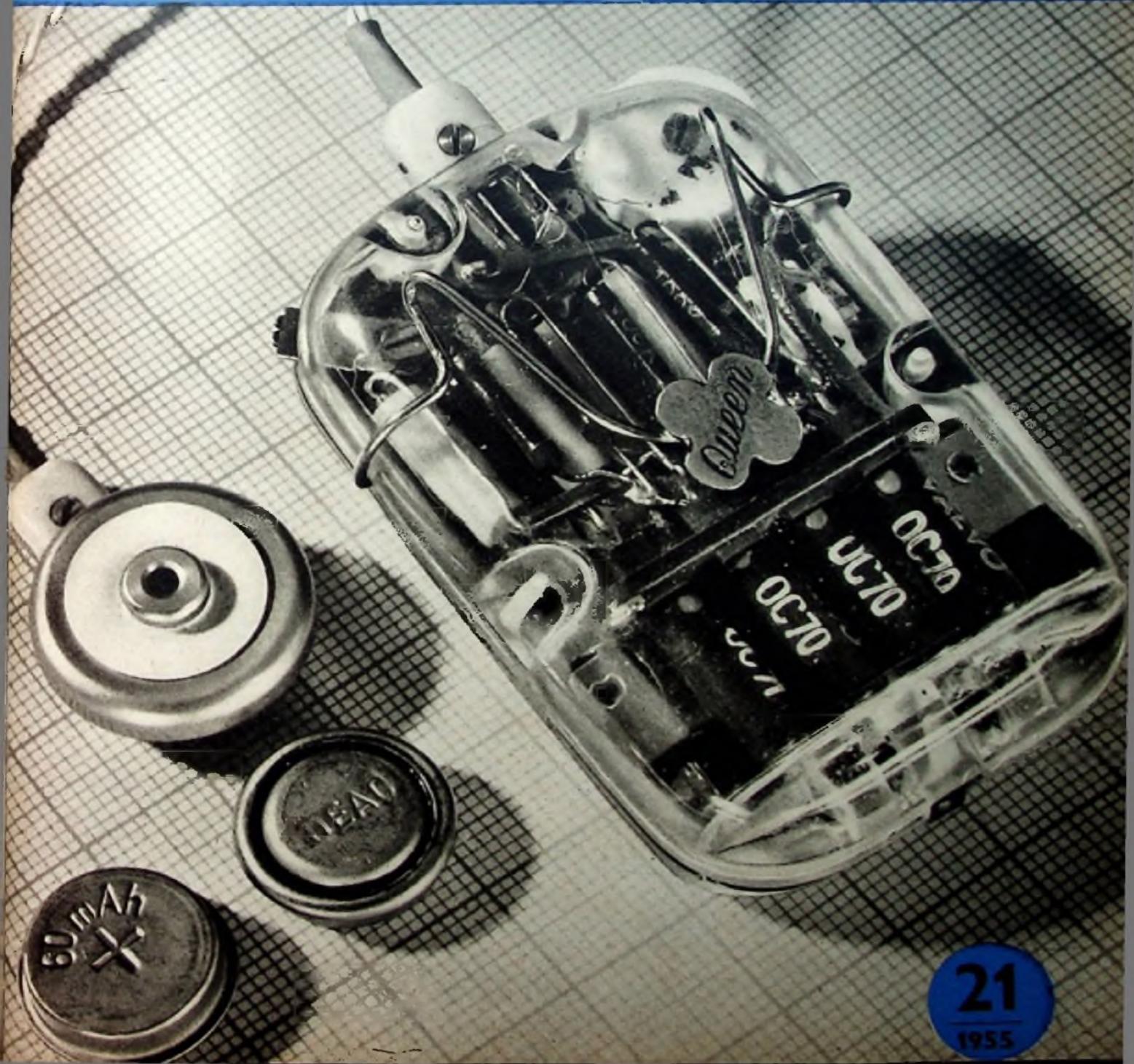


FUNK- TECHNIK

Fernsehen
Elektronik



**SIEMENS
RADIO**



SIEMENS-RUNDFUNKGERÄTE

*Reiner Klang-
Reine Freude*
DURCH RAUMTON



SIEMENS-FERNSEHGERÄTE

Kontrastreicher
DURCH SELEKTIVFILTER

SIEMENS & HALSKE AKTIENGESELLSCHAFT

AUS DEM INHALT

1. NOVEMBERHEFT 1955

Probleme der Funkentstörung zwischen 30 MHz und 300 MHz	603
Neue Halbleiter-Bauelemente	604
Neue Geräteschaltungen mit Transistoren	608
FT-Kurznachrichten	610
Vergleich der Transistor- u. Röhrenkennlinien, Schluß	611
Erfahrungen mit Abschirmbechern	613
Klein-Meßgeräteserie »Minitest« FM-Prüfsender »MINICHECK II«	615
Elektronisches Relais	617
Kurzwellen-Amateure und Funkausstellung	618
Funksicherheitsverordnung; Bestimmungen über die Gruppeneinteilung und die Besetzung der deutschen Seefunkstellen	619
Universal-Röhrenvoltmeter	620
Der »Fern-Dirigent«	621
Schaltungstechnische Anordnung von Klangregel- gliedern	622
Von Sendern und Frequenzen	624
Silizium-Fotoelemente	624
Unsere Leser berichten	
Detektor-Empfänger mit Transistorverstärker	626
Glühlampen-Blitzgerät	626
Aus Zeitschriften und Büchern	
Ein Wellensieb zur Messung von Harmonischen	627
FT-Briefkasten	630

Unser Titelbild: Ansicht eines Demonstrationsmodells im Plexiglas-Gehäuse des 42 g schweren, mit Transistoren bestückten Schwerhörigengerätes „Queen“ der Deutschen Akustik-Gesellschaft Aufnahme: FT-Schwahn

Aufnahmen vom FT-Labor: Schwahn (6); Zeichnungen vom FT-Labor (Bartsch, Beumelburg, Karius, Ullrich) nach Angaben der Verfasser. Seiten 623, 625, 628, 631 und 632 ohne redaktionellen Teil

Verlag: VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH, Berlin-Borsigwalde, Eichborndamm 141-147, Telefon: Sammelnummer 492331, Telegrammanschrift: Funktechnik Berlin, Chefredakteur: Wilhelm Roth, Berlin-Frohnau; Stellvertreter: Albert Janicke, Berlin-Spandau; Chefkorrespondent: W. Diefenbach, Berlin und Kempten/Allgäu, Telefon 6402, Postfach 229, Anzeigenleitung: W. Bartsch, Berlin. Nach dem Pressegesetz in Österreich verantwortlich: Dr. W. Rab, Wien XIII, Trauttmansdorffg. 3a, Postcheckkonto FUNK-TECHNIK, Berlin, PSchA Berlin West Nr. 2493. Bestellungen beim Verlag, bei der Post und beim Buch- und Zeitschriftenhandel. FUNK-TECHNIK erscheint zweimal monatlich. Nachdruck von Beiträgen nicht gestattet. Die FUNK-TECHNIK darf nicht in Leserkalendern aufgenommen werden. Druck: Druckhaus Tempelhof, Berlin.



Chefredakteur: WILHELM ROTH
Chefkorrespondent: WERNER W. DIEFENBACH

FUNK-TECHNIK

Fernsehen Elektronik

H. J. KUNZKE, Funkentstörlabor der NSF

Probleme der Funkentstörung zwischen 30 MHz und 300 MHz

Oberhalb von 30 MHz treten für die Funkentstörung Probleme auf, die bei Frequenzen darunter so geringen Einfluß haben, daß sie nicht besonders berücksichtigt werden müssen. Es handelt sich u. a. darum, daß im fraglichen Gebiet erstens Funkdienste mit sehr verschiedenen Sendeverfahren arbeiten und zweitens eine Entstörung von ungewollten HF-Erzeugern (wie z. B. Motoren, Kontakten usw.) nicht nur durch Beschaltung erreicht werden kann. Versucht man, sich einen Überblick über diese Fragen zu verschaffen, dann können leicht Zweifel auftauchen, ob es überhaupt möglich sein wird, Entstörungsmaßnahmen zu finden, die den Anforderungen aller in diesem Bereich vertretenen Funkdienste genügen. Sinnvollerweise muß die Entstörung so ausgelegt werden, daß das einwandfreie Arbeiten dieser Dienste gewährleistet ist. Gerade in diesem Bereich sind sehr viele Funkverbindungen mit besonderer Bedeutung für die öffentliche Sicherheit in Betrieb.

Gemäß der vorgeschriebenen Frequenzverteilung arbeiten im Gebiet zwischen 30 und 300 MHz feste Funkdienste, bewegliche Funkdienste, Eisenbahn-Funkdienste, UKW-Rundfunkdienste, Fernsehen, Polizei-Funk, Flugfunk, beweglicher Flugfunk, Wettersonden usw. Diese Dienste benutzen fast alle z. Z. bekannten Modulationsverfahren. Es werden sowohl AM, FM als auch PM verwendet. Durch diese Verschiedenheit der Modulation sind naturgemäß die Anforderungen an das zu übertragende, nicht gestörte Band bei den einzelnen Funkdiensten sehr verschieden. Die Bandbreiten liegen zwischen wenigen 100 Hz für Einkanal-Telegrafdienste bis zu 6 MHz beim Fernsehen.

Jede Störung eines Funkdienstes kann nun theoretisch so aufgefaßt werden, als ob der auf der Funkstrecke übermittelten Nutzinformation durch die Störung eine Fremdinformation überlagert wird. Diese überlagerte Fremdinformation führt zur Verstümmelung oder Verdeckung der Nutzinformation. Die Störung wird also um so schwerwiegender sein, je größer der Energieinhalt der überlagerten Fremdinformation ist. Störung von AM-Diensten: Stellt man eine Energiebilanz für den AM-Empfang auf, dann zeigt sich, daß jede Störung, die mit ausreichender Feldstärke am Empfänger auftritt, den Nutzempfang verfälscht. Je nach Form der Störung wird sich die Störung in verschiedener Weise am Wiedergabeorgan des Empfängers auswirken, d. h. entweder als Dauerstörung oder Impulsstörung. Die Störwirkung läßt sich jedoch in ausreichender Weise durch die Feldstärke der Empfangsfrequenz innerhalb der zu empfangenden Bandbreite definieren. Zur Erfassung und Definition der Störwirkung bei AM-Diensten genügt also eine Bestimmung der Störfeldstärke.

Störung von FM-Diensten: Bei allen Funkdiensten mit Phasen- oder Frequenzmodulation (d. h. Diensten, die nach F0 bis F9 arbeiten) ist eine Bestimmung der Feldstärke nicht ausreichend. Falls die Störfrequenz konstant (d. h. ohne Hub) abgestrahlt wird, kann am Diskriminator des Empfängers keine NF-Spannung auftreten und somit keine Störung am Wiedergabeorgan des Empfängers angezeigt werden. Versuche haben gezeigt, daß eine feststehende, diskrete Frequenz mit einer Spannung von 800 mV auf UKW-Empfang in einem normalen Rundfunkempfänger nicht störend wirkt, während gegen gewabbelte Störungen von 10 μ V bereits unerträglich stören. Es ist also notwendig, die Störwirkung für FM-Dienste so zu messen, daß sowohl die Feldstärke als auch der Frequenz- bzw. Phasenhub des Störers bestimmt wird. Bei dieser Messung muß berücksichtigt werden, daß auch bei einseitigem Phasen- oder Frequenzhub Störungen auftreten. Unter einseitigem Hub soll in diesem Zusammenhang eine Frequenzmodulation verstanden werden, bei der die Frequenzabweichung von der Hauptfrequenz so erfolgt, daß Frequenzwanderung nur nach einer Seite auftritt und dabei die Feldstärke nach einem beliebigen Gesetz abnimmt.

Störung von PM-Diensten: Über die Störempfänglichkeit von impulsmodulierten Funkdiensten (nach P0 bis P9 moduliert) liegen fast keine Erfahrungen vor. Es ist Aufgabe der Entstörlaboratorien und der Ent-

wickler dieser Funkdienste, Untersuchungen anzustellen, inwieweit durch Impulsmodulation die Störempfänglichkeit verbessert wird. Diese Untersuchungen sind um so notwendiger, als ein großer Teil des Flugsicherungs- und Flugnavigationsdienstes sich dieser Modulationsart bedient. Auch PPM-Mehrkanaltelefoniedienste fallen in diese Gruppe. Eine Klärung der hierbei entstehenden Fragen muß in enger Zusammenarbeit zwischen den Geräteentwicklern und den Entstörlaboratorien der Industrie erreicht werden. Dankenswerterweise führt z. B. die Bundesanstalt für Flugsicherung in Frankfurt Untersuchungen auf diesem Gebiet durch.

Die Schwierigkeit der Erfassung von Funkstörungen im Bereich über 30 MHz liegt vor allen Dingen auch im meßtechnischen Gebiet. Hochwertige, kommerzielle Empfangsgeräte haben Eingangsempfindlichkeiten, die fast ausschließlich durch das Röhren- und Eingangsruschen bestimmt sind. Daraus ergibt sich jedoch für Eingangsempfindlichkeiten von 0,5 bis 2 μ V und einen geforderten Mindeststörabstand von 1:10, daß bei Messungen die Störung bereits im Eingangsruschen der Meßeinrichtung verschwindet. Die Lösung dieses Problems wird wahrscheinlich so durchgeführt werden müssen, daß bei kleinerem Abstand gemessen wird und die so erhaltenen Werte rechnerisch auf die in der Praxis auftretenden Fälle extrapoliert werden. Im Funkentstörlabor der NSF wird deshalb, bis zur Erstellung verbindlicher Regeln durch den VDE, die Störbreite im Nahfeld gemessen und eine exponentielle Abnahme der Störspannung im Strahlungsfeld angenommen. Der Exponent für die Abnahme muß je nach Abstrahlungsverhältnissen durch geeignete Messungen bestimmt werden. Die im Zuge der Untersuchungen durchgeführten Messungen haben ergeben, daß eine Festlegung der zulässigen Störspannungen bzw. Störfeldstärken, wie sie durch die Vorschrift VDE 0875 für das Gebiet bis 10 MHz festgelegt sind, wahrscheinlich nicht möglich sein wird. Es ist daher notwendig, mindestens zwei Werte der zulässigen Feldstärke anzugeben, von denen der eine für AM-Dienste und der zweite für FM-Dienste gilt. Bei einer Durchmusterung der verwendeten Funkgeräte zeigt sich, daß AM-Dienste mit schmalen Bändern und FM-Dienste mit breiten Bändern arbeiten. Aus diesem Grund werden die Messungen z. Z. für AM mit 20 kHz Bandbreite und für FM mit 150 kHz Bandbreite durchgeführt. Die Bewertung der Störung erfolgt nach dem ZF-Gleichrichter bzw. Diskriminator mit Hilfe des Impulsbewertungsgliedes.

Obwohl bei der Festlegung der Bandbreite das extrem breite Band der Fernsehempfänger nicht berücksichtigt worden ist, hat sich dieses Meßverfahren durchaus bewährt; Versuche mit Fernsehempfängern verschiedener Fabrikate bewiesen, daß der Bildkanal gegen Störungen wesentlich unempfindlicher ist als der Tonkanal. Wenn der Tonkanal bereits unerträglich gestört ist, zeigen Empfänger neuer Fertigung immer noch brauchbare Bilder. Dieses überraschende Ergebnis erklärt sich daraus, daß nach der CCIR-Norm Negativmodulation für das Bild verwendet wird, d. h. aber, daß der durch die Störung verursachte Energiezuwachs als schwarzer Fleck im Bild auftritt. Das Auge ist jedoch gegen kurzzeitige Schwarzsteuerung unempfindlicher als gegen das Auftreten heller Flecken. Helle Flecken brauchen wesentlich längere Zeit auf der Netzhaut, um abzuklingen und verdecken damit einen Teil der nach dem weißen Fleck folgenden Bildeinzelheiten.

Die Synchronisationsschaltungen der Fernsehempfänger sind sowohl in Zeilen- als auch in Bildrichtung durch die Verwendung phasensynchronisierter Ablenschaltungen gegen Störungen sehr unempfindlich. In Versuchen wurden Empfänger von vier verschiedenen Herstellern so weit beaufschlagt, daß der Tonkanal vollständig gestört war und das Bild starke Störungen aufwies. Jedoch war es nicht möglich, ein Auftreten der Synchronisation zu erreichen. Nur ein Empfänger hatte am oberen Rand des Bildes eine leichte Zeilenverschiebung. Diese Erscheinung ist aber einfach durch Verändern der Zeitkonstante der Phasenregelung in Bildrichtung zu vermeiden.

Der Hauptanteil der Störenergie wird oberhalb 30 MHz nicht über die Netzzuleitung galvanisch an den gestörten Empfänger der verschiedensten Dienste weitergegeben, sondern wird in Form von abgestrahlter Energie über die Antenne des Empfängers wirksam. Aus dieser Erkenntnis ergeben sich die Wege zur Verringerung der Störung. Zum ersten muß durch geeignete Auslegung des Störers selbst die Entstehung von Störungen am Herd bekämpft werden. Diese Bekämpfung läßt sich nur vom Hersteller des störenden Motors oder Gerätes durchführen. Es liegen aber bis jetzt nur vereinzelte Untersuchungen vor, in welcher Weise man (z. B. durch Beeinflussen des Kommutierungsverlaufes) bei Elektromotoren die Störungen verringern kann. Auf diesem Gebiet ist noch sehr viel Forschungsarbeit zu leisten. Konstruktiv muß das Abstrahlen von Störungen durch Ausbilden der Gehäuse als Abschirmung unterdrückt werden. Dabei ist jedoch zu beachten, daß bei hohen Frequenzen in ungünstigen Fällen Trennfugen und Gehäuseschlitz als Abstrahlantenne wirken können. Dieser Schlitzeffekt ist durch die Schlitzrohrentenne bekannt. Es dürfte zweckmäßig sein, daß die Konstruktoren vor zu Störungen Anlaß gebenden Maschinen und Einrichtungen sich rechtzeitig mit den Entstörlaboratorien der Industrie in Verbindung setzen, um Fehlgestaltungen von Gehäusen und Abschirmungen zu vermeiden. Durch diese frühzeitige Kombination von Entwicklung und Entstörung können erhebliche Kosten eingespart werden.

Entstörmittel üblicher Bauart (mit Ausnahme von Durchführungs-kondensatoren) sind im hier betrachteten Bereich verhältnismäßig wenig wirksam. Kondensatoren zeigen auf Grund der Wickel- und Zuleitungsinduktivitäten vorwiegend induktives Verhalten, und Drosseln werden nachteilig durch die Wickelkapazität beeinflusst. Mit Hilfe geeigneter Wickeltechnik war es jedoch möglich, die an sich schädliche Wickelinduktivität zur Erhöhung der Sperrwirkung auszunutzen. Diese Kondensatoren werden als LC-Glieder bezeichnet und sind in der Weise wirksam, daß der Betriebsstrom über den Wickel geleitet wird. Daraus ergibt sich eine Induktivität mit einem homogenen Kapazitätsbelag. Mit solchen Schaltelementen ist es möglich, die Netzzuleitung von Störspannungen hoher Frequenzen freizuhalten. Bei Drosseln ist die Wickelkapazität nur durch die Anzahl der Windungen zu beeinflussen, sofern aus Raumgründen nicht sehr großräumige Wicklungen (wie z. B. Kreuzschlag oder Flachspulen) verwendet werden können. Durch Benutzung geeigneter Kernwerkstoffe und Kompensation der Betriebsstrom-vormagnetisierung lassen sich ebenfalls Drosseln herstellen, die auch bei hohen Frequenzen brauchbar sperren. Im übrigen bietet auch die moderne Antennentechnik noch manchen Weg, um am Empfangsort einfallende Störungen (z. B. durch Verwendung von Mehrlockantennen) unter Umständen auszublenden oder zumindest die Empfangsverhältnisse günstiger zu gestalten.

H. LENNARTZ

Neue Halbleiter-Bauelemente

Die Entwicklung auf dem Halbleitergebiet ist sehr stark im Fluß. Viele Firmen stellten z. B. auf der Düsseldorfer Funkausstellung Neuerungen vor, wobei man sich bewußt zunächst an den Techniker und Ingenieur wandte. Bei Transistoren geht die Entwicklung in zwei Richtungen: erstens zu Leistungstransistoren für das NF-Gebiet, zweitens zu HF-Transistoren, wobei die Frequenzgrenze bei etwa 2 bis 3 MHz liegt, so daß man im Mittelwellen- und ZF-Gebiet mit Transistoren arbeiten kann.

Es werden praktisch nur noch Flächentransistoren gebaut. Bei Dioden geht die Entwicklung in Richtung höherer Sperrspannung und größerer Sperrwiderstände sowie der Erstellung von Leistungsgleichrichtern, wobei außer Germanium auch Silizium angewandt wird; dies bringt besonders hinsichtlich des Temperaturbereichs verschiedene Vorteile. Schließlich sind noch Fortschritte bei Fotodioden und Fototransistoren zu erwähnen.

Naturgemäß ist die Entwicklung in den Labors der Industrie weiter, als es sich aus diesem Bericht ergibt. Einige größere Firmen zeigten zwar Leistungstransistoren, wiesen jedoch darauf hin, daß es sich zunächst nur um Versuchsausführungen handelt, die noch nicht oder nur in kleinen Stückzahlen gefertigt werden. Bei HF-Transistoren ist man sogar noch zurückhaltender. Immerhin war der Eindruck zu gewinnen, daß intensiv und erfolgreich an den verschiedenen Problemen gearbeitet wird und daß in naher Zukunft weitere sehr interessante Neuerungen zu erwarten sind.

Leistungstransistoren

Nachstehend kann über die Leistungstransistoren OC 15 von Valvo, GFT 2006 von TeKaDe und X-120, X-122 und X-125 von Inter-

metall, OD 604 von Telefunken und TF 75 sowie TF 85 von Siemens berichtet werden.

Das Hauptproblem bei Leistungstransistoren ist die Abführung der durch die hohen Ströme entstehenden Wärme. Kleinere Typen für etwa 2...6 Watt können auf ein Metallchassis geschraubt werden, für das z. B. Valvo eine Mindestgröße von etwa 125 cm² angibt. Das meistens ohnehin vorhandene Chassis dient so als Kühlfläche. Die Umgebungstemperatur wird mit 40...45°C angegeben; das reicht für zahlreiche Anwendungen aus. Bei größeren Typen (z. B. Intermetall X-120) findet man Kühlrippen. Die Wärmeableitung ist am besten, wenn der Germaniumkristall unmittelbar mit dem Metallgehäuse in Verbindung steht. Bei den Typen von Intermetall und TeKaDe ist daher der Kollektor mit dem Gehäuse verbunden, obwohl dies u. U. schaltungstechnische Schwierigkeiten mit sich bringt.

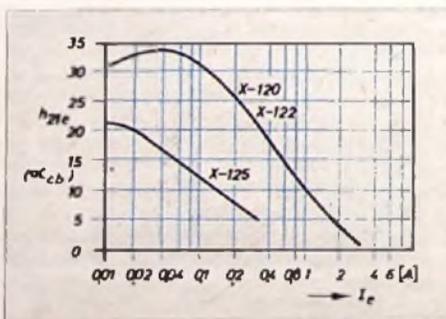


Abb. 1. Abhängigkeit des Stromverstärkungsfaktors vom Emitterstrom der Intermetall-Leistungstransistoren

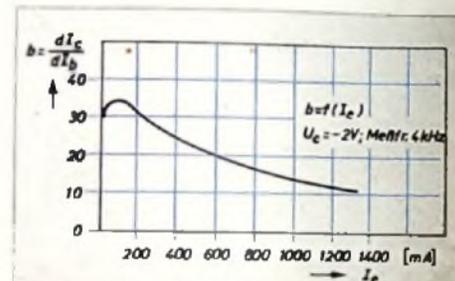


Abb. 2. Abhängigkeit des Stromverstärkungsfaktors vom Emitterstrom für den GFT 2006 von TeKaDe

Einige Daten der Leistungstransistoren sind in Tab. 1 zusammengestellt.

Diese Daten sollen hauptsächlich zeigen, mit welchen Größenordnungen zu rechnen ist. Für die praktische Anwendung sind die Kennlinienfelder wichtig. Ein weiteres Kriterium für die Brauchbarkeit eines Leistungstransistors ist die Abhängigkeit des Stromverstärkungsfaktors α_{cb} bzw. h_{21e} bzw. dI_c/dI_b vom Emitter- bzw. Kollektorstrom. Nun läßt sich bei den hohen in Frage kommenden Strömen eine Erwärmung des Kristalls nicht vermeiden, so daß α mit wachsendem Strom durch den Transistor kleiner werden wird. Je weniger dies der Fall ist, um so weiter kann man den Transistor aussteuern. Abb. 1 und 2 enthalten Kurven für die Leistungstransistoren von Intermetall und TeKaDe. Man erkennt ein flaches Maximum bei kleinen bis mittleren Strömen und einen mehr oder weniger starken Abfall nach höheren Strömen zu. Valvo benutzt für den Leistungstransistor OC 15 eine andere Art der Darstellung der Kenndaten. Für den Benutzer ist vor allem das U_c/I_c -Kennlinienfeld wichtig, das auch für den 6-W-Transistor GFT 2006 von TeKaDe vorliegt (Abb. 3). Die Kennlinienfelder des OC 15 von Valvo für kleine und große Kollektorströme zeigen Abb. 7 und 8. Außerdem sind Kurven für die Abhängigkeit des Basisstroms (I_b) von der Basisspannung (U_b) und des Kollektorstroms (I_c) vom Basisstrom bei einer bestimmten Kollektorspannung aufgenommen worden. Eine gewisse Abhängigkeit des Stromverstärkungsfaktors vom Kollektorstrom läßt sich aus dem U_c/I_c -Kennlinienfeld Abb. 8 für große Ströme ablesen, d. h., die Abstände der Kennlinien werden bei größeren I_b -Werten kleiner, während sie bei klei-

Tab. 1. Leistungstransistoren

	Valvo	Siemens		TeKaDe	Intermetall			Telefunken
		OC 15	TF 75		TF 85	GFT 2006	X-120	
max. Kollektorspannung [V]	-24	—	—	-12	-60	-60	-60	-25
mittl. Kollektorspannung [V]	—	—	—	—	-30	-30	-30	—
max. Kollektorstrom [A]	—	0,25	2,5	—	4	4	1	—
mittl. Kollektorstrom [A]	—	—	—	—	1	1	0,3	—
max. Emitterstrom [A]	2	—	—	2	—	—	—	1,1
max. Verlustleistung [W]	2	0,25	4	6	15	7,5	9*	1,8
Grenzfrequenz [MHz]	0,8	—	—	—	—	—	—	—
(Basischaltung)	—	—	—	—	—	—	—	—

*) auf Chassis aufgeschraubt, sonst 1,2 W

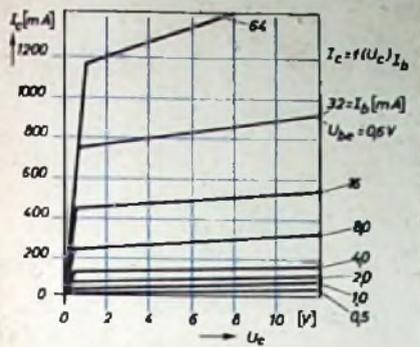


Abb. 3. Kennlinienfeld des TeKaDe-Leistungstransistors GFT 2006 (Emitterschaltung)

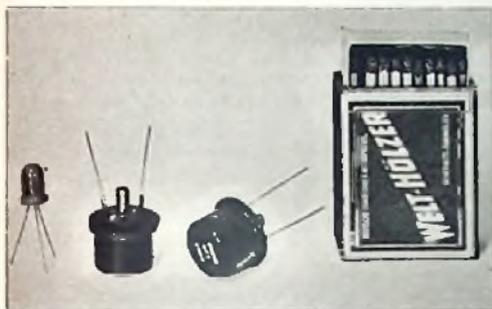


Abb. 4. Die TeKaDe-Transistoren GFT 2006 und GFT 20

nen Strömen (Abb 7) gleich sind. Die Ähnlichkeit mit einer Pentodenkennlinie ist unverkennbar. Die Kennlinienfelder Abb. 3, 7 und 8 gelten für die Emitterschaltung. Eine kleine Übersicht über die mit dem Valvo-Transistor OC 15 erreichbare NF-Leistung in verschiedenen Schaltungsarten gibt Tab. II: Die Aussteuerung solcher NF-Stufen kann je nach Schaltung und zulässiger Verzerrung mit dem kleineren Typ OC 72 in A-Betrieb, 2 Stück OC 72 in Gegentakt-B-Betrieb oder einem OC 15 in A-Betrieb erfolgen.

Tab. II. NF-Leistung mit Transistoren OC 15 (Valvo)

	Einfach-A-Betrieb	Gegentakt-A-Betrieb	Gegentakt-B-Betrieb
Betriebsspannung [V]	6	6	6 12
Leistungsaufnahme [W]	3	4	2,3 4,4
NF-Leistung [W]	0,9	1,8	5,5 10
Wirkungsgrad [%]	46	46	78 76
Leistungsverstärkung [dB]	30	30	20 25

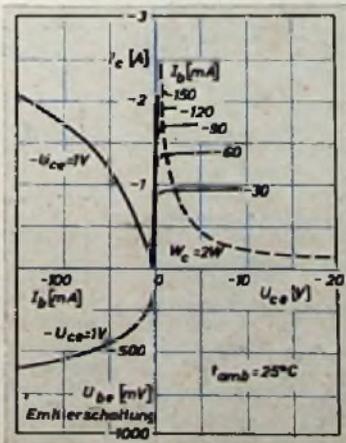
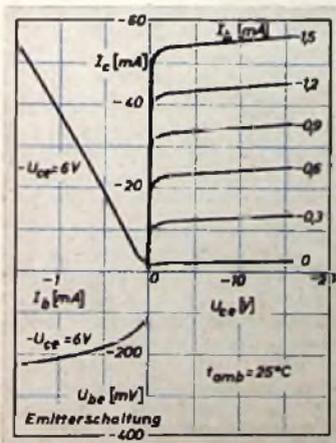


Abb. 7. Kennlinienfeld des Valvo-Leistungstransistors OC 15 bei kleinen Basisströmen (Emitterschaltung). Abb. 8 (rechts). Kennlinienfeld des Valvo-Leistungstransistors OC 15 bei großen Basisströmen (Emitterschaltung)

Die Hauptanwendungsgebiete für Leistungs-transistoren liegen einmal in der NP-Technik. Mit zwei Transistoren X-120 von *Intermetall* können z. B. Verstärker für 30 W unverzerrte Leistung erstellt werden. Außerdem ist es jetzt möglich, Rundfunkempfänger für Mittel- und Langwellen für niedrige Spannungen mit großer NF-Leistung (auch z. B. Autosuper) zu bauen. Im Augenblick sind allerdings die Preise der Transistoren noch etwas hoch (OC 15 kostet etwa 30,— DM). Weitere Anwendungen finden sich in der Schalt- und Regeltechnik und vor allem als sogenannte „Transverter“, die über eine Schwingchal-

die HP- und ZF-Stufen von Empfängern für das Mittelwellengebiet gedacht. Die Kollektor-Basiskapazität ist sehr niedrig (Größenordnung 7 pF), während die schädliche Emittterkapazität ebenso wie der innere Basiswiderstand kleingehalten wird. Es ist übrigens bemerkenswert, daß Flächentransistoren bei geeigneten Schaltungen, die die Phasendrehung des Steilheitsektors berücksichtigen, bis zum Dreifachen (und mehr) der Grenzfrequenz zum Schwingen gebracht werden können. Im übrigen können auch bei „normalen“ Transistoren solche mit hoher Grenzfrequenz aussortiert werden.

