so ist bei $\beta = 0,2$ nach (6):

$$\frac{C}{2} = \frac{C}{m^{0,2}} \text{ oder } m^{0,2} = 2 \text{ oder } m = 2^5 = 32$$

(Bei $\beta = 0,25$ würden nur $m = 2^4 = 16$ gleiche Widerstände gebraucht werden, um den C-Wert zu halbieren.) Aus (6) ergibt sich: Der C-Wert ist indirekt proportional dem Querschnitt Q hoch β .

Aus dem Schlußsatz der Erklärungen zu a) Reihenschaltung und b) Parallelschaltung folgt für die Konstante C der Gleichung (1)

$$C = K \frac{h}{Q^\beta} \quad (7)$$

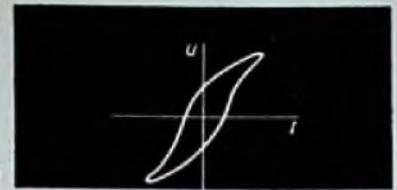
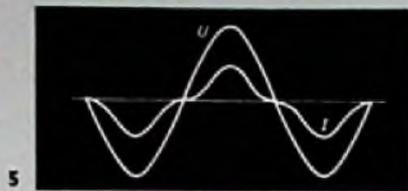


Abb. 5. Bei sinusförmiger Spannung am VDR-Widerstand ist die Stromkurve stark verzerrt

Abb. 6. Spannungskurve bei einem sinusförmigen Strom durch den VDR-Widerstand

Abb. 7. Form eines Spannungs-Strom-Oszillogrammes des VDR-Widerstandes

c) Widerstand

$$R = \frac{U}{I} = \frac{C \cdot I^\beta}{I} = C \cdot I^{\beta-1} = \frac{C}{I^{1-\beta}} \quad (8)$$

d) Leistung

$$N = U \cdot I = C \cdot I^{\beta+1} \quad (9)$$

e) Temperatur-Koeffizient. Der Exponent β ist bei Temperaturänderungen annähernd konstant. C nimmt mit steigender Temperatur jedoch etwas ab. Daher haben VDR-Widerstände einen negativen Temperatur-Koeffizienten. Bei konstantem Strom nimmt die Spannung um 0,12 ... 0,18 % je $^\circ\text{C}$ ab.

Bei konstanter Spannung nimmt der Strom um 0,5 ... 0,8 % je $^\circ\text{C}$ zu. (Durch Einzeichnen zweier dicht nebeneinanderliegender C-Werte im Nomogramm auf S. 418 leicht zu erklären.)

B. Elektrische Eigenschaften bei Wechselstrom

Die bisher angegebenen Beziehungen gelten für das Verhalten der VDR-Widerstände bei Gleichspannung. Falls keine wesentliche Überbelastung auftritt, sind die elektrischen Eigenschaften bei Wechselspannung ebenfalls außerordentlich stabil, wie es im allgemeinen bei jedem keramischen Erzeugnis der Fall ist. Sie werden durch mechanischen Druck oder Schwingungen nicht beeinflusst.

Einer der großen Vorteile des VDR-Materials besteht im völligen Fehlen eines Polarisations-effektes. Das Stromspannungs-Diagramm ist absolut symmetrisch (s. Abb. 2). Beim Anlegen von Wechselspannungen findet daher auch keine Gleichrichtung statt. Wegen der starken Spannungsabhängigkeit ist bei sinusförmiger Spannung die Stromkurve zwar phasengleich und symmetrisch, aber stark verzerrt (s. Abb. 5). Abb. 6 zeigt die Spannungskurve bei einem sinusförmigen Strom durch den VDR-Widerstand, z. B. bei Reihenschaltung mit einem ohmschen Widerstand, der sehr viel größer ist als der VDR-Widerstand.

Als Ersatzschaltbild muß man bei Wechselspannungsbetrieb den VDR als Parallelschaltung eines spannungsabhängigen Widerstandes und einer Kapazität zeichnen. Wegen des kapazitiven Stromdurchganges nimmt daher die Spannungsabhängigkeit mit steigender Frequenz ab.

Nimmt man das Spannungs-Strom-Diagramm eines R-C-Gliedes oszilloskopisch auf, dann erhält man eine Ellipse. Beim VDR-Widerstand ähnelt das Oszillogramm (Abb. 7) einer Hysteresis-Schleife, es fehlt lediglich die scharfe Spitze. Den Einfluß der Frequenz zeigt Abb. 8. β bleibt bis zu etwa 10 kHz — wenigstens bei nicht zu niedrigen Spannungen — unverändert.

Beim Anlegen einer Wechselspannung U_{eff} wird der Strom I_{eff} um den Faktor B größer als bei Anlegen einer Gleichspannung (Abb. 9). Statt der für Gleichspannung geltenden Formel (1) muß man schreiben

$$U_{eff} = C \left(\frac{I_{eff}}{B} \right)^\beta \quad (10)$$

Folgende Umformung ist noch interessant:

Setzt man für $C = \frac{1}{K^\beta}$, dann wird für Gleich-

spannung aus (1)

$$I = K \cdot U^\beta \quad (11)$$

und für Wechselspannung

$$I_{eff} = B \cdot K \cdot U_{eff}^\beta \quad (12)$$

Wie Abb. 5 zeigt, ist bei sinusförmiger Spannung die Stromkurve stark verzerrt. Da ein Voltmeter nicht auf die höheren Harmonischen anspricht, wird aus (9)

$$N = F \cdot U_{eff} \cdot I_{eff} \quad (13)$$

Für $\beta = 0,25$ ist der Faktor $F = 0,92$.

C. Verhalten bei Impulsspitzen

Bei gleichmäßiger Belastung mit 1 W in ruhender Luft von 20°C nimmt ein „VDR“ von 25 mm Durchmesser und 1 mm Höhe eine Temperatur von etwa 70°C an. Die zulässige Erwärmung, z. B. durch Aufnahme von Schallsitzen, kann noch 30°C höher sein. Ein sicherer Belastungswert ist etwa 0,1 W je cm^2 bei Typen mittlerer Größe. Kurzzeitige Belastungen dürfen diesen Wert weit überschreiten. Bei Verwendung von Kühlrippen, Anblasen mit Preßluft oder Betrieb unter Öl ist noch eine wesentlich höhere Leistung abzuführen. Eine Spannungsspitze mit dem Faktor n ruft einen

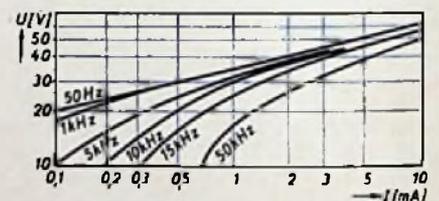


Abb. 8. Einfluß der Frequenz auf die U-I-Kennlinie eines spannungsabhängigen VDR-Widerstandes

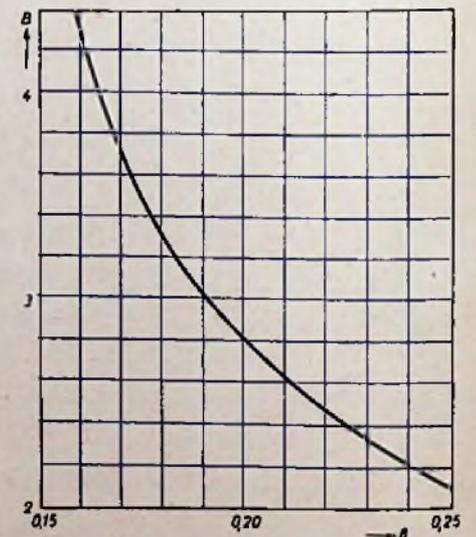


Abb. 9. Multiplikationsfaktor B eines Wechselstromes I_{eff} beim Anlegen einer Wechselspannung an den „VDR“ in Abhängigkeit von β

Leistungsanstieg mit einem Faktor $n \frac{1}{\beta} + 1$ hervor. Dies bedeutet einen Leistungsanstieg von 60 ... 80 % bei einem Spannungsanstieg von 10 %. Für eine Dauerleistung von 1 W und eine zulässige Spitzenleistung von 2 W kann der VDR-Widerstand z. B. außer einer 1-W-Dauerleistung eine Energie von 0,1 Ws aufnehmen, wenn die Schalthäufigkeit 10 Schaltungen je Sekunde ist.

Die aufgenommene Energie ist dem Volumen des „VDR“ proportional und beträgt etwa 1,5 Ws je cm^3 und $^\circ\text{C}$, wenn keine Zeit zur Wärmeabfuhr zur Verfügung steht. Eine Temperaturerhöhung von 100°C wird verursacht durch 60 Ws/Gramm, d. h. ein „VDR“ mit dem Gewicht von 1 g darf mit 60 W während 1 s oder mit 600 W während 0,1 s belastet werden, wobei allerdings die Stromdichte bei A-Material unter 1 A/cm^2 und bei B-Material unter $0,5 \text{ A/cm}^2$ bleiben soll. Ist die Betriebstemperatur 100°C erreicht, dann darf der folgende Energiestoß erst auftreten, wenn der Widerstand so weit abgekühlt ist, wie es der durch den Stoß verursachten Temperatursteigerung entspricht. Bereits erwähnt wurde, daß einzelne Temperatur-Überschreitungen völlig unschädlich sind.

D. Anwendungen

Unterdrückung von Schalt-Spitzenstößen, Löschen von Kontaktfunken, Störschutz, Schutz gegen ungewöhnliche Spannungen, Schutz für Glättungskondensatoren, Erhöhung der Relaisempfindlichkeit durch Reihenschaltung mit der Erregerspule, Spannungsstabilisierung, Spannungsteiler mit stabilisierten Abzweigspannungen, Vergrößerung von Spannungsschwankungen, Linearisierung von Kippspannungen, Regelspannungsverbesserung im AM- und FM-Gleichrichter und noch viele Gebiete der Meß- und Regellechnik.

(Für diese Arbeit wurden als Unterlagen verwendet: Katalogblätter der Firma Philips, The Icomist Nr. 3, 1952, und Matronics Nr. 2, März 1953)

Funktechnik auf der Deutschen Verkehrsausstellung

Die Deutsche Bundespost überraschte die Besucher der Deutschen Verkehrsausstellung in München mit weitverzweigten Funknetzen in vollem Betrieb. Die komplizierten Einrichtungen der Funktelegrafie, des See- und Landfunkdienstes, des Wasserstraßen- und des Hafenfunks wurden in grafischer Darstellung oder im praktischen Betrieb vorgeführt.

Viele Benutzer der Einrichtungen erlebten zum erstenmal anschaulich die technischen Hintergründe der Funkferngespräche über den Ozean hinweg, der Seefunk-Telefongespräche mit fahrenden Schiffen, der öffentlichen Fernsprechstellen auf Fahrgastschiffen usw. Ein 35 Meter hoher Antennenturm neben der Stirnwand der Halle B enthielt u. a. die modernsten Antennen-Einrichtungen der Post, von der UKW-Antenne über die Parabolspiegel- und Zweifach-Schleifendipol-Antenne für den UKW-Hafenfunk bis zur Vierfach-Schleifendipol-Antenne als Rundstrahler für den öffentlichen beweglichen Landfunkdienst.

Postsachverständige aus zehn Ländern Europas unternahmen am 21. Juni 1953 in Omnibussen eine Fahrt durch Oberbayern und führten während der Fahrt über den öffentlichen beweglichen Landfunkdienst Ferngespräche mit Teilnehmern im In- und Ausland. Es gelangen einwandfreie Sprechverbindungen mit Stockholm, Paris, Den Haag, Haut Vienne, Hamburg sowie mit einem Schiff in der Biskaya und mit der „Italia“ in der Nordsee.

Die Gespräche wurden mit der Funkanlage der Deutschen Bundespost auf der Zugspitze, dem 35 Meter hohen Antennenturm der Bundespost auf dem Gelände der Deutschen Verkehrsausstellung in München und dazwischenliegenden Funkempfängern über Ultrakurzwellen auf das Drahtleitungsfernsprednetz geleitet. „Selektiv-Verfahren“ gestalten auch Ferngespräche mit nur einem einzigen Fahrzeug und nicht nur (wie bei der Funkstrelle oder den Funktaxis) mit einer Gruppe von Empfängern. Die Grundgebühr für eine Telefonanlage des öffentlichen beweglichen Landfunkdienstes in einem Kraftwagen wird DM 60,— betragen.

Fritz Graetz 60 Jahre

Als die Brüder Fritz und Erich Graetz 1945 Bilanz machten, hatten sie auf der Habenseite nichts als ihren guten Namen, eine große Portion Mut, über Jahrzehnte gehende Produktionserfahrung und eine kleine Zahl guter Mitarbeiter. Das genügte, um wieder neu anzufangen. Schon lange bevor es Rundfunkgeräte gab, hatte die Firma Graetz einen guten Ruf im In- und Ausland.



Graetzin-Vergaser, Graetz-Licht und besonders die Petromax-Erzeugnisse waren auf dem Weltmarkt bekannt. Als man mit der Produktion von Rundfunkgeräten begann, verschaffte sich das Unternehmen auch auf diesem Gebiet recht bald einen guten Namen. Aus kleinsten Anfängen heraus wurde im Jahre 1947 in Altena/Westfalen ein neues Werk aufgebaut, das heute über 2000 Leute beschäftigt. Es werden vor allem wieder Rundfunkgeräte und Petromax-Starklicht-Laternen hergestellt. Im vergangenen Jahr zerstörte ein Großfeuer die gesamten Montagehallen des neuen Werkes. Aber auch dieses Großfeuer konnte den Gobrüdern Graetz den Mut nicht nehmen. Nach kurzer Zeit war der Wiederaufbau vollzogen. Auch in das Fernsehgeschäft ist das Unternehmen eingestiegen, und es wird dabei sicher eine große Rolle spielen. Herr Fritz Graetz, der in diesen Tagen sein 60. Lebensjahr vollendet, wünscht die FUNK-TECHNIK alles Gute.

Alexander Ernemann 75 Jahre

In diesen Tagen konnte ein Pionier der Kameratechnik, Herr Alexander Ernemann, seinen 75. Geburtstag begehen. Seit Kriegsende ist Herr Ernemann als Vorstandsmitglied der Zeiss Ikon AG tätig, in die die Ernemann AG im Jahre 1926 aufging. Sein Name hat auf dem Kinogebiet Weltgeltung.

Roderich Dietze Fernseh-Beauftragter

Zum Fernseh-Beauftragten des Südwestfunks wurde Herr Roderich Dietze ernannt. Herr Dietze ist seit 1935 einer der ersten deutschen Fernsehberichterstatter und ist im neuen deutschen Fernsehen durch vielbeachtete Übertragungen im Rahmen der NWDR-Versuchssendungen hervorgetreten.

Arbeitstagung der Arbeitsgemeinschaft der Rundfunkanstalten

Mitte Juni trat die Arbeitsgemeinschaft der westdeutschen Rundfunkanstalten unter dem Vorsitz von Herrn Intendant Professor Bischoff (Südwestfunk) in Baden-Baden zu einer Arbeitstagung zusammen.

Die auf der letzten Tagung in Hannover beschlossenen Vertragswerke („Kurzwellen-Vertrag“ und „Fernseh-Vertrag“) wurden nach Zustimmung durch die Aufsichtsgremien von den Intendanten unterzeichnet. Von besonderem Interesse für die UKW- und Fernsehentwicklung ist die Bereitschaft der Rundfunkanstalten, eine Haftpflichtversicherung abzuschließen, durch die die Rundfunkteilnehmer gegen Haftpflichtansprüche geschützt werden, die aus dem Besitz und dem Betrieb einer Rundfunkempfangsanlage einschließlich der Antennen, deren Wartung, Auf- und Abbau vom Zeitpunkt der Anmeldung bis zur Abmeldung bei der Bundespost entstehen können. Diese Haftpflichtversicherung wird in vielen Fällen eine

Verbesserung der Antennenanlage erlauben, in denen der Hausbesitzer aus den bekannten Gründen sich nicht mit dem Bau einer Dachantenne einverstanden erklärt hat.

Ferner wurden u. a. Urheberrechtliche Fragen und das Programm zur Düsseldorfer Funkausstellung erörtert sowie der Stockholmer Wellenplan ratifiziert.

NWDR-Fernsehen sucht neues Sendezichen

Ein neues grafisches Sendezichen für das NWDR-Fernsehen soll durch einen vom NWDR-Fernsehen ausgeschriebenen Wettbewerb gefunden werden. Als Preise sind 3000 DM, 2500 und 1500 DM ausgesetzt. Teilnahmerechtigt sind alle im Bundesgebiet und Westberlin lebenden Künstler. Die Teilnahmebedingungen können beim NWDR-Fernsehen in Hamburg, Heiligengelinfeld, unter dem Kennwort „Sendezichen“ angefordert werden. Einsendeschluß ist der 14. August 1953. Die Entwürfe stellt der NWDR in Düsseldorf aus.

Zusatzleistungen für Teilnehmer-sprechstellen

Das Amtsblatt des Bundesministers für das Post- und Fernmeldewesen, Ausgabe A, Nr. 69, Jahrgang 53, enthält als Beilage 1 und 2 ein Verzeichnis der privaten Zusatzleistungen und der privaten Hilfsvorrichtungen für Teilnehmersprechstellen, die nach §§ 8 und 12 der Fernsprechnutzungs zugelassen worden sind. Außer mechanischen Ergänzungen und Hilfsvorrichtungen sind in diesem Verzeichnis auch alle zugelassenen elektrischen Zusatzleistungen (wie Endverstärker, Lauthörgeräte, Wechselsprechanlagen, Magnetdrabt- und Magnetbandgeräte usw.) mit Angabe des Inhabers der Zulassung (d. h. des Herstellers der Einrichtung) aufgeführt.

Direktor Scheerbarth 60 Jahre

Der Direktor der Apparatefabrik Berlin der Deutschen Philips GmbH Maximilian Scheerbarth feierte am 8. Juli seinen 60. Geburtstag. Er ist gebürtiger Kölner und absolvierte die Ingenieurschule in Wismar. Nach dem ersten Weltkrieg war er als Konstrukteur bei der Firma Maybach in Friedrichshafen tätig und dort an der Konstruktion



des ersten Maybach-Wagens maßgebend beteiligt. Von 1927 an arbeitete er selbständig auf dem Gebiet der Elektroakustik in Hamburg und Berlin und hatte später während des zweiten Weltkrieges eine leitende Stellung bei Siemens in Berlin inne. Seit 1945 steht Direktor Scheerbarth an der Spitze der Apparatefabrik Berlin der Deutschen Philips GmbH. Seiner Energie und Tatkraft hat die Berliner Philips-Fabrik, die sich zu einem sehr bedeutenden Werk für die Herstellung von Fono-Geräten entwickelte, viel zu verdanken.

Aber nicht nur die Berliner Philips-Fabriken, sondern auch die gesamte Berliner Wirtschaft sind Direktor Scheerbarth für seine Tatkraft und seine Initiative verbunden, da er tätigen Anteil an der Gestaltung der Berliner Wirtschaft nimmt. Die FUNK-TECHNIK grüßt Direktor Scheerbarth, den jugendlichen Sechziger, herzlichst zu seinem Ehrentag und wünscht ihm noch viele Jahre erfolgreicher Arbeit im Interesse der Philips-Werke und der Stadt Berlin.

Die Zahl der Fernschender ist noch gering, aber auch nach dem Ausbau des Sendernetzes entsprechend dem Stockholmer Abkommen wird der Versorgungsbereich noch zu einem wesentlichen Teil von der Empfänger-Empfindlichkeit abhängen. Deshalb werden an die HF-Vorstufe des Fernseh-Empfängers hohe Anforderungen gestellt:

1. Die Rauschzahl soll möglichst klein sein.
2. Die Verstärkung soll mindestens so groß sein, daß das Rauschen der Mischstufe nicht mehr wesentlich zum Gesamttrauschen beiträgt.
3. Die Rückwirkung in der HF-Stufe soll so klein sein, daß die Oszillatorausstrahlung unter dem bekannten Grenzwert bleibt.
4. Die Schaltungstechnik soll für eine unkomplizierte Kanalumschaltung geeignet sein.

PCC 84

Eine neue Röhre für die HF-

Die Pentode hat zwar den Vorteil der kleinen Gitter-Anoden-Kapazität und der hieraus resultierenden Einfachheit der Schaltung, aber auf Grund der Stromverteilung zwischen Anode und Schirmgitter ist ihr äquivalenter Rauschwiderstand etwa zweibis dreimal so groß wie der einer gleichsteilen Triode¹⁾. Sie wird deshalb in der Vorstufe empfindlicher Fernseh-Empfänger in Zukunft nur noch selten benutzt werden. Man wird vielmehr die Triode anwenden, und zwar in einer Schaltung, die einerseits die möglichst hohe Verstärkung, andererseits aber auch ausreichende Stabilität, d. h. unkritische Neutralisation, hat. Nach den bisherigen Erfahrungen, insbesondere in den USA, ist für diesen Zweck die Kaskode-Schaltung am besten geeignet. Sie stellt einen zweistufigen Triodenverstärker dar, dessen erste Stufe in Katodenbasisschaltung und dessen zweite Stufe in Gitterbasisschaltung arbeitet. Um die Anforderungen, die an eine für diese Schaltung geeignete Röhre gestellt werden, übersehen zu können, soll zunächst die Schaltung näher betrachtet werden. Ihre wesentlichen Abarten zeigt Abb. 1.

Anfangs wurde die Schaltung a) benutzt. Hier sind die Spulen L_1 , L_2 und L_3 mit den Röhren- und Schaltkapazitäten und evtl. vorhandenen Trimmern auf die Empfangsfrequenz abgestimmt. L_1 ist eine Drosselspule und L_2 dient zur Neutralisierung. Die Induktivität L_3 wird hierzu so groß gemacht, daß sie mit der Gitteranodenkapazität der ersten Triode Parallelresonanz ergibt. Der Eingangswiderstand der Gitterbasisstufe ist ange-

nähert $\frac{1}{S}$; er stellt den Außenwiderstand der

ersten Stufe dar, die deshalb etwa einfach verstärkt, so daß die Neutralisierung unkritisch ist. Diese Schaltung hat aber den Nachteil, daß durch die Spulen L_2 und L_3 zusätzliche Kapazitäten gegen Erde eingeführt werden, die die Bandbreite so weit verringern, daß bei Kanalwechsel auf eine Umschaltung von L_2 nicht verzichtet werden kann, so daß insgesamt 4 Spulen (L_1 , L_2 , L_3 , L_4) umgeschaltet werden müssen.

Diesen Nachteil kann man vermeiden, wenn man die beiden Stufen gleichstrommäßig in Serie schaltet, wie Schaltung b) zeigt. L_1 und L_2 sind auf die Empfangsfrequenz abgestimmt; L_3 dient wie in Schaltung a) zur Neutralisierung. Die Kapazitäten C_1 und C_2 werden hier fast nur durch die Röhrenkapazitäten dargestellt; sie sind kleiner als in Schaltung a) und durch die Spule L_4 voneinander getrennt. Hierdurch ist eine Steigerung der Verstärkung möglich, wenn man die Serienschaltung von C_1 und C_2 mit der Spule L_4 auf die Empfangsfrequenz abstimmt. Da durch die Konstruktion der Röhre C_2 etwa 2- bis 3mal so groß wie C_1 ist und auch der Ausgangswiderstand der ersten Stufe ein Mehrfaches des Eingangswiderstandes der zweiten Stufe ist, wird in einem gewissen Umfang eine Anpassung erreicht, die die Verstärkung erhöht. Allerdings steigt hierdurch auch die Verstärkung der ersten Stufe etwa über eins an, so daß die Einstellung der Neutralisierung mehr Sorgfalt erfordert als in Schaltung a). Es

genügt, wenn die Resonanz des Kreises C_1 , C_2 , L_4 auf die Mitte von Band III oder etwas darüber eingestellt wird. Im Band I wirkt L_4 dann als Kurzschluß und erhöht die Verstärkung nicht mehr. Aber hier sind ohnehin die Resonanzwiderstände der Kreise L_1 und L_2 größer als im Band III, so daß die Verstärkung trotzdem nicht absinkt. Bei Kanalwechsel müssen in dieser Schaltung die Spulen L_1 , L_2 und L_3 umgeschaltet werden. Da die Katode der zweiten Stufe auf dem Anodenpotential der ersten Stufe liegt, ist es notwendig, das Gitter der zweiten Stufe auf ein passendes positives Potential zu legen, und zwar durch einen Spannungsteiler. Dabei wird natürlich das Gitter durch einen Kondensator für Hochfrequenz geerdet.

Die Schaltung c) zeigt eine andere Art der Neutralisierung. An Stelle der Abstimmung der Gitter-Anodenkapazität mit einer Induktivität wird hier eine Brückenschaltung benutzt, die aus den Röhrenkapazitäten C_{ag} und C_{ak} und den äußeren Kapazitäten C_3 und C_4 besteht.

Man kann die zur Neutralisierung benötigte Spannung auch dem Anodenkreis der zweiten Stufe entnehmen und erhält dann die Schaltung d).

Durch geeignete Bemessung der zwischen die erste und zweite Stufe geschalteten Induktivität kann man bei einer geringen Einbuße an Verstärkung auch ohne Neutralisierung auskommen. Hierzu wird die Spule L in Schaltung e) mit der Eingangskapazität C der zweiten Stufe für die Betriebsfrequenz bzw. die Mitte des Bandes III in Serienresonanz gebracht. Das bewirkt eine Heruntertransformierung des Eingangswiderstandes der zweiten Stufe zur Anode der ersten Stufe, so daß die Spannung an dieser Anode niedriger wird und damit eine ausreichende Stabilität auch ohne Neutralisierung erreicht wird.

Es ist naheliegend, die beiden für die Kaskodeschaltung benötigten Röhren in einer Doppeltriode zusammenzufassen. Allerdings ist dann eine Abschirmung zwischen den beiden Systemen notwendig, da sonst durch die Kapazität zwischen den beiden Anoden die Anoden-Katodenkapazität der Gitterbasisstufe erheblich vergrößert werden würde, was die Stabilität gefährdet.

Die von der Kaskodestufe zu fordernde Mindestverstärkung kann überschläglich durch einen Vergleich der äquivalenten Rauschwiderstände von Vorstufe und Mischstufe abgeschätzt werden. Bei einer Steilheit von 6 mA/V ist der äquivalente Rauschwiderstand der Vorstufe etwa 500 Ω . Als Mischröhre kann eine Triode oder Pentode benutzt werden. Wenn die Steilheit dieser beiden Röhren ebenfalls etwa 6 mA/V ist, kann man eine Mischsteilheit von 2 mA/V erwarten. Beim Triodenmischer liegt dann der äquivalente Rauschwiderstand bei 2 k Ω , beim Pentodenmischer bei 10 k Ω . Fordert man nun z. B., daß der auf das Gitter der Vorstufe bezogene äquivalente Rauschwiderstand der Mischstufe nicht größer als 10% des Rauschwiderstandes der Vorstufe sein soll, so ergibt sich die erforderliche Vor-

verstärkung zu $\sqrt{\frac{2000}{50}} = 6,3$ vom Gitter

der Vorstufe zum Gitter der Mischstufe.

