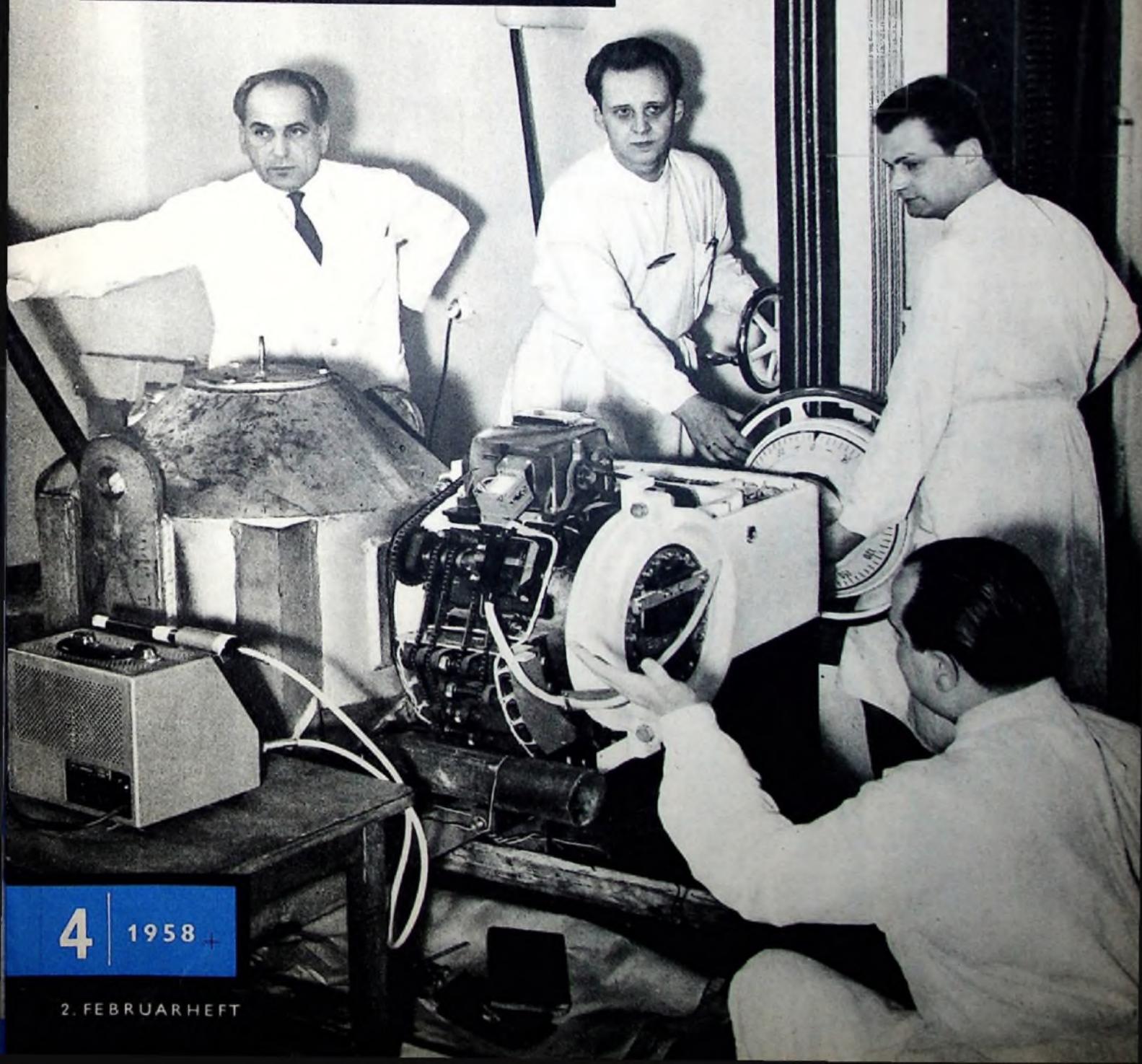


BERLIN

FUNK- TECHNIK

FERNSEHEN · ELEKTRONIK



4

1958 +

2. FEBRUARHEFT

„Fernsehen müßte man haben“

Das ist der Slogan einer großzügigen Gemeinschaftswerbung die Mitte Januar im Gebiet der Bundesrepublik Deutschland begann. Diese Werbung wird von der Gesellschaft zur Förderung von Rundfunk und Fernsehen e. V. durchgeführt. In 16 Wochen (Mitte Januar bis Ende April) erscheinen in 18 großen Zeitschriften und Zeitungen mit einer Gesamtauflage von etwa 10 Millionen 168 Anzeigen. Man glaubt, damit etwa 55 Millionen Leser anzusprechen. Die Gemeinschaftswerbung unterstützt die Handel in der angegebenen Zeit durch Schaufensterdekorationen, in denen ein 23 cm hoher, bildwirksamer Werbefries mit dem gleichen Werbespruch verwendet wird.

Rundfunk- und Fernseh-Industrie auf Messen und Ausstellungen

Die westdeutsche Rundfunk- und Fernsehindustrie wird 1958 auch auf der Deutschen Industrie-Messe Hannover ausstellen. Eine Reihe von Firmen ist ferner in diesem Jahr wieder auf der Deutschen Industrie-Ausstellung in Berlin vertreten. 1967 haben Firmen der Rundfunk- und Fernseh-Industrie direkt oder durch ihre Vertretungen 32 Messen und Ausstellungen im Ausland besucht. Auch in diesem Jahr wird eine Anzahl von Firmen nach eigenem Ermessen an ausländischen Messen und Ausstellungen teilnehmen.

Fernsehneheiten auf der Leipziger Messe

Nach den bisherigen Vorberichten ist unter anderem mit 2 neuen Fernsehempfängern von VEB Rafena-Werke zu rechnen, und zwar mit den Geräten „Derby“ (Tischempfänger, 220 V ~, 10 + 2 Kanäle, gesteuerte Regelung) und „Cranach“ (Tischempfänger, 110/127/220 V ~, UKW-Teil, gesteuerte Regelung, Störtaustattung). Beide Empfänger haben 30-cm-Bildröhre, die sich leicht auch gegen eine 43-cm-Bildröhre austauschen läßt. Eine neue Fernsehtrube „Carmen“ desselben Herstellers enthält das Fernsehchassis „Derby“ und ein 9/11-Kreis-Rundfunkchassis. Die schon bekannten Fernseh-Standgeräte „Atelier“ und „Forum“ sowie der Fernseh-Musikschrank „Cabinet“ werden jetzt mit dem Chassis „Cranach“ bestückt.

Fernseh-, Radio- und Fernmelde-Anstellung in Schweden

Die Königlich-Schwedische Telegrafverwaltung und der Schwedische Rundfunk (Sveriges Radio) veranstalten im Rahmen der nächsten Svenska Mässen Göteborg (10.—18. Mai 1958) eine offizielle Schau in Verbindung mit diesen Veranstaltungen findet auch eine Ausstellung von Fernsehgeräten und von FT-Ausrüstungen für Autos, Fischer- und Handfahrzeuge statt. Auskünfte über die Ausstellung erteilt der abrensmittliche Vertreter der Schwedischen Messe in Göteborg, Direktor Paul Voss, Frankfurt/M., Brentanostr. 9.

Phonosuper „Wegaphon 503“

Der neue preisgünstige Phonosuper „Wegaphon 503“ von Wegaradio enthält außer dem Rund-

funkempfänger (UML 6/12 Kreise - 5 Druckkisten + 2 Klangregistrier-tasten - ECC 85, ECH 81, EF 89, EABC 80, EL 84, EM 80, Tgl. dreistufige ZP-Verstärkung bei FM durch neuartiges Neutrodensystem, und zwar mit der Triode der ECH 81 - getrennte Höhen- und Tiefenregelung, bei FM feldstärkeabhängige Höhenregelung - 1 Lautsprecher mit 3-D-Abstrahlung, Anschluß für Außenlautsprecher - Gehäuse (Dipol) den Phonosautomaten „Mignon“ zum Abspielen von 17-cm-Platten.

Musikschrank „505“ und „705“ von Metz

Metz stellte zwei neue Musik-schränke vor. Der „505“ hat eine schmale Schrankform (57 X 87 X 41 cm, dunkel poliertes Holz, nach unten klappbare Tür vor Plattenplelerfach); er enthält das Chassis des Metz-Empfängers „309“ (7/10 Kreise, UKML) sowie einen PE-Plattenwechsler „Rex A“ und ist mit drei unten angebrachten, nach vorn und seitlich abstrahlenden Lautsprechern ausgerüstet. In moderner, breiter Ausführung (152 X 82,5 X 39,5 cm, hell Rötler mit Ahorn, schräge Füße, nach oben einschlebbare Frontklappen für Rundfunk- und für Platten-spielerfach, Schallplattenfach) präsentiert sich der „705“. Chassis des Metz-Rundfunkempfängers „410“ (7/11 Kreise, UKML), PE-Plattenwechsler „Rex A“ und 4 Lautsprecher (unten, nach vorn und seitlich abstrahlend) sind einige weitere Einzelheiten der Ausstattung.

Neue Kofferempfänger

Nach weiteren, bisher eingegan-genen Meldungen werden die Deutsche Philips GmbH zusätzlich einen kleinen Volltransistor-Empfänger „Fanette“ und die Firma Metz zusätzlich das „Babyphon 200“ (einen Koffersuper mit elektrischem Plattenspieler) heraus-bringen. Schaub-Lorenz rundet das Kofferempfänger-Angebot ebenfalls mit einem Volltransistor-Empfänger „Corso T 58“ ab. Das mit neun Kofferempfängern wieder sehr umfangreiche Grund-Programm enthält drei Voll-transistor-Geräte, darunter einen Taschenempfänger. Nähere An-gaben über die neuen Koffer-empfänger folgen im Heft 5.

Tonköpfe „Diamant“ und „Saphir-Diamant“

Dual, Gebr. Steldinger liefert jetzt eine Reihe von Tonab-naherköpfen, die mit einer Diamantnadel zum Abtasten von Mikrorillen ausgestattet sind. Die Diamantnadel „DN 23“ ist nur zum Abtasten von Mikrorillen-Schallplatten vorgesehen. Zum Abtasten von Normal- und Mikro-riillen wird die Nadel „DN 24“ verwendet, bei der zwei Spitzen auf einem Nadelkörper vereinigt sind (eine Saphirspitze dient zum Abspielen der Normalrillen-Schallplatten und eine Diamant-spitze für die Abtastung von Mikrorillen-Schallplatten).

Fernsehgeräte mit Geld-einwurfautomat in USA

Eine der größten amerikanischen Versorgungs-gesellschaften ließ in fast 35 000 Wohnungen ihrer Mietshäuser Fernsehgeräte mit Geld-einwurfautomaten einbauen, die für Drehtempfang eingerich-

tet sind. Die Mieter zahlen Ge-räte-miete nur für Sendungen, die sie sehen möchten.

Druckschriften

Blaupunkt

Technische Hausmittlungen Nr. 3 DIN A 4, 20 Seiten. Die Technik der Blaupunkt-Fernsehempfänger wird an Hand von Schaltungen und unterstützt durch Oszillogramme erläutert. Weitere Auf-sätze geben einen Überblick über das neue Autosuper-Programm und beweisen die naturgetreue Wieder-gabe der Blaupunkt-Heim-rundfunkempfänger. Zahlreiche Hinweise für die Service-Werk-statt (Fernseh-, Auto- und Heim-rundfunkempfänger) sind einge-streut.

Graetz

Reparatordienst-Liste DIN A 4, 18 Seiten. Eine neue Reparatordienst-Liste „F 2328“ für die Fernsehempfänger „Landgraf“, „Reichsgraf“, „Kurzgraf“ und „Ma-barani“ enthält ausführliche tech-nische Daten der Empfänger, Schaltbild, Erläuterungen zum Schaltbild, Abgleichanweisung, übersichtliche Chassisansichten und Ersatzteilliste.

Loewe Opta

Fernseh-Kundendienst II DIN A 4, in einer blauen Sam-melmappe „Fernseh-Kundendienst II“ wurden Schaltbilder, Bestell- und Preislisten für Ersatzteile, Kundendienstanweisungen für Fernsehgeräte, Schaltungsänderungen älterer Fernsehgeräte usw. zusammengefaßt.

Nora

Nora-illustrierte 24 X 34 cm, 8 Seiten. Das Ange-bot an Fernseh- und Rundfunk-empfängern von Nora wird in dieser Kundenzeitschrift in kurz-weielliger Art durch Bilder aus dem Fernsehprogramm und durch kleine Plaudereien umrahmt.

Saba

Verkaufsfilialen Von ihren Werkververtretungen und Verkaufsfilialen in 21 west-deutschen Großstädten stellt Saba jetzt mit gesonderten, zum Teil farbigen Druckschriften (21 X 18 cm) ihre Verkaufsfilialen München und Essen sowie die Werkver-tretungen Ravensburg und Freiburg im Wort und Bild vor.

Telo

Telo-Filter DIN A 4, 2 Seiten. Das Blatt zeigt eine Übersicht über die neuen Telo-Antennenfilter und Verteilerdosen.

Tontank

Einbauanweisungen zur Beselligung der Oberwellen-Störstrahl-ung bei Rundfunkgeräten älterer Bauart DIN A 4, 51 Seiten. In der im Schreibmaschinen-Umdruck herge-stellten Druckschrift sind über-sichtliche Angaben über den Um-bau und die anschließend not-wendige Nachelung älterer Rundfunkempfänger von Tontank aufgeführt.

Wigo

Lautsprecher DIN A 5, 12 Seiten. Diese neue Sammelliste unterrichtet über die Lautsprecherangebote der Firma

AUS DEM INHALT

2. FEBRUARHEFT 1958

FT-Kurznachrichten	98
Zum Selbstbau von Meßgeräten	99
Professor Hans Rukop 75 Jahre	100
Der Blaupunkt-„Bildkompaß“	100
Der belastete Leitungskreis	101
Programmgesteuerte elektronische Rechenmaschinen — Technische Grundlagen	104
Die Leistung der Skelett-Schlitzantenne	106
Vergleichsmessungen an Skelett-Schlitzantennen	107
Impuls-generator für Doppelimpulse	108
„Subminitest“-Meßgeräte Transistor-Signalverfolger	109
Gedruckte Schaltgruppen für Transistor-geräte	110
Beilagen	
Schaltungstechnik	
Äquivalente Zwei- und Vierpolschaltungen ①	111
Der Oszillograf als Meßgerät	
Kennlinienaufnahme ⑦	113
Für den KW-Amateur	
Quarzfilter mit umschaltbarer Bandbreite 100 Hz bis 3 kHz	115
Transistorstabilisiertes, regelbares Klein-spannungs-Netzgerät	120
Für den Anfänger	
So arbeitet mein Fernsehempfänger ②	124
FT-Zeitschriftendienst	
Temperaturkompensation für Silizium-transistoren	126

Unser Titelbild: Aufstellung eines Gammatröns (Kobaltbombe) der Siemens Reiniger-Werke im Krankenhaus Berlin-Moabit. Das Gamma-tröns erschließt der Therapie den Bereich ultra-harter Strahlen. Das radioaktive Kobalt 60 be-findet sich noch im linken 2,2 t schweren Trans-portalbehälter und wird gerade unter großen Vorsichtsmaßnahmen in den Kopf des Gamma-tröns eingesetzt. Zur Kontrolle und Fernbedie-nung erhält die Anlage noch industrielle Fern-sehkameras und Sichtgeräte.

Aufnahme: FT-Schwahn

Zeichnungen vom FT-Labor (Bartsch, Baumelburg, Kartus, Rahberg, Schmidske, Schmohl) nach Angaben der Ver-fasser. Seiten 117, 127 und 128 ohne redaktionellen Teil

VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH, Berlin-Borsigwalde, Eichborndamm 141—167. Telefon: Sammel-Nr. 49 23 31. Telegrammschrift: Funktechnik Berlin. Chefredakteur: Wilhelm Roth, Berlin-Frohnau; Stellvertreter: Albert Jänicke, Berlin-Spandau; Cheff-korrespondent: Werner W. Diefenbach, Berlin und Kampfen/Allgäu, Postfach 229. Telefon: 64 02. Anzeigen-leitung: Walter Bartsch, Berlin. Postcheckkonto: FUNK-TECHNIK, Postcheckamt Berlin West Nr. 24 93. Bestellungen beim Verlag, bei der Post und beim Buch- und Zeitschriftenhandel. FUNK-TECHNIK erscheint zweimal monatlich; sie darf nicht in Leserkreis aufgenommen werden. Nachdruck — auch in fremden Sprachen — und Vervielfältigungen (Fotokopie, Mikro-kopie, Mikrofilm usw.) von Beiträgen oder einzelnen Teilen daraus sind nicht gestattet.

Druck: Druckhaus Tempelhof, Berlin.





Chefredakteur: WILHELM ROTH · Chefkorrespondent: WERNER W. DIEFENBACH

Zum Selbstbau von Meßgeräten

Wer es heute vorzieht, Meßeinrichtungen für den privaten Bedarf oder für die Verwendung in Werkstätten selbstzubauen, beweist eindeutig sein großes Interesse an dem vielseitigen und hochinteressanten Gebiet der Meßtechnik. Zu dieser Gruppe der ernsthaft tätigen Radiopraktiker gehören z. B. KW-Amateure, die ein Grid-Dip-Meter für Resonanzmessungen an Empfängern und Sendern konstruieren, Studierende, die Grenzen und Möglichkeiten von Meßverfahren erproben möchten oder eine Diplomarbeit anzufertigen haben, ferner Radiotechniker, die für die Abschlußprüfung ein Gesellen- oder Meisterstück aufbauen müssen. Aber auch in Werkstätten für Kundendienst und Entwicklung ist es üblich, bestimmte Meßeinrichtungen zur Abrundung des eigenen Geräteparks zu schaffen. Nicht selten kommen dabei ausgezeichnete gelungene Konstruktionen zustande; sie können als zuverlässige Meßgeräte eingesetzt werden und erfüllen alle an sie gestellten Anforderungen. Manches Meßgerät wurde bei der Industrie — das ist kein Geheimnis — ursprünglich nur für eigene Labormessungen oder für Kontrollmessungen bei der Fertigung anderer Geräte und Einrichtungen entwickelt. In der Anwendung erwies es sich dann oft als so vorzüglich, daß das Werk das Risiko der Fertigung und des Vertriebs einer ganzen Serie übernahm und damit nun plötzlich auch Meßgeräte-Hersteller wurde.

Bei selbstgebaute Meßgeräten ist es allerdings nicht einfach, die Eigenschaften industrieller Meßeinrichtungen — konstante Betriebsverhältnisse und hohe Meßgenauigkeit — zu erreichen. Große Schwierigkeit bereitet ferner oftmals die Materialfrage. Die vielen Spezialteile vom passenden Drehknopf bis zur eichfähigen Skala sind meistens nicht einfach zu beschaffen, und es bedarf guter Branchenkenntnisse, um zu wissen, wo überhaupt der Einkauf möglich ist, denn es handelt sich hier ja immer nur um mehr oder weniger ausgefallene Einzelstücke. Spezial-Versandgeschäfte bieten noch die größte Auswahl. Widerstände und Kondensatoren sind häufig unkritisch. Aber schon die Beschaffung passender Potentiometer, zum Beispiel in Tandem-Ausführung oder in Kombination mit Schaltern, kann mühevoll und sehr zeitraubend sein; sie werden listenmäßig kaum geführt und an der Fertigung von Einzelstücken sind die Fabriken wenig interessiert.

Ähnliche Schwierigkeiten gelten auch für Wellenschalter und Drucktastenaggregate. Hinzukommen die Sorgen um eine gute äußere Ausstattung. Das Meßgerät soll nicht nur einwandfrei funktionieren, sondern auch in der Gestaltung der Frontseite zweckmäßig sein, d. h. schon rein äußerlich einen guten Eindruck machen. Ein großes Problem ist in diesem Zusammenhang die saubere Beschriftung der verschiedenen Schalter, Drehknöpfe, Regler und Skalen. Am einfachsten sind schwarze, gravierte Schilder zu beschaffen, bei denen die Schrift weiß erscheint. Sie sollten an der Frontseite nicht angeklebt, sondern mit kleinen Nieten oder Schrauben befestigt werden, kommen allerdings je nach Abmessungen und Umfang der Gravierarbeit verhältnismäßig teuer. Dies gilt speziell für ganze Frontplatten, die bei größeren Geräten mit vielen Gravierungen praktischer und formschöner sind. Die gravierte große Frontplatte des in den letzten FUNK-TECHNIK-Heften veröffentlichten Universal-Oszillografen kostet zum Beispiel rund 100 DM. Für den Meßgerätebau ist es andererseits eine große Erleichterung, daß formschöne und preiswerte Metallgehäuse vieler Größen in gespritzter und gebrannter Ausführung listenmäßig von verschiedenen Firmen geliefert werden.

Hat man das Meßgerät fertiggestellt, dann taucht ein neues, nicht weniger heikles Problem auf: die richtige Eichung. Voraussetzung dafür sind hochwertige Meßgeräte, die eine genügende Anzahl von Eichwerten für Spannungen, Ströme oder Frequenzen abzugeben vermögen. Solche Einrichtungen findet man aber vorwiegend nur in Entwicklungslabors, seltener in gut ausgestatteten Service-Werkstätten, am allerwenigsten jedoch im Privatbesitz des Radiopraktikers. Eichet man mit provisorischen Hilfsmitteln, dann ist der Gebrauchswert des Meßgerätes etwas fragwürdig. Provisorische Methoden sollte man schon aus technischen Gründen vermeiden, denn sie verschaffen selten Klarheit über die tatsächliche Qualität des gebauten Meßgerätes und über die Anwendungsmöglichkeiten der eigenen Konstruktion.

Natürlich sind den Selbstbauabsichten von Meßgeräten gewisse Grenzen gezogen. Sieht man vom Selbstbau als Studienzweck ab, so sollten nur solche Geräte angefertigt werden, von denen man aller Voraussicht nach sagen kann, daß sich der Aufwand wirklich lohnt und die Eichung keine unüberwindlichen Schwierigkeiten bietet. Um gleich ein Beispiel anzuführen: Unrentabel ist meistens der Bau von Vielfachmeßinstrumenten, empfehlenswert dagegen die Selbstherstellung eines Standard-Prüfenders für AM und FM.

In den letzten Jahrgängen der FUNK-TECHNIK wurden Meßgeräte verschiedener Art mit besonderer Eignung für den Selbstbau veröffentlicht. Sehr bekannt ist beispielsweise die „Minitest-Serie“. Die dabei benutzten Schaltungs- und Konstruktionsprinzipien fanden in zahlreichen Meisterstücken ihren Niederschlag und wurden auch von der einen oder anderen Industriefirma aufgegriffen. Mit dieser stark beachteten und oft nachgebauten Meßgerätereihe gelang es, bei verhältnismäßig geringem Aufwand für mittlere Anforderungen leistungsfähige Meßeinrichtungen für Service-Werkstätten zu schaffen. Die Materialkosten beliefen sich im Durchschnitt auf 200 DM. Hier ist ein starker Anreiz auch von der finanziellen Seite her gegeben.

Dagegen scheint es heute unrentabel, wesentlich teurere Meßgeräte zu bauen, seit die Industrie auch im Zusammenhang mit den höheren Anforderungen des Fernseh-Service dazu übergegangen ist, kompliziertere Geräte (Katodenstrahl-Oszillografen, Universal-Wobbler usw.) zu Preisen knapp unterhalb 600 DM herauszubringen. Der Arbeitsaufwand, um diese Meßeinrichtungen in jeder Beziehung einwandfrei zu gestalten, ist außerordentlich hoch, ganz abgesehen von den Kosten der Spezialteile und der äußeren Ausstattung.

Unsere bisherige Tradition, preiswerte und vielseitige Meßgeräte den Lesern in Form von erprobten Bauanleitungen zugänglich zu machen, wird mit der neuen, in diesem Heft beginnenden „Subminitest-Serie“ fortgesetzt. Die Serie bringt Standard-Meß- und -Prüfeinrichtungen in stabiler Bauform mit Transistorenbestückung für Batteriebetrieb. Diese Geräte sind so klein, daß man sie im kleinen Reparaturkoffer mitnehmen kann, wenn es notwendig sein sollte. Sie lassen sich überall betreiben, denn der Batteriebetrieb macht sie unabhängig vom Netzstrom und bringt zudem noch manche Vereinfachung für den Service. Die Geräte sollen in der Werkstatt nicht unbedingt zur Erstausrüstung gehören, sondern sind vorwiegend als Zweitgeräte neben der vorhandenen Standardreihe und für Sonderverwendung bestimmt.

Werner W. Diefenbach



**Professor
Hans Rukop
75 Jahre**

Professor Dr. phil. Dr.-Ing. Hans Rukop, einer der großen Pioniere der deutschen Funktechnik, begeht am 27. Februar 1958 seinen 75. Geburtstag. Als Leiter des Schwachstromlaboratoriums von Telefunken gelang ihm dort bereits in den Jahren 1914-1918 die Entwicklung der Hochvakuum-Elektronenröhre und der ersten wassergekühlten Telefunken-Senderöhre.

Am 27. Februar 1883 wurde H. Rukop in Mikulstschütz geboren. Nach dem Studium in Breslau und Greifswald folgte eine mehrjährige Tätigkeit am Physikalischen Institut der Universität Greifswald bei seinem Lehrer G. Mie und an den Physikalischen Instituten der Technischen Hochschulen Danzig und München bei Geheimrat J. Zenneck.