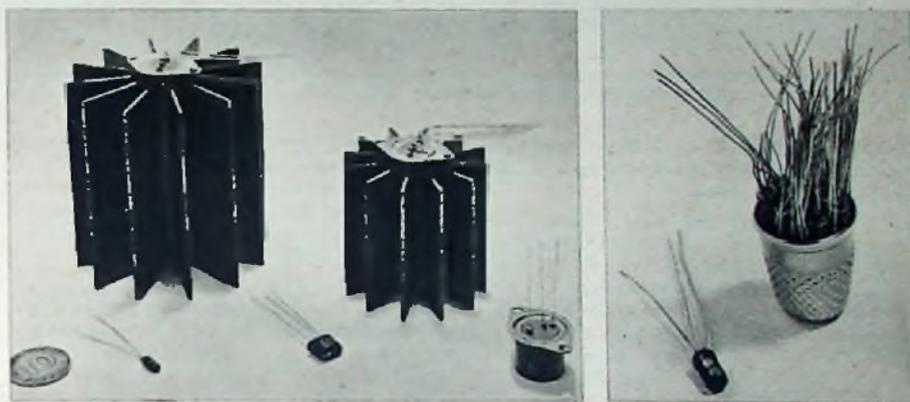


Abb. 5. Leistungstransistoren und andere Halbleiter von *Intermetall*. Abb. 6 (rechts). Fünf Subminiatur-Transistoren der *Intermetall* haben in einem Fingerhut Platz

Tab. III. *Intermetall*-Transistoren (pnp)

	Schaltung (B = Basis E = Emitt.)	OC 320	OC 330	OC 340	OC 360
Stromverstärkung ($h_{21e} = \alpha_{ce}$)	B	— 0,9...	— 0,95...	— 0,97...	— 0,95...
Kollektorspannung U_{ce} bzw. U_{ce} [V]	B, E	— 5	— 5	— 5	— 5
Basiswiderstand r_b [Ω]	B	200	300	450	350
Emittterwiderstand r_e [Ω]	B	25	25	25	25
Kollektorwiderstand r_c [M Ω]	B	1	1	1	1
Mittlere Rauschzahl F [dB]	B	18	18	18	9
Grenzfrequenz f_g [MHz]	B	0,6	0,8	1,1	0,8

lung niedrige Gleichspannungen in Wechselspannungen umwandeln die hochtransformiert und gleichgerichtet werden können.

Hochfrequenztransistoren

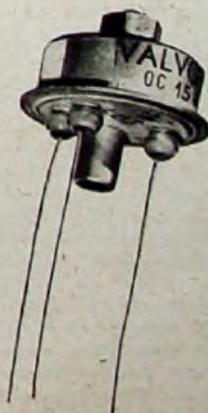
Einen ausgesprochenen HF-Transistor stellt *Intermetall* her (OC 390). Bei diesem liegt die Grenzfrequenz (α -cut-off in Basisschaltung) über 3 MHz. Die Leistungsverstärkung in Emitterschaltung ist bei 455 kHz 30 dB. Dieser Transistor ist in der Hauptsache für

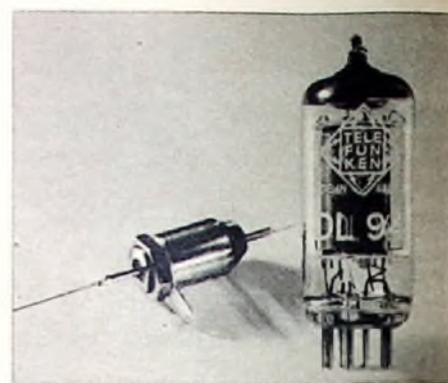
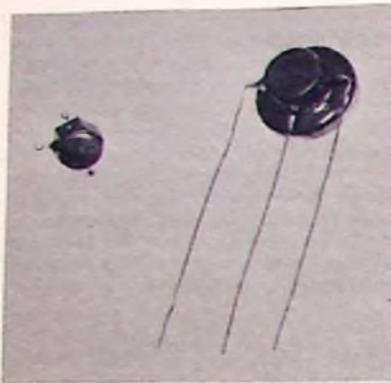
In diesem Zusammenhang ist es interessant zu hören, daß es in den USA neuerdings gelungen ist, pnp-Tetroden (Versuchsausführungen) zu bauen, die bis zu 1000 MHz (30 cm!) brauchbar sind. Erreicht wird dies durch eine Verringerung der Dicke der Basis-p-Schicht, die dünner als $1/100$ mm ist. Große Aussichten hat der sogenannte Zwischenschicht-(pnp)-Transistor. Versuchsausführungen der *Bell-Laboratories* waren bis 440 MHz zum Schwingen zu bringen, und es wird angenommen, daß man damit bis 3000 MHz kommt. Diese kurzen Angaben sollen nur zeigen, daß durchaus mit weiteren großen Fortschritten zu rechnen ist, wobei aber darauf hingewiesen werden muß, daß solche Höchstfrequenz-Transistoren bisher nur in Versuchsausführungen ge- glückt sind. Bis zur Fertigung ist — auch in den USA — noch ein weiter Weg.

Weitere Transistoren

Intermetall stellt außer dem bereits erwähnten HF-Transistor OC 390 noch die Typen OC 320, OC 330, OC 340 und OC 360 her, sämtlich in Glas-Metallausführung mit 3,5 mm Durchmesser und 7 mm Länge. Sie werden als kleinste Transistoren der Welt bezeichnet. Die Verlustleistung ist bei allen Typen etwa 35 mW, und sie unterscheiden sich in der Hauptsache durch das α , den Rauschfaktor F, die Grenzfrequenz und den Wert des Basiswiderstandes. Tab. III gibt die wichtigsten Daten an. Man erkennt die Tendenz, die auch bei den anderen Herstellern zu finden ist, das Programm zu differenzieren. Vor allem hat es sich für niederfrequente Anwendungen

Abb. 9. Der Valvo-Leistungstransistor OC 15





V.l.n.r.: Abb. 10: Die Siemens-Leistungstransistoren TF 75 (links) und TF 85 (rechts). Abb. 11: Innenteil des Siemens-Transistors TF 65 im Vergleich zu einer Fliege; sehr gut ist die ringförmige Basiselektrode zu erkennen. Abb. 12: Der Telefunken-Leistungstransistor OD 604 im Vergleich zu einer Röhrenröhre DI 94

(Schwerhörigeräte) als wichtig erwiesen. Typen mit niedrigem Rauschfaktor für die Eingangsstufen zu haben.

Auch SAF ist jetzt mit einer Reihe von Flächentransistoren auf dem Markt erschienen, nämlich mit den Typen OC 110, OC 120 und OC 130. Die Unterscheidung erfolgt in der Hauptsache durch den Stromverstärkungsfaktor, der beim OC 110 mit 0,9 ... 0,95, beim OC 120 mit 0,95 ... 0,97 und beim OC 130 größer als 0,97 angegeben wird. Der Rauschfaktor F ist bei allen drei Typen kleiner als 20 dB, die Grenzfrequenz f_g größer als 0,3 MHz, und die Kollektor-Verlustleistung ist 50 mW. Alle Angaben gelten für Basisschaltung. Die Leistungsverstärkung in Emitterschaltung liegt bei 30, 32 und 35 dB.

Siemens brachte einen pnp-Flächentransistor TF 65 für Verwendung in Hörhilfen heraus. Außerdem werden die bekannten npn-Typen TF 70, TF 71 und TF 72 gefertigt. Siemens baut serienmäßig allein npn-Flächentransistoren. Diese benötigen im Gegensatz zum pnp-Typ positive Kollektor- und negative Emitterspannung. Das ist u. U. bei gemischtem Betrieb mit Röhren und Transistoren angenehm.

Beim Transistor TF 65 verzichtet man wohl auf eine Unterscheidung in Typen mit niedriger und hoher Stromverstärkung, kennzeichnet diese jedoch durch verschiedene Farben. Außerdem sind Exemplare mit einem Rauschfaktor kleiner 9 dB und einem Kollektorsperrstrom kleiner 0,1 mA durch einen weißen Ring signiert; sie sind dann für Anfangsstufen bestimmt. Die elektrischen Werte des TF 65 sind auf die Verwendung in Hörhilfen zugeschnitten. Der Stromverstärkungsfaktor kann zwischen 0,95 und 0,99 liegen. Der Rauschfaktor wird bei $I_c = -0,2$ mA und $U_{ce} = -0,5$ V mit kleiner als 18 dB angegeben, während der Kollektorsperrstrom im allgemeinen kleiner als 0,3 mA ist. Die Verlustleistung ist nur 10 mW, Kollektorspitzenspannung und -strom -10 V und -10 mA. Die maximale Umgebungstemperatur ist 50°C .

TeKoDe stellt außer dem bereits erwähnten Leistungstransistor GFT 2006 den kleineren Typ GFT 20 mit 50 mW Verlustleistung her. Die wichtigsten Daten in Basisschaltung sind: Stromverstärkung 0,95, Grenzfrequenz 0,4 bis 1 MHz, Rauschfaktor (bei $U_b = -1$ V und $I_c = 0,5$ mA) kleiner als 30 dB und Kollektorsperrstrom kleiner als 0,01 mA. Die Maximalwerte sind für die Kollektorspannung -20 V, den Kollektorstrom -15 mA und für den Emittorstrom ebenfalls 15 mA. Die Umgebungstemperatur darf maximal 40°C sein. Diese Transistoren werden vorerst nur in kleinen Stückzahlen gefertigt.

Telefunken hat außer den bekannten Typen OC 601 und OC 602 zwei neue Typen OC 603 und OC 604 im Programm. Der Transistor OC 603 entspricht in seinen Kennwerten weit-

gehend dem Typ OC 602. Das Hauptmerkmal ist der extrem kleine Rauschfaktor ($F < 5$ dB). Er kann deshalb überall dort eingesetzt werden, wo sehr hohe Anforderungen an Rauschfreiheit gestellt werden, z. B. in breitbandigen NF-Verstärkern.

Zur Bestückung von Endstufen kleiner Leistung dient der Telefunken-Typ OC 604. Dieser Transistor hat zwecks besserer Leistungsverstärkung einen hohen Stromverstärkungsfaktor ($\alpha = 0,975 \dots 0,994$). Die maximal zulässige Kollektorspannung ist größer als bei den anderen Typen, so daß die Anwendung

Tab. IV. Neue Telefunken-Transistoren

	Schaltung R = Basis E = Emittor	OC 603	OC 604
		Stromverstärkung (Antih = $-\alpha_c$)	B — 0,955 bis — 0,98
Rauschfaktor F [dB]	B	< 5	< 25
max Kollektorspannung [V]		— 20	— 40
max Kollektorstrom [mA]		— 20	— 40
Verlustleistung [mW]		50	50
Leistungsverstärkung [dB]	E	38...42	40...48
bei $U_{ce} = -4,5$ V $I_c = 1$ mA $R_b = 1$ kOhm $R_c = 30$ kOhm			
max Umebergtemperatur [$^\circ\text{C}$]		45	45

in Gegentakt-B-Endstufen möglich ist. Einige wichtige Daten sind in Tab. IV zusammengestellt. Außerdem sei auf den Aufsatz „Vergleich von Röhren- und Transistor-Kennlinien“ in FUNK-TECHNIK Bd. 10 (1955) Nr. 20, S. 583 und im vorliegenden Heft, S. 611, verwiesen.

Die von Valvo außer dem Leistungstransistor OC 15 noch hergestellten Typen OC 70, OC 71 und OC 72 sind bekannt und sollen nur der Vollständigkeit halber erwähnt werden. Die Typen OC 70 und 71, bei denen ursprünglich eine sehr niedrige Kollektorverlustleistung angegeben wurde (die für Anwendung in Hörgeräten gedacht war), können jetzt mit einer Verlustleistung von 25 mW betrieben werden. Die Transistoren OC 70 und OC 71 sind typische NF-Ausführungen für Anfangs- und Zwischenstufen, die außer für Hörgeräte auch noch für zahlreiche andere Anwendungen benutzt werden können. Der OC 72 bzw. als Paar 2 OC 72 für Gegentaktbetrieb (dynamischer NF-Endstufen) dient zur Bestückung kleinerer NF-Endstufen. Der maximale Kollektorspitzenstrom darf 110 mA sein. Die Verlustleistung ist 50 mW. In Gegentakt-B-Schaltung können 200 mW NF-Leistung erzeugt werden. Durch ein besonderes Legierungsverfahren wurde erreicht, daß die Stromverstärkung bis zu sehr hohen Kollektorströmen konstant bleibt.

Dioden

Für Anwendungen in Rundfunk- und Fernsehempfängern stehen schon seit Jahren zahlreiche spezielle Diodentypen für die verschiedenen Schaltungen zur Verfügung. Germanium- und Silizium-Gleichrichter haben sich ferner in zahlreichen Zweigen der Elektronik und Meßtechnik eingeführt, in denen früher Selen- und Kupferoxydul-Gleichrichter und bei höheren Frequenzen Röhrendioden zur Anwendung kamen.

In Fällen, in denen nicht nur Gleichrichter-, sondern auch Schalterfunktionen von den Dioden ausgeübt werden sollen, müssen die Dioden hohe Sperrspannungen, hohe Sperrwiderstände und niedrige Durchlaßwiderstände haben. Solche Dioden sind z. B. die Valvo-Typen OA 81 und OA 85 und als Schaltodiode für hohe Frequenzen der Telefunken-Typ OA 180. Die wichtigsten Daten sind in Tab. V zusammengestellt.

Bei Frequenzen von 1000 MHz und mehr ist es besser, Siliziumdioden an Stelle von Germaniumdioden zu verwenden. Bereits seit einiger Zeit fertigt SAF solche Höchstfrequenz-Silizium-Dioden. Diese sind jedoch lediglich für kleine Spannungen zu gebrauchen (etwa 1 bis 2 V), und sie sind gegen Überlastungen (auch kurzzeitige) sehr empfindlich. Für das kurzzeitige UKW-Gebiet stehen die Typen DS 10 bzw. DS 11, für die Verwendung als Richtdiode bei höchsten Frequenzen die Typen DS 20 und DS 30, und als Mischdioden bis zu 9 cm Wellenlänge die Ausführung DS 35 zur Verfügung.

Tab. V. Schaltdioden

	Telefunken	Valvo	
	OA 180	OA 81	OA 85
Sperrspannung [$U_{Bpitero}$]	— 30	— 115	— 100
Flußstrom: bei 0,25 V [mA]		0,1	0,1
bei 0,75 V [mA]	0,1		
max Durchlaßstromstoß, Dauer 1 s [mA]	800	600	500
Temperaturbereich [$^\circ\text{C}$]	— 50... + 60	— 50... + 75	— 50... + 75

Die Sperrkennlinie der Typen DS 10 und DS 11 ist bis etwa $-0,7$ V linear (Sperrwiderstand zwischen 15 und 60 kOhm), darüber nimmt der Sperrwiderstand ab. Die Richtströme sollen unter 5 mA liegen. Die Dioden DS 20 und DS 30 werden bei 3000 MHz eingesetzt und zeigen dort für quadratische Gleichrichtung mindestens eine Richtwirkung von $3 \mu\text{A}/\mu\text{W}$. Dabei liegt der Gleichstromwiderstand im Nullpunkt der Kennlinie zwischen 1,5 und 10 kOhm. Die Restwelligkeit (U_{\min}/U_{\max}) einer mit einem solchen Gleichrichter abgeschlossenen 70-Ohm-Leitung ist besser als $m = 0,1$.

Ganz andere Gesichtspunkte sind bei den Silizium-Dioden der *Intermetall* maßgebend. Die Typen S 21, S 22, S 23 und S 24 können wie Germaniumdioden, jedoch bei Temperaturen bis 150°C, betrieben werden. Besonders interessant sind die außerordentlich hohen Sperrwiderstände (100 MOhm bei den Typen S 21, S 23, S 24 und 1000 MOhm bei S 22; bei -10 V gemessen), die zahlreiche Anwendungen ermöglichen. Der Flußstrom ist bei +1 V bei allen Typen 1 mA.

Germaniumdioden werden auch von den *Kieler Howaldtswerken* gefertigt. Diese Firma stellt zwar in Düsseldorf nicht aus, jedoch sind die Typen in mancher Beziehung interessant, so daß hierüber kurz berichtet werden soll.

Tab. VI. Intermetall-Photohalbleiter

Typ	Foto-Transistor		Foto-Diode		Foto-Widerstand	
	10 A	10 B	5 B	5 C	11 A	11 B
Temperaturbereich [°C]	0...50	0...50	0...50	0...50	0...50	0...50
Arbeitspannung [V]	1...10	1...10	1...10	1...10	1...10	1...10
Max. Arbeitspannung [V]	15	15	50	50	15	15
Dunkelstrom [mA]	< 500	ca. 50	< 20	ca. 5		
Widerstand [Ω]					4000	4000
Empfindlichkeit	4 mA je 3200 Lux	Mindeststromerhöhung um 50% je 107 Lux	1 mA je 3200 Lux	Mindeststromerhöhung um 50% je 430 Lux	Widerstandsänderung von 4000 auf 2000 bei 3200 Lux	Widerstandsänderung von 50% je 3200 Lux
Arbeitsstrom [mA]	10	2	5	1	10	10
Max. Verlustleistung [mW]	100	100	100	100	50	50

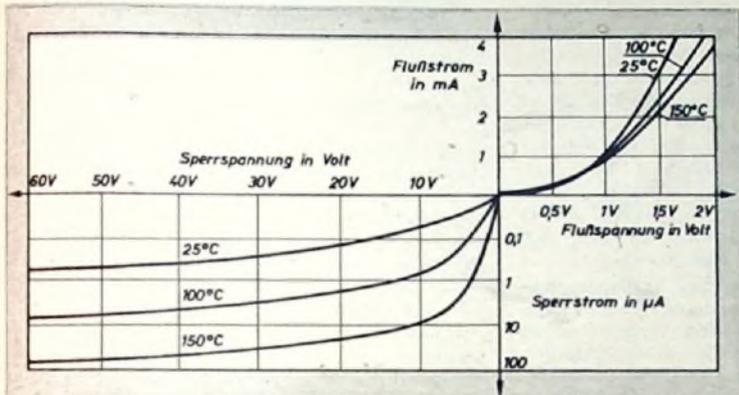


Abb. 13. Mittlere statische Kennlinien der Intermetall-Siliziumdiode S 23

Die Dioden sind perlkorntförmig ausgeführt und haben bei 2 mm Körperdurchmesser ein Gewicht von nur 30 mg. Die Beschleunigungsfestigkeit ist 30 000 g und wird durch eine kompakte Einbettung des Kristall-Nadel-Systems erreicht. Durch einen auf der inneren Konstruktion beruhenden mechanischen Kompensationseffekt sind die Kennlinien dieser Subminiaturdioden innerhalb eines Temperaturbereichs von -100 bis +150°C reversibel, und es wird noch bei +150°C ein Gleichrichtereffekt erreicht. Der Sperrwiderstand des Typs DN 96 ist z. B. bei dieser Temperatur bei -1 V noch 2 kOhm, während der Flußstrom auf etwa das Doppelte des normalen Wertes ansteigt. Die Gesamt-Dauerbelastbarkeit ist bei 25°C etwa 30 mW und die Kapazität bei 25 MHz etwa 1 pF. Es stehen 6 Typen normaler Spitzendioden zur Verfügung, die Mehrzweck-Dioden, Video-Detektoren, Typen mit hoher Spitzenspannung und solche mit niedrigem Widerstand im Flußgebiet umfassen.

Eine Besonderheit sind die Subminiatur-Punkt-Junction-Dioden der *Howaldtswerke*, die für Zahl- und Impulsschaltungen entwickelt wurden. Sie vereinigen einen sehr hohen Richtleitwert mit hoher Sperrfähigkeit (Sperrwiderstand in der Größenordnung 100 kOhm bei Spannungen zwischen -20 und -50 V, Flußstrom bei +1 V etwa 25 bis 30 mA). Die Kapazität ist einige pF. Die Dioden sind bis etwa 100 MHz brauchbar. Es handelt sich um eine Art Flächendiode, die aus einer Spitzendiode hervorgegangen ist, indem mittels Impulsen extrem hoher Stromdichte und -dauer ein besonders großer Diffusions-Formierungseffekt erreicht wird. Von dieser Ausführung werden drei Typen hergestellt.

In der Meßtechnik ist es nun manchmal wichtiger, einen möglichst steilen Abfall der statischen Widerstandskurve beim Übergang von positiven zu negativen Spannungen als eine hohe Sperrspannung zu haben, d. h., bei kleinen Spannungen soll der Sperrwiderstand möglichst hoch und der Durchlaßwider-

stand möglichst klein sein. Die AEG entwickelte solche Typen neben anderen mit hoher und mittlerer Sperrspannung. Die AEG-Germaniumdioden sind in der Hauptsache für Anwendungen in der Elektronik und Meßtechnik bestimmt. Ein größeres Programm an Germaniumdioden zeigten außer den bereits erwähnten Firmen *SAP*, *Siemens* und *TeKaDe*. Bei der Vielzahl der heute in Deutschland für die mannigfaltigsten Anwendungen von den verschiedensten Werken hergestellten Halbleiter-Dioden ist eine Gesamtsprechung im Rahmen dieser gedrängten Übersicht nicht möglich. Eine Zusammenfassung soll einer späteren Arbeit vorbehalten sein.

Germanium-Leistungsgleichrichter

Germanium- und Siliziumdioden sind Spitzkontaktanordnungen, bei denen die Leistung begrenzt ist, da an der Kontaktspitze sehr hohe Stromdichten auftreten. Demgegenüber kann man mit Flächengleichrichtern aus Germanium, die nach dem gleichen Prinzip wie die Flächentransistoren arbeiten, beträchtliche Leistungen verarbeiten. Infolge des sehr geringen Flußwiderstandes (1...2 Ohm) ist die in Wärme umgesetzte Leistung äußerst gering, so daß mit Gleichrichtern von der Größe eines 1-W-Widerstandes Gleichstromleistungen von 10...20 W zu erreichen sind. Solche Leistungsgleichrichter werden von *Intermetall* und *SAP* hergestellt. Die wichtigsten Daten der einzelnen Typen enthält Tab. VII.

Fotoempfindliche Germanium-Bauelemente

Zum Schluß sollen noch kurz Foto-Transistoren, Fotodioden und Fotowiderstände erwähnt werden, die von der Lichtempfindlichkeit des Germaniums Gebrauch machen. Die Anwendung kommt überall dort in Frage, wo besonders hohe Lichtempfindlichkeit bei kleinsten Abmessungen verlangt wird. Das Maximum der Empfindlichkeit liegt bei 1,5 µ Wellenlänge. Die vorläufigen Daten der *Intermetall*-Germanium-Foto-Halbleiter-Bauelemente gibt Tab. VI wieder. Außerdem werden Fotodioden von *Siemens* hergestellt.

Tab. VII. Germanium-Leistungsgleichrichter (ohmsche Belastung, 50 Hz)

	Intermetall			SAP		
	1 N 91	1 N 92	1 N 98	DP 450	DP 451	DP 452
Spitzen-Sperrspannung [V _{eff}]	100	200	300	14	20	140
Spitzen-Flußstrom [A]	0,47	0,31	0,28	0,4	0,4	0,3
Arbeitspannung [V _{eff}]	90	65	100			
Spannungsabfall bei Vollast [V]	0,5	0,5	0,5			
Flußwiderstand bei Vollast [Ω]	1,1	1,5	1,9			
Umgebungstemperatur [°C]	55	55	55	35	35	35
Sperrstrom (— 20 V [mA] bei — 100 V [mA] (T = 25°C) — 200 V [mA])				0,05	0,1	0,1
Verlustleistung dauernd [W]				0,2	0,2	0,2

ELEKTRONISCHE RUNDSCHAU

brachte unter anderem im Oktoberheft folgende Beiträge

Programmgesteuerte Rechenmaschinen

Von der Lochkarten-Rechenmaschine zur EDPM-Anlage

Mikroprogramm-Steuerwerk

Das Parallelschaltwerk der PERM

Das Drucken der Resultate elektronischer Rechenmaschinen

Die Anwendung des Elektronenrechners GAMMA 3 zur Lösung komplizierter mathematischer Probleme

Technische Probleme bei der Entwicklung von Magnetrommelspeichern

Speicherschwingkreise und Datenein- und -ausgabe beim BULL-Elektronenrechner GAMMA 3

Über die Gütebeurteilung von Rechteckferriiten

Entwicklung von Widerständen für elektronische Geräte

Transistoren in der Rechenmaschinentechnik

Anforderungen an Germaniumdioden für elektronische Rechenmaschinen

Aus Industrie und Technik

Patentschau - Neue Bücher

Format DIN A 4 - monatl. ein Heft - Preis 3,- DM

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

VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH
Berlin-Borsigwalde

Neue Geräteschaltungen mit Transistoren

Immer neue Anwendungsgebiete werden den Transistoren erschlossen. Mit den neuen Leistungstransistoren lassen sich nun z. B. auch Endstufen bzw. Verstärker mit der von Röhren her gewohnten Leistung und Verzerrungsfreiheit aufbauen. Mit HF-Transistoren bzw. ausgesuchten Exemplaren normaler Transistoren ist die Konstruktion von Oszillator-Misch- und ZF-Stufen von Rundfunkempfängern im Mittel- und Langwellenbereich möglich. Ein neues Anwendungsgebiet sind sogenannte Transverter, die eine niedrige Gleichspannung (z. B. 6 oder 12 V) in Wechselspannung und diese nach Transformierung und Wiedergerichtetung in eine hohe Gleichspannung verwandeln. Solche Anordnungen waren bisher nur für kleine Leistungen (z. B. für die Versorgung der Misch- und ZF-Röhren von Batterieempfängern oder für Geiger-Müller-Zähler) bekannt.

Nachfolgend sollen die Schaltungen einiger auf der diesjährigen Funkausstellung gezeigten Geräte kurz besprochen werden, wobei es sich allerdings (das sei ausdrücklich vermerkt) meistens um Modelle handelt, die die mögliche Leistung von Transistoren zeigen sollten. Man benutzte hierzu gern Aufbauten mit Plexiglas-Umhüllungen.

Rundfunkempfänger

Demonstrationsmodelle von Empfängern mit Transistoren führte u. a. Graetz vor. Die Schaltung eines batteriebetriebenen Volltransistorempfängers zeigt Abb. 1, während Abb. 2 die Rückansicht darstellt. Ein eindrucksvolles Bild über die Verminderung des Batteriebedarfs vermittelt Abb. 3. Für ein

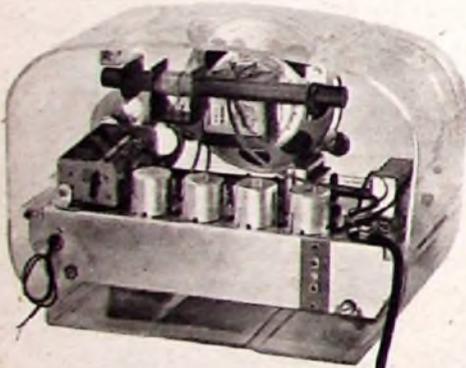


Abb. 1 (rechts), Schaltung des Volltransistorempfängers von Graetz. Abb. 2 (oben), Rückansicht dieses in ein Plexiglasgehäuse (als Schaumodell) eingebauten Gerätes. Abb. 3 (unten), Vorderansicht des Transistorempfängers; rechts daneben die für das Gerät benötigten Monozellen im Vergleich mit einer Batterie, die für einen Röhrenbatterieempfänger gleicher Leistung notwendig wäre.

Gerät gleicher Leistung mit Röhren benötigt man die im Hintergrund dargestellte kombinierte Heiz- und Anodenbatterie, während der Transistorempfänger mit den vier 1,5-V-Monozellen auskommt.

Der Graetz-Transistorempfänger hat sechs Kreise und folgende Stufen: Eine abgestimmte HF-Stufe (ein Kreis), eine selbstschwingende Mischstufe (zwei abgestimmte Kreise), zwei ZF-Stufen (drei Einzelkreise), Germaniumdiode für Gleichrichtung und Erzeugung der Schwundregelspannung, eine NF-Vorstufe und eine Treiberstufe mit je einem Transistor sowie ferner eine sich daran anschließende Gegentakststufe mit zwei Transistoren. Das Gerät ist für Mittelwelle eingerichtet. Lang- und Tropenwelle sind vorgesehen. Die ZF ist 460 kHz. Es wird an einer Außenantenne eine Empfindlichkeit von $3 \mu\text{V/m}$ und mit der Ferritantenne $50 \mu\text{V/m}$ erreicht. Die Ausgangsleistung ist 200 mW. Der Lautsprecher hat eine Anpassung von $2 \times 70 \text{ Ohm}$. Es ist bei solchen Geräten durchaus möglich, den Ausgangstransformator einzusparen.

Die Schwundregelung ist bei Transistorempfängern immer ein besonderes Problem. Bei dem Graetz-Empfänger wurde folgende Lösung gefunden: Die von der Diode erzeugte Regelspannung wird zunächst nur an den HF-Transistor *T1* geführt und zwar an die Basis. *T1* erhält seine Kollektorspannung über einen hohen Vorwiderstand. Im unregulierten Zustand ist der Spannungsabfall an diesem so groß, daß am Kollektor -1 V liegt. Durch die negative Regelspannung der Diode, die an die Basis von *T1* gelangt, steigt der Kollektorstrom und die Kollektorspannung sinkt auf Bruchteile von -1 V , so daß die Verstärkung zurückgeht.

Der Vorstufentransistor *T1* wird aber gleichzeitig als Regelspannungsverstärker benutzt. Die sich in Abhängigkeit von der Regelspan-

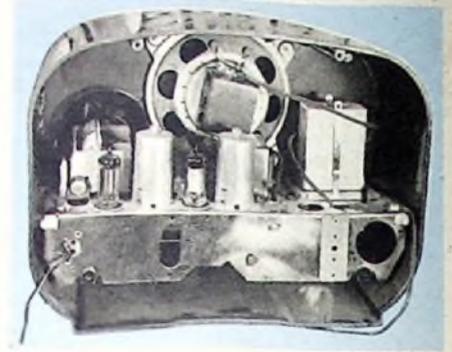
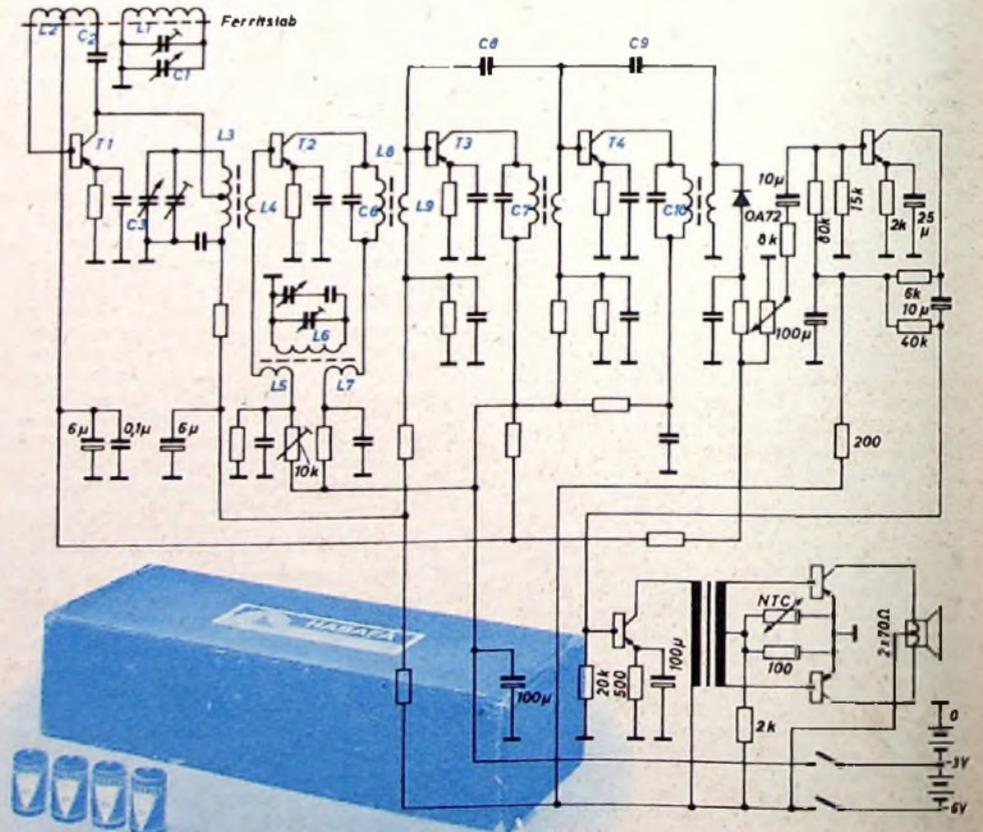


Abb. 4 Gemischter Röhren-Transistorempfänger (Graetz)

nung ändernde Kollektorspannung der Vorstufe wird nämlich über einen Spannungsteiler auf die Basis der ersten ZF-Stufe *T3* gegeben. *T3* hat eine feste Kollektorspannung von -3 V , und über *T1* erhält die Basis mit steigender Regelspannung eine solche Spannung, daß der Emittierstrom zurückgeht, so daß die Verstärkung der ersten ZF-Stufe ebenfalls sinkt.