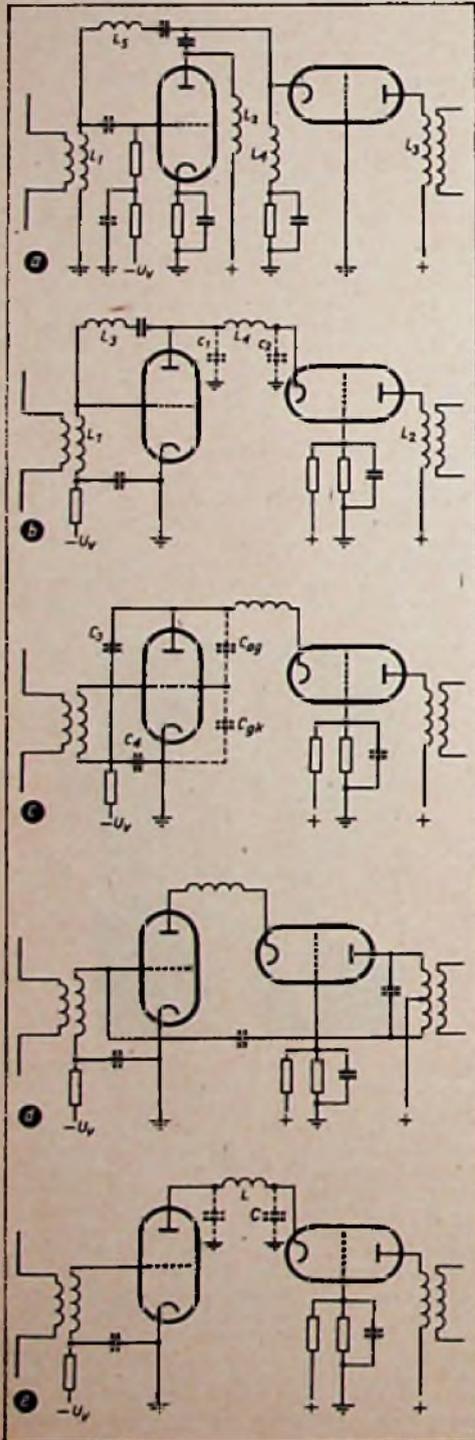


Abb. 1. Verschiedene bekannte Kaskode-Schaltungen

¹⁾ vgl. FUNK-TECHNIK, Bd. 8 [1953], H. 10, S. 206 u. H. 11, S. 931 „UKW-Eingangsschaltungen für Fernsehen“.

Vorstufe im Fernseh-Empfänger

wenn man einen Triodenmischer benutzt, dagegen zu $\sqrt{\frac{10000}{50}} = 14$, wenn man einen

Pentodenmischer benutzt. Während die erstgenannte Verstärkungszahl auch bei Bandfilterkopplung zwischen Vor- und Mischstufe noch ohne besonderen Aufwand zu erreichen ist, wäre für die zweitgenannte Verstärkungszahl eine Kaskoderöhre mit außergewöhnlich hoher Steilheit notwendig. Würde man hier mit der vor einem Triodenmischer ausreichenden Verstärkung von 6,3 arbeiten, so wäre der Rauschbeitrag des Pentodenmischer am Vorstufengitter äquivalent mit 250Ω , also schon 50% des äquivalenten Rauschwiderstandes der Vorstufe. Aus diesem Grund ist es zur Erreichung der kleinstmöglichen Gesamtzuschaltzahl ratsam, als Mischröhre eine Triode zu benutzen.

Der Eingangswiderstand der Kaskoderöhre soll so groß wie möglich sein, und zwar sowohl der durch die Elektronenlaufzeit als auch der durch die Induktivität der Katodenzuleitung verursachte Anteil. Die Elektronen-

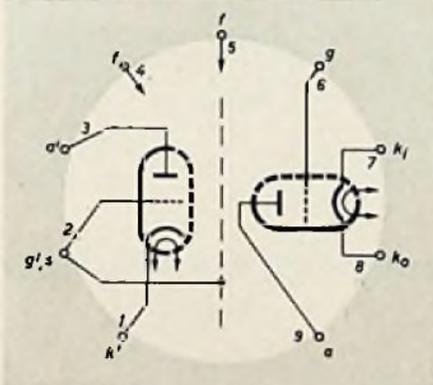


Abb. 2. Sockelschaltung der neuen Doppeltriode PCC 84. Das System k_1, k_2, g, a ist für Katodenbasis-Schaltung, das System k', g', a' für Gitterbasis-Schaltung einer Kaskode-Vorstufe bestimmt

laufzeit kann dadurch klein gehalten werden, daß der Gitter-Katodenabstand so klein gemacht wird, wie es mit Rücksicht auf eine zuverlässige Massenfertigung möglich ist. Hierdurch ist eine kleine Rauschzahl zu erreichen. Der durch die Induktivität der Katodenzuleitung verursachte Eingangswiderstand ist zwar bei der Triode ohne Einfluß, wenn die Antenne auf kleinste Rauschzahl angepaßt ist. Zur Vermeidung der durch Reflexionen verursachten Unschärfe des Bildes wird man aber mit Leistungsanpassung arbeiten, so daß es erwünscht ist, die Dämpfung des Gitterkreises auf die Größe zu beschränken, die bei Leistungsanpassung der Antenne zur Erreichung der vorgeschriebenen Bandbreite notwendig ist.

Mit der Röhre PCC 84^{*)} steht nun der Empfänger bauenden Industrie eine Röhre zur Verfügung, bei deren Entwicklung die beschriebenen Schaltungen und Anforderungen berücksichtigt wurden. Abb. 2 zeigt ihre Sockelschaltung.

Im Fernsehempfänger ist eine positive Speisespannung von 180 V vorhanden, so

^{*)} Vorläufige Daten s. FUNK-TECHNIK, Bd. 8 (1959), H. 11, S. 846.

daß man bei Serienschaltung der beiden Trioden $U_a = 90 V$ erhält. Der Durchgriff wurde mit $D = 4,2\%$ so gewählt, daß bei der genannten Anodenspannung und $U_g = -1,5 V$ ein Anodenstrom $I_a = 12 mA$ und eine Steilheit von $S = 6 mA/V$ erreicht werden. Demgegenüber haben z. B. die Doppeltriode ECC 81 und die amerikanischen Röhren 6 BQ 7 und 6 BK 7 bei $U_a = 90 V$ nur eine Steilheit von $3 \dots 4 mA/V$.

Die Katodenbasistriode hat zwei Katodenzuleitungen, von denen die eine nur für die Rückführung des Gitterkreises und die andere für die Erdung benutzt werden soll. Hierdurch und durch eine ausreichend kleine Elektronenlaufzeit wurde erreicht, daß der Eingangswiderstand der Röhre bei 200 MHz etwa $5 k\Omega$ ist. (Im Vergleich hiermit liegt der Eingangswiderstand der amerikanischen Röhre 6 BQ 7, deren Eingangssystem nur eine Katodenzuleitung hat, bei $1,25 k\Omega$.) Die Eingangskapazität der kalten Röhre ist $C_g = 2,3 pF$, ihre Gitter-Anodenkapazität $C_{gk} = 1,1 pF$. Einschließlich der Kapazitätserhöhung durch Raumladung und Rückwirkung und der Kapazität der Gitterkreisspule und eines evtl. vorhandenen Trimmers kann man mit einer gesamten Abstimmkapazität von annähernd $7 pF$ rechnen. Mit $C = 7 pF$ und einem Eingangswiderstand von $5 k\Omega$ bekommt man bei 200 MHz eine Güte $Q_g = 45$. Der Abstimmkreis allein hat eine Güte, die bei $Q_k = 90$ liegt. Die resultierende Güte ist

$$\text{dann } Q_r = \frac{Q_g \cdot Q_k}{Q_g + Q_k} = 30.$$

Durch die Anschaltung der Antenne in Leistungsanpassung wird sie auf die Hälfte, also $Q = 15$, reduziert. Hiermit ist die Bandbreite bei

$$f = 200 \text{ MHz } B = \frac{f}{Q} \approx 13 \text{ MHz.}$$

In Verbindung mit einem zwischen Vor- und Mischstufe angeordneten Bandfilter ergibt sich gerade die richtige Bandbreite von 7 MHz.

Der Schirm zwischen den beiden Triodensystemen muß geerdet werden. Da kein besonderer Sockelstift mehr frei ist, mußte er entweder mit der Katode des Katodenbasissystems oder mit dem Gitter des Gitterbasissystems verbunden werden. Der erste Fall ist in Abb. 3 gezeigt. Die Induktivitäten der beiden Katodenzuleitungen sind durch L_1 und L_2 dargestellt. Über die Kapazität C_1

Verbesserung ist von größerem Gewicht als die damit verbundene Beschränkung der Anwendbarkeit der zweiten Triode auf Gitterbasisschaltung.

Die Rückwirkungskapazität $C_{a'k'}$ der Gitterbasistriode wurde durch geeignete Anordnung der Abschirmung und Leitungsführung in der Röhre auf den für ausreichende Stabilität erforderlichen Wert von $C_{a'k'} = 0,17 pF$ herabgedrückt. Die Rückwirkung von der Gitterbasistriode auf die Katodenbasistriode ist durch den Schirm sehr gering; es sind $C_{aa'} < 0,035 pF$ und $C_{ga'} < 0,005 pF$. Der Heizstrom ist, wie es für Fernsehempfänger notwendig ist, $I_f = 300 mA$. Mit

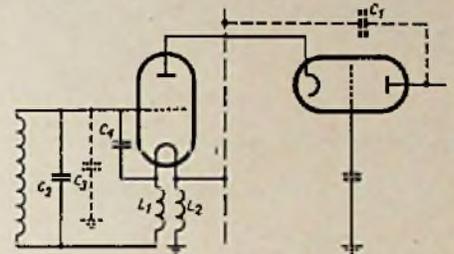


Abb. 3. Schematische Darstellung der Rückwirkung, wenn der Schirm zwischen den beiden Systemen mit der Katode des Katodenbasis-Systems verbunden wäre. (Bei der Doppeltriode PCC 84 liegt der Schirm am Gitter des Gitterbasis-Systems)

Rücksicht auf die Steilheit der Röhre mußte die Heizspannung auf $U_f = 7,5 V$ festgelegt werden. Da in den neueren Kaskodeschaltungen die Katode der Gitterbasisstufe auf dem Potential der Anode der Katodenbasisstufe liegt, wurde die Faden-Katodenisolation so bemessen, daß zwischen der hochliegenden Katode und dem Heizfaden eine Spannung von 180 V (Katode positiv gegen Heizfaden) zulässig ist. In umgekehrter Richtung sind 90 V zugelassen.

Die Gesamtkennlinie der beiden in Serie geschalteten Trioden ist nicht ohne weiteres aus der statischen Kennlinie einer Einzeltriode zu entnehmen, denn die Regelspannung wird nur dem Gitter der Eingangstriode zugeführt, während sich die Gitterspannung der Ausgangstriode automatisch im Zusammenhang mit Anodenstrom und Anodenspannungsverteilung einstellt. Die beiden wesentlichsten Schaltmöglichkeiten zeigt Abb. 4. In Schaltung b) läuft die Kennlinie länger aus als in Schaltung a). Für eine Steilheitsregelung 1 : 10 wird in Schaltung a) eine Regelspannung von etwa $-6 V$, in Schaltung b) von etwa $-11 V$ benötigt.

Die von der PCC 84 in Kaskodeschaltung zu erwartende Gesamtverstärkung g von den Antennenklemmen bis zum Gitter der Mischröhre setzt sich aus der Spannungstransformation t_1 von der Antenne zum Eingangs-

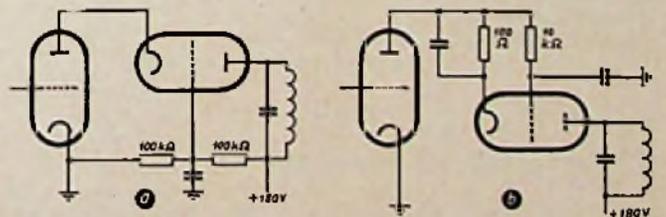


Abb. 4. Zwei Möglichkeiten für die Erzeugung der Gittervorspannung des Gitterbasis-Systems der PCC 84

zwischen der Ausgangsanode und dem Schirm entsteht in Verbindung mit L_1 und der unvermeidlichen Kapazität C_3 zwischen Eingangsgitter und Erde eine Rückwirkung, die die richtige Neutralisierung erschwert und eine unangenehme Verformung der Durchlaßkurve in Verbindung mit einer evtl. Regelung der Röhre hervorruft. Aus diesem Grund wurde der Schirm mit dem Gitter der Gitterbasistriode verbunden, wie die Sockelschaltung (Abb. 2) zeigt. Die hierdurch erreichte

gitter, der Verstärkung g_1 der Katodenbasisstufe, der Spannungstransformation t_1 am Zwischenkreis, der Verstärkung g_2 der Gitterbasisstufe und der Spannungstransformation t_2 von der Anode der Gitterbasisstufe zum Gitter der Mischröhre zusammen.

$$g = t_1 \cdot g_1 \cdot t_2 \cdot g_2 \cdot t_3 \quad (1)$$

Wir betrachten die Schaltung nach Abb. 5, in der zwischen Vor- und Mischstufe ein Bandfilter liegt.

Das Bandfilter wird auf der Sekundärseite durch den Eingangswiderstand der Mischstufe gedämpft, während auf der Primärseite nahezu die volle Kreisgüte wirksam bleibt. Die Resonanzwiderstände des Primär- und Sekundärkreises sind demnach etwa $R_p = 5 \text{ k}\Omega$, $R_s = 1 \text{ k}\Omega$. Die Kopplung soll leicht überkritisch (z. B. auf $kQ = 1,2$) eingestellt wer-

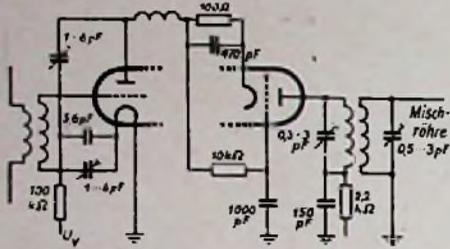


Abb. 5. Beispiel einer Kaskode-Schaltung mit der PCC 84

den. Dann ist der Eingangswiderstand des Bandfilters

$$R_a = \frac{R_p}{1 + (kQ)^2} = \frac{5}{1 + 1,2^2} \approx 2 \text{ k}\Omega \quad (2)$$

Das Übersetzungsverhältnis von der Primär- zur Sekundärseite wird

$$t_2 = kQ \sqrt{\frac{R_a}{R_p}} = 1,2 \sqrt{\frac{1}{5}} = 0,53 \quad (3)$$

Die Verstärkung der Gitterbasisstufe ist

$$g_2 = (\mu + 1) \cdot \frac{R_a}{R_1 + R_a} \quad (4)$$

Mit $\mu = 24$, $R_1 = 4 \text{ k}\Omega$, $R_a = 2 \text{ k}\Omega$ erhalten wir $g_2 = 8,3$. Der Eingangswiderstand an der Katode der Gitterbasisröhre ist

$$R_k = \frac{R_a}{g_2} = \frac{2000}{8,3} \approx 240 \Omega \quad (5)$$

Er wird zur Anode der Katodenbasisstufe herauftransformiert, entsprechend den Erläuterungen zur Schaltung Abb. 1b. Das Übersetzungsverhältnis ist

$$t_1 = \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{C_2}{C_1}\right)^2 + \left(\frac{C_1 + C_2}{\omega C_1 C_2 R_k}\right)^2}} \quad (6)$$

Wäre R_k sehr groß, so wäre der zweite Summand unter der Wurzel klein gegen den ersten, und wir würden die bekannte Näherungsformel

$$t_1 = \frac{C_1}{C_2} \quad (7)$$

erhalten. Da R_k aber nur 240Ω ist, können wir diese Näherung nicht benutzen. Unter Berücksichtigung aller Röhren-, Schalt- und Rückwirkungskapazitäten ist $C_1 = 5 \text{ pF}$ und $C_2 = 8 \text{ pF}$. Wir bekommen damit $t_1 = 0,5$. An der Anode der Katodenbasisstufe ist

$$R_a = \frac{R_k}{t_1^2} = \frac{240}{0,5^2} = 960 \Omega \quad (8)$$

Die Verstärkung der Katodenbasisstufe wird

$$g_1 = S \cdot \frac{R_o \cdot R_a}{R_o + R_a} \quad (9)$$

Hierbei ist R_o der Ausgangswiderstand der Katodenbasisstufe, der sich aus der Parallelschaltung des inneren Widerstandes R_1 und der hochfrequenten Ausgangsdämpfung r_a zusammensetzt. Bei 200 MHz ist $R_o \approx 1 \text{ k}\Omega$.

$$\text{Wir erhalten } g_1 = 6 \cdot \frac{1 \cdot 0,96}{1,96} = 3$$

Wie bereits festgestellt wurde, ist die Güte des Gitterkreises der Katodenbasisstufe einschließlich Dämpfung durch die Röhre

$Q_r = 30$, so daß sich mit $C = 7 \text{ pF}$ bei $f = 200 \text{ MHz}$ ein Resonanzwiderstand $R_r = 3,4 \text{ k}\Omega$ ergibt. Für Leistungsanpassung an eine Antenne mit $R_A = 300 \Omega$ wird

$$t_1 = \sqrt{\frac{R_r}{R_A}} = \sqrt{\frac{3400}{300}} = 3,3 \quad (10)$$

Die Gesamtverstärkung von den Antennenbuchsen bis zum Mischröhrengitter ist dann nach Gl. (1)

$$g = 3,3 \cdot 3,0 \cdot 0,5 \cdot 8,3 \cdot 0,53 = 22$$

Macht man von der Möglichkeit der Anpassung zwischen Katodenbasis- und Gitterbasisstufe nicht Gebrauch, so werden angenähert $g_1 = 1$ und $t_2 = 1$, so daß nun $g = 15$ ist. Hierbei ist die Neutralisierung weniger kritisch, und die Verstärkung ist immer noch groß genug, um den Rauschbeitrag einer Triodenmischstufe vernachlässigbar klein zu halten.

Die Rauschzahl der Kaskodeschaltung ist praktisch die der Katodenbasisstufe. Im Fernsehempfänger wird man zur Vermeidung von Reflexionen, die bei langen Antennenkabeln „Geister“ verursachen können, Leistungsanpassung der Antenne wählen. Dann ist die Rauschzahl

$$n = \frac{T_A}{T_o} + \frac{T_g}{T_o} + 4 \frac{R_k}{R_g} \quad (11)$$

Wie üblich, setzen wir zur Angabe der Rauschzahl die Antennentemperatur T_A gleich der Raumtemperatur T_o , so daß $\frac{T_A}{T_o} = 1$ wird.

Zur Ermittlung der Rauschtemperatur T_g des Gitterkreises müssen wir die Bestandteile von R_g näher betrachten. $R_g = 3,4 \text{ k}\Omega$ setzt sich zusammen aus dem Eingangswiderstand der Röhre $R_{\text{eing}} = 5 \text{ k}\Omega$ und dem Resonanzwiderstand des Abstimmkreises $R_k = 10 \text{ k}\Omega$.

Außerdem setzt sich R_{eing} zu etwa gleichen Teilen aus dem durch die Elektronenlaufzeit hervorgerufenen $R_{\text{el}} = 10 \text{ k}\Omega$ und dem durch die Gegenkopplung über die Induktivität der Katodenleitung hervorgerufenen $R_{\text{ek}} = 10 \text{ k}\Omega$ zusammen. Die Parallelschaltung von R_k , R_{el} und R_{ek} ergibt R_g . Dem Widerstand R_k ist die Rauschtemperatur T_o zugeordnet, während R_{el} mit etwa $5,5 T_o$ rauscht. Der Widerstand R_{ek} ist durch Gegenkopplung hervorgerufen; er rauscht deshalb nahezu gar

nicht. Zur bequemeren Berechnung von $\frac{T_g}{T_o}$ gehen wir von den Widerständen R auf die Leitwerte G über.

Wir erhalten dann

$$\frac{T_g}{T_o} = \frac{G_k + 5,5 G_{\text{el}}}{G_k + G_{\text{el}} + G_{\text{ek}}} = 2,2$$

Der äquivalente Rauschwiderstand ist $R_A = \frac{3}{5}$, also bei der PCC 84 dann $R_A = 500 \Omega$. Die Rauschzahl bei 200 MHz wird nach Gl. (11)

$$n = 1 + 2,2 + 4 \frac{0,5}{3,4} = 3,8$$

Gemäß der Definition der Rauschzahl ist die Antennen-EMK für gleiche Größe von Signal und Rauschen

$$E = \sqrt{4 R_A \cdot k T_o \cdot B \cdot n} \quad (12)$$

Dabei ist $k T_o = 4 \cdot 10^{-15} \text{ [W/MHz]}$

Bei einer Video-Bandbreite von $B = 5 \text{ MHz}$ und mit $R_A = 300 \Omega$ erhält man $E = 10 \mu\text{V}$. An den Antennenklemmen ist die Spannung halb so groß wie die EMK:

$$U_A = 5 \mu\text{V} \quad (R_A = 300 \Omega)$$

Für eine Antenne mit 75Ω wird der entsprechende Wert

$$U_A = 2,5 \mu\text{V} \quad (R_A = 75 \Omega)$$

FÜR DEN KW-AMATEUR

H. L. RATH

Trägergesteuerte Schirmgittermodulation

Schluß aus FUNK-TECHNIK, Bd. 8 [1953], H. 13, S. 397

Über Erfahrungen mit Schaltung A

(angezogene Abbildungen s. Heft 13)

In den vergangenen zwei Jahren wurden bei DL 6 KG alle Telefonieverbindungen auf den Bändern 80, 40 und 20 m mit trägergesteuerter Modulation nach Abb. 4 abgewickelt (Ergebnisse für 10 und 2 m teilte W 6 AJF mit [2]).

Der Modulator ist 3stufig. Daran schließen sich eine 6H6 (mit beiden Systemen parallel) und die Steuerröhre 6Y6 an. Als Mikrofon wird ein MD 2 von Labor W verwendet. Der Verstärker befindet sich mit dem Sender auf einem gemeinsamen Chassis. PA-Röhren sind zwei parallele RL 12 P 35 (ohne Neutralisation), die allerdings im Telefonieverkehr nicht mit voller Leistung betrieben wurden (siehe Tab. II und III).

Beim ersten Versuch der Modulation im 80-m-Band stellten sich keine Fehler ein; lediglich die Einstellung des Lautstärkepotentiometers im Modulationsverstärker mußte getestet werden. Zuvor wurde mit einem Röhrenvoltmeter an den Meßpunkten a, b, c (Abb. 4) die richtige Arbeitsweise der Anordnung kontrolliert und $R_v = 25 \text{ k}\Omega$ eingesetzt (wegen Wärmeabstrahlung für gute Lüftung sorgen!). Als angenehme und unbedingt zu empfehlende Einrichtung hat sich ein Potentiometer für die Steuergittervorspannung der PA-Röhre bewährt; es gestattet, den

richtigen Trägerrestwert zu wählen⁵). Damit existieren für die Modulationseinstellung nur 2 Regler: Lautstärke (Modulator) und Gittervorspannung (PA).

Man muß sich davor hüten, beide Potentiometer möglichst weit aufdrehen zu wollen. Welcher „Hub“ des Anodenstromes (PA) am günstigsten ist, merkt man schon nach wenigen QSOs. Bei falscher Einstellung treten unter Umständen Einschwingvorgänge auf, so daß Nachhall o. ä. gemeldet werden. Hierfür können auch ein unrichtiges Q des PA-Kreises oder ungünstige Antennenanpassung verantwortlich sein. Bei allen Arten von Schirmgittermodulation sollte die Antennenanpassung so fest gemacht werden, daß im Resonanzfall kaum noch ein Dip des Anodenstromes zu spüren ist.

Der Verfasser überwacht Güte und Richtigkeit der Modulation mit einem Mithörgerät [9] und mit einem Elektronenstrahl-Oszillografen. Die Schirmbilder des Oszillografen unterscheiden sich nur wenig von denen, die sich bei Modulation mit konstantem Träger ergeben. Man braucht auch hier nur darauf zu

⁵) Diese U_{g1} -Änderung verschiebt natürlich den Arbeitspunkt der PA-Stufe; insofern ist die Schaltung nach Abb. 5 vorzuziehen (R_v). Die Praxis zeigt jedoch, daß die vorgeschlagene Lösung durchaus tragbar ist und befriedigende Ergebnisse ergibt.

	DL 6 KG		DL 9 WV	
Mikrofon	dynamisch		Kristall	
Verstärker	6 SH 7 — 6 J 5 — 6 AC 7		EF 12 — EF 12 — E(B) C 11	
Gleichrichter	8 H 6		EB(C) 11	
Trägersteuerungsröhre	0 Y 0		6 L 6	
PA-Röhre	2 x RL 12 P 35		1 x RL 12 P 35	
PA-Schaltung	Eintakt		Eintakt	
Vorwiderstand R _v	25 kOhm		20 kOhm	
HF-Auskopplung	Link		Link	
NF-Spannung (a)	Veff	0	0	50...70 Spitzen etwa 90
Gleichspannung (b)	V	0	7...8	90...30 Spitzen 55
				140...200 Spitzen 350
Schirmgitterspannung (c)	V	55	110	
Anodenstrom PA	mA	50	110	20
Anodenspannung PA	V	1300	1200	1200
Input	W	65	132	24
Gittervorspannung PA	V	-145	-145	-200
Gitterstrom PA	mA	3,0	3,4	0,7
Trägerrestverhältnis	p	—	0,45	—
Amateurband	Meter	80	80	80
		unmoduliert	moduliert ¹⁾	unmoduliert
				moduliert ¹⁾

Tab. II. Technische Einzelheiten und optimal festgestellte Werte der beiden Stationen DL 6 KG und DL 9 WV

arbeitet somit ohne getrennt erzeugte Gittervorspannung, dann wird zum Betriebsartenwechsel Telegrafie/Telefonie lediglich die Katode der Trägersteuerungsröhre mit einem einpoligen Kipp-schalter bedient. Allerdings fehlt damit die sehr vorteilhafte Regelung der Gittervorspannung. Für trägergesteuerte Stufen empfiehlt sich die Verwendung eines stabilen Netzgerätes. Rückwirkungen auf das speisende Wechselstromnetz wurden bei den relativ geringen Leistungen (maximal 200 Watt Input) nicht beobachtet.

Messungen an Schaltung A

Tab. II bringt die im Betrieb als optimal festgestellten Daten, denen technische Einzelheiten der beiden Stationen vor-

Gittervorspannung PA	V	-80	-80	-175	-175
Schirmgitterspannung (c)	V	50	80...90	60	150...220
Anodenstrom PA	mA	110	135	30	90
Anodenspannung PA	V	1200	1150	1350	1250
Input	W	132	155	27	113
Gitterstrom PA	mA	> 10	> 10	0,4	0,1
Trägerrestverhältnis p		—	0,81	—	0,22
		unmoduliert	moduliert ¹⁾	unmoduliert	moduliert ¹⁾
		Arbeitspunkt a)		Arbeitspunkt b)	

achten, daß das Aussehen des geschriebenen Trapezes den bekannten Regeln für einwandfreie Modulation entspricht. Das Trapez selbst „atmet“ infolge des pendelnden Trägers. Auswertung und Beobachtung werden dadurch aber nicht behindert.