Im April 1927 berief ihn die Universität Köln auf den Lehrstuhl für Technische Physik. Dort erhielt er ein eigenes Institut, und diese Berufung gab ihm die Möglichkeit, sich besonders der Ionosphärenforschung zu widmen sowie an der Entwicklung einer speziellen Meßeinrichtung zur Untersuchung von Vorgängen an den Ionosphärenschichten mitzuwirken. Das Kölner Institut errang unter seiner Leitung hohen wissenschaftlichen Ruf.

Zu Telefunken kehrte der damals 50-jährige im Jahre 1933 zurück. Von dieser Zeit ab gehörte er dem Vorstand an. Sein besonderes Streben gilt stets der Förderung und der Pflege der wissenschaftlichen Arbeit, da nach seiner Meinung nur ein hohes wissenschaftliches Niveau der deutschen Funktechnik Spitzenleistungen in Forschung, Entwicklung und industrieller Fertigung gewährleistet. Die Ausbildung des technischen Nachwuchses lag ihm stets sehr am Herzen.

In den Jahren nach dem Kriege war Rukop unermüdlich beim Wiederaufbau von Telefunken tätig. Die Entstehung des großen modernen Röhrenwerkes in Ulm ist zum Beispiel maßgeblich auch seiner Initiative, Umsicht und Tatkraft mitzuerdanken. Am 1. April 1950 trat er in den Ruhestand. Aber auch weiterhin gehört sein Wirken und Denken, nicht zuletzt als Herausgeber der Telefunken-Zeitung, dem Hause Telefunken.

Seine Verdienste haben vielfache Anerkennung gefunden. 1950 verlieh ihm die TH Braunschweig anlässlich ihrer 200-Jahr-Feier die Würde eines Ehrendoktors. In den Jahren 1933 und 1956 erhielt er die Gauß-Weber-Medaille der Universität Göttingen, 1953 das Große Verdienstkreuz der Bundesrepublik Deutschland und 1955 die Diesel-Medaille in Gold des Deutschen Erfinderverbandes sowie die Philipp-Reis-Plakette des Bundesministeriums für das Post- und Fernmeldewesen. Die Gesellschaft zur Förderung der astro-physikalischen Forschung e.V., Bonn, berief ihn zu ihrem Vorsitzenden.

Blickt man heute auf die großen Fortschritte in der Hochfrequenz- und Röhrentechnik zurück, dann ist der Einfluß des Wirkens von Professor Rukop überall erkennbar.

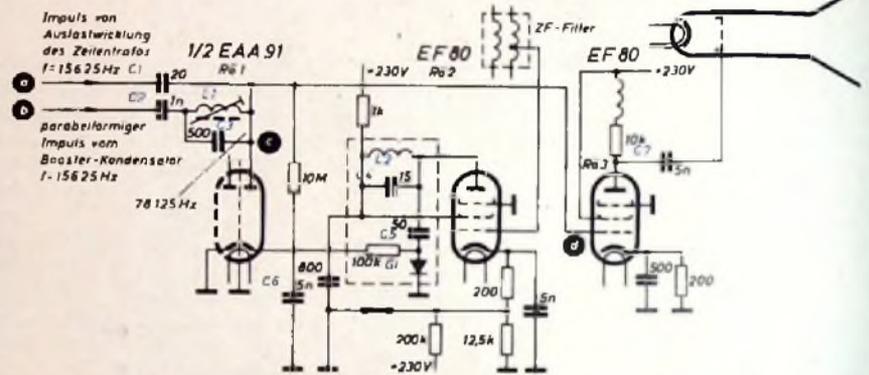
Der Blaupunkt-„Bildkompaß“

Als Hilfe bei der Abstimmung eines Fernsehempfängers ist es zweckmäßig, die Bildröhre selbst als Abstimmanzeige zu benutzen. Der neue „Bildkompaß“ von Blaupunkt arbeitet ebenfalls nach diesem Prinzip. Beim Drücken einer Taste der mit dem „Bildkompaß“ ausgerüsteten Blaupunkt-Fernsehempfänger erscheint in der Mitte des Bildes auf dem Bildschirm ein von oben nach unten verlaufender schwarzer rechteckiger Balken. Bei guter Abstimmung wird dieser Balken schmaler oder verschwindet sogar ganz. Nach vollzogener Abstimmung ist der „Bildkompaß“ wieder auszuschalten.

Durch Betätigen der Taste wird der Bildkontrast auf einen mittleren festen Wert eingestellt, und zwar dadurch, daß man das Gitter des Triodensteils der getasteten Regelspannungsstufe auf einen fest einge-

die mittlere der in jeder Zellenperiode erzeugten fünf schnellen Schwingungen auf der Kuppe der Parabel. Die richtige Phase läßt sich mit Hilfe von L_1 einstellen. Die auf der Kuppe der Parabel sitzende dritte Schwingungsspitze liefert den eigentlichen Kompaßimpuls. Dieser Impuls erzeugt in der Diode $Rö_1$ eine negative Vorspannung für die Impulsverstärkeröhre $Rö_3$ ($Rö_3$ hat eine Doppelfunktion; sie arbeitet bei ausgeschaltetem Bildkompaß in einer anderen Schaltung als Scharfzeichnerstufe). Die negative Vorspannung ist so groß, daß nur der Kompaßimpuls selbst (also der mittlere Impuls) und nicht die benachbarten Schwingungsspitzen übertragen werden.

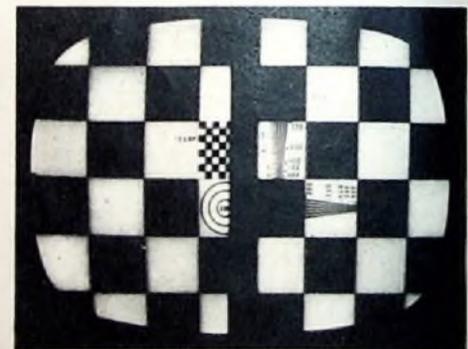
Um nun die Breite des Balkens abhängig von der richtigen Einstellung des Empfängers zu machen, führt man dem Gitter von



Die Schaltskizze zeigt die Prinzipschaltung des „Bildkompaß“. Impulsbilder: a = zeilenfrequente Impulse zum Anstoßen des Schwingkreises L_1, C_3 ; b = parabelförmige zeilenfrequente Impulse vom Boosterkondensator her; c = Überlagerung der vom Schwingkreis L_1, C_3 erzeugten Schwingungen (fünffacher Zeilenfrequenz) über die zeilenfrequenten parabelförmigen Impulse; d = gleichgerichtete Kompaßimpulse (nur der mittlere Impuls ist der eigentliche Kompaßimpuls). Das rechte Schirmbildfoto löst in der Mitte den schwarzen Kompaßstrich (schmal bei guter Abstimmung) erkennen.

stellten Spannungsteiler umschaltet. Die eigentlichen Kompaßimpulse, die die Kompaßanzeige hervorrufen, entstehen während jeder Bildzeile, und zwar zu einem Zeitpunkt, der mit der Zeilenmitte jeweils zusammenfällt. Steuert man mit diesen Kompaßimpulsen den Wehneltzylinder der Bildröhre, dann wird jede Bildzelle in Bildschirmmitte schwarzgetastet. Da der Impuls jede Zeile an der gleichen Stelle zusammenfällt, entsteht der genannte senkrecht verlaufende schwarze Kompaßstrich.

Die Skizze zeigt das Prinzip der Schaltung. Dem Schwingkreis L_1, C_3 werden bei a über C_1 zeilenfrequente Impulse zugeführt, die von der Austastwicklung des Zellentransformators kommen. Sie stoßen den Schwingkreis zum Schwingen an. Die Resonanzfrequenz dieses Schwingkreises ist gleich der fünffachen Zeilenfrequenz. Nun führt man bei b über C_2 noch parabelförmige, zeilenfrequente Impulse zu, die vom Boosterkondensator abgegriffen werden. Diesen parabelförmigen Impulsen überlagern sich die Schwingungen des Schwingkreises L_1, C_3 . Bei richtiger Phasenlage der schnellen Schwingungen zu den parabelförmigen Impulsen sitzt



$Rö_2$, dessen Anodenresonanzkreis L_2, C_4 auf den ZF-Bildträger abgestimmt ist, die Bild-ZF vom Anodenkreis der zweiten ZF-Röhre her zu Durch Gleichrichtung der am Schwingkreis L_2, C_4 auftretenden ZF-Spannung mittels der Diode G_1 entsteht jetzt an C_6 eine zusätzliche negative Spannung. Diese zusätzliche Spannung liegt in Serie mit der von $Rö_1$ erzeugten Spannung; sie vergrößert dadurch die negative Vorspannung des Gitters von $Rö_3$. Wird die zusätzliche von $Rö_2$ gelieferte negative Spannung bei guter Abstimmung des Empfängers größer, dann wird die Amplitude des durch $Rö_3$ verstärkten Dreiecksimpulses kleiner. Mit kleiner werdendem Impuls verringert sich dann die Strichbreite der Kompaßanzeige auf dem Bildschirm. Bei geringerer zusätzlicher negativer Vorspannung (schlechte Abstimmung des Fernsehempfängers) wird die Amplitude des durch $Rö_3$ verstärkten Impulses größer, und damit erscheint auch der senkrechte schwarze Strich auf dem Bildschirm breiter.

Der belastete Leitungskreis

DK 621.372.414.016.3

Im Gebiet der ultrahohen Frequenzen ist die Länge der elektromagnetischen Wellen von gleicher Größenordnung wie die geometrischen Abmessungen der Bauelemente. Daher lassen sich die in der allgemeinen HF-Technik gebräuchlichen Schwingkreise aus konzentrierten Schaltelementen (Kapazität, Induktivität) nicht mehr verwenden. An ihre Stelle treten hier die sogenannten Leitungskreise und die Hohlraumresonatoren. Als Leitungskreise bezeichnet man verlustlos abgeschlossene Leitungen, auf denen stehende Lecherwellen erregt werden. Übliche Ausführungsformen sind die Paralleldrahtleitung, die Doppelbandleitung und vor allem die Koaxialleitung (Topfkreis).

Die Dimensionierung kurzgeschlossener oder offener Leitungskreise ergibt sich unmittelbar aus der Wellenlänge; allgemein läßt sich das Verhalten der Lecherleitungen durch die Theorie der Leitungen beschreiben. Während man bei quasistationären Schwingkreisen die Resonanz für eine bestimmte Frequenz dadurch erhält, daß man die induktiven und kapazitiven Widerstände gleich groß macht, wird das bei Schwingkreisen aus Leitungsstücken durch richtige Bemessung ihrer Länge erreicht.

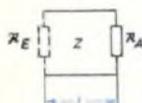


Bild 1. Ersatzbild eines Leitungskreises mit beliebigem Abschluß

Aus den allgemeinen Leitungsgleichungen [1] ergibt sich der Eingangswiderstand einer verlustlosen Leitung, deren Bestimmungsstücke in der Ersatzschaltung Bild 1 dargestellt sind, zu

$$\mathfrak{R}_E = \frac{\mathfrak{R}_A + j Z \tan \beta l}{1 + j \left(\frac{\mathfrak{R}_A}{Z}\right) \cdot \tan \beta l} \quad (1)$$

Aus Gl. (1) erkennt man, daß sich für den Grenzfall der am Ende kurzgeschlossenen Leitung ($\mathfrak{R}_A = 0$) ein Eingangswiderstand

$$\mathfrak{R}_E = j Z \tan \beta l \quad (2a)$$

ergibt, während für eine am Ende offene Leitung ($\mathfrak{R}_A = \infty$) der Eingangswiderstand den Wert

$$\mathfrak{R}_E = -j Z \cot \beta l \quad (2b)$$

annimmt. Der Eingangswiderstand einer am Ende kurzgeschlossenen oder offenen Leitung ist also ein reiner Blindwiderstand.

Darüber hinaus läßt sich aus Gl. (1) noch erkennen, daß jeweils im Abstand $\lambda/2$ Ein- und Ausgangswiderstand den gleichen Wert haben, denn für $\tan \beta l = 0$ wird $\mathfrak{R}_E = \mathfrak{R}_A$.

$$\begin{aligned} \tan \beta l &= 0 \\ \beta l &= 180^\circ = \pi \\ \frac{2\pi l}{\lambda} &= \pi \\ l &= \frac{\lambda}{2} \end{aligned}$$

Diese Zusammenhänge werden anschaulicher, wenn man den Verlauf des auf den Wellenwiderstand Z normierten, rein imaginären Eingangswiderstandes X_E der Lei-

tung in Abhängigkeit von der auf die Wellenlänge λ bezogenen Leitungslänge l darstellt [2]. Im Bild 2 sind für die beiden Grenzfälle $\mathfrak{R}_A = 0$ und $\mathfrak{R}_A = \infty$ die entsprechenden Kurven aufgetragen. Dar- aus geht hervor, daß der Eingangswider-

Bild 2. Verlauf des auf den Wellenwiderstand Z normierten, rein imaginären Eingangswiderstandes X_E der Leitung in Abhängigkeit von der auf die Wellenlänge λ bezogenen Leitungslänge (— für $\mathfrak{R}_A = 0$, - - - für $\mathfrak{R}_A = \infty$)

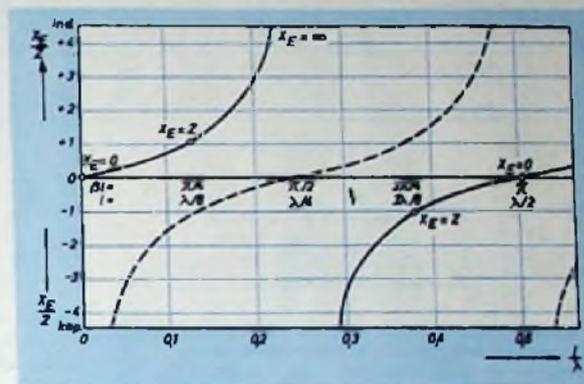
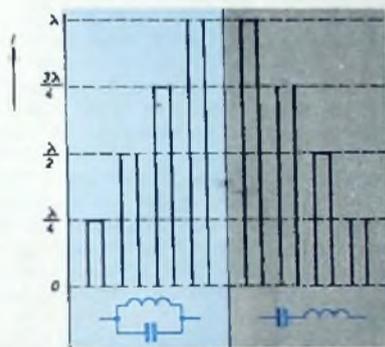


Bild 3. Gesetzmäßigkeiten der Saug- und Sperrkreiswirkung von Leitungskreisen



stand \mathfrak{R}_E bei kurzgeschlossenem Leitungsende, also $\mathfrak{R}_A = 0$, für

$$l = \frac{\lambda}{4}, \frac{3\lambda}{4}, \frac{5\lambda}{4}, \frac{7\lambda}{4}, \dots$$

den Wert ∞ annimmt, während er für

$$l = \frac{\lambda}{2}, \lambda, \frac{3\lambda}{2}, 2\lambda, \dots$$

Null wird. Gerade umgekehrt liegen die Verhältnisse bei $\mathfrak{R}_A = \infty$, also offenem Leitungsende. Hier wird für

$$l = \frac{\lambda}{2}, \lambda, \frac{3\lambda}{2}, 2\lambda, \dots$$

$\mathfrak{R}_E = \infty$ und für

$$l = \frac{\lambda}{4}, \frac{3\lambda}{4}, \frac{5\lambda}{4}, \frac{7\lambda}{4}, \dots$$

$\mathfrak{R}_E = 0$. Die Resonanzbedingungen für die unbelastete Leitung lauten also

a) Parallelresonanz:

$$l = (2\pi - 1) \frac{\lambda}{4} \quad (3a)$$

b) Serienresonanz:

$$l = \pi \frac{\lambda}{2} \quad (3b)$$

wobei $\pi = 1, 2, 3, \dots$ ist.

Je nachdem, ob eine Leitung kurzgeschlossen oder offen ist, kann sie als Saug- oder Sperrkreis wirken. Im Bild 3 sind diese Gesetzmäßigkeiten veranschaulicht [2]. In der Praxis kommt der unbelastete Leitungskreis jedoch nur selten vor, da durch

das Zusammenwirken mit anderen Schaltelementen fast immer Belastungswiderstände an den Kreis angeschaltet werden. Hat der Belastungswiderstand nur eine reelle Komponente, dann tritt lediglich eine Verringerung des Resonanzwiderstandes auf. Bei Anschaltung eines Belastungswiderstandes mit einer Blindkomponente an den Kreis wird jedoch sein Resonanzverhalten erheblich verändert, da man jeden Blindwiderstand durch eine kurzgeschlossene oder leerlaufende Leitung von bestimmter Länge ersetzen kann, d. h., die zur Resonanzabstimmung erforderliche Länge wird verkürzt oder verlängert. Die Phase des Blindwiderstandes sowie der elektrische Zustand der Leitung an der Stelle, an der ein konzentrierter Blindwiderstand angeschaltet werden soll, entscheiden darüber, ob eine Verkürzung oder Verlängerung der für die Resonanzabstimmung erforderlichen

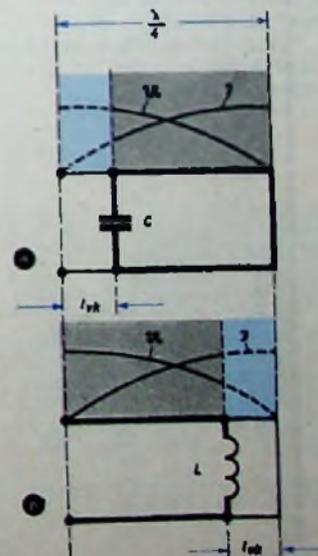


Bild 4. Verkürzung der zur Resonanzabstimmung erforderlichen Leitungslänge um den Betrag l_{akt} durch eine Kapazität (a) und durch eine Induktivität (b)

geometrischen Leitungslänge notwendig ist. Im allgemeinen gilt [3]:

- 1) Eine Kapazität im Spannungsbauch oder eine Induktivität im Strombauch verkürzt die zur Resonanzabstimmung erforderliche Leitungslänge (Bilder 4a und 4b).
- 2) Eine Kapazität im Strombauch oder eine Induktivität im Spannungsbauch verlängert die zur Resonanzabstimmung erforderliche Leitungslänge (Bilder 5a und 5b).

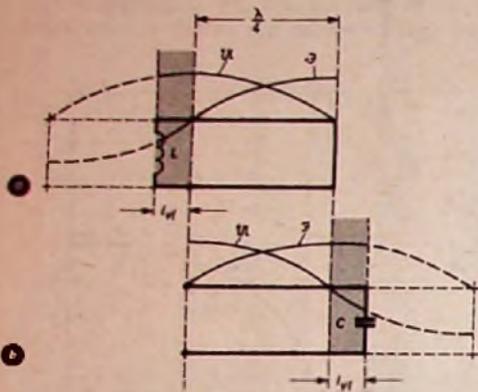


Bild 5. Verlängerung der zur Resonanzabstimmung erforderlichen Leitungslänge um den Betrag $l/4$ durch eine Induktivität (a) und durch eine Kapazität (b)

Daraus folgt, daß die Resonanzwellenlänge bei festgehaltener Leitungslänge durch Zuschalten eines konzentrierten Blindwiderstandes nach 1) verlängert und nach 2) verkürzt wird.

Für den in der Praxis meistens gebräuchlichen Fall der kapazitiven Belastung einer kurzgeschlossenen $\lambda/4$ -Leitung (Bild 4a), zum Beispiel bei Generator- und Verstärkerkreisen (Elektrodenkapazität), kapazitiv abstimmbaren Wellenmessern sowie bei Mischkreisen, ergibt sich die Resonanzbedingungen zu

$$\omega CZ = \cot \beta l$$

oder

$$\omega CZ = \cot \frac{\omega l}{c} \quad (4)$$

Die Berechnung eines derartigen Schwingkreises bereitet jedoch erhebliche Schwierigkeiten, da ω sowohl im Argument einer transzendenten Funktion als auch außerhalb dieser Funktion auftritt. Gl. (4) ist also nicht in einer geschlossenen analytischen Form lösbar. Man stellt sie daher graphisch dar, indem die beiden Funktionen

$$A = \omega CZ$$

und

$$B = \cot \frac{\omega l}{c} \quad (5)$$

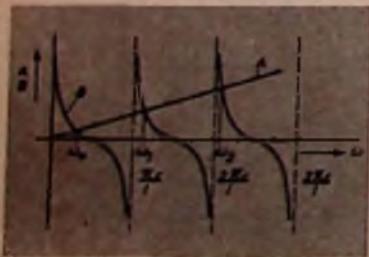


Bild 6. Allgemeine graphische Darstellung der Gleichung $\omega CZ = \cot \beta l$

Bild 7. Graphische Darstellung zur numerischen Auswertung der Gleichung $\omega CZ = \cot \beta l$

getrennt in Abhängigkeit von ω aufgetragen werden (Bild 6). Die Resonanz-Kreisfrequenzen ergeben sich durch die Projektion der Schnittpunkte von A und B auf die Abszisse. Infolge der Periodizität der Funktion B erhält man unendlich viele Resonanz-Kreisfrequenzen ($\omega_0, \omega_1, \omega_2, \dots$). Während jedoch bei unbelastetem Leitungskreis die Oberschwingungen $\omega_1, \omega_2, \dots$ geradzahlig Vielfache der Grundschwingung ω_0 sind, ist das bei kapazitiver oder induktiver Belastung nicht der Fall (Bild 6). Mittels eines derartigen Leitungskreises kann man also ein Oberwellenfilter einfachster Art herstellen.

Um zu einem einfachen Diagramm zu gelangen, aus dem die Zusammenhänge der einzelnen Bestimmungsstücke des kapazitiv belasteten $\lambda/4$ -Kreises sofort ersichtlich sind (Bild 7), formt man Gl. (4) folgendermaßen um:

$$y = \frac{\lambda}{2\pi c CZ} = \frac{100\lambda [\text{cm}]}{8\pi C [\text{pF}] \cdot Z [\Omega]} \quad (6)$$

$$y = \tan \frac{2\pi l}{\lambda} = \tan \frac{2\pi l [\text{cm}]}{\lambda [\text{cm}]}$$

Die Schnittpunkte der so gewonnenen Kurvenscharen ergeben die einander zugeordneten Werte von l, λ, C und Z .

Infolge der kapazitiven Belastung tritt sehr häufig der Fall ein, daß aus rein konstruktiven Gründen eine Abstimmung des Kreises im 1. Knoten nicht mehr möglich ist. So kann z. B. bei Generator- und Verstärkerkreisen im Wellenbereich $\lambda < 20 \text{ cm}$ der erste Knoten noch innerhalb der Röhre liegen. Es bereitet nun im allgemeinen keine grundsätzlichen Schwierigkeiten, dann eine Abstimmung in einem höheren Spannungsknoten vorzunehmen. Bei der Abstimmung in höheren Knotenlagen wird jedoch die wirksame Kreiskapazität merklich größer und daher die Bandbreite des Schwingkreises wesentlich kleiner.

Um einen Überblick über das Absinken der Bandbreite eines derart belasteten Leitungskreises bei Abstimmung in einem höheren Knoten zu vermitteln, wird das Ersatzbild des Ausgangskreises eines UHF-Verstärkers für den Resonanzfall

aufgestellt (Bild 8). Darin bedeutet \bar{u} einen Transformator mit dem Übersetzungsverhältnis $u = \sqrt{\frac{R_A}{R_1}}$. Da die Innen-

widerstände üblicher UHF-Trioden mindestens um eine Zehnerpotenz niedriger liegen als die Resonanzwiderstände sorgfältig gebauter Koaxialkreise, kann der Einfluß der Grunddämpfung des Kreises vernachlässigt werden. Ferner ist optimale Leistungsauskopplung vorausgesetzt.