Besonders interessant ist die Betrachtung des Stromverbrauchs. Bei mittlerer Lautstärke werden bei 6 V (vier hintereinandergeschaltete Monozellen) etwa 30 mA verbraucht. Das ist weniger als der Heizstrombedarf eines kleinen Batterie-Koffereempfängers. Bei 30 mA halten die Monozellen etwa 500 Betriebsstunden. Vier Zellen kosten 2,40 DM, so daß sich für die Betriebsstunde ein Preis von 0,5 Pf (I) ergibt. Das entspricht etwa dem Betriebsstundenpreis eines Netzeempfängers, wenn man eine Leistungsaufnahme von 50 W und einen Tarif von 10 Pf je kWh annimmt. Da die Tarife meist höher sind, ist der Transistorempfänger sogar noch wirtschaftlicher.



Auch ein kombinierter Röhren-Transistorempfänger (Abb. 4) wurde von Grolz gezeigt. Solche Geräte kommen in Frage, wenn man auf KW- und evtl. UKW-Betrieb nicht verzichten kann. Röhren werden als Misch- und ZF-Stufe (DK 96 und DF 96) eingesetzt. Die benötigte Anodenspannung von 50 V wird über eine Schwingschaltung mit einem hierfür geeigneten Transistor und Wiedergleichrichtung gewonnen, so daß keine Anodenbatterie erforderlich ist. Solche Transverter arbeiten mit einem hohen Wirkungsgrad (80%). Der Strombedarf der Röhren ist sehr gering. Bei 6 V werden 70 mA verbraucht. Die Betriebszeit ist 100 Stunden und der Betriebsstundenpreis liegt bei 2,5 Pf immer noch dreimal günstiger als der eines nur mit Röhren bestückten Batteriegerätes gleicher Leistung.

zweiten OC 71-Stufe zugeführt. Die Kollektorspannung der Vorstufen wird durch einen 2-kOhm-Widerstand und einen 100-µF-Kondensator getrennt gesiebt. Als Treiberstufe dient ein OC 15 in Emitterschaltung (A-Betrieb), der einen Transformator speist. Die Endstufe ist insofern interessant, als der untere Transistor in Emitterschaltung, der obere jedoch in Kollektorschaltung arbeitet. Bei Verwendung einer zweiseitigen Batterie kann man dann die Schwingspule des Lautsprechers unmittelbar zwischen die Mittelanzapfung der Batterie und die Verbindung von Emittor und Kollektor des Transistorpaares legen. Der Basis-Arbeitspunkt wird durch die Widerstände so eingestellt, daß sich B-Betrieb ergibt. Man spart den Ausgangstransformator und braucht auch keinen Lautsprecher mit

Vorstufe bestückt ist. (Die Transistoren sind z. Z. in Musterausführungen vorhanden; eine Fertigung größerer Stückzahlen läuft jedoch noch nicht.) Der Eingang des Verstärkers ist für 10 kOhm Eingangswiderstand ausgelegt. Über einen Übertrager 4:1 geht es auf die Vorstufe. Alle Stufen werden in Emitterschaltung betrieben. Auf der Sekundärseite des Eingangsübertragers liegt der Lautstärkeregel, während durch veränderbare Gegenkopplung zwischen Kollektor und Basis der Vorstufe eine Klangreglung bewirkt wird. Auch zwischen Vorstufe und Treiber befindet sich ein Übertrager, der infolge des niedrigen Eingangswiderstandes der Treiberstufe mit 33:1 untersetzt ist. Eine Gegenkopplung wird von der Sekundärseite des Ausgangsübertragers auf die Basis der Treiberstufe angewandt. Der Übertrager zwischen Treiber und Endstufe hat ein Übersetzungsverhältnis von 1:1. Eine besondere Stabilisierung der Arbeitspunkte ist in der Endstufe und auch in den anderen Stufen nicht vorgesehen. Der Lautsprecher (5 Ohm) wird über einen Ausgangstransformator 1,4:1 angeschlossen.

Die in Abb. 8 dargestellte Schaltung von *Intermetal* ist weniger wegen der Endleistung als wegen der Tatsache bemerkenswert, daß dieser Verstärker ganz ohne Transformatoren auskommt. Das wird durch Verwendung sogenannter komplementärer Transistoren (d. h. eines npn- und eines pnp-Typs) in der Endstufe erreicht. Leider wird der npn-Typ OC 24 nicht serienmäßig hergestellt. Es ist im übrigen überhaupt bedauerlich, daß nicht Paare „nnp-pnp“ im Handel sind; für komplementäre Schaltungen müssen diese allerdings ge-

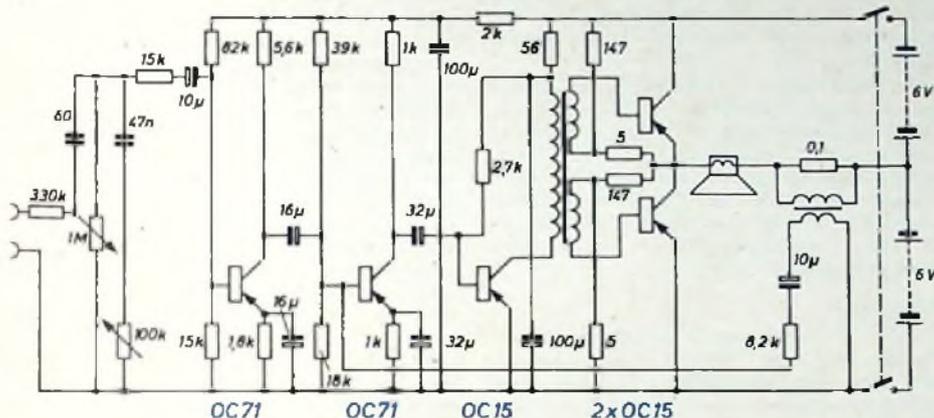


Abb. 5. Schaltung des 5-W-Transistorverstärkers von Valvo

Abb. 6. Ansicht des Valvo-Transistorverstärkers

Abb. 7. Schaltung des TeKaDe-5-W-Transistorverstärkers mit den Transistoren GFT 20 u. GFT 2006

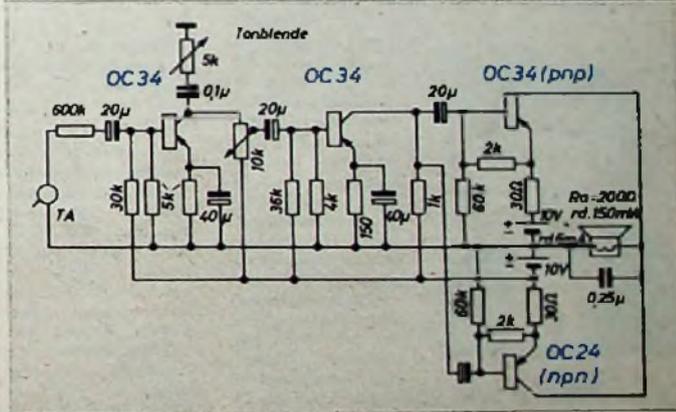
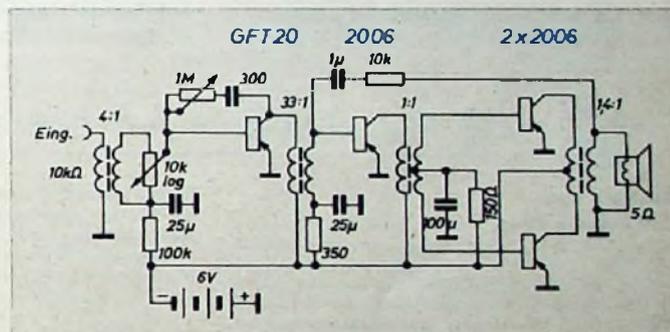


Abb. 8. Schaltung eines Verstärkers ohne Transformatoren mit einer komplementär-Endstufe (Intermetal)

mittelangezapfter Schwingspule zu verwenden. Die Leistungsaufnahme (nicht ausgesteuert) ist etwa 2,4 W. Bei einer Betriebsspannung von 2x6 V ergibt sich eine NF-Leistung von 5 W.

Ein von TeKaDe vorgesehener Verstärker gibt ebenfalls 5 W ab. Der Gesamtklirrfaktor ist dabei 10%. Zur vollen Aussteuerung werden 30 mV benötigt. Der Ruhestrom ist bei 6 V etwa 1 A, während bei Vollaussteuerung 2 A gebraucht werden. Abb. 7 zeigt die Schaltung des Modells, das mit drei Leistungstransistoren GFT 2006 (zwei in der Endstufe, einer als Treiber) und einem Transistor GFT 20 in der

nau aufeinander abgestimmt sein. Der Hauptvorteil z. B. für Endstufen ist der, daß im Ausgang gegenphasige Spannungen und Ströme auftreten, wenn der Eingang gleichphasig angesteuert wird. Man braucht also keinen Eingangsübertrager. Das ist vor allem bei Laborversuchen sehr angenehm, da geeignete Übertrager meistens nicht wie Widerstände und Kondensatoren zur Hand sind.

Der *Intermetal*-Verstärker hat hochohmigen Eingang für Kristalltonabnehmer. Als Tonblende dient eine RC-Ableitung vom Kollektor des ersten Transistors OC 34 nach Masse. Zur Lautstärkeregelung kann die NF am Kol-

Verstärker

Die Leistungstransistoren ermöglichen den Aufbau von Verstärkern beträchtlicher Leistung. So kann man z. B. mit zwei OC 15 in Gegentakt-B-Schaltung bei 6 V Betriebsspannung 5,5 W und bei 12 V sogar 10 W NF-Leistung erreichen. Von solchen Anordnungen wird in Modellen reger Gebrauch gemacht. Die Schaltung eines Valvo-Demonstrationsmodells in Plexiglasumhüllung zeigt Abb. 5, während Abb. 6 die Ansicht dieses Gerätes wiedergibt. Der Eingang wurde „künstlich“ hochohmig gemacht, indem ein Widerstand von 330 kOhm vor die Eingangsbuchse gelegt ist, um den Verstärker an Kristalltonabnehmer schalten zu können. In den beiden ersten Stufen kommen Transistoren OC 71 in Emitterschaltung zur Anwendung, die in der üblichen Weise eine Stabilisierung des Arbeitspunktes aufweisen (Emitterwiderstand und Anschluß der Basis an einen Spannungsteiler). Interessant ist der Gegenkopplungskanal. Die Gegenkopplung wird an einem in Reihe mit der Schwingspule des Lautsprechers geschalteten 0,1-Ohm-Widerstand über einen Transformator abgenommen und über ein RC-Glied der Basis der

Leiterwiderstand der ersten Stufe abgegriffen werden. In der zweiten Stufe wird ebenfalls ein OC 34 benutzt. Die Endstufe ist so geschaltet, daß der Lautsprecher (ohne Transformator, jedoch 200 Ohm Anpassung) zwischen den verbundenen Kollektoren des npn-pnp-Paares und der Mittelanzapfung einer Batterie $2 \times 10 \text{ V}$ liegt. Man beachte den Unterschied zur Schaltung nach Abb. 5; bei dieser wäre eine ähnliche Anordnung nicht möglich, da die Endstufe gegenphasige Eingangsspannung benötigt, also ein Transformator erforderlich ist. In der Komplementärschaltung ist dies jedoch nicht notwendig, da bei Einstellung als B-Verstärker der pnp-Transistor nur bei den negativen und der npn-Transistor nur bei den positiven Eingangsamplituden angesteuert wird. Im Ausgang (kollektorseitig) wird also bei gleichphasigem Eingang von jedem Trans-

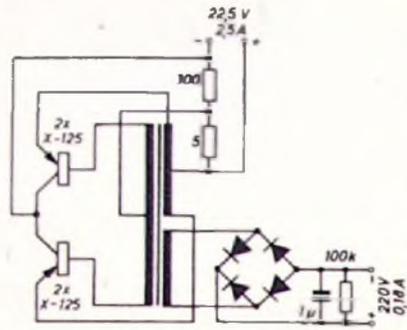


Abb. 10. Schaltung eines Leistungstransverters. Abb. 11. Ansicht eines Leistungstransverters (Intermetall)

istor eine Stromhalbwellen geliefert. Da die Typen OC 34 und OC 24 nur 35 mW Verlustleistung haben, ist die Ausgangsleistung begrenzt. Sie ist in dem vorgelieferten Modell 150 mW.

Auch Graetz führte in Düsseldorf das Modell eines Transistor-Leistungsverstärkers im Plexiglasgehäuse vor (Abb. 9). Dieser Verstärker war mit zwei Transistoren OC 15 in Gegenakt-B-Schaltung bestückt. Bei einer Ausgangsleistung von 5 W ist die Stromaufnahme etwa 0,5 A. Ein 12-V-Akku mit einer Kapazität von 5 Ah ermöglicht also einen zehnstündigen Betrieb.

Transverter

Unter Transverter werden Anordnungen verstanden, die eine niedrige Gleichspannung über eine Schwingung in eine hohe Gleichspannung verwandeln. Der Begriff Transverter kann als Fremdwort für diesen Zweck gut benutzt werden, während die manchmal benutzte Bezeichnung „Gleichstromtransfor-

mator“ etwas physikalisch Unrichtiges bezeichnet, denn Gleichstrom läßt sich nicht „transformieren“.

Transverter für kleine Leistungen sind schon mehrfach beschrieben worden; sie haben sich für Geiger-Müller-Zähler u. a. m. bestens bewährt. Der Wirkungsgrad ist dabei sehr gut. Intermetall zeigte einen Leistungs-Transverter (Abb. 10 und 11), der mit 4 Leistungstransistoren X-125 (paarweise in Gegenakt) bestückt ist. Es handelt sich um einen Gegenakt-Oszillator, der bei etwa 10 kHz arbeitet. Die Ausgangsleistung ist $202 \text{ V} \times 0,184 \text{ A} = 37,2 \text{ W}$. Eingangsseitig werden 22,5 V und 2,5 A, also 56,3 W benötigt. Der Wirkungsgrad ist daher 66%, d. h. gleich oder besser als bei Zehner- oder Umformeranordnungen. Das Fehlen sich bewegender Teile ist ein Vorteil solcher Transverter. Zur Gleichrichtung dient eine Brückenschaltung. Eine geringe Vorbelastung (100 kOhm Belastungswiderstand) verhindert das Auftreten von zu großen Spannungsspitzen in der Oszillatorschaltung. H. Lennartz

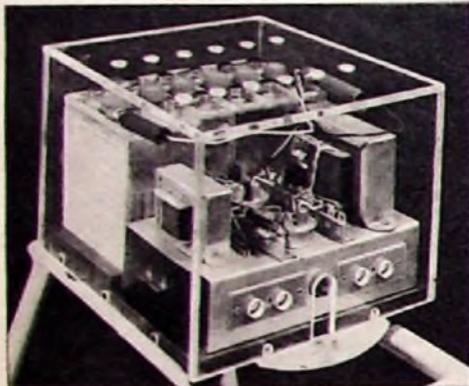


Abb. 9. Ansicht des Modells eines Transistorverstärkers von Graetz

FT - KURZNACHRICHTEN

Persönliches

Am 15. November 1955 gehört Prokurist Peter-Paul Fries 25 Jahre dem Hause Loewe Opto an. Herr Fries, gebürtig Hamburger, entwickelte sich nach gründlicher Feinmechanikerpraxis und Absolvierung der Staatslehranstalt Hamburg zum Fachmann in der Herstellung von Elektronenröhren. Sein langjähriges Tätigkeitsfeld war die Firma



C. H. F. Müller, Röntgenröhren- und Radioröhrenfabrik, aus der später die Radioröhrenfabrik Hamburg (Valvo) hervorging. Anschließend betätigte sich Herr Fries als Betriebsleiter in der Radioröhrenfabrik (Ultra (Dr. Nickel)). Mit reichen Erfahrungen, die durch zwischenzeitliche Auslandstätigkeit bei der Firma Molybdenum, Amsterdam, noch geestigt wurden, folgte er 1936 einem Ruf von Dr. S. Loewe, um mit ihm und seinen Mitarbeitern die Fertigung von Katodenstrahlröhren, Ikonoskopen und sonstigen Spezialröhren vorzubereiten. Ab Dezember 1948 ist der Jubilar technischer Betriebsleiter des Kronacher Werkes.

*

Der Zentralverband der elektrotechnischen Industrie (ZVEI), Frankfurt am Main, hielt in Bad Salzbrunn eine allgemeine Mitgliederversammlung ab. Zum Ehrenmitglied wurde auf dieser Mitgliederversammlung das ordentliche Mitglied der Siemens-Schuckertwerke, Herr Direktor Dr. Georg Leipersberger, berufen. Im Jahre 1906 trat der jetzt 64-jährige in die Elektroindustrie ein und hat sich um deren Wiederaufbau — vor allem auch in Berlin — sehr verdient gemacht.

Ende September wählte die Förderungsgemeinschaft des Heinrich-Heintz-Institutes für Schwingungsforschung auf einer Tagung in Berlin den Technischen Direktor des NWDR Herrn Prof. Dr. Werner Nestel, zum Mitglied des Vorstandes der Förderungsgemeinschaft.

*

Am 5. November 1955 wird Hans Schenk, Werbeleiter der Teletunken GmbH, 50 Jahre. Viele durch mehrjährige Tätigkeit im grafischen Gewerbe erworbene Erfahrungen brachte er bereits 1931 zu Teletunken mit. 1947, nach Frontdienst und Gelangenschaft, begann er bei seiner Firma wieder von vorn mit dem systematischen Aufbau der Werbe- und zuerst auch der Pressearbeit. Die Aufgaben wuchsen schnell. Hauszeitschriften (Teletunken-Sprecher, Tip, Teletunken-Blitz) und Ausstellungen brachten zusätzliche Arbeit, aber auch schöne, anerkannte Erfolge. Die

Fachabteilung 14 Rundfunk und Fernsehen im ZVEI betraute ihn mit der Leitung des Ausstellungs- und Werbeausschusses. Die Organisation der ersten Fernsehmesse auf der Deutschen Industrieausstellung Berlin 1951 und folgender großer Rundfunk- und Fernsehausstellungen war sein Werk. Es nimmt daher nicht wunder, daß ihn auch der übergeordnete Verband, der ZVEI, in seinen Ausstellungsausschuss holte. Bemerkenswert ist seine Vorliebe für das Besondere neuer Wege bei der Gestaltung von Ausstellungsständen. Dem Werbenachwuchs und der Pflege des Kontaktes zu den Werbeleitern aller anderen Rundfunkfirmen widmet er beson-



dere Beachtung. Seine Hobbies — Filmen, Fotografieren und Malen — ergänzen glücklich die berufliche Arbeit.

*

Den Ausgezeichneten und Jubilaren gratuliert die FUNK-TECHNIK aufrichtig und wünscht weiterhin viele Erfolge.

Messen und Ausstellungen

- 26. 2. bis 8. 3. 1956 Leipziger Frühjahrsmesse mit Technischer Messe
- 29. 4. bis 8. 5. 1956 Deutsche Industrie-Messe Hannover 1956
- 2. 9. bis 9. 9. 1956 Leipziger Herbstmesse, Konsumgüter und technische Gebrauchsgüter
- 15. 9. bis 30. 9. 1956 Deutsche Industrieausstellung Berlin 1956

EF 86

Eine Neuerung im Röhrenprogramm ist die klein- und stromarme NF-Pentode EF 86. Sie eignet sich besonders für Eingangs- und Vorstufen in hochwertigen NF-Verstärkern und gleicht in ihren elektrischen Werten etwa den schon bekannten NF-Pentoden EF 12 und EF 804. Die EF 86 wird, soweit bisher gemeldet, hergestellt von Siemens, Teletunken und Valvo. Vorläufige technische Daten: $U_1 = 6,3 \text{ V}$; $I_1 = 0,2 \text{ A}$; $U_2 = 250 \text{ V}$; $U_{g2} = 0 \text{ V}$; $U_{g3} = 140 \text{ V}$; $U_{g1} = -2 \text{ V}$; $I_a = 3 \text{ mA}$; $I_{g2} = 0,6 \text{ mA}$; $S = 2 \text{ mA/V}$; $R_1 = 2,5 \text{ M}\Omega$; $\mu_{g2, g1} = 38$.

HF-Widerstand 100 117

Der neue HF-Widerstand 100 117 von Valvo ist vor allem für den Einbau in größere Sender und in Industriegeneratoren, für Zwecke der Meßtechnik, als Dämpfungswiderstand zur Unterdrückung parasitärer Schwingungen, als dämpfender Parallelwiderstand bei abgestimmten Kreisläufen usw. vorgesehen. Technische Daten: $2 \times 75 \text{ Ohm}$, weitgehend stromabhängig; Faden in zwei Schleifen aufgeteilt, wahlweise in Serie oder parallel schaltbar; für Leistungsmessungen sind bis zu 160 W je Faden zugelassen; Dreistiftsockel in Sinterglas-technik; sehr kleine Zuleitungsinduktivitäten und Schaltkapazitäten; verwendbar bis 30 MHz; zugehörige Fassung .40 211/01.

Vergleich der Transistor- und Röhrenkennlinien

Schluß aus FUNK-TECHNIK Bd. 10 (1955) Nr. 20, S. 584

Der Eingangswert des Transistors

Es sei auf das I_C/U_{BE} -Kennlinienfeld zurückgegriffen, worin auch der Basisstrom als Funktion der Basisspannung aufgetragen ist. Wechselstrommäßig ist die Steilheit S_B

$$= \frac{\Delta I_B}{\Delta U_{BE}}$$

ein Maß für den Leitwert, den die Basis (bei fester Kollektorspannung) darstellt. Bei der logarithmischen Aufzeichnung ist für I_B eine Gerade entstanden, was wieder — wie bei I_C — anzeigt, daß das Verhältnis $\frac{S_B}{I_B}$ über einen weiten Vorspannungsbereich eine Konstante ist. Das bedeutet aber wieder, daß S_B , also der Eingangswert $G^{(k)}$ proportional dem Basisgleichstrom ansteigt.

$$G^{(k)} = S_B = 39 \cdot I_B$$

Geht man auf die für den speziellen Transistor OC 604 gegebene Tatsache zurück, daß $I_B = \frac{1}{50} I_C$, so wird der Eingangswert $G^{(k)}$

$$G^{(k)} = 39 \cdot I_B = \frac{1}{50} \cdot 39 \cdot I_C$$

Auf diesen Leitwert muß der Generatorinnenwiderstand angepaßt werden, allerdings mit der Einschränkung, daß die Kollektorwechselspannung Null ist (daher der Index k) oder anders ausgedrückt, daß die Rückwirkung der Kollektorwechselspannung verschwindend bleibt.

Die Stromverteilung

Als charakteristische Größe des Transistors tritt das Stromverteilungsverhältnis $\frac{\Delta I_B}{\Delta I_C}$ auf, das für den Transistor OC 604 = 0,02 ist. Aus den Anfangszeiten des Transistors stammt die Größe $\alpha = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_E}$, die für den Spitzen-

transistor zugeschnitten war. Sie ist auch für den modernen Flächentransistor übernommen worden, obwohl sie dort eine unpraktische Größe darstellt. α ist eine Zahl nahe bei 1, die um so näher bei 1 liegt, je kleiner der Basisstrom im Verhältnis zum Kollektorstrom ist. Man rechnet in das Stromverteilungsverhältnis um, indem $\Delta I_E = \Delta I_C + \Delta I_B$ eingesetzt wird

$$\alpha = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_C + \Delta I_B} = \frac{1}{1 + \frac{\Delta I_B}{\Delta I_C}}$$

$$\frac{\Delta I_B}{\Delta I_C} = \frac{1 - \alpha}{\alpha}$$

Die Größe $1 - \alpha$ gibt also den Anteil des Basisstromes am Gesamtstrom des Transistors an. Diese Größe ist wechselstrommäßig definiert, sie gilt auch für die Gleichströme, solange der Arbeitspunkt in einem Gebiet liegt, in dem der Abstand der I_B - von der I_C -Linie in der logarithmischen Darstellung konstant ist. Beim Transistor OC 604 ist, wie aus dem I_C/U_{BE} -Kennlinienfeld ersichtlich, diese Forderung gut erfüllt (Abb. 7a), während bei dem Typ OC 602 die I_B - und I_C -Kennlinien schiefl zueinander verlaufen (Abb. 7b). In diesem

Fall müssen für die Bestimmung von $\frac{\Delta I_B}{\Delta I_C}$ die tatsächlichen Stromänderungen von I_B und I_C herangezogen werden.

Die bisher eingeführten Begriffe $S, G^{(k)}, \frac{1-\alpha}{\alpha}$ sind miteinander verknüpft durch die Beziehung

$$G^{(k)} = \frac{1-\alpha}{\alpha} \cdot S$$

Für die Kennzeichnung des Transistors kann also auf eine der drei Größen verzichtet werden, und man hat im allgemeinen S nicht benutzt, gerade die Größe, die im Zentrum der Röhrenbetrachtungen steht. Wir wollen sie hier als gleichberechtigt weiter verwenden, weil damit der Vergleich Röhre—Transistor sehr viel leichter gemacht wird.

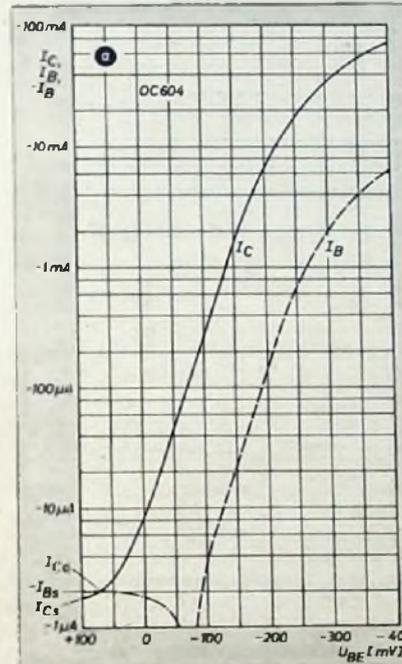


Abb. 7. I_C/U_{BE} und I_B/U_{BE} -Kennlinien bei $U_{CE} = -2V$ der Transistoren OC 602 und OC 604

richtiger eine Verstärkungsgröße ist, die vom Eingang zum Ausgang gerichtet ist und auch nur in Form einer Leerlaufverstärkung zu messen ist.)

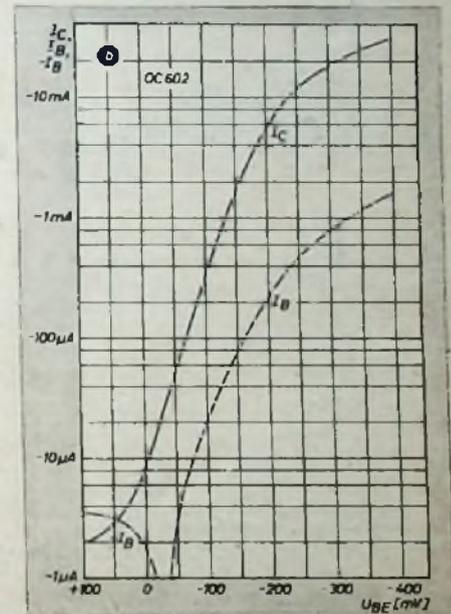
Beim Transistor haben wir es noch mit

$$\left(\frac{\Delta U_{BE}}{\Delta U_{OB}} \right) I_B = \text{const} = D_B \text{ zu tun}$$

$$\left(D_B \mp D = \frac{1}{\mu} \right)$$

An dem Abstandsvergleich der beiden I_B - und I_C -Linien in Abb. 2 erkennt man, daß D_B etwas kleiner als $1/\mu$ ist.

Mit den Größen $S, G^{(k)}, R_i^{(k)}, D_B$ ist das Verhalten des Transistors als Vierpol festgelegt. Die Verstärkung und der Eingangswiderstand als Funktion des Verbraucherwiderstandes R_B ergeben sich aus den bekannten Formeln,



Der Innenwiderstand $R_i^{(k)}$

Aus den Kennlinien läßt sich für eine konstante Basisspannung die Änderung des Kollektorstromes ΔI_C mit der Kollektorspannung

ΔU_{CE} ablesen; der Wert $\frac{\Delta U_{OB}}{\Delta I_C}$ ist der Innenwiderstand $R_i^{(k)}$

$$R_i^{(k)} = \left(\frac{\Delta U_{OB}}{\Delta I_C} \right) U_B = \text{const}$$

Da die Kennlinien in der logarithmischen Aufzeichnung parallel verlaufen (Abb. 2), bedeutet dies, daß der Innenwiderstand mit abnehmendem Strom linear zunimmt. Für $I_C = 1 \text{ mA}$ zeigt der Transistor OC 604 einen Innenwiderstand von 80 kOhm. Der Index k deutet wieder an, daß dieser Innenwiderstand für Kurzschluß am Eingang gilt. Der Durchgriff D war schon besprochen; es gilt die von der Röhre her bekannte Beziehung

$$S \cdot R_i^{(k)} \cdot D = 1.$$

(Es wäre besser, statt D den Ausdruck μ zu verwenden $\left(D = \frac{1}{\mu} \right)$, weil diese Größe sich auf konstanten Kollektorstrom bezieht, also

wenn man noch die Leerlaufwiderstände berechnet

$$G^{(k)} = G^{(k)} \left(1 - S D_B R_i^{(k)} \right)$$

$$R_i^{(k)} = R_i^{(k)} \frac{1}{1 - S D_B R_i^{(k)}}$$

oder

$$G^{(k)} = G^{(k)} \left(1 - \frac{D_B}{1/\mu} \right) = G^{(k)} \frac{(1/\mu) - D_B}{1/\mu}$$

$$R_i^{(k)} = R_i^{(k)} \frac{1}{1 - \frac{D_B}{1/\mu}} = R_i^{(k)} \frac{1/\mu}{(1/\mu) - D_B}$$

Das Abstandsverhältnis $\frac{(1/\mu) - D_B}{1/\mu}$ ist ein

Maß dafür, wie sich die aus den I_B - bzw. I_C -Kennlinien ergebenden Eingangs- und Innenwiderstände ändern, wenn man vom Kurzschluß auf den Leerlauf übergeht. Ist z. B. der Abstand der beiden I_C -Linien gleich dem Abstand der beiden I_B -Linien,

dann ist $D_B = \frac{1}{\mu}$. Der Faktor, mit dem die

Kurzschlußwiderstände multipliziert werden

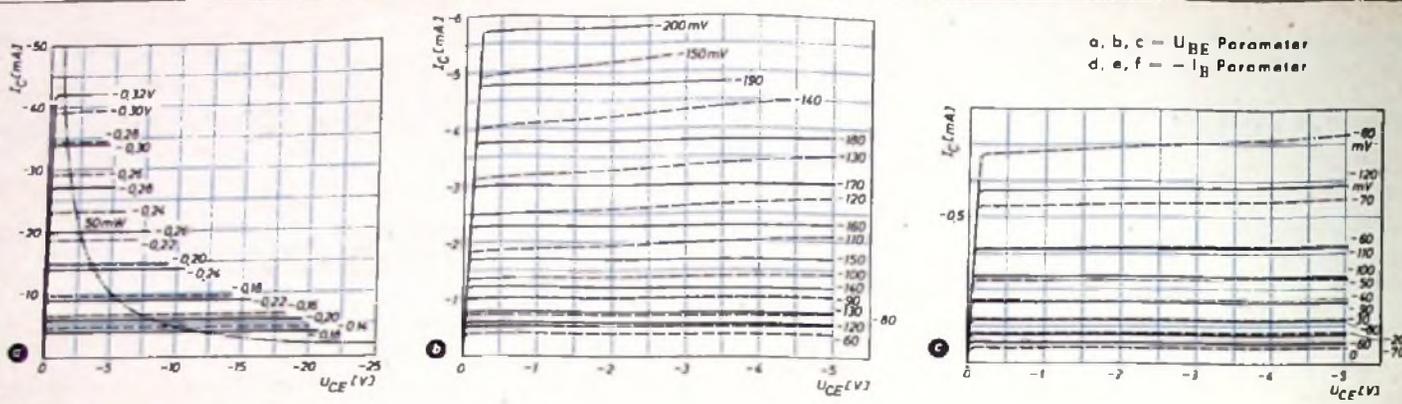


Abb. 8a...f. I_C/U_{CE} -Kennlinien des Transistors OC 604 (ausgezogen - Umgebungstemperatur 25°C, gestrichelt - Umgebungstemperatur 45°C)

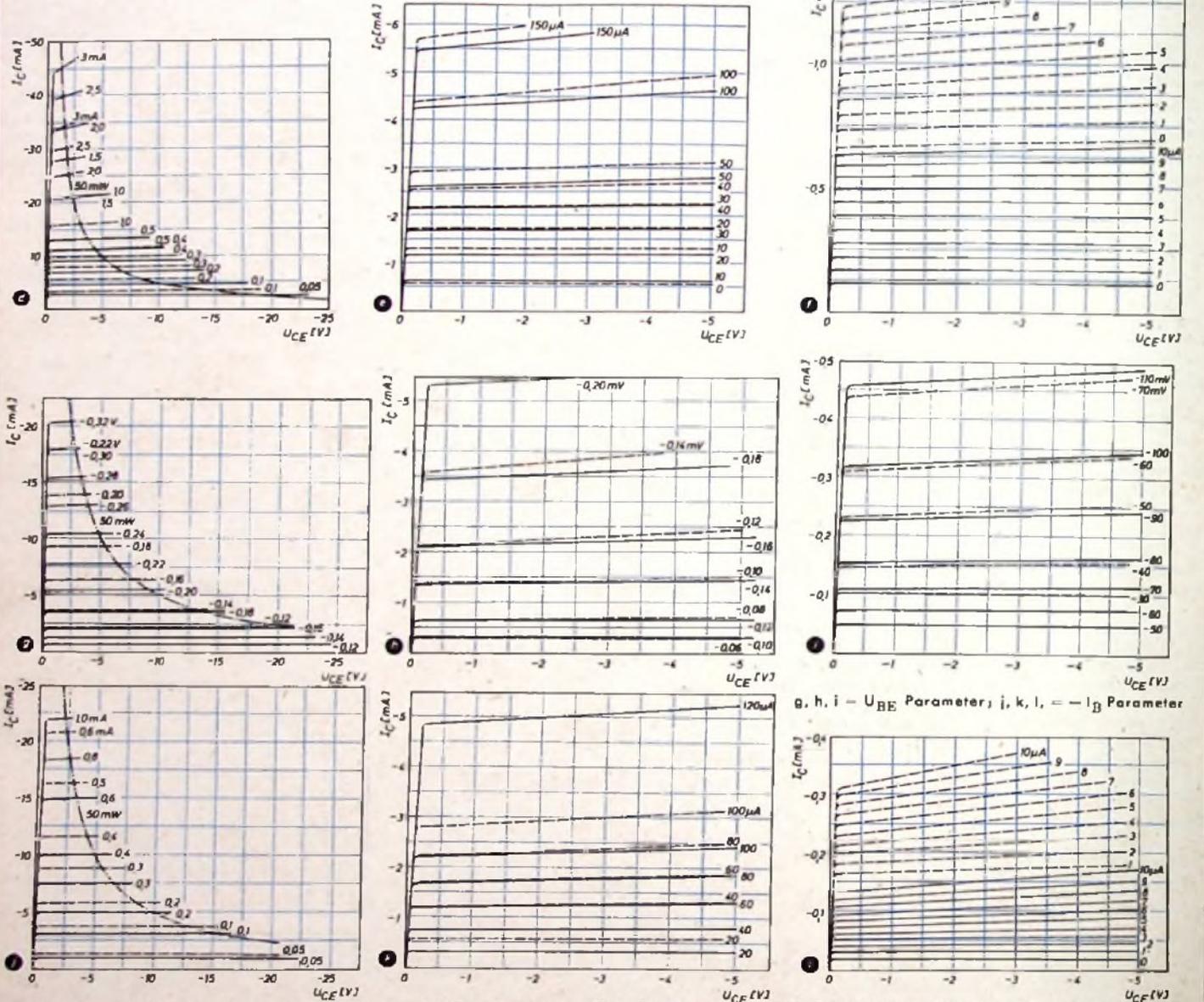


Abb. 8g...t. I_C/U_{CE} -Kennlinien des Transistors OC 602 (ausgezogen - Umgebungstemperatur 25°C, gestrichelt - Umgebungstemperatur 45°C)

müssen, um die Größe der Leerlaufwiderstände zu erhalten, ist dann $1/\mu$.
 Beim idealen Transistor sollte $D_R = -\frac{1}{\mu}$ sein, was bei dem Typ OC 604 annähernd erfüllt ist. Damit braucht man zur vollständigen Beschreibung des Wechselstromverhaltens des Flächentransistors bei kleinen Amplituden statt 4 nur noch 3 Größen. Für die Röhre werden nur 2 Größen benötigt. Bei der Röhre sind das im allgemeinen S

und R_i (oder μ), beim Transistor z. B. S, $R_i^{(k)}$ und $\frac{\alpha}{1-\alpha}$.
 Es werden damit $R_i^{(k)} = \frac{1}{S} \frac{\alpha}{1-\alpha}$
 $R_i^{(j)} = \frac{1}{2} R_i^{(k)}$
 $R_i^{(l)} = \frac{1}{2} R_i^{(k)}$

Der Transistor hat im Gegensatz zur Röhre einen Eingangswiderstand, der verhältnismäßig niederohmig ist und im Idealfall seinen Wert $R_i^{(k)}$ für kurzgeschlossenen Ausgang auf $\frac{1}{2} R_i^{(k)}$ für offenen Ausgang ändert. Der Innenwiderstand fällt dann ebenfalls auf die Hälfte ab, wenn man von kurzgeschlossenem zu offenem Eingang übergeht.