Beim Betrieb auf dem 20-m-Band entstanden anfangs Schwierigkeiten durch einsetzende Selbsterregung der PA-Stufe und Steueröhre. Durch konsequente Verbindung aller Erdpunkte mit breiten Streifen aus Kupferfolie und durch richtige Einstellung der Antennenanpassung (Collinsfilter, Zwischenkreis) wurde Abhilfe geschaffen. Es sei nicht verschwiegen, daß bei dem Aufbau mit zwei parallel geschalteten RL 12 P 35 die Einjustierung für Telefonieverkehr auf 20 m wesentlich kritischer ist als beim Betrieb auf 80 oder 40 m. Nach gewisser Lehrzeit konnte dann aber auch hier einwandfreier Verkehr abgewickelt werden. Die meisten Stationen (ob aus Europa oder Übersee) erkennen die verwendete Trägersteuerung sofort⁶⁾. Bisher wurde von keinem QSO-Partner diese Modulation bemängelt.

Erfahrungen mit Clipper-Anordnungen im Modulationsverstärker liegen bei DL 6 KG nicht vor. Jedoch nutzt W 6 AJF [2] in seinem Verstärker eine gewisse Clipperwirkung aus. Man muß hierbei beachten, daß bereits mit trägergesteuerter Schirmgittermodulation allein gar nicht im üblichen Sinn „übermoduliert“ werden kann. Der Träger kann niemals ganz Null werden, da die Impedanz der Steueröhre (z. B. 6Y6) niemals Null erreicht. G 3 A GQ verbessert die Qualität seiner Modulation durch Anwendung einer Gegenkopplung von der Steueröhre zur letzten Stufe des Modulationsverstärkers (Abb. 7).

Wie stets bei Verwendung von schirmgittermodulierten PA-Röhren ist es vorteilhaft, vor Aufnahme des Betriebes die Modulationskennlinie in bekannter Weise zu ermitteln [10]. Als in der beschriebenen Art gut zu modulierende Röhren sind RL 12 P 35 und 807 bekannt. Selbstverständlich schon diese Modulationsart die

Tab. III. Meßdaten an der Station DL 6 KG nach Änderung des Arbeitspunktes der PA-Stufe

PA-Röhren, da ja nicht ständig die vollen Ströme fließen. Andererseits sei darauf hingewiesen, daß die Röhren in dieser Schaltung ohne weiteres überlastet werden dürfen, da die Arbeitsbedingungen dem Impulsbetrieb ähneln [5]. Auf diese Weise lassen sich dann mit kleinen NF-Verstärkern größere PA-Stufen modulieren.

Störungen in benachbarten Rundfunkempfängern äußerten sich in bekannter Weise und konnten mit üblichen Filtern erfolgreich bekämpft werden. Ein im gleichen Wohnhaus arbeitender, selbstgebauter Zweikreis (Entfernung von der Station etwa 7 Meter) wurde ebenfalls mit Tiefpaß und Netzfilter restlos entstört, obwohl seine offenen Spulensätze schlecht abgeglichen waren. Das gelang aber nur unter der Voraussetzung, daß das trägergesteuerte System nicht übersteuert wurde. Hierzu neigt man besonders leicht in den ersten Betriebsstunden. Auch der eingestellte Trägerrestwert beeinflusst die Größe des BCI. Es scheint so, als ob ein sehr geringer Trägerrest die Störungen vergrößere. Allgemeingültige Aussagen lassen sich natürlich schwer aufstellen, da die Verhältnisse im einzelnen doch sehr verschieden sind. In keinem Fall ist es jedoch angebracht, auf Grund irgendwelcher Überlieferungen ein controlled-carrier-System von vornherein „wegen seines großen BCI“ verurteilen zu wollen.

Die Umschaltung Telegrafie/Telefonie wird bei DL 6 KG so vorgenommen, daß die Katodenleitung der 6Y6 unterbrochen wird und gleichzeitig das Schirmgitter der PA-Röhren eine feste positive Spannung bekommt. In den meisten Fällen erfolgt in dieser Schaltstellung „Telegrafie“ auch das Abstimmen der PA-Stufe für Telefonieverkehr, da dieser Vorgang sonst wegen des geringen Trägers kaum vorgenommen werden kann, es sei denn, das Mikrofon wird besprochen. Jedoch zeigte sich in einigen QSOs bei DL 9 WV, daß Unterschiede in der Beurteilung der Sendung auftraten, je nachdem mit welcher Betriebsart das Abstimmen erfolgt war. Diese Beobachtung wurde bei DL 6 KG nicht gemacht. Hat die PA-Stufe eine Clamp-Röhre und

angestellt sind. Nach Änderung des Arbeitspunktes der PA-Stufe mit dem Gittervorspannungs-Potentiometer erhält man die Meßwerte der Tab. III. Hier ist im Arbeitspunkt a) zwar die Leistung angestiegen, aber der Träger wird nicht mehr voll ausmoduliert, d. h. $m < 100\%$. Arbeitspunkt b) liefert sicher einen Modulationsgrad m nahe an 100% . Der Nachteil dieser Einstellung liegt mehr auf der Empfängerseite, da das Rauschen in den Sprechpausen zu sehr hervortritt. Bei noch weiter vergrößerter Gittervorspannung (etwa -200 Volt) läßt sich der Trägerreststrom ganz zu Null machen ($p = 0$). So kann man Gegenstationen, die Empfänger ohne S-Meter haben, die Trägersteuerung demonstrieren.

(Nachtrag: Im Bruchstrich der Fußnote 1) im Heft 13 muß es heißen: NF-Amplitude durch HF-Amplitude)

Schrifttum

⁶⁾ Die S-Meter-Ablesungen welsen im allgemeinen zwischen unbesprochenem und besprochenem Zustand des Senders einen Unterschied von 2 bis 3 S-Stufen auf.
⁷⁾ Zur Modulation wurde das Mikrofon in normaler Lautstärke wie im QSO besprochen. Auf Anwendung eines reinen Sinusdauertones wurde bewußt verzichtet.

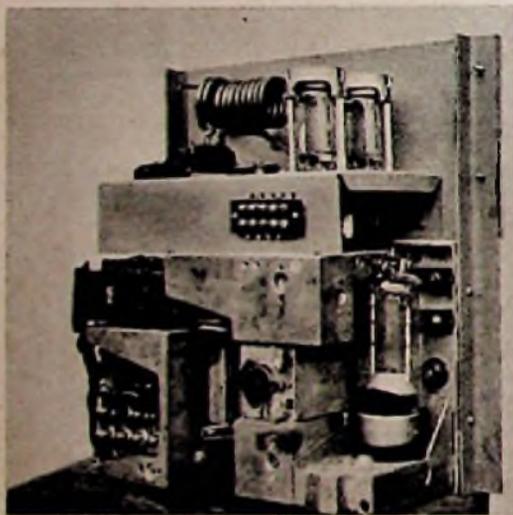
- [1] E. Rüdiger, NF-gesteuerte Träger-Modulation, „CQ“, Bd. 20 [1949], H. 11, S. 268—270.
- [2] F. C. Jones, Some experiments with screen grid modulation, „CQ“ (USA), Bd. 8 [1952], H. 1, S. 13 ff.
- [3] B. G., Clamp-tube modulation, „QST“, Bd. 34 [1950], H. 3, S. 46 ff.
- [4] F. Vilibig, Lehrbuch der Hochfrequenztechnik, Bd. II, S. 237 ff.; Leipzig [1942], Akadem. Verlagsgesellschaft.
F. Vilibig, J. Zenneck, Fortschritte der Hochfrequenztechnik, Bd. II, Aufsatz von K. Lamberts, Modulation I, S. 513 ff.; Leipzig [1945], Akadem. Verlagsgesellschaft.
- [5] E. Stürner, Die trägersteuernde Schirmgittermodulation, „CQ“, Bd. 21 [1950], H. 7, S. 202—204.
- [6] G. G., Screen modulation with limited carrier control, „QST“, Bd. 35 [1951], H. 4, S. 64 ff.
- [7] R. C. Etridge, In defence of clamp-modulation, „The Radio-Amateur“, Bd. 7 [1952], H. 12, S. 443 ff.
- [8] The Radio Amateurs Handbook 1952, S. 276.
- [9] The Radio Amateurs Handbook 1951, S. 257 bis 258.
C. Möller, FUNK-TECHNIK, Bd. 6 [1951], H. 6, S. 158.
- [10] K. Lüdke, Der kommerzielle KW-Sender 10 WSc für den Amateurbetrieb, FUNK-TECHNIK, Bd. 5 [1950], H. 11, S. 334—336.
- [11] H. Schweltzer, Eine Schutzschaltung für PA-Stufen in Amateursendern, FUNK-TECHNIK, Bd. 7 [1952], H. 10, S. 268—269.
D. H. Mix, Stabiler Sender mit 807-Gegenakt-Endstufe (deutsche Übersetzung aus „QST“), „QRV“, Bd. 2 [1948], H. 12, S. 19—23.

Taylor-Modulation einmal anders

Vor nicht langer Zeit sah man bei vielen OM lange Gesichter. Eine neue Modulationsschaltung, die Taylor-Modulation (auch super-efficient-modulation genannt), war der Grund hierzu. Mit viel Optimismus begab sich mancher an den Bau einer entsprechenden Modulationsstufe und erlebte, je nach Glück und Fähigkeit, mehr oder weniger große Enttäuschungen. Nur wenigen blieb es vorbehalten, diese Versuche zu glücklichem Ende zu führen. Es wäre nun aber verfehlt, über die Taylor-Modulation den Stab zu brechen. Das Prinzip ist gut; in den meisten Fällen wurden beim Bau jedoch unzulängliche Materialien und Meßgeräte verwendet. Mindestens sind dabei Oszillograf und Röhren-Voltmeter erforderlich.

Warum eigentlich sind die Einstellungen der Modulationsstufe so kritisch?

- 1) Die Geradlinigkeit der Modulation ist abhängig vom Außenwiderstand, d. h. von der Impedanz des PA-Kreises und der Antenne.
- 2) Die Größe der HF-Steuerspannung im Gitterkreis verformt die Modulationskurve in großem Maß, da sich hierdurch auch der Innenwiderstand der Röhren ändert.
- 3) Es ist sehr schwer, den durch die Röhrenkennlinien entstehenden Knick (wenn die Trägerröhre aufhört und die Hilfsröhre anfängt) für g_1 -gesteuerte Taylor-Modulation auszugleichen. Im einfachsten Fall muß man die Hilfsröhre NF-mäßig weniger aussteuern, jedoch geht dadurch der eigentliche Gewinn der Taylor-Modulation wieder verloren, und die Arbeitsweise kommt auf eine normale g_1 -Modulation mit verbessertem Wirkungsgrad heraus.

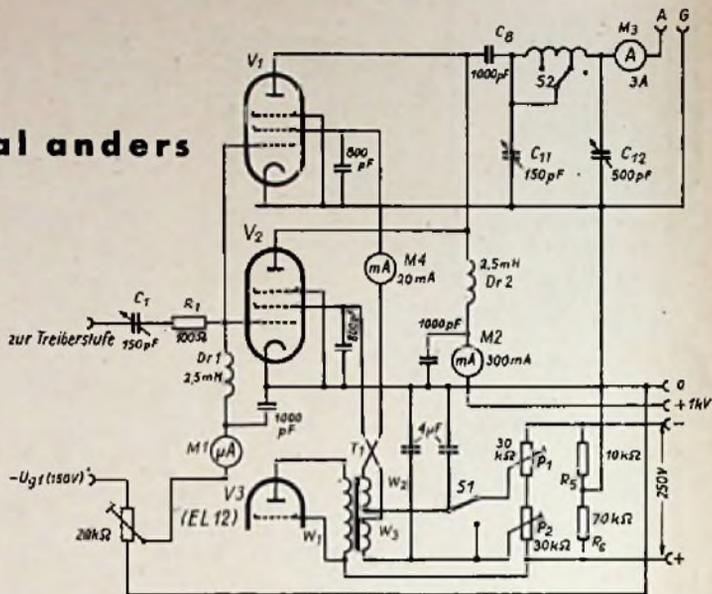


10-W-Sender „Cäsar“ mit 100-W-Taylor-Endstufe

Alle aufgeführten Punkte führen zu einer mehr oder weniger starken Verzerrung der Modulation. Die Seitenbänder der Taylor-Modulation haben eine beträchtliche Energie und enthalten bei Verzerrungen eine Anzahl Obertöne, die dann als Splatter auf den Nachbarfrequenzen ihr Unwesen treiben.

Wie vielen anderen Amateuren, so erging es auch dem Verfasser. Zur Anodenmodulation fehlten gerade die Mittel, und so wurde die Taylor-Modulation in Angriff genommen. Die Modulation arbeitete zwar; sie war laut, aber verzerrt. Für Sprache war sie soeben noch zu ertragen, für Schallplattensendungen jedoch nicht mehr. Deshalb wurde die PA auf g_2 -Modulation umgebaut. Hierbei kam der Verfasser auf den Gedanken, über die Schirm-

Schaltbild einer schirmgittergesteuerten Taylor-Modulationsstufe



gitter den gleichen Effekt wie bei der Steuer-gitter-Taylor-Modulation zu erzielen. Vergleicht man z. B. die Modulationskennlinien für g_1 - und für g_2 -Modulation, so geht hieraus schon der Unterschied in bezug auf eine gerade Modulationskennlinie hervor.¹⁾ Die Kurve für g_2 -Modulation ist günstiger und gerader. Fertigt man sich nach der normalen Röhren-Kennlinie die Kennlinien für die Taylor-Einstellung bei g_2 -Steuerung an, so ersieht man, daß sich der Knick über einen weit größeren Bereich ausgleicht, als es bei g_1 -Steuerung der Fall ist.

Die nachstehend besprochene Anordnung arbeitete nach einigen Versuchen geradezu hervorragend in bezug auf Qualität und Wirkungsgrad. Die beiden PA-Röhren V_1 und V_2 , deren Steuergitter und Anoden parallel geschaltet sind, weichen von der üblichen Taylorschaltung ab, die Abgriffe an der PA-Spule vorsieht. Die vorgenommene Fehl-anpassung, bedingt durch die Parallelschaltung der Anoden, ist nicht erforderlich, jedoch vereinfacht sie die Bedienung beim Bandwechsel ganz erheblich. Dadurch gehen allerdings im Mittel 5% an Output verloren. Andererseits wirkt sich die Fehl-anpassung günstig auf die Modulationskurve aus. Als PA-Kreis wird ein einfaches Collinsfilter verwendet, das nach den Angaben von DL 3 DO angefertigt wurde. Als Steuersender dient ein stabiler Allband-VFO.

Die darauffolgende Treiberstufe vermag etwa 5 Watt HF auf allen Bändern abzugeben. Die HF-Steuerspannung soll möglichst stabil bleiben, d. h., sie soll die erforderliche Spannung bei niedrigem Innenwiderstand abgeben. Die negative Gittervorspannung wird über Dr_1 den Steuergittern zugeführt. M_1 ist ein μA -Meter mit 200 μA Vollausschlag und dient der Kontrolle des Gitterstromes. Die Schirmgitter sind HF-mäßig nur mit 800 pF geerdet, um die hohen Tonfrequenzen an dieser Stelle nicht zu beschneiden. Die g_2 -Leitungen führen zum 8-W-NF-Trafo T_1 . W_1 hat eine Impedanz von 3,5 kOhm, W_2 eine solche von 8 kOhm und W_3 von 3,5 kOhm. W_2 und W_3 sind über einen Kondensator von 4 μF NF-mäßig geerdet. Die Leitungen führen nun zum regelbaren Spannungsteiler P_1/P_2 . Wichtig ist, daß etwa 8 W unverzerrte NF zur Verfügung stehen müssen und der Netzteil für die g_2 -Spannung nicht am Trafo, sondern nur zwischen R_4 und R_5 an Masse gelegt wird. Da in den positiven Modulationsspitzen der Leistungsbedarf der Schirmgitter stark

ansteigt, muß der Innenwiderstand der NF-Stufe ebenfalls so gering bleiben, daß die NF-Spannung nicht zusammenbricht.

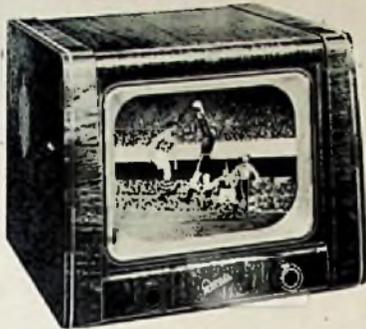
Die Betriebseinstellung ist sehr einfach und wurde auch beim Verfasser ohne Oszillograf vorgenommen. Die Regler P_1 und P_2 werden ganz zurückgedreht. Mit dem Regler für U_{g1} wird bei abgeschaltetem Steuersender die negative Spannung so lange erhöht, bis M_2 keinen Anodenstrom mehr anzeigt. Dann ist der Steuersender einzuschalten und C_1 so lange einzudrehen, bis trotz weiter verstelltem Kondensator der Strom an M_2 nicht größer wird. Nun dreht man C_{12} ein und sucht mit C_{11} ein Minimum des Ausschlages an M_2 . Danach ist mit C_{12} ein Maximum des Stromes an M_3 einzustellen. C_{11} und C_{12} werden nun abwechselnd noch etwas nachgestimmt, bis ein maximaler Strom durch M_2 fließt. Dann ist P_1 so lange aufzudrehen, bis an M_1 gerade ein Strom zu fließen beginnt. Diese Einstellung gilt für den dx-Betrieb. Dreht man P_1 weiter auf, z. B. bis zum Ende, so verliert die Modulation an Wirkungsgrad, wird aber qualitativ etwas besser. Die günstige Einstellung, das Optimum, ist durch Versuche zu ermitteln. Sie liegt bei der RL 12 P 35 z. B. bei 1...2 mA. Mit P_2 ist nun ein Maximum des Stromes an M_2 zu suchen. Hörbar wirken sich erst Verstellungen von P_1 und P_2 bei $\pm 10\%$ aus. Die Einstellungen an P_1 und P_2 werden ebenso wie beim U_{g1} -Regler nur einmal vorgenommen und sind beim Bandwechsel nicht zu verändern. Lediglich C_{11} , C_{12} und S_2 müssen beim Bandwechsel neu eingeregelt werden. Beim Frequenzwechsel innerhalb eines Bandes ist nur C_{11} und der Steuersender zu ändern.

Die Schaltung arbeitete bei verschiedenen Versuchsaufbauten auf Anhieb und brachte gute rst-Berichte. Selbst bei schlechten Bedingungen war r stets 5. Geeignet sind für die PA die Röhren LV 30, F 3a, EL 153, RL 12 P 35, RL 12 P 50, LS 50 und PE 1/100.

Bei kleinen Sendern lassen sich mit gutem Erfolg auch Röhren wie z. B. die EL 41 oder ähnliche verwenden. Die NF-Leistung nimmt dann einen entsprechend kleineren Betrag an und kann ohne weiteres von einer 6 AC 7, EF 14 oder EL 42 aufgebracht werden.

Im Mustergerät reichte eine HF-Steuerleistung von etwa 4 W vollkommen aus (RL 12 P 10). Beim cw-Betrieb wird mit S_1 die Schirmgitterspannung von V_2 erhöht, so daß beide Röhren im Parallelbetrieb arbeiten.

¹⁾ „Senderöhren“, Philips Technische Bibliothek, Bd. 7



HERSTELLER: GRAETZ K.G., ALTENA (WESTFALEN)

Ausführung: Tischgerät

Bedienungsknöpfe (v. l. n. r.):

1. Knopf vorn: Feinabstimmung, beim 4- und 10-Kanal-Empfänger kombiniert mit Kanalumschalter hinten: Lautstärkeregler
2. Knopf vorn: Grundhelligkeit / Netzschalter hinten: Kontrastregler

Stromart: Allstrom, ohne Umschaltung

Netzspannung: 220 V

Leistungsaufnahme: 150 W
 Sicherungen: Glaspatronen 2x1,2 A/250 V
 Bildröhre: MW 36-44 (Valvo)
 Eingangsschaltung: Gitterbasis und selbstschwingende Mischtriode bzw. Gitterbasis, Oszillator + Mischtriode bzw. Kaskode, Oszillator + Mischtriode
 Anzahl der HF-Kreise: 3
 Anzahl der Vorstufen: 1 System bzw. 1 System bzw. 2 Systeme
 Kanäle: 1 bzw. 4 bzw. 10
 Antennenwiderstand: 240 Ohm
 ZF-Stufen: 3 Bild-ZF-Kreise: 5
 Bild-ZF: 29,0 MHz
 Zeilenkipp: Schwungradstabilisierter Sperrschwinger in Dreipunktschaltung, Phasensynchronisierung
 Bildkipp: Sperrschwinger, integrierende Synchronisierung, mit zusätzlicher Impuls-Versteilerungsröhre
 Art der Hochspannungserzeugung: Zeilenrücklauf, 14 kV

Fokussierung: Magnetisch, Bildschärfenregelung durch magnet. Nebenschluß
 Eingebaute Antenne: ja

Besonderheiten: Bei 10-Kanalwähler sind 2 Reservekanäle vorgesehen.

Lautsprecher: perm.-dyn., seitlich

Gehäuse: Edelholz Gewicht: 24,3 kg

Breite	Höhe	Tiefe
475 mm	410 mm	455 mm

HF- und Mischteil: 1-Kanal: ECC 81;
 4-Kanal: EC 92, ECC 81,
 10-Kanal: PCC 84, ECC 81

ZF- und Videoteil: 3x EF 80, EB 41, PL 83

Tonteil: EF 80, EQ 80, PL 83

Impulsabtrennung: ECL 80

Zeilenkippergerät: ECC 82, PL 81, PY 81

Hochspannungserzeugung: EY 51

Bildkippergerät: ECC 82, PL 82

Netzteil: 4x SSF E 220 C 80

HF- und Misch-/Oszillatorteil

Der Teil ist als geschlossene Einheit aufgebaut. Die Einkanal-Ausführung enthält die ECC 81 in Gitterbasisschaltung als HF-Vorverstärker (1. System). Das 2. System ist als selbstschwingender Mischer ausgeführt.

Die 4-Kanal-Ausführung enthält die EC 92 in HF-Vorverstärkerschaltung. Die nachfolgende ECC 81 dient als Oszillator- und Mischröhre.

Die hochempfindliche PCC 84 dient in der 10-Kanal-Ausführung in Kaskodenschaltung zur hohen Verstärkung bei niedrigem Rauschverhältnis. Im Oszillator- und Mischkreis wurde im 10-Kanal-Empfänger ebenfalls die ECC 81 eingesetzt.

Bildverstärker

Die in der Mischstufe erzeugte ZF wird über ein Bandfilter auf die erste Stufe eines ZF-Verstärkers gegeben, der dreistufig und mit versetzt abgestimmten Bifilarkreisen aufgebaut ist. Die Verwendung von Bifilarkreisen bietet den Vorteil, daß die Kopplungskondensatoren entfallen, daher können Aufladungen der Gitter durch starke Störspitzen nicht auftreten.

Der Absorptionskreis mit den Schaltelementen L 202, C 202 und R 201 dient zur Schwächung des Eigentontägers, während der Kreis L 213, C 228 den Nachbarbildträger unterdrücken soll.

Die beiden ersten ZF-Röhren werden automatisch geregelt. Um die durch die Regelung hervorgerufene Änderung der Gitter-Katodenkapazität der beiden ersten Röhren, die eine Verstimmung verursachen würden, zu kompensieren, liegt in der Katodenleitung ein nicht überbrückter Katodenwiderstand von 30 Ohm.

Die Demodulation wird in einem System der EB 41 vorgenommen, die im Arbeitskreis neben dem Widerstand eine niederfrequente Kompensation L 209 enthält. Über weitere Kompensationsglieder L 210, R 219 wird das Videosignal dem Gitter der Bildverstärkerendröhre PL 83 zugeführt. Anodenseitig sind nochmals zwei niederfrequente Kompensationen mit den Schaltelementen L 211, R 220 sowie L 212, R 221 vorhanden.

Die Bildröhre ist direkt an die Endröhre galvanisch gekoppelt, so daß auch langsame Bildhelligkeitsänderungen übertragen werden. Dadurch entfällt eine besondere Schwarzsteuerung. Eine Gleichstrom-Gegenkopplung am Schirmgitter der Bildendröhre vermeidet, daß die Bildröhre bei ausbleibendem Sendesignal hell aufleuchtet.

Tonverstärker

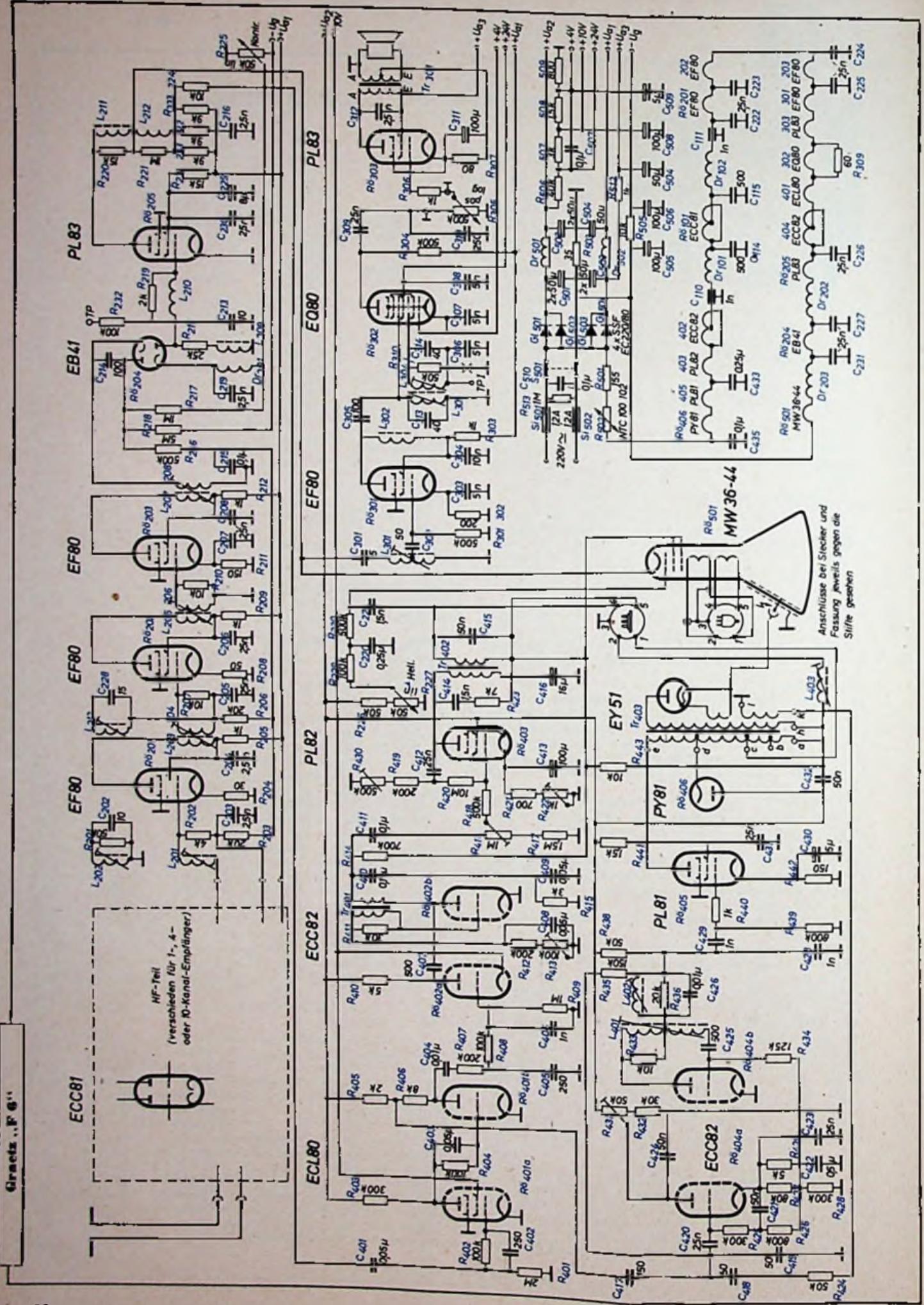
Das Gerät „F 6“ arbeitet nach dem Differenzträgerverfahren. In der Bildgleichrichterstufe wird durch Mischung von Bild- und Ton-ZF eine Differenzfrequenz (DF) von 5,5 MHz gewonnen. Die DF wird über den Saugkreis C 301, L 301 an der Katode der Bildröhre abgenommen und über einen Kopplungskondensator der Ton-ZF-Verstärkerendröhre EF 80 zuge-

führt. Andererseits hält dieser Saugkreis die DF von der Bildröhre fern und verhindert dadurch hochfrequente Störungen des Bildes, die als starkes Moiré auftreten. Die Demodulation wird in der EQ 80 vorgenommen. Die von dieser Röhre gelieferte NF-Spannung reicht ohne zusätzliche Vorverstärkung zur Aussteuerung der Ton-Endröhre PL 83 aus. Die Endstufe ist gegengekoppelt, Katodenwiderstand und Kondensator liegen nicht an Masse, sondern an einer Anzapfung der Sekundärseite des Ausgangstrafos.