Das Ersatzbild kann man vereinfachen, wenn man \bar{u} und R_A durch einen Widerstand R_A' ersetzt (Bild 9). Dazu parallel liegt nun die Parallelschaltung von Röhrenkapazität C_{r0} und Eingangswiderstand der Leitung. Um die Berechnung der Parallelschaltung zu vereinfachen, geht man zum Stromersatzbild über und ersetzt R_A'

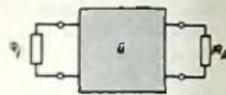


Bild 8. Ersatzbild des belasteten Leitungskreises

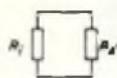


Bild 9. Vereinfachtes Ersatzbild von Bild 8

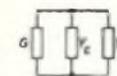


Bild 10. Stromersatzbild des belasteten Leitungskreises

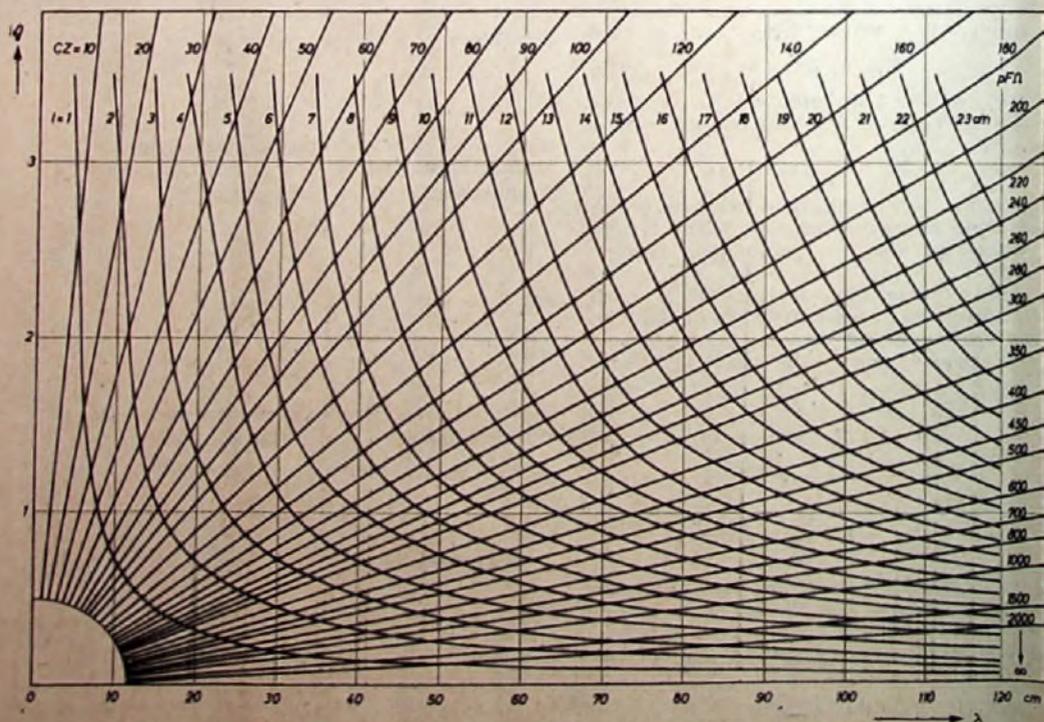
und R_A' durch den Leitwert $G = \frac{2}{R_1}$. Die-

sem Leitwert werden der Leitwert Y_c von C_{r0} und der Eingangsleitwert Y_k des Leitungskreises parallelgeschaltet (Bild 10). Aus der Definition der Bandbreite geht hervor, daß an den Bandgrenzen

$$G = |Y_c + Y_k| \quad (7)$$

sein muß. Bezeichnet man die relative Frequenzabweichung $\frac{\omega_g}{\omega_0}$ mit η , so wird

$$\omega_g = \frac{2\pi c}{\lambda_g} = \frac{2\pi c \eta}{\lambda_0}$$



und man erhält die Beziehungen

$$G = \left| j \frac{2\pi c\eta}{\lambda_0} \cdot C_{r0} - j \frac{1}{Z \tan 2\pi\eta \frac{l}{\lambda_0}} \right| \quad (8a)$$

und

$$GZ = \frac{2\pi c\eta}{\lambda_0} \cdot C_{r0} \cdot Z - \cot 2\pi\eta \frac{l}{\lambda_0} \quad (8b)$$

Da Gl. (8b) die relative Frequenzabweichung η sowohl in einer linearen als auch in einer transzendenten Funktion enthält, läßt sich diese Gleichung nicht in geschlossener Form nach η auflösen.

Um den Einfluß der Parameter $\frac{l}{\lambda_0}$ und Z

qualitativ zu erfassen, muß man entsprechende Vereinfachungen machen [4]. Zunächst denkt man sich die Röhre kapazitätslos, d. h., der Leitungskreis ist nur mit R_1 belastet. Dadurch vereinfacht sich Gl. (8b) zu

$$GZ = \cot \left(2\pi\eta \cdot \frac{l}{\lambda_0} \right) \quad (9)$$

Zur Bestimmung der Längen l für die einzelnen Knotenlagen ergibt sich nach Bild 11 folgendes Schema:

1. Knoten (K_1): $l = 1 \cdot \frac{\lambda_0}{4} = l_{k1}$
2. Knoten (K_2): $l = 3 \cdot \frac{\lambda_0}{4} = l_{k2}$
3. Knoten (K_3): $l = 5 \cdot \frac{\lambda_0}{4} = l_{k3}$
4. Knoten (K_4): $l = 7 \cdot \frac{\lambda_0}{4} = l_{k4}$ usw.

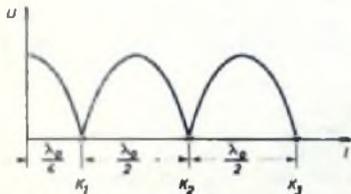


Bild 11. Bestimmung der Längen für einen einseitig kurzgeschlossenen Leitungskreis in Abhängigkeit von der Knotenlage

Man erfaßt also alle Knoten mit der Gleichung

$$l_{kn} = (2n - 1) \cdot \frac{\lambda_0}{4} \quad (10)$$

$$(n = 1, 2, 3, 4, 5, \dots)$$

Setzt man l_{kn} in Gl. (9) ein, dann folgt

$$GZ = \cot \left[\frac{\pi\eta}{2} (2n - 1) \right] \quad (11)$$

$$\text{arc cot} (\pm GZ) = \frac{1}{2} \pi\eta (2n - 1) \quad (12)$$

Nach η aufgelöst, ergibt sich dann mit $\text{arc cot} (\pm GZ) = D$

$$\eta_n = \frac{2}{\pi} \cdot \frac{D}{(2n - 1)} \quad (13)$$

Da im folgenden jedoch für G und Z Festwerte (d. h. $D = \text{const}$) eingeführt werden sollen, um den Einfluß von n auf die relative Frequenzabweichung η erfassen zu können, muß man Gl. (13) so ergänzen, daß auch mit $D = \text{const}$ für fortschreitende Knotenzahl die Gleichung erfüllt ist.

Gl. (11) zeigt, daß sich das Argument des \cot für fortschreitende Knotenzahl (d. h. für $n = 1, 2, 3, \dots$) jeweils um π erhöht $\left(\frac{1}{2}\pi, \frac{3}{2}\pi, \frac{5}{2}\pi, \dots \right)$. Daher muß auch D für fortschreitende Knotenzahl um π er-

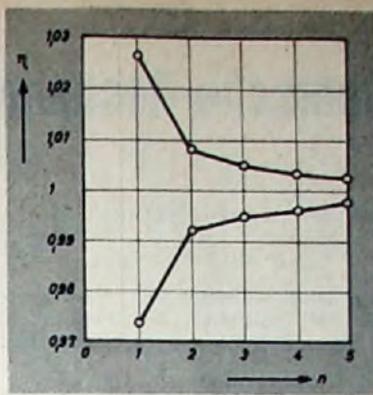


Bild 12. Abhängigkeit der relativen Frequenzabweichung η von der Knotenzahl ($n = 1 \dots 5$)

höht werden, wenn die Gleichung trotz $D = \text{const}$ gelten soll. Gl. (13) erhält dadurch folgende Form:

$$\eta_n = \frac{2}{\pi} \cdot \frac{1}{2n - 1} \left[D + \pi(n - 1) \right] \quad (14)$$

Aus Gl. (14) folgt nun für

$$n = 1 \text{ (1. Knoten): } \eta_1 = \frac{2}{\pi} D$$

$$n = 2 \text{ (2. Knoten): } \eta_2 = \frac{2}{3\pi} [D + \pi]$$

$$n = 3 \text{ (3. Knoten): } \eta_3 = \frac{2}{5\pi} [D + 2\pi]$$

$$n = 4 \text{ (4. Knoten): } \eta_4 = \frac{2}{7\pi} [D + 3\pi] \text{ usw.}$$

Bild 12 zeigt die Werte von η für $n = 1 \dots 5$. Dabei sind $Z = 100$ Ohm und $G = 4 \cdot 10^{-4}$ S (entsprechend $R_1 = 5$ kOhm) angenommen. Setzt man zur Bestimmung von η im ersten Knoten in Gl. (12) $n = 1$, dann erhält man

$$\eta_1 = \frac{2}{\pi} \text{ arc cot} (\pm GZ)$$

Bei konstantem G können die Werte von GZ zwischen Null und ∞ liegen, entsprechend dem Wert von Z . Dabei durchläuft die Kurve von $\text{arc cot} (+GZ)$ die Werte von $\pi/2 \dots 0$, die Kurve von $\text{arc cot} (-GZ)$ die Werte von $\pi/2 \dots \pi$. Für $Z = 0$ erhält man

$$\eta_1 = \frac{2}{\pi} \cdot \frac{\pi}{2} = 1$$

Wegen $\eta = \frac{\omega_f}{\omega_0}$ ergibt sich $\omega_f = \omega_0$, d. h., die Bandbreite ist Null. Je weiter also

$\text{arc cot} (\pm GZ)$ von $\frac{\pi}{2}$ abweicht, um so mehr

weicht η von 1 ab und um so größer wird die Bandbreite. Im Bild 13 sind die Werte

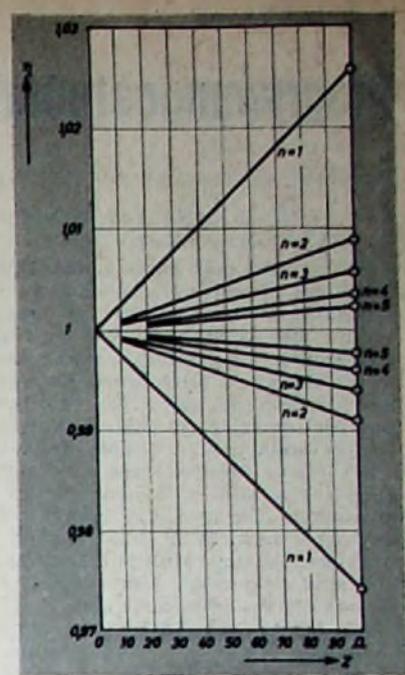


Bild 13. Abhängigkeit der relativen Frequenzabweichung η vom Wellenwiderstand Z (10...100 Ohm) bei verschiedenen Knotenzahlen n

von η für Wellenwiderstände zwischen 10 und 100 Ohm aufgetragen ($G = 4 \cdot 10^{-4}$ S).

Für den rein ohmisch belasteten Leitungskreis sind demnach die Verhältnisse eindeutig geklärt. Um bei gegebenem Röhreninnenwiderstand und optimaler Leistungsauskopplung eine möglichst große Bandbreite zu erreichen, muß man also den Leitungskreis im ersten Knoten abstimmen und einen möglichst großen Wellenwiderstand wählen. Da die Röhre aber eine zusätzliche kapazitive Belastung für den Leitungskreis darstellt, wird dadurch, soweit man übersehen kann, der Einfluß von n etwas geringer, während der Einfluß des Wellenwiderstandes auf die Bandbreite ansteigt.

Schriften

- [1] ● Wallot, J.: Einführung in die Theorie der Schwachstromtechnik. 5. Aufl., Berlin 1948, Springer-Verlag
- [2] ● Megla, G.: Dezimeterwellentechnik. 2. Aufl., Leipzig 1953, Fachbuchverlag
- [3] ● Ratheser, L., u. Ruffler, H.: Leitungen und Kreise bei ultrahohen Frequenzen. Telefunken-Rö-E-Bericht Nr. 154, 1944
- [4] ● Boden, Ch.: Besondere Probleme bei der Verstärkung ultrahoher Frequenzen. Berlin 1965, Verlag Technik

ELEKTRONISCHE RUNDSCHAU

brachte im Februarheft unter anderem folgende Beiträge:

Bandfilter mit elektronisch regelbarer Bandbreite

Zum Bremsvorgang bei Magnettongardien Eigenschaften und Bemessung elektronischer Schaltelemente im Hinblick auf Lebensdauer und Betriebssicherheit
Arbeitsweise eines direktanzweigenden Frequenzmessers für 10 Hz bis 100 kHz

Bedienungsstand für einen 100-kW-Kernreaktor

Der Stand der Entwicklung und die Wirkungswelme von Mikrowellenröhren III
3. Bericht über die INTERKAMA 57
Aus Industrie und Technik · Referate · Neue Bücher · Neue Erzeugnisse · Industrie-Druckschriften

Format DIN A4 · monatlich 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-Schlagnwalde

Programmgesteuerte elektronische Rechenmaschinen

Technische Grundlagen

Fortsetzung aus FUNK-TECHNIK Bd. 13 (1958) Nr. 2, S. 41

4.5 Parallelarbeitendes Multiplikations-Rechenwerk

Zunächst kann man daran denken, die notwendigen Stellenverschiebungen durch Stellenverschiebungsregister zu erreichen. Wollte man aber etwa wie im Bild 44 schematisch dargestellt verfahren, so würde das einen erheblichen Aufwand an Schaltmitteln erfordern. Eine zweckmäßigere Anordnung zeigt Bild 45. Vor Beginn der Multiplikation ist der Multiplikator in die n ersten Stellen eines Akkumulators eingetragen; die restlichen höheren Ziffernstellen sind leer. Ein Impuls auf der Leitung a bewirkt in Abhängigkeit vom Wert der letzten Multiplikatorziffer die Eintragung oder die Unterdrückung der Eintragung des Multiplikanden in die mit einer Additionsvorrichtung verbundenen Stellen $n \dots (2n-1)$ des Akkumulators. Anschließend werden durch einen Impuls auf

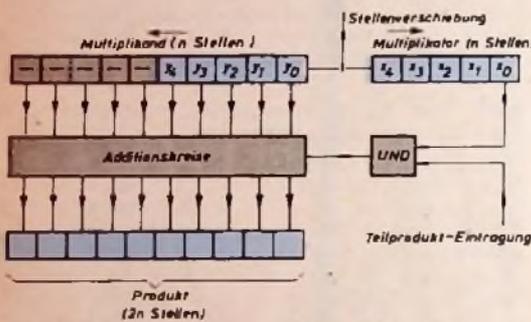
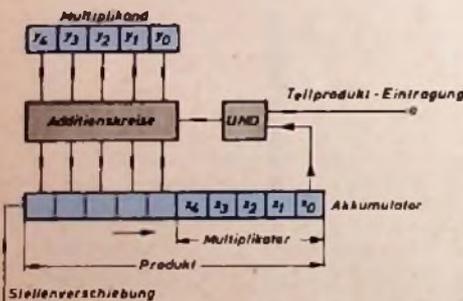


Bild 44. Stellenversetzte Addition des Multiplikanden und aufeinanderfolgende Prüfung der Multiplikatorziffern in einem parallel arbeitenden Rechenwerk mittels eines Stellenverschiebungsregisters



der Leitung b alle Stellen des Akkumulators um eine Ziffernstelle nach rechts verschoben. Dadurch wird die gleiche Wirkung wie bei einer Verschiebung des Multiplikanden nach links erreicht. Am Ende der Multiplikation enthält der Akkumulator das $2n$ -stellige Produkt. Der Multiplikator ist jedoch durch die Stellenverschiebung verlorengegangen.

4.6 Rechenwerke für die Division

Bei elektronischen Rechenmaschinen, die kein eigentliches Rechenwerk zur Durchführung der Division haben, wird die Division von beispielweise $a : b$ häufig dadurch gelöst, daß man zunächst den reziproken Wert von b ermittelt und diesen Wert $\frac{1}{b}$ dann mit a multipliziert. Die Berechnung von $\frac{1}{b}$ erfolgt zum Bei-

spiel nach der Iterations-Formel

$$c_{D+1} = c_D (2 - b \cdot c_D),$$

die keine Division erfordert. Voraussetzung für die Gültigkeit der Formel ist, daß der erste Näherungswert c_0 zwischen

Null und $\frac{1}{b}$ liegen muß.

Beispiel: $b = 5, \frac{1}{b} = 0,2$. Nimmt man als ersten Näherungswert $c_0 = 0,1$, dann erhält man der Reihe nach

$$\begin{aligned} c_1 &= 0,1 \quad (2 - 5 \cdot 0,1) = 0,15 \\ c_2 &= 0,15 \quad (2 - 5 \cdot 0,15) = 0,1875 \\ c_3 &= 0,1875 \quad (2 - 5 \cdot 0,1875) = 0,1992 \text{ usw.} \end{aligned}$$

Wie später gezeigt wird, eignen sich programmgesteuerte Rechenmaschinen besonders zur Ermittlung von Werten mittels iterativer Rechenoperationen.

Bei den eigentlichen Rechenwerken zur Division wird der Quotient durch — meistens stellenversetzte — Subtraktion des Divisors vom Dividenden ermittelt. Eine solche Vorrichtung zeigt schematisch Bild 46. Die Stellenverschiebung im Akkumulator erfolgt nunmehr bei Ansteuerung der Leitung a von rechts nach links. Bleibt bei der in jedem Takt b vorgenommenen Subtraktion ein positiver Rest oder geht die Subtraktion ohne Rest auf, so wird während des Taktes c bei der zugehörigen Quotientenstelle L eingetragen. Ist der Rest jedoch negativ, dann unterbleibt die Eintragung, die entsprechende Quotientenziffer ist also 0. In diesem Fall wird dann nach Maßgabe der durch V bedingten Verzögerung die vorangegangene Subtraktion rückgängig gemacht. Ob jeweils der Dividendenrest nach Abzug des Divisors negativ ist, kann an der Ziffer in der äußersten linken Stelle des Akkumulators fest-

gestellt werden, da diese nur bei negativem Rest L enthält. Der Ablauf der einzelnen Vorgänge ist aus Tab. V (Berechnung von dezimal $29 : 3 = 7, \text{ Rest } 2$) ersichtlich.

Sowohl bei diesem Rechenwerk zur Division als auch bei dem vorher besprochenen Rechenwerk zur Multiplikation kann vorteilhaft ein Addierwerk nach Bild 38 verwendet werden. Die Stellenverschiebung im Akkumulator in der erforderlichen Richtung läßt sich in einfacher Weise durch Ansteuerung von UND-Kreisen erreichen, die wahlweise je eine Ziffernstelle des Hilfsregisters mit der nächsthöheren oder nächstniedrigeren Ziffernstelle des Akkumulators verbinden.

5. Ein- und Ausgabevorrichtungen

5.1 Allgemeine Anforderungen

Die in eine elektronische Rechenmaschine eingegebenen Zahlen nennt man „Worte“, gleichgültig, ob es sich dabei um Zahlen handelt, mit denen Rechnungen ausgeführt werden sollen („Operanden“), oder ob es Zahlen sind, die, entsprechend einem besonderen Schlüssel („Befehlscode“), der Maschine Anweisungen („Befehle“) über die Art der durchzuführenden Rechenschritte übermitteln. Ist die Maschine für Binärzahlen eingerichtet, dann sind im Verlauf der Eingabe die Eingangsdaten in dieses Zahlensystem umzuwandeln. Es handelt sich also meistens bei der Eingabe um die Übersetzung von Dezimal- in Binärzahlen und sinngemäß bei der Ausgabe um die Rückübersetzung der Resultate vom System der Binär- in das der Dezimalzahlen. Die Eingangsdaten können jedoch auch unmittelbar von einem Meßinstrument, zum Beispiel in Form einer der Meßgröße proportionalen Spannung, geliefert werden. Hier ist es dann erforderlich, zu dieser Meßgröße fortlaufend die entsprechende Binärzahl zu ermitteln, also eine „analog-binäre Umsetzung“ durchzuführen.

Bild 45. Parallelarbeitendes Multiplikations-Rechenwerk mit Produkt-Multiplikator-Stellenverschiebungsregister

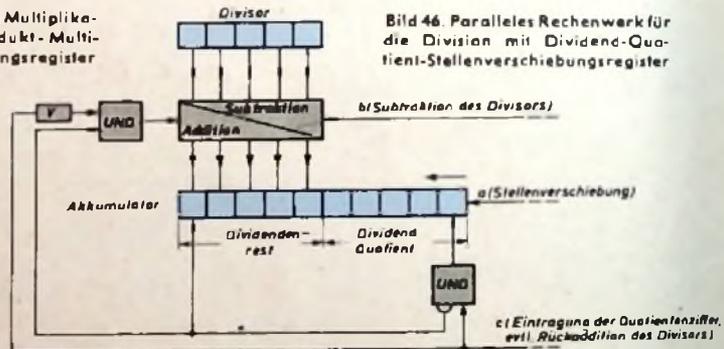
Tab. V. Zeitplan für die Berechnung von $29 : 3 = 7, \text{ Rest } 2$

```

LLLOL LL-0LOL
LL
OLOL
LL
OOLO Rest
    
```

Divisor											
Schleppregister-Inhalt											
Zeit											
-	-	-	-	-	L	L	L	O	L	0	Dividend
-	-	-	-	-	L	L	L	O	L	0	
L	L	L	L	O	L	L	O	L	O	b	
-	-	-	-	-	L	L	O	L	O	1	
-	-	-	-	-	O	O	L	O	L	0	2
-	-	-	-	-	O	O	L	O	L	0	3
-	-	-	-	-	O	O	L	O	L	0	4
O	O	O	L	O	O	L	O	L	O	5	
Dividendenrest					Quotient						

Bild 46. Paralleles Rechenwerk für die Division mit Dividend-Quotient-Stellenverschiebungsregister



Die Aufgabe, zu deren Lösung die elektronische Rechenmaschine herangezogen wird, bestimmt weitgehend die Art der verwendeten Ein- und Ausgabevorrichtungen. Wissenschaftliche Aufgaben erfordern meistens umfangreiche Rechenvorgänge mit relativ wenigen eingegebenen Zahlen. Demgegenüber handelt es sich bei büro-technischen Anwendungen im allgemeinen nur um vergleichsweise einfache Rechnungen mit einem sehr umfangreichen Zahlenmaterial. Im ersten Fall spielen die Ein- und Ausgabevorrichtungen nur eine unter-

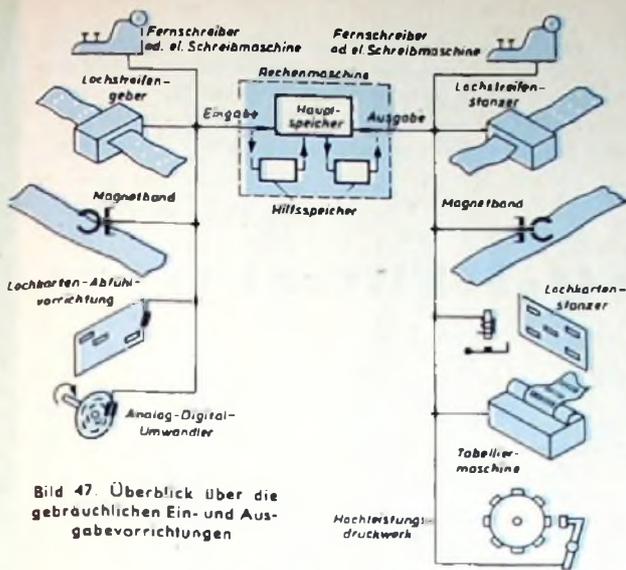


Bild 47. Überblick über die gebräuchlichen Ein- und Ausgabevorrichtungen

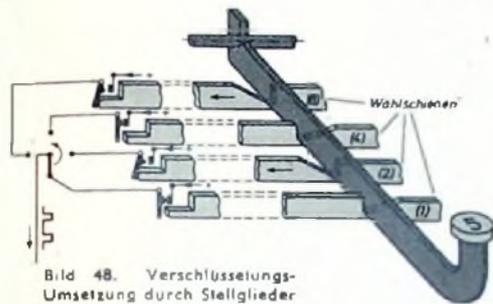


Bild 48. Verschlüsselungs-Umsetzung durch Stellglieder

geordnete Rolle; im zweiten dagegen sind sie entscheidend für die Brauchbarkeit der Gesamtanlage, da hier an die Daten-Übertragungsgeschwindigkeit hohe Anforderungen gestellt werden. Im folgenden soll ein Überblick über die gebräuchlichsten Ein- und Ausgabevorrichtungen bei elektronischen Rechenmaschinen gegeben werden (Bild 47). Um nur das Wesentliche herauszustellen, ist auch hier wieder die Betrachtung auf binär arbeitende Rechenmaschinen beschränkt.

5.2 Fernschreiber und elektrische Schreibmaschinen

Mit einer Fernschreibmaschine kann man der Rechenmaschine bis zu 7 Ziffern je Sekunde zuführen. Benutzt man spezielle „Wählschienen“ (Bild 48), dann läßt sich jede eingetastete Dezimalziffer in die gleichwertige binäre Zahl umwandeln. Die speziellen Wählschienen sind erforderlich, da die Darstellung der Ziffern im üblichen Fernschreibcode nicht dem Binärsystem entspricht. Durch die Betätigung einer Zifferntaste werden einige der verschiedenartig eingekerbten Wählschienen aus der Ruhelage verstellt. Die an den Wählschienen angebrachten Nocken steuern die Stromabgabe an einen Kontaktsatz, der von einem drehbaren Abgreifer abgetastet wird. Jedem Druck auf eine Taste ist eine einmalige Umdrehung des Abgreifers zugeordnet. Bei der Eingabe einer Dezimalzahl mit einem Fernschreiber gelangen daher die Ziffern nacheinander in der entsprechenden binären Form (also in Serierdarstellung) zu der Rechenmaschine.

Bei der Benutzung von elektrischen Schreibmaschinen als Eingabevorrichtung verzichtet man meistens auf die Anwendung des beschriebenen Prinzips der Umsetzung mit mechanischen Stellgliedern. Sehr häufig erfolgt hier die Umsetzung mit Relaischaltungen (Bild 49) oder mit Wähler-Matrix-Schaltungen⁴⁾.

Singemäß wird bei der Ausgabe der Resultate aus der Maschine die Umsetzung von der „binär-dezimalen“ Darstellung in die dezimale Form bei elektrischen Schreibmaschinen mit Relais- oder elektronischen Schaltkreisen ausgeführt. Bei Fernschreibern werden dagegen durch die ankommenden Impulse den Wählschienen entsprechende „Empfangsschienen“ so eingestellt, daß nur der Typenhebel anschlagen und das Zeichen zum Abdruck bringen kann, der den ankommenden Impuls entspricht. Fernschreiber und elektrische Schreibmaschine haben bei der Ein- und der Ausgabe gleiche Übertragungsgeschwindigkeiten.