Erfahrungen mit Abschirmbechern

Im Laufe mehrerer Jahre konnten durch sorgfältige Untersuchungen und Beobachtungen weitgehende Erfahrungen mit Abschirmbechern gewonnen werden. Die nachstehende Arbeit kann somit eine Ergänzung zu bereits an verschiedenen Stellen veröffentlichten Betrachtungen über die Bemessung von Abschirmungen [1, 2, 3] darstellen. Als in konstruktiver und elektrischer Hinsicht günstiger Bechertyp hat sich die Schachtelform erwiesen, über die hier ausschließlich berichtet ist. Der Aufsatz enthält Angaben über Größenauswahl und Schirmfaktoren von Bechern verschiedenen Materials. Ferner sind die Einflüsse aufgezeigt, die das Kernmaterial der abzuschirmenden Spulen und die Feldstärkeabhängigkeit der Permeabilität des für den Aufbau verwendeten Bechermaterials auf die erzielte Schirmwirkung ausüben.

In vielen Fällen müssen Spulen (Drosseln und Übertrager) gegen äußere magnetische Felder abgeschirmt werden. Ebenso ist es häufig erforderlich, die Störfelder von Drosseln und Transformatoren (vor allem Netz-drosseln und Netztransformatoren) so weit zu verringern, daß Nachbarteile nur noch in geringem Maße von deren Feldern beeinflusst

versehen waren. Das für die Messung erforderliche Störfeld wurde durch einen Helmholtz-Rahmen erzeugt und war weitgehend homogen. Die Störfeldstärke war von 0,05 bis 10 Oe einstellbar. Die Frequenz betrug 50 Hz. Als Schirmdämpfung b_s wird das Verhältnis der in der Meßspule induzierten Spannungen ohne (U_0) und mit (U_m) Abschirmbecher in dB angegeben.

$$b_s = 20 \log \frac{U_0}{U_m}$$

Frage der Größenauswahl von Abschirmbechern

Bei der Konstruktion von Abschirmbechern wird man im allgemeinen versuchen, den Abschirmbecher nicht wesentlich größer zu gestalten, als es zum Einschließen des zu schirmenden Übertragers unbedingt notwendig ist. Für orientierende Betrachtungen genügt es, die magnetischen Widerstände zwischen den Punkten A und D (Abb 2) einmal über die Becherwände (A—B—C—D und A—E—F—D), zum anderen über den Kern der eingeschlossenen Spule (A—K—D) miteinander zu vergleichen. Da ein gewisser Luftspalt nie zu vermeiden ist, wird sich auch bei eng anliegendem Becher eine gewisse Schirmwirkung erreichen lassen. Macht man andererseits den Luftspalt immer größer, so könnte man zunächst annehmen daß die Schirmdämpfung in einem gewissen Bereich der Vergrößerung des Abstandes vom Kern zum Becher ebenfalls stark zunimmt. Daß dies aber nicht in gleichem Maße der Fall ist, kann aus Abb. 3 ersehen werden. Der Grund liegt darin, daß bei Eisenkernspulen und verhältnismäßig eng anliegenden Bechern (kleiner Luftspalt) im Innenraum eine wesentliche Feldverzerrung auftritt. Diese Feldverzerrung hält die Schirmdämpfung kleiner als bei einer geometrisch gleichen Spule ohne Eisenkern. Mit zunehmendem Luftspalt wird jedoch der Einfluß des Eisenkerns geringer und geht schließlich in eine Verdoppelung der Schirmwirkung bei Verdoppelung des Becherdurchmessers über.

Als Konstrukteur von Abschirmbechern muß man nun einen Kompromiß bei der Festlegung der Größe schließen, der sowohl in wirtschaftlicher als auch in elektrischer Hinsicht tragbar ist. Als ein guter Wert hat sich ein Luftspalt von 3+3 mm bei symmetrischer Einschachtelung des Kernes erwiesen.

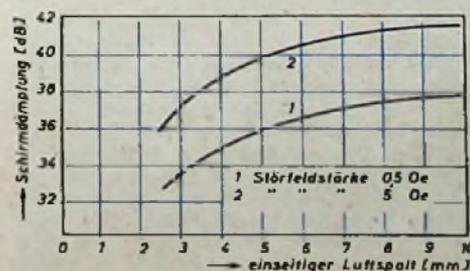


Abb. 3. Verlauf der Schirmdämpfung bei Vergrößerung des Luftspaltes zwischen Becher und Kern

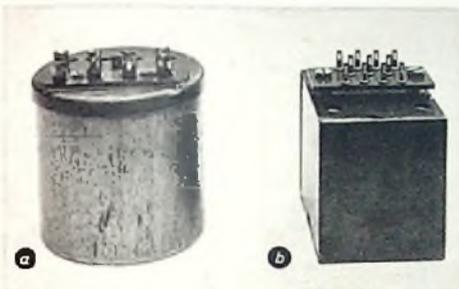


Abb. 1. Die zwei typischen Ausführungsformen von Abschirmbechern; a = der runde Becher, b = der eckige, aus einzelnen Blechlagen gewickelte Becher.

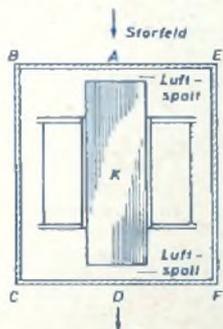


Abb. 2. Schnitt durch einen Abschirmbecher

werden. Zu diesem Zwecke werden Abschirmungen verwendet, die geschlossene, magnetisch gut leitende Hüllen um die entsprechenden Störer oder Störreplänger bilden. In welcher Form diese Abschirmbecher ausgeführt werden, ist grundsätzlich gleichgültig, wenn sie ihre Bedingung erfüllen. Zwei typische Formen sind in Abb. 1 dargestellt, einmal der runde Becher mit aufgesetztem Deckel und Boden (oder bei gezogenen Bechern mit nur aufgesetztem Deckel) zum anderen der eckige, aus einzelnen Blechlagen gewickelte Becher, der aus zwei ineinandergeschobenen Rahmen besteht. Während der runde Becher meist gezogen wird, muß der Schachtelbecher sorgfältig gewickelt und gepunktet werden, damit keine zu großen Spalte in der Schachtel und keine unnötige Materialbeanspruchung auftreten. Konstruktiv lassen sich aber eckige Schachtelbecher oft günstiger als Rundbecher in den Geräten anordnen; die Befestigung der Becher sowie die Herausführung der Wicklungsenden ist relativ einfach durchzuführen.

Nachstehend sollen ausschließlich Erfahrungen mit Bechern nach Abb. 1b wiedergegeben werden. Die der Arbeit zugrunde liegenden Untersuchungen wurden abweichend von sonst üblichen Messungen der Schirmwirkung von Abschirmbechern nicht mit Luftspulen, sondern in Anlehnung an die praktische Verwendung der Becher für die Abschirmung von Eisenkernspulen mit Spulen vorgenommen, die mit Blechkernen verschiedenen Materials

Abhängigkeit der Schirmfaktoren vom Kernmaterial der zu schirmenden Spule

Aus der schematisierten Betrachtung der Schirmwirkung des Bechers an Hand der Abb. 2 läßt sich ableiten, daß das in der Spule verwendete Kernmaterial einen gewissen Einfluß auf die Schirmdämpfung ausübt, wenn der Abstand des Kernes vom Becher klein ist. Aus verschiedenen Messungen mit M 42-Kern wurden mit einem dazu passenden Mumetallbecher die nachstehenden Dämpfungswerte bei einer Außenfeldstärke von 10 Oe gefunden:

- a) mit Dynamoblech-Kern . . . 44,3 dB (1 : 165)
- b) mit Permenorm-Kern . . . 43,5 dB (1 : 150)
- c) mit Mumetall-Kern . . . 42,9 dB (1 : 140)

Maßnahmen zur Erhöhung der Schirmwirkung

Wenn die im vorigen Abschnitt angegebenen Schirmfaktoren nicht ausreichen, müssen Maßnahmen zu ihrer Vergrößerung ergriffen werden. Eine Möglichkeit bietet sich in der Verwendung höherpermeablen Bechermaterials, z. B. „M 1040“. Mit einem solchen Becher für die Kerngröße M 42 können bei gleicher Baugröße Schirmwerte von etwa 52 bis 55 dB erreicht werden. Ein weiteres und besseres Verfahren stellt die Anwendung von Doppelabschirmungen dar (Abb. 4). Die Schirmfaktoren sind etwa 70 dB (etwa 3000). Abhängig



Abb. 4. Schnitt durch eine Doppelabschirmung

von Kernmaterial ergeben sich für eine zu M 42 passende Mumetall-Doppelabschirmung folgende Werte bei einer Außenfeldstärke von 10 Oe:

- a) mit Dynamoblech-Kern . . . 74,5 dB (1 : 5300)
- b) mit Permenorm-Kern . . . 72,4 dB (1 : 4200)
- c) mit Mumetall-Kern . . . 71,6 dB (1 : 3800)

Abhängigkeit der Schirmwirkung von der Störfeldstärke

Die Permeabilität der meisten zur Herstellung von Abschirmbechern dienenden Blechsorten ist mehr oder weniger feldstärkeabhängig; sie ist ein Maß für die magnetische Leitfähigkeit und damit auch für die Schirmwirkung des Bechers. In Abb. 5 sind die Schirmfaktoren dreier Becher (Mumetall) bei Feldstärken zwischen 0,1 und 10 Oe aufgetragen. Aus ihnen ist die gleiche Tendenz ersichtlich, die von den Induktivitäten jeder Eisenkernspule bekannt ist. Die Kurven zeigen ferner, daß bei der Beurteilung der Störanfälligkeit von Gerä-

ten gegen äußere Störfelder Fehler unterlaufen können, wenn man bei stärkeren Feldern mißt und auf einen geringeren Feldstärkewert umrechnet. Für die Beurteilung der Störanfälligkeit von Studiogeräten hat sich der Wert 50 mOe eingeführt. Häufig ist es kaum möglich, die geringen induzierten Spannungen von der Fremdspannung des Gerätes zu trennen; deshalb werden die Geräte bei einer Feldstärke von 1 Oe ausgemessen, und der erhaltene Wert wird auf 50 mOe bezogen. Dabei können aber Fehler bis zu 100% auftreten.

Abschirmung des Eigenfeldes von Übertragern und Drosseln

Die bisher betrachteten Abschirmbecher lassen sich auch zur Abschirmung der Eigenstreuelder von Transformatoren und Drosseln verwenden. In Tab. 1 ist die Dämpfung des Feldes eines Netztransformators auf M 42 Kern in 5 und 10 cm Entfernung (gemessen von Mittellinie Trafo zu Meßspule) angegeben. Als Bechermaterial wurden Mumetall und Permenorm verwendet.

Tab. 1. Störfeldstärke eines Netztransformators (M 42) in 5 bzw. 10 cm Abstand

Abstand	ohne Becher	mit Becher	
		Mumetall	Permenorm
5 cm	2000	13	16,3 mOe
10 cm	260	4,5	4,5 mOe

Aus der erwähnten Tatsache, daß die zur Abschirmung verwendeten magnetischen Werkstoffe teilweise stark feldstärkeabhängig sind, ist man versucht anzunehmen, daß sich die Feldstärkeabhängigkeit bei der Abschirmung von Störern im Innern der Becher im günstigen Sinne ausnutzen läßt, sofern es gelingt, das Bechermaterial magnetisch optimal zu belasten. Tatsächlich kann man die Feldstärke im Bechermaterial auch bei normalen Netztransformatoren so weit erhöhen, daß die Maximalpermeabilität erreicht und sogar überschritten wird (Abb. 6).

Daraus ließen sich normalerweise zwei mögliche Konsequenzen ziehen, einmal die, daß unter Ausnutzung des notwendigerweise zur Verfügung stehenden Störfeldes (z. B. eines Netztransformators) ein Maximum an Schirmwirkung aus dem geeignet konstruierten Becher herauszuholen ist; zum zweiten die, daß es gelingen könnte, trotz Verwendung billigeren Bechermaterials höchste Schirmfaktoren zu erreichen. Es gibt Werkstoffe, deren Maximalpermeabilität auch bei niedriger Anfangspermeabilität nahe an die von Permenorm oder Mumetall herankommt (Abb. 7). In beiden Fällen bietet aber die praktische Durchführung keine Vorteile, und zwar aus folgenden Gründen:

a) Obwohl sich aus der Permeabilitätskurve ein Schirmfaktorgewinn von 1 : 2 bis 1 : 4 ableiten läßt, steht dieser Gewinn doch in keinem Verhältnis zur Zunahme der Störfeldstärke mit der Induktion im Kern der abzuschirmenden Spule. Das im Außenraum herrschende Feld wird also trotz zunehmenden Schirmfaktors immer größer.

b) Bei niederpermeableren Werkstoffen liegt teilweise wohl die Maximalpermeabilität sehr hoch (z. B. Trafoperm), aber gleichzeitig auch diejenige Feldstärke, bei der diese Maximalpermeabilität auftritt. Dadurch ist in vielen Fällen dieser Punkt schon nicht mehr zu erreichen. Auch eine starke Verkleinerung des Bechers bringt keine Erfolge, da mit geringer werdendem Abstand des Bechermaterials vom Kern größere Feldverformungen innerhalb des Bechers auftreten, die dem Bestreben entgegenwirken.

Abb. 8 zeigt Kurven von Versuchsbechern, in denen das zum Ausdruck gebracht ist.

Hinweise für die Verwendung von Abschirmbechern

Neben den bereits durchgeführten grundsätzlichen Betrachtungen gibt es noch eine Reihe von recht wichtigen Hinweisen, die bei Konstruktion, Herstellung und Verwendung von Abschirmbechern zu berücksichtigen sind. Eine Abschirmung ist um so besser, je lückenloser die Schirmhüllen aufgebaut sind. In dieser Hinsicht hat ein nahtlos gezogener Becher mit gut sitzendem Deckel den unbedingten Vorzug. Für einfacher herzustellende Becher, wie sie diesem Bericht zugrunde liegen, müssen zwischen den wirtschaftlichen Möglichkeiten und den elektrischen Forderungen Kompromisse geschlossen werden. Man wird die

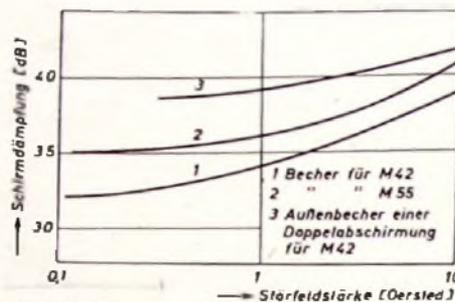


Abb. 5. Feldstärkeabhängigkeit der Schirmdämpfung

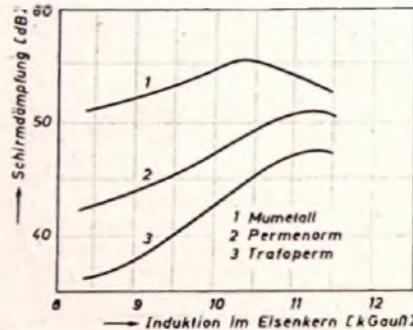


Abb. 6. Schirmdämpfung von Bechern verschiedenen Materials zur Abschirmung eines Netztransformators (Kerngröße M 42)

Wandung solcher Becher nicht aus Vollmaterial, sondern aus mehreren dünnen, voneinander gut isolierten Blechlagen wickeln. Normalerweise braucht eine besondere Isolation zwischen den Blechen nicht vorgesehen zu werden, da die Oberflächenoxydation eine ausreichende Trennung gewährleistet. Nicht sorgfältig entgratete Bleche sowie das Anbringen von Schweißpunkten zum Zusammenhalten der Blechwickel setzen die Güte eines Bechers wesentlich herab. Qualitätsvermindernd wirken auch jegliche Unterbrechungen der Schirmwände, wie sie z. B. zum Herausführen der Wicklungsenden erforderlich sind. Die erwähnte sorgfältige Isolation der einzelnen Blechlagen noch verbessern. Diese Zwischenlagen erfüllen dabei den Zweck, einen mehr oder weniger großen Luftspalt zwischen den Blechlagen herzustellen und so die Schirmwirkung zu erhöhen. Zusätzlich isoliert angebracht, in sich geschlossene Kupferzwischenlagen verbessern die Schirmwirkung bei hohen Frequenzen. Die Herstellung solcher Becher erfordert jedoch eine besondere Technik, denn die Becher können in dieser Form nicht gegläht werden. Es sind deshalb einzelne Teilschichten herzustellen und nach dem Glühen mit den entsprechenden Zwischenlagen zusammenzubauen. Dieser verhältnismäßig große Arbeitsaufwand steht in keinem günstigen Verhältnis zu dem Gewinn an Schirmwirkung. Ein nach diesen Gesichtspunk-

ten gefertigter Becher war in seinem Innenwickel aus drei Lagen Mumetallblech (0,35 mm stark), in seinem Außenwickel aus zwei Teilen mit zwei bzw. drei Lagen des gleichen Bleches aufgebaut. Zwischen den beiden Teilen des Außenwickels befand sich eine Isolation von etwa 0,2 mm Preßspan. Die Schirmdämpfung dieses Bechers lag um 3 bis 4 dB höher als die eines dreilagigen Mumetall-Bechers ohne Zwischenlagen.

Aus dem Aufbau des geschichteten Bechers ergibt sich, daß an zwei Stellen die doppelte Schirmwandung entsteht. Zweckmäßigerweise wird der zu schirmende Übertrager so in den Becher gesetzt, daß seine magnetische Achse senkrecht auf diese Doppelwände trifft. Es

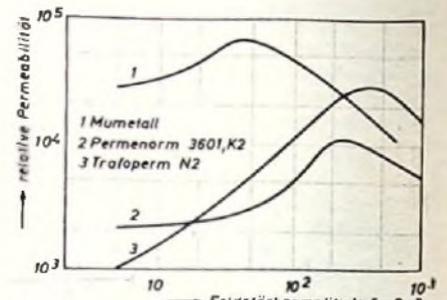


Abb. 7. Permeabilität weichmagnetischer Werkstoffe

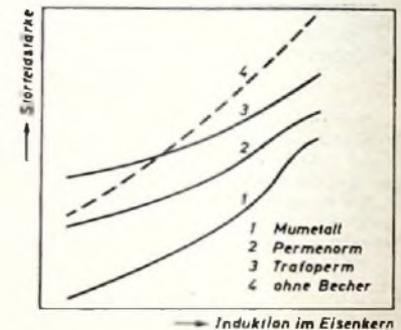


Abb. 8. Verlauf der Störfeldstärke eines Netztransformators (M 42) mit und ohne Abschirmbecher (Maßstab relativ)

ist leicht abzuschätzen, daß bei solchem Einbau die größere Schirmwirkung entsteht. Alle in diesem Bericht wiedergegebenen Messergebnisse wurden unter dieser Voraussetzung gewonnen. Bei anderem Einbau sind die Schirmfaktoren nur etwa 20 bis 40% der Werte. Weiterhin wird auf eine sorgfältige Behandlung von schlußgeglühten Mumetall-Bechern hingewiesen. Es wurde beobachtet, daß durch mehrmaliges Ein- und Ausschachteln, durch leichte Stoßbeanspruchung oder durch nachträgliches Bearbeiten (Bohren von Löchern u. dgl.) Verminderungen der Schirmdämpfung bis zu 10 dB auftreten.

Sehr häufig steht der Konstrukteur vor der Frage, ob in besonders dringenden Fällen auf eine Schlußglühung verzichtet werden kann. Entsprechende Messungen an Mumetall-Abschirmbechern für die Kerngröße M 42 ergaben Schirmdämpfungen von rd. 20 dB vor und rd. 40 dB nach der Schlußglühung.

Schlußwort

- [1] Kaden, H.: Elektromagnetische Schirmung in der Fernmeldetechnik und Hochfrequenztechnik. Berlin-Göttingen-Heidelberg 1950, Springer-Verlag
- [2] Moeller, Fr.: Magnetische Abschirmung durch Einfach- und Mehrfachzylinder begrenzter Länge bei Trafrequenzen. ENT Bd 18 (1941) Nr. 1, S. 1, u. Nr. 2, S. 1
- [3] Schadwinkel, G.: Beiträge über die Schirmwirkung von Hüllen gegen Streufelder des 50periodischen Wechselstromes. Diss. T. H. Danzig, Würzburg 1941, Triltsch-Verlag

WERNER W. DIEFENBACH

FM-Prüfsender »MINICHECK II«



Technische Daten

- Frequenzbereiche: 87,5... 100 MHz, 10,6... 10,8 MHz
- Ausgangsspannung: 50 μ V... 200 mV, stufenlos regelbar
- Modulationshub: > 15 kHz
- Eigenmodulation: 1000 Hz
- Fremdmodulation: durch Drucktasten anschaltbar
- Leistungsaufnahme: 8 W bei 220 V~
- Wechselstrom-Netzanschluß: 110, 125, 220 V

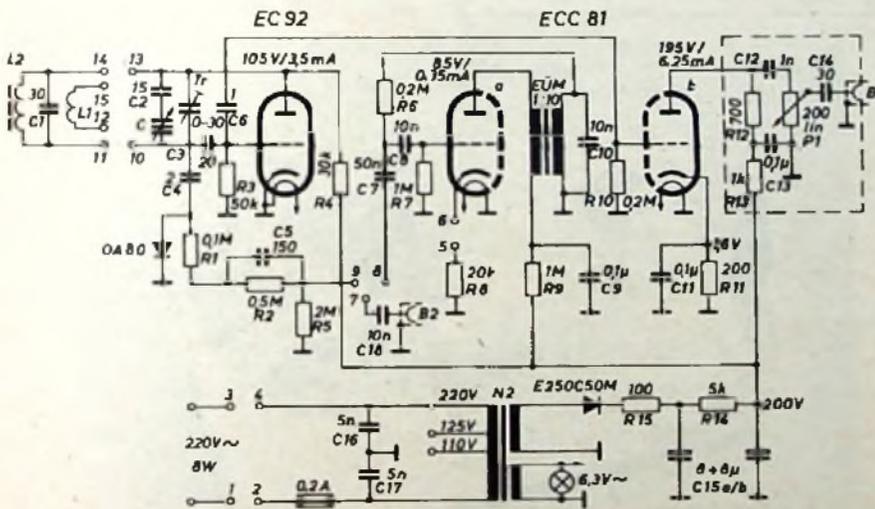
Als erstes Gerät der MINITEST-Serie wurde der AM-Prüfsender „MINICHECK I“ veröffentlicht. Die Typenbezeichnung ließ schon darauf schließen, daß noch ein zweiter Prüfsender geplant war. Das neueste Minitest-Prüfgerät „MINICHECK II“ erscheint als FM-Prüfsender für den Abgleich des UKW-Teiles von Rundfunkempfängern und ergänzt den schon beschriebenen AM-Prüfsender.

1) AM-Prüfsender „MINICHECK I“. FUNK-TECHNIK Bd. 8 (1953) Nr. 14, S. 436

lineare Skaleneichung zu erhalten, befindet sich in Serie zum Drehkondensator der keramische Festkondensator C 2. Er bewirkt eine Bandspreizung, so daß der UKW-Gesamtbereich auf den größten Teil der Skala auseinandergezogen wird. Für den Bereichsabgleich ist der Paralleltrimmer T_r vorhanden. Als Induktivität für das UKW-Band dient die Spule L_1 , während L_2, C_1 für den ZF-Bereich um 10,7 MHz bemessen sind. Beide Spulen werden zweipolig mit Hilfe eines dreiteiligen Drucklastenaggregates umgeschaltet. Der Schwingkreis ist HF-mäßig über C_3 an das Steuergitter der EC 92 angekoppelt. Die negative Gittervorspannung der EC 92 wird durch den Gitterstrom mit Hilfe des Widerstandes R_3 gewonnen. C_6 dient als Auskoppelkapazität. Zur Frequenzmodulation ist die Diode OA 80 als Reaktanzglied eingesetzt. Sie ist über 2 pF an den Schwingkreis angekoppelt. C_5, R_2 stellen das übliche Preemphasis-Glied dar. Mit der angegebenen Modulationsschaltung läßt sich ein Frequenzhub von mehr als 15 kHz erreichen.

Die erzeugte HF-Spannung gelangt zum Gitter der Trennröhre ECC 81 (b), deren Gittervorspannung durch die Katodenkombination C_{11}, R_{11} erzeugt wird. Der Außenwiderstand ist in Anbetracht des großen Frequenzbereiches mit 700 Ohm bemessen (R_{12}). Die Ausgangsspannung gelangt über C_{12} zum Ausgangsspannungsregler P_1 (200 Ohm), dessen Schleifer über C_{14} mit der abgeschirmten Ausgangsbuchse B_1 Verbindung hat. Mit dem anderen Triodensystem der ECC 81 (a) wird die Tonfrequenz von 1000 Hz erzeugt. Die Primärseite des Übertragers „EUM“, der ein Übersetzungsverhältnis von 1:10 hat, dient als Schwingkreisinduktivität, während die Sekundärseite zur Rückkopplung verwendet wird. Mit Hilfe des Kondensators C_{10} und des Widerstandes R_6 kann die Tonhöhe des Generators bestimmt werden. Da der Katodenwiderstand R_8 nicht überbrückt ist, entsteht eine Gegenkopplung, die bei der verwendeten Generatorschaltung sehr erwünscht ist. C_7 dient als Kopplungskondensator, während C_{18} etwaige Gleichspannungsanteile der über B_2 zugeführten Fremdmodulationsspannung vom Modulationskreis fernhält. Die Ein- und Ausschaltung des eingebauten Tongenerators erfolgt durch Drucktasten mit Hilfe der Kontakte 5/6 und 9/8.

Die Schaltung des Netzteiles entspricht der allgemein üblichen Ausführungsform. Als Netztransformator ist der bewährte Typ „N 2“ verwendet worden. Die Anodenspannung richtet der Einweggleichrichter E 250 C 50 M gleich. Auf der Primärseite des Netztransformators sind zwei Entstörungskondensatoren C_{16}, C_{17} angeordnet, die etwaige über den Netzteil in das Netz gelangende HF-Reste kurzschließen. Ein- und ausgeschaltet wird mit den Kontakten 3/4 und 1/2.