Amplitudensieb und Kippergeräte

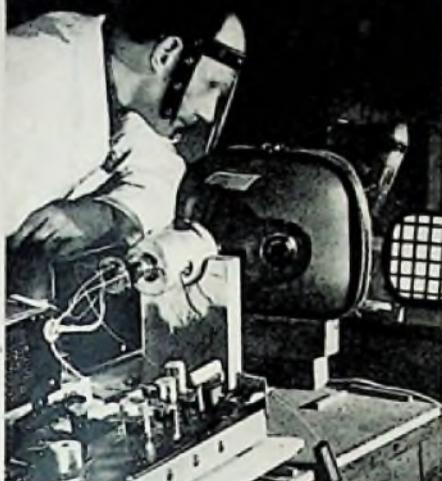
Die im Amplitudensieb angewandte Schaltung macht von der Trennung der positiven Synchronisierimpulse durch Gitterstrombegrenzung Gebrauch. Rö 401a hat mit + 10 V eine sehr niedrige Schirmgitterspannung und damit einen außerordentlich kleinen Aussteuerungsbereich. Es genügen, da die Röhre schon bei - 3 V gesperrt ist, verhältnismäßig kleine Amplituden des Synchronisierimpulses, um das Bildsignal vollkommen zu unterdrücken. Das Parallelglied R 402, C 402 unmittelbar vor dem Gitter der ECL 80 verhindert die Aufladung des Kondensators C 401 durch große Störimpulse. Dadurch werden die nachfolgenden Kippergeräte gegen Störungen unempfindlicher. Rö 401b arbeitet als Umkehrstufe und stellt ein zusätzliches Amplitudensieb dar. Während die Zeilenimpulse an einer Anzapfung des Anodenwiderstandes der Rö 401b abgenommen und über einen Kopplungskondensator C 417 dem Zeilenkippergerät zugeführt werden, gehen die Bildimpulse von der Anode der Rö 401b über eine zweigliedrige Integrationskette auf das Gitter von Rö 402a, die als Auftastöhre wirkt. Der Kippgenerator mit Röhre 402b ist als Sperrschwinger geschaltet und wird, um eine lineare und genügend hohe Sägezahnspannung zu erreichen, mit der gesiebten Boosterspannung gespeist. Die Endstufe mit der PL 82 wandelt die im Sperrschwinger erzeugte Sägezahnspannung unter Mitwirkung der frequenzabhängigen Gegenkopplung - C 412, R 419, R 420, R 430 - über den Ausgangstrafa in einen linearen Sägezahnstrom um.

Der durch einen Schwungradkreis stabilisierte Sperrschwinger des Zeilenkippergerätes ist phasensynchronisiert. Am Katodenwiderstand von Rö 404a wird eine Teilspannung abgegriffen, deren Größe durch die Phasenlage zwischen Synchronisierimpuls und dem im Empfänger erzeugten Sägezahn bestimmt wird, und dem Gitter der Sperrschwingerendröhre Rö 404b zugeführt. Der Sperrschwinger ist in Dreipunktschaltung ausgeführt. Als frequenzstabilisierendes Glied dient der Schwungradkreis L 402, C 426 bedämpft mit R 436. Die Erzeugung der Steuerspannung für die Endröhre erfolgt durch Aufladung des Kondensators C 428 über den Widerstand R 438 und anschließende Entladung über die Röhre Rö 404a. Die Zeilenkipp-Endstufe (PL 81) sorgt in Verbindung mit der Boosterröhre PY 81 für die Erzeugung eines linearen Sägezahnstromes durch die Ablenkspule.



HF-Teil
(verschieden für 1-, 4-
oder 10-Kanal-Empfänger)

MW36-44
Anschlüsse bei Stecker und
Fassung jeweils gegen die
Stifte gesehen



Im Ausland sind Nachbeschleunigungsröhren mit statischer Ablenkung bis zu einem Schirmdurchmesser von 35 cm hergestellt worden. Im größten Typ, der Bildröhre 14 AP 4, haben wir ein ausgezeichnetes Vergleichsobjekt zu unserer Standardröhre MW 36 mit magnetischer Ablenkung. Es handelt sich um eine Röhre mit 35-cm-Rundkolben und 62 cm (gegen 42 cm der MW 36) Gesamtlänge. Die Strahlfokussierung erfolgt statisch mit $U_{A1} = \text{etwa } 1000 \text{ V}$, U_{A2} und das Mittenpotential der symmetrischen Ablenkplattenpaare liegen bei $4000 \text{ V} \cdot U_{A3}$, die Nachbeschleunigungsspannung, ist 8000 V . Der Spannungsbedarf der Schwarz-Weiß-Steuerung ist für beide Röhren gleich, ebenso die Bildgröße (etwa $22 \times 30 \text{ cm}$). Die Ablenkempfindlichkeit wird im Mittel mit $0,2 \text{ mm je V}$ angegeben. Eine Bildzeile von 300 mm Länge verlangt daher $300 : 0,2 = 1500 \text{ V (!)}$ Sägezahnhub. Wenn auch bei Gegentaktspeisung jede „Endröhre“ nur die halbe Spannung aufzubringen hat, so wird die ganze Anordnung dennoch eine teure Angelegenheit: Die Anodenspannung der Ablenkstufen muß schätzungswise 1200 V sein, wenn 750 V ohne starke nichtlineare Verzerrungen abgegeben werden sollen. Die Kurvenform des Sägezahns enthält nun viele Oberschwingungen. Die Fourierzerlegung (vgl. Teil ⑩ des Lehrgangs) zeigt, daß die Rücklaufzeit dabei maßgebend ist. An einem Sägezahn mit 10% Rücklauf sind Frequenzen von der Grundschwingung bis zur 10. Harmonischen, mit 5% (steilerer Abfall!) bis zur 20. Oberwelle usw., beteiligt. Unsere Horizontalablenkungsspannung umfaßt bei z. B. 9% Rücklauf ein Frequenzband von $15,625$ bis etwa 170 kHz . Nach Gl. (2) (Teil ⑦) darf dann die Zeitkonstante T des RC-Koppelgliedes zwischen Endröhre und Ablenkplatte (in der Art von Abb. 42, Teil ⑦) nicht größer

als $\frac{1}{2\pi \cdot 170\,000}$, d. h. rund $1 \mu\text{s}$, sein. Rechnen

wir nur mit 25 pF schädlicher Parallelkapazität (längere Zuleitungen!), so kommen wir auf höchstens $40 \text{ k}\Omega$ Anodenwiderstand und etwa 15 mA Ruhestrom in jeder Gegentakt Hälfte, d. h. auf je 600 V U_A -Abfall an Widerstand und an der Röhre. Leistungsmäßig wären dies je 9 W bzw. 36 W für die komplette statische Zellenstufe. Vergleichsweise ist der Leistungsbedarf einer entsprechenden magnetischen Zellenablenkstufe

etwa 25 W , also nur zwei Drittel dieses Wertes. Diese 25 W können aber aus einer Niederspannungsquelle von $170 \dots 200 \text{ V}$ (billiges Allstromgerät) entnommen werden, während die Bereitstellung der 1200 V -Energie für die „leistungslose“ statische Ablenkung teure Hochspannungstrafos, -kondensatoren usw. voraussetzt. Bei der Vertikalablenkung mit einem 50 Hz -Sägezahn ist der Stromverbrauch wohl geringer (T und R_A sind weit größer), doch bleiben die Spannungsanforderungen bestehen.

Die Kostenfrage ist also der erste Punkt, der gegen die statische Ablenkung in Fernseh bildröhren mit hoher Anodenspannung spricht. Als zweiter wäre die größere Baulänge bzw. der kleinere Auslenkwinkel zu nennen. Verantwortlich hierfür ist u. a. die Tatsache, daß der Elektronenstrahl die statischen Ablenkkelder stets nacheinander durchlaufen muß. Mit anderen Worten: Der Elektronenstrahl tritt bereits im ausgelenkten Zustand in das zweite Plattenpaar ein. Bei der magnetischen Ablenkung lassen sich dagegen die beiden Spulenpaare ineinanderschachteln. Ihre Felder lenken den Strahl gleichzeitig in beiden Koordinatenrichtungen ab; er hat mehr Bewegungsfreiheit (größerer Auslenkwinkel), denn die Gefahr des Anschlages an die jetzt außen liegenden Ablenkorgane besteht hier nicht. Drittens wird bei statisch abgelenkten Oszillografenröhren meist der Pluspol der Anodenspannung mit Masse verbunden (vgl. Abb. 81, Teil ③), damit die Ablenkplatten (und der Kolbenraum) kein störendes hohes Potential gegen das Chassis bekommen. Katode und Steuergitter liegen auf voller Anodenspannung „hoch“. Das ist beim Oszillografen mit seinen $1000 \dots 2000 \text{ V}$ noch nicht tragisch, wird aber ein ernstes Problem in bezug auf die Videosteuerung, wenn eine Fernseh röhre mit etwa $5 \dots 10 \text{ kV}$ betrieben werden soll. Die Ankopplung der Videostufe kann dann nicht mehr direkt, sondern nur über Hochspannungskondensatoren (und Schwarzsteuerungsdiode) erfolgen; ein gut isolierter Trenntrafo für den Heizfaden wird erforderlich usw. „Erdel“ man dagegen den Minuspol der Anodenspannung, so werden wieder Hochspannungskondensatoren zur Einkopplung der Ablenkspannungen gebraucht. Alle diese Isolationsfragen sind bei der magnetischen Ablenkung nicht akut, da die Spulen außerhalb des Röhrenhalses in keinerlei Verbindung mit irgendwelchen Innenelektroden stehen müssen.

In bezug auf das „Frequenzband“ bestehen zwischen den Ablenkungen in der Oszillografen- und der Fernseh bildröhre wesentliche Unterschiede. Der Oszillograf dient zur Untersuchung von Schwingungsvorgängen mit einem weiten Spielraum in der Frequenz, z. B. von 10 Hz bis 10 MHz . Diesem Frequenzverhältnis von $1 : 1 \text{ Million}$ muß sich auch die Ablenkung anpassen. Hier ist das statische Prinzip überlegen, weil die Eigenfrequenz von Ablenkplattenkapazität und Induktivität der Zuleitungen (vgl. Videofilter) leicht über die obere Grenzfrequenz gebracht werden kann; der Frequenzgang der Auslenkempfindlichkeit ist linear. Die Erzeugung der Zeitsägezahnspannungen, über die später noch einiges zu sagen sein wird, kann

mit stufenweiser Zuschaltung von Kapazitäten ebenfalls über einen erheblichen Frequenzbereich ausgedehnt werden.

Im Gegensatz zu dieser großen Elastizität der Oszillografenablenkung haben die Ablenkeräte der Fernseh röhren nur einen ganz minimalen Frequenzumfang zu bewältigen, der praktisch von den Streuungen in den Schaltelementen bestimmt wird und etwa bei $15\,625$ bzw. 50 Hz liegt. Der Ausdruck „Frequenzumfang“ bezieht sich hier auf die Grundfrequenzen. Selbstverständlich müssen die Verstärker in der Lage sein, auch die höheren Harmonischen dieser Frequenzen verzerrungsfrei zu verarbeiten. Man kann so den Ablenkteil eines Fernsehempfängers optimal für diese „festen“ Frequenzen dimensionieren. Bei der magnetischen Zellenablenkung lassen sich die Resonanzeigenschaften der Ablenkspulen bzw. der Ankopplungstrafos mit ihren Eigen- und Schaltkapazitäten ausnutzen und so hohe Wirkungsgrade erreichen. Diese Resonanz bewirkt außerdem während der Rücklaufzeit eine starke Spannungserhöhung im Spulenkreis, mit deren Hilfe die Hochspannungserzeugung für die Bildröhre in den modernen Geräten einfach und billig geworden ist.

Die magnetische Strahlablenkung hat außer den bereits genannten Eigenschaften noch den Vorteil, daß bei einer Steigerung der Hauptanodenspannung der Bildröhre der Strombedarf der Ablenkspulen nur mit der Wurzel aus der Spannung ansteigt. Man braucht also bei Verdoppelung von U_{A2} nur den $1,4$ -fachen Spulenstrom (Amperewindungszahl) für gleiche Zellenlänge (statt der 2 -fachen Plattenspannung bei der statischen



Abb. 84. Schnitt durch die Ablenk- und Fokussiereinheit „AT 1000/01“

Auslenkung!). Die Ablenkempfindlichkeit der Spulen steigt bei konstantem Strom mit der Längenausdehnung der parallel zum Elektronenstrahl verlaufenden Leiter und ihrer Windungszahl. Im ersten Fall sind hier durch die Baulänge des Röhrenhalses, im zweiten durch die zu groß werdende Induktivität

(Resonanz der Zeilenspulen!) ziemlich enge Grenzen gesetzt. Natürlich wird man danach trachten, die Spulenwindungen so nahe wie möglich an den Strahl heranzubringen, um große Ablenkfeldstärken in seiner Achse zu konzentrieren. Daraus erklärt sich die übliche, an den Röhrenhals geschmiegte Sattelform der Zeilen- und der gegen sie um 90 Grad versetzten „Bild“- (Vertikal-) Ablenkspulenpaare. Abb. 84 zeigt einen Schnitt durch ein derartiges Spulensystem (In der oberen Hälfte ist die Aluminium-Abschirmkapsel erkennbar; darunter befindet sich ein permanenter Fokussier-Ringmagnet (mit mechanischer Regelvorrichtung in Gestalt eines veränderbaren magnetischen Nebenschlusses). Die große, nicht unterbrochene Einzelspule mit den bogenförmigen Windungsrückführungen (am oberen Rand der Schirmkapsel) ist z. B. die obere Halbspule des Zeilensystems; zwischen ihren Längsleitern sind die Längsleiter der beiden Vertikalspulenhälften zu sehen, deren Rückführungen rechts und links im Schnitt erscheinen.

Bei Betrachtung eines normalen Ablenkaggregats mit Sattelspulen von der Schirm-

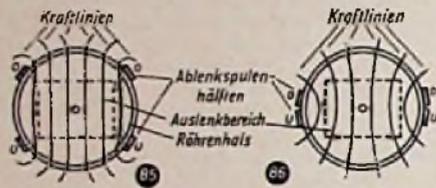
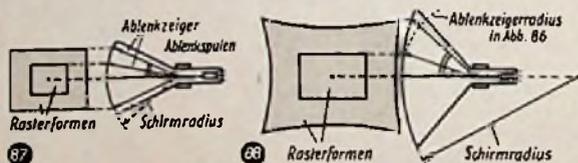


Abb. 85. Homogenes Feld einer Ablenkeinheit
Abb. 86. Ausgleich einer kissenförmigen Verzerrung durch ein inhomogenes Magnetfeld

seite her erkennt man daher die Zeilenspulen sofort an der typischen Bogenform der Stirnseiten. Die Vertikalspulen sind entweder völlig verdeckt oder nur mit den Längsleitern sichtbar. Der gegenseitige Abstand der Längsleiter eines Paares bestimmt die Feldform. An und für sich sollten ja die Feldlinien parallel verlaufen (Abb. 85, Homogenes Feld), um eine fehlerfreie Auslenkung, d. h. einen rechteckigen Bildraster mit geradlinigen Kanten zu erreichen. Dies gilt aber nur für die früher üblichen stark gekrümmten Kol-

Abb. 87. Rechteckraster durch homogenes Feld auf stark gekrümmtem Schirm
Abb. 88. Kissenförmige Rasterverzerrung durch homogenes Feld bei einer modernen Weitwinkelröhre mit flachem Schirmboden



benböden (Leuchtschirme), bei denen der (Kugel-)Radius etwa gleich der Länge des Ablenkzeigers ist (Abb. 87). Bei einer Verdoppelung der Auslenkwinkel erhalten wir eine saubere lineare Vergrößerung des geradlinig begrenzten Rasterfeldes. Benutzen wir dagegen die homogenen Felder zur Strahlableitung in einer modernen Weitwinkel-Bildröhre mit flachem Schirmboden, dessen Krümmungsradius wesentlich größer als der Ablenkzeiger ist, so ergibt sich eine kissenförmige Verzerrung des Rasterrechtecks (Abb. 88), hervorgerufen durch die Zunahme des Auslenkweges für sehr große Auslenkwinkel. Auf dem fast ebenen Schirm bewirkt eine Winkelverdoppelung eine mehr als doppelt so große Punktverschiebung, da die Auslenkstrecke jetzt etwa dem stärker anwachsenden Tangens des Winkels, und nicht mehr dem Winkel selbst, entspricht. Zum Ausgleich dieser höheren „Empfindlichkeit“ in den Rastercken (Größter Winkel!) kann man die Ablenkspulenfelder inhomogen machen. Durch engeres Aneinanderrücken der Längsdrähte der beiden Halbspulen

(Abb. 86) wird die Feldform in der gewünschten Weise (ebenfalls kissenförmig!) verzerrt. Je größer die Entfernung von der Strahlachse ist, um so schwächer wird das Ablenkfeld (weiterer Abstand der Kraftlinien). Hierbei muß natürlich der Strahlquerschnitt möglichst klein sein (z. B. Schmalbündeloptik), um die zusätzlichen Fokussierfehler durch das inhomogene Ablenkfeld gering zu halten. Eine solche „Eckenunschärfe“ des Rasters kann auch schon allein durch die größere Länge des weitausgelenkten Strahls entstehen. Die Formgebung der Spulenstirnseiten ist nicht ohne Einfluß auf diese Faktoren und kann unter Umständen sogar eine gewisse Kompensationswirkung ausüben.

Im praktischen Betrieb einer Bildröhre mit magnetischer Ablenkung und Fokussierung, etwa mit einem Aggregat nach Abb. 84, wird man beobachten, daß die Achsenlagen der Ablenkspulen nicht genau parallel zu den Rasterkanten auf dem Schirm verlaufen, sondern um einen Winkel von vielleicht 10 Grad verdreht werden müssen. Diese Schiefstellung der Spulen erklärt sich aus der Schiefwirkung der Fokussier- auf die Ablenkfelder (Strahlverschraubung); sie ist also kein Gerätefehler.

Ofters hört man die Frage: Warum werden so selten Eisenkerne für die Ablenkspulen benutzt, um eine bessere Feldkonzentration im Röhrenhals zu erreichen? Dabei wird gern auf die ähnliche Spulenanordnung der Feldspulen in einem Elektromotor, z. B. eines Allstrom-Staubsaugers (Abb. 89), verwiesen. Man vergißt aber, daß der Ablenkraum der Bildröhre nicht (wie im Falle des Motors) einen kleinen magnetischen Widerstand (den Eisenkern des Ankers mit sehr kleinen Luftspalten) hat. Die Kraftlinien müssen vielmehr den großen Luftspalt des Röhrenhalses überwinden, so daß ein äußerer Eisenschluß nur eine geringfügige Verbesserung der Empfindlichkeit bewirkt, die in keinem Verhältnis zum Materialaufwand steht. Zur Verringerung der Spulenverluste (hohe Zellenfrequenz!) muß das Eisenpaket sehr fein unterteilt bzw. aus Ferrit hergestellt sein. Derartige Ablenkjoche mit von innen eingelegten Spulenbündeln (etwa in der in Abb. 89 gestrichelt eingezeichneten Form) sind manchmal in ausländischen Fernseh-

Überhaupt spielen die Fragen der wirtschaftlichen Herstellung und der betriebssticheren Durchbildung auch bei den Ablenkssystemen eine Hauptrolle. So kommt es, daß man, ähnlich wie im Lautsprecherbau, meist dazu über-

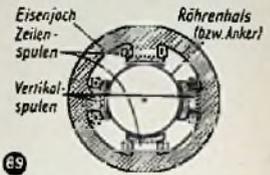


Abb. 89. Ablenkaggregat mit Eisenkern (Motorjoch)

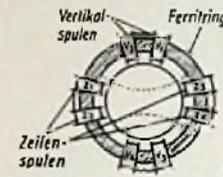


Abb. 90. Ablenkjoch in Toroidform

gegangen ist, die Ablenkspulen für beide Koordinaten relativ niederohmig (also mit leicht herstellbarer kleiner Windungszahl) zu bauen und über Transformatoren an die betreffenden Ablenkröhren anzukoppeln. Die Isolation der Teilspulen bietet dann Infolge der geringeren Spitzenspannungen keine besonderen Schwierigkeiten mehr, ebenso auch nicht die Formgebung und die saubere Verteilung der Einzelwindungen.

Die Ablenkgeräte

Wir kommen nun zur Behandlung der für den Rasteraufbau des Fernsehbildes verantwortlichen Schaltungsgruppen. Während die bis jetzt besprochenen Organe Antenne, Bildempfänger und Bildschreibröhre in ihrer Wirkungsweise mehr oder weniger Parallelfälle zur gewohnten Rundfunktechnik darstellen (die Elektronenröhren werden also z. B. zur linearen Verstärkung der beim Fernsehen allerdings sehr breiten Frequenzbänder benutzt), handelt es sich bei den Ablenkgeräten mehr um eine Art „Schnellschalttechnik“. Die vom Sender durchgegebenen Synchrontaktimpulse müssen erst einmal von den Bildmodulationsspannungen im Video-Ausgang scharf getrennt werden (Amplitudensieb). Dann kommt die Aufteilung in Horizontal-(Zeilen-) und Vertikalssignale durch elektrische Weichen (Trennstufen). Diese Zeichen steuern in den normalen Industriegeräten die Frequenzen von Ablenkspannungsgeneratoren (Sperrschwinger und Multivibratoren), die ihrerseits über die beiden Ablenkstufen die Sägezahn-Stromverläufe in den Ablenkungsspulen bewirken (vgl. das Schema der Abb. 13, Teil 3) des Lehrgangs).

Das Kennzeichen fast aller Elektronenröhren im Ablenkteil (nur die Endverstärkeröhre für den Vertikalsägezahn bildet eine Ausnahme) ist geradezu die Übersteuerung, entweder durch von außen zugeführte Impulse oder aber Infolge von Selbsterregung.

Was für eine Bewandnis hat es nun mit dieser In der Impulstechnik so beliebten Übersteuerung? Wir brauchen nur an unsere gewohnten Niederfrequenzverstärker zu denken, und an den dort so verhassten Klirrfaktor, der ein Maß für die bei der Durchsteuerung mit einer festen Frequenz erzeugten Harmonischen darstellt. Übersteuern wir den NF-Verstärker, so werden die Amplitudenspitzen abgeschnitten und die Oberwellenspannungen sehr groß; unser Ohr nimmt das entstehende Gekreisch sehr übel. Aber die Geschmäcker sind eben verschieden. Wir werden z. B. gleich erkennen, daß die Wirkungen von Impulsübersteuerungen unserem Auge außerordentlich gefallen können. (Wird fortgesetzt)

AM-Prüf sender »MINICHECK I«

Die Auffassungen über die zweckmäßige Ausführung von Prüf- und Meßgeräten für Reparatur-Werkstätten haben sich in den letzten Jahren grundsätzlich geändert. Früher glaubte man vielfach, die Meßgeräte in schalttafelähnlicher Form über dem Servicetisch zusammenzufassen und fest einbauen zu müssen. Der dann verfügbare Raum erlaubte jedoch in den seltensten Fällen eine sinnvolle Ergänzung bei neu auftauchenden Aufgaben. Außerdem war es unmöglich, ein bestimmtes Gerät auf einen anderen Arbeitsplatz zu stellen oder in dringenden Fällen zum Kunden mitzunehmen.

In der modernen Werkstatt verzichtet man immer mehr auf die feste Montage der Meßgeräte über dem Arbeitsplatz und bevorzugt leichtbewegliche Einrichtungen, die man in einem Schrank verschließen oder in einem kleinen Koffer unterbringen kann und die sich in Werkstätten mit mehreren Arbeitsplätzen mühelos an beliebiger Stelle anordnen lassen.

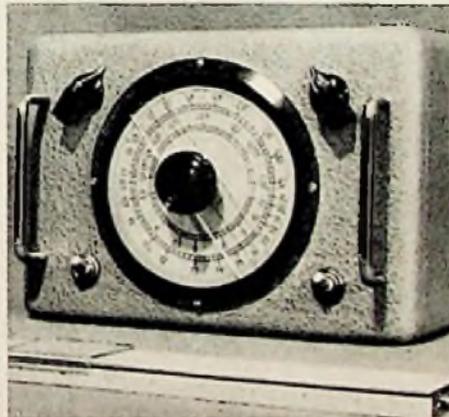
Außer diesen rein praktischen Gründen sind es auch wirtschaftliche Erwägungen, die für kleine Abmessungen sprechen. Der in Service-Werkstätten erforderliche Aufwand ist wesentlich geringer als z. B. im Entwicklungslaboratorium. Vielfach genügen sogar einfache Prüfungen an Stelle komplizierter Messungen. Es wäre daher unrationell, an Meßgeräte für Reparatur-Werkstätten in bezug auf die Meßgenauigkeit die gleichen Anforderungen zu stellen wie an Labor-Meßeinrichtungen. Die Durchschnitts-Werkstätten müssen ferner darauf bedacht sein, die für Meßgeräte aufzuwendenden Unkosten gering zu halten.