5.3 Verschlüsselungs-Umsetzung

Mit den besprochenen Eingabemitteln wird eine Dezimalzahl, beispielsweise 436, in binär-dezimaler Verschlüsselung, also in der Form

OLOO OOLL OLOO,

an die Maschine weitergegeben. Um nun aus dieser Darstellung die der Zahl 436 entsprechende Binärzahl zu erhalten, muß man die einzelnen binären Werte der Dezimalziffern entsprechend deren Stellenwert mit dem Wert der dazugehörigen Zehnerpotenz (in binärer Form) multiplizieren. In dem angeführten Beispiel ist also

$$\begin{array}{r}
 \text{OLOO (4) mit LLOOLOO (100)} \\
 \text{zu multiplizieren} = \text{LLOOLOOOO} \\
 \text{OOLL (3) mit LOLO (10)} \\
 \text{zu multiplizieren} = \text{LLLLO} \\
 \text{OLOO (6) mit L (1)} \\
 \text{zu multiplizieren} = \text{OLOO} \\
 \hline
 \text{Summe} = \text{LLOLLOLOO}
 \end{array}$$

Die so erhaltenen Teilprodukte werden aufaddiert, und das Resultat ist dann die gesuchte Binärzahl.

Bei vielen elektronischen Rechenmaschinen wird diese Umrechnung während der Eingabe im Rechenwerk der Maschine ausgeführt. Das eingegebene Wort kommt dann von der Eingabevorrichtung über das Rechenwerk in den Speicher der Maschine. Es sind aber auch — insbesondere bei großen Anlagen — Vorrichtungen gebräuchlich, bei denen eigene, nur für die Ein- und Ausgabe verwendete Verschlüsselungs-Umsetzer vorhanden sind.

Bei der Ausgabe erfolgt die Umsetzung in ähnlicher Weise wie bei der Eingabe. Soll zum Beispiel die Binärzahl LLOLLOOL in die entsprechende Dezimalzahl umgesetzt werden, dann führt die Rechenmaschine gemäß dem folgenden Schema zunächst Divisionen mit den Werten der einzelnen Zehnerpotenzen durch

$$\begin{array}{r}
 \text{LLOLLOOL : LLOOLOO (100)} \\
 = \text{OOLL, Rest LLOL} \\
 \text{LLOL : LOLO (10)} \\
 = \text{OOLL, Rest OOLL} \\
 \text{OOLL : L (1)} \\
 = \text{OOLL}
 \end{array}$$

Die ermittelten Quotienten sind die binären Werte der Ziffern der gesuchten Dezimalzahl. Wie schon erwähnt, erfolgt meistens die endgültige Umsetzung in der mit dem Ausgabeschreibwerk unmittelbar verbundenen Übersetzungseinrichtung. Dort wird dann die gesuchte Dezimalzahl 313 niedergeschrieben.

5.4 Lochstreifen und Magnetbandgeräte

Die maximale Ziffern-Übertragungsgeschwindigkeit des Fernschreibers von 7 Dezimalziffern je Sekunde vermag das Bedienungspersonal meistens nur kurzzeitig zu nutzen. Um eine Datenübertragung mit konstanter Geschwindigkeit zu erreichen, werden bei vielen Maschinen Lochstreifen-Ein- und -Ausgabegeräte verwendet, die prinzipiell mit denen des Telegrafetenbetriebes identisch sind. Eine weitere Steigerung der Eingabegeschwindigkeit bis auf etwa 100 Ziffern je Sekunde ist durch photoelektrische Abtastung der gestanzten Löcher möglich.

Wesentlich höhere Übertragungsgeschwindigkeiten (bis zu etwa 10 000 Ziffern je Sekunde) lassen sich durch Ein- und Ausgabe mittels Magnetbands erreichen. Ähnlich wie beim Lochstreifen, hält man auch hier die Informationen vielfach in mehreren parallelen Spuren auf dem Band fest. Die Aufzeichnung der Daten auf das Magnetband erfolgt entweder durch Übernahme von anderen Aufzeichnungsträgern, zum Beispiel von Lochstreifen oder Lochkarten, oder unmittelbar durch Eingabe der Ziffern über ein Tastenfeld. Bei dem zu-

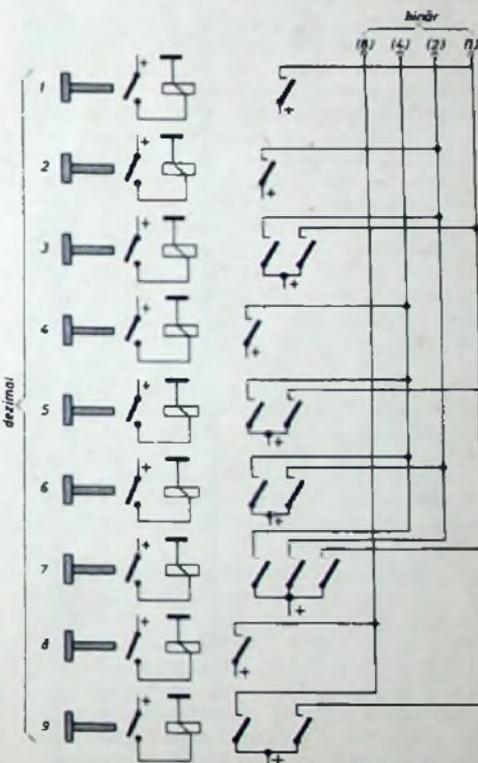


Bild 49. Verschlüsselungs-Umsetzung mit Relaisanordnung

letzt angegebenen Verfahren muß das Band bei der Eingabe bei jedem Tastendruck um die notwendige Aufzeichnungslänge vorgeschoben werden, damit die Eintragung der von einer Verschlüsselungseinrichtung gelieferten Impulse über die Magnetköpfe erfolgen kann. Ist der Vorschub des Bandes wieder abgestoppt, dann wird die Eingabe für die nachfolgende Ziffer freigegeben. Da die magnetische Aufnahme auf dem Band unsichtbar ist, werden die eingegebenen Daten durch einen Kontrollschreiber mitgeschrieben, der sich zusätzlich durch Ablesung des gerade aufgenommenen Wertes steuern läßt. Stimmt das abgelesene Zeichen mit dem ursprünglich eingetragenen nicht überein, dann wird die weitere Eingabe automatisch blockiert. (Wird fortgesetzt)

⁴⁾ s. FUNK-TECHNIK Bd. 12 (1957) Nr. 21, S. 726, Bild 21

Hat die Skelett-Schlitzantenne gegenüber normalen Dipolantennen Vorteile? Diese Frage war bisher nicht eindeutig zu klären. Die in den letzten Jahren in der Redaktion eingegangenen Erfahrungsberichte widersprachen sich oft. Es gibt viele Befürworter der Skelett-Schlitzantenne, die sehr ernsthaft behaupten, daß sie mit dieser Antenne bessere Ergebnisse als mit normalen mehrarmigen Dipolantennen erreichen. Die beiden nachstehenden Aufsätze, von denen der zweite bereits vor über einem Jahr einging, besagen das Gegenteil. Da sie sich aber auf sehr sorgfältig durchgeführte Messungen stützen, dürften diese Arbeiten vielleicht auch zu Ihrem Teil mit zur Klärung der anfangs gestellten Frage beitragen.

Dr.-Ing. A. FIEBRANZ

DK 621.396.677.71.001.4

Die Leistung der Skelett-Schlitzantenne

In in- und ausländischen Fachzeitschriften erscheinen von Zeit zu Zeit immer wieder Berichte über Antennen, deren ungewöhnliche Form und Ausführung besonders gute Empfangseigenschaften zur Folge haben sollen. Oft stellt sich aber bald heraus, daß manche angepriesene neuartige Antenne tatsächlich in der Praxis weniger leistet als gleich teure Antennen der üblichen Bauart. Es dürfte deshalb interessieren, einmal am Beispiel einer bestimmten, ungewöhnlichen Ausführungsform zu zeigen, was eine solche Antenne nach ihrer physikalischen Wirkungsweise überhaupt leisten kann und wie sie beim objektiven Vergleich mit den üblichen Antennen abschneidet.

Von den Kennwerten einer Antenne (Gewinn, Vor-Rück-Verhältnis und Fußpunkt-widerstand) sei zunächst der Gewinn betrachtet, weil für diesen Wert eine einfache Regel aufgestellt werden kann, die für alle Antennen eine Abschätzung des Gewinnes ermöglicht. Als Gewinn einer Antenne ist das Verhältnis der Empfangsspannung dieser Antenne zu der Empfangsspannung eines einfachen Halbwellendipols festgelegt. Beide Spannungen müssen dabei natürlich am gleichen Widerstand gemessen sein.

Das Grundelement aller Antennen im UKW-Bereich (Wellenlänge etwa 1...10 m) ist ein Dipol, der auf die Betriebsfrequenz abgestimmt wird und annähernd halb so lang wie die Betriebswellenlänge ist. Nicht-abgestimmte Antennen können von vornherein als viel ungünstiger aus der Betrachtung ausgeschlossen werden. Auch Flächenreflektoren wären im Meterwellenbereich zumindest für Empfangszwecke zu groß und zu teuer.

Um den Antennengewinn zu erhöhen, vergrößert man bei den üblichen Antennen die Zahl der Halbwellendipole. Wenn man sich zum Beispiel vorstellt, daß mehrere Dipole in weiten Abständen angeordnet und über verlustlose und angepaßte Leitungen phasenrichtig miteinander verbunden sind, dann würden sich einfach die Leistungen, die von den Einzeldipolen aufgenommen werden, addieren. Da die Spannung der Wurzel aus der Leistung proportional ist [1], folgt daraus, daß der Spannungsgewinn G einer solchen Antenne der Wurzel aus der Dipolzahl n proportional ist; also gilt

$$G = \sqrt{n}$$

Bei den üblichen UKW-Rundfunk- und -Fernseh-Empfangsantennen sind die Dipole im allgemeinen nur zum Teil über Leitungen verbunden, aber so dicht beieinander angebracht, daß sie noch elektrisch miteinander gekoppelt sind (Strahlungskopplung). Für strahlungsgekoppelte Dipole gilt die angeführte Gewinnformel nicht mehr exakt, kann erfahrungsgemäß aber doch zur Abschätzung verwendet werden; sie liefert auf jeden Fall einen zuverlässigen Anhaltspunkt für den überhaupt möglichen Antennengewinn.

Die Skelett-Schlitzantenne und ihre physikalische Wirkungsweise

Als Beispiel eines Vergleichs sei die Skelett-Schlitzantenne gewählt, die vor etwa 3½ Jahren von einem britischen Funkamateurl [2] angegeben und vor über 2 Jahren auch u. a. von deutschen Amateuren übernommen wurde [3]. Der Gewinn, den man für solche Antennen angab, war ungewöhnlich hoch und zunächst gingen auch Meldungen über unwahrscheinlich gute Empfangsergebnisse um.

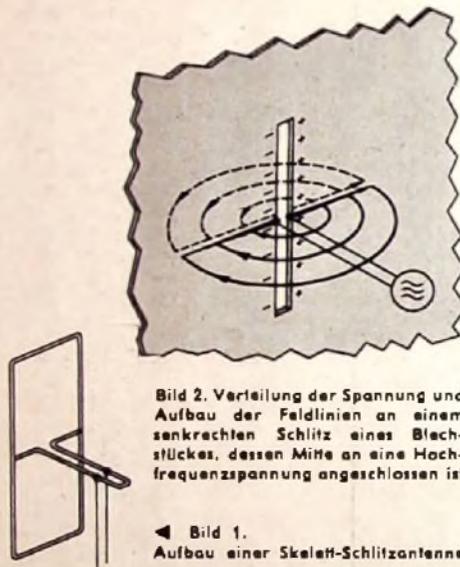


Bild 2. Verteilung der Spannung und Aufbau der Feldlinien an einem senkrechten Schlitze eines Blechstückes, dessen Mitte an eine Hochfrequenzspannung angeschlossen ist

Bild 1. Aufbau einer Skelett-Schlitzantenne

Heute ist es um diese Antenne aber wieder stiller geworden.

Der prinzipielle Aufbau der Skelett-Schlitzantenne ist im Bild 1 zu sehen. Die Antenne besteht aus einem rechtwinkligen Metallrahmen, dessen vertikale Schenkel, die zur Polarisationsrichtung der aufzunehmenden Wellen senkrecht stehen, knapp halb so lang wie die Wellenlänge λ sind, während die Länge der waagerechten Schenkel etwa $\frac{1}{4}$ der Wellenlänge ist. In der Mitte der senkrechten Schenkel ist über zwei waagerechte Stäbe eine $\frac{1}{4}$ lange, am Ende kurzgeschlossene Anpaßleitung angeschlossen.

Es soll möglich sein, die Antenne im Bereich von 0...600 Ohm beliebig anzupassen, wenn man das symmetrische Zuleitungskabel zum Empfänger an geeignete Punkte der Anpaßleitung anschließt. Ihren Namen hat diese Antenne daher, daß sie aus der Schlitzantenne dadurch entstanden sein soll, daß man das Blech um den Schlitze herum weggelassen hat. Um nachzuweisen, daß diese Auffassung physikalisch nicht aufrechtzuerhalten ist, muß man zweckmäßigerweise von der Wirkungsweise der Schlitzantenne ausgehen.

Schneldet man in ein unendlich großes Metallblech einen Schlitze, dessen Breite - wie schon der Name sagt - im Vergleich zur Länge sehr klein sein muß, und legt

man in der Mitte des Schlitzes an die beiden Schlitzkanten eine Hochfrequenzspannung an, dann strahlt der Schlitze wie ein Dipol. Es ergibt sich das gleiche Strahlungsfeld wie beim Dipol, dem gegenüber nur die magnetischen Feldlinien mit den elektrischen Feldlinien vertauscht sind. Die größte Strahlungsleistung ist auch bei einem Schlitze vorhanden, dessen Länge ebenfalls annähernd gleich einer halben Wellenlänge ist. Wegen der Vertauschung der elektrischen und magnetischen Feldlinien strahlt ein vertikaler Schlitze horizontal polarisierte Wellen ab.

Bild 2 zeigt ein Blechstück mit einem senkrechten Schlitze, an dessen Mitte eine Hochfrequenzspannung angeschlossen ist. Dabei baut sich längs der langen Schlitzkante eine von innen nach außen abnehmende Spannung auf, die im Bild mit „+“ und „-“ angedeutet ist. Die elektrischen Feldlinien sind Halbkreise um den Schlitze, die sich über Stromfäden im Blech schließen.

Weil die Stromfäden, die senkrecht zum Schlitze verlaufen, auf den beiden Blechseiten gleich gerichtet sein müssen, hat die elektrische Feldstärke auf den beiden Blechseiten verschiedene Richtung.

Wenn das Blech nicht unendlich groß ist, ergibt sich an den Blechrändern ein Phasensprung der Feldstärke um 180° , weil die Feldlinien außerhalb des Blechs stetig in gleicher Richtung verlaufen müssen. Physikalisch entspricht dieser Phasensprung einer Strahlung der Blechränder, die die Schlitzstrahlung um so mehr schwächt, je näher die Kante beim Schlitze liegt. Um die Blechkanten und deren schädliche Strahlung zu vermeiden, sind die strahlenden Schlitzte bei der praktischen Anwendung fast ausschließlich in Rohren angebracht (Senderantennen). Bei einer ebenen Schlitzantenne müssen die Blechstreifen zu beiden Seiten des Schlitzes mindestens eine Fünftel-Wellenlänge breit sein, sonst können sich auch die Ströme senkrecht zum Schlitze nicht mehr genügend ausbilden. Sie werden um so mehr in Ausgleichströmen um die schmalen Schlitzkanten herum abgedrängt, je schmaler die Blechstreifen seitlich des Schlitzes sind.

Bei der sogenannten Skelett-Schlitzantenne ist nur noch ein Doppelrahmen übriggeblieben, und der Strom kann nur durch die beiden Rahmehälften fließen. Dieses Gebilde hat in seiner physikalischen Wirkungsweise mit einer Schlitzantenne nichts mehr gemeinsam. Es kann eher als ein Dreifach-Faltdipol angesprochen werden, der in der Mitte des mittleren Stabes gespeist ist. Die physikalisch klare Form des Faltdipols ist jedoch in ein „Hochformat“ verwandelt. Nun ist aber kein einleuchtender Grund dafür zu finden, daß die Strahlungseigenschaften der Antenne durch diese Maßnahme verbessert werden könnten, vielmehr ist zu erwarten, daß sie schlechter werden.

Ein normaler $\lambda/2$ -Faltdipol mit drei gleich dicken Stäben hat über ein breites Fre-

quenzband einen ziemlich gleichmäßigen Fußpunktswiderstand von rund 600 Ohm. Der gleiche Wert wird für die Skelett-Schlitzantenne nach Bild 1 angegeben, aber der Fußpunktswiderstand dieser Antenne muß große Blindanteile haben, die mit der zusätzlichen kurzgeschlossenen $\lambda/4$ -Leitung höchstens für ein schmales Frequenzband kompensiert werden können. Es ist zwar denkbar, daß man durch passende Wahl der Länge und des Wellenwiderstandes der sogenannten Transformationsleitung und der richtigen Anschlußstelle für die Antennenzuleitung die gewünschte Anpassung für eine einzige Frequenz herstellen kann, aber die richtige Bemessung dürfte sehr schwierig sein. Ein Dreifach-Faltdipol ist für die Abschätzung des Gewinns nach der angeführten Formel nur 1 Element, da seine 3 Stäbe nicht einzeln wirksam sind, sondern nur eine Widerstandstransformation bewirken. Er hat deshalb selbst bei richtiger Anpassung stets den Gewinn 1. Wegen der praktisch unvermeidbaren Fehlanpassung muß der Gewinn der Skelett-Schlitzantenne sogar noch kleiner als 1 sein.

Meßergebnisse

Da man die Kenndaten der Skelett-Schlitzantenne nicht berechnen kann, bleibt nur die Möglichkeit, das Ergebnis der qualitativen Überlegungen durch Messungen zu überprüfen. Zu diesem Zweck wurde im Entwicklungslabor einer Antennenfirma eine Skelett-Schlitzantenne mit Reflektor nachgemessen. Da von vornherein nicht die Absicht bestand, Skelett-Schlitzantennen zu fertigen, hat man sich dabei nicht bemüht, optimale Abmessungen für eine solche Antenne zu finden. Nach der Überzeugung des Verfassers hätte die Untersuchung einer Reihe von Typen, die vom Faltdipol ausgehend stufenweise in der waagerechten Richtung kürzer und dafür höher geworden wären, nur die Überlegenheit des Faltdipoles bewelsen können.

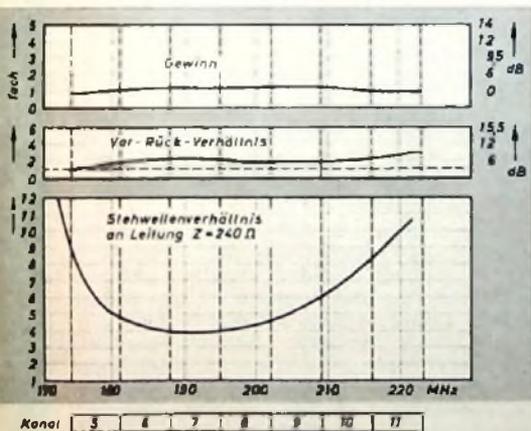


Bild 3. Gemessene Kurven des Gewinns, des Vor-Rück-Verhältnisses und des Stehwellenverhältnisses einer Skelett-Schlitzantenne im Fernsehband III

Der Einfachheit halber wurde als Meßobjekt eine damals erhältliche Fernsehantenne genommen, deren Dimensionierung den Amateurberichten [2, 3] entnommen ist. Im Bild 3 sind die im Fernsehband III gemessenen Kurven des Gewinns, des Vor-Rück-Verhältnisses und des Stehwellenverhältnisses der Skelett-Schlitzantenne mit Reflektor wiedergegeben. Der wie üblich $\lambda/2$ plus etwa 5λ lange Reflektor wurde, wie es vom Hersteller der Antenne vorgesehen war, am

kurzgeschlossenen Ende der zum Rahmen senkrecht stehenden Transformationsleitung angebracht. Vor der Aufnahme der Kurven ermittelte man durch Vorversuche die günstigste Anschlußstelle für das Anschlußkabel auf der Transformationsleitung. Die Kurven geben also die besten Ergebnisse wieder, die mit der Antenne zu erhalten waren.

Der Gewinn erreicht nur den Wert 1 bis 1,2 (0 bis +1,5 dB), während ein normaler Faltdipol mit Reflektor im ganzen Fernsehband III einen mittleren Gewinn von etwa 3 dB hat. Demgegenüber sind in dem Bericht [3] als Gewinn der Skelett-Schlitzantenne allein 12...14 dB und für die Antenne mit Reflektor sogar 15...17 dB angegeben, während nach dem Bericht [2] aus der Stärke der Signale, die im 2-m-Band bei 50 Meilen Abstand zwischen Sender und Empfänger ankamen, auf einen Gewinn von etwa 4 dB geschlossen wird, wobei nicht klar gesagt ist, ob die Versuchsantenne einen Reflektor hatte oder nicht. Das Vor-Rück-Verhältnis liegt nach den Ergebnissen der

Nachprüfung im größten Teil des Bandes etwa bei 2:1 und ist ebenfalls schlechter als beim üblichen Faltdipol mit Reflektor (2,5:1).

Die Anpassung der Skelett-Schlitzantenne ist sehr schlecht. Obwohl die Kurve des Stehwellenverhältnisses bei der bestmöglichen Anpassung gemessen wurde, weil sie im günstigsten Punkt eine Fehlanpassung von 1:4 auf, die an den Bandrändern bis 1:10 ansteigt. Beim Faltdipol mit Reflektor ist das Stehwellenverhältnis dagegen im ganzen Band kleiner als 2,5, und der beste Wert liegt bei etwa 1,2. Die Meßergebnisse zeigen deutlich die Überlegenheit der „gewöhnlichen“ über die „ungewöhnliche“ Antenne.

Schrifttum

- [1] Betrachtungen über den Gewinn von Mehrelement-Antennen. FUNK-TECHNIK Bd. 12 (1957) Nr. 16, S. 568
- [2] Dent, H. B.: Skeleton slot aerial. Wireless World Bd. 60 (1954) Nr. 6, S. 399-401
- [3] Schiefelbein, B.: Eine Skelett-Antenne. FUNK-TECHNIK Bd. 10 (1955) Nr. 24, S. 702

E. RÜDIGER DL1 HB

Vergleichsmessungen an Skelett-Schlitzantennen

Nach der ersten Mitteilung in der FUNK-TECHNIK über die Skelett-Schlitzantenne [1] wurde vom Verfasser eine solche Antenne für 435 MHz umgerechnet und zu Meßzwecken gebaut. Damals unterblieben allerdings die geplanten Messungen, aber spätere Veröffentlichungen [3, 5] mit den darin angegebenen Ergebnissen und Gewinnannahmen erweckten wiederum den Wunsch, die Skelett-Schlitzantenne näher zu untersuchen und durchzumessen. Es wurden deshalb bereits 1956 mehrere Meßreihen durchgeführt.

1. Messung im Nahfeld

Sender: $2 \times$ LD 2 im Gegentakt, Frequenz 435 MHz, Input 25 W.

Antennen: Vergleichsantenne Faltdipol, Skelett-Schlitzantenne mit Reflektor, Speiseleitung für beide Antennen 240-Ohm-Flachkabel (gleiche Länge von 1,22 m, unter Berücksichtigung eines Verkürzungsfaktors von etwa 0,9 also gleich 2λ). Sowohl Faltdipol als auch Schlitzantenne wurden mit Stehwellenmesser exakt angepaßt.

Meßeinrichtung: Meßdipol mit Germaniumdiode DS 60 und mV-Meter (7 mV Vollausschlag), Meßabstand 5 Wellenlängen.

Ergebnis: Mit dem Faltdipol als Strahler wurde der Zeigerausschlag an der Meßeinrichtung auf 10 Skalenteile eingeregelt. Die Skelett-Schlitzantenne mit Reflektor als Strahler ergab bei gleichem Senderinput eine Anzeige von 6 Skalenteilen. Das Verhältnis der Meßergebnisse ist also $10:6 \approx 1,7$ (d. h. im logarithmischen Dezibel-Maß ausgedrückt etwa 5 dB) zu Ungunsten der Skelett-Schlitzantenne.

2. Messung über eine Entfernung mit freier Sicht

Sender: Bei DL1 HB; Sender, Frequenz, Input, Sendeantennen usw. wie unter 1.

Empfangsanlage: Bei DL1 AL, Frankfurt a. M.; empfindlicher Dezimeter-Konverter mit HF-Vorstufe EC 80, Siliziumdioden-Mischer mit 1N21, Gegentaktoszillator mit 6J6 und einer ZF-Aus-

koppelstufe vor einem nachgeschalteten Feldstärkenmeßgerät „HUZ“ der Firma Rohde & Schwarz, München.

Empfangsantenne: Bei DL1 AL; 16-Element-Gruppenstrahler.