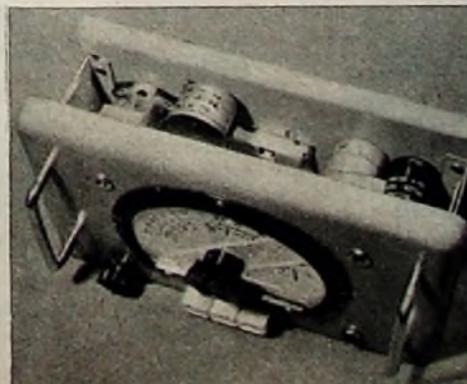


Schaltung und Schalterdiagramm des Prüfsenders

Kontakte	1	2	3	4	5	6	7	8	9
87,5-100 MHz	*	*	*	*	*	*	*	*	*
10,7 MHz	*	*	*	*	*	*	*	*	*

Dreistufige Schaltung

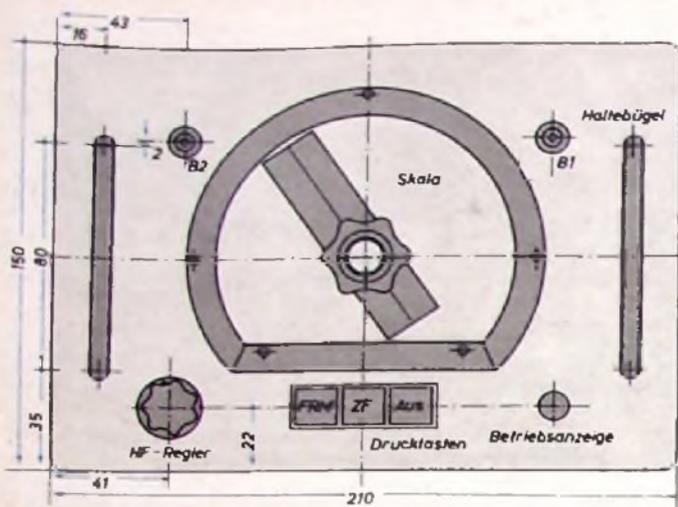
Die Schaltung ist verhältnismäßig einfach ausgeführt und besteht aus dem Oszillator (EC 92), der Trennröhre a ($1/2$ ECC 81) und dem Tongenerator b ($1/2$ ECC 81). Als UKW-Oszillatorschaltung hat sich der kapazitive Dreipunkt-Oszillator gut bewährt. Abgestimmt wird mit Hilfe eines handelsüblichen UKW-Drehkondensators, dessen Kapazitätsvariation etwa 12 pF ist. Um eine annähernd



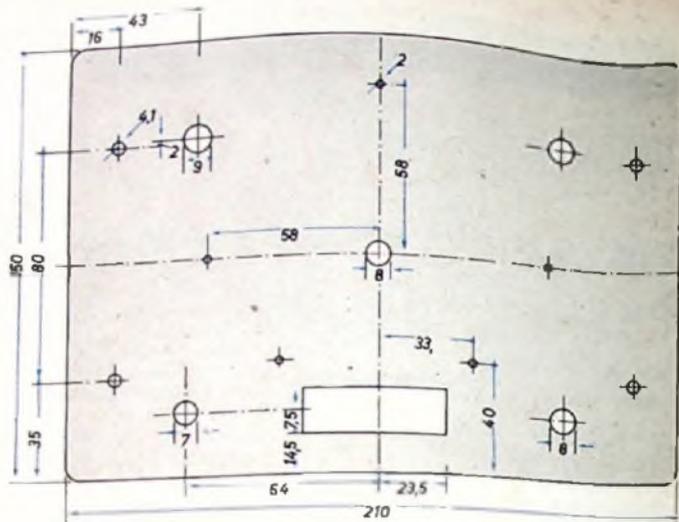
Chassisansicht von oben bei abgenommener Haube

Liste der Spezialteile

Netztrafo „N 2“	(Engel)
Sicherungshalter	(Zimmermann)
Skalenlampe 6,3 V/0,3 A	(Osram)
Selengleichrichter E 250 C 50 M	(AEG)
Elektrolytkondensator 8 + 8 μ F 350/385 V	(NSF)
Drucklastenaggregat 3xU 15 M elfenbein 4 u	(Schadow)
Potentiometer 200 Ohm, lin.	(Preh)
Pico-Röhrenfassung mit Abschirmzylinder	(Preh)
Noval-Röhrenfassung mit Abschirmzylinder	(Preh)
Übertrager „EUM“ 1:10	(Engel)
Drehkondensator .270/1“	(NSF)
Lufttrimmer 0...30 pF	(Valvo)
Spulenkörper „T 2703 K“	(Görlitz)
Mikrosteckverbindungen	(Peiker)
2 Abschirmbuchsen „KK 1“, „KK 2“	(Peiker)
Skala „As 110/180“	(Großmann)
Steckdose	(Jautz)
Miniaturredknopf	(Mazur)
Widerstände	(Dralowid)
Kondensatoren	(Wima/NSF)
Gehäuse 250x150x110 mm	(Leitner)
Kristalldiode OA 80	(Valvo)
Röhren EC 92, ECC 81	(Valvo)
Die Spezialteile sind vom Fachhandel erhältlich	



Einzelteileanordnung für die Frontplatte



Bohrschema für die Frontplatte

Ratschläge für den Aufbau

Wie alle Geräte der Minitest-Serie erscheint der UKW-Prüfsender in einem Leistner-Standardgehäuse mit den Abmessungen 250×150×110 mm, das ein Vertikal-Chassis verwendet.

Auf der 150×210 mm großen Frontplatte befinden sich in der Reihenfolge von oben nach unten die Buchsen B1 und B2, die Skala und das Drucktastenaggregat mit dem Ausgangsregler P1 (links) und dem Lämpchen für die Betriebsanzeige (rechts), das parallel zur Heizwicklung geschaltet ist.

Netzteil und der eigentliche Prüfsender sind aufbaumäßig sorgfältig voneinander getrennt. In der Chassismitte wurde der Drehkondensator befestigt. Darunter sitzen das Drucktastenaggregat, links daneben die beiden Röhren mit dem Ausgangsregler und links oben der Tonfrequenzübertrager „EUM“ (Engel).



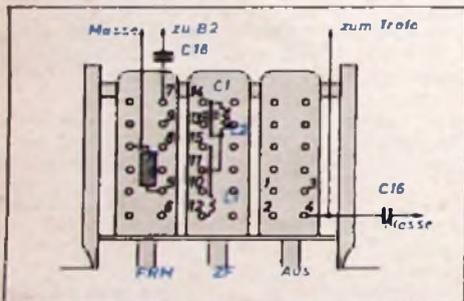
Skaleneichnung

Tab. 1. Wickeldaten der Spulen

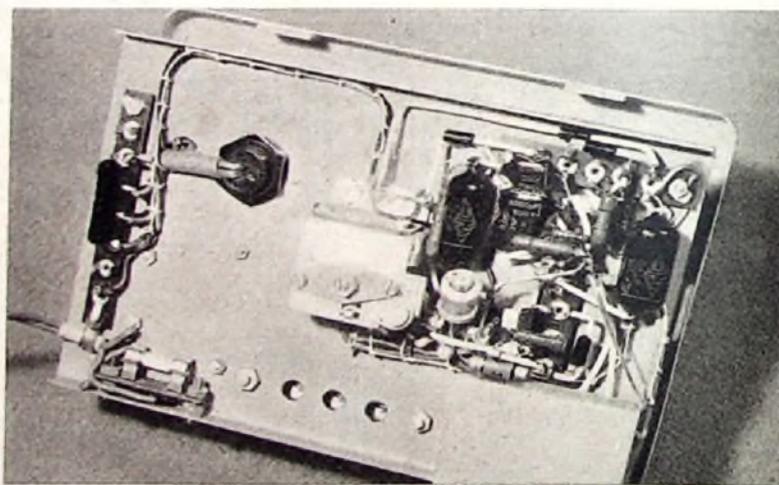
Spule	Wdg.	Selbstinduktion	Draht- ϕ	Spulen- ϕ
L1	3	—	1,5 mm	8 mm
L2	28	4,4 μ H	0,5 mm	—

Bei der Verdrahtung wurde großer Wert auf die Übersichtlichkeit gelegt. Drei Lötösenleisten erleichtern die Montage von Kondensatoren und Widerständen. Es sei noch erwähnt, daß die Netzsicherung unterhalb der Montageplatte auf einer kleinen Sicherungsleiste untergebracht ist. Die Spulen wurden selbstgewickelt. Die UKW-Spule L1 ist freitragend, während für L2 ein Görler-Spulenkörper („T 2703 K“) verwendet wurde, der insgesamt 28 Windungen erhält. Die Spulendaten gehen aus Tab. 1 hervor.

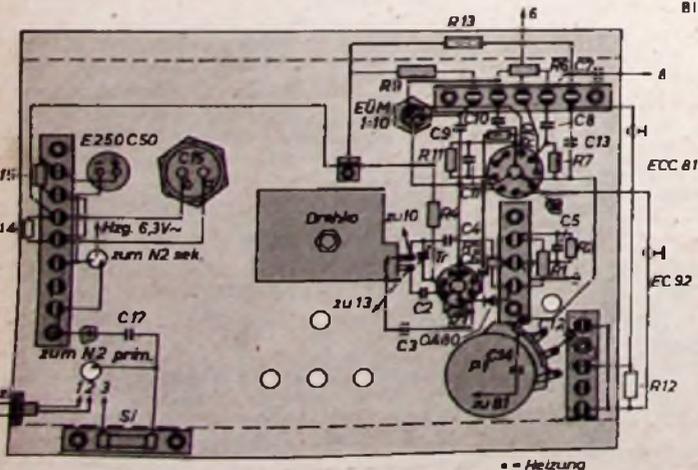
Das Drucktastenaggregat besteht aus drei Segmenten mit je 4×3 Kontakten und ist so geschaltet, daß der UKW-Bereich arbeitet, wenn keine der Tasten gedrückt ist. In Aus-Stellung muß die



Verdrahtungsskizze des Drucktastenaggregats



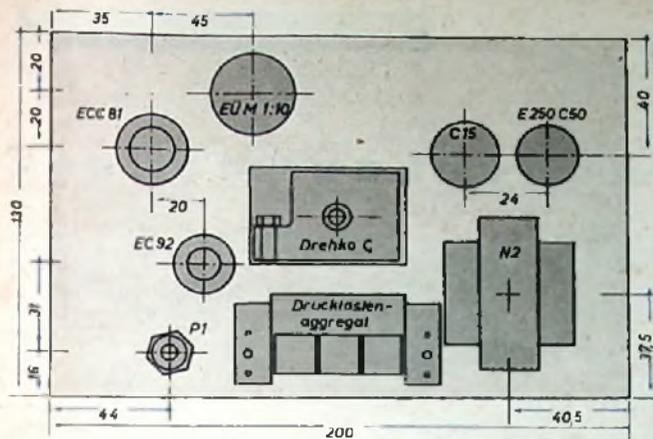
Blick in die Verdrahtung



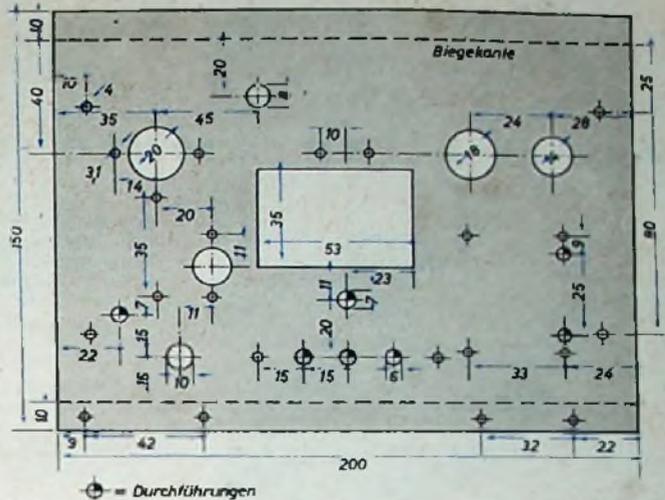
Verdrahtungsplan

Ansicht der Verdrahtung des HF-Teiles





Chassis-Einzelteileanordnung (oben) und Bohrschablone für die Montageplatte (rechts)



⊙ = Durchführungen

E. HAAPÉ

ELEKTRONIK

Elektronisches Relais

Für verschiedene industrielle Anwendungszwecke ist oft ein Relais erwünscht, das durch kleine Eisenteile (z. B. Stecknadeln) ausgelöst wird, wenn diese beim Fallen eine bestimmte Stelle passieren. Das nachfolgend beschriebene, erprobte elektronische Relais eignet sich hierfür gut.

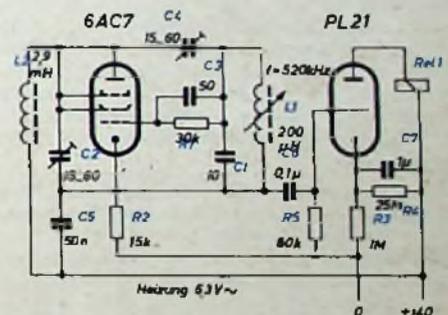
Als Indikator dient eine Spule, deren Induktivität sich bei der Annäherung von Eisenteilen ändert. Eine Schaltung, bei der sich die kleine, hierbei zu erwartende L -Änderung stark auswirkt, ist die Huth-Kühn-Schaltung. Sie wurde in Anodenbasisschaltung aufgebaut, um den verstärkten Impuls mit Kathodenpotential abnehmen zu können.

L_1 , C_1 und L_2 , C_2 sind die frequenzbestimmenden Schwingkreise, von denen L_1 , C_1 auf etwa 520 kHz abgestimmt ist; L_2 , C_2 hat dagegen eine etwas höhere Resonanzfrequenz. C_4 dient der Einstellung der Rückkopplung, während R_1 , C_3 die Gittervorspannung erzeugt. Um diese auf einen hohen Wert zu bringen (geringer Anodenruhestrom), muß der Resonanzwiderstand R_0 von L_1 , C_1 möglichst hoch getrieben werden. Um den Netzteil und auch R_2 nicht als Dämpfungswiderstand für den Schwingkreis L_2 , C_2 wirksam werden zu lassen, muß man beide durch C_5 überbrücken. Der Ankopplungskondensator C_6 stellt die Verbindung mit dem Gitter des nachgeschalteten Stromtors her. Die PL 21 liegt mit ihrem Steuergitter über R_5 an Masse und erhält über dem Spannungsteiler R_3 , R_4 eine negative Gittervorspannung. In der Anode liegt das Relais Rel 1 mit dem Kondensator C_7 .

Mittels C_2 wird die Frequenz des Kreises L_2 , C_2 so weit der Frequenz von L_1 , C_1 genähert, daß die Schwingungen kurz vor dem Abreißen sind. Es fließt jetzt ein Anodenruhestrom von 1,3 mA. Sowie jetzt die Resonanzfrequenz von L_2 , C_2 um einen geringen Wert abfällt — und dies erfolgt, wenn die Induktivität von L_2 beim Durchfallen von kleinen Eisenteilen zunimmt —, reißen die Schwingungen ab. Dabei steigt der Anodenstrom plötzlich auf 6,3 mA an. Diese Differenz von 6,3–1,3=5 mA erzeugt an dem Kathodenwiderstand R_2 eine Spannung von

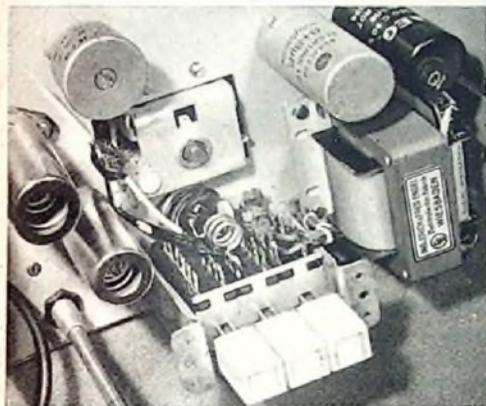
$$U = I \cdot R_2 = 5 \cdot 15 = 75 \text{ V}$$

Diese Spannung wird über den Ankopplungskondensator C_6 differenziert und gelangt als positiver Spannungsimpuls an das negativ vorgespannte Gitter des Stromtores. Dadurch steigt die Gittervorspannung kurzzeitig über die Zündspannung hinaus an; das Stromtor zündet und Rel 1 zieht an. Der Kondensator C_7 , der vorher aufgeladen war, entlädt sich dabei außerdem noch über das Relais Rel 1, so daß dieses sicher anzieht. Dabei bricht aber die Spannung zwischen Anode und Kathode des Stromtores unter die Brennspannung zusammen, so daß das Stromtor erlischt.



Schaltung des elektronischen Relais. Beim Durchfallen von kleinsten Eisenteilen durch die Schwingkreisspule L_2 wird eine Resonanzfrequenz verändert, und die Schwingungen reißen ab. Infolge des ansteigenden Anodenstromes entsteht am Kathodenwiderstand der Oszillatortöhre 6AC7 eine positive Spannung, die differenziert und als positiver Impuls dem Stromtor PL 21 zugeführt wird. Das Stromtor zündet kurzzeitig und bringt im Anodenkreis Relais Rel 1 zum Ansprechen.

Inzwischen ist aber das anfangs erwähnte Eisenteilchen schon wieder aus der Spule L_2 herausgefallen, so daß die Resonanzfrequenz von L_2 , C_2 wieder ansteigt. Der Rückkopplungstrimmer C_4 bewirkt jetzt ein sicheres Einsetzen der Schwingungen, wobei der Anodenstrom wieder auf 1,3 mA zurückgeht. Damit sinkt auch gleichzeitig die Spannung am Kathodenwiderstand R_2 . Der hierbei über C_6 differenzierte, negative Impuls stört nicht. Das Stromtor hatte nach dem positiven Impuls sofort wieder gelöscht; Rel 1 war wieder abgefallen. Die Pause zwischen zwei Impulsen muß ≈ 5 s sein.



Drucklasten-aggregat mit UKW- und ZF-Spulen

Taste „Aus“ gedrückt sein. Betätigt man die Taste „ZF“, dann liefert der Prüfsender die ZF-Frequenz von 10,7 MHz. Beim zusätzlichen Drücken der Taste „FRM“ läßt sich der Prüfsender über die Buchse B 2 fremdmodulieren.

Eichung

Arbeitet der Prüfsender einwandfrei, dann kann die Eichung mit Hilfe eines Vergleichs-Meßsenders oder eines gut geeichten Rundfunkempfängers vorgenommen werden.

Bei Verwendung eines Empfängers empfiehlt sich folgendes Verfahren: Prüfsenderausgang und Empfängerereingang werden über eine abgeschirmte Leitung miteinander verbunden. Vor jeder Eichung sollte eine Einbrenndauer von etwa 15 Minuten für beide Geräte abgewartet werden. Empfänger und Prüfsender sind auf Bereichsmittel abzustimmen. Die Frequenz des Prüfsenders ist mit Hilfe von Tr so einzustellen, daß der Eichpunkt des Prüfsenders gleichfalls mit der ungefähren Skalennitte übereinstimmt. Der Resonanzpunkt läßt sich mit dem Magischen Auge überwachen.

Der gleiche Vorgang spielt sich nun am unteren und oberen Bereichsende ab. Es ergibt sich schließlich eine Skaleneichung, bei der der UKW-Bereich über den Gesamtbereich der Skala verteilt ist.

Auch die Eichpunkte für den ZF-Bereich kann man mit Hilfe eines Empfängers aufsuchen. Vorteilhafter ist jedoch ein Vergleichs-Meßsender, vor allem, wenn noch die \pm -Werte der ZF für etwaige Messungen geeicht werden sollen.

In einem der nächsten Hefte wird noch die Erweiterung des UKW-Prüfsenders „Minichock II“ für AM-Modulation und zum Meßsender beschrieben werden.

Kurzwellen-Amateure und Funkausstellung



Wie auf den letzten Funkausstellungen in Düsseldorf, so gab es auch dieses Mal verschiedene interessante Neuheiten für den KW-Amateur. Man findet heute nur noch wenige Firmen, die Spezialbauteile für den Kurzwellenfunk herausbringen, da sich lohnende Auflageziffern kaum erreichen lassen. Wenn Neuerungen erscheinen, handelt es sich in den meisten Fällen um Konstruktionen der Bauelemente-Hersteller für die Apparateindustrie.

Am Stand des DARC

Der Kreis der Interessenten am Amateurfunk ist heute viel größer als früher, denn es kann jeder, der bestimmte Voraussetzungen erfüllt und entsprechende Kenntnisse in Morse, KW-Technik und Betriebsabwicklung nachweist, eine Amateur-Sendelizenz erwerben. Welcher Beliebtheit sich der Amateur-KW-Funk vor allem unter dem technischen Nachwuchs erfreut, zeigte der dicht umlagerte Stand des Deutschen Amateur Radio Clubs e. V. (DARC e. V.) auf der Düsseldorfer Funkausstellung.

Einen Hauptziehungspunkt bildete der vom DARC unter dem Rufzeichen DLØFA betriebene Kurzwellensender im 80-m-Band. Die hier abgewickelten QSO gaben einen Einblick in die Arbeitsweise des Amateurfunks. Der Sender selbst befand sich nicht auf der Ausstellung, sondern wurde ferngesteuert. Als Empfänger standen ein „AR 88“ und zur Reserve ein Gelaso-Super zur Verfügung.

Wie zweckmäßig Amateurfunkgeräte aufgebaut sein können, zeigten die von DL3YD aufgestellten Geräte. Es handelte sich um insgesamt elf verschiedene Konstruktionen, und zwar: Meßsender 100 kHz ... 14 MHz; UKW-Sender aus „BC 625“-Teilen; Röhrenvoltmeter mit der ECC 82; Multivibrator mit der 6 SN 7; Netzgerät; 25-W-Allbandsender mit der ATS 25 als PA und Anodenmodulator (EF 40, ECC 40, 2X807) mit EM 34 als Aussteuerungskontrolle; Voratufensuper mit S-Meter (EF 41, ECH 42, EF 41, EF 42, EBC 41, EBC 41, EL 41, AZ 41); Geradeausempfänger (O-V-2) mit im Gehäusedeckel untergebrachten Steckspulen und doppeltem Tonsieb; Modulator, umschaltbar als Signalverfolger und Tongenerator für Morseübungsverkehr; Grid-Dipper für UKW; Grid-Dipper für KW.

Diese Geräte werden nicht serienmäßig geliefert, doch können von der Firma Johann Breitenstein GmbH, Emmerich a. Rh., geeignete Blechgehäuse für den Selbstbau bezogen werden.

Blick auf die Sendestelle des Deutschen Radio-Amateur-Club e. V. in Düsseldorf



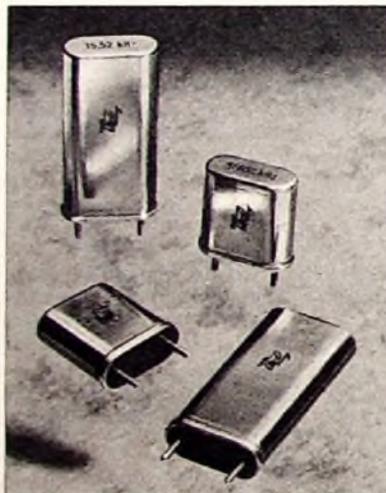
Der Stand des DARC



Quarze

Wenn heute auch bei den meisten Amateur-sendern der VFO dominiert, so spielt doch die Quarzsteuerung eine wichtige Rolle für Sender auf hohen Frequenzen und für Meßzwecke ist der Quarzkristall unentbehrlich.

Ein umfangreiches Angebot stellte in Düsseldorf Hermann Reuter, Bad Homburg v. d. H., vor. Im Flachformat kommen die „KM“-Halter und „KB“-Halter heraus. Der „KM“-Halter



Die neuen KM- und KB-Quarze von H. Reuter gibt es im Flachformat nach USA-Normen

entspricht der USA-Norm HC-13/U, ist evakuiert und verwendet Quarze mit aufgedampften Elektroden, die für den Bereich 16 bis 250 kHz lieferbar sind. Als Frequenztoleranzen werden 0,1 ... 0,002 % (im Thermostat bis 0,0002 %) angegeben. Der kleinere „KB“-Halter nach USA-Norm HC-6/U hat gleiche Eigenschaften, erscheint jedoch für Frequenzen im Bereich 250 kHz bis 100 MHz. Eine andere Neuerung, der Kleinthermostat „QT 4“ benutzt Oktalsockel und enthält zwei Quarze in „KM“- oder „KB“-Haltern. Er ist für eine Heizspannung von 6,3 V (Heizleistung 5 W) und für Thermostat-Temperaturen zwischen 55°C und 85°C bestimmt.

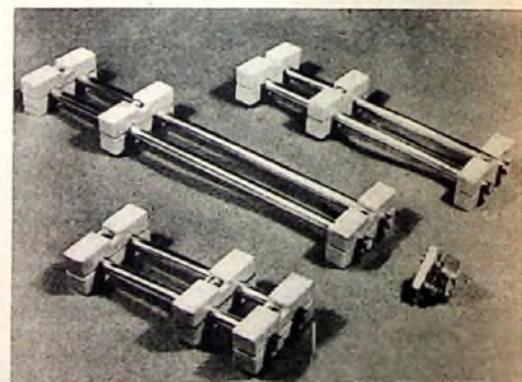
Für Einbauzwecke liefert die Firma ferner die quarzgesteuerten Oszillatoren „QO 2“ (50 kHz ... 10 MHz) und „QO 3“ (10 MHz ... 250 MHz). Die Frequenztoleranzen sind 0,01 bis

0,0002 % (mit Thermostat) oder 0,01 ... 0,002 %. Die Oszillatoren haben kein Netzgerät. Die Anschlüsse für Anodenspannung (150 V) und Heizspannung (6,3 V; 0,3 A) sind auf einer Lötösenleiste zusammengefaßt.

Keramische Lecher-Schwingkreise

Zum Zeitpunkt der Funkausstellung brachte die Firma H. Großmann, Hannover-Linden, keramische Lecher-Schwingkreise heraus. Sie sind für Sender und Empfänger in den Bändern 145 MHz, 435 MHz und 465 MHz bestimmt.

Die Resonanzleitungen bestehen aus zwei versilberten und hochglanzpolierten keramischen Stäben, deren Oberflächen $\pm 0,1$ mm geschliffen, 2X ofenversilbert und endseitig 4 mm breit lötlähig verkupfert sind. Zur Halterung dienen auf beiden Seiten keramische Lagerböcke mit einer durchgehenden Bohrung für die Montage. Zur Grobabstimmung ist eine keramische Kurzschlußbrücke vorgesehen, bei der der Silberbelag ebenfalls aufgebrannt ist. Zur Feinabstimmung können



Keramische Lecherschwingkreise (H. Großmann)

Kleinst-Trimmer (z. B. Split-Stator-Modell 1,8 ... 4 pF) verwendet werden. Die bei 800°C aufgebrannten Silberbeläge ergeben eine so feste Verbindung mit dem Keramikträger, daß sich das Metall der geringen Wärmeausdehnung des Trägers anpaßt. Als günstigster Kompromiß zwischen maximaler Güte und höchstem Resonanzwiderstand hat sich ein Wellenwiderstand von 215 Ohm erwiesen, der sämtlichen Resonanzleitungen zugrunde gelegt wurde.

Drehkondensatoren und Trimmer

Im Rahmen des Drehkondensatoren-Programmes der Firma K. Hopt GmbH, Schörzingen (Rottweil), wurden verschiedene Neuerungen gezeigt, die sich auch für die Zwecke des KW-Amateurs gut eignen.

Durch kleine Abmessungen zeichnet sich der Zweifach-Spezial-Drehkondensator, Typ „190“, aus. Er hat Halbkreis-Rotorplatten, Grundplatten aus HF-Keramik und eine Kapazität von $2 \times 4,5 \dots 40$ pF. Die Stromabnahme erfolgt mit Hilfe versilberter Schleifkontakte. Zwischen den Paketen befindet sich eine Abschirmwand. Befestigungsmöglichkeiten bestehen an den Lagerwinkeln durch Verschraubung sowie an der Zentralbefestigung mittels Mutter.

Ein besonders hochwertiger Lufttrimmer mit Achsfeststell-Vorrichtung ist das Modell „229“. Die Messinglamellen sind versilbert und mit dem Träger verlötet. Die Halteplatte besteht aus Keramik. Dieser praktische Trimmer hat eine Anfangskapazität von 2 pF und eine veränderbare Kapazität von 11 pF. In abgewandelter Ausführung kommt noch der Typ „228“ auf den Markt. Zu den weiteren Neuerungen der Firma gehört der Doppeltrimmer, Typ „192“. Er hat eine keramische Grundplatte mit den Abmessungen 35×45 mm und Rotor- und Stator-Lamellen aus Messing, versilbert. Zwischen beiden Trimmern liegt eine Abschirmwand. Der Trimmer kann mit Hilfe eines Schraubenziehers oder eines Sechskant-Schlüssels justiert werden.

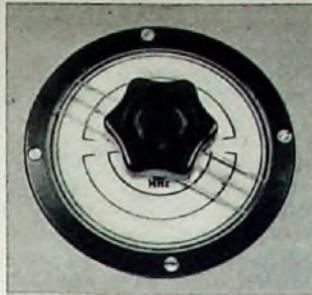
Klein-Relais

In Amateurräumen sind Kleinrelais für die Antennen-Umschaltung oft gefragt. Die Firma E. Haller & Co., Wehingen (Wittbg.), liefert neuerdings das Gleichstrom-Kleinrelais Nr. 51 mit kapazitätsarmen Kontakten, so daß es sich für die Antennen-Umschaltung gut verwenden läßt.

Die Schaltleistung ist maximal 30 W je Kontakt. Es sind insgesamt zwei Umschaltkontakte vorhanden. Die Kapazitätswerte der Federn gegeneinander und gegen den Relaiskörper sind etwa 1,8 pF. Dieses praktische Klein-Relais erscheint mit Gewindebolzen M 4 und hat die Abmessungen $22 \times 32 \times 34$ mm.

Skalen und Skalenantriebe

Die Firma H. Großmann konnte ihr Skalenprogramm um die Typen „AS 70/100 PZ“ und „AS 70/04 PZ“ erweitern. Während der Skalen-



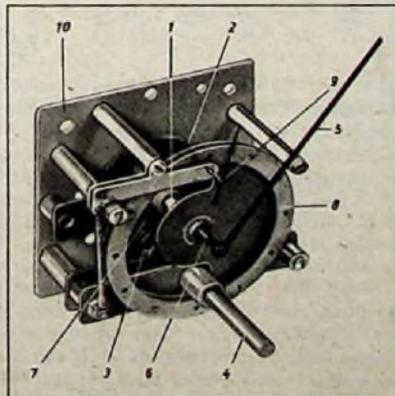
Skala „AS 70/04 PZ“ (H. Großmann)

typ „AS 70/100“ bisher nur mit grober Stufeneinteilung geliefert wurde, kommt er jetzt mit laufender Gradeinteilung heraus. Der Plexiglas-Haarstrichzeiger gestattet dabei genaue Ablesung. Die untere Skalenhälfte bleibt für Direktzeichnungen frei.

Zur Direktzeichnung mehrerer Bereiche ist die Skala „AS 70/04 PZ“ geeignet. Sie kommt für vier Bereiche mit Plexiglaszeiger und einem Preßstoffrahmen von 74 mm Außendurchmesser auf den Markt.

Nunmehr ist auch ein Feinstellgetriebe mit einer Enduntersetzung von 1:100 erhältlich. Dieser neue Antrieb, Typ „FG 100“, arbeitet schlupffrei und mit hoher Zugkraft. Im Bedarfsfalle kann eine Zwischenübersetzung 1:10 über eine Hohlachse von 10 mm Durchmesser abgenommen werden.

Für hochwertige KW-Empfänger und Meßgeräte ist der neue Zahnrad-Feintrieb, System „Wireless-Thomas“, der Firma A. Klemt, Olching bei München, bestimmt. Er ist solid konstruiert und verwendet verspannte Zahnräder sowie umschaltbare Übersetzungskonstruktionseinzelheiten gehen aus dem Foto hervor. Auf der anzutreibenden Welle 1 sind die verspannten schräg verzahnten Zahnräder 2 befestigt. Diese werden bei der Übersetzung 1:8 mit Hilfe eines Ritzels angetrieben, das über eine ausrückbare Zahnkranz Kupplung 3 an die Antriebswelle 4 eingekuppelt wird. Auf der Welle 1 sind der Skalenzeiger 5 und eine elastische Kupplung befestigt, die die Verbindung mit dem anzutreibenden Aggregat herstellt. Der Skalenzeiger 5 wird auf einen Ansatz 6 der Welle 1 mit einem Durchmesser von 3,5 mm aufgesteckt. Soll je nach dem Verwendungszweck des Zahnrad-Feintriebes der Skalenzeiger 5 nicht gebraucht werden oder ein anderer Skalenzeiger Verwendung finden, dann kann der Ansatz 6 entfallen und die Welle 1 durchgehend mit einem Durchmesser von 6 mm versehen werden. Die Übersetzung 1:120 wird eingeschaltet, wenn man die Antriebswelle 4 zieht. Sämtliche Einzelteile sind auf der Platte 10 mit den Abmessungen 80×80 mm montiert, die auch zur Befestigung des Zahnrad-Feintriebes dienen kann.



Zahnrad-Feintrieb System „Wireless-Thomas“ (A. Klemt)

Keramische Isolatoren

Vor allem beim Bau von KW- und UKW-Sendern für Amateurzwecke sind keramische Isolatoren unentbehrlich. Die RIG führt z. B. katalogmäßig alle nur erdenklichen keramischen Isolatoren.

Das Foto zeigt einige für diese Zwecke vorteilhafte Muster. Die beiden ersten Isolatoren (von links nach rechts gesehen) eignen sich u. a. für die Befestigung freitragender Kupferrohrspulen, für Hochspannungsdurchführungen



Verschiedene keramische Isolatoren der Rosenthal Isolatoren GmbH (RIG)

usw. Der dritte, kleinere Isolator läßt sich bei der Drehkondensatormontage verwenden, während der kleine keramische Winkel für die verschiedensten Zwecke (z. B. Befestigung von Kleinbauteilen, Lötleisten usw.) gut geeignet ist.

Für den Berufsfunker

Funksicherheitsverordnung; Bestimmungen über die Gruppeneinteilung und die Besetzung der deutschen Seefunkstellen

Eine Zusammenfassung der kürzlich verkündeten Verordnung und der Bestimmungen ist im Amtsblatt des Bundesministers für das Post- und Fernmeldewesen Nr. 97 vom 10. Oktober 1955 enthalten. Das 22seitige Amtsblatt kann zum Preis von 30 Pf bei dem Verlagspostamt Köln 1 bezogen werden.