Alle genannten Forderungen soll die Klein-Meßgeräteserie „Minitest“ erfüllen. Die einzelnen Geräte sind im Aufbau einfach und billig, in ihrer Schaltung modern und zweckmäßig sowie in ihren Anwendungsmöglichkeiten vielseitig und praktisch. Wir eröffnen diese neue Meßgeräteserie mit der Bauanleitung des preiswerten AM-Prüfsenders „Minicheck I“, der vierstufig aufgebaut ist und nur zwei Röhren enthält. In den nächsten Hefen folgen dann Bauanleitungen für UKW- und Fernseh-Prüfsender, Signalverfolger, Stabilisierungs-Netzgerät, RC-Generator und Röhrenvoltmeter. Alle Geräte zusammen ergeben einen Meßplatz, der für die Arbeiten in einer Reparatur-Werkstatt ausreicht.

Oszillator

Das erste Triodensystem der Röhre ECC 81 (I) arbeitet als Schwingungserzeuger in der bekannten Dreipunktschaltung mit Katodenrückkopplung. Diese Oszillatorschaltung liefert im Gegensatz zu anderen Anordnungen vor allem auf den KW-Bereichen über ein breites Frequenzband konstante Amplituden und ist in der richtigen Einstellung weniger kritisch.

Die Abstimmung erfolgt mit einem NSF-Drehkondensator 524 pF (Nr. 355/1), dessen Kapazität in den beiden KW-Bereichen (5,5...11 MHz und 10,5...21 MHz) durch 500-pF-Serienkondensatoren verkürzt wird, um leichter abstimmen zu können. Der Gitterableitwiderstand ist mit 20 k Ω verhältnismäßig niedrig bemessen; er dämpft die Schwingkreise und hält dadurch die Oszillatorspannung beim Durchdrehen nahezu konstant. Der Gitterstrom liegt zwischen 50 und 100 μ A, soll aber 40 μ A nicht unterschreiten. Der in der Gitterleitung liegende Dämpfungswiderstand (100 Ω) verhindert Überschwingerscheinungen in den KW-Bereichen. Die Anode der Oszillatordröhre ist HF-mäßig geerdet. Die Zuführung der Anodenspannung erfolgt über einen 30-k Ω -Widerstand. Die erzeugte Hochfrequenz wird im Gitterkreis über einen 1-pF-Kondensator ausgekoppelt.



Frontansicht des Klein-Prüfsenders „Minicheck I“

Technische Daten

Frequenzbereiche: 150kHz...1750kHz, 5,5 MHz...21 MHz in insgesamt vier Bändern

Ausgangsspannung: 1 μ V...50 mV stufenlos regelbar

Ausgang: HF-Kabel

Innenwiderstand: 0...200 Ω (veränderlich)

Eigenmodulation: 400 Hz (abschaltbar)

Modulationsgrad: etwa 30%

Modulationsstufe

Als Trenn- und Modulationsröhre ist das zweite System der ECC 81 (I) geschaltet. Es wird die bewährte Heising-Modulationsschaltung angewandt. Um die Schaltung einfach zu halten, wurde auf Fremdmodulation verzichtet. Die Röhre arbeitet bei angegebener Bemessung im unteren Kennlinienknick und gestattet daher eine symmetrische Modulation. Als Außenwiderstand dient ein 2-k Ω -Potentiometer, das bereits eine gewisse Spannungsteilung gestattet. Die Tonfrequenzamplitude wird durch die Anordnung 100 k Ω und 10 nF auf den für 30prozentige Modulation richtigen Wert verringert.

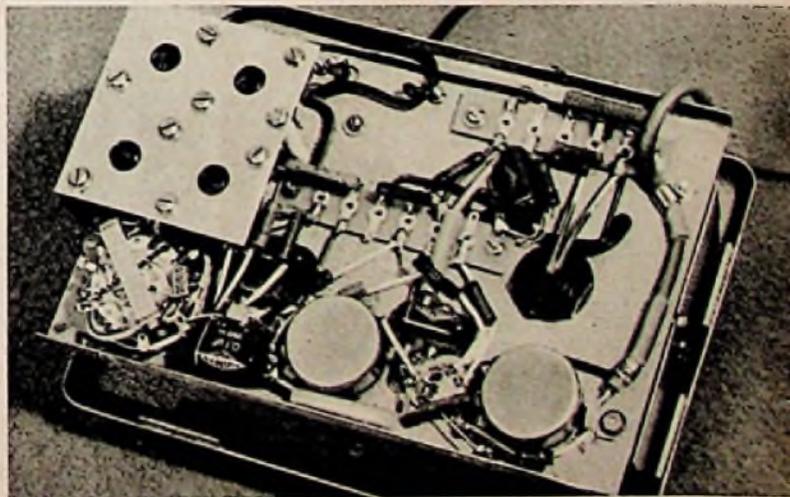
Tongenerator

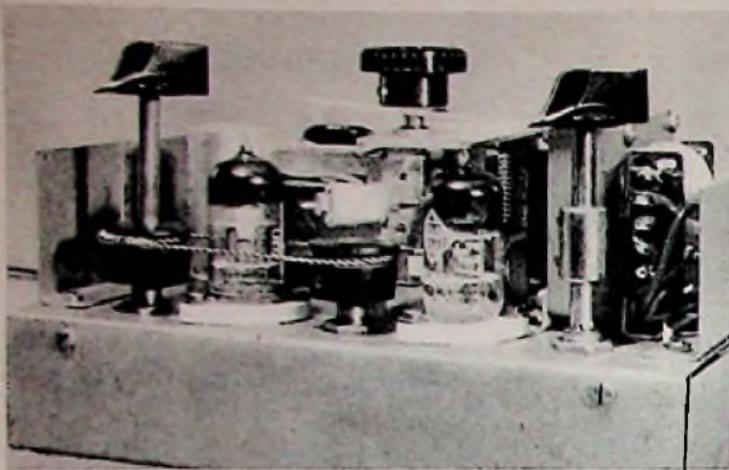
Das erste Triodensystem der Röhre ECC 81 (II) ist in der bekannten Meißner-Anordnung als Tonfrequenzgenerator geschaltet. Die Tonfrequenz wird durch den 7,5-nF-Kondensator parallel zur Sekundärseite des NF-Übertragers T_2 (Kuhnke 1:4, Nr. 146) bestimmt. Eine starke Stromgegenkopplung im Katodenkreis gestattet einen nahezu sinusförmigen Verlauf der NF-Spannung.

Die Anodenspannung ist durch 5 k Ω , 0,1 μ F gesiebt. Um die Tonfrequenz-erzeugung unterbrechen zu können, ist in der Katodenleitung der einpolige Kippschalter S_2 angeordnet.

Im Gitterkreis wurden Sieb- und Gitterableitwiderstand so bemessen, daß sich eine stabile Schwingungserzeugung ergibt.

Verdrahtungsansicht mit Spulenplatte (links oben)



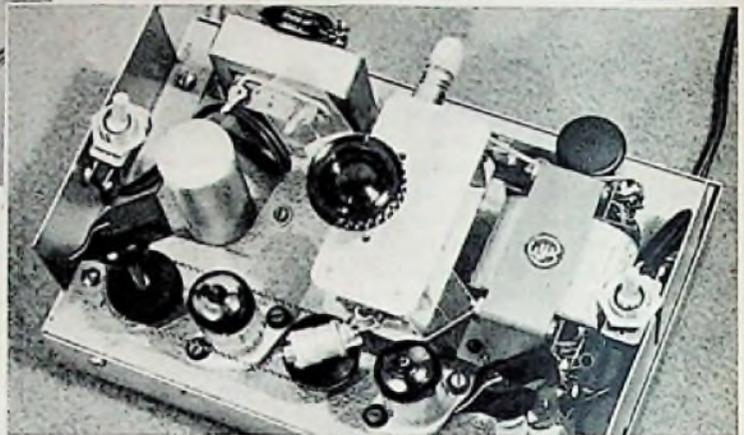


Seitenansicht mit Schnurzug-Kupplung der Hochfrequenz-Spannungsregler

Liste der Spezialteile

- Drehkondensator 524 pF „355/1“ (NSF)
- Aufbau-Kreißkala „AS 110/180“ (H. Großmann)
- Potentiometer 2 kΩ u. 200 Ω, linear (Preh)
- Netztransformator „N 2“ (Engel)
- Tonfrequenzüberträger 1 : 4 (Kuhnke)
- 2 Lötösenleisten (W. Zimmermann)
- HF-Spulenarnituren „CF 21/15“ (Vogt)
- Wellenschalter „E 924“ (Mayr)
- Selengleichrichter (AEG, SAF, S & H)
- Gehäuse 205x110x145 mm (P. Leistner)

Blick auf die ausgebaute Montageplatte



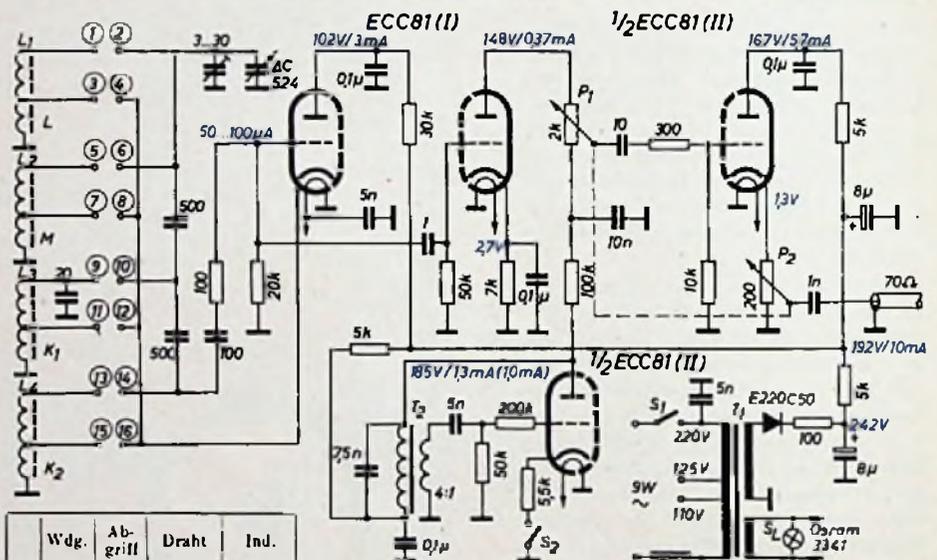
Unten: Schaltung des Klein-Prüfsenders „Minichek I“

Ausgangsstufe

Einen besonderen Vorzug des Prüfsenders bildet die Katodenverstärkerstufe mit dem zweiten System der ECC 81 (II). Infolge der sehr starken Gegenkopplung sowie des direkt an Masse liegenden Arbeitswiderstandes gestattet diese Schaltung eine sehr rückwirkungsfreie und unverzerrte Ausgangsspannungsregelung. Der Arbeitswiderstand wird durch ein 200-Ω-Potentiometer P_2 (lin.) gebildet, das durch Schnurzug mit dem in der Anodenleitung der Modulationsstufe liegenden 2-kΩ-Potentiometer P_1 gekuppelt ist. Bei richtiger Verdrahtung der Massepunkte ist mit dieser Anordnung eine Schwächung der Ausgangsspannung um mehr als 5 Dekaden möglich. Auch in den KW-Bereichen gelingt eine Abschwächung von mehr als 4 Dekaden.

Der in der Gitterleitung dieser Stufe liegende Widerstand ist in seiner Bemessung etwas kritisch. Er verhindert Unstabilitäten im höheren Frequenzbereich. Auch in dieser Stufe ist die Anodenspannung sorgfältig gesiebt. Der Siebkondensator dient gleichzeitig zur HF-mäßigen Erdung der Anode. Die HF-Ausgangsspannung wurde mit 1 nF gleichstrommäßig abgetrennt. Als HF-Kabel hat sich Telos-Antennenkabel bewährt, an dessen Ende ein kleiner HF-Abschirmstecker mit Kabelschutzspirale und versilbertem Büschelkontakt befestigt ist (G. Schützinger).

Eine künstliche Antenne ist an sich nicht vorgesehen, doch kann diese durch die Reihenschaltung von 400 Ω und 200 pF, die man zwischen Ausgang und Meßobjekt schaltet, leicht gebildet werden.



	Wdg.	Abgriff	Draht	Ind.
L_1	275	15	10 x 0,05	2,25 mH
L_2	72	6	20 x 0,05	178 μH
L_3	8 1/2	1 1/2	0,8 CuL	3,4 μH
L_4	5 1/4	1 1/4	0,8 CuL	1,2 μH



MHz	1/2	3/4	5/6	7/8	9/10	11/12	13/14	15/16
0,15	•	•	•	•	•	•	•	•
0,25	•	•	•	•	•	•	•	•
0,5	•	•	•	•	•	•	•	•
1,0	•	•	•	•	•	•	•	•
2,0	•	•	•	•	•	•	•	•

Netzteil

Die Gleichrichtung erfolgt mit Hilfe eines Selengleichrichters (z. B. AEG „250 E 30“ oder „E 220 C 50“ bzw. ähnliche SAF- oder S & H-Type) in Einwegschatung. Zur Anodenstromsiebung haben sich ein Doppielektrolytkondensator 2x8 μF (Schaleco) und ein 5-kΩ-Widerstand als ausreichend erwiesen. Der Netztransformator (Engel „N 2“) hat primärseitig Anzapfungen für 110 und 125 Volt. Die beiden Netzleitungen sind durch 5-nF-Kondensatoren nach Masse hin überbrückt. HF-Spannungen können sich daher nicht über das Lichtnetz ausbreiten.

Auf eine Symmetrierung der Röhrenheizung wurde verzichtet. Die Heizwicklung ist einseitig mit Masse verbunden. Ferner wurde die Heizung der Oszillatorröhre einseitig abgeblockt (5 nF). Als Einschaltkontrolle dient ein 6,3-V-Skalenlampchen.

Aufbau Einzelheiten

Zum Aufbau des Prüfsenders verwenden wir ein speziell für die Kleinmeßgeräteserie entworfenes Gehäuse mit den Abmessungen 205x110x145 mm. An der Frontseite befindet sich links oben neben der Skala der Bereichswechsler, während rechts neben der Skala der Drehknopf für die kombinierten Ausgangspotentiometer zu sehen ist.

Die Montageplatte mit den Abmessungen 130x190 mm wird senkrecht in etwa 60 mm Abstand von der Frontplatte montiert. Die Längsseiten dieser Montageplatte sind jeweils 10 mm nach rückwärts abgebogen, so daß man leicht ein Abschirmgehäuse von 40 mm Tiefe festschrauben kann, das die rückwärtige Verdrahtung völlig abschirmt. Zwischen den beiden Potentiometern, die durch Schnurzug miteinander gekuppelt sind, befindet sich die Röhre ECC 81 (II).

Der Schnurzug läßt sich ohne größere Hilfsmittel selbst herstellen, wenn zwei passende alte Drehknöpfe benutzt werden, in die man mit Hilfe einer Dreikantfeile je eine Nut eindreht. Einer dieser Drehknöpfe wird so durchbohrt, daß er sich bequem auf die Achse des 200-Ω-Potentiometers setzen läßt.

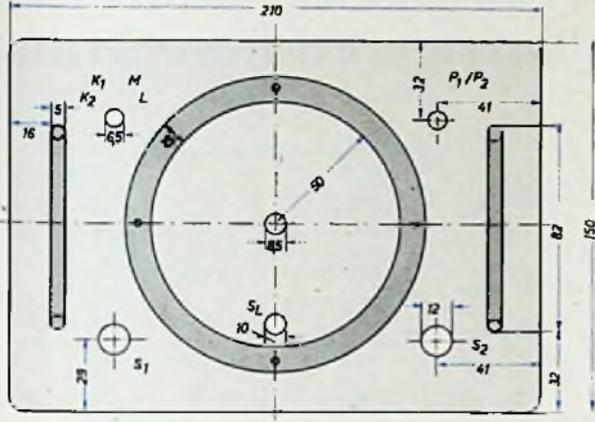
Der Drehkondensator nimmt etwa die Mitte des Chassis ein und wird mit Hilfe dreier Säulen so befestigt, daß die Achse etwa 10 mm durch die Frontplatte ragt. Rechts vom Drehkondensator sind Netztransformator und Selengleichrichter eingebaut. Während der Sicherungshalter für die Netzsicherung (0,1 A) neben dem Selengleichrichter Platz findet, läßt sich die Skalenlampenfassung direkt am Drehkondensator anordnen. Die Frontplatte erhält unten innerhalb des Skalenfeldes einen runden Ausschnitt von 10 mm Durchmesser. Als Skala hat sich

die Aufbau-Kreisskala „AS 110/180“ (H. Großmann) ohne Gradeinteilung bewährt. Die Eichung wird mit Tusche auf Transparentpapier gezeichnet und das Skalenblatt auf der Zelluloidscheibe festgeklebt. Die Zelluloidscheibe erhält den gleichen Ausschnitt wie die Frontplatte. Die Skalenbeleuchtung ist daher an der Frontseite gut sichtbar, auch wenn der Plexiglaszeiger direkt auf dem Ausschnitt stehen sollte. Links vom Drehkondensator sieht man den Tonfrequenztransformator 1:4. Darüber ist der Doppелеlektrolytkondensator $2 \times 8 \mu\text{F}$ befestigt.

Verdrahtungshinweise

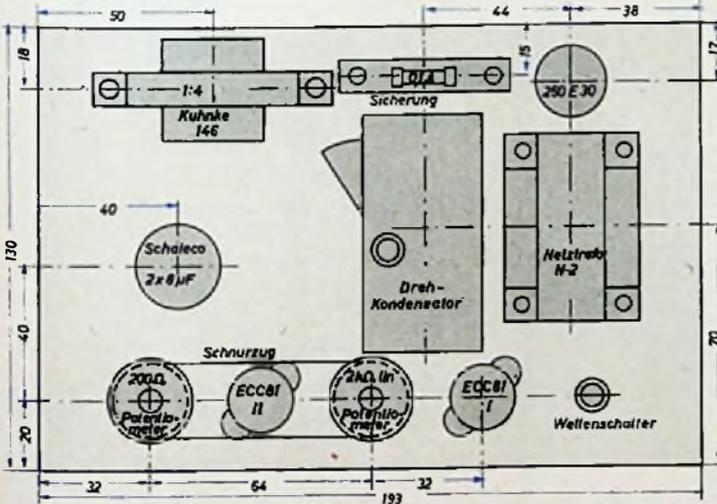
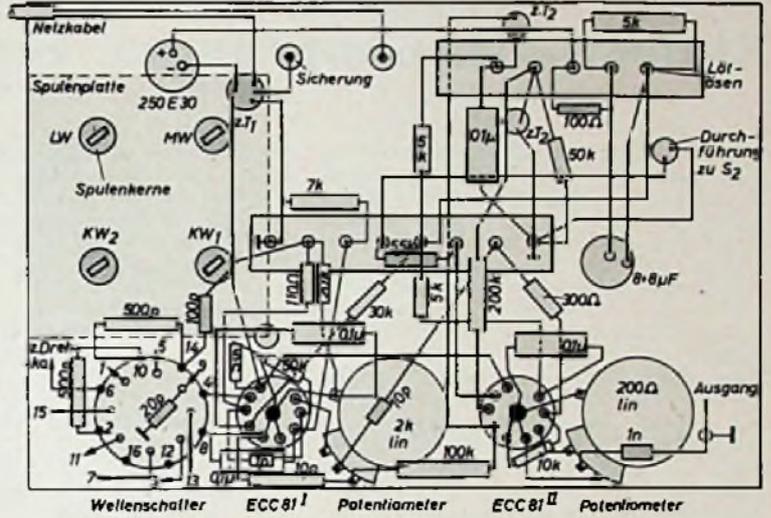
An Hand der Verdrahtungsskizze dürfte die Verdrahtung des Prüfenders keine Schwierigkeiten bereiten. Auf die richtige Verdrahtung der Massepunkte muß besonders geachtet werden. So ist die Abschirmung des HF-Ausgangskabels auf jeden Fall nur einmal, und zwar an der Massefahne des 200Ω -Potentiometers mit Masse zu verbinden. Sonst ist das HF-Ausgangskabel von Masse gut zu isolieren. Bei einer anderen Massepunktverdrahtung ist es unmöglich, die angegebenen kleinen HF-Ausgangsspannungen zu erzeugen.

wenn man den Meßsender unmoduliert auf die gewünschte Frequenz abstimmt. Auf diese Frequenz wird ein gewöhnlicher Empfänger eingestellt und dann der ebenfalls unmodulierte Prüfsender abgestimmt, bis sich beide Frequenzen decken; an den entstehenden Schwebungen ist dies sehr leicht festzustellen. Es empfiehlt sich, als Eichfrequenzen Rundfunksender heranzuziehen, die sich durch konstante Frequenzen auszeichnen; damit sind sehr genaue Eichungen möglich. Trotz der verhältnismäßig kleinen Skala kann man eine Genauigkeit von $\pm 0,5 \dots 1\%$ erreichen.

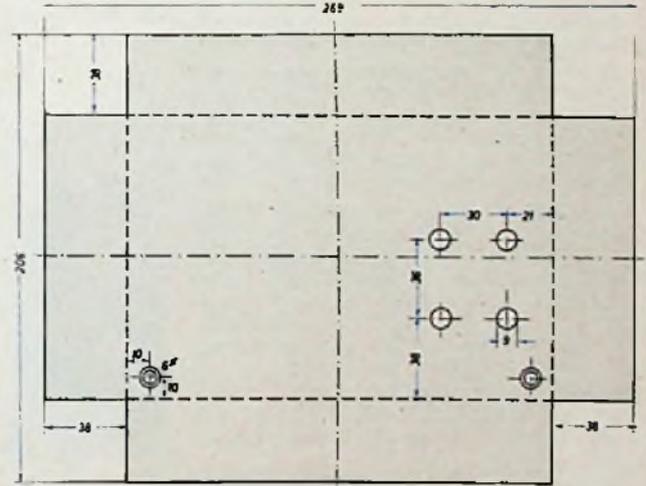


Maßskizze für die Frontplatte

Verdrahtungsskizze des Kleinprüfenders „Minichock I“



Einzelleilanordnung auf der Montageplatte (um 180° gedreht im Gehäuse vertikal eingesetzt). Maßskizze für die Abschirmkappe



Nach der Montage der Einzelteile wird zweckmäßigerweise mit der Anfertigung der Spulenplatte begonnen. Auf der Spulenplatte ist eine Abschirmwand festgeschraubt, die eine gegenseitige Beeinflussung der Spulen verhindert. Als Spulenkörper mit HF-Eisenkern wurden die Vogt-Typen „CF 21/15“ verwendet. Nachdem die Spulenkörper nach der Wickeltabelle bewickelt sind, befestigen wir die Spulenplatte mit Hilfe zweier Schrauben und einer Stützsäule auf der vertikalen Montageplatte in unmittelbarer Nähe des Wellenschalters. Auf die richtige Auswahl des geeigneten Wellenschalters muß großer Wert gelegt werden, da sonst Frequenzsprünge und Schwinglöcher unvermeidbar sind. Vorzüglich hat sich der keramische Mayr-Schalter „E 924“ bewährt.

Abgleich

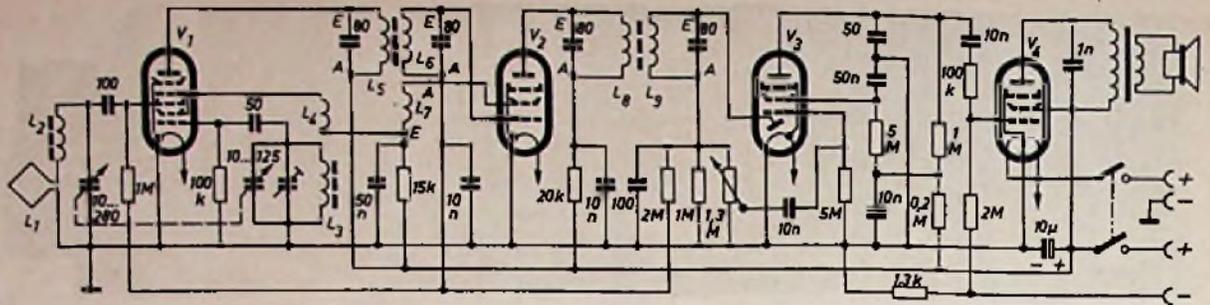
Nach Fertigstellung des Prüfenders überprüft man zunächst sämtliche Spannungen. Die im Schaltbild angegebenen Spannungswerte wurden mit dem Röhrenvoltmeter gemessen. Wichtig ist die Messung des Schwingstromes; beim Durchdrehen sämtlicher Bereiche darf der Schwingstrom nicht unter $40 \mu\text{A}$ absinken.

Ist die Überprüfung beendet, dann kann die Abschirmhaube aufgesetzt werden. Sie enthält auf der Rückseite vier Bohrungen für den Abgleich der HF-Eisenkerne. Die Spulen werden grob auf den jeweils geforderten Frequenzbereich abgestimmt. Der Abgleich beginnt mit der LW-Spule. Steht kein Meßempfänger, aber ein gut geeichter Meßsender zur Verfügung, so kann man sich behelfen,

Die Langwellenspule ist zunächst bei ganz hereingedrehtem Abstimmkondensator auf 148 kHz abzugleichen. Dann wird bei herausgedrehtem Abstimmkondensator der Paralleltrimmer (Philips-Lufttrimmer 3 ... 30 pF) auf 506 kHz eingestellt. Beide Einstellungen sind ähnlich wie beim Abgleichen von Rundfunkempfängern mehrere Male zu wiederholen, bis sich die Abgleichpunkte in jedem Falle decken. Trimmer und Spulenkerne können dann mit Wachs festgelegt werden. Die übrigen Bereiche benötigen lediglich L-Abgleich bei eingedrehtem Abstimmkondensator. Die Abgleichfrequenzen sind für $\text{MW} = 494 \text{ kHz}$, $K_1 = 5,3 \text{ MHz}$, $K_2 = 10,5 \text{ MHz}$. Beim Arbeiten mit dem Prüfender ist zweckmäßigerweise die Meßanordnung zu erden.

Abb. 1. Schaltung des Kleinstkofferempfängers

V₁: DK 91, 1R5, X17
 V₂: DF 91, 1T4, W17
 V₃: DAF 91, 1 S 5, ZD 17
 V₄: DL 92, 3 S 4, N17, 3 Q 4



A. PREISS

Kleinstkofferempfänger für Mittelwellenempfang

Seit zwei Jahren steuert die Entwicklung auf dem Gebiete des Kofferempfängerbaues auf das „Kleinstformat“ zu, wenn gleich der Interessent für das schwere Gerät auch nach wie vor zu seinem Recht kommt. Das hier besprochene Gerät gehört in die erste Gruppe und zählt wirklich zu den „Portables“. Bewußt wurde auf jeden Luxus oder Komfort mit der Absicht verzichtet, bei kleinstem Aufwand die größtmögliche Leistung zu erreichen. Der Tonqualität sind natürlich bei einem Membrandurchmesser von etwa 4,8 cm (die Schallfläche mißt nur etwa 17,8 cm²) von Hause aus Grenzen gesetzt.