Ergebnis: Mit dem Faltdipol als Strahler wurde am „HUZ“ die Anzeige auf 100 Skalenteile eingeregelt. Bei Verwendung der Schlitzantenne mit Reflektor als Sendeantenne ging die Anzeige am „HUZ“ auf 60 Skalenteile zurück. Die Differenz zu Ungunsten der Skelett-Schlitzantenne war also wiederum etwa 5 dB.

Die Ergebnisse der Messungen 1. und 2. sind verblüffend übereinstimmend. Bei der Distanzmessung nach 2. wurden dann noch die Polarisation und der horizontale Abstrahlwinkel untersucht. Die Polarisation bei vertikaler Längsseite war eindeutig horizontal. Der horizontale Öffnungswinkel für Feldstärke $1/\sqrt{2}$, die dem $1/\sqrt{2}$ -fachen der in der Hauptstrahlrichtung gemessenen Feldstärke entspricht (d. h. bei einem Abfall um 3 dB), betrug etwa 40° . Der Abfall nach beiden Seiten vom Hauptstrahl erwies sich als völlig symmetrisch. Nebenkeulen waren nicht vorhanden.

3. Distanzmessung auf 144,952 MHz

Da nun immer noch eine geringe Möglichkeit bestand, daß diese Meßergebnisse auf einen Fehler bei der Konstruktion der auf 435 MHz umgerechneten Skelett-Schlitzantenne zurückzuführen waren, wurde noch eine weitere Messung mit einer von DL3 OD für 145 MHz konstruierten Skelett-Schlitzantenne vorgenommen. Die Antenne war von DL3 OD genau nach den Maßen der Veröffentlichung [1] gebaut und auch bezüglich der Durchmesser der einzelnen Teile genau kopiert worden.

Sender: Bei DL1 HB; mit Gegentaktendstufe 832 A, Input 15 W.

Sendeantenne: Yagi 4 über 4, eingespelst über Koaxkabel ($Z = 52$ Ohm), Stehwellenverhältnis 1:1,04.

Empfangsanordnung: Bei DL3 CZ, in Hanau a. M.; Wallmann-Konverter, quartzgesteuert mit zusätzlicher Kaskode-

stufe vor Hammarlund-„Super-Pro“ mit geeichtem S-Meter.

Empfangsantennen: Außer der von DL3OD gebauten Skelett-Schlitzantenne ein Faltdipol und eine Yagi-Antenne 4 über 4.

Ergebnisse: Die festgestellten Eingangsspannungen am Empfänger wurden auf den Faltdipol bezogen und brachten folgende Ergebnisse:

	Yagi 4 über 4	Skelett- Schlitzantenne
Gewinn	11 dB	5 dB
Verlust		

Auch bei 145 MHz mit Originalmaßen der Skelett-Schlitzantenne war also eine genaue Übereinstimmung mit den Meßergebnissen bei 435 MHz festzustellen. Der Gewinn der Skelett-Schlitzantenne erreicht - wenn man den Gewinn eines einfachen Faltdipols ohne Reflektor gleich 1 ansetzt - nach allen Vergleichsmessungen also nur einen Wert von etwa 0,6, d. h. etwa -5 dB.

Mein besonderer Dank gilt DL3CZ, DL1AL und DL3OD für ihre Unterstützung und Mithilfe bei der Durchführung der Messungen.

Schrifttum

- [1] Eine neuartige UKW-Antenne. FUNK-TECHNIK Bd. 9 (1954) Nr. 18, S. 508-509 (nach Wireless World Bd. 60 [1954] Nr. 8, S. 399-401)
- [2] Die Schlitzantenne. FUNK-TECHNIK Bd. 10 (1955) Nr. 13, S. 372-373 (nach M u r l e y, B. L.: The slot aerial. Wireless World Bd. 61 [1955] Nr. 3, S. 129)
- [3] Schiefelbein, B.: Eine Skelett-Antenne. FUNK-TECHNIK Bd. 10 (1955) Nr. 24, S. 702
- [4] Skelett-Antenne. FUNK-TECHNIK Bd. 11 (1956) Nr. 16, S. 470
- [5] DL 6 QO: Eine neue UKW-Antenne. DL-QTC (1956) Nr. 7, S. 293-294

DK 621.373.431.1

Elektronik

Impulsgenerator für Doppelimpulse

Um bei Kurzzeitmessungen die Arbeitsweise der Torschaltungen und der Zähldekaden zu prüfen, benötigt man ein Gerät, das Doppelimpulse (je einen Start- und Stoppimpuls) liefert. Dabei kommt es weniger auf einen einstellbaren, sondern vielmehr auf einen immer gleichbleibenden zeitlichen Abstand t zwischen Start- und Stoppimpuls an.

Das im folgenden beschriebene Gerät (Bild 1) entspricht den geforderten Ansprüchen und läßt sich leicht nachbauen. Die Röhre 6SN7 (Rö 1a und Rö 1b) stellt einen katodengekoppelten monostabilen

Rö 2 zündet. Dadurch verringert sich die Spannung an ihrer Anode, und der vorher positiv aufgeladene Kondensator C 2 läßt sich über Z und den Innenwiderstand von Rö 2 um. Z bestimmt in Verbindung mit C 2 die Impulslänge (Bild 2). Da die Rückflanke des vom Multivibrator gelieferten Impulses auch nach der Differenzierung das Thyatron Rö 2 nicht zünden kann, muß der von Rö 1b gelieferte positive Impuls in einen negativen Impuls umgewandelt werden, dessen Rückflanke nach Differenzierung Rö 4 zündet. Die Arbeitsweise von Rö 4 ist die gleiche

wie die von Rö 3. Bild 3 zeigt die an verschiedenen Punkten der Schaltung auftretenden Impulsformen.

Will man C_x umschaltbar machen, dann sind bei den in Tab. I angegebenen Werten noch die Schalt- und Schalterkapazitäten zu berücksichtigen. Positive Start- und Stoppimpulse erhält man, wenn man die

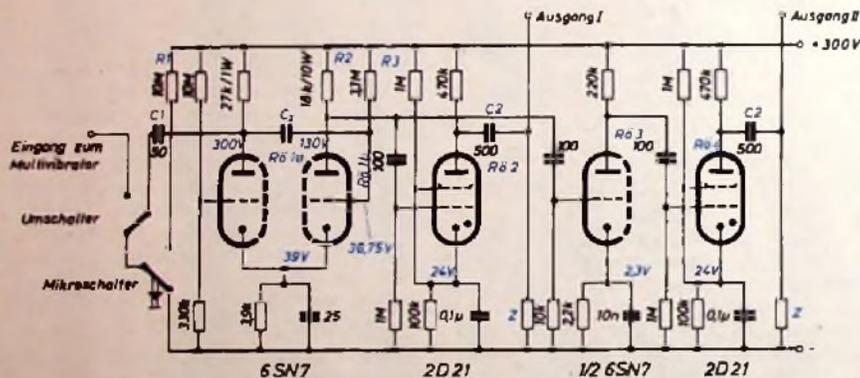


Bild 1. Schaltung eines Impulsgenerators für Doppelimpulse (Start- und Stoppimpuls). Die Folgefrequenz beider Impulse läßt sich mit C_x verändern (s. Tab. I)

Multivibrator dar, der durch einen negativen Impuls an Rö 1a gesteuert wird. Diesen negativen Impuls löst ein Mikroschalter aus, der den Kondensator C 1 an Masse legt. Der Mikroschalter muß so arbeiten, daß er beim Eindrücken C 1 mit R 1 und beim Zurückschnellen C 1 mit Masse verbindet. Da Rö 1b im Ruhezustand Strom führt, kippt der Multivibrator durch den negativen Impuls um, so daß Rö 1b gesperrt und Rö 1a stromführend wird. Dadurch entsteht an R 2 ein positiver Impuls, der so lange dauert, bis der Multivibrator, bedingt durch die Zeitkonstante $C_x \cdot R_3$, in den ursprünglichen Zustand zurückfällt. Da der Anodenstrom in Rö 1b jedoch bereits einsetzt, bevor C_x vollkommen umgeladen ist, ergibt sich praktisch eine kürzere Impulsdauer.

Das Thyatron Rö 2, dessen Steuergitter negativ vorgespannt ist, arbeitet als Impulsgeber. Nach Differenzierung wird die Vorderflanke des Impulses von Rö 1b am Steuergitter von Rö 2 wirksam, und

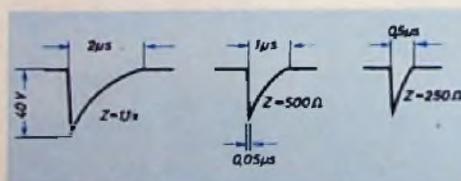


Bild 2. Abhängigkeit der Impulslänge von den Widerständen Z

Bild 3. Die an den verschiedenen Punkten der Schaltung nach Bild 1 auftretenden Impulsformen

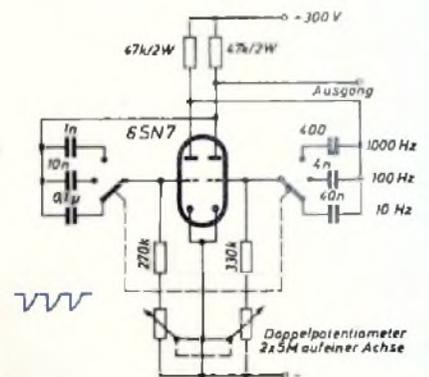
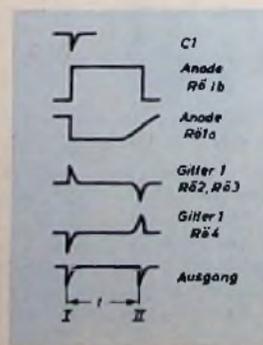


Bild 4. Selbstschwingender Multivibrator zur Steuerung des Impulsgenerators

Impulse nicht an den Anoden, sondern an den Kathoden von Rö 2 und Rö 4 abnimmt. Dabei ergeben sich aber wesentlich kleinere Amplituden.

Um nun nicht mit nur einem Doppelimpuls arbeiten zu müssen - das erschwert Untersuchungen mit dem Oszillografen -, kann man den Impulsgenerator durch den im Bild 4 dargestellten selbstschwingenden Multivibrator steuern. Seine Frequenz (Frequenzbereich $< 1 \text{ Hz} \dots 1 \text{ kHz}$) läßt sich grob durch Umschalten der Koppelkondensatoren und fein mit dem Doppelpotentiometer im Gitterkreis ändern. Wird ein anderer Multivibrator verwendet, dann ist darauf zu achten, daß die Multivibratortfrequenz stets niedriger ist als die in Tab. I unter f angegebene.

Tab. I. Kapazitätswerte für C_x

C_x [pF]	t [μs]	f [kHz]
650	416	2,4
600	380	2,63
500	325	3,08
250	166	6,06
150	80	12,5
100	52	19,2
50	17	67,8

Transistor-Signalverfolger

Technische Daten

Verstärker: vierstufig
 Ausgangsleistung: etwa 38 mW
 HF-Demodulation: durch Diode
 Stromversorgung: zwei 3-V-Stabbatterien
 Eingang: umschaltbar
 Lautsprecher: permanentdynamisch
 Lautstärke: stetig regelbar

Die bisher üblichen Signalverfolger, die mit Röhren bestückt sind, haben verhältnismäßig große Abmessungen und eignen sich vorwiegend für stationären Betrieb. Sie sind daher meistens für Netzbetrieb ausgelegt. Der im folgenden beschriebene Signalverfolger, der in das neue Leistner-Subminitestgehäuse eingebaut ist, kommt mit den Abmessungen 148×105×80 mm aus und kann daher bequem in der Werkzeutasche mitgeführt werden.

Schaltungseinzelheiten

Signalverfolger müssen auch kleinste Eingangsspannungen anzeigen, also entsprechend hohe Verstärkung aufweisen. Das Gerät ist daher vierstufig ausgeführt. In der Endstufe arbeitet der Transistor OC 72, der eine Endleistung von etwa 38 mW abgibt. Die drei Vorstufen sind mit den Transistoren 2×OC 70 und 1×OC 71 bestückt. Der Verstärkereingang ist umschaltbar. Sollen HF- oder ZF-Stufen geprüft werden, dann muß der Schalter S 1 geöffnet sein.

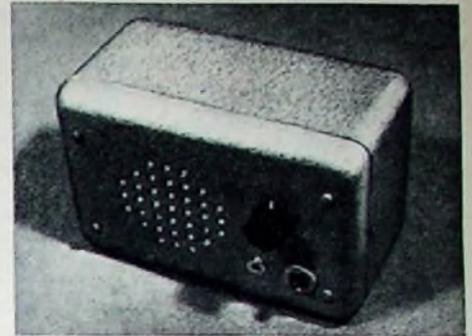
Zur Demodulation dient die Germaniumdiode OA 81. Die Hochfrequenzspannung gelangt über den Schutzkondensator C 1

Lautsprechersystems an den Kollektorwiderstand der Endstufe (etwa 560 Ohm) an. Um den vorgeschriebenen Wert des Kollektorruhestromes zu erreichen, ist im Emittierkreis der Widerstand R 10 (82 Ohm) eingeschaltet, der durch C 7 (250 µF) überbrückt wird. Daher kann keine Stromgegenkopplung auftreten, und die Verstärkung steigt entsprechend an. Die Betriebsspannung liefern zwei in Reihe geschaltete 3-V-Stabbatterien (Pertrix „259“). Der Batterieschalter S 2 ist mit dem Potentiometer P 1 kombiniert.

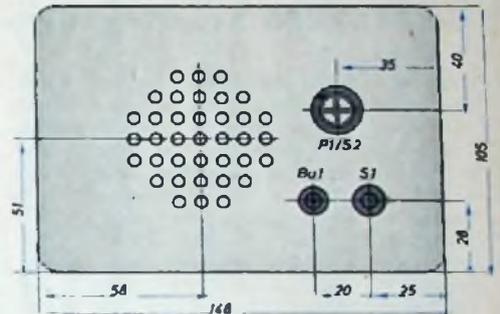
Der praktische Aufbau

Für den Signalverfolger fand das neue Subminitest-Metallgehäuse der Firma Leistner mit den Abmessungen 148×105×80 mm Verwendung. Bei der Anordnung der Einzelteile wurde von der Lage des Kleinlautsprechers (Wigo „PM 65“) ausgegangen. Rechts davon ist die Halterung für die beiden Batterien untergebracht. Diese Halterungsart gewährleistet guten Kontakt — jede Batterie wird von einer Feder in die Halterung gepreßt — und verhindert auch während des Transports und bei etwaiger Stoßbeanspruchung das Herausfallen der Batterien.

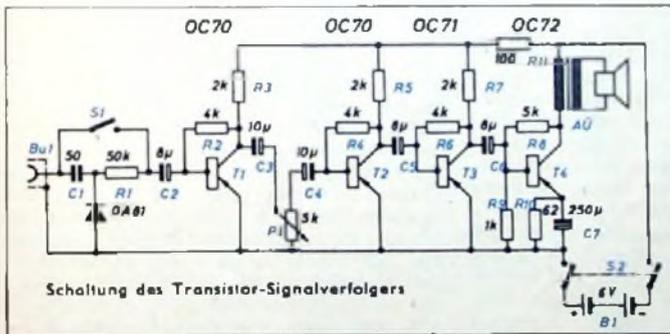
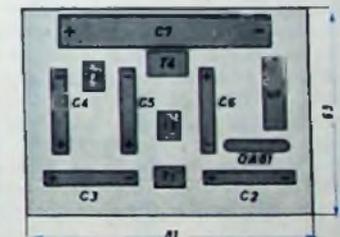
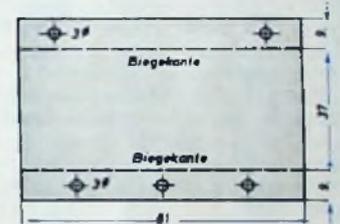
Über dem Lautsprecherchassis ist der Ausgangsübertrager montiert. Links davon wurde die Verdrahtungsplatte angeordnet, auf der die Widerstände, Kondensatoren und Transistoren Platz fanden. Alle Transistoren sind in Subminiaturfassungen gehalten, während die Elektrolytkondensatoren auf der Verdrahtungsplatte befestigt wurden. Die Widerstände sind unmittelbar an den Transistorenfassungen angelötet. Unterhalb der Verdrahtungsplatte (Abmessungen 63×81×1 mm, Pertinax) kann man



Außenansicht des Transistor-Signalverfolgers



Maße und Aufteilung der Frontseite



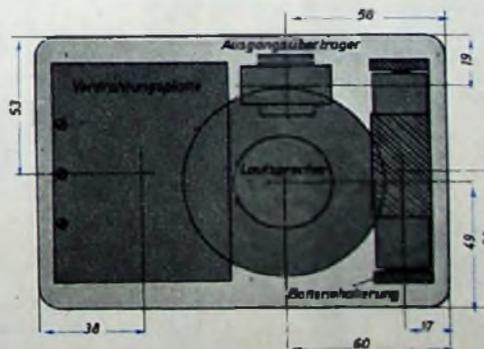
Schaltung des Transistor-Signalverfolgers

Haltwinkel zum Befestigen der Verdrahtungsplatte an der Frontseite des Gehäuses

Maße der Verdrahtungsplatte und Anordnung der Einzelteile auf der Verdrahtungsplatte

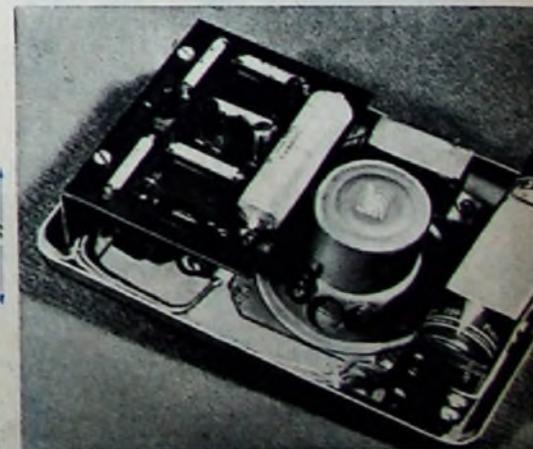
zu dieser Diode und über den Entkoppungswiderstand R 1 zum Kondensator C 2. Sämtliche Verstärkerstufen werden in Emitterschaltung betrieben. Die Kollektorwiderstände sind mit je 2 kOhm bemessen. Der Widerstand R 11 (100 Ohm) entkoppelt die Vorstufen spannungsmäßig gegenüber der Endstufe. Zwischen der ersten und zweiten Verstärkerstufe liegt der Lautstärkereglern P 1, der über die Elektrolytkondensatoren C 3, C 4 gleichstromfrei angeschlossen ist. Alle Kopplungskondensatoren sind ausreichend groß dimensioniert, um einen breiten Tonfrequenzbereich übertragen zu können.

Im Kollektorkreis der Endstufe liegt der Ausgangstransformator AU. Dafür eignet sich besonders der Spezialtyp „TK 001/Bv 3,3-10“ der Firma Labor W. Er paßt die Schwingspulen-Impedanz des



Einzelteilanordnung auf der Innenseite des Gehäuse-Frontteiles

Ansicht des Innenaufbaus mit Verdrahtungsplatte (links)



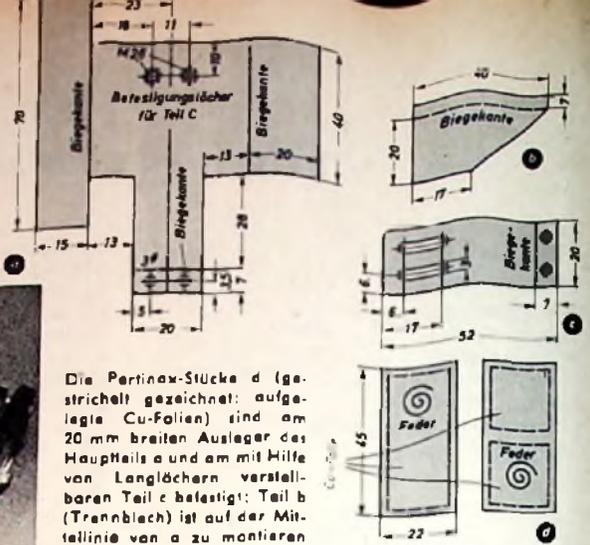
an der Frontplatte des Metallgehäuses die abgeschirmte Eingangsbuchse sowie das Potentiometer P1 mit dem Schalter S1 erkennen. Die Verdrahtungsplatte ist mit einem 37 mm hohen Winkel an der Frontplatte festgeschraubt.

Liste der Spezialteile

- Perm.-dyn. Lautsprecher „PM 65“ (Wigo)
- Kleinelektrolytkondensatoren (Stamans)
- Miniaturopotentiometer mit Schalter, 3 kOhm, log (Preh)
- Kippshalter, einpolig (Marquardt)
- Abgeschirmte Buchse „Mk 1“ (Parker)
- Miniaturdrehknopf (Dr. Mozar)
- Ausgangsübertrager „TK 001/Bv 3,3-10“ (Labor W)
- Metallgehäuse, 148x105x80 mm (Leitner)
- Stabbatterien „359“, 3 V (Partrix)
- Subminiaturfassungen, Spolig (Preh)
- Transistoren, 2 OC 70, OC 71, OC 72 (Valvo)

Einzelteile der Halterung für die beiden Stabbatterien des Signalverfolgers

Unten: Ansicht der Batteriehalterung



Die Perlinax-Stücke d (gestrichelt gezeichnet; aufgelegte Cu-Folien) sind am 20 mm breiten Ausleger des Hauptteils a und am mit Hilfe von Langlöchern verstellbaren Teil c befestigt; Teil b (Trännblech) ist auf der Mittellinie von a zu montieren

H. LENNARTZ

Gedruckte Schaltgruppen für Transistorgeräte

Transistorgeräte eignen sich besonders gut zur Miniaturisierung, da alle Bauteile und die Transistoren selbst nur sehr wenig Platz beanspruchen. Auf dem Rundfunksektor kommt dies besonders den Reiseempfängern zugute. Solche Empfänger bestehen im wesentlichen aus zwei großen Baugruppen: dem HF- bzw. ZF-Teil und dem NF-Teil. Die Firma J. K. Görlner brachte für industrielle Verwendung kürzlich zwei solcher Baugruppen für Transistorgeräte in gedruckter Schaltungstechnik auf den Markt.

Der ZF-Teil ist hauptsächlich für Kofferempfänger bestimmt, während der NF-Teil auch für Magnetton- oder Tonabnehmerverstärker geeignet ist. Beide Teile sind auf Platten von 60x110 mm untergebracht. Die räumliche Anordnung kann nebeneinander, im rechten Winkel zueinander oder mit den gelöteten Seiten gegeneinander unter Verwendung entsprechender Distanzrollen erfolgen.

Bild 1 zeigt die Schaltung der ZF-Platte „GS 404“. Die von den einschlägigen Firmen hergestellten ZF- und Mischtransistoren lassen sich praktisch ohne Leistungsunterschiede und ohne Änderungen der Bauinheit verwenden. Lediglich die Neutralisationskondensatoren müssen auf den jeweiligen Transistortyp abgestimmt werden. Die Baugruppen sind mit und ohne Transistoren lieferbar; auf Wunsch erfolgt der genaue Abgleich auf bestimmte Transistorsätze.

Niedrige Einbauhöhe erreichte man durch neue, besonders kleine ZF-Bandfilter. Die sechs Anschlußlötstellen haben genormte Abstände. Die Al-Cu-Haube ermöglicht eine direkte Lötverbindung mit der gedruckten

Schaltung. Da die Filter an der Unterseite durch ein eingelötetes Kupferblech abgeschirmt sind, erübrigen sich zusätzliche Abschirmmaßnahmen. Die Leerlauf-Kreisgüte ist etwa 160 und erniedrigt sich bei der Zusammenschaltung mit den Transistoren auf etwa 70.

Auf der ZF-Platte ist auch eine Oszillatorspule für den Mittelwellenbereich in der üblichen selbstschwingenden Mischschaltung untergebracht, bei der der Mischtransistor bezüglich des Oszillators in Basisschaltung arbeitet. Die im Bild 1 außerhalb der gestrichelten Umrandung angegebenen Teile (Doppeldrehkondensator und Ferritantenne) sind zusätzlich notwendig. Bei Verwendung eines Spezial-Drehkondensators (Hopt „S 24-00“) mit geeignetem Plattenschnitt für den Oszillatorkreis ist kein Padding-C notwendig.

Die Schwundregelung erfolgt an der Basis des ersten ZF-Transistors. Beim Regeln ändert sich der Innenwiderstand des Transistors, und die dadurch geringer werdende Dämpfung des angeschlossenen ZF-Kreises wirkt der Regelung entgegen. Daher hat sich bei Transistorempfängern die von Le Can vorgeschlagene Dämpfungdiode eingeführt. Auch hier bedämpft diese Diode von einem gewissen Wert der Regelspannung ab den ersten ZF-Kreis und hebt dadurch die entdämpfende Wirkung der Innenwiderstandserhöhung des ersten ZF-Transistors wieder auf. Der Arbeitspunkt wird durch einen Regler so eingestellt, daß die Diode erst dann leitet, wenn Vollaussteuerung erreicht ist.