Die am 10. September 1955 in Kraft getretene „Funksicherheitsverordnung“ gibt u. a. an, mit welchen Funkanlagen (Telegrafiefunkanlage, Sprechfunkanlage, Sicherheitsempfänger, Peilfunkanlage, Telegrafiefunkanlage für Rettungsboote, tragbare Telegrafiefunkanlage usw.) die verschiedenen Schiffe auszurüsten sind. Die tägliche Dauer und die Abwicklung der Sicherheitsfunkwache (Hörwache) auf der Notfrequenz 500 kHz sind festgelegt. Je nach der Art der Ausrüstung der Schiffe und der Art der Fahrt umläßt die Zeit der notwendigen Hörwache täglich 24 Stunden bis herab zu zwei Stunden. In einer Anlage zur „Funksicherheitsverordnung“ sind die technischen Anforderungen an Funkanlagen auf Schiffen aufgeführt. Die übrigen Paragrafen und Anlagen enthalten insbesondere Angaben über die Zulassung und Prüfung der Geräte, über Funksicherheits- und Ausnahmezeugnisse für die Schiffe, über die zu führenden Bücher (Funktagebuch, Peilbuch) und über die Verantwortlichkeiten.

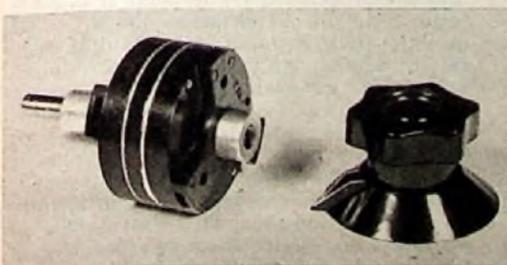
Nach den „Bestimmungen über die Gruppeneinteilung und die Besetzung der deutschen Seefunkstellen“ werden die Telegrafiefunkstellen in drei Gruppen eingeteilt. Funkstellen auf Schiffen, die nur mit einer Sprechfunkanlage ausgerüstet sind, bilden ferner eine gesonderte Gruppe. Die Dienstregelung und die Besetzung der Funkstellen ist in den Bestimmungen niedergelegt.

Dienststunden der deutschen Seefunkstellen

Der Wortlaut der „Bestimmungen über die Gruppeneinteilung usw.“ ist im Sonderheft „Gruppeneinteilung, Besetzung und Dienststunden der deutschen Seefunkstellen“, das als Beilage zum Heft 9 (1955) der vom Fernmeldetechnischen Zentralamt Darmstadt herausgegebenen „Mitteilungen für Seefunkstellen“ erscheint, ebenfalls abgedruckt. Das zehnteilige Sonderheft enthält aber ferner als Anhang noch einen genau nach Uhrzeit eingeteilten Dienststundenplan der Gruppe der Seefunkstellen und dem jeweiligen Standort des Schiffes. JA



Skala „AS 70/100 PZ“ von H. Großmann



Feintrieb „FG 100“ im Größenvergleich zu einem Drehknopf (H. Großmann)

Universal-Röhrenvoltmeter

Im Gegensatz zum teuren Laborgerät mit seiner übergroßen Meßgenauigkeit wird bei Werkstattgeräten mehr Wert auf einfachste und schnellste Bedienungsmöglichkeit und größte Übersichtlichkeit gelegt. Alle Hauptmeßvorgänge sollen möglichst über dasselbe Buchsenpaar verlaufen und möglichst mit nur einer einzigen Schaltbewegung einstellbar sein. Unempfindlichkeit gegenüber Meßüberlastung ist erwünscht. Eine zusätzliche Möglichkeit zur Kondensatormessung soll vorhanden sein (kritische C-Werte in FS-Empfängern). Natürlich muß Stabilität gegenüber Netzspannungsschwankungen auf allen Bereichen gefordert werden. Trotz alledem soll die Schaltung solcher Vielfachmeßgeräte einfach, billig und übersichtlich sein. Alle diese Forderungen werden von dem im folgenden beschriebenen Röhrenvoltmeter erfüllt.

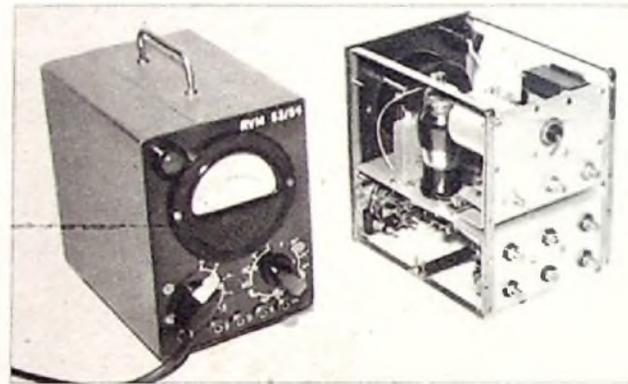
Schaltung und Aufbau

Das Mustergerät hat an Schaltorganen — trotz der Vielzahl der Meßmöglichkeiten — nur den Betriebsartenschalter mit je vier Kontakten auf zwei Bahnen und mechanischer Kupplung zum Netzschalter sowie den Meßschalter mit je elf Kontakten auf ebenfalls nur zwei Bahnen. Alle Hauptmeßvorgänge verlaufen über die beiden linken Buchsen (Bu 1, Bu 2), von denen eine fest an Masse liegt. Gleichspannungsmessung ist mit einem $R_e = 30 \text{ MOhm}$ in vier Bereichen von 3 ... 300 V gegeben. Wechselspannungsmessungen können über dieselben Buchsen und denselben Meßschalterbereich erfolgen. Bei sinusförmigem Wechselstrom zeigt das Instrument Effektivwerte an. Ebenfalls über Bu 1 und Bu 2 ist Widerstandsmessung in vier Bereichen von 1 Ohm bis 100 MOhm und Kondensatormessung in drei Bereichen von 1 nF bis 100 μF möglich. Die Eichung für R- und für C-Messung ist die gleiche. Beim Netzauschalten wird automatisch von RVM- auf VM-Basis umgeschaltet. Auf den gegebenen vier Spannungsbereichen können also über Bu 1, Bu 2 mit derselben Skaleneichung Gleichspannungen — natürlich mit einem geringeren R_e — unabhängig von der Netzspeisung gemessen werden. Die letzte Betriebsartenstellung legt den Nullpunkt des Zeigers in die Skalenmitte. Je nach Wahl der Meßschalterstellung können nun beliebig hohe Gleichspannungen unabhängig von der Polarität zur Anzeige kommen, aber auch Abgleicharbeiten an Modulationswandlern sind so durchführbar; wenn nötig, kann dazu noch eine zweite gegenphasige Spannung mit gleichem Nullpotential zu einer dritten Buchse (Bu 3) eingespeist werden; das Meßergebnis resultiert dann aus den beiden Einzelspannungen. Auf einer vierten Buchse (Bu 4) schließlich liegt volles Anodenspannungspotential von 300 V. Schaltet man einen hohen Isolationswiderstand zwischen die Meßbuchse und diese Hilfsspannung, so kann nach entsprechender Einstellung des Meßschalters ein bestimmter Spannungsabfall u abgelesen werden. Bei 300 V Vorspannung und 30 MOhm Eingangswiderstand ergibt sich

die Beziehung $300 : u = (R_x + 30) : 30$. Dann ist $R_x = (9000/u) - 30$, gemessen in MOhm. Widerstände von 100 MOhm bis 30 000 MOhm sind so leicht erfassbar. An Hand der Schaltung ist ersichtlich, daß trotz der Vielzahl der gegebenen Meßmöglichkeiten und trotz der übersichtlichen Bedienbarkeit ein verhältnismäßig geringer Aufwand erforderlich ist. Bei diesem Mustergerät wurde ein relativ unempfindliches Instrument verwendet. Zur Erreichung genügender Verstärkung mußte mit einer etwas hohen Anodenspannung von über 100 V (zwischen Anode und Katode gemessen) gefahren werden. Überdies kam es wegen der gewünschten Isolationsmessung darauf an, einen möglichst hohen Anteil

Stromänderungen auszubügeln, die auftreten, wenn auf dem kleinsten R-Bereich verhältnismäßig kleine Widerstände gemessen werden. Der durch die Stromänderung hervorgerufene zusätzliche Meßfehler würde sonst auf dem linken Skalendeckel zu groß werden.

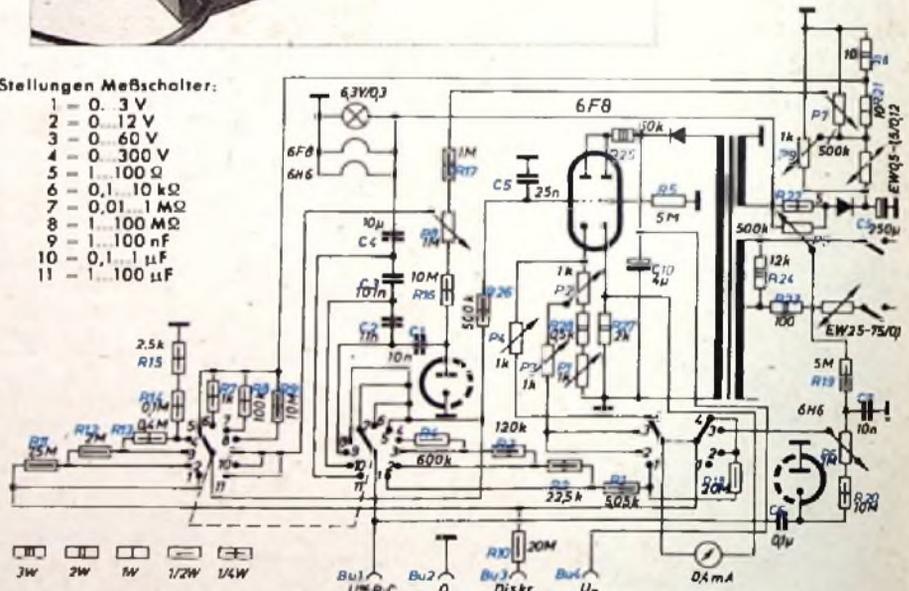
Die eigentliche Meßempfindlichkeit von 1 V Vollausschlag an einem R_e von 10 MOhm wird bei Spannungsmessung nicht ausgenutzt. Der unterste Spannungsbereich ist auf 3 V festgelegt. $R 18 = 20 \text{ MOhm}$ wird den unterteilten 10 MOhm ($R 11 \dots R 14$) vorgeschaltet. Die Auswahl der Meßbereiche (3, 12, 60, 300 V) ergibt für $R 11 \dots R 14$ glatte



Ansicht des Röhrenvoltmeters; rechts im Foto: Blick auf das Gerät ohne Gehäuse, von rückwärts gesehen

Unten: Schaltung des Röhrenvoltmeters. Stellungen des Betriebsartenschalters: 1 = Netz „Aus“, VM 2 = U_e, R, C 3 = U_e, R, C 4 = Diskriminator

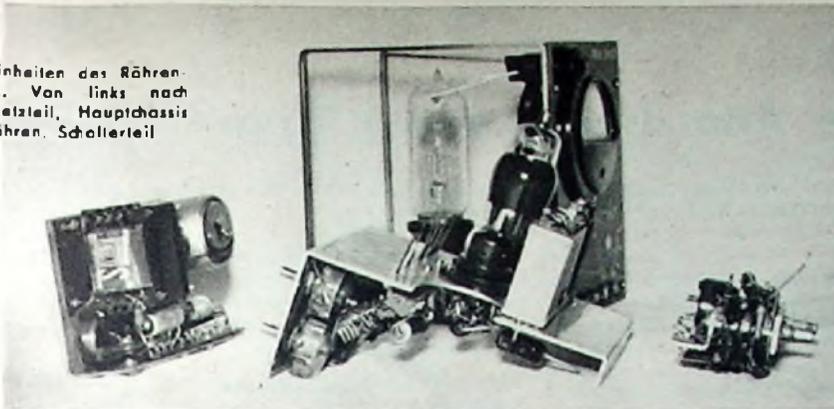
- Stellungen Meßschalter:
- 1 = 0,3 V
 - 2 = 0,12 V
 - 3 = 0,60 V
 - 4 = 0,300 V
 - 5 = 1,100 Ω
 - 6 = 0,1, 10 $k\Omega$
 - 7 = 0,01, 1 $M\Omega$
 - 8 = 1, 100 $M\Omega$
 - 9 = 1, 100 nF
 - 10 = 0,1, 1 μF
 - 11 = 1, 100 μF



positiver Spannung gegen Masse zur Verfürgung zu haben. Auf eine Gegenkopplung im Katodenzweig wurde deswegen verzichtet. Trotzdem gelang es, mit ausgesuchten, vakuumstarken Röhren des Typs 6 F 8 eine ausreichende Nullpunkt Konstanz zu erreichen. Will man freizügiger sein, dann empfiehlt es sich, zu empfindlicheren Meßwerken zu greifen und die Schaltung des eigentlichen Anzeigeteiles entsprechend zu erweitern. Zum Konstanthalten der für die R- und C-Messung notwendigen Hilfsspannungen mußte eine Stabilisierung mit einem Eisenwasserstoffwiderstand angewandt werden. Ein zweiter Eisenwasserstoffwiderstand liegt auf der Niederspan-

Widerstandswerte von 7,5, 2,0, 0,4, 0,1 MOhm. Da schaltungsmäßig die zu messende Spannung über den Eingangsteiler (für die Direktmessung) $R 1 \dots R 4$ anliegt und dadurch das Resultat verfälscht würde, ist in $R 15$ ein Ausgleichwiderstand zugesetzt, der diesen — wenn auch geringen — Fehler kompensiert. Eine zweite gegenphasige Spannung kann über Bu 3 und R 10 eingespeist werden. Die Wechselspannungsanordnung ist durch C 6 fest mit der Katode der 6 H 6 verbunden. Die Durchlaßkurve verläuft bis weit über das NF-Gebiet hinaus sehr konstant. An R 22, P 5 wird eine kleine negative Spannung (etwa 1 ... 2 V) abgegriffen; sie dient nach Sie-

Die Baueinheiten des Röhren-voltmeters. Von links nach rechts: Netzteil, Hauptchassis mit Röhren, Schalterteil



bung in $C7 = 0,01 \mu F$ zur Anlaufstrom-kompensation bei der Wechselspannungs-messung.

Die Übereinstimmung der R- und C-Eichung wird auf folgende Weise erreicht. Die über Normalkondensatoren $C2 \dots C4$ anliegende Meßwechselspannung von 6,3 V (Heizung) wird so gleichgerichtet und herabgesetzt, daß eine negative Gleichspannung von 1 V am Meßgitter liegen würde, wenn nicht eine zweite, entgegengesetzte Hilfsspannung, an $P7$ eingestellt, diese gerade aufheben würde. Solange die Meßbuchsen offen sind, erhält das Meßgitter keine Spannung. Läßt ein außen anliegender Kondensator jedoch die Meßspannung absinken, so überwiegt die Hilfsspannung. Rechnung und praktische Versuche zeigen, daß sich auf diese Art die gleiche Skaleneichung wie bei der R-Messung ergibt. Auch eine exakte Einstellung der Anfangs- und Endwerte unabhängig vom Anlaufstrom ist genau wie bei der Wechselspannungs-messung möglich.

Das Mustergerät hat die Abmessungen $130 \times 180 \times 200$ mm. Die einzelnen Bauteile sind für sich geschaltet und werden nach Zusammenfügen in der Rahmenkonstruktion über gegenüberliegende Lötösen-leisten elektrisch verbunden.

Abgleichen

Die Durchführung der Abgleicharbeiten beginnt mit dem Festlegen des günstigsten Arbeitspunktes für den EW 25 — 75/0,1 durch geeignete Wahl von $R23$ und $R24$. Dann wird mit Hilfe eines Vergleichsmeßgerätes oder durch Direktmessung mit dem eingebauten Instrument die an $R6 = 10$ Ohm stehende Spannung mit $P9$ auf genau 1 V einreguliert. Bei auf „Differentialspannung“ gestelltem Betriebsartenschalter und auf „3V“ stehendem Meßschalter ist der Zeiger mit $P1$ exakt auf den Mittelpunkt der Skala einzutrimmen.

Über eine äußere Leitung ist die Meßbuchse $Bu1$ an Punkt $R6, R21$ zu legen. Die zusätzliche positive Spannung von 1 V muß den Zeiger von der 1,5-V- zur 2,5-V-Marke verschieben (gegebenenfalls mit $P1$ nachregeln).

Bei auf „Gleichspannung“ gestelltem Betriebsartenschalter muß der Zeiger mit $P2$ auf den Nullpunkt und (Meßschalter in Stellung „0,1 ... 10 kOhm“) mit $P3$ auf den Skaleneckpunkt gebracht werden. Bei Wechselspannungsmessung erfolgt der Nullabgleich mit $P5$, der Endabgleich mit $P6$.

Die Widerstandsbereiche sind mit $P9$ bereits abgeglichen. Für die C-Bereiche stellt man den Meßschalter auf „0,01 ...

$1 \mu F$ “ und regelt bei offenen Meßbuchsen mit $P8$ auf Null und bei kurzgeschlossenen Meßbuchsen mit $P7$ auf Skaleneck ein.

Beim Schalten des Meßschalters über die Gleichspannungsbereiche dürfen sich nun bei offenen Meßbuchsen keine Änderun-

gen der Zeigernullpunktlage mehr ergeben. Wandert der Zeiger nach links aus, so kann man auf positiven Leckstrom zum Meßgitter oder mangelndes Vakuum schließen. Zeigeränderung nach rechts bedeutet negativen Gitterstrom wegen zu geringer Gittervorspannung. Auf den vier R- und C-Bereichen sollen bei kurzgeschlossener Meßbuchse die Nullagen des Zeigers und bei offener Buchse die Endlagen übereinstimmen. Auf der ersten C-Stellung (1 ... 100 nF) ist allerdings ein geringer Anfangsaus-schlag bei offener Buchse (Verdrahtungs-kapazität) zulässig. Auch auf den Wechselspannungsbereichen haben die Nullpunkt-lagen übereinzustimmen. Bei der Differentialspannungsanzeige muß der Zeiger genau auf der Mitte der Skala stehen und nach Anlegen einer bestimmten Spannung, je nach Polarität, um den genau gleichen Betrag nach links oder rechts ausschlagen.

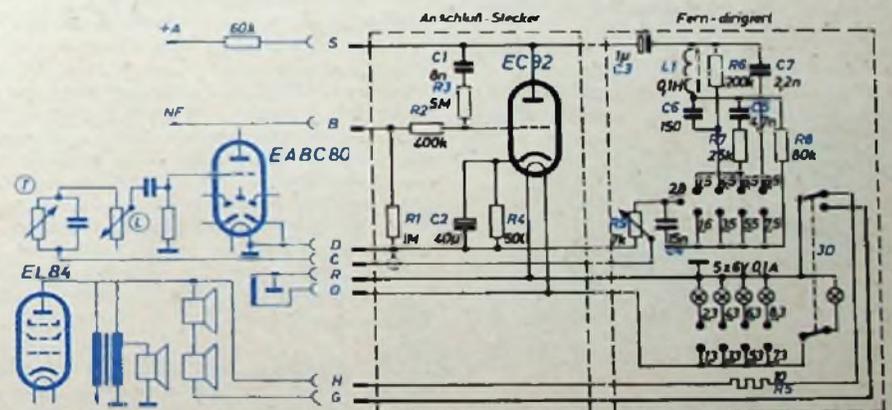
Zum Schluß kann noch die Übereinstimmung bei VM- und RVM-Betrieb geprüft werden.

Der »Fern-Dirigent«

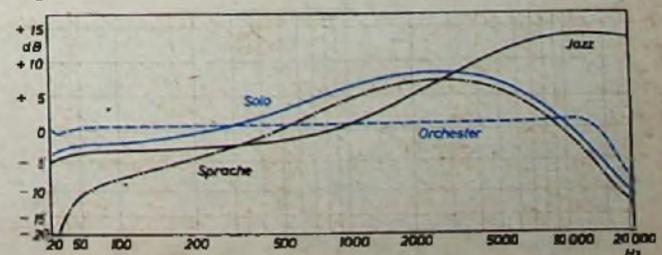
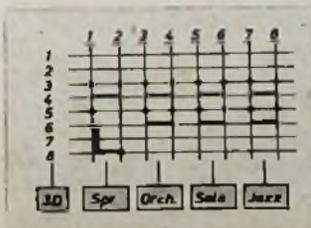
In der Reihe der „Klangregister“ ist der „Fern-Dirigent“ von Grundig sehr interessant. Er liegt schaltungsmäßig zwischen dem Eingang des NF-Teils und dem Lautstärkereglern sowie den Klangregelgliedern des Empfängers, deren Funktion deshalb voll erhalten bleibt. Bei angeschaltetem Fernbediengerät ergibt sich die dargestellte Schaltung. Die EC 92 arbeitet als Impedanzwandler und als Verstärker. Der Anschluß des Lautstärkereglers und des Klangbild-Netzwerkes kann dadurch niederohmig erfolgen, und selbst Zuleitungen von 10 m Länge haben keinen Einfluß auf den Frequenzgang. Der Widerstand $R2$ vor dem Gitter macht den infolge der starken Spannungsgegenkopplung niederohmigen Eingangswiderstand unwirksam. Von der Anode der im Anschlußstecker untergebrachten Röhre gelangt die verstärkte NF über das Verbindungskabel direkt auf das niederohmige Netzwerk und den nachgeschalteten Lautstärkereglern $R9$.



Mit dem Schalter „3D“ lassen sich die Seitenlautsprecher im Empfänger abschalten; an ihre Stelle tritt der Ersatzwiderstand $R5$. Die übrigen vier Tasten sind den Klangbildern „Sprache“, „Orchester“, „Solo“ und „Jazz“ zugeordnet. Die eingestellte Lautstärke ist von der Stellung dieser Tasten weitgehend unabhängig. Die Taste „Solo“ hebt durch den mit $R7$ bedämpften Serien-Resonanzkreis $L1, C5$ den Bereich um 3 kHz an. Für „Sprache“ hat der dann damit in Reihe liegende Kondensator $C4$ einen Abfall der tiefen Frequenzen zur Folge. Der bei „Jazz“ parallel zur Grunddämpfung liegende Kondensator $C7$ hebt von etwa 1 kHz ab die hohen Frequenzen gleichmäßig an (etwa 14 dB bei 12 kHz), während bei „Orchester“ der Frequenzgang praktisch linear ist.



Schaltung, Schalterdiagramm und Frequenzkurven des „Fern-Dirigent“



Schaltungstechnische Anordnung von Klangregelgliedern

Für den Klang eines Verstärkers sind nicht nur die elektrischen Daten der Endstufe ausschlaggebend, sondern die Klanggüte hängt auch von der schaltungstechnischen Anordnung der Klangregelglieder ab.

Für eine echte Höhen- und Tiefenanhebung (es kommen hier nur die Anhebungen in Betracht) wird in jedem Fall zunächst die Gesamtverstärkung frequenzunabhängig herabgesetzt. Zur Anhebung gewisser Frequenzgebiete wird diese generelle Verstärkungsminde- rung dann mehr oder weniger frequenzabhängig umgangen.

In Abb. 1 ist vom Ausgang eine Teilspannung abgegriffen und über den Spannungsteiler R_1 , R_2 frequenzunabhängig dem Eingang gegengekoppelt. Das Verhältnis $R_1 : R_2$ bestimmt dann (wenn R_3 als gleichbleibend angenommen wird) den Grad der Gegenkopplung und somit des Verstärkungsrückganges. Mit den Regelgliedern P_1 und P_2 können die Höhen oder Tiefen (oder beide zusammen) an dem Spannungsteiler vorbeigeleitet werden, so daß sie nicht mit gegengekoppelt werden. Die Verstärkungsminde- rung wird für diese Frequenzgebiete somit aufgehoben, und es entsteht eine echte Anhebung, deren möglicher Grad von der durch das Verhältnis $R_1 : R_2$ gegebenen Grunddämpfung bestimmt ist. Diese Darstellung gilt ganz allgemein für jede Art Klangregelung durch Beeinflussung des Gegenkopplungs- kanals.

In der Schaltung nach Abb. 2 ist der Verstärker wie in Abb. 1 auch frequenzunabhängig gegengekoppelt. Die Klangregelung erfolgt zum Unterschied jedoch hier vor dem Verstärker.

Die Spannungen aller Frequenzen werden durch R_3 und R_4 so geteilt, daß nur ein bestimmter Bruchteil an den Verstärkereingang gelangt. Durch die Regelglieder P_1 (Höhen- passage) und P_2 (Tiefenpassage) wird der

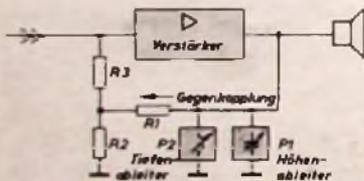


Abb. 1. Beeinflussung des Gegenkopplungszweiges

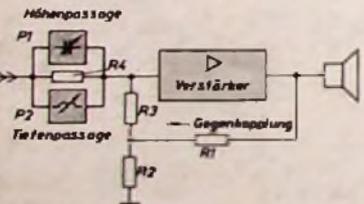


Abb. 2. Regelglieder vor dem Verstärker

Längwiderstand R_4 überbrückt, so daß diese Frequenzgebiete (bei Maximalstellung der Regler) keine Frequenzteilung erleiden und praktisch in ihrer ursprünglichen Amplitude am Verstärkereingang erscheinen, wodurch auch hier eine echte Anhebung gegeben ist. Der Gegenkopplungszweig wird hierbei nicht beeinflusst.

Die Verzerrungen

Diese beiden allgemeinen und in jeder Klangreglerschaltung grundsätzlich wiederkehrenden Schaltprinzipien sollen im folgenden verzerrungsmäßig kritisch untersucht werden. Es

sei angenommen, daß beide Schaltungen so eingestellt sind, daß sich eine Frequenzkurve gemäß Abb. 3 ergibt.

Um diese Kurve zu erreichen, muß zunächst in Abb. 1 die durch Gegenkopplung bewirkte Grunddämpfung 10fach sein. Wird nun angenommen, daß die Schaltung in einer 4-W-Endstufe mit 10% Klirrfaktor bei Vollaussteuerung eingebaut ist, so kann man überschlagsmäßig damit rechnen, daß der Klirrfaktor durch die 10fache Gegenkopplung auf rund 1% reduziert ist, da die Verzerrungen in gewissen Grenzen linear mit dem Grad der Gegenkopplung abnehmen. Betrachtet man jetzt die Gebiete mit maximaler Anhebung, dann ist offensichtlich, daß dort der Gegenkopplungsgrad gleich Null sein muß. Dies führt aber im Bereich der Tiefen zu relativ starken Verzerrungen, wie das folgende Zahlenbeispiel lehrt. Liegt z. B. der Punkt maximaler Anhebung bei 30 Hz, so gehören hierzu als in Betracht kommende Oberwellen 60 Hz und 90 Hz. Gemäß Abb. 3 liegen aber diese Oberwellen noch in einer Zone, in der die Gegenkopplung gleich Null ist. Sie können daher auch nicht abgeschwächt werden, da es ja Sinn einer Gegenkopplung ist, eben diese Oberwellen negativ auf den Eingang rückzukoppeln. Es ergibt sich die ausgezogene Klirrfaktorkurve nach Abb. 4, die praktisch ein Analogon zu Abb. 3 ist.

Bei den angehobenen hohen Frequenzen ist der Klirrfaktor ebenfalls recht hoch und störend, doch wird die Verzerrung bei ganz hohen Frequenzen in der Praxis dadurch in ihrer Wirkung abgeschwächt, daß das Ohr nicht mehr in der Lage ist, die betreffenden Harmonischen aufzunehmen und diese auch nur noch schlecht von den üblichen Lautsprechern wiedergegeben werden. Bei den Tiefen spielen jedoch die Verzerrungen eine außerordentlich große Rolle, da von ihrer Wiedergabe vor allem die Weichheit des Klanges abhängt; es kommt hier nicht nur darauf an, „ob“ sie da sind, sondern auch „wie“ sie da sind. Dieser Effekt wird noch dadurch verstärkt, daß mit fehlender Gegenkopplung auch ihre den Ausgangswiderstand vermindern- de Wirkung fortfällt, die Eigenschwingungen der Lautsprechermembrane also nicht mehr gedämpft werden. Da die Membranen gerade bei niedrigen Frequenzen leicht parasitäre Schwingungen ausführen, ist dies von Nachteil.

In der Schaltung nach Abb. 2 ist der Verstärker immer frequenzunabhängig gegengekoppelt, da die Klangregelung vor dem Verstärker vorgenommen wird. Bei Verwendung eines guten Ausgangsrafs sind auch die tiefsten hörbaren Frequenzen im gleichen Maße wie die mittleren Frequenzlagen gegengekoppelt. Bei gleicher Einstellung für die Gesamtlautstärke wie in Abb. 1 ergibt sich nunmehr folgendes Bild: Durch die Gegenkopplung auch der Tiefen steigt für diese in der Schaltung nach Abb. 2 der Klirrfaktor nur auf den Prozentsatz an, der durch die Gegenkopplung noch als Restverzerrung übrigbleibt, das sind (wieder 10fache Gegenkopplung angenommen) etwa 1 bis 1,3%. Während also der Klirrfak-

tor in der Schaltung nach Abb. 1 von rd. 0,2% in den Mittellagen (bedingt durch geringere Aussteuerung und Gegenkopplung) bis auf etwa 10% in den Tiefen (bedingt durch die fehlende Gegenkopplung für diese Frequenzgebiete bei Vollaussteuerung) ansteigt, ändert er sich in der Schaltung nach Abb. 2 nur von 0,2 auf 1...1,3%.

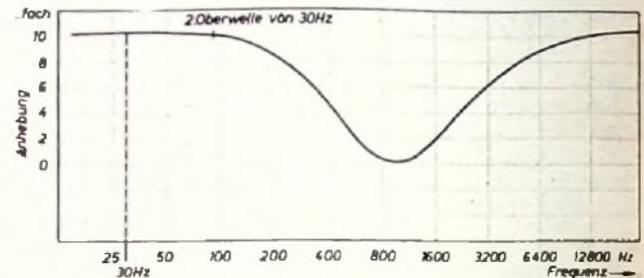


Abb. 3. Eingezeichnete und untersuchte Frequenzkurve

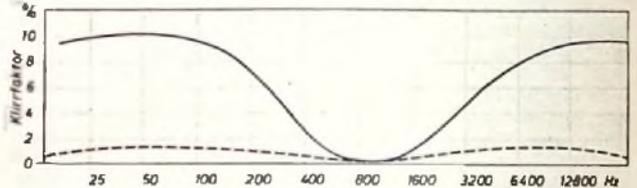


Abb. 4. Klirrfaktorkurven der Grundschaltungen nach Abb. 1 (ausgezogen) und Abb. 2 (gestrichelt)

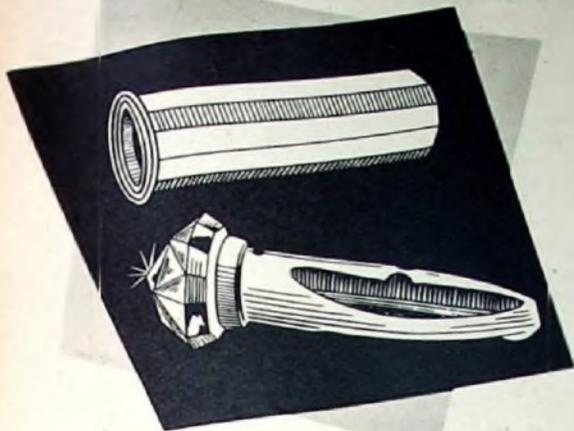
Die im gleichen Maßstab in Abb. 4 eingezeichnete Klirrfaktorkurve für die Schaltung nach Abb. 2 veranschaulicht die Verhältnisse und Unterschiede recht deutlich.

Aufbautechnische Gesichtspunkte

In der Schaltung nach Abb. 1 besteht der Vorteil, daß die Regelglieder schaltungstechnisch immer so angeordnet werden können, daß sie an Punkten angreifen, an denen der NF-Spannungspegel verhältnismäßig hoch ist. Es erübrigen sich daher besondere konstruktive Maßnahmen (Abschirmungen usw.) gegen Brummeinstreuung.

In der Schaltung nach Abb. 2 liegt jedoch das Klangregelnetzwerk vor dem Verstärker. Da man Verstärker gern über relativ hohe Verstärkungsziffern hinweg gegengekoppelt, ist hier der Spannungspegel noch relativ niedrig. Abschirmungen der Klangregelglieder oder sorgfältige räumliche Anordnung ihrer Elemente zwischen abschirmenden anderen Bauteilen (z. B. einseitig an Masse liegenden Kondensatoren) erweisen sich deshalb zumeist als notwendig.