Folgende drei Punkte sollten bei der Konstruktion berücksichtigt werden:

1. Kleinstmögliche Abmessungen unter besonderer Berücksichtigung der Verwendbarkeit handelsüblicher Bauelemente.
2. Gewicht des spielfertigen Gerätes möglichst unter 1500 g.
3. Kleinster elektrischer Aufwand zur Herabsetzung von Fehlerquellen und Erreichung eines vernünftigen Rentabilitäts-Leistungsverhältnisses.

Das Schaltbild Abb. 1 zeigt einen Sechskreissuper mit Rahmenantenne. Das über den Rahmen an das Gitter der Mischröhre DK 91 gelangende Signal wird durch einen Zweifach-Drehko abgestimmt und von dem mit g_1/g_2 , g_3 schwingenden Oszillator überlagert. Das Gemisch gelangt in das erste ZF-Filter, wird als 473-kHz-ZF an das Steuergitter einer DF 91 gegeben und über das Schirmgitter dieser Röhre auf den zweiten Filterkreis rückgekoppelt,

wodurch eine Entdämpfung und damit eine Verstärkungszunahme eintritt. Verstärkt verläßt die ZF die Anode und geht den üblichen Weg über das zweite Bandfilter an die Diodenstrecke einer DAF 91. Hier wird das Signal gleichgerichtet. Vom Arbeitswiderstand und über ein Potentiometer gelangt die erzeugte NF zum Steuergitter der gleichen Röhre, deren Pentodensystem die NF auf die erforderliche Größe zur Aussteuerung der Endröhre, einer DL 92, vorverstärkt. Der 50-pF-Kondensator ist als Kurzschluß für die an der Anode stehende, restliche HF vorgesehen. Die Endröhre dient schließlich zur Leistungsverstärkung. Sie wird zur Stromersparung mit einer sonst nicht üblichen höheren Vorspannung betrieben. Der Anodenstromverbrauch ist im Mittel 7 mA. Damit wird den Empfehlungen der Anodenbatterie-Fabrikanten

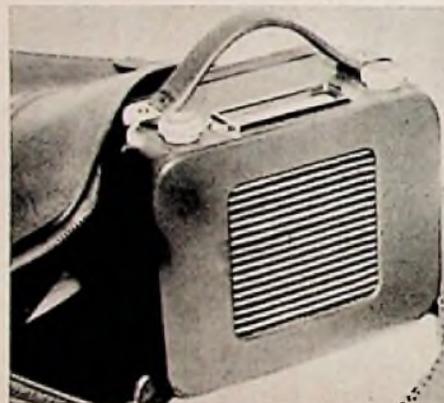


Abb. 2. Außenansicht des fertigen Kofferempfängers

Stückliste der Spezialbauteile

- Drehkondensator
 Miniatur-2fach-Lulldrehkondensator „Dr 1751“; Drehmoment < 100 cmg / tg δ < 5.10⁻¹. (Chr. Schwaiger, Nürnberg)
- Potentiometer
 1,3 MOhm „4138 Preostat 410“ oder „3151“ mit 2poligem Spezialdeckeldrehwähler (Preh, (13a) Bad Neustadt/Saale)
- Miniatur-Röhren-Fassung „4191“ (Preh, (13a) Bad Neustadt/Saale)
- Transformatorbleche für Ausgangsrafo, Schnitt DIN M 30, Megaperm, Luftspalt 0,1 (Vacuumsmelze, Hanau)
- Lautsprecher, perm.-dyn., „P 6/12/10“ (Iso-phon, Berlin-Tempelhof)
- Trockenelektrolytkondensator „Elyt 10/110“ Miniaturausführung in Röhrenform mit Drahtanschlüssen, 10 μ F/110 V = (S & H)
- Ferritscheiben und Abgleichkerne (Vogt & Co., Erlau und Berlin-Neukölln)
- Wickelkörper in Stiefelform und für ZF-Trafos (Kunststoffpresserei Billert, Berlin)
- Heizbatterie: Monozelle 1,5 V „231“ (Petrlix)
- Anodenbatterie: Mikrodynbatterie 75 V „58“ (Petrlix)
- Sämtliche Kondensatoren sind Kleinstausführungen. An Stelle der für den Selbstbau beschriebenen ZF-Trafos können auch die Miniatur-ZF-Transformatoren von Elektro Spezial, Hamburg, verwendet werden. In diesem Falle sind die Aussparungen im Chassis-Streifen entsprechend zu ändern. Bei Fortfall der Rückkopplung über L_7 geht naturgemäß die ZF-Empfindlichkeit zurück.

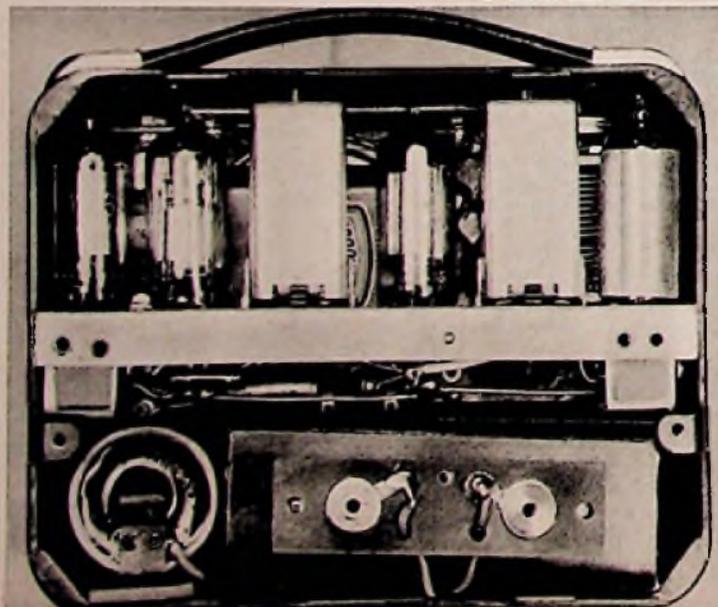


Abb. 3. Blick in den Kofferempfänger bei abgenommener Rückwand

weitgehend Rechnung getragen. Der Gewinn an Qualität bzw. Leistung durch Erhöhung des Anodenstromes steht, wie die Versuche ergaben, in keinem Verhältnis zu der dann bedeutend verkürzten Lebensdauer der Batterie. Bedingt durch die Größe der Bauelemente erhielt das Gerät die Abmessungen 118x150 mm bei einer Tiefe von 85 mm. Das Gehäuse ist also außerordentlich klein und besteht aus Pertinax, das mit Phenollack („Dede“) oder mit dem Kunstharz „Araldit“ zusammengeklebt wird. Die Kanten sind nach Abb. 6 mit einem Radius von 12,5 mm abgerundet. Die Rückwand hat einen 10 mm breiten Rand und ist zum Batterie- oder Röhrenwechsel leicht abnehmbar. Vier kleine Führungsbrettchen auf Gehäuse und Rückwand gewährleisten einwandfreie Passung. Das Gehäuse des Mustergeräts wurde außen mit grauem Chevreau-Leder überzogen. Der Traggriff ist mit einer Stahlfeder versehen, die den Griff in Ruhestellung herab-

drückt. Der Lautsprecher ist auf eine robuste Bronzegaze montiert, die als Membranschutz gegen mechanische Beschädigungen gedacht ist. Das Chassis besteht nach Abb. 4 aus einem abgewinkelten Alu-Streifen mit den Abmessungen $1 \times 38,5 \times 145$ mm. Zwei 15 mm breite Alu-Streifen verbinden das Chassis mit der Frontplatte, die das Potentiometer mit Schalter, den Lautsprecher sowie den Drehkondensator mit Feintrieb und Skala trägt. Auf dem linken Verbindungsstreifen ist der Aus-

körper abzunehmen. Im Gehäuse wird er mit dem gleichen Klebemittel befestigt. Die untere Hälfte des Rahmens ist zum Schutz gegen Beschädigung durch die Batterien möglichst mit einer Lage Ölleinen passender Größe zu überkleben. Die Abgleichinduktivität wird auf einen Stiefelkörper mit 90 Wdgn., $20 \times 0,05$ CuLS, 8 mm breit, als Kreuzwickel mit 1 Schlag gewickelt und mit Trolitullack oder „Cohesan“ imprägniert. Die Dämpfung des Eingangskreises ist bei diesem Aufbau 0,58 %.

Zur Erreichung eines guten Gleichlaufes ist der Empfangsbereich mit 520 ... 1625 kHz dem Oszillatordrehko anzupassen. Die Kapazitätsvariation für den Oszillator ist 115 pF, für den Eingangskreis 270 pF. Hieraus folgt eine benötigte Induktivität der Oszillatortspule von $164 \mu\text{H}$. Als Wicklungsträger für diese Spule dient wieder ein Stiefelkörper, auf dem der Kreuzwickel 110 Wdgn. (Litze $20 \times 0,05$ CuLS, 6 mm breit, $\frac{1}{2}$ Schlag) erhält. Darüber kommt nach Abb. 7 die Rückkopplungsspule, verschiebbar auf Papierröhrchen gewickelt, mit 50 Wdgn. 0,1 CuLS. Beide Spulen sind nach Einstellen auf optimalen Schwingstrom zu imprägnieren.

Die Zwischenfrequenzkreise lassen sich auf Körper mit 7 mm ϕ wickeln; jeder Kreis hat 385 Wdgn., $12 \times 0,05$ CuLS. Seitlich werden diese Spulen von Ferrit-scheibchen begrenzt (s. Abb. 8). Als Resonanzwiderstand wurden 308 bis 350 kOhm gemessen. Bei einem Kreis-C von 80 pF ergibt sich nach der Formel

$$d = \frac{1,59}{f \cdot C \cdot R_1}$$

für 473 kHz eine Dämpfung von 1,20 ... 1,36 %.

Es ist nicht ratsam, das C zu verkleinern, weil dies bei Röhrenwechsel stets einen Nachabgleich der Filterkreise erforderlich machen würde.

Zur Erreichung der gewünschten Durchlaßkurve sind die Kreispaae unter der Ausnutzung der kapazitiven Kopplung gegeneinander geschaltet. Der erforderliche Wert für k_{ges} ergab sich durch Verschieben der oberen Spule (im Maßstab 1:2 in Abb. 7 eingezeichnet). Die über das Schirmgitter der ZF-Verstärkerröhre wirkende Rückkopplung wird mit L_2 durch Wahl des geeigneten Abstandes so eingestellt, daß bei optimalen Verstärkungsbedingungen das kleinste Nutzsignal

Abb. 4. Maßskizze des Chassisstreifens; Material 1,0 Dural

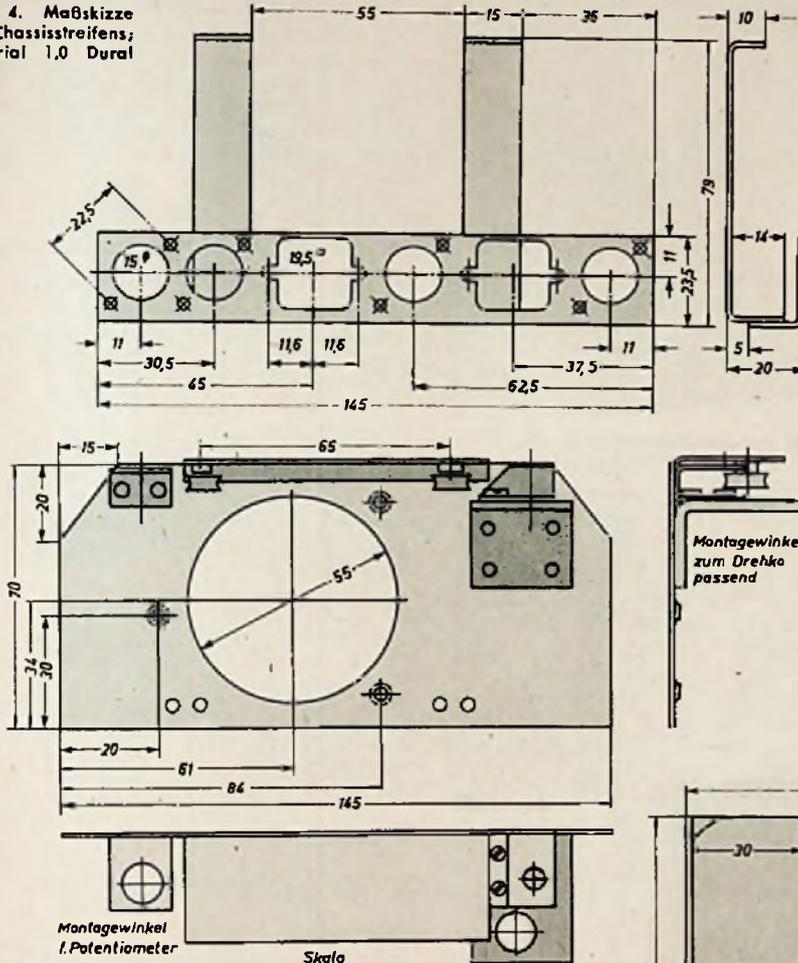


Abb. 5. Frontplatte mit angesetzter Skala und Montagewinkeln

gangstransformator montiert, mit dessen Befestigungsschrauben gleichzeitig eine Pertinaxscheibe $0,5 \times 75 \times 135$ mm gehalten wird. Diese Scheibe trennt den Chassisraum vom Batterieraum und soll verhindern, daß die Batterien in die obere Hälfte rutschen. Der Batterieraum ist recht gut ausgenutzt; ein restliches seitliches Spiel läßt sich bedarfsweise durch ein Schwammgummipolster ausschalten.

Der elektrische Aufbau

Im Eingangskreis wird, soweit es die Anfangskapazität des Drehkos erlaubt, der größere Teil der Induktivität vom Rahmen gebildet. Im Mustergerät ist $C_0 = 32$ pF, wovon 10 pF auf den Drehko und der Rest auf die Schaltkapazität des Eingangskreises einschließlich Abgleichmittel entfallen. Das L_{ges} setzt sich somit aus dem Rahmen mit $200 \mu\text{H}$ und der Abgleichspule mit $100 \mu\text{H}$ zusammen. Der Rahmen wird auf einen Papierkörper, der den Innenmaßen des Gehäuses entspricht, gewickelt und hat 24 Windungen $20 \times 0,05$ CuLS. Der gewickelte Rahmen ist mit „Cohesan“ oder „Uhu“ zu bestreichen und erst nach dem Trocknen vom Wickel-

Abb. 6. Maße der Vorderplatte und der Seitenteile des Kunststoff-Koffergehäuses

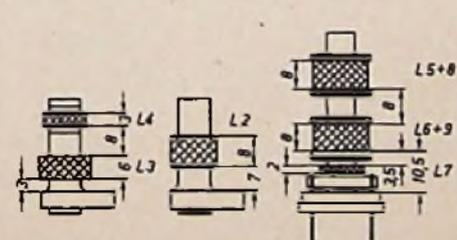
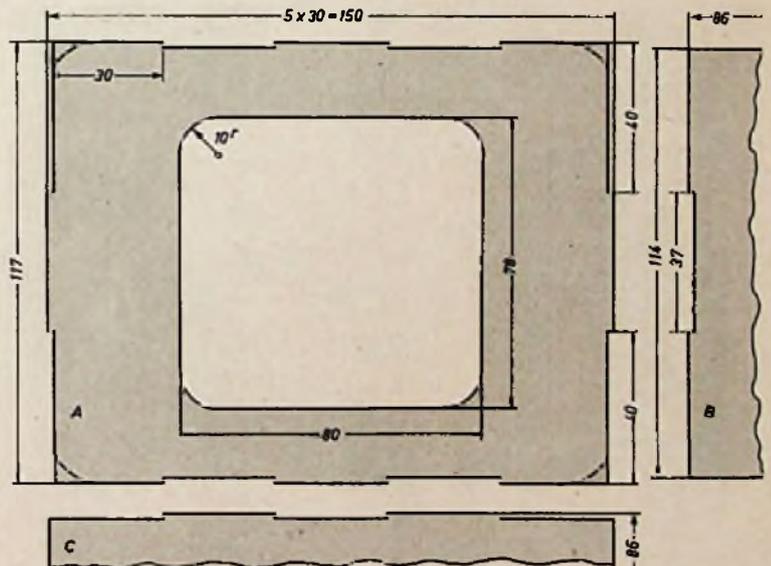


Abb. 7. Spulenaufbau; Bandfilter $L_1 \dots L_3$

nicht mehr überlagert wird (A 1). Die Einstellung ist also bei Betrieb mit voller Heiz- und Anodenbatterie und mit neuer ZF-Röhre vorzunehmen. Für den beschriebenen Filteraufbau ist die Windungszahl für $L_2 = 34$ Wdgn., 0,1 CuLS (Kreuzgewickelt) bei einem Koppelabstand von 2 mm nach L_0 .

Der Ausgangstransformator wurde unter geringfügiger Einbuße an Klirrfaktor absichtlich sehr klein gehalten. Erfahrungsgemäß machen der Ausgangstrafo und

Schluß von Seite 422

NF-Teil noch anpassungsfähiger

Nach vor einem Jahr glaubte man, mit einer NF-Bandbreite bis etwa 15 kHz das Optimum erreicht zu haben. Heute sind die Ansprüche gestiegen. Der neuzzeitliche NF-Verstärker soll bis etwa 20 kHz reichen, um dem Musikfreund bei UKW-Empfang den vollen Frequenzumfang bieten zu können. Die guten Erfahrungen mit getrennten Höhen- und Tiefenreglern veranlaßten manchen Konstrukteur, der durch Kombinations-Bandbreiten- und Klangregler an genau festgelegte Frequenzkurven gebunden war, endgültig zu getrennter kontinuierlicher Höhen- und Tiefenregelung überzugehen. In Empfängern mit hochwertigem NF-Teil wendet man vielfach drei verschiedene Gegenkopplungskanäle an: eine RC-Gegenkopplung, eine Resonanzgegenkopplung und eine Stabilisierungskopplung. Die Baüßerhebung wird so bemessen, daß sie auch bei kleinen Lautstärken sehr wirksam sein kann.

Skalenkomfort

Die Geräteindustrie bemüht sich ferner, verschiedene Unzulänglichkeiten unzuweckmäßiger Skalenkonstruktionen zu vermeiden. Eine wesentliche Schwierigkeit bestand bisher darin, daß bei den allgemein verlangten breiten Skalen auf der Drehkondensatorachse Skalenantriebsräder von außergewöhnlich großem Durchmesser verwendet werden mußten. Diese Antriebsräder riefen akustische Störschwingungen hervor, führten aber auch zu ungünstigen Gehäuseabmessungen, da sich der Lautsprecher nicht immer an der zweckmäßigsten Stelle befestigen ließ. Schon im Vorjahr wurden daher komplizierte Zahnradgetriebe eingeführt, um zu kleinen Skalenraddurchmessern zu kommen. Diese Antriebsvorrichtungen sind aber verhältnismäßig teuer. Eine sehr gelungene und in den neuen Empfängern viel benutzte Lösung des Problems ist ein organisch in dem Drehkondensator eingebautes Untersetzungsgetriebe 3:1. Das Zahnradpaar ist federverspannt und hat keinerlei toten Gang. Der gesamte Aufbau ist stabil und unempfindlich gegen Mikrofonierschaltungen; die Plattenabstände des Drehkondensators könnten weiter verringert werden. Dieser neue in AM- und AM/FM-Ausführung überlegbare Drehkondensator kommt mit verringertem Plattenabstand aus und erreicht auch in der AM/FM-Ausführung kleine Abmessungen. Man findet ihn daher nicht selten unmittelbar auf dem Chassis der UKW-Baueinheit. Die Abschirmhaube dient lediglich als Staubschutz und hat auf die UKW-Störstrahlung keinen Einfluß. Dieser neue Drehkondensatortyp vereinfacht und verbilligt den Antrieb wesentlich. Rein äußerlich fällt auf, daß die Skalen schöner, zweckmäßiger und praktischer geworden sind. Die optische Klanganzeige ist schon in der kleinen Mittelklasse zu finden. Die Anzeigefelder für Höhen- und Tiefenregler sind entweder quadratisch, reutenförmig oder so gestaltet, daß sie sich in den freien Skalenraum unauffällig einfügen. Durch das Drucktastenaggregat ist der Bereichsmelder in der früheren Art überflüssig geworden, denn die niedergedrückte Taste gibt gleichzeitig die Bereichsmarkierung an. Die Skalenfelder werden seitlich allgemein durch größere Schrift oder geschmackvolle Einrahmung gekennzeichnet.

In einigen Großsuperhets findet man neben der Eichung für UKW- und KW-Bandabstimmung ein Skalenfeld für den Ferritantennen-Drehwinkel; es ist in Graden geeicht und unterscheidet sich nicht vom UKW-Skalenfeld. Damit wird eine genauere Abstimmung der Ferritantenne möglich, vor allem, wenn sie um 360° gedreht werden kann. Bei einigen Superhets war bisher der linke oder rechte Doppelknopf nur teilweise ausgenutzt und lediglich für eine Bedienungsfunktion (z. B. Abstimmung) bestimmt. Empfänger mit nachträglicher Einbaumöglichkeit für eine Ferritantenne nutzen diese Bedienungsreserve aus und sehen den kleineren Knopf für die spätere Ferritantennenabstimmung vor. Die im Zusammenhang mit der Einführung des Stockholmer Planes am 1. Juli durchgeführte Frequenzumstellung der deutschen UKW-Sender wirkt sich auf die Skaleneichung weniger aus. Die meisten Skalen sind in MHz geeicht, ohne

Stationsnamen zu enthalten. Sofern Superhets stations- oder kanalmäßig definierte UKW-Eichungen verwenden, werden sie dem neuen Kanalschema angepaßt.

Formschöne Gehäuseausführungen

Es gibt keine Fabrik, die nicht ganz besonderen Wert auf ansprechende Gehäuse gelegt hätte. Dieses Jahr geht man etwas neue Wege und besinnt sich mehr auf einfache und geschmackvolle Bauformen. Einige Architekten wählen für die Frontseite einen anderen Farbton als z. B. für den Rahmen. Das Edelholzgehäuse beherrscht nach wie vor den Markt. Auch einige Kleinsuper haben ein (entsprechend einfach gehaltenes) Edelholzgehäuse. In den billigen Empfängerklassen ist das Preßstoffgehäuse aus wirtschaftlichen Gründen nicht zu verdrängen. Moderne Preßstoffgehäuse sind oft mit Zielrillen und Intarsien-Nachbildungen versehen. Neuerdings kommen auch Gehäusekombinationen heraus, bei denen die Frontseite aus Edelholz und der Rahmen mit Einfassung aus einem etwas dunkler gehaltenen Preßstoff besteht. Im übrigen macht sich die Tendenz bemerkbar, die meist in „Gold“ ausgeführten Metallverzierungen sparsamer anzuwenden. Gedeignete Intarsien sind bevorzugt, und man wählt vor allem die Drucktastenblenden weniger auffällig.

Bei oberflächlichem Betrachten gewinnt man den Eindruck, daß die Gehäuseformen sich weitgehend

ähneln. Bei eingehendem Studium ist jedoch zu erkennen, daß sich die einzelnen Firmen bemühen, einen eigenen Stil zu entwickeln, der natürlich dem Publikums geschmack entsprechen muß.

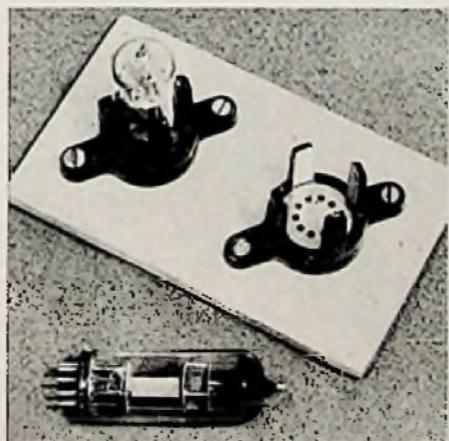
Verfeinerungen

Viel Kleinarbeit war nötig, um die bisherigen Leistungen der Empfänger durch gründliche Laboruntersuchungen, Verbesserung der Bauelemente, Ausfeilen der Schaltungstechnik usw. zu steigern. Bei einigen UKW-Baueinheiten ist es gelungen, durch Beachten der besonderen UKW-Bauweise, völlige Abschirmung, genaues Einstellen des Oszillators und sorgfältiges Symmetrieren der Schaltung auf die aus Störstrahlungsgründen bisher erforderliche HF-Vorstufe zu verzichten. Die Bandbreitenregelung wurde in einigen Empfängern so bemessen, daß die Bandbreite in Schmalbandstellung etwa 1,8 kHz und für Breitbandwiedergabe bis 6 kHz ist. Ein steiler Abfall wurde vermieden, so daß man Bandbreiten bis zu 10 kHz ausnutzen kann. In anderen Superhets ist es durch Anwendung der induktiven Abstimmung im UKW-Bereich auf einfache Weise möglich geworden, auf die bisherigen, auf Bandmitte abgestimmten Breitbandkreise zu verzichten und insgesamt drei Kreise abzustimmen. Die so erreichten zusätzlichen Empfindlichkeits- und Trennscharfwerter sind beachtlich. Diese wenigen Beispiele sollen zeigen, daß verschiedene noch offenstehende Fragen neben den Neuentwicklungen gelöst worden sind. Die gelungenen Verbesserungen tragen gleichfalls dazu bei, den Kunden von der Qualität des deutschen Rundfunkempfängers zu überzeugen.

Neuheiten

Richtlehrenplatte für Stiftröhren

In Werkstätten erweisen sich Richtlehren für Stiftröhren als zweckmäßig. Von der Firma Karl Lumberg, Schalksmühle, werden eine 7polige Richtlehre für Miniatur- bzw. Pico-7-Röhren und eine 9polige Richtlehre für Noval- bzw. Pico-9-Röhren hergestellt. Für die Verwendung in der Werkstatt hat sich die Montage auf einer stabilen Hartholzplatte (Abmessungen 120 x 70 mm) bewährt.



Die Richtlehren sind so ausgeführt, daß sich die Röhren durch Zentrierstutzen, die dem Durchmesser des Glaskolbens angepaßt sind, leicht und sicher in die Richtfassungen einschieben lassen. Röhren mit verbogenen Stiften werden vorsichtig in die Fassungen der Richtlehren eingedrückt. Nach dem Herausziehen der Röhren sind die Stifte wieder ausgerichtet.

Sirufer 1 S

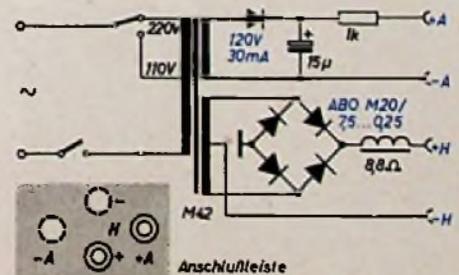
Als Sondermaterial aus Siruler (Siemens-Rundfunk-Ferrum) stellt S & H jetzt „Sirufer 1 S“ her. Dieses Hochfrequenzblech mit hoher Permeabilität und Güte ist leicht verformbar. Listenmäßig werden Schraubkerne aus „Sirufer 1 S“ für ein breites Frequenzgebiet angeboten, und zwar in verschiedenen Abmessungen mit Gewinden zwischen M 4 x 0,5 ... M 7 x 1. Als Richtwerte sind genannt:

Anfangspermeabilität $\mu_A = 12$; günstigstes Frequenzgebiet = 0,1 ... 2 MHz; relativer Verlustfaktor $\text{tg } \delta/\mu_A = 0,05 \dots 0,5 \text{ ‰}_{100}$ (bei 10 MHz ist der relative Verlustfaktor etwa 2 ‰₁₀₀, so daß Sirufer-1-S-Schraubkerne auch mit Erfolg für UKW-FM-Bandfilter verwendet werden können); Betriebstemperaturbereich = -40° C ... +120° C; relativer Temperaturbeiwert (im Mittel zwischen 20° C und 50° C) $\frac{\Delta \mu_A}{\mu_A \Delta T} = -5 \cdot 10^{-4} \text{ ‰}^\circ \text{C}$.