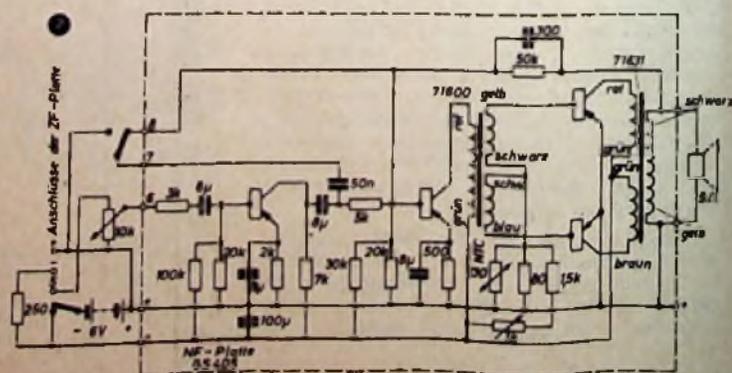
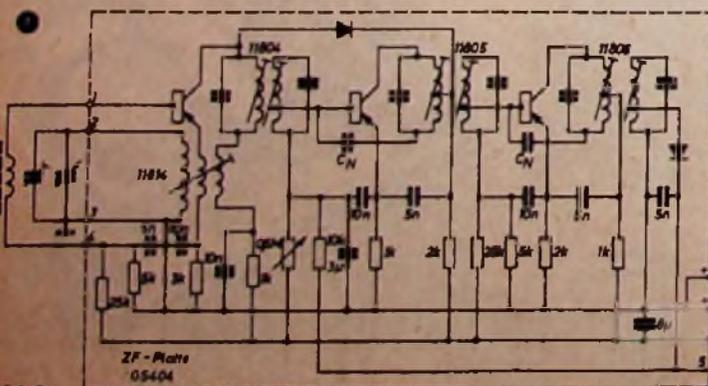
Die Bandbreite des ZF-Teils wird mit 5 kHz, die 9-kHz-Selektion mit 1:70 und die 18-kHz-Selektion mit 1:1500 angegeben. Mit 5 µV an der Basis des Misch-

transistors ergibt sich für 30% Trägermodulation 50 mW Sprechleistung.

Bild 2 zeigt die Schaltung der NF-Baugruppe „GS 405“ mit zwei Transistoren OC 71 in den Vorstufen und 2 OC 72 in der Endstufe (oder den Äquivalenztypen anderer Firmen). Treiber- und Ausgangstransformator sind mittels lötfähiger Haltebügel in der gedruckten Schaltung eingelötet. Die normalerweise vorgesehene Ausgangsimpedanz ist 5 Ohm. Damit wird eine maximale Sprechleistung von 0,3 W erreicht. Man kann aber mit einem Lautsprecher, der 3,5 Ohm Schwingpulswiderstand hat, und etwas erhöhter Aussteuerung der Endstufentransistoren bis auf 0,4 W Sprechleistung kommen. Eine Gegenkopplung von der Lautsprecherwicklung auf den Treibertransistor vermindert Verzerrungen und wirkt bei Zuschaltung eines Kondensators als Klangfarbenregler.

Auch im Bild 2 sind die außerhalb der gestrichelten Umrandung dargestellten Teile zusätzlich anzubringen (10-kOhm-Lautstärkereglerr, 6-V-Batterie, 250-Ohm-Widerstand zur Entkopplung des ZF-Teils, Lautsprecher). Die Batteriespannung ist hier mit 100 µF überbrückt, im ZF-Teil liegt hinter dem 250-Ohm-Widerstand ein 8-µF-Kondensator. Auf diese Weise kann auch bei steigendem Batterie-Innenwiderstand keine Selbsterregung eintreten.

Bei praktischen Versuchen mit den Platten wurden vom Verfasser im ZF-Teil Transistoren OC 44, 2x OC 45 und die Dioden 2x OA 85 (vorgesehen OA 70) eingesetzt. Die NF-Platte wurde mit 2x OC 802 in den Vorstufen und mit 2x OC 804 spez. in der Endstufe bestückt. Nach Einstellen des Arbeitspunktes der Dämpfungdiode und des Arbeitspunktes der NF-Stufe mit den dafür vorhandenen Reglern und Abgleich des ZF-Verstärkers war die Anordnung als MW-Empfänger betriebsbereit. Der NF-Verstärker war mit 10 mV am Eingang voll ausgesteuert.



Quarzfilter mit umschaltbarer Bandbreite 100 Hz bis 3 kHz

Bei der dichten Belegung aller Kurzwellenbänder muß heute der Amateurempfänger praktisch die gleiche Trennschärfe wie ein kommerzielles Gerät haben. Um eine hohe Trennschärfe zu erreichen, benutzt man schon seit längerer Zeit in den ZF-Stufen Quarzfilter. Zur Regelung der Bandbreite gibt es dabei verschiedene Möglichkeiten, zum Beispiel symmetrische Verstimmung der Kreise, zwischen denen der Quarz liegt (Empfänger „E 52, Köln“), oder die sogenannte Phasing-Einstellung („BC 348“). Die erste Art der Regelung hat den Nachteil, daß bei Schmalstellung Nebenmaxima auftreten, die eine Verschlechterung der Weitabselektion bedingen. Bei der Phasing-Einstellung sind die Flanken der Durchlaßkurve unsymmetrisch; dies wird zwar oft als Vorteil angepriesen, erschwert aber die Bedienung und kann daher nur als Notbehelf angesehen werden. Aus diesen Gründen ist auch die Reihenschaltung mehrerer solcher Filter nicht möglich, da der Gleichlauf der Phasing-Einstellung sehr schwer zu erreichen ist.

Das Filter ist für eine ZF von 525 kHz bemessen und hat vier feste Bandbreitenstellungen, und zwar ± 100 Hz, ± 500 Hz, $\pm 1,5$ kHz und ± 3 kHz. Die Bandbreite bezieht sich auf die Punkte der ZF-Durchlaßkurve, bei denen die Verstärkung des ZF-Teils um 3 dB zurückgegangen ist. Bei der Berechnung des Filters wurden neuartige Rechenmethoden angewandt, wodurch eine optimale Weitabselektion erreicht wird (keine Nebenmaxima). Die Flankensteilheit ist nahezu unabhängig von der Bandbreite und im Gegensatz zu älteren Filtern bei schmalen Bandbreiten besser. Ein besonderer Vorteil ist, daß mehrere Filtereinheiten (getrennt durch eine Röhre) hintereinandergeschaltet werden können, so daß eine Flankensteilheit erreicht werden kann, die einem mechanischen Filter nicht nachsteht, wobei aber die Möglichkeit der veränderbaren Bandbreite erhalten bleibt. Da das Filter eine vernachlässigbare Durchlaßdämpfung hat, ist eine hohe Stufenverstärkung möglich. Das Filter ist elektrisch stabil und in seinen Eigenschaften praktisch temperaturunabhängig.

Zum Aufbau des Filters sind keine Spezialteile erforderlich, so daß bei Vorhandensein einiger Meßgeräte der Nachbau durch den Amateur ohne weiteres möglich ist, zumal auch die Quarze zu mäßigem Preis im Handel erhältlich sind.

Telefunken hat Unterlagen herausgegeben, die es dem Amateur ermöglichen sollen, das Quarzfilter selbstzubauen. Die folgenden Angaben beziehen sich (bis auf einige Ergänzungen bezüglich der Meßmittel) auf Angaben von Telefunken. Die Einzelteile sind beim einschlägigen Fachhandel erhältlich.

Der Verfasser hat bereits seit längerer Zeit einen selbstgebauten Kurzwellenempfänger mit einem zweistufigen Quarzfilter (Doppelquarzfilter) der beschriebenen Art in Benutzung. Die vorzügliche Trennschärfe, vor allem in der schmalsten Stellung (± 100 Hz), wird von keinem der modernsten amerikanischen Amateurempfänger erreicht.

Schaltung des Quarzfilters

Bild 1 zeigt die Schaltung eines einzelnen Quarzfilters. Es handelt sich um ein dreikreisiges Bandfilter vom Tschebyscheff-

schen Typ. Ein solches Filter hat keine Dämpfungspole im Endlichen. Bei den großen Bandbreiten ist das Filter überkritisch, bei den schmalen Bandbreiten unterkritisch gekoppelt. An den Eingang kann entweder eine Pentode oder eine Triode angeschlossen werden. Bei Geradeausverstärkung wird mit einer Pentode eine 35fache Verstärkung erreicht. Liegt das Filter im Anodenkreis einer Triodenmischstufe, dann kann man bei einer gegengekoppelten ECC 81 noch mit einer etwa 2,5fachen Mischverstärkung rechnen. Für viele Zwecke ist die hohe Kapazität (C 1) von 1000 pF sehr angenehm. Sie bildet zunächst einen wirksamen Nebenschluß für unerwünschte Frequenzen (zum Beispiel für Mischprodukte). Für den Amateur ist es ferner besonders vorteilhaft, daß die Leitungen zum Eingang und Ausgang des Filters unkritisch sind. Es können ohne weiteres längere abgeschirmte Leitungen (kapazitätsarm, zum Beispiel „Sinepert“) benutzt werden. Die Lage des Filters im Empfänger läßt sich daher fast ausschließlich nach aufbaumäßigen Gesichtspunkten festlegen. Auch ist es möglich, das Filter als Zusatzgerät zu einem vorhandenen Empfänger zu benutzen und eventuell einen „Q 5er“ damit aufzubauen. Dabei ist jedoch zu beachten, daß die folgenden Angaben sich ausschließlich auf die ZF von 525 kHz beziehen. Parallel zur Sekundärseite des Eingangskreises liegt eine vorgespannte Germaniumdiode G 1 (OA 151). Diese Diode schützt den Quarz vor Überlastung durch zu große ZF-Spannungen. Die Schwingkreise sollen in fertig aufgebautem Zustand eine Güte von 170 ... 180

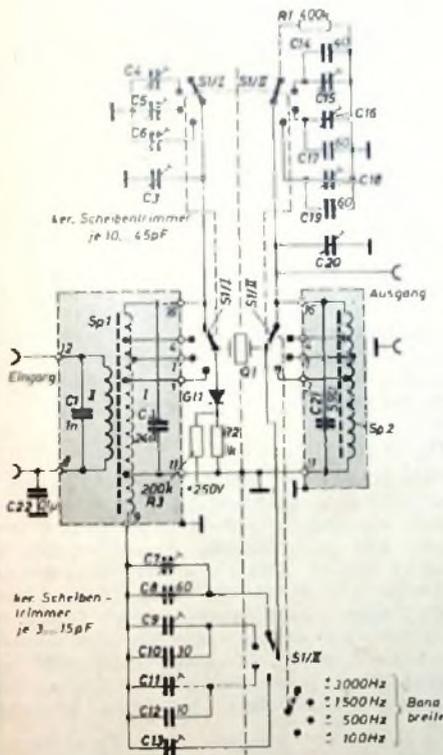


Bild 1. Schaltung des neuartigen Quarzfilters

Bei nur einer festen Bandbreite kann man Quarzbrückenfilter oder mechanische Filter (Collins) verwenden. Eine Veränderung der Bandbreite ist dann aber nur durch Umschaltung auf eine andere Einheit zu erreichen. Quarzbrückenfilter sind zudem schwer zu symmetrieren und erfordern einen großen Aufwand. Mechanische Filter sind sehr teuer.

In den modernen kommerziellen Telefunken-Empfängern ist nun ein neuartiges Quarzfilter enthalten, das die Nachteile der oben angegebenen Filter vermeidet.

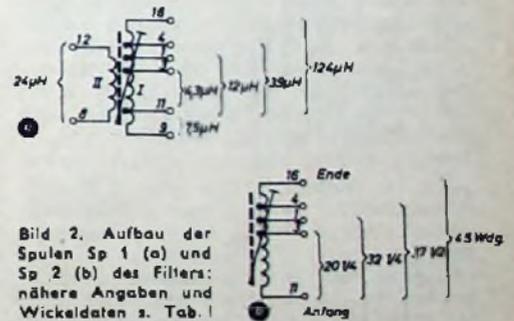


Bild 2. Aufbau der Spulen Sp 1 (a) und Sp 2 (b) des Filters; nähere Angaben und Wickeldaten s. Tab. 1

Tab. 1. Wickeldaten für Eingangskreis (Sp 1) und Ausgangskreis (Sp 2) des Quarzfilters nach Bild 1

Spule	Wicklung	HF-Litze	Anschluß ¹⁾	Wdg.	Kammer	Kern Typ	
Sp 1	I	20 x 0,05 CuLS	Anfang 16	0	1	Schalenkern „N 23/17 B-FH“ Schraubkern „GW 7/22 FC-F“ Spulenkörper Keramik „Sp 93/3-C“ (Vogt & Co.)	Komplett aufgebaute Spule (im Abschirmbecher) auf 124 µH zwischen Anschluß 16 und 11 einstellen
			Abgriff 4	20 1/4			
	Abgriff 1		32 1/4				
	Abgriff 3		37 1/4				
II ²⁾	20 x 0,05 CuLS	Ende 9	55				
		Anfang 12	0				
Sp 2		20 x 0,05 CuLS	Ende 8	33	gleichmäßig auf drei Kammern verteilen	desgl.	desgl.
			Anfang 11	0			
			Abgriff 3	20 1/4			
			Abgriff 1	32 1/4			
			Abgriff 4	37 1/4			
Ende 16	46						

¹⁾ Anschlüsse sind gleichlautend mit den Anschlüssen der Abschirmbecher nach Bild 1

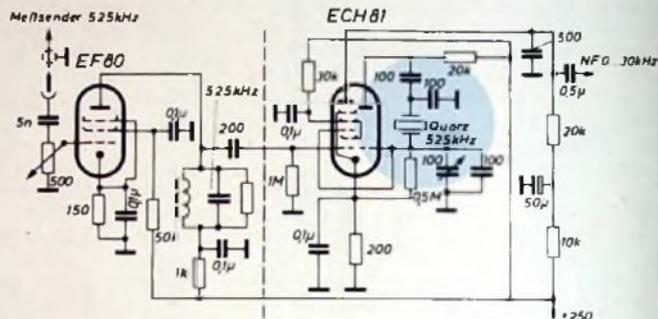
²⁾ Bei Triodenvorstufen kann Wicklung II auf 18 Wdg. erniedrigt werden, dann ist C 2 im Bild 1 auf 530 pF zu erhöhen.

Position	Anzahl	Gegenstand	Fabrikat
C 1	1	Styroflexkondensator, 1000 pF	NSF
C 2	1	Keramischer Kondensator „R 40“, 240 pF	Rosenthal
C 3, C 4, C 5, C 6, C 15, C 16, C 18, C 20 C 7, C 9, C 11, C 13	8	Keramische Scheibentrimmer „12 Triko 10/45 D 90“, 10...45 pF	Stettner
C 8, C 17, C 19	4	Keramische Scheibentrimmer „12 Triko 3/16 D 20“, 3...16 pF	Stettner
C 10	3	Keramische Kondensatoren „R 15“, 60 pF	Rosenthal
C 12	1	Keramischer Kondensator „R 15“, 30 pF	Rosenthal
C 14	1	Keramischer Kondensator „R 15“, 10 pF	Rosenthal
C 21	1	Keramischer Kondensator „R 15“, 40 pF	Rosenthal
C 22	1	Keramischer Kondensator „R 40“, 890 pF	Rosenthal
R 1	1	Papierkondensator „Eroid Kc 410/4“, 0,1 µF/400 V	Ero
R 2	1	Schichtwiderstand, 400 kOhm, 1/4 W	
R 3	1	Schichtwiderstand, 1 kOhm, 1/2 W	
S 1/1	1	Schichtwiderstand, 200 kOhm, 1/2 W	
S 1/1	1	Schalterebene nach Mayr-Zehg. Nr. ESK 1132-1 (4)	Mayr
S 1/11	1	Schalterebene nach Mayr-Zehg. Nr. ESK 1132-2 (4)	Mayr
Q 1	1	Filterquarz nach Bv. 50-2680-00-17 mit Ersatzkapazität und Fassung	Telefunken
Ql 1	1	Germaniumdiode OA 151	Telefunken

Tab. II. Einzelteile eines einstufigen Filters

die Resonanzkurven des Filters genau aufnehmen will. Bei amateurmäßigem Abgleich kann man gegebenenfalls aber auch einen Frequenzvergleich mit einem Tongenerator durchführen. Hierzu mischt man die vom Frequenzumsetzer gelieferte NF in einer Germaniumdiode mit der Frequenz des Tongenerators und stellt den Schwebungsnullpunkt fest. Auch mit einem Oszillographen läßt sich die vom Umsetzer gelieferte Frequenz leicht messen (Frequenzvergleich mit einem NF-Generator; Erzeugung eines Kreises oder einer Ellipse

Bild 3 (unten). Schaltung eines Frequenzumsetzers



haben. Die Abschirmzylinder müssen einen Innendurchmesser von mindestens 34 mm und eine Höhe von 90 mm aufweisen. Der keramische Spulenkörper hat drei Kammern und liegt in einem Schalenkern (s. Tab. I), die verdrillten Enden der Spulenabgriffe müssen kurz nach ihrem Austritt aus dem Schalenkern verlötet werden. Bei längeren verdrillten Enden wird die Spulengüte geringer. Der Aufbau der Spulen geht aus den Bildern 2a und 2b hervor.

Die Messung der Spulengüte kann durch eine Bandbreitenmessung am komplett aufgebauten Filter erfolgen. Der zweite Kreis des Filters wird mit 1 kOhm bedämpft, damit keine Rückwirkungen auf den ersten Kreis auftreten können. Der Quarz und die Diode G11 werden bei der Messung entfernt. Zur Messung der Resonanzspannung am Kreis dient ein Röhrenvoltmeter. Dieses darf natürlich den Kreis nicht zusätzlich bedämpfen. Zunächst wird der Meßsender mit dem Meßkreis in Resonanz gebracht. Daraufhin wird die Spannung am Meßsender um den $\sqrt{2}$ -fachen Betrag erhöht. Der Meßsender wird dann einmal nach hohen Frequenzen und einmal nach tiefen Frequenzen hin so weit verstimmmt, bis sich am Röhrenvoltmeter wieder die gleiche Spannung zeigt. Aus der Differenz b dieser beiden Frequenzen und der Mittelfrequenz f (525 kHz) kann man dann die Güte nach der Formel

$$Q = \frac{f}{b}$$

ermitteln. Ist die gemessene Bandbreite (die Frequenzdifferenz) 3100 Hz, dann ist die Güte $Q = 525\,000/3100 = 170$. Die Ermittlung der Bandbreite ist besonders einfach, wenn die für den weiteren Abgleich des Quarzfilters ohnehin erforderlichen Meßmittel (Frequenzumsetzer und Frequenzzeiger) zur Verfügung stehen.

Die Meßmittel

Die zum Abgleich des Filters erforderlichen Meßmittel sind zwar nicht ungewöhnlich, jedoch müssen gegebenenfalls einige Zusatzgeräte erst gebaut werden. Zunächst wird ein Meßsender mit einem Ausgang für eine konstante Spannung von etwa 2 V und einem weiteren Ausgang, an

dem sich die Spannung zwischen 100 μ V und 100 mV regeln läßt, benötigt. Da viele Meßsender keinen Ausgang für eine feste Spannung von 2 V haben oder diese Spannung kleiner ist, muß man gegebenenfalls zwischen Meßsenderausgang und den daran anzuschließenden Frequenzumsetzer eine Röhre schalten. Die Spannung am Eingang des Umsetzers ist dann der jeweiligen Einstellung des Meßsenders anzupassen.

Als weiteres Gerät wird der bereits erwähnte Frequenzumsetzer mit 525 kHz Quarzoszillator benötigt. Die Frequenz dieses Oszillators muß um den Betrag der Schleif-Üngenaugigkeit des Quarzes gezogen werden können. Der Frequenzumsetzer soll einen NF-Ausgang für einen Frequenzzeiger und für einen Kopfhörer haben. Bild 3 zeigt einen Schaltungsvorschlag des Verfassers.

Der Frequenzumsetzer dient dazu, um bei der Aufnahme der Durchlaßkurve des Filters die vorgenommene Verstimmung des Meßsenders möglichst genau zu messen, da man kaum an einem Meßsender Frequenzabweichungen von einigen 100 Hz mit ausreichender Genauigkeit ablesen kann. Die erzeugte Differenzfrequenz läßt sich jedoch leicht mit einem Frequenzzeiger oder einem Oszillographen messen.

Die Anschaffung eines Quarzes für 525 kHz bedeutet natürlich eine größere Ausgabe. Ein stabil aufgebauter normaler Oszillator für 525 kHz dürfte aber für amateurmäßigen Abgleich auch ausreichen. Es muß natürlich dafür gesorgt werden, daß ein solcher Oszillator mit konstanten Betriebsspannungen betrieben und vor der Messung einige Stunden eingebraunt wird. Die Frequenzkonstanz kann recht gut mit dem Quarzfilter in der Stellung ± 100 Hz vor dem letzten Feinabgleich kontrolliert werden. Der Umsetzer ist mechanisch und elektrisch sehr sorgfältig aufzubauen, damit der Oszillator nicht bei niedrigen Differenzfrequenzen von der Meßsendenfrequenz „mitgenommen“ wird.

Zur Messung der im Frequenzumsetzer erzeugten Differenzfrequenz ist ein Frequenzzeiger (bis 30 kHz) zweckmäßig. Ein solches Gerät wurde u. a. in FUNK-TECHNIK Bd. 12 (1957) Nr. 10, S. 327-328 beschrieben und ist sehr bequem, wenn man

bei Frequenzgleichheit). Eine andere Methode besteht darin, das Kippgerät mit einer äußeren bekannten Frequenz (etwa der Netzfrequenz) fest zu synchronisieren und die sichtbaren Kurvenzüge abzuzählen¹⁾. Zur Ermittlung der Weitabselektion genügt oberhalb 10 kHz gegebenenfalls auch schon die Genauigkeit der Meßsendereichung.

Als letztes Gerät wird ein Röhrenvoltmeter mit Meßbereichen von 3 mV ... 3 V benötigt. Häufig sind Geräte mit geringerer Empfindlichkeit vorhanden (Audionvoltmeter oder Diodevoltmeter). In diesem Falle könnte man sich durch Vorschalten eines Verstärkers, bestehend aus einer Pentode (z. B. EF 80) mit einem nicht zu schmalbandigen 525-kHz-Kreis im Anodenkreis, behelfen. Die Verstärkung einer solchen Röhre ist so hoch, daß dahinter ein normales Audionröhrenvoltmeter geschaltet werden kann.

Der Abgleich des Filters

Bild 4 zeigt den Meßaufbau mit den oben angegebenen Meßgeräten. Das Filter muß zum Abgleich zwischen zwei Röhren liegen. Die erste Röhre ist zweckmäßigerweise die im Betrieb später vorgesehene Röhre (z. B. Mischröhre oder ZF-Pentode). Zu Beginn der Messung ist der Quarz zu entfernen und gegen sein Ersatz-C auszutauschen. Diese Ersatzkapazität wird bei Bestellung (ausdrücklich anfordern) der Quarze mitgeliefert. Mit dem Ersatz-C

¹⁾ Rose, G.: Frequenz- und Zeitmessung. FUNK-TECHNIK Bd. 13 (1958) Nr. 2, S. 49

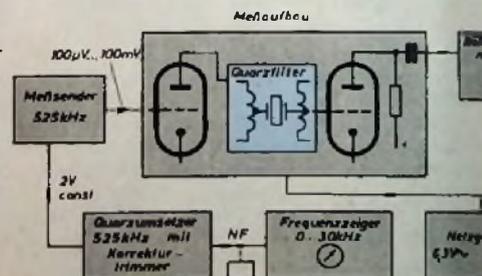
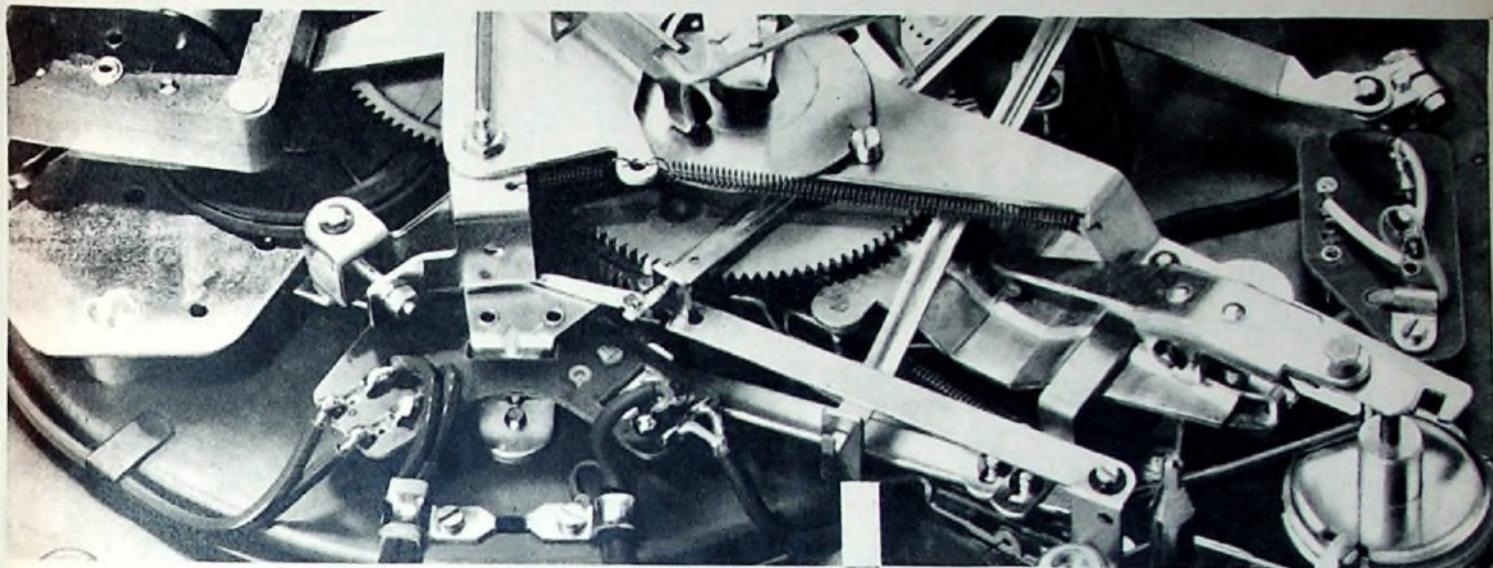


Bild 4. Meßaufbau zur Aufnahme der Resonanzkurven des Filters mit umschaltbarer Bandbreite

DUAL Präzision

auch im *party* Koffer



Verstärkerkoffer
DUAL *party* 295 V DM 238.—



Wechslerkoffer
DUAL *party* 1004 DM 198.—



Phonokoffer
DUAL *party* 295 DM 108.—



Heimphono
DUAL *siesta* DM 84.—



Gebrüder Steidinger, St. Georgen / Schwarzwald

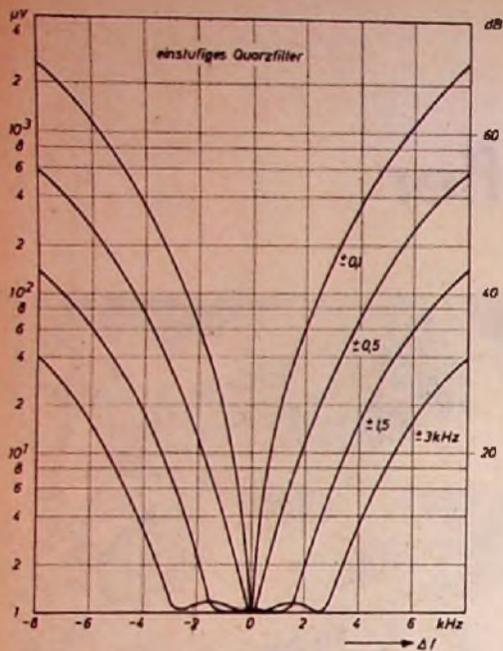


Bild 5. Durchlaßkurven eines einstufigen Filters

nehmen, so daß sich genau Schwebungsnull ergibt. Diese Einstellung des Frequenzumsetzers muß während des gesamten Abgleichvorganges stabil erhalten bleiben. Ein hier auftretender Restfehler soll den Betrag von ± 25 Hz nicht überschreiten.