Wegen der erwiesenen klanglichen Nachteile wird man somit eine Klangregelung durch Regelglieder in der Gegenkopplung im allgemeinen nur dort anwenden, wo wirtschaftliche Gesichtspunkte von ausschlaggebender Bedeutung sind (einfacherer Aufbau, geringere notwendige Gesamtverstärkung), also z. B. bei kleineren Empfängern, deren kleine Lautsprecher die Tiefen ohnehin nur unvollkommen wiederzugeben vermögen. Spielen jedoch rein klangliche Faktoren bei der Konstruktion die Hauptrolle, dann ist unbedingt das Prinzip nach Abb. 2 vorzuziehen. Hierbei muß allerdings die notwendige Gesamtverstärkung um etwa eine Größenordnung höher sein, da außer durch die Gegenkopplung noch eine Verstärkungsminde- rung durch den vor dem Verstärker liegenden Grundspannungsteiler erfolgt.



Der PHILIPS Diamant-Tankopf AG 3015 gewährleistet ein Höchstmaß an Klangqualität bei größter Plattenschonung über einen langen Zeitraum.

DM 48.-

Qualität entscheidet...

Das war der Leitgedanke bei der Entwicklung der PHILIPS HIGH FIDELITY-Anlage.

Vom mächtigen Grundton einer Orgel bis zum Oberton einer Violine bestreicht die HIFI-Anlage den gesamten hörbaren Frequenzbereich.

Durch mehrere Lautsprecher, die sich jedem Raum geeignet anpassen lassen, kann ein plastisches Klangbild erzielt werden.



HIGH FIDELITY-Anlage:

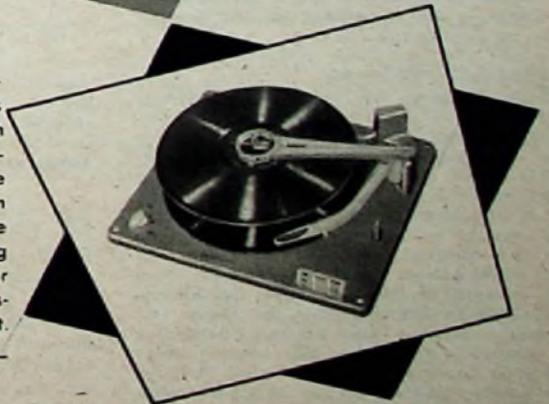
- Plattenwechsler mit besonders günstigen Gleichlauf- und Rumpelverhältnissen. Für alle Schallplatten geeignet.
- Verstärker mit Breitbandcharakteristik, Schneidentzerrung für Schallplatten, getrennte Hoch- und Tiefanregelung mit optischer Anzeige, Aussteuerungskontrolle.
- Lautsprecherkombination mit getrennter Hoch- und Tieftonwiedergabe, bestehend aus Tieftonbox und zwei Hochtonprojektoren.

DM 1990.-



Das PHILIPS Zehnplattenwechslerchassis AG 1003 läßt sich leicht in jedes Tonmöbel einbauen. Seine einfache Konstruktion und seine bequeme Drucktastenbedienung bieten Gewähr für höchste Bedienungs- und Betriebssicherheit.

DM 158.-



PHILIPS HIGH FIDELITY

Umlenkantennen lizenzpflichtig

Vom Bundesminister für das Post- und Fernmeldewesen wird darauf hingewiesen, daß Umlenkantennen für das Fernsehen dann als Sender im Sinne des Gesetzes über Fernmeldeanlagen vom 14. 1. 1928 angesehen werden müssen, wenn zwischen Empfangs- und Sendeantenne Verstärker eingeschaltet werden. In diesem Fall muß vor Errichtung und Inbetriebnahme ein Antrag auf Genehmigung bei der Deutschen Bundespost gestellt werden. Zur Zeit wird geprüft, inwieweit Genehmigungen an Private hierzu überhaupt erteilt werden können.

MW-Sender München

Seit einigen Wochen ist der Empfang des Mittelwellensenders München (800 kHz, 375 m) zeitweise gestört. Die Störungen treten hauptsächlich in der Zeit zwischen 18 Uhr und 20.15 Uhr sowie nach 21.30 Uhr auf. In Abhängigkeit von den Witterungsverhältnissen wechselt die Intensität der Störungen. Da die Frequenz des Störers um einige kHz von der Frequenz des Senders München abweicht, ist durch Bedienen der Tonblende (Bescheiden der hohen Töne) eine Schwächung der Störung zu erreichen. An vielen Orten kann durch Benutzung der Richtempfangsantenne (Rahmen- oder Ferritantenne) eine weitere Unterdrückung der Störungen erreicht werden.

Große Reichweite von UKW-Sendern

Als indirektes Ergebnis eines Kinderpreisausschreibens konnte der Südwestfunk kürzlich beachtliche Reichweiten verschiedener UKW-Sender seines Sandgebietes feststellen. Der UKW-Sender Linz a. Rh. kann z. B. noch im Umkreis von 120 km, also insbesondere im nordrhein-westfälischen Industriegebiet und an der deutschen Westgrenze bei Aachen, ausgezeichnet aufgenommen werden.

Fernseh-Regionalprogramme

Im Frühjahr nächsten Jahres wird auch das NWDR-Fernsehen ein Regionalprogramm einführen, das, getrennt nach den Sandebereichen des Westdeutschen und des Norddeutschen Rundfunks, die Zuschauer über Ereignisse aus der engeren Heimat informieren soll. In diesem Sinne äußerte sich Intendant Dr. Werner Pleister auf einer Tagung der Flansburger Grenzakademie. Als Sendezeit für die neuen Regionalprogramme kommen die 30 Minuten zwischen 19.00 und 19.30 Uhr in Frage.

Farbfernsehen in England

Am 10. Oktober begann die BBC mit regelmäßigen Farbfernseh-Versuchssendungen. Die Sendungen werden nach dem offiziellen Programmschluß in der Nacht ausgestrahlt und sollen ausschließlich dazu dienen, die Erfahrungen der Industrie in der Herstellung von Farbempfängern zu erweitern.

Österreichische Sender

Mit der Errichtung der neuen Großsenderzentrale des Österreichischen Rundfunks auf dem Kohlenberg bei Wien wurde kürzlich begonnen. Die neue Sendeanlage wird mit zwei UKW-Sendern von je 50 kW Leistung und einem 60-kW-Fernsehender ausgestattet werden. Der 129 m hohe Antennenturm wurde im wesentlichen fertiggestellt und ist bereits zur Ausstrahlung von Fernsehversuchssendungen in Betrieb. Die neue UKW-Antenne reicht bis zu einer Höhe von etwa 100 m über den Gipfel des Kohlenbergs und bewirkt gegenüber der bisher verwendeten Antenne eine stärkere Bündelung der abgestrahlten Wellen. Man rechnet damit, daß nach Inbetriebnahme der neuen Antenne die beiden UKW-Sender in Niederösterreich und Teilen des Burgenlandes besser als bisher gehört werden können.

Auf dem Wilhelmsteinberg wurde dieser Tage mit den Vorarbeiten für die Errichtung eines MW-Senders begonnen. Dieser 25 kW starke Sender soll das Wiener Regionalprogramm ausstrahlen. Nach den vorliegenden Planungen rechnet man mit der Betriebsaufnahme bereits im November. Der neue Sender soll auf 1475 kHz (203 m) arbeiten, bis der geplante Ausbau des MW-Großsenders Bisamberg fertiggestellt ist, der während des Umbaus stillgelegt werden muß.

Silizium-Fotoelemente

Die Bell Telephone Laboratories sind als die Geburtsstätte der Transistoren bekannt. Eine neue Entdeckung könnte vielleicht ebenso Bedeutung erhalten. Es handelt sich dabei um Silizium-Verbindungen vom pn-Typ, die als „Sonnenbatterien“ bekannt wurden [1]. Ein nunmehr vorliegender Entwicklungsbericht [2] enthält nähere Einzelheiten.

Grundlegende Untersuchungen ergaben, daß sich Silizium-Halbleiterschichten weitaus besser als lichtempfindliche Elemente eignen als die bisher gebräuchlichen Selen- und Germaniumzellen. Für experimentelle Zwecke verwendete Zellen, die inzwischen auch in größerem Umfang hergestellt werden, sind $1,2 \times 5,7 \times 0,1$ cm groß. Das in größter Reinheit gewonnene Silizium wird dabei in der Technik der Herstellung von Halbleitern für Transistoren mit Arsen „geimpft“. Die Oberseite des Kristalls wird mit einer 2 µm starken Schicht überdeckt, die durch Spuren von Bor p-leitend gemacht wird. Der Strom entsteht dann aus einem Überschuß von Elektronen in der Verbindungsstelle bei Bestrahlung durch eine Photonenquelle. Als solche kann sowohl Sonneneinstrahlung als auch Leuchtstoffröhren- oder Röntgenstrahlung dienen.

Es wird rechnerisch nachgewiesen, daß im Idealfall bei einer durchschnittlichen Einstrahlung von Sonnenenergie von $0,11 \text{ W/cm}^2$ rund 23 mW/cm^2 abgegeben werden können. Infolge von nicht vermeidbaren Verlustwiderständen, die sowohl als Serienwiderstände in der Größe von 2 bis 6 Ohm sowie durch Nebenschlüsse in der Größe von 100 bis 1000 Ohm auftreten, wird der theoretische Höchstwert in der Praxis nicht erreicht. Wei-



Abb. 2. Messung des Wirkungsgrades von Silizium-Fotoelementen. Die Nutzleistung einer Batterie von 9 Silizium-Elementen wird mit der gleichzeitig durch ein Pyrheliometer gemessenen Sonnenenergie verglichen. (Werkbild: Bell Telephone)

teribetriebsspannung ist dabei etwa 2% der Leerlaufspannung. Bei verbesserten Elementen mit kleinerem Innenwiderstand kann die optimale Betriebsspannung bis auf 3% der Leerlaufspannung ansteigen. Für die praktische Verwendung ist auch die Temperaturabhängigkeit zu beachten (s. blaue Kurve in Abb. 1). Es sind Temperaturen bis etwa 80°C zulässig; schon bei 50°C geht die Klemmenspannung auf etwa 80% des bei Raumtemperatur geltenden Wertes zurück.

Eine weitere Erhöhung der Leistung, insbesondere von kleinen Zellen, ist durch die Verwendung von Spiegeln und Sammellinsen möglich. Dabei ist auf die stärkere Erwärmung zu achten, und es müssen gegebenenfalls Maßnahmen für die Kühlung getroffen werden. Eine auf diese Weise erreichte Leistungserhöhung beruht nicht auf einer Erhöhung des Wirkungsgrades, sondern entspricht einer Vergrößerung der Auffangfläche für die eingestrahelte Energie.

Es wäre verfrüht, über die Anwendung solcher Elemente bereits heute eine Übersicht geben zu wollen. Auf einige Möglichkeiten wurde bereits in [1] hingewiesen. Es ist auch nicht besonders sinnvoll, z. B. aus einer Batterie von 10 Silizium-Elementen etwa eine kleine Glühlampe zu betreiben, wie dies bei früheren öffentlichen Vorführungen gemacht worden ist. Allein der hohe Preis (infolge der kostspieligen Herstellung von reinem Silizium) verbietet vorerst derartige Anwendungen. Es wird zweckmäßig sein, die während des Tages gewonnene elektrische Energie in einem kleinen Sammler zu speichern, um auf diese Weise eine ständig verwendbare Energiequelle verfügbar zu haben. Auch die relativ niedrige Betriebsspannung von 0,3 V je Zelle ist kein allzu großer Nachteil, wenn man an die Speisung von Transistorgeräten denkt.

Eine erste, versuchsweise durchgeführte und durchaus erfolgversprechende Anwendung landes Silizium-Fotozellen bereits bei Fernsprechverstärkern in entlegenen Gebieten. Der Verstärker ist dabei mit Transistoren bestückt und wird von einem Sammler gespeist, der aus einer Batterie von Siliziumzellen ständig aufgeladen wird. Der Einsatz dieser „Mastverstärker“ ermöglicht beträchtliche Einsparungen an Leitungskupfer bzw. an Anschlußkosten für die sonst erforderlichen netzbetriebenen Verstärker.

Weiterhin rechnet man mit günstigen Verwendungsmöglichkeiten für Wettersonden-Sender und in Nolempfängern für Luftschutz- und Seerettzwecke. RSH

Schrifttum:

- [1] Die Sonnenenergie-Batterie. FUNK-TECHNIK Bd. 9 (1954) Nr. 21, S. 598
- [2] Prince, M. B.: Silicon Solar Energy Converters. Journ. Appl. Physics, Vol. 26, S. 524

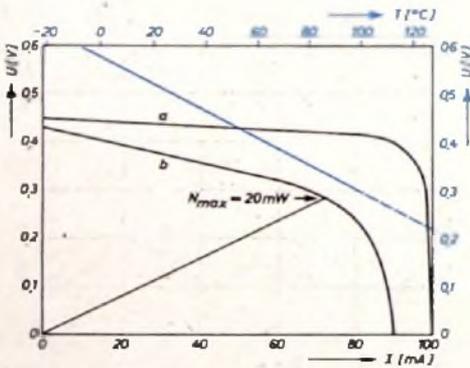
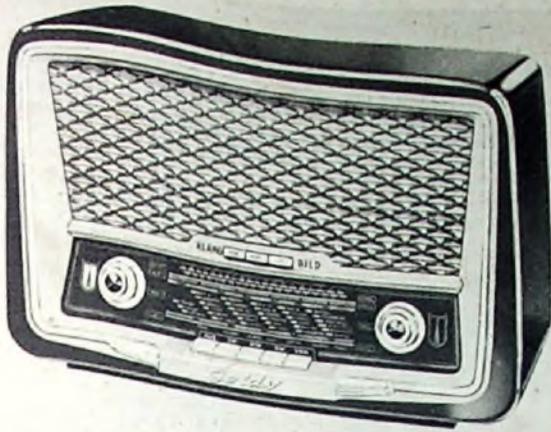


Abb. 1. Schwarze Kurven: Strom-Spannungscharakteristik von Silizium-Fotoelementen. a) Theoretischer Höchstwert, ohne Verlustwiderstände; b) durchschnittliches Element (mit Verlusten). Blau: Temperaturabhängigkeit der Leerlaufspannung

tere Verluste treten dadurch auf, daß ein Teil der eingestrahlenen Sonnenenergie an der Oberfläche reflektiert und z. T. bei der Durchdringung der p-Schicht absorbiert wird. Immerhin gelang es auch bei serienmäßig hergestellten Elementen, eine Nutzleistung von über 10 mW/cm^2 zu erreichen. Dies bedeutet einen Wirkungsgrad von etwa 10% in bezug auf die eingestrahelte Sonnenenergie, der im Verhältnis zu ähnlichen Vorgängen (z. B. Umwandlung von Strom in Licht) als relativ hoch zu bezeichnen ist. Bei Selenzellen werden im günstigsten Falle $0,1 \text{ mW/cm}^2$ erreicht, entsprechend einem Wirkungsgrad von 0,1%. Da der Innenwiderstand von der Strombelastung bzw. von der Klemmenspannung abhängig ist, ergibt sich eine Strom-Spannungskennlinie für Silizium-Fotoelemente nach Abb. 1. Infolge des geringen Innenwiderstandes wird die maximale Leistung nur bei niedrigen Belastungswiderständen erreicht. Die Be-



Goldy

ein AM-FM-UKW-Vorstufen-Super mit 5 Drucktasten und Klangbild-Register; 6/11 Kreise, Ferritstab-Antenne, eingebauter Dipol, großer perm. dyn. Lautsprecher, magisches Auge, poliertes Nußbaum-Gehäuse in den zierlichen Ausmaßen 44 x 28 x 20 cm, zum „goldrichtigen“ Preis von

DM 249. -

Der Kleinste unter den Großen, der Größte unter den Kleinen

SCHAUB-LORENZ-Geräte verkaufen sich leicht und schnell

wenn Sie sich diese praktischen Hinweise zunutze machen.

Je genauer der Besucher Ihres Geschäftes weiß, wofür er sich interessiert, umso leichter ist er zufriedenzustellen. Das wichtigste Werbemittel, das den Kunden zum Betreten Ihres Geschäftes veranlaßt und ihm gleich bestimmte Fragen in den Mund legt, ist Ihr Schaufenster. Für das Schaufenster aber gilt die Regel:

Man muß etwas zu zeigen haben!

Das neue SCHAUB-LORENZ-Programm enthält Typen, die Ihr Schaufenster interessant machen und Kunden in den Laden ziehen.

GOLDY: der interessante Preis

Dieser Drucktasten-UKW-Vorstufen-Super mit Klangbild-Register füllt als — der Kleinste unter den Großen und der Größte unter den Kleinen — eine Lücke aus. Mit DM 249. — liegt er im Preis „goldrichtig“. Wenn GOLDY durch das interessante SCHAUB-LORENZ-Preisschild unter den übrigen Empfängern hervorgehoben wird, zieht er Kunden ins Geschäft, die möglichst viel für ihr Geld haben wollen.

BALI: die interessante Form

Auf der Düsseldorfer Ausstellung war die SCHAUB-LORENZ-Truhe BALI eine Sensation. Sie wird es auch in Ihrem Schaufenster sein. Nützen Sie diese Chance!

GOLDSUPER: die interessante Leistung

Der Kunde, der durch GOLDY und BALI auf den Namen SCHAUB-LORENZ aufmerksam gemacht wurde, ist auch zugänglich für die besonderen Vorzüge der anderen SCHAUB-LORENZ-Geräte aus der Goldstadt-Serie, insbesondere für den Spitzensuper W 46.

Wer nicht SCHAUB-LORENZ führt,
Ist nicht komplett sortiert



SCHAUB APPARATEBAU Pforzheim
Abteilung der C. Lorenz Aktiengesellschaft

WORAUF ES ANKOMMT...

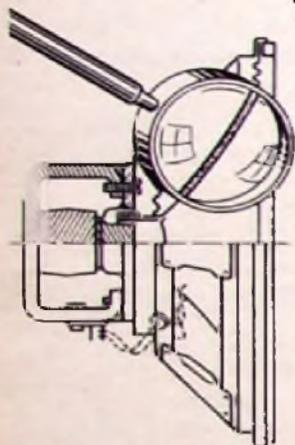


FÜR JEDEM ZERWECKUNGSGEBIET

② auf die Membrane

- Sie ist die Stimme des Lautsprechers
- Ihre Zusammensetzung, d. h. ihre Struktur, ist eine Wissenschaft für sich – und deshalb Fabriksgeheimnis
- Soviel kann aber gesagt werden, daß schon ihr Aufbau, ihre Form, ihr Öffnungswinkel, Ergebnisse jahrzehntelanger Forschung und Erfahrung sind
- Ihr Herstellungsprozeß verläuft unter Beachtung größter Genauigkeiten, bei denen es in der Stärke auf $\frac{1}{100}$ mm, beim Gewicht auf $\frac{1}{10}$ g ankommt
- Die Verteilung der Masse bei dem Gießverfahren ist deshalb schwierig, weil der Stärkeverlauf von innen nach außen zu abnimmt und zwar in ganz bestimmtem Verhältnis, denn
- die genaue Einhaltung dieser vorausgerechneten und festgelegten Maße und Gewichte sichert erst den günstigen Frequenzverlauf und damit die Wiedergabegüte
- Eine zusätzliche Imprägnierung sorgt schließlich für Unempfindlichkeit gegen Temperatur- und Feuchtigkeitseinflüsse

Weil es auf den Klang ankommt, fertigt ISOPHON seine Membranen selbst



ISOPHON E. FRITZ & CO. G. M. B. H. BERLIN-TEMPELHOF

JMPERIAL

RUNDFUNKGERÄTE
MUSIKTRUHEN

mit

Breitschallwandssystem

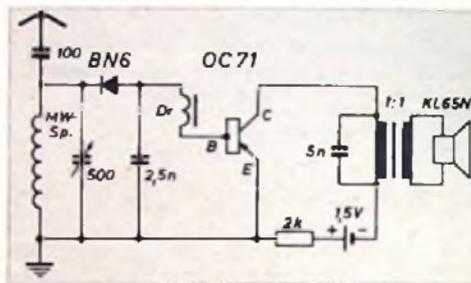
Fauberhafter Klang

CONTINENTAL-RUNDFUNK · GMBH · OSTERODE (HAR7)

Unsere Leser berichten

Detektor-Empfänger mit Transistorverstärker

Ein einfacher und billiger, transportabler Kleinsender mit Lautsprecher ließ sich mit einer Germaniumdiode und einem Transistor aufbauen. Beim Mustergerät wurde eine Perlinasplatte von etwa 100 X 100 mm verwendet, auf deren Oberseite Drehkondensator, Spule, NF-Drossel, NF-Übertrager und Lautsprecher und auf deren Unterseite Kristalldiode, Transistor, Batterie, Widerstand und Kondensatoren montiert sind. Das Gehäuse hat die Maße 100 X 100 X 100 mm. Die Verdrahtung besteht aus versilbertem 1-mm-Kupferdraht. Der Drehkondensator mit Luftdielektrikum hat 500 pF, die Spule



Schaltung eines Detektor-Empfängers (Halbleiter-Diode) mit einem Transistorverstärker

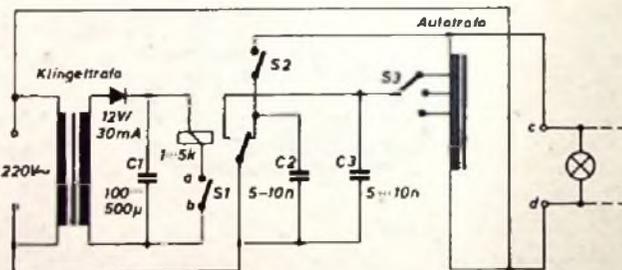
120 Wdg. Die Drossel, die (durch stark gedämpfte Resonanz) den mittleren Frequenzbereich anhebt und somit die Lautstärke verbessert, ist aus einem M42-Kern mit 1500 Wdg. Die Diode ist vom Typ BN 6 (Prionan, Planegg b. München), der Transistor vom pnp-Typ OC 71 (Valva). Zur Wiedergabe dient ein Weico-Kristalllautsprecher „KL 65 N“ (W. Sauerbeck, Nürnberg), der über einen NF-Übertrager 1:1 an den Kollektorkreis gekoppelt ist. Den Strom liefert eine kleine 1,5-V-Heizzelle, wie sie für Schwerhörigergeräte im Handel ist.

Mit einer Hochantenne von 7...10 m Länge und gutem Erdanschluß brachte das Gerät Fernempfang mit ausgezeichneter Lautstärke. H. Kraemer

Glühlampen-Blitzgerät

In der Entwicklung von Foto-Blitzgeräten ist der Schritt vom Blitzlichtpulver zu Vakuumblitzzlampen längst vollzogen. Elektronische Blitzlichtgeräte stehen ferner heute in mannigfaltigen Ausführungen zur Verfügung. Eine weitere Art stellen die Glühlampenblitzgeräte dar; sie sind mit relativ einfachen Mitteln aus der Bastelkiste selbst herzustellen.

Das hier beschriebene, vom Verfasser erprobte Gerät beruht auf der Tatsache, daß durch eine kurzzeitige Überbelastung des Heizfadens einer Glühlampe eine erhebliche Aufhellung des zu fotografierenden Raumbereiches erreicht werden kann, ohne dabei die Glühbirne selbst übermäßig zu beanspruchen. Ein Vorteil des Gerätes ist es, daß man jede beliebige Glühlampe



Schaltung des Glühlampen-Blitzgerätes; eine überhöhte Spannung wird kurzzeitig an eine normale Glühlampe gelegt, so daß der Lichtstrom stark ansteigt

für 220 V Nennspannung verwenden kann. Das Gerät kann an das Lichtnetz angeschlossen werden. Zur Ausleuchtung größerer Raumbereiche lassen sich ohne weiteres mehrere Lampen parallel schalten.

Zur Schaltung ist folgendes zu sagen: Das Relais, das nach Möglichkeit mehrere Umschaltkontakte haben soll, die aus Belastungsgründen parallel zu schalten sind, spricht bei einer Spannung von 4...6 V an und wird aus einem Klingeltrafo über ein Gleichrichterelement und einen Kondensator C1 (100...500 µF) gespeist. Bei der Belastung des Gleichrichters ist die Leistungsaufnahme des Relais zu berücksichtigen. Je größer der Kondensator C1 ist, um so schneller zieht das Relais an. Der Schalter S1 (Punkte a und b) dient zur Schließung des Relais-Kreises. Hier wird der Synchrokontakt der Fotokamera angeschlossen. Im Glühlampenkreis wird die Spannungsüberhöhung durch einen Autotransformator erreicht. (Im vorliegenden Falle handelte es sich um die als Autotrafo geschaltete Primärseite eines Radio-Netztrafos.) Mit dem Stufenschalter S3 kann die Blitzspannung verändert werden. Durch Spannungsverdopplung (Regelschalter auf 110 V) ergibt sich ein zwölfmaliger Lichtstrom; bei Stellung 125 V eine 1,75fache Spannung und ein siebenmaliger Lichtstrom; auf 150 V mit 1,5facher Spannung ein viermaliger Lichtstrom.

Beim Einschalten von S2 liegt die normale Netzspannung an den Glühlampen. In dieser Schalterstellung werden die Glühlampen vorgeheizt, und das Gerät kann als Lichtquelle für vorbereitende Arbeiten benutzt werden. Die Kondensatoren C2 und C3 mit je 5...10 nF dienen zur Funkenlöschung der Relaiskontakte. Eine Belichtungszeit von $\frac{1}{25}$ Sekunde wird mit dem Gerät einwandfrei synchronisiert. G. Kühn

Ein Wellensieb zur Messung von Harmonischen

Die durch elektroakustische Geräte, vor allem durch Tonfrequenzverstärker hervorgerufenen Verzerrungen einer rein sinusförmigen Signalspannung werden meistens in Form eines einzigen Zahlenwertes, des sogenannten Klirrfaktors, quantitativ ausgedrückt. Der Klirrfaktor gibt aber lediglich die Summe aller Obertöne im Verhältnis zum Grundton an, ohne erkennen zu lassen, wie die verzerrte Schwingungsform aussieht und welchen Anteil die einzelnen Obertöne jeweils ausmachen. Will man hierüber Aufschluß gewinnen, so ist es erforderlich, die Schwingungsform zu analysieren und die Amplituden der darin enthaltenen Obertöne nacheinander zu ermitteln.

Zu dieser Analyse braucht man ein abstimmbares Wellensieb, mit dem man Schritt für Schritt die einzelnen Obertöne aus der Schwingungsform herausfiltert. Daß hierbei erhebliche Schwierigkeiten zu überwinden sind und das Wellensieb sehr strengen Anforderungen genügen muß, geht aus der Tatsache hervor, daß das Wellensieb einen Abstimmbereich von 20 Hz ... 20 kHz sowie eine außerordentliche hohe Selektivität von wenigen Hertz haben muß. Es sollen damit noch Obertöne gemessen werden, deren Amplituden nur 0,1% der des Grundtones betragen. Diese Bedingungen können nur dann erfüllt werden, wenn man sich des Überlagerungsprinzips bedient. Man überlagert der auszumessenden Schwingung die Schwingung eines kontinuierlich abstimmbaren Oszillators und siebt die entstehende konstante Zwischenfrequenz von beispielsweise 50 kHz durch ein Bandfilter mit sehr engem Durchlaß aus. Beim Durchdrehen des Oszillators tritt immer dann eine Spannung am Ausgang des Bandfilters auf, wenn der Abstand der Oszillatortfrequenz von einem Oberton der auszumessenden Schwingung gleich der Zwischenfrequenz ist.

Durch dieses Bandfilter wird das Wellensieb recht umständlich und kostspielig, denn es soll nicht nur eine Bandbreite von nur wenigen Hertz haben, damit auch die Obertöne der niedrigsten Tonfrequenzen einwandfrei voneinander getrennt werden, vielmehr soll die äußerst schmale Durchlaßkurve auch noch möglichst flach verlaufen, damit die unvermeidlichen, geringen Frequenzschwankungen des Oszillators keine Änderung der Anzeige verursachen. Praktisch läßt sich ein solches Bandfilter nur durch sorgfältig dimensionierte Kristallresonatoren verwirklichen.

Eine sehr wesentliche Vereinfachung des Wellensiebes wird aber möglich, wenn man nach dem Vorschlag des Verfassers die Zwischenfrequenz auf 0 Hz herabsetzt, weil man dann das komplizierte Bandfilter durch ein einfaches Tiefpaßfilter ersetzen kann. Mit diesem Prinzip lehnt man sich an den aus der Hochfrequenztechnik bekannten Synchron-Empfänger an, der sich vom normalen Überlagerungsempfänger nur dadurch grundsätzlich unterscheidet, daß die Überlagerungsfrequenz gleich der Signalfrequenz ist, so daß die Zwischenfrequenz gleich 0 Hz wird. Auch der dort für die Überlagerung benutzte, aus vier brückenartig geschalteten Gleichrichtern bestehende Modulator, der sogenannte Cowan-Modulator, kann im Wellensieb mit Erfolg verwendet werden.

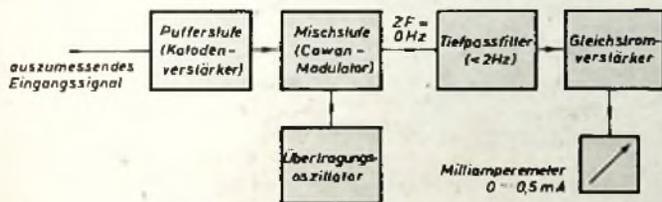


Abb. 1. Blockschemata des mit Überlagerung und einer Zwischenfrequenz von 0 Hz arbeitenden Wellensiebes

Für das Wellensieb ergibt sich das in Abb. 1 dargestellte Blockschemata. Das Tiefpaßfilter sperrt alle Frequenzen oberhalb von 1 oder 2 Hz; sein Aufbau bereitet keine Schwierigkeiten. Abgesehen von der damit verbundenen Verbilligung läßt sich eine bessere Selektivität und eine weniger kritische Justierung ohne nennenswerten Aufwand jetzt einfacher erreichen. Gewisse Nachteile des neuartigen Wellensiebes sollen nicht verschwiegen werden. Sie liegen darin begründet, daß der Abstimmbereich des Oszillators bedeutend größer sein muß und mindestens 1 : 1000 betragen soll und daß ferner darauf zu achten ist, daß man keine Überlagerungen mit etwaigen Obertönen des Oszillators annimmt. Diese Nachteile können aber die Vorteile des vorgeschalteten Prinzips nicht aufwiegen.

Die vollständige Schaltung des neuartigen Wellensiebes geht aus Abb. 2 hervor. Die Signalspannung, deren Schwingungsform analysiert werden soll, gelangt zunächst zu einem als Pufferstufe wirkenden Vorverstärker V 1, der einen besonders niedrigen Klirrfaktor hat und als Katodenverstärker geschaltet ist. Hieran schließt sich die aus vier Gleichrichtern nach Art des Cowan-Modulators geschaltete Misch- oder Überlagerungsstufe an, auf die das Tiefpaßfilter mit einem normalen Aufbau aus Kondensatoren sowie Widerständen und mit einer oberen Grenzfrequenz von 2 Hz folgt. Der Ausgang des Tiefpaßfilters steuert einen symmetrischen Gleichstromverstärker aus, der aus den beiden Stufen V 2, V 3 und V 4 besteht und der eine auf die Schirmgitter der Pentoden V 2 und V 3 wirkende Gegenkopplung hat. Zur Anzeige dient ein Mikroamperemeter, das über entsprechende Vorschaltwiderstände zwischen die beiden Katoden der Doppeltriode V 4 geschaltet ist.