Wechselstrom-Netzteil für Braun-Koffersuper

Eine wertvolle Ergänzung des für Batteriebetrieb eingerichteten Braun-Koffersuper ist der jetzt erschienene Wechselstrom-Netzteil „NAG 53“. Er liefert die für den Betrieb der Batterieröhren erforderliche Heiz- und Anodenspannung. Der primärseitig für 110/220 V umschaltbare Netztransformator hat zwei sekundärseitige Windungen. Für die Gleichrichtung der Anoden- und Heizspannung sind Selengleichrichter vorgesehen. Die Siebkette des Anodenspannungsgleichrichters besteht aus einem 15-µF-Elektrolytkondensator und dem 1-kΩ-Widerstand. In der Heizleitung ist lediglich eine Heizdrossel angeordnet. Auf die sonst üblichen Siebglieder konnte verzichtet werden, da die im Koffersuper vorhandene Heizbatterie gepuffert wird und daher bei Netzbetrieb nicht entfernt werden darf.

Der Wechselstrom-Netzteil ist in einem kleinen Metallgehäuse von der Größe der bei Netzbetrieb herauszunehmenden Anodenbatterie untergebracht. Die Anschlüsse sind zu einer Druckknopfleiste zusammengelötet, so daß man den Netzteil an Stelle der Anodenbatterie leicht einschieben und anschließen kann.



Schaltung des Wechselstrom-Netzteils

Von Sendern und Frequenzen

Sendernetz des Südwestfunks

In der Zeit seines Bestehens seit dem Jahre 1946 bis Juli 1953 konnte der Südwestfunk insgesamt 34 Rundfunksender in Betrieb nehmen. Gegenwärtig wird das MW-Programm über zehn MW-Sender, sechs UKW-Sender und einen KW-Sender übertragen. Das UKW-Programm strahlen 15 weitere UKW-Sender aus.

Die Freigabe des Bereichs 94...100 MHz ermöglicht es, die UKW-Sender der Nordzone für die Ausstrahlung eines Doppelprogramms auszubauen und die Rundfunkversorgung zu verbessern. Bis zum Herbst d. J. werden die UKW-Sender der Südzone ausgebaut werden. Für den Fernseh Rundfunk sind seit 31. Mai der Fernsehsender Weinbiet sowie der Fernseh-umsetzer Merkur bei Baden-Baden, der jetzt auf Kanal 6 arbeitet, in Betrieb.

Vorläufige Regelung für neue Fernsehsender-Frequenzen

Die Fernsehsender werden während der Umstellung auf die Stockholmer Frequenzen bis auf weiteres auf den folgenden Frequenzen strahlen:

Sender	Frequenzen	Kanal
Berlin (NWDR)	181...188 MHz	6
Hamburg	181...188	6
Hannover	195...202	8
Köln ¹⁾	202...209	9
Langenberg	188...195	7
Feldberg/Taunus (Hess. Rundfunk)	195...202	8
Weinbiet (Südwestfunk)	209...216	10

¹⁾ Die Umstellung des NWDR-Fernsehsenders Köln erfolgt aus technischen Gründen erst im Laufe des Monats Juli.

Neue Frequenz im Europa-KW-Dienst des NWDR

Da sich durch den Europa-Kurzwellendienst des NWDR Störungen des Seefunks ergeben haben, mußte die Sendefrequenz geändert werden. An Stelle der bisher benutzten Frequenz 6270 kHz (47,81 m) wird der europäische KW-Dienst des NWDR seit einiger Zeit auf 5980 kHz (50,17 m) ausgestrahlt.

UKW-Planung und -Wellenverteilung

Die ab 1. Juli gültige UKW-Wellenverteilung (s. FUNK-TECHNIK, Bd. 8 [1953], H. 13, S. 410) nach dem inzwischen auch von Deutschland ratifizierten Stockholmer Abkommen sichert störungsfreien UKW-Ortsempfang. Die Grundforderung nach ausreichender Nahversorgung bringt es mit sich, daß bei dem geplanten weiteren Ausbau des Sendernetzes mit einem Rückgang des UKW-Fernempfangs gerechnet werden muß. Grundsätzlich ist davon auszugehen, beim UKW-Empfang in erster Linie die nahe gelegenen Sender (Ortssender) klar und ohne Störung hörbar zu machen. Beim weiteren Ausbau besteht die Möglichkeit, die UKW-Sender künftig zwei, in gewissen Fällen sogar drei Programme ausstrahlen zu lassen. Die Rundfunkanstalten sind bemüht, diesen Ausbau auf mehrere Programme je nach wirtschaftlichen Möglichkeiten durchzuführen.

Richtfest beim Hessischen Rundfunk

Auf dem Gelände des Funkhauses am Dornbusch beging der Hessische Rundfunk am 19. Juni das Richtfest für seinen neuen großen Sendesaal. Mit der Fertigstellung des Neubaus, der nach Vollendung Platz für etwa 1200 Zuschauer bieten wird, ist im Frühjahr 1954 zu rechnen.

Fernsehsendungen aus Düsseldorf

Wie NWDR-Fernseh-Intendant Dr. Werner Pleister bekanntgab, wird die Parole des Fernsehfunks für das Programm der Düsseldorfer Großen Deutschen Rundfunk-, Phono- und Fernsehausstellung lauten: „Das Fernsehen gehört dem Publikum — Das Publikum soll auch dem Fernsehen gehören.“ Der Fernsehfunke wird dabei z. Z. der Funkausstellung alle Möglichkeiten wahrnehmen, um aus Düsseldorf hochwertige Veranstaltungen zu übertragen, an denen das Publikum teilnehmen kann. Mittelpunkt des Fernsehfunks auf dem Ausstellungsgelände wird der laufende Studiobetrieb sein. Das Publikum hat die Möglichkeit, in der Sendung „Wer will, der kann...“ selbst mitzuwirken und Talentproben zu bieten, über die die Zuschauer selbst entscheiden sollen. Im Rahmen der großen Fernseh-Abendsendungen werden u. a. ein Abendfest im Bernarther Schloß, ein Bunter Abend mit Schallplattenkünstlern, ein Programm aus dem holländischen Nationalzirkus „Mikkenie“ und ein Box- und Turnwettkampf übertragen. Eine Reihe anderer Veranstaltungen (z. B. eine Kraftfahrzeug-Sternfahrt, ein Motorbootrennen auf dem Rhein) ist außerdem für das Tagesprogramm vorgesehen. Das Fernsehen wird auf der Düsseldorfer Ausstellung einen Hauptanziehungspunkt bilden.

Schaltungs- und Werkstattswinke

Testoszillator für UKW- und Fernsehantennen

Richtantennen für UKW- und Fernsehempfang verlangen eine sorgfältige Einstellung des gegenseitigen Abstandes der Antennenelemente und u. U. eine genaue Anpassung des Zuleitungskabels an den Dipol, wenn optimale Empfangsleistungen erreicht werden sollen. Die erforderliche Abgleichung erfolgt am zweckmäßigsten mit Hilfe eines kleinen Testoszillators und eines Feldstärkemessgerätes, wie es z. B. in FUNK-TECHNIK, Bd. 8 [1953], H. 12, S. 377, beschrieben worden ist.

Wie das Schaltbild Abb. 1 zeigt, genügt für den Testoszillator die einfache Dreipunkt-Schaltung mit der EC 92. Der Oszillator arbeitet mit kapazitiver Spannungsteilung durch die inneren Röhrenkapazitäten. Der Frequenzbereich ist durch die jeweils benutzte Spule gegeben. Im Mustergerät hat die Spule L_1 eine Windung, während die Schwingkreisspule L_2 zwei Windungen aufweist (Spulendurchmesser 6 mm, 1 mm CuL, Wicklungslänge von L_2 etwa 4 mm). Mit Hilfe des Abstimmtrimmers T_1 (2...12 pF) kann der Frequenzbereich der Fernsehkanäle 5...11 bestrichen werden (etwa 160...230 MHz). Der Gesamtanodenstrom ist etwa 5 mA. Die Ankopplungsspule L_1 soll lose gekoppelt sein, damit die Schwingungen nicht abreißen.

Der Testoszillator ist auf einem Kleinchassis mit den Abmessungen 120x70x40 mm aufgebaut. Neben der EC 92 befindet sich der Heiztransformator H_1 (Engel) mit dem Doppel-elektrolytkondensator 2x8 μ F (Scholeco) und dem

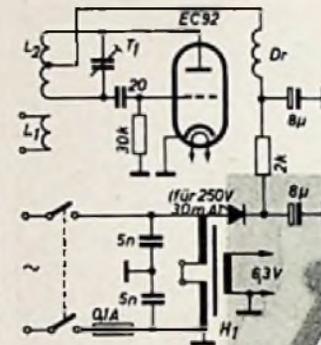


Abb. 1. Schaltung des Testoszillators

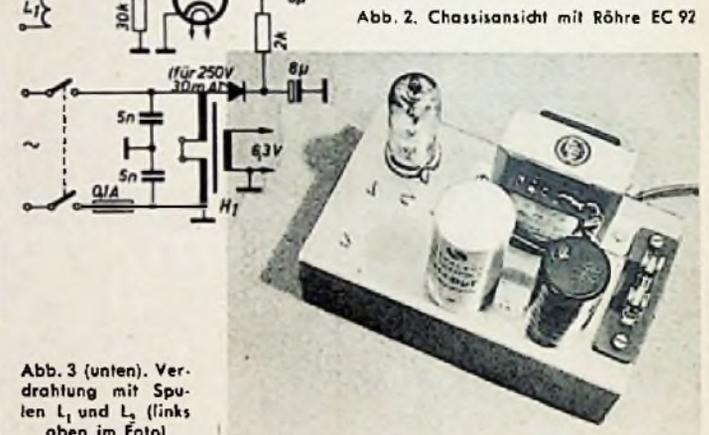
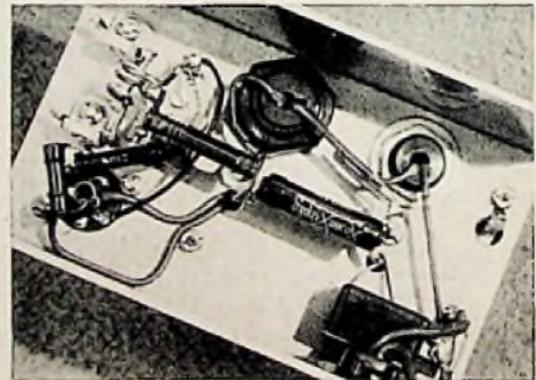


Abb. 2. Chassisansicht mit Röhre EC 92

Abb. 3 (unten). Verdrahtung mit Spulen L_1 und L_2 (links oben im Foto)



Selengleichrichter (250 V, 30 mA). Schwingkreis L_2 , T_1 und die HF-Verdrahtung sind aus Abschirmungs- und Stabilitätsgründen unterhalb der Montageplatte angeordnet. Die HF-Drossel D_r besteht aus 40 Windungen (0,35 CuL), die auf einen 1-k Ω -Widerstand, 0,5 Watt, aperiodisch gewickelt werden. Die ersten fünf Windungen sind mit etwa je 1 mm gegenseitigem Abstand, der Rest Windung an Windung aufgetragen. Die Spule L_1 ist direkt an die Anschlußablässe des Lufttrimmers T_1 festgelötet und die Ankopplungsspule L_1 an zwei kleinen keramischen Stützwinkelein (W. Zimmermann) so befestigt, daß gleichzeitig der Kopplungsabstand zu L_2 eingestellt wird. Zwei weitere keramische Stützwinkelein dienen für die Montage der HF-Drossel D_r und des 2-k Ω -Siebwiderstandes im Netzteil.

Nach dem Abgleichen des Testoszillators auf die interessierende Frequenz wird das Chassis in einem allseitig geschlossenen Gehäuse untergebracht. An der Gehäusefrontseite kann eine Betriebskontrolle (z. B. Skalenlampe, Glimmlampe) befestigt werden. Wenn die Betriebsfrequenz häufiger geändert werden soll, empfiehlt es sich, den Lufttrimmer T_1 durch einen UKW-Drehkondensator (z. B. NSF „270/1“, 1x12 pF) zu ersetzen. In diesem Fall müßte das Chassis im Gehäuse vertikal angeordnet und die Drehkondensatorachse durch die Montageplatte zur Frontseite geführt werden.

Beim Abgleichen z. B. einer Fernsehantenne für Kanal acht verfährt man folgendermaßen: Man justiert zunächst den Oszillator sorgfältig auf die gewünschte Kanalfrequenz (Bildfrequenz) ein, schaltet die Fernsehantenne an L_1 an und stimmt genau auf Resonanz nach. In diesem Fall steigen Anoden- und Gitterstrom des Oszillators an. Das Feldstärkemessgerät wird in einiger Entfernung von der Antenne aufgestellt (z. B. 3 ... 5 m). Man verschiebt die einzelnen Antennenstäbe (z. B. Reflektor, Direktoren), bis am Instrument des Feldstärkemessers maximaler Ausschlag angezeigt wird. Die so auf Strahlungsmaximum abgeglichene Antenne hat ebenfalls maximale Empfangsleistung.



ZEITSCHRIFTENDIENST

Ein neuer Modulator für Mikrowellen

Aus in jüngster Zeit durchgeführten Entwicklungsarbeiten des amerikanischen „National Bureau of Standards“ ist eine Vorrichtung entstanden, die eine regelbare und auf elektronischem Wege trägheitslos steuerbare Dämpfung von Mikrowellen gestattet. Da dieser Modulator nach einem neuartigen Prinzip arbeitet und zahlreiche Anwendungsmöglichkeiten verspricht, verdient seine Beschreibung („Radio-Electronic Engineering“, April 1953) Interesse. Führt man in den Hohlraum einer Koaxialleitung oder eines Hohlleiters einen Hochfrequenzenergie verzehrenden Körper, etwa einen oberflächlich metallisierten oder grafitierten Isolator, ein, so werden die durch den Leiter wandernden Mikrowellen geschwächt. Den Grad der Schwächung kann man dadurch verändern, daß man den Körper durch einen Schlitz des Leiters mehr oder weniger tief in dessen Hohlraum einschiebt und damit den von ihm abgedeckten Querschnitt des Leiters variiert. Die Steuerung der Schwächung kann also nur auf mechanischem Wege durch Bewegung des energieverzehrenden Körpers erfolgen.

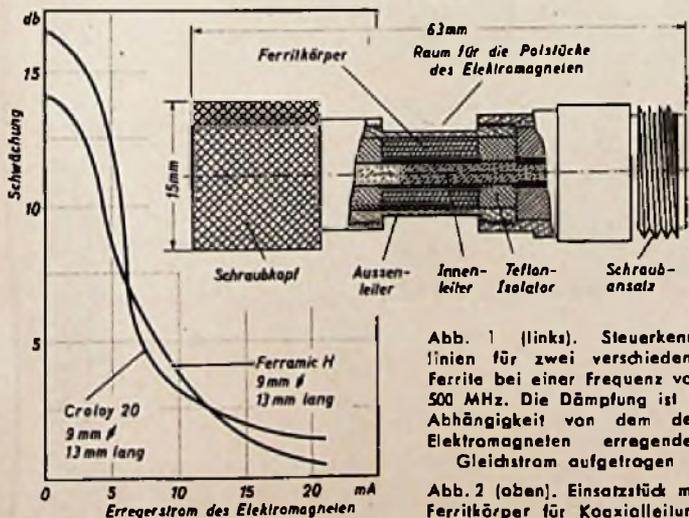
Nun kann man aber als Hochfrequenzenergie verzehrenden Körper auch ein aus Metalloxyden bestehendes Ferrit nehmen und damit den Hohlraum des Hohlleiters oder des Koaxialkabels auf einer kurzen Länge ausfüllen. Die auf diese Weise erreichte Dämpfung der Mikrowellen ist erheblich und hängt außer von dem Ferritmaterial, der Frequenz und anderen Faktoren noch von der Länge des Ferritkörpers ab.

Bringt man den im Mikrowellenleiter angeordneten Ferritkörper in ein transversales Magnetfeld, so ergibt sich ein sehr eigenartiger Effekt: Die dämpfende Wirkung des Ferrits nimmt ab. Die Abnahme ist um so größer, je stärker man das Magnetfeld macht. Erzeugt man das Magnetfeld durch einen kleinen Elektromagneten, so kann man also die dämpfende Wirkung nur durch Veränderung des den Magneten erregenden Stromes steuern. Dabei ergeben sich Steuerkurven nach Abb. 1, die in einem bestimmten Falle für zwei verschiedene Ferrite, „Ferramic H“ und „Croy 20“, erhalten wurden. Während die Dämpfung ohne äußeres Magnetfeld 14 bzw. 16,5 db war, sank sie bei genügend starker Erregung des Magneten bis auf nahezu 0 bzw. 2 db ab. Der Minimalwert der Dämpfung ist erreicht, sobald das Ferrit magnetisch gesättigt ist.

Für die meisten Ferrite sind die Steuerkurven frequenzabhängig; die Dämpfung nimmt im allgemeinen mit der Frequenz der Mikrowellen zu. Praktisch lassen sich auf die geschilderte Weise Mikrowellen mit Frequenzen von 10 bis 10 000 MHz einwandfrei steuern. Die Steuerung ist trägheitsfrei und gelingt schon jetzt erfolgreich mit Frequenzen von 0 bis 10 000 Hz, indem man den Elektromagneten mit einem Wechselstrom der entsprechenden Frequenz speist. Die neue Vorrichtung gestattet damit die Amplitudenmodulation von Mikrowellen mit Tonfrequenzen.

In der technischen Ausführung besteht der neue Modulator aus einem etwa 6 cm langen Stück eines Hohlleiters oder einer Koaxialleitung, das den Ferritkörper enthält und in die eigentliche Mikrowellenleitung durch Einschrauben in zwei entsprechende Endstücke der Leitungsabschnitte eingeschaltet wird. In Abb. 2 ist ein solches Modulator-Zwischenstück mit dem Ferrit für eine Koaxialleitung dargestellt.

Der etwa 12 mm lange ringförmige Ferritkörper füllt den gesamten freien Querschnitt zwischen Innen- und Außenleiter aus. In die Einschnürung der Außenwand des Außenleiters unmittelbar um den Ferritkörper kommen die



klein wie
eine nuss
und
kerngesund



C. LORENZ AKTIENGESELLSCHAFT
STUTTGART

Beständig
BEI
WÄRME,
KÄLTE,
FEUCHTIGKEIT.

HYDRAPLASTIC
KONDENSATOREN

Ein
neuzzeitliches,
raumsparendes
Bauelement
für
Radio und Fernsehen

Temperaturbereich:
-20° C ... +90° C

HYDRAWERK

HYDRAWERK AKTIENGESELLSCHAFT · BERLIN N 20

Steinlein Magnetische Spannungs-Gleichhalter arbeiten mit Eisen-Untersättigung!

Daher geringe Erwärmung und Streuung. Geringer Frequenzeinfluß und Kurvenverformung. Lange Lebensdauer und Brummfreiheit. Große Genauigkeit und Konstanz.

Typen: 10 - 25 - 40 - 65 - 125 - 175 - 250 - 500
750 - 1000 - 1500 - 2000 - 3000 - 5000 Watt.

Sonderanfertigung für jeden Spezialzweck!

Steinlein-
Regler und Verstärker · Düsseldorf · Erkrather Str. 120

FORDERN SIE INFORMATIONSBLÄTTER AN!

6-36 polige
Hirschmann
MEHRFACHVERBINDUNGEN

RICHARD HIRSCHMANN
RADIOTECHNISCHES WERK
ESSLINGEN AM NECKAR

beiden Polstücke des Elektromagneten, der ein zur Längsachse des Leiters senkrecht stehendes Feld erzeugt. In dem entsprechend dem Leiterdurchmesser etwa 10 mm langen Luftspalt zwischen den beiden Polstücken herrscht ein Magnetfeld von etwa 2000 Gauß, wenn der Elektromagnet mit einem Gleichstrom von 25 mA erregt wird.

Wenn der neue magnetische Schwächer als Mikrowellen-Modulator benutzt werden soll, wird die Modulation als Modulationsstrom dem Elektromagneten zugeleitet. Man muß dann durch einen Gleichstrom eine Vormagnetisierung hervorrufen, damit man in den linearen Teil der Steuerkennlinien (Abb. 1) gelangt. Die Steuersteilheit ist hier am größten und ist etwa 4 db je 1 mA Steuerstrom.

Auch als Regelvorrichtung zur Steuerung der Ausgangsleistung von Dezimeter-Generatoren hat sich die Vorrichtung bereits bewährt. Bei Leistungen bis zu 10 W wurde zwar eine Erwärmung des Ferritkörpers auf über 105° C beobachtet, jedoch hatte diese Erwärmung keinen nennenswerten Einfluß auf die Steuerkennlinie. Auch läßt sich damit die Ausgangsleistung des Generators stabilisieren; man entnimmt dazu eine geringe HF-Energie der Mikrowellenleitung, richtet sie gleich, verstärkt und vergleicht sie mit einer festen Bezugsspannung und zieht sie dann schließlich zur Erregung des Elektromagneten heran.

Als weitere Möglichkeit für die Anwendung des magnetischen Dämpfers sei noch der Mikrowellenschalter genannt. Da der Ferriteinsatz in der Leitung ohne äußeres Magnetfeld die Mikrowellen praktisch sperrt, bei magnetischer Sättigung jedoch nahezu verlustlos durchläßt, kann durch Ein- und Ausschalten eines den Elektromagneten erregenden Gleichstromes genügender Stärke die Leitung für die Mikrowellen geöffnet und geschlossen werden.

Ein „Lügendetektor“

Hinter dem geheimnisvoll klingenden Ausdruck „Lügendetektor“ verbirgt sich lediglich ein empfindliches Meßgerät, mit dem man Änderungen elektrischer Eigenschaften des menschlichen Körpers feststellen kann. Da die physiologischen Vorgänge des Körpers durch seelische Zustände, Erregungen und Stimmungen beeinflußt werden, bleiben dadurch naturgemäß auch die auf elektrischem Wege meßbaren Werte nicht unbeeinträchtigt. Hierzu gehört der elektrische Widerstand der Haut, der schon bei Gemütsbewegungen, die dem Betreffenden selbst kaum bewußt werden, Schwankungen unterworfen ist, die mit empfindlichen Geräten deutlich festgestellt werden können.

Die Widerstandsänderung der Haut nutzt auch der hier erläuterte „Lügendetektor“ aus; er besteht aus zwei auf die Haut der Versuchsperson zu legenden Elektroden (Abb. 1) und aus einer empfindlichen Meßbrücke (Abb. 2),



Abb. 1. Die beiden Elektroden bestehen aus je einer Drahtschleife, die um die Hand oder das Handgelenk gelegt werden (a); zur Erhöhung der Empfindlichkeit kann die eine Elektrode aus zwei parallelgeschalteten Schleifen gebildet sein, zwischen denen die andere Elektrode liegt (b)

die die Schwankungen des Hautwiderstandes zwischen den Elektroden anzeigt. Die Empfindlichkeit des leicht nachzubauenden „Lügendetektors“, der der Zeitschrift „Radio & Television News“, Juni 1953, Seite 56 ff., entnommen wurde, ist so groß, daß das an den Ausgang geschaltete Anzeigelinstrument auch bei verhältnismäßig schwachen Erregungen der Versuchsperson, wie sie auch mit einer vorsätzlichen Lüge verbunden sind, heftig ausschlägt.

Jede der beiden Elektroden hat die Form einer geschlossenen Schleife (Abb. 1a) aus blankem Draht; die Elektroden werden nebeneinander um die Hand oder das Handgelenk gelegt. Die Handfläche gibt die größte Empfindlichkeit, doch können sich Bewegungen der Hand störend bemerkbar machen; wenn das der Fall ist, muß man die Gegend oberhalb des Handgelenkes für die Elektroden nehmen. Sollte die Empfindlichkeit nicht ausreichen, dann verwendet man drei Drahtschleifen nebeneinander und schaltet die beiden äußeren Schleifen parallel (Abb. 1b). Die Schleifen werden mit Leukoplast auf die Haut geklebt oder durch eine darüber gewickelte Bandage festgehalten.

Der Hautwiderstand zwischen den beiden Elektroden liegt in einem Zweig der Widerstandsbrücke, die den Eingang des eigentlichen Meßgerätes bildet (Abb. 2). Aus Gründen der Stabilität wird die Brücke von einer kleinen 15-V-Batterie gespeist; da deren Belastung nur 0,06 mA ist, hat die Batterie eine lange Lebensdauer.

Auf die Brücke folgt ein zweistufiger Gegentaktverstärker, dessen beide Stufen galvanisch gekoppelt sind. Die Brücke liefert eine positive Vorspannung an die Steuergitter der beiden Röhren in der ersten Stufe, die aber durch den sehr großen, beiden Röhren gemeinsamen Katodenwiderstand R_1 kompensiert wird. Wenn die Brücke infolge einer Änderung des Hautwiderstandes aus dem Gleichgewicht kommt, so gibt sie kein symmetrisches Signal in den Gegentaktverstärker. Das Verlassen des Gleichgewichts hat zunächst nur eine Änderung der Gitterspannung von V_2 zur Folge. Die dadurch verursachte Zu- oder Abnahme des Anodenstromes von V_2 ruft aber über den gemeinsamen Katodenwiderstand R_1 in der bekannten Weise eine gleich große und entgegengesetzte Änderung in V_1 hervor, so daß eine Gegentaktverstärkung entsteht.

Die Schirmgitter von V_1 und V_2 erhalten ihre Spannung über einen gemeinsamen Widerstand R_2 , der die Schirmgitterspannung konstant hält, weil der Schirmgitterstrom in der einen Röhre abnimmt, während er in der anderen

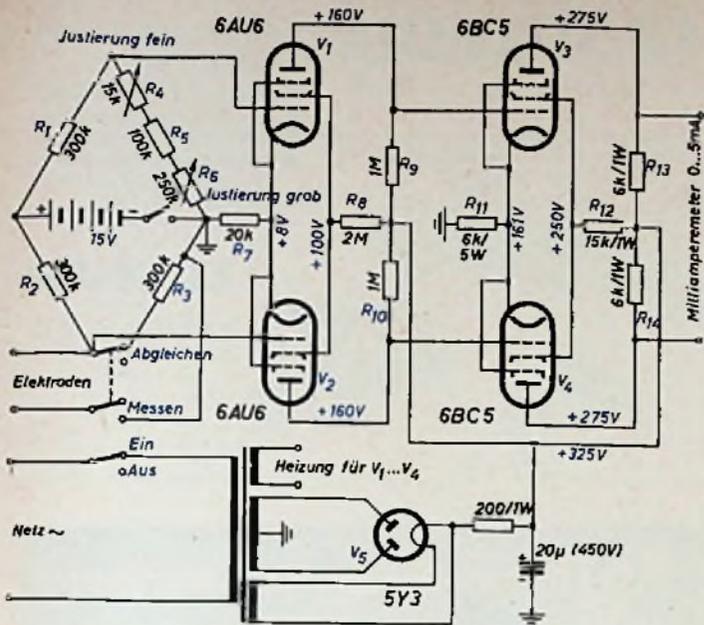


Abb. 2. Das Meßgerät, der „Lügendetektor“, ist eine Widerstandsbrücke mit einem im Gegentakt arbeitenden zweistufigen Gleichstromverstärker

anstiegt. Diese Maßnahme macht Überbrückungskondensatoren überflüssig und ist bis zur Frequenz „Null“ herunter wirksam.