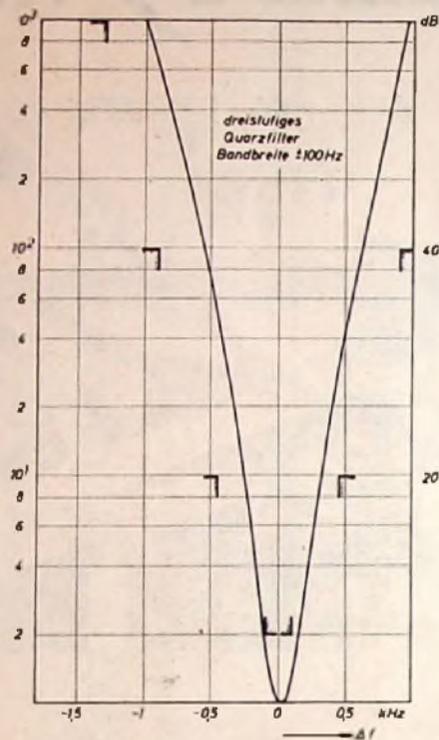


Bild 7. Durchlaßkurve eines dreistufigen Filters in der Bandbreitenstellung ± 100 Hz

Der eigentliche Abgleich beginnt in der Stellung ± 3 kHz. Der Quarz ist wieder gegen sein Ersatz-C auszutauschen. Mit den Trimmern C 3 und C 20 wird auf Maximum, mit dem Neutrottrimmer C 7 auf das scharfe Minimum der ZF-Spannung abgestimmt. Dieser Vorgang ist so lange zu wiederholen, bis ein Endzustand erreicht ist. Anschließend wird auf die Bandbreite $\pm 1,5$ kHz umgeschaltet (Ersatz-C bleibt). Nun sind die Kreistrimmer C 4 und C 15 sowie der Neutrottrimmer C 9 in gleicher Weise wie in der Stellung ± 3 kHz abzustimmen. Anschließend wird in der Stellung ± 500 Hz mit den Kreistrimmern C 5, C 16 und dem Neutrottrimmer C 11 sowie in Stellung ± 100 Hz mit den Kreistrimmern C 6, C 18 und dem Neutrottrimmer C 13 genauso verfahren. Nach Beendigung des Abgleichvorgangs entfernt man das Ersatz-C und steckt den Filterquarz ein. Mit Hilfe des Meßaufbaues nach Bild 4 können nun die Selektionskurven aufgenommen werden.

Da die Neutrottrimmer an beiden Anschlußenden HF-Spannungen führen, tritt durch das Anlegen des Trimmenschlüssels eine gewisse Verstimmung auf. Der Neutrottrimmer ist deshalb so einzustellen, daß die ZF-Spannung nach Abheben des Schlüssels in das Minimum zurückgeht.

Wenn ein abgeglichenes Filter als Ganzes in einen anderen Aufbau eingesetzt wird, dann darf man den Ausgleich der Kapazitäten nur in der Bandbreitenstellung ± 3 kHz an den Trimmern C 3 und C 20 vornehmen. Sämtliche anderen Kreis- und Neutrottrimmer bleiben unverändert.

Filterkurven sind in den Bildern 5 bis 9 dargestellt. Diese Kurven sind bei sorg-

fältigem Abgleich ohne weiteres zu erreichen. Bei den beiden Bandbreiten ± 3 kHz und $\pm 1,5$ kHz ergeben sich jeweils drei Höcker, die durch den Aufbau als Dreikreisfilter bedingt sind.

Schaltung eines ZF-Verstärkers mit Doppelquarzfilter

Die Schaltung eines vollständigen ZF-Verstärkers mit zwei der neuen Filter ist im Bild 10 wiedergegeben. Das erste Filter ist an eine Röhre ECH 81 angeschlossen, die zum Beispiel die zweite Mischröhre eines Doppelsupers sein kann. Als zweite

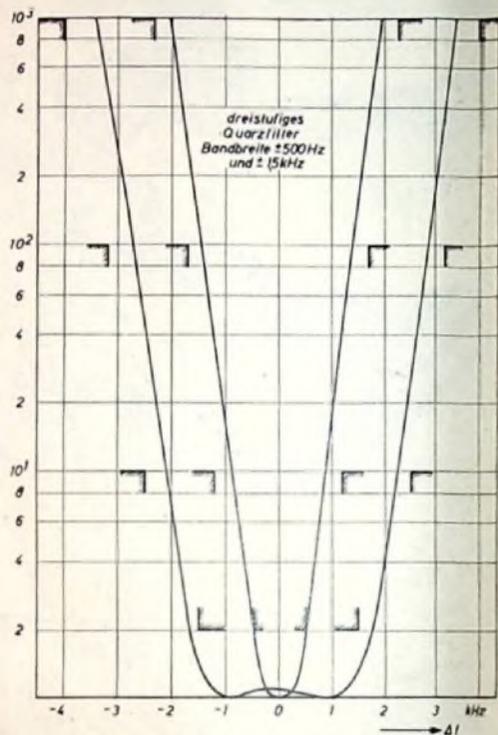


Bild 8. Durchlaßkurven eines dreistufigen Filters. Stellung ± 500 Hz und $\pm 1,5$ kHz

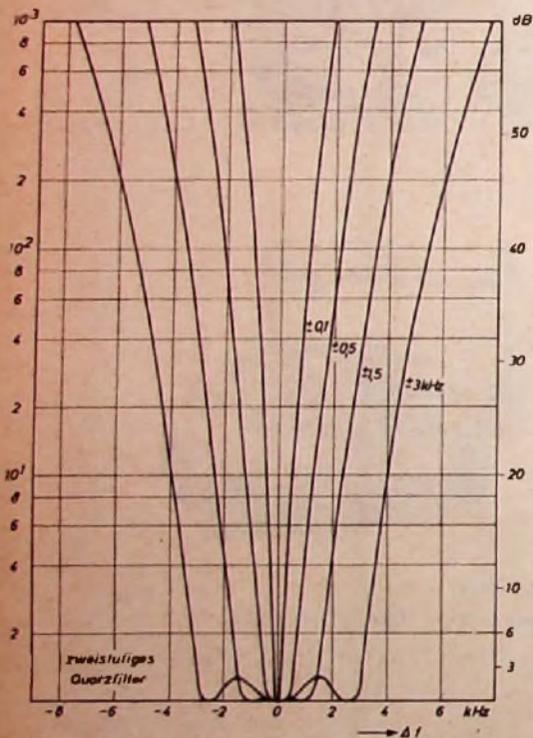


Bild 6. Durchlaßkurven eines zweistufigen Filters

kann die durch die Quarzhalterkapazität verursachte unerwünschte Kopplung zwischen den beiden Kreisen neutralisiert werden. Es entsteht so ein zweikreisiges stark unterkritisch gekoppeltes Filter, das nur noch auf das Maximum der ZF-Amplitude abgestimmt werden muß. Da eine leichte Wechselwirkung zwischen Neutrotkreis und Spulenkreis vorhanden ist, sind die Kreise mehrmals wechselseitig nachzustimmen, bis ein Endzustand erreicht ist. Nach diesem Abgleich wird das Ersatz-C wieder gegen den Filterquarz ausgetauscht.

Zu Beginn des eigentlichen Abgleichs bringt man das Filter in Stellung ± 100 Hz und stellt den Meßsender genau auf die Resonanzspitze des Quarzes ein. Anschließend ist eine Frequenzkorrektur des Oszillators des Frequenzumsetzers vorzu-

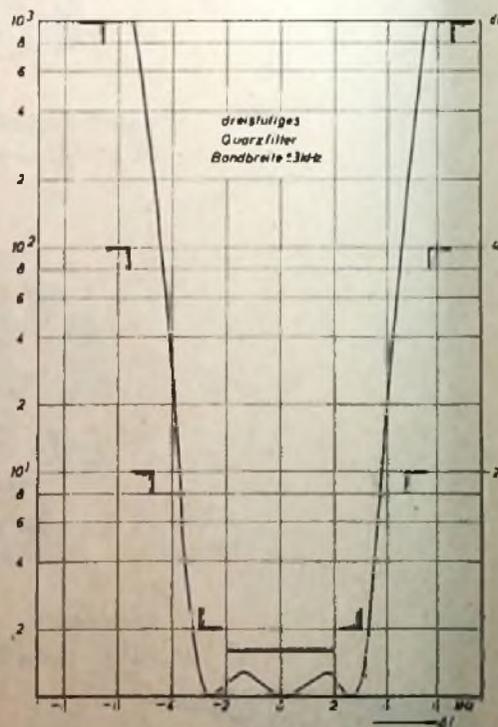


Bild 9. Durchlaßkurve eines dreistufigen Filters. Stellung ± 3 kHz

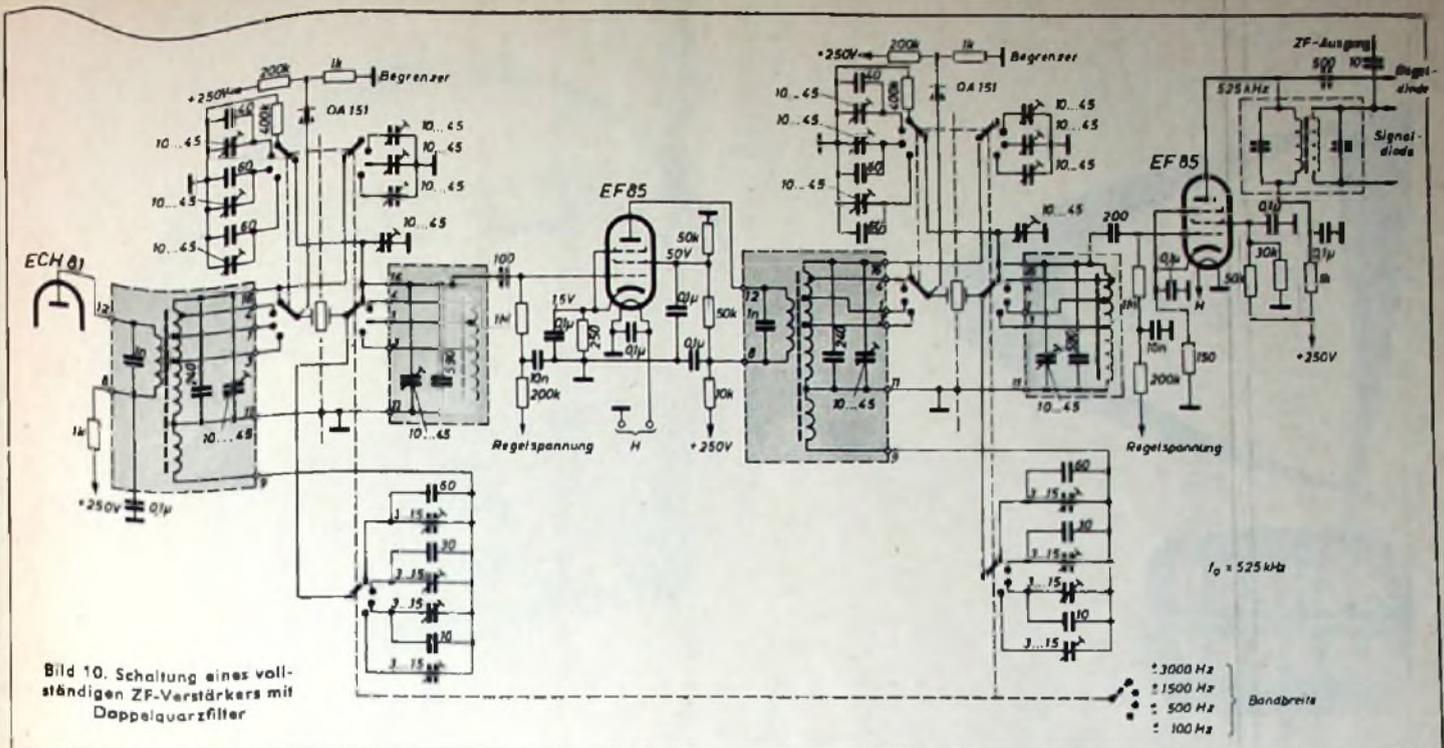
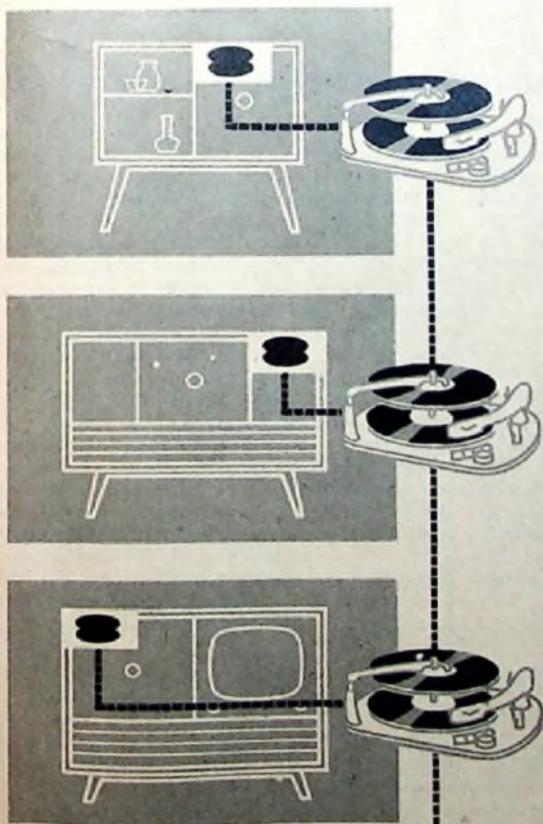


Bild 10. Schaltung eines vollständigen ZF-Verstärkers mit Doppelquarzfilter

Röhre kommt eine EF 85 zur Anwendung, die in der üblichen Weise schwundgeregelt wird. Die Verwendung dieser stellen Regelröhre EF 85 ist hier durchaus zweckmäßig, da die Stufenverstärkung geringer als bei ZF-Verstärkern mit einem normalen Bandfilter ist.

Auch in der zweiten Stufe empfiehlt sich die Verwendung einer schwundgeregelten Röhre EF 85. In den Anodenkreis dieser Röhre kann man ein Bandfilter einbauen. Es würde aber auch ein Einzelkreis genügen, denn die Selektivität dieses Kreises trägt praktisch nicht mehr zur Gesamt-

selektion des ZF-Verstärkers bei. Die Gesamtselektion wird ausschließlich durch die Selektionskurven der Quarzfilter bestimmt. Eine Dämpfung des an der letzten Röhre angeschlossenen Kreises durch die Signal- oder Schwundregeldiode ist daher ohne Bedeutung.



Sicherheit als Mitgift

TELEFUNKEN-Plattenwechsler sind in Truhen und Vitrinen sehr beliebt, weil man die Sicherheiten schätzt, die sie bei ihrem Einbau bieten:

- Sprichwörtliche Narren- und Betriebssicherheit
- Zuverlässigkeit im Gleichlauf
- automatische Nullstellung nach Spielende
- sicherer Sitz in der Montageplatte bei einfachster, zeit- und kostensparender Montage
- Wechselachse und Plattenhalter fest eingebaut und sicher vor Verlust
- einfachste Umstellung von 50 Hz auf 60 Hz, daher auch bei Einzelverkauf exportsicher
- durch Horizontal-Plattenhalter und „Plattenlift“-Wechselachse beste Sicherheit für Schonung der Platten

Bauen Sie Sicherheiten ein – bauen Sie Plattenwechsler von TELEFUNKEN ein



Wer Qualität sucht – findet zu

TELEFUNKEN



6 Kreise, Mittel und Kurz, eingebaute Ferritantenne, Anschluß für Außenantenne, Netz- und Batteriebetrieb.

Preis o. B. DM 149.- Anodenbatterie DM 11.25

Musik zum Mitnehmen

H. RICHTER

Transistorstabilisiertes, regelbares Kleinspannungs-Netzgerät

Mit Röhren stabilisierte Netzgeräte arbeiten je nach Aufwand ausgezeichnet, haben jedoch den Nachteil, daß sie sich zur Konstanthaltung kleiner Gleichspannungen (wenigstens ohne zusätzliche Hilfsschaltungen mit erheblichem Aufwand) nicht gut eignen. Bei Verwendung von Zenerdioden zur Erzeugung der Referenzspannung kann man zwar, wie ein interessanter Vorschlag [1] zeigt, mit geringen Mitteln die Ausgangsspannung bis auf 60 V herabregeln. Da man jedoch bei Kleinspannungen meistens größere Ströme benötigt, kommt auch diese Lösung für ein ausgesprochenes Kleinspannungsgerät mit guter Stabilisierung nicht in Betracht.

Nun lassen sich mit Transistoren weitgehend den Röhrenschaltungen äquivalente Anordnungen bauen, und es zeigt sich, daß man mit diesen Systemen Kleinspannungen (< 20 V) hinsichtlich Stabilisierung und Regelbarkeit sehr gut beherrschen kann; das wird durch die weite Aussteuerbarkeit der Transistoren bis zu Bruchteilen eines Volt ermöglicht. Dem Verfasser sind außer einem Schaltungsvorschlag der Firma Valvo, der jedoch nur eine geringe Regelbarkeit der Ausgangsspannung zuläßt (im übrigen aber ausgezeichnete Eigenschaften hat), und einigen ausländischen Arbeiten, in denen jedoch andere Wege eingeschlagen werden, keine Veröffentlichungen über dieses Problem bekanntgeworden. Die folgenden Ausführungen behandeln ein auf Untersuchungen des Verfassers [2] beruhendes stabilisiertes Transistor-Netzgerät, das

eine kontinuierliche Herabregelung der Spannung bis auf Null unter fast voller Aufrechterhaltung der Stabilisierung und des sich daraus ergebenden kleinen Ausgangswiderstandes (< 0,1 Ohm) bzw. der Unempfindlichkeit gegen Schwankungen der Eingangsspannung gestattet.

Die Schaltung

Die im Bild 1 wiedergegebene Schaltung arbeitet mit drei für die Regelung bestimmten Transistoren. Die Betriebsspannung wird einem Netztransformator T_r entnommen, der über zwei Sekundärwicklungen (je 18 V_{eff}, 0,5 A) verfügt. Die Spannungen beider Wicklungen werden mit Selengleichrichtern $G11$ und $G12$ in Grätzschaltung (B 25 C 450 kl der AEG)

gleichgerichtet. Eine bessere, aber teurere Lösung ergibt sich bei Verwendung moderner Germanium- oder Siliziumgleichrichter (zum Beispiel Valvo OA 31, SAF OY 311, TeKaDe G 2, Intermetall OY 6041), die in Doppelwegschaltung geringere Verluste und einen kleineren Spannungsrückgang bei Belastung haben sowie weniger Raum benötigen. Die Spannung von $G11$ liegt an einem Ladekondensator von 500 μ F und gelangt über die Kollektor-Emitterstrecke des Transistors $T1$ zu den Ausgangsklemmen. Dieser Transistor hat die gleiche Aufgabe wie die Leistungsröhre in Röhrengeräten. Der Innenwiderstand der Kollektor-Emitterstrecke wird in Abhängigkeit von kleinen Schwankungen der Eingangs- und Ausgangsspannung so gesteuert, daß diese Schwankungen weitgehend ausgeglichen werden.

Zur Steuerung der Basis von $T1$ dienen die Transistoren $T2$ und $T3$. An dem Potentiometer $P2$ wird ein Teil der Ausgangsspannung abgegriffen und der Basis von $T2$ zugeführt. $T2$ arbeitet in Emitterschaltung, d. h., der Emitter dieses Transistors liegt an einer möglichst stabilen, aber kontinuierlich regelbaren Referenzspannung, die hier durch zwei Neumann-

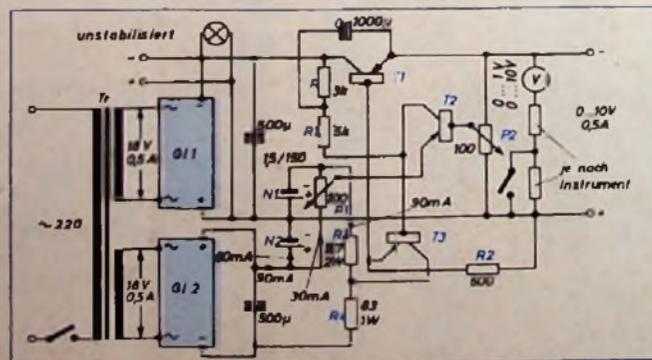


Bild 1. Schaltung des Gerätes

Stabilisationszellen N 1 und N 2 (Typ „1,5/150“) erzeugt wird. Diesen Zellen wurde aus folgenden Gründen der Vorzug gegeben: Das Potentiometer P 1, das parallel zu den Zellen liegt und die Regelbarkeit der Referenzspannung ermöglicht, muß relativ niederohmig sein, um die Stabilisierungseigenschaften der Schaltung nicht durch einen als Gegenkopplung wirkenden Spannungsabfall zu verschlechtern. Das führt zu großen Querströmen durch das Potentiometer, so daß der gesamte vom Gleichrichter G12 gelieferte Speisestrom für die Referenzstromquelle einschließlich Potentiometerstrom ebenfalls groß ist (etwa 80 mA). Demnach erzeugen Netzspannungsschwankungen, die auch entsprechende Schwankungen der Speisepotentialen hervorrufen, eine relativ große Absolutschwankung des Speisestroms, die sich unmittelbar auf die mit konstanter Spannung arbeitende Referenzbatterie auswirkt. Abgesehen von Zenerdioden mit großen Zenerströmen (z. B. Intermetall-Typen ZL 6, ZL 7 und ZL 8) können übliche Zenerdioden diese Stromschwankungen jedoch nicht mehr aufnehmen, d. h., sie würden bei den zu erwartenden Netzspannungsschwankungen über den Regelbereich hinaus angesteuert werden; das wäre für die Dioden schädlich und würde zu erheblichen Referenzspannungsänderungen führen.