Die Überlagerungsstufe besteht aus vier kleinen Selengleichrichtern. Ihre Wirkungsweise kann man sich ganz einfach so vorstellen, daß die vom Überlagerungsozillator herrührende Spannung die Impedanz der Gleichrichter im Takte ihrer Frequenz abwechselnd sehr viel größer und sehr viel kleiner als R₁ macht und die vom Katodenverstärker kommende Signalspannung abwechselnd zum Tiefpaßfilter gelangt und kurzgeschlossen wird. Ent-

Fahre gut -

und höre Becker

In Anzeigen, Prospekten, Aufstellern - immer wieder werden Sie in der nächsten Zeit diesen Werbespruch sehen und mit Ihnen auch Ihre Kunden. Außerdem berichten wir immer wieder von dem Ereignis der 24. Rallye Monte Carlo. Hier wurde das **Becker-Autoradio Typ „Mexico“** - übrigens der erste vollautomatische Autosuper der Welt mit UKW - als so vollkommene Autoradio-Empfangsanlage in Ton, Technik und automatischem Komfort beurteilt, daß man ihm den ersten Preis verlieh, - gleichzeitig aber für die nächsten fünf Jahre vom Wettbewerb ausschloß, da jedesmal der Sieger vom selbst gegeben sei. Mit der gleichen Verpflichtung zu technischer Spitzenleistung wurde der Becker-„Europa“ geschaffen. Sie werden auch bei diesem preiswerten Autosuper mit 5 Drucktasten und 3 Wellenbereichen mit UKW alle technischen und klanglichen Qualitäten feststellen, die die Weltgeltung der Becker-Autoradio-Geräte begründet haben. 1395350 Autofahrer haben noch kein Autoradio.



Schließen Sie sich unserer Werbung an, verlangen Sie bitte unsere Druckschriften oder fordern Sie den Besuch der für Sie zuständigen Werkvertretung an.

fahre gut - und höre Becker

becker 
autoradio

Das Spezialwerk, das nur Autoradios baut
Max Egon Becker · Autoradiowerk · Karlsruhe

HANDBUCH DES RUNDFUNK- UND FERNSEH-GROSSHANDELS 1955/56

HERAUSGEGEBEN VOM VERBAND DEUTSCHER RUNDFUNK- UND FERNSEH-FACHGROSSHÄNDLER (VDRG) E. V.



Bearbeitet von der Redaktion der FUNK-TECHNIK

Soeben erschienen!

Dieser Katalog enthält Abbildungen und ausführliche Beschreibungen aller neuen

Rundfunk-Empfänger	Mikrofone
Phonokombinationen	Magnettongeräte
Musik- und Phonomöbel	Verstärker
Fernseh-Empfänger	Lautsprecher
Koffer- und Auto-Empfänger	Antennen
Plattenspieler und Plattenwechsler	Empfänger- und Gleichrichterröhren
Tonabnehmer	Bildröhren, Halbleiter-Dioden

Die sorgfältige Bearbeitung und übersichtliche Anordnung von Text und Abbildungen machen auch dieses HANDBUCH wieder zu einem zuverlässigen Helfer für den Fachhandel, die Reparaturwerkstatt und alle funktechnisch Interessierten

Preis 3,50 DM je Exemplar zuzüglich 68 Pf Versandkosten bei Voreinsendung des Betrages auf das Postscheckkonto VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH Berlin West 7664

FÜR GROSSABNEHMER SONDERPREIS

VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH

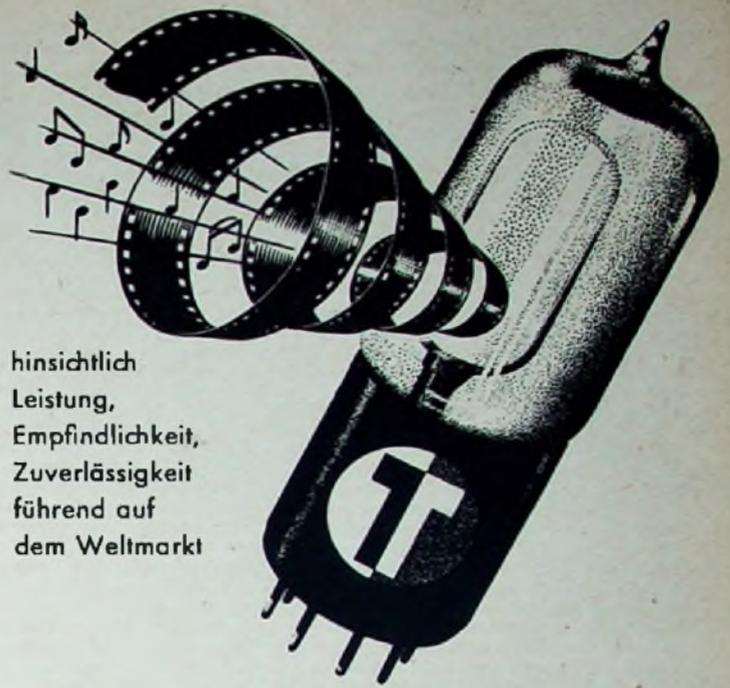
KATALOG-ABTEILUNG

BERLIN-BORSIGWALDE 117

hält die Signalspannung eine genau mit der Oszillatorfrequenz übereinstimmende Frequenz, so wird diese Komponente gleichgerichtet und vom Tiefpaßfilter zum Gleichstromverstärker durchgelassen. Ist die Frequenzübereinstimmung nicht genau, so entsteht eine der Frequenzdifferenz entsprechende Zwischenfrequenz.

Wie nach dieser stark vereinfachten Erklärung die gleichgerichtete Spannung am Ausgang des Modulators aussehen muß, zeigt Abb. 3a schematisch. Abb. 3b läßt erkennen, wie sich die Nulllinie der gleichgerichteten Spannung durch den Speicherkondensator C3 verschiebt und wie durch diesen Kondensator der Wirkungsgrad des Modulators erhöht wird. Die Zeitkonstante von $C_3 \cdot R_{11}$ ist so gewählt, daß sie groß gegenüber der Periode der niedrigsten Signalfrequenz, aber klein gegen die Periode der höchsten in Frage kommenden Zwischenfrequenz ist.

Für die Überlagerung kann ein beliebiger Oszillator verwendet werden, der über den gewünschten Bereich, in dem die Harmonischen gemessen werden sollen, abgestimmt werden kann. Die Form der Schwingungspannung des Überlagerungsoszillators ist nicht kritisch, aber bei der Wahl ihrer Amplitude



hinsichtlich Leistung, Empfindlichkeit, Zuverlässigkeit führend auf dem Weltmarkt

TUNGSRAM

Photozellen

Die wichtigsten Anwendungsgebiete:

Tonfilm
Sicherheits-Anlagen
Licht-Relais
industr. Messungen

Zu beziehen durch:

TUNGSRAM G.M.B.H.

Berlin SW 68 · Hedemannstr. 21

TUNGSRAM S.A. Carouge-Genève

Verkaufsbüro Zürich · Bederstr. 1

ORION Fabriks- & Försäljnings - AB

Stockholm · Svarvargatan 14

TUNGSRAM ELETTRICA ITALIANA S.p.A.

Viale Lombardia, 34 · Milano

TUNGSRAM S.A.

55, Quai au Bois à Brûler · Bruxelles

Ludwig Seibold · Wien I · Helferstorferstr. 6

PRODUCTOS TUNGSRAM · Carlos Veszprémi

Lavalle 376 · Buenos Aires

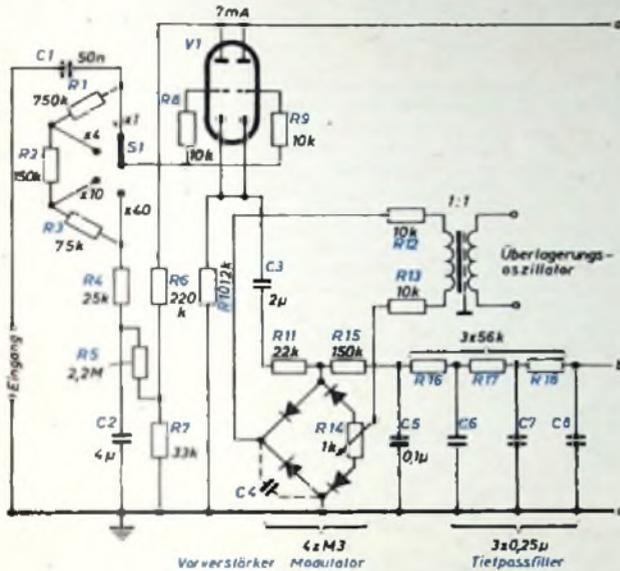


Abb. 2 (oben und links). Vollständiges Schaltbild eines nach dem Prinzip von Abb. 1 (S. 627) entworfenen Wellensiebes

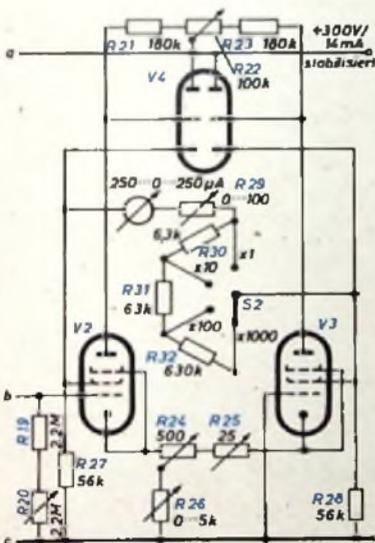
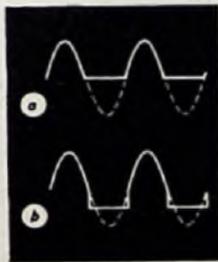


Abb. 3. Die am Cavan-Modulator entstehende Form der gleichgerichteten Signalspannung; a = theoretisch, b = mit der durch C3 verschobenen Nulllinie



muß die maximal vorkommende Obertonamplitude der Signalspannung berücksichtigt werden. Es hat sich gezeigt, daß eine Effektivspannung des Oszillators von 28 V_{eff} (entspricht einer Spitzenspannung von rund 40 V) ausreicht, um eine Signalspannungsamplitude von 20 V einwandfrei gleichzurichten. Besser aber ist es, wenn die Amplitude der Signalspannung nicht über 10 V hinausgeht; der Modulator arbeitet dann sehr gut linear. Mit dem Umschalter S1 läßt sich die Signalspannung in den zulässigen Spannungsbereich bringen, während mit dem Umschalter S2 verschiedene Meßbereiche (von 0 ... 10 mV bis 0 ... 10 V) eingestellt werden können.

Infolge nicht zu vermeidender kleiner Unsymmetrien innerhalb des Modulators liefert dieser auch dann eine minimale Ausgangsspannung, wenn keine Signalspannung und nur die Oszillatorspannung anliegt. Um diese Restspannung unabhängig vom Oszillator zu machen, sind R14 und C4 vorgeesehen worden. Die Einstellung von R14 sowie Größe und Lage von C4 müssen jeweils durch Versuche ermittelt werden. Durch R20 läßt sich der Spannungswert für den Vollausschlag des Mikroamperemeters in geringem Maße verändern und auf einen vorgegebenen Wert einstellen. Die Potentiometer R22 und R24 dienen zur Nullpunkteinstellung, für die auch noch R25 als Feinregler verwendet werden kann.

(Scroggie, M. G.: Inexpensive Wave Analyzer. Wireless World Bd. 61 [1955] Nr. 8, S. 360-365) Dr. F.

SCHALTUNGSBUCH DER INDUSTRIELLEN ELEKTRONIK. Von R. Kretzmann. Berlin 1955. VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH, Berlin-Borsigwalde, 224 S. mit 206 Abb. Format DIN A 5. Preis in Ganzleinen geb. 17,50 DM.

Entsprechend der zunehmenden Bedeutung der Elektronik sind in den letzten Jahren auch in der deutschen Literatur mehrere Werke erschienen, die teils die theoretischen Grundlagen teils die praktischen Anwendungen der Elektronik behandeln. Wenn dabei die industriellen Anwendungen im Vordergrund stehen, so ist das nicht verwunderlich, denn für dieses Gebiet bietet sich der Einsatz elektronischer Methoden und Hilfsmittel geradezu an. Das im Vorjahr erschienene **HANDBUCH DER INDUSTRIELLEN ELEKTRONIK** des Verfassers ist in Deutschland schon zu einer Art Standardwerk geworden. Mit dem soeben erschienenen **SCHALTUNGSBUCH DER INDUSTRIELLEN ELEKTRONIK** liegt jetzt ein Werk vor, das bisher in der deutschen Literatur gefehlt hat und eine oft empfundene Lücke ausfüllt. Ebenso wie das Handbuch wird in Zukunft auch das Schaltungsbuch zum unentbehrlichen Rüstzeug eines jeden Ingenieurs und Technikers gehören, die sich diesem modernen Zweig der Technik verschrieben haben. Es bringt nahezu 200 verschiedenartige, sorgfältig ausgewählte Schaltungen elektronischer Geräte und Anlagen, die dadurch besonders wertvoll sind, daß sie auch durchweg die genaue Dimensionierung enthalten. Ein Umstand, der den Aufbau elektronischer Geräte wesentlich erleichtert. Die eingehende Beschreibung der Schaltelemente und ihrer Wirkungsweise erleichtert das Verständnis der funktionalen Zusammenhänge wesentlich und gibt gleichzeitig wertvolle Hinweise für alle die Fälle, in denen eine andersartige Anpassung an die jeweiligen örtlichen Verhältnisse notwendig ist. Übersichtlich gezeichnete Schaltbilder und gut ausgewählte Fotos ausgeführter Geräte erleichtern das Verständnis und das Durcharbeiten des in reicher Fülle gebotenen Materials.

Einen Überblick über den vielseitigen Inhalt mögen die Überschriften der sechs Kapitel geben: Fotoelektrisch gesteuerte Einrichtungen, Zählschaltungen, Stabilisierungsschaltungen, Schall- und Steuereinrichtungen, Oszillator- und Verstärkerschaltungen, Gleichrichterschaltungen. Aus diesen Kapiteln seien als Beispiele für die Vielfalt der Anwendungen herausgegriffen: Lichtmengenmesser, Zähleinrichtung für Produktionsmaschinen, Seitensteuergerät, 150-kHz-Zähldekade, vereinfachte Zählschaltung für Impulsfolgefrequenzen bis 10 kHz, Treiberstufen für mechanische Zählwerke, sechsstufige Untersetzer-schaltung für GM-Zählrohre, Ringzählerschaltung mit Relaisröhre 2,50 T, Impulsverzögerungsschaltung, Thermostat für Kunststoff-Schweißmaschinen, Schaltung zur Steuerung einer Zentrifugal-Gießmaschine, Zeitgeber für zwei Intervalle, Schaltung zur Ladekontrolle bei Förderbändern, Eisensuchgerät zur Überwachung von bahnförmigen Gütern, Nachlaufsteuerung, Bühnenbeleuchtungsanlage, 30-W-Senderverstärker auf 430 MHz, Radiosonde, Generatorschaltung für schmale Impulse, Magnetostriktiver 400-W-Ultraschallgenerator, 500-W-NF-Verstärker, Spannungsregelnder Sechsstufiger Gleichrichter für Buchhaltungsmaschinen, Wickelantriebssteuerung, Ein umfassendes Schrifttum- und Quellenverzeichnis erleichtert das Auffinden weiterer Arbeiten, wenn ein eingehenderes Studium für bestimmte Spezialfragen notwendig ist. —h

HANDBUCH DES RUNDFUNK- UND FERNSEH-GROSSHANDELS 1955/56. Herausgegeben vom Verband Deutscher Rundfunk- und Fernseh-Fachgroßhändler (VDRG) E. V., bearbeitet von der Redaktion der **FUNK-TECHNIK**. Berlin 1955. VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH, Berlin-Borsigwalde 281 S. mit 653 Abb. DIN A 5. Preis broschiert 3,50 DM zuzüglich 68 Pf. Versandkosten.

Die schnell voranschreitende Entwicklung auf dem Rundfunk- und NF-Gebiet, der Hang des Käufers zu Kombinationen und Musikmöbeln sowie nicht zuletzt die stetige Ausbreitung des Fernsehens macht sich immer stärker in einer Vermehrung der Gerätetypen bemerkbar. Es bedarf schon eines Führers, um die Vielzahl des zur Zeit Gebotenen klar zu übersehen. Das soeben erschienene **HANDBUCH DES RUNDFUNK- UND FERNSEH-GROSSHANDELS 1955/56** darf man mit gutem Recht als einen solchen geeigneten Führer bezeichnen. In der diesjährigen, sechsten Ausgabe — als Einheitswerk des gesamten Rundfunk- und Fernseh-Großhandels herausgegeben —

bringt es in 14 Abschnitten in übersichtlicher Form nicht nur die wichtigsten technischen Daten, Preise und Abbildungen der Empfänger und Kombinationen dieser Saison der westdeutschen Produktion (Rundfunk-Empfänger und Phonokombinationen, Musik- und Phonomobel, Fernseh-Empfänger, Koffer-Empfänger, Auto-Empfänger, Fahrrad-Empfänger), sondern auch der Phonogeräte, Tonabnehmer, Mikrolone, Magnetongeräte, Magnetionbänder, Verstärker und Lautsprecher. Ebenso werden z. B. die sachlichen Zusammenstellungen der überaus zahlreichen im Handel erhältlichen UKW-, Fernseh- und Allwellenantennen sowie der Röhren (Empfänger-Röhren, Gleichrichter-Röhren, Fernseh-Bildröhren, Halbleiter-Dioden) und Zerkacker dem Benutzer manche Sucharbeit erleichtern.

Das **HANDBUCH** dürfte auch in diesem Jahre wieder als erfolgreiches Werbemittel, wichtiges Nachschlagewerk und bedeutendes Bindeglied zwischen Einzelhändler und Fachgrossist sowie als Informationsquelle für jeden am Rundfunk und Fernsehen interessierten von vielen gern und oft zur Hand genommen werden. Es berücksichtigt in seiner von der Redaktion der **FUNK-TECHNIK** vorgenommenen Bearbeitung auch die zur Funkausstellung und die bis zum Schluß der Neuheitenperiode (15. 9. 1955) bekanntgewordenen Ergänzungen der Typenprogramme: Anordnung und Ausstattung sind gut. Das sehr handliche DIN-A-5-Format und der grifffeste Kartonumschlag haben sich ebenfalls besonders bewährt. —h

Guide to Broadcasting Stations 1955—56. Herausgegeben von der Wireless World, 8. Aufl., London 1955. Hiffe & Soos Ltd. 80 S. Preis 2s 6d (netto)

Eine gute und sehr vollständige Zusammenstellung aller europäischen Lang-, Mittel-, UKW- und Fernsehsender sowie der Kurzwellen-Rundfunksender aller Erdteile enthält die soeben erschienene 8. Auflage der bekannten und in aller Welt beliebten **Hiffe**-Publikation. Rund 650 LW- und MW-Sender sind nach Frequenzen und nach Ländern geordnet aufgeführt, wobei die in Abwechslung vom Kopenhagener Wellenplan von einzelnen Sendern benutzten Frequenzen besonders gekennzeichnet sind. In der Liste der etwa 1600 KW-Rundfunksender sind alle Sender mit einer Strahlungsleistung über 1 kW enthalten. In der Zusammenstellung der europäischen Fernsehsender sind neben der jeweils benutzten Fernsehnorm und den Frequenzen der Bild- und Tonträger — soweit bekannt — die effektiv abgestrahlte Leistung und die Polarisation aufgeführt. Dieses nützliche Buchlein ist auch für den der englischen Sprache nicht mächtigen Leser brauchbar, da die Tabellen ohne weiteres verständlich sind. —h

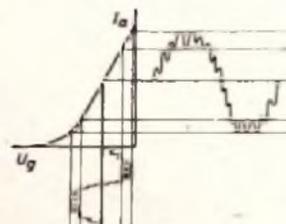


- BRIEFKASTEN

J. S., Ildomscheid

Außer vom Klirrfaktor wird häufig vom Intermodulationsfaktor gesprochen (Wert im allgemeinen größer als der des Klirrfaktors). Was versteht man darunter?

Mit Intermodulation wird die gegenseitige Beeinflussung zweier gleichzeitig auftretender, in der Frequenz verschiedener Schwingungen bezeichnet. Dies wird verständlich, wenn man eine Schwingung (s. Skizze), die beispielsweise



aus einem 50-Hz- und einem 5000-Hz-Anteil zusammengesetzt ist, an das Gitter einer Niederfrequenzverstärkeröhre legt. Im gekrümmten Teil der Kennlinie tritt jetzt eine Modulation auf, bei der außer der Summen- und Differenzfrequenz auch noch deren Oberwellen vorhanden sind. Die dadurch entstehenden nichtlinearen Verzerrungen bestehen aus den Harmonischen der Kombinationstöne. In der Praxis macht sich die Intermodulation von einem etwa 2/10igen Anteil ab störend bemerkbar.



JOHANN BREITENSTEIN G.M.B.H. EMMERICH AM RHEIN

BLECH-, LACKIER- UND METALLWARENFABRIK

Wir bieten an:

Nr. 12000 **Standard-Aufbaukästen.** (Gehäuse, einschiebbare Frontplatte mit Sellenkonsolen, einschiebbares Aufbauchassis.)

Hellgrau Hammerschlaglack. Stoß- und kratzfest.

Größe 1 16 x 21 x 22 cm **DM 13,50 netto**

Größe 2 32 x 21 x 22 cm **DM 18,00 netto**

Größe 3 48 x 21 x 22 cm **DM 24,00 netto**

Ferner stellen wir her:

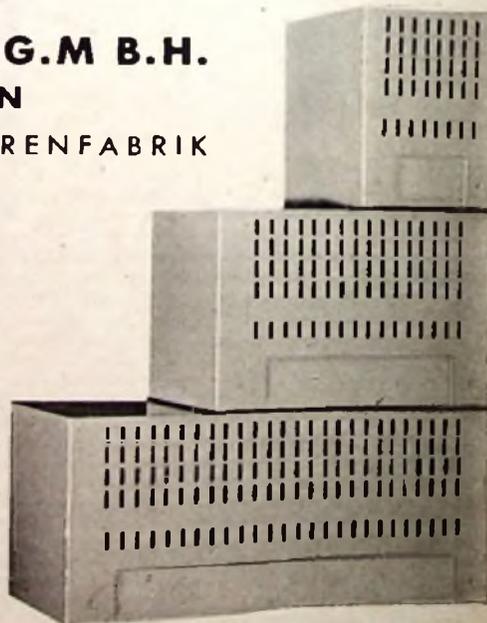
Grid-Dippergehäuse DM 4,50 netto

Oszillographengehäuse (DARC Standardgerät Nr. 4) DM 30,75 netto

Fahrbarer Meßplatz DM 675,00 netto

Alle Preise ab Fabrik, Fracht und Verpackung zu Lasten des Käufers. Bei Abnahme größerer Posten Mengenrabatt.

Diese Geräte wurden auf der Funkausstellung in Düsseldorf von DL 3 YD gezeigt.



ERSA - Z-Lötspitzen

sind
zunderfest-alitiert.

Kein Festbrennen der Lötspitze im Heizkörper
Kein Kupferabbrand am Lötspitzenenschaft.

Kein Dünnerwerden der Lötspitze
Kein Zunderentzernen mehr.
Gleichbleibende Lötleistung
Verlängerte Lebensdauer mit
ERSA-Z-LÖTSPITZEN

Verlangen Sie die Liste 135 C 3



ERNST SACHS

Erste Spezialfabr. d. Lötkeilben
Berlin-Lichterfelde
und Wertheim am Main

15-Watt-

Lorenz-Allzweckverstärker
mit Röhren und 6 Monate Garantie,
originalverpackt, statt DM 295,-

Sonderpreis DM 129,50

„Radio-Fett“

Berlin-Charlottenburg 5
Wundtstr. 15 u. Kaiserdamm 6



Ch. Behlaff • Oberwinter bei Bonn
Telefon: Rolandseck 289

Stabilisatoren

und Eisenwasserstoffwiderstände
zur Konstanthaltung von
Spannungen und Strömen



Stabilovolt
GmbH.

Berlin NW 87
Sickingenstraße 31
Tel. 39 40 24

Moderne Radiogehäuse

aus Holz u. Plastic zu günstigsten
Preisen ab Lager lieferbar
de Vivanco & Co., Hamburg 1
Langereihe 29 • Telex: 021 25 27

PEIKER DYNAM. STUDIO-MIKROPHON

WAS LEISTUNG, INNEREN
AUFBAU UND AUSSERE ELEGANZ
ANBELANGT -

Etwas Besonderes

Typ TM 15
Preis DM 275,-



H. PEIKER FABRIK PIEZOELEKTR. GERÄTE
BAD HOMBURG V.D.H., HOHE STRASSE 10

BITTE NEUE LISTE ANFORDERN

Ihr Wissen = Ihr Kapital!

Radio- und Fernsehfachleute werden immer dringender gesucht!
Unsere seit Jahren bestens bewährten

Radio- und Fernseh-Fernkurse

mit Abschlußbestätigung, Aufgabenkorrektur und Betreuung verhelfen Ihnen zum sicheren Vorwärtkommen im Beruf. Getrennte Kurse für Anfänger und Fortgeschrittene sowie Radio-Praktikum und Sonderlehrbriefe. Ausführliche Prospekte kostenlos

Fernunterricht für Radiotechnik Ing. Heinz Richter
Günterling 3, Post Hechendorf/Pilsensee/Oberbayern

Technikermangel?



Eine Chance für strebsame Facharbeiter

Die zunehmende Automatisierung der Industrie verlangt immer größeren Stab von Spezialisten für gehobene Stellungen. Die Betriebe bevorzugen für diese verantwortlichen Posten strebsame Facharbeiter mit gründlicher Werkstattpraxis und soliden theoretischen Kenntnissen.

Das ist eine Chance für Sie!
Das höhere technische Wissen erwerben Sie innerhalb von zwei Jahren ohne Berufsunterbrechung durch einen Christiani-Fernlehrgang. Dann können Sie Techniker, Meister oder Betriebsleiter werden. Verlangen Sie das aufklärende Buch **DER WEG AUFWÄRTS** mit den Lehrplänen Maschinenbau, Elektrotechnik, Bautechnik, Radiotechnik und Mathematik. Sie erhalten dieses Buch kostenlos. Schreiben Sie heute noch eine Postkarte (12 Pfennig Porto ist das wert) an das Technische Lehrinstitut



DR.-ING. CHRISTIANI KONSTANZ E 23

Elektrizitäts - Zähler

3 Amp 15,- 5 Amp 18,- 10 Amp 22,-

RADIO-BOTT, Berlin-Charlottenburg,
Stuttgarter Platz 3. Verpackung, Fracht frei

BREITBAND-FERNSEHOSZILLOGRAPH

Modernste Form, ideale Bedienung.
10 Röhren — Kathodenstrahlröhre
Valva DG 9, komplett mit Röhren,
netto Kasse **DM 298,-**

„VARIOTEST“ — AM — PRÜFSENDER

Große übersichtliche Feinstellskala.
Bereich: K—M—L—ZF und 10,7 MHz,
komplett mit Röhren ECH 81
und HF-Kabel **DM 88,-**

Verlangen Sie die interessante Sonderliste
mit Schaltungen

NORDFUNK-ELEKTRONIK

durch **NORDFUNK-Vertrieb**, Bremen, Andet-Walder 4-5

Kaufgesuche

Röhren-Angebote, ganze Restposten Großvertrieb Hacker, Berlin-Neukölln, Silbersteinstraße 5/7, Telefon: 62 12 12

Radioröhren jeder Type kauft gegen Kasse **TEKA**, Weiden/Opf. 69

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

Labor-Meßinstrumente u. -Geräte, Charlottenbg. Motoren, Berlin W 35, 24 80 75

Röhrenrestposten, Meßinstrumente, Kassankauf, Aqterradio, Bld. SW 11, Europabau

UNIVERSAL-MESSINSTRUMENTE

Kleine handliche Form. Besonders für Außenmontage und Labor geeignet.
Mit 2 Prüfströmen. Innenwiderstand 1000 Ohm/V. Meßgenauigkeit $\pm 3\%$.
Batterie: 1 1/2 Volt, Type Pertrix Nr. 254



Type U 17 ohne Umschalter 85 x 120 x 35 mm
MESSBEREICHE —
0—5V, 0—25V, 0—250V, 0—1000V
mA 0—1, 0—10, 0—100
Widerstandsmeßbereich: 0—10, 0—100 K Ohm
DM 50,-



Type U 18 mit Umschalter 106 x 80 x 40 mm
MESSBEREICHE —
0—15V, 0—75V, 0—300V, 0—750V, 0—3000V
mA 0—15, 0—150, 0—750
Widerstandsmeßbereich: 0—10, 0—100 K Ohm
DM 64,-

Verwand per Nachnahme zuzgl. Versandkosten. Wiederverkäufer erhalten Rabatt.

TEKA WEIDEN/OPF., BAHNHOFSTRASSE 191

Störschutz-Kondensatoren Elektrolyt-Kondensatoren



WEGO-WERKE
BINKLIN & WINTERHALTER
FREIBURG I. Br.
Wenzingerstraße 32

VALVO BATTERIE-RÖHREN

Der vollständige
25 mA Satz
für FM/AM
Empfänger

DC 96 DF 97
DK 96 DF 96
DAF 96 DL 96



Die VALVO Batterieöhren der D 96er Serie in Miniatur-Technik eignen sich mit ihrem äußerst niedrigen Heizstromverbrauch von 25 mA (bei einer Heizspannung von 1,4 V) ganz besonders für die Verwendung in tragbaren Geräten.

Der ursprüngliche, für den AM-Empfang bestimmte Röhrensatz mit den Typen DK 96, DF 96, DAF 96 und DL 96 ist durch die DC 96 und die DF 97 zu einem vollständigen Röhrensatz für AM-FM-Empfänger erweitert worden.

Die normale Batteriespannung für diese Röhren beträgt 90 V, sie geben aber auch mit 67,5 V noch ausreichende Verstärkung. Ihre Heizfäden können mit Gleichstrom in Parallel- oder Serienschaltung betrieben werden.

Die UKW-Friede DC 96 ist zur Verwendung in additiven Mischstufen bei UKW-Empfang bestimmt. Sie wurde als Paralleltyp zur 50 mA Röhre DC 90 entwickelt und liefert trotz ihres um die Hälfte geringeren Heizstromes eine nur etwa 20% geringere Mischverstärkung. Die optimale Mischstufenleistung beträgt 395 μA , die Eingangsimpedanz bei 100 MHz ist ca. 13 k Ω .

Die Regelpentode DF 97 mit getrennt herausgeführten Gitter 9a ist sowohl als Mischröhre bei AM-Empfang, wie als ZF-Feststärkeröhre zu verwenden. Außerdem kann sie auch sehr gut in UKW-Mischstufen eingesetzt werden. Sie hat als ZF-Verstärkeröhre eine Geradeaussteilheit von 920 $\mu\text{A/V}$ (Innenwiderstand 420 k Ω) und erreicht als multiplikative Mischröhre — bei 12 V Oszillatorspannung — eine Mischsteilheit von 265 $\mu\text{A/V}$ (Innenwiderstand 500 k Ω); bei additiver Mischung (in Totendanschaltung) beträgt die Mischsteilheit bis zu 500 $\mu\text{A/V}$; bei dieser Anwendung kommt die DF 97 also praktisch der DC 90 gleich.

Die Heptode DK 96 wird als Mischstufe für AM-Empfang verwendet und hat ähnlich wie die DK 92 eine Mischsteilheit von 300 $\mu\text{A/V}$, wenn man den Oszillatorteil mit abgestimmtem Gitterkreis betreibt. Die Steilheit des Oszillatorteil ist etwas geringer als bei der DK 92, sie reicht aber aus, um auch bei 20 MHz noch einen stabilen Oszillationsbetrieb zu gewährleisten. Die Regalkennlinie der DK 96 ist so ausgebildet, daß man nur geringe Störungen durch Kreuzmodulation bekommt.

Die HF-Pentode DF 96, die der DF 91 ungefähr gleichwertig ist, wird als ZF-Verstärkeröhre und als HF-Verstärkeröhre eingesetzt. Sie hat eine Steilheit von 850 $\mu\text{A/V}$ und ist für automatische Verstärkungsregelung geeignet. Da ihr Aussteuerbereich ungefähr mit dem der DK 96 übereinstimmt, können die beiden Röhren gemeinsam geregelt werden, wenn sie mit gleicher Schirmgitterspannung arbeiten.

Die Diode-Pentode DAF 96 ist für ZF-Gleichrichtung und NF-Verstärkung bestimmt. Bei der bevorzugten Betriebsstellung mit Vorrückspannungserzeugung durch 10 k Ω Gitterbleiwiderstand kann man 55-fache NF-Verstärkung erreichen, und man erhält dann bei nur 1,4 % Klirrfaktor eine Ausgangsspannung von 5 V.

Die Endpentode DL 96 liefert in Klasse A Betrieb mit einer 90 V Batterie 200 mW Ausgangsleistung bei 10 % Klirrfaktor. Dazu ist eine Gitterwechselspannung von 3,5 V_{eff} erforderlich, die von einer DAF 96 bei geringem Klirrfaktor geliefert werden kann. In Gegenakt-AB-Betrieb kann man mit zwei parallel geschalteten DL 96 eine Sprechleistung von 420 mW erreichen.



VALVO G.M.
B.H.

HAMBURG 1 · BURCHARDSTRASSE 19