Die Steuergitter von V_3 und V_4 liegen um mehr als +100 Volt über „Erde“; durch R_{11} werden die Katoden von V_3 und V_4 so hoch gelegt, daß eine effektive negative Gittervorspannung entsteht. V_3 und V_4 bilden mit den Anodenwiderständen R_{13} und R_{14} eine Brücke, so daß am Ausgang keine Spannung auftritt, wenn Meßbrücke und Gegentaktverstärker in der Nullstellung abgeglichen sind. Als Anzeigenelement ist ein Milliampereometer mit einem Vollausschlag von 5 mA geeignet. Wenn eine noch höhere Empfindlichkeit erwünscht ist, kann man ein Instrument mit einem Bereich von 0,1 mA oder gar ein Spiegelgalvanometer (über Schutzwiderstand von 100 kOhm anschließen!) an den Ausgang des Gerätes legen.

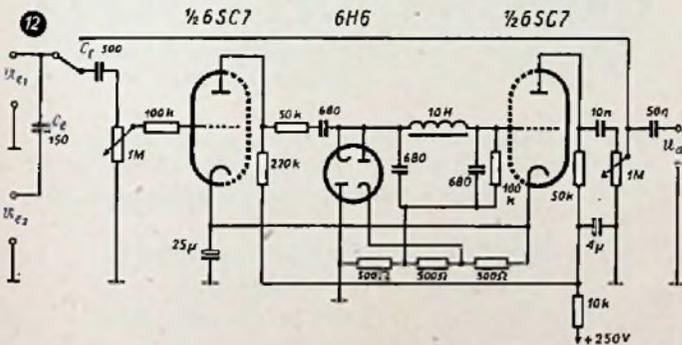


BRIEFKASTEN

E. Rommeiß, B.

In der Abb. 12 auf Seite 372 des Heftes 12 [1953] der FUNK-TECHNIK befindet sich meines Erachtens ein Zeichenteiler.

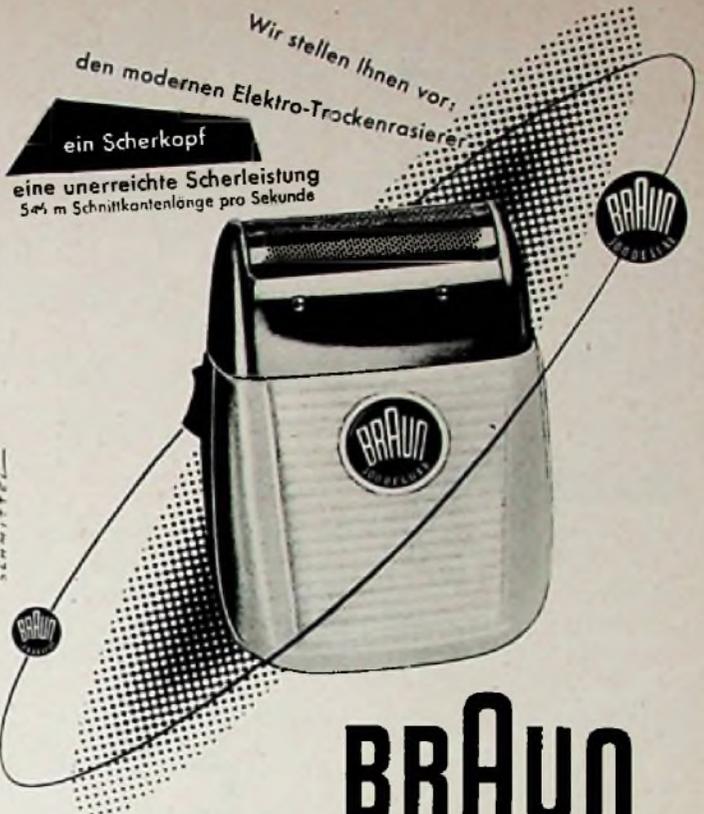
Sie haben recht. Die Gitteranschlüsse beider Hälften der 6SC7 sind irrtümlich nach rechts weitergeführt. Die Gitter sind jedoch tatsächlich nur linksseitig anzuschließen. Die untenstehende Zeichnung ist entsprechend korrigiert.



Aufnahmen vom FT-Labor: Schwahn (2). Zeichnungen vom FT-Labor nach Angaben der Verfasser: Beumelburg (10), Kortus (11), Ullrich (15), Trester (20). Seiten 447 und 448 ohne redaktionellen Inhalt.

Verlag: VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH, Berlin-Borsigwalde (Westsektor), Eichborndamm 141-167. Telefon: Sammelnummer 49 23 31 Telegammanschrift: Funktechnik Berlin. Chefredakteur: Curt Rint; Berlin-Charlottenburg. Chefkorrespondent: Werner W. Dieffenbach, Kempten/Allgäu. Telefon 2025, Postfach 22. Verantwortlich für den Anzeigenteil: Carl Werner, Berlin. Nach dem Pressegesetz in Österreich verantwortlich: Dr. W. Rob. Innsbruck, Falmerayerstr. 5. Postscheckkonten FUNK-TECHNIK: Berlin, PSchA Berlin West Nr. 2493; Frankfurt/Main, PSchA Frankfurt/Main Nr. 254 74; Stuttgart, PSchA Stuttgart Nr. 227 40. Bestellungen beim Verlag, bei den Postlämfern 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 Lesezirkel aufgenommen werden. Druck: Druckhaus Tempelhof, Berlin.

Gutschein für eine kostenlose Auskunft FUNK-TECHNIK Nr. 14/1953



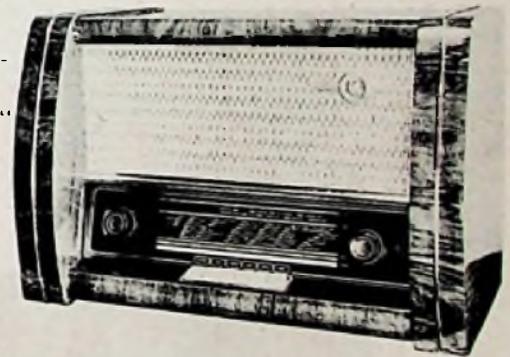
BRAUN

300 DE LUXE

in elegantem Lederetui DM 68 —

BRAUN COMMERCIAL G.M.B.H. FRANKFURT AM MAIN

Lembeck-
Drucktasten-
super
Olympia „T“



Das Lembeck-Programm:

- Lembeck-Sesselsuper
- Lembeck-Atlantis
- Lembeck-Phono-Schatulle
- Lembeck-Europa-Export
- Lembeck-Olympia „T“
- Lembeck-Kamerad

Wer Lembeck hört — auf Lembeck schwört!

Lembeck-Radio-Werke
Braunschweig

0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
---	---	---	---	---	---	---	---	---	---

Kennzeichnung von Trockengleichrichtern

Für Rundfunkzwecke stellen z.B. AEG, SAF und S & H Selen-Gleichrichter her, und zwar die AEG in geschlossener, röhrenartiger Form, SAF in offener Bauart und S & H als geschlossene Flachgleichrichter. Übersichten der listenmäßigen Trockengleichrichter für Rundfunkzwecke dieser Firmen folgen in der FT-KARTEI auf gesonderten Karten.

Wichtig für die Kennzeichnung der Gleichrichter ist besonders die Schaltungsart des Gleichrichters (s. FT-KARTEI 1953, Nr. 142/2), die Anschlußspannung in V (zulässige effektive Wechselspannung in V), die Belastungsart (Widerstandsbelastung, Gegenspannung auf Batterie, Kondensatorbelastung) und der Nennstrom des Gleichrichters bei der angegebenen Belastungsart.

Beispiele

1. E 220 C 90 (diese Bezeichnungsart gilt z. Z. für AEG- und S & H-Gleichrichter)
E = Gleichrichter für Einwegschaltung, 220 = 220 V zulässige effektive Wechselspannung, C = Kondensatorbelastung, 90 = 90 mA Nennstrom
2. C 250 C 120 B (gilt für SAF-Gleichrichter)
C = Plattenausführung (C = 36 V Sperrspannung), 250 = 250 V zulässige effektive Wechselspannung, C = Kondensatorbelastung, 120 = 120 mA Nennstrom, B = Brückenschaltung.

Nach DIN-Entwurf 41782 sind die Leistungskennzeichnungen von Trockengleichrichtern in ähnlicher Art vorgesehen.

FT-KARTEI 1953 H. 14 Nr. 141/2

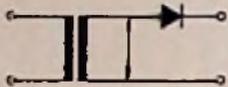
0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
---	---	---	---	---	---	---	---	---	---

Schaltungsarten von Trockengleichrichtern

Die hauptsächlichsten Schaltungsarten für Trockengleichrichter am Einphasennetz sind die Einwegschaltung, die Mittelpunktschaltung, die Brückenschaltung (Graetzschaltung) und die Verdopplerschaltung.

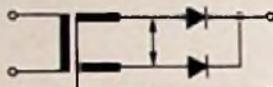
Einwegschaltung (E)

Plattenzahl der Grundschaltung: 1



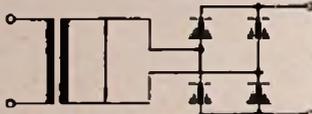
Mittelpunktschaltung (M)

Plattenzahl der Grundschaltung: 2



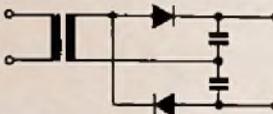
Brückenschaltung (B)

Plattenzahl der Grundschaltung: 4



Verdopplerschaltung (V)

Plattenzahl der Grundschaltung: 2



FT-KARTEI 1953 H. 14 Nr. 142/2

0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
---	---	---	---	---	---	---	---	---	---

Siemens-Trockengleichrichter. 1. Flachgleichrichter

Type SSF	Zulässige eff. Wechsel- spannung V	Gleich- strom mA	Schaltung	Maße in mm			Ge- wicht g
				Höhe	Breite	Dicke	
E 125 C 60	125	60	Einweg	27	18	10	12
E 125 C 120	125	120	Einweg	48	35	5	34
E 125 C 150	125	150	Einweg	48	35	5	34
E 125 C 180	125	180	Einweg	88	38	5	45
V 125 C 75	125	75	Verdoppler	36	35	5	34
V 125 C 90	125	90	Verdoppler	88	38	5	45
B 125 C 150	125	150	Brücken	46	35	8	49
B 125 C 160	125	160	Brücken	98	38	5	45
B 125 C 225	125	225	Brücken	98	38	5	45
E 220 C 90	220	90	Einweg	48	35	8	48
E 250 C 75	250	75	Einweg	40	35	8	48
E 220 C 100	220	100	Einweg	88	38	5	45
E 250 C 90	250	90	Einweg	88	38	5	45
B 220 C 80	220	80	Brücken	48	35	12	47
B 250 C 85	250	85	Brücken	48	35	12	47
H 220 C 120	220	120	Brücken	88	38	8	48
H 250 C 110	250	110	Brücken	88	38	8	48

FT-KARTEI 1953 H. 14 Nr. 143/2

Bedeutung der Typenbezeichnung s. FT-KARTEI 1953, H. 14, Nr. 141/2

Die angegebenen Belastungswerte für Flachgleichrichter gelten bei flachem Einbau auf dem Gerätechassis und 35° C Umgebungstemperatur.

2. Stabgleichrichter für hohe Spannungen und geringe Ströme (bei Nennströmen bis 1 mA für Anschlußspannungen bis 6000 V und bei Nennströmen bis 4 mA für Anschlußspannungen bis 3000 V) tragen Typenbezeichnungen mit dem Vorsatz SST; Beispiel: SST E 1000 C 2.

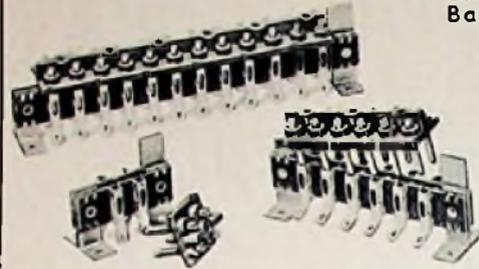
3. Offene Gleichrichtersäulen für vielfältige Verwendungszwecke haben außer der Leistungskennzeichnung nach DIN-Entwurf 41782 noch eine Typenbezeichnung mit den Vorsatzbuchstaben „Ea“; sie sind in den verschiedenen Schaltungen z. B. für maximale Dauerströme zwischen 0,2 und 75 A vorgesehen. Farbige Kennzeichnung der Anschlüsse von Gleichrichtersäulen: gelb = Wechselstromanschlüsse, rot = positive Gleichstromanschlüsse, blau = negative Gleichstromanschlüsse.

FT-Kartei 1953, H. 14, Nr. 143/2 (Rückseite)

STECKERLEISTEN

NEUPRODUKTION

Keine alte Lagerware. Verlangen Sie kostenlos NORM-Blatt für Ihr Konstruktionsbüro



DPa. EINMALIGE VORZÜGE:

- jede gewünschte Polzahl
- verdrehungssicher
- vielfältige Montage
- konkurrenzlose Preise durch zweckmäßige Bauart

LIGNUM
GMBH

Berlin-Schöneberg
Geneststraße 5-6

ferner preisgünstigst:

- Kontaktfedersätze
- strapazierfeste Relais

PEIKER-Zubehör für Diktiergeräte



H. PEIKER BAD HOMBURG V.D.H.

HANDBUCH DES RUNDUNK- UND FERNSEH- GROSSHANDELS 1953/54

Herausgegeben vom Verband Deutscher Rundfunk- und Fernseh-Fachgroßhändler (VDR) E. V.

Das Handbuch erscheint in Katalogform Ende Juli d. J. und enthält auf etwa 250 Seiten Abbildungen und technische Daten der zum Neuheitentermin 1953 herausgekommenen

Rundfunk- und Fernsehempfänger
Auto- und Batteriegeräte
Musiktruhen · Verstärker · Lautsprecher
UKW-Antennen

Batterien für Koffergeräte · Röhren
sowie in einem Anhang zusammengefaßt alle
Rundfunkempfänger der Zwischensaison 1952/53

Preis DM 3,—

Bei Bestellung bitten wir um gleichzeitige Überweisung von DM 3,— je Katalog auf unser Postscheckkonto Berlin West Nr. 7664 oder um Übersendung des Betrages im Briefumschlag.

Sonderangebot bei größeren Bestellungen.

VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH
Abt. FUNK-TECHNIK, Berlin-Borsigwalde (Westsektor)

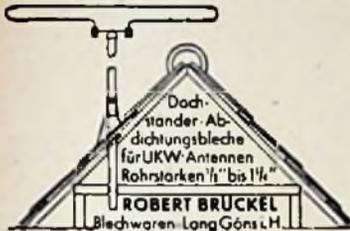
Es kosten heute

Bei Abnahme von mindestens 100 Stück pro Type oder DM 1000,— Rechnungsauftrag:

1C6 = 2,20, 1G6 = 2,40, 2B7 = 2,60, 2C26 = 2,80, 6B8M = 4,—, 6C5G = 1,20, 6C5M = 1,70, 6K7M = 2,20, 6RV = 1,—, 6SG7 = 3,—, 6SH7 = 2,90, 12AH7 = 3,40, 12J5 = 1,30, 12SN7 = 1,90, 38 = 1,50, 371B = 13,50, 1625 = 2,—, 1629 = 2,50, 2051 = 3,80, CA = 1,30, 12P35 = 1,80, 5TV150/250 = 5,—.

— Bei Großabnahme Sonderrabatt. —

BEIER & KRÜGER KG.
NEUSTADT/WEINSTR., HALTWEG 25



Kaufgesuche

Chiffreanzeigen

Adressierung wie folgt: Chiffre . . . FUNK-TECHNIK, Berlin-Borsigwalde, Eichborndamm 141-167

Röhrenposten, Materialposten, Kassan-ankauf, Alterradio, Bln. SW11, Europahaus

Röhren kauft ffd. Radiohaus Perkuhn, Bln. N 65, Gerichtstr. 8, a. S-Bhf. Humboldtthain

1 AEG - Magnetophonband AW 2, auch reparaturbedürftig, gegen sofortige Barzahlung zu kaufen gesucht. Angebote erbeten unter F. Z. 7046

Achtung! Achtung!
Drehpul.-Instr. Melrowall P 40, 46x46 a, Ri = 1 000 Ω **150 μA**
bestens geeignet für Grid-Dip-Meter u. Wellenmesser (Schaltplan u. Einzelteile) solange Vorrat **DM 12,—**
RADIO-TAUBMANN
Nürnberg · vord. Sternng. 11
Der Bastlerladen seit 25 Jahren

Einmalige Gelegenheit!
Rollkondensatoren-Sortiment, insges. 200 Stck., von 100 pf sortiert bis 0,5 mF, nur DM 4,20.
Widerstände, Sortiment 100 Stck., 0,25 oder 0,5 W, sortiert DM 2,20;
Hartpapier-Elkos, 8 mf 350/385 V NSF, DM 0,45;
Alu-Elkos, 2x50 mf 250/275 V Dominit, DM 1,60;
Alu-Elkos, 500 mf 12/15 V Dominit, DM 1,—;
Moris-Bandfilter, 2-Kreis-Spulenatz KML mit Wellenschalter auf Keramikgrundplatte, DM 2,80;
Moris-6-Kreis-Super-spulenatz KML mit Wellenschalter auf Keramikgrundplatte, DM 3,85, Bandfilter dazu DM 1,—;
Größte Auswahl in kommerziellen Teilen
Radio-Check, Nürnberg, Harldorfer Pl. 14

KONTAKT-METALL 99
Silberleitung für Kleinsteräte
Die raumsparende Silberleitung für den Bau von Kleinsteräten aller Art, fertige, Modellen u. a.
8 gr. Probefläsche mit Spezialpinzel und genauer Bedienungsanleitung 2,75
- PROSPEKT KOSTENLOS -
HANS W. STIER · BERLIN SW 29
Hasenheide 119 Postschack: 399 37

Tonfolien
Melaion
Me-tali-La-ck-Fo-ile
Ihr Schallaufnahmen der Industrie, Tonstudios, Radiosendungen und Amateure
WILLY KUNZEL · Tonfolienfabrik
Berlin-Steglitz, Heesestraße 12

UKW-Einbausuper DM 45,—
passend für alle Geräte 8-Kreuzer Schaub UZ 52/4 mit Röhren ECH 42, EF 42, EF 43, EB 41 Radiodetektor und Garantiekarte. Nachnahmeverz. durch
RADIOGROSSHANDEL WAGNER
PLETTENBERG 2/WESTF.



Röhren
ALLER ART
IN BEKANNTER QUALITÄT UND PREISWÜRDIGKEIT
RSD
RÖHRENSPEZIALDIENST
GERMAR WEISS
IMPORT-EXPORT
FRANKFURT AM MAIN
TELEFON: 33844
TELEGR.: RÖHRENWEISS

Suchen

IMPEDANZMESSGERÄT

3—5000 Ohm im Bereich von 30—300 Mhz, Meßanschluß 60 Ohm asym. 60 und 240 Ohm sym.
Meßleitung mit selektivem Meßkopf, Z = 60 Ohm, 40—350 Mhz.
Leistungsmeßsender 40—350 Mhz, Ausgang ca. 3 V, 60 Ohm asym.
C- und L-Meßgerät 0,01 μH — 1 H und 0 — 500 pF ± 1%.

Erlangebote erbeten unter F. T. 7040

Stellenanzeigen

Radiofabrik im Schwarzwald sucht für sofort einige ledige

Rundfunkmechaniker

möglichst mit Industrieerfahrung.

Erlangebote erbeten unter F. B. 7048

Pächter oder Betriebsstelhhaber für erstes Rundfunkspezialgeschäft (75 000,— DM Jahresumsatz) in Kreisstadt Unterfrankens gesucht. Elektromeister und gute Fachkenntnisse in der Rundfunk- u. Fernseh-technik sind Grundbedingung. Unverheiratete Bewerber im Alter von 25 bis 40 Jahren werden bevorzugt. Unterbringunsmöglichkeit vorhanden. Angebote mit Referenzen und Lichtbild erbelen unter F. V. 7042

Elektro- und Rundfunkmechan.-Meister mit eigenem Wagen und Geräten, z. Z. in fester, ungekündigter Stellung, wünscht sich zu verändern. Alter 30 J., gewissenhaft und sympathisch. Mit eigenen Konstruktionen und großen Erfahrungen im Fachgebiet UKW und Fernsehen. Gewünscht wird führende Stellung in Industrie oder Handel, auch pachtweise Übernahme eines Fachgeschäftes mögl. Angebote erbeten unter F. C. 7049

Erfahrener Elektro-Meister, 45 Jahre alt, in ungekündigter Stellung, in einem größeren Textil-Betrieb tätig, sucht sich zu verändern. Übernahme eines Elektro-Geschäftes in Kauf oder Pacht wird bevorzugt. Angehote erbeten unt. F. A. 7047

Verkäufe

Röhren-Flacker schickt Ihnen sofort kostenlos die neueste Röhren- und Material-Preisliste. Berlin-Neukölln, Silbersteinstraße 15, Ruf 62 12 12. Sie kaufen dort sehr günstig!

Verkaufe Kapavl und Postlavi Thomson (Hartmann & Braun), beide einwandfrei, Angebote mit Preis an H. Stratemeyer, Mainz-Gonsenheim

Induktiv.-Messr 0,1—10 000 μH, Type 220/48-FTE, fabrikkneu, 700 DM, Röhrenvoltmeter R. & S. UTKT 230,— DM, Schwebungsummer 0—600—3000—100 000 Hz. R. & S. STI, 850,— DM, Wilke, Berlin-Wilmersdorf, Helmstedter Str. 15

Alurohr 10 mm Durchm.
gebogen, für Dipolselbstbau, UKW-Ant.-Material.
Liste anfordern!
Radio-Otto (22b) Zweibrücken

DR. REINHARD KREZTMANN

INDUSTRIELLE ELEKTRONIK

DIN A 5 · 232 Seiten · 234 Abbildungen
In Ganzleinen gebunden Preis DM 12,50

Eine gründliche, leicht verständliche Einführung in dieses neue hochfrequenztechnische Sondergebiet mit zahlreichen Bauanleitungen. Aus dem Inhalt: Elektronische Geräte für industrielle Zwecke · Elektronische Relais · Elektronische Zählschaltungen · Elektronische Zeitgeberschaltungen · Gleichrichterschaltungen für industrielle Zwecke · Elektronische Beleuchtungsregelung · Regeleinrichtungen für Drehzahlen und Temperaturen · Elektronische Schweißzeitbegrenzung · Elektronische Motorsteuerung · Hochfrequente induktive Erhitzung von Metallen · Hochfrequente kapazitive Erwärmung von dielektrischen Werkstoffen · Die Röhren und ihre Grundsaltungen.

Zu beziehen durch Buchhandlungen, andernfalls durch

VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH
Berlin-Borsigwalde (Westsektor)

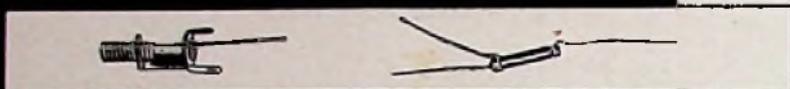


PHILIPS KERAMIK



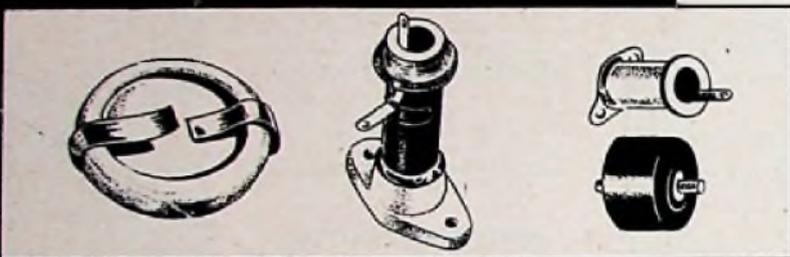
WEISSE KERAMIK KLEINKONDENSATOREN

Rohrkondensatoren, Scheiben-Kondensatoren, Durchführungs-Rohrkondensatoren mit Gewindehülse, Scheiben-Durchführungs-kondensatoren



TRIMMER

Drahttrimmer, Rohrtrimmer



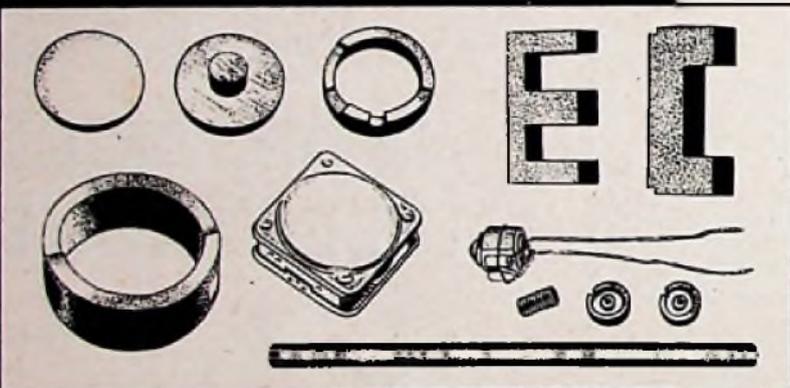
LEISTUNGSKONDENSATOREN

Tonnenkondensatoren, Wulstrohrkondensatoren, Topfkondensatoren, Plattenkondensatoren



SONDERKERAMIK

Durchführungen und Stützer



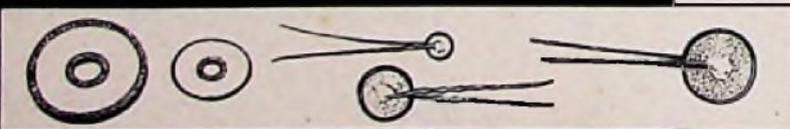
SCHWARZE KERAMIK

FERROXCUBE

Ferroxcube Rohr- und Stiffterne, Ferroxcube Gewindekerne, Antennenstäbe aus Ferroxcube, Ferroxcube Topfkerne, Ferroxcube E-Kerne, Ferroxcube U-Kerne, Ferroxcube Joch-Ringe



NTC-WIDERSTÄNDE



VDR-WIDERSTÄNDE

ELEKTRO SPEZIAL

G · M · B · H

HAUPTGRUPPE KERAMIK

HAMBURG 1 · MÖNCKEBERGSTR. 7