Gepufferte Kleinakkumulatoren auf Cadmium-Nickelbasis können den Forderungen zwar gerecht werden, aber der je nach Benutzungsdauer des Gerätes sich mehr oder weniger willkürlich einstellende Ladestand führt zu einer schlechten Reproduzierbarkeit der Ausgangsspannung, ganz abgesehen davon, daß man beim Abschalten des Gerätes stets die Zuleitung

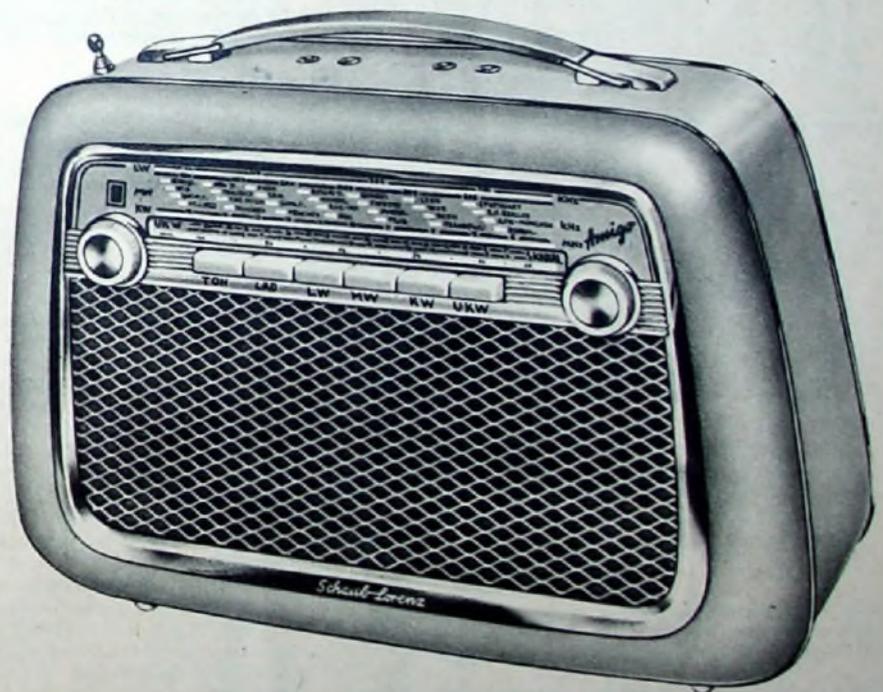
zu P 1 unterbrechen müßte. Bei den Neumann-Zellen fallen die geschilderten Bedenken fort, und der Betriebsstrom durch die Zellen ist groß gegenüber den möglichen Absolutschwankungen des Speisestroms, so daß die Referenzspannung bei den üblichen Netzspannungsschwankungen mit Sicherheit stabil bleibt.

Die Zellen werden über R 3 und R 4 dauernd mit etwa 80 mA Gleichstrom versorgt. Der besondere Gleichrichter G12, zusammen mit der zweiten Wicklung des Netztransformators, ist aus zwei Gründen erforderlich. Erstens benötigt man, wie noch gezeigt werden wird, eine gegenüber dem Pluspol der Ausgangsspannung positive und negative Referenzspannung, zweitens können sich bei Verwendung eines gesonderten Gleichrichters die unvermeidbaren Spannungsschwankungen, die das erste Gleichrichtersystem bei betriebsmäßigen Belastungsschwankungen erleidet, nicht auf das zweite System auswirken. Das führt zu einer besonders großen Stabilität der für die ganze Schaltung maßgebenden Referenzspannung. Leider kann die Referenzspannung aus der stabilisierten Ausgangsspannung nicht abgezweigt werden, weil diese bestimmungsgemäß bis auf Null heruntergeregelt werden soll. Die Widerstände R 3 und R 4 bilden einen Spannungsteiler, von dem die konstante Kollektorspannung für T 3 abgegriffen wird, um den Höchstwert der Kollektorspannung nicht zu überschreiten.

Wie erwähnt, steuert die an P 2 abgegriffene Spannung den Transistor T 2, der in Emitterschaltung durch seinen Kollektorkreis die Basis des Transistors T 3 beeinflusst. Dieser verstärkt die dem Transistor T 2 zugeführte Steuerleistung so weit, daß

sie zur Aussteuerung der Basis des Transistors T 1 ausreicht. T 3 arbeitet im Gegensatz zu T 2 in Kollektorschaltung, damit sich ein richtiger Regelsinn ergibt. Hat zum Beispiel die Ausgangsspannung fallende Tendenz, dann wird die Basis von T 2 positiver gegen den Emitter; der Kollektorstrom fällt. Die Basis von T 3 wird wegen des jetzt kleineren Spannungsabfalls an R und R 1 negativer, so daß dessen Emitterstrom und damit der Basisstrom von T 1 steigen, weil dieser weitgehend vom Emitter von T 3 geliefert wird. Folglich wird der Widerstand der Kollektor-Emitterstrecke von T 1 kleiner, und der Abfall der Ausgangsspannung wird kompensiert. Die Widerstände R, R 1 und R 2 dienen zur richtigen Einstellung der Transistor-Arbeitspunkte, wobei R 2 besonders für die Stabilisierung sehr kleiner Spannungen verantwortlich ist. Bei steigender Ausgangsspannung spielt sich der umgekehrte Vorgang ab.

Mit P 2 und P 1 kann nun die Ausgangsspannung in weiten Grenzen und stufenlos bis auf nahezu Null (Restspannung etwa 50 mV) geregelt werden. Bis zu Spannungswerten von minimal etwa 1,5 V (Spannung von N 1 zuzüglich Restspannungen an den Transistorelektroden) wird der Schleifer von P 1 auf den negativsten Punkt gestellt; die Regelung erfolgt nur durch P 2, das die Basis von T 2 positiver oder negativer macht. Bei Spannungen < 1,5 V bis etwa 0,3 V (entsprechend den Transistor-Restspannungen) wird P 1 bedient, so daß der Emitter immer positiver wird. Um noch mehr herunterzuregeln, kann man durch weiteres Regeln von P 1 den Emitter von T 2 positiver als den unteren Anschluß von P 2 machen, wodurch sich auch die Transistor-



Spitzenempfänger mit fest eingebautem Heizakku und 17 (7 + 10) Kreisen für UKW, Kurz, Mittel und Lang. 7 Röhren, 2 Ge-Dioden, 1 Duplo-Trockengleichrichter, Groß-

flächen-Linearskala, Klangregister auf Taste, Ladetaste, Ferrit- und UKW-Teleskopantenne, Anschluß für Außenantenne, Erde und Autobatterie.

Preis m. Akku DM 289.-

Anodenbatterie DM 16.20

Restspannungen so wirksam kompensieren lassen, daß die Ausgangsspannung bis auf Null zurückgeht, ja sogar ihre Polarität umkehren kann; das läßt sich aus dem physikalischen Verhalten der Transistoren unschwer erklären. Die guten Regeleigenschaften bleiben dabei bis etwa + 80 mV fast voll erhalten, wodurch allein schon der nicht unerhebliche Aufwand für die Erzeugung der Referenzspannung mit umkehrbarer Polarität gerechtfertigt sein dürfte. Allerdings steigt der Ausgangswiderstand etwas an, sobald man in das Gebiet der Restspannungen kommt. Das Potentiometer P1 darf nur in der obersten Stellung von P2 in Richtung positiver Spannungen geregelt werden, weil andernfalls der Transistor T2 überlastet werden würde.

Die Unbequemlichkeit der Bedienung zweier Potentiometer kann man durch Verwendung eines geeignet bemessenen Doppelpotentiometers umgehen, so daß der gesamte Regelbereich dann nur durch einen Drehknopf beherrscht wird. Im Mustergerät wurde davon aus Vereinfachungsgründen kein Gebrauch gemacht. Brummspannungen werden sehr wirksam durch C kompensiert, weil in der Ausgangsspannung noch vorhandene Brummspannungsreste über C teilweise auf die Basis von T3 gelangen und so einen Steuervorgang im Sinne einer Brummspannungskompensation hervorrufen.

Als Transistoren eignen sich alle bekannten Typen der einschlägigen Firmen. Im Mustergerät, das zwei Einheiten in einem Gehäuse enthält, wurde für T1 der Siemens-Typ TF 85 (heute überholt) oder der Valvo-Typ OC 16, für T3 jeweils der Telefunken-Typ OC 604 spez. und für T2 der

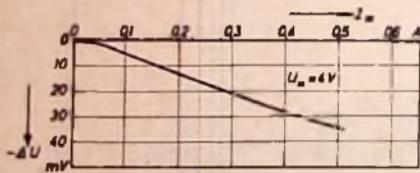


Bild 2. Spannungsabfall als Funktion des Belastungsstromes

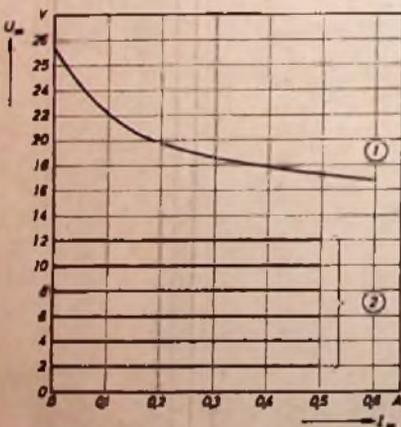


Bild 3. Spannungsabhängigkeit der nichtstabilisierten Ausgangsspannung (Kurve 1) im Vergleich zu mit dem Netzgerät stabilisierten Spannungen (Kurven 2)

Siemens-Typ TF 65 oder der Intermetall-Typ OC 34 verwendet. Es ist sehr wichtig, daß T2 einen hohen Stromverstärkungsfaktor hat, und zwar nicht nur, um die Regelung wirksam zu gestalten, sondern auch um P2 mit einem möglichst kleinen Basisstrom zu belasten, damit keine Gefahr einer Gegenkopplung durch einen Spannungsabfall an P2 besteht. Da jeder Transistor die Steuerleistung für den fol-

genden aufzubringen hat, sind die Leistungen entsprechend abzustufen. Im vorliegenden Fall kann man Ströme bis über 500 mA entnehmen. Will man noch größere Ströme zur Verfügung stellen, dann muß der Transistor T3 eine größere Leistung abgeben können, damit sich die dann

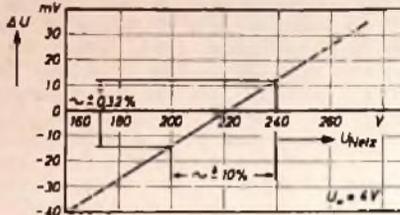


Bild 4. Der Einfluß von Netzspannungsschwankungen

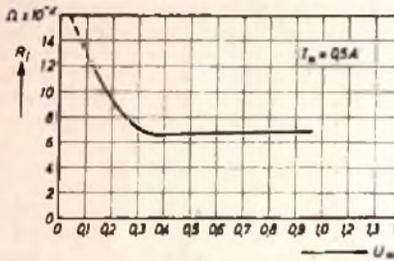


Bild 5. Abhängigkeit des Innenwiderstandes von der Ausgangsspannung

erheblichen Basisströme von T1 aufbringen lassen. Größere Ausgangsleistungen sind also nur eine Frage des Aufwandes. Eine Kontroll-Lampe und ein auf zwei Meßbereiche (1 V und 10 V) umschaltbares Voltmeter vervollständigen die Anordnung. Nach oben ist die Regelung bis etwa 15 V voll wirksam; ausgenutzt wurden nur Spannungen bis maximal 10 V.

Durch eine parallel zum Ausgang liegende Kapazität kann, wenn gewünscht, auch für sehr hohe Frequenzen ein äußerst kleiner Ausgangswiderstand erreicht werden.

Ergebnisse

Die Leistung der Anordnung ergibt sich aus den Kurven der Bilder 2 bis 5. Bild 2 zeigt die Abhängigkeit der Ausgangsspannung von der Belastung bis zum Nennstrom, und zwar bei einem Ausgangsspannungswert von 4 V. Die Spannung sinkt beim Höchststrom um etwa 33 mV, ein Betrag, der an einem gewöhnlichen Voltmeter nicht mehr abgelesen werden kann. Das gilt auch für alle anderen jeweils eingestellten Spannungswerte. Daraus errechnet sich ein Innenwiderstand von etwas mehr als 0,08 Ohm. Bild 3 zeigt zum Vergleich den Verlauf der nichtstabilisierten Ausgangsspannung hinter dem Gleichrichter G1. In dem hier gewählten Maßstab lassen sich die Schwankungen der stabilisierten Spannung nicht mehr darstellen. Bild 4 zeigt den Einfluß von Speisespannungsschwankungen. Bei Netzspannungsschwankungen von $\pm 10\%$ schwankt die Ausgangsspannung nur noch um etwas mehr als 0,3%, ein Betrag, der sich durch zusätzliche Einführung einer Vorwärtsregelung noch verbessern ließe, allerdings nur für bestimmte Werte der Ausgangsspannung.

Im Bild 5 ist der Einfluß der Ausgangsspannung auf den Innenwiderstand des Netzgerätes dargestellt. Von etwa 0,3 V aufwärts liegt der Widerstand einheitlich bei etwas über 0,08 Ohm, und zwar bis zu den höchsten einstellbaren Spannungen (dabei ist der ohmsche Leitungswiderstand der Verdrahtung noch nicht berücksichtigt, der etwa 0,01 ... 0,02 Ohm groß sein dürfte).

Unterhalb von 0,3 V wird die Regelung schlechter, weil man dann im Gebiet der auch stark temperaturabhängigen Transistor-Restspannungen arbeitet. Immerhin ist es interessant, daß auch bei diesen Spannungen die Regelwirkung an sich noch voll erhalten bleibt, allerdings bis höchstens 50 mV.

Im Bereich von Ausgangsspannungen > 1 V ist der Temperatureinfluß vernachlässigbar, weil sich die mit der Temperaturänderung verbundenen Änderungen der elektrischen Transistordaten selbsttätig ausregeln. Als Beispiel sei erwähnt, daß sich die Ausgangsspannung (eingestellt 4 V) zwischen Zimmertemperatur und höchstzulässiger Temperatur des Kristalls von T1 nur um etwa 20 mV ändert. Bei Ausgangsspannungen $< 0,3$ V wird allerdings dieser Einfluß stärker. Trotzdem dürften die erreichten Ergebnisse wohl in allen praktischen Fällen genügen. Die Anwendungsgebiete solcher Netzgeräte sind sehr zahlreich und reichen zum Beispiel von Anordnungen für elektrochemische Untersuchungen bis zu stabilen Stromquellen für Transistor-Prüfgeräte und ähnliche Einrichtungen.

Mechanischer Aufbau

Das Mustergerät wurde in zwei Einheiten innerhalb eines Gehäuses aufgebaut. Bild 6 zeigt die Vorderansicht. Die Frontplatte enthält die beiden Voltmeter, die Kontroll-Lampe und die Bedienungsknöpfe für die Potentiometer P1 und P2, jeweils untereinander angeordnet. Neben den Voltmetern befinden sich die Meßbereichschalter. Der untere Teil der Frontplatte enthält die Anschlußbuchsen für die stabilisierten und die unstabilisierten Spannungen sowie den Netzschalter.

Bild 7 gibt einen Blick auf die Oberseite des Chassis wieder, das von den Ladekondensatoren der Gleichrichter, dem Netztransformator und den beiden Leistungstransistoren T1 ausgefüllt wird. Die Widerstände R3 und R4 die (in doppelter Ausführung) etwa 4 W aufnehmen, sind oberhalb des Netztransformators montiert, damit sie nicht zur Erwärmung des Gerätes beitragen. Die Leistungstransistoren haben wegen der unmitteldbaren Chassismontage eine ausreichend große Kühlfläche.

Bild 8 zeigt die Verdrahtung des Chassis. Im unteren Teil sind die Neumann-Zellen zu sehen, die einfach eingelötet werden (schnell löten!), ferner die Widerstände R, R1, R2. Die obere Lötösenleiste enthält die Transistoren T2, ein Transistor T3 (OC 604 mit Kühlschelle) ist links zu erkennen. Ganz oben sind teilweise die unteren Anschlüsse der Leistungstransistoren sowie die vier Gleichrichter G11 und G12 zu sehen.

Die Verdrahtung ist vollkommen unkritisch und kann nach ästhetischen Gesichtspunkten erfolgen. Allerdings soll der Leitungsquerschnitt so groß wie möglich sein, um die guten Regeleigenschaften nicht durch belastungsabhängige Spannungsabfälle in den Verbindungsleitungen zu verschlechtern. Das gilt vor allem für die Plusleitung zwischen G11 und der Anschlußbuchse sowie für die Emitterleitung von T1.

Das verwendete Gehäuse hat die Abmessungen 21×15×14 cm; man kommt also selbst bei zwei Einheiten zu einem sehr kleinen, kompakten Gerät. Die Ladekondensatoren müssen auf dem Chassis isoliert montiert werden, weil die negativen Anschlüsse unterschiedliche Potentiale haben. Im Mustergerät hat das Chassis

mit der Schaltung selbst keinerlei Verbindung. Gegebenenfalls kann man es über eine besondere Anschlußbuchse an Erde legen, wenn bei irgendeinem Verbraucher das Auftreten von statischen Spannungen stören sollte.

Im Mustergerät wurden relativ einfache und billige Voltmeter verwendet. Will man die geregelte Spannung sehr genau einstellen, dann empfiehlt sich die Verwendung von Präzisionsvoltmetern mit genügend großer (eventuell spiegelunterlegter) Skala, um die Spannungswerte sehr genau bestimmen zu können. Die in der Schaltung verwendeten Widerstände sollten nach Möglichkeit Drahtwiderstände mit kleinem Temperaturkoeffizienten sein, damit die Ausgangsspannung möglichst temperaturunabhängig und stets genau reproduzierbar ist.

Abschließend sei noch erwähnt, daß man auch mit anderen als den angegebenen Transistoren gleich gute Ergebnisse erreicht. So wurden mit gleichem Erfolg versuchsweise die Typen Inter-

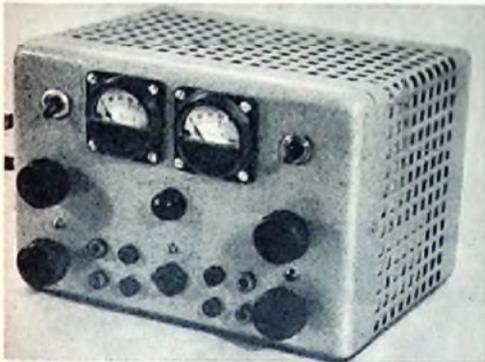


Bild 6.
Vorderansicht
des Gerätes

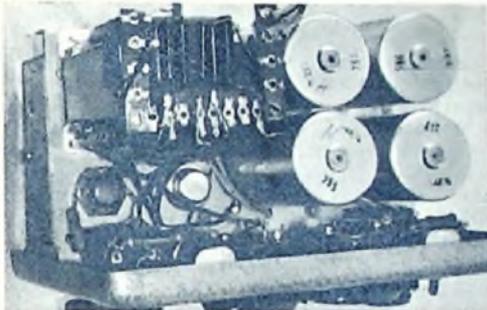


Bild 7.
Innenansicht
der oberen
Chassishälfte

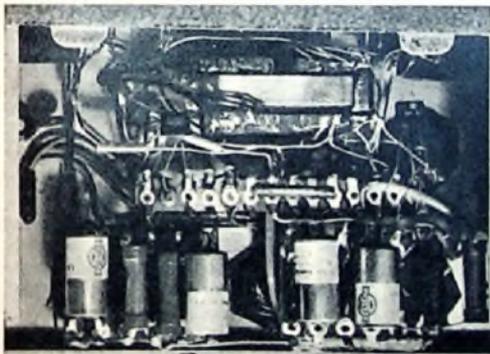


Bild 8.
Innenansicht
der unteren
Chassishälfte

metall CTP 104 und TeKaDe GFT 4012 eingebaut. Für T3 sind Ausführungen wie Valvo OC 72, Intermetall OC 37, TeKaDe GFT 32 gut geeignet, und für T2 haben sich Transistoren wie Valvo OC 71, Telefunken OC 802 und besonders die Intermetall-Typen OC 32, OC 33 und OC 34 bewährt, ebenso der mit einem sehr großen Stromverstärkungsfaktor ausgestattete OC 350, der von derselben Firma stammt und noch nicht lange auf dem Markt ist. Es sei darauf hingewiesen, daß die Verwendung von Siliziumtransistoren die Temperatureigenschaften noch weiter verbessert, obwohl das im Hinblick auf die erreichten Ergebnisse mit Germaniumtypen kaum erforderlich sein dürfte. Bei Schaltungsvariationen, Verwendung anderer Transistoren usw. muß stets geprüft werden, ob die von den Herstellerfirmen der Transistoren vorgeschriebenen Höchstwerte nicht überschritten werden.

Schrifttum

- [1] Lennartz, H.: Ein einfaches elektronisch stabilisiertes Netzgerät. FUNK-TECHNIK Bd. 12 (1957) Nr. 12, S. 402-403
- [2] Richter, H.: Stabilisierung kleiner Gleichspannungen mit Transistoren. Elektro-Technik Bd. 39 (1957) Nr. 44, S. 358

ST



Type	Korbform	Äußere Abmessungen mm	Einbautiefe mm	Spaltinduktion in Bauß (max.)
LPF 915/19/70	oval*)	95/155	33	7000
LPF 1318/19/70	oval*)	130/180	40	7000
LPF 1318/19/85	oval*)	130/180	40	8500
LPF 1521/19/70	oval*)	153/213	57	7000
LPF 1521/19/85	oval*)	153/213	57	8500
LPF 180/19/70	rund	180	44	7000
LPF 180/19/85	rund	180	44	8500

*) RETMA-Form

Lorenz-Flachlautsprecher

sparen Raum, weil ihre Einbautiefe nur gering ist. Im Klang jedoch bieten sie wieder alle Fülle und Feinheit, die Lorenz-Lautsprecher so unverkennbar machen.

Verlangen Sie unser Techn. Datenblatt Nr. 069-01-6

LORENZ

C. Lorenz Aktiengesellschaft Stuttgart

So arbeitet mein Fernsehempfänger

21

Die Ablenkgeneratoren

Zur Ablenkung des Elektronenstrahls in der Bildröhre wird ein kräftiger Strom benötigt. Da es Schwierigkeiten bereitet, diesen Strom in selbsterregten Ablenkgeneratoren zu erzeugen, benutzt man fremdsteuerte Anordnungen, die aus dem Ablenkgenerator und der Ablenk-Endstufe bestehen.

Als Ablenkgeneratoren kommen Multivibratoren, Sperrschwinger und Sinusoszillatoren zur Anwendung. Multivibratoren werden vorzugsweise zur Erzeugung der Zeilenfrequenz eingesetzt; sie werden neuerdings jedoch immer mehr durch Sinusoszillatoren verdrängt. Als Bild-Ablenkgeneratoren kommen fast ausschließlich Sperrschwinger zur Anwendung; gelegentlich findet man solche Schaltungen auch als Zeilengeneratoren. Da Multivibratoren und Sperrschwinger früher schon ausführlich besprochen wurden (s. FUNK-TECHNIK Bd 10 (1955) Nr. 9 und 10, Beilage), soll auf diese Generatoren hier nur kurz eingegangen werden.

Der Multivibrator

In Fernsehempfängern findet man häufig den sogenannten katodengekoppelten Multivibrator, dessen Schaltung Bild 111 zeigt. Dieser Multivibrator läßt sich leicht durch Regeln des Potentials am Gitter des linken Triodensystems synchronisieren. Als Röhren verwendet man zum Beispiel die üblichen Doppelröhren ECC 82, ECC 81 oder ähnliche. An Hand des Impulsschemas Bild 112 soll die Wirkungsweise kurz erläutert werden. Zunächst sei das linke System (Rö I) der Schaltung nach Bild 111 stromführend und das rechte System (Rö II) gesperrt. Die Sperrung soll durch eine negative Ladung des Koppelkondensators C 1 bewirkt werden. Dieser entlädt sich nun über den Widerstand R 4. Den Verlauf der Entladung zeigt die Kurve zwischen t_0 und t_1 im Bild 112. Im Zeitpunkt t_1 ist der Kondensator so weit

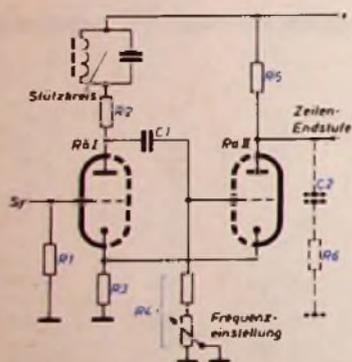


Bild 111. Prinzipschaltung eines katodengekoppelten Multivibrators

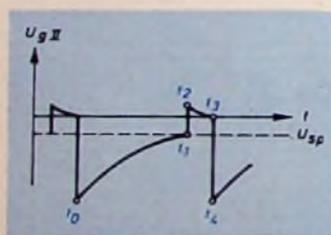


Bild 112. Verlauf der Spannung am Gitter der Röhre II des Multivibrators

entladen, daß die Sperrspannung von Rö II unterschritten wird. In diesem Moment wird Rö II „leitend“. Der Stromanstieg hat einen höheren Spannungsabfall am Katodenwiderstand R 3 zur Folge. Wegen der damit anwachsenden negativen Vorspannung des linken Röhrensystems wird dessen Anodenstrom kleiner und die Spannung an der Anode positiver. Dieser positive Impuls gelangt über C 1 an das Gitter

von Rö II. Insgesamt wird dadurch dieses Gitter immer positiver, so daß der Strom in diesem Röhrensystem stark anwächst. Der Vorgang geht außerordentlich rasch vor sich. Die Stromaufschauung ist im Zeitpunkt t_2 beendet. Ein weiteres Anwachsen der positiven Gitterspannung von Rö II wird nämlich durch den einsetzenden Gitterstrom verhindert. Über den Gitterstrom wird nun C 1 relativ

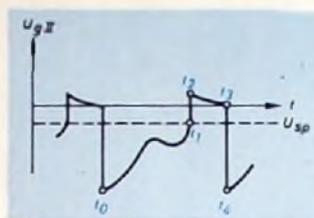
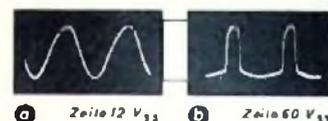


Bild 114. Oszillogramme der Spannungen im Anodenkreis der Röhre I eines katodengekoppelten Multivibrators: a = Sinusspannung am Schwingkreis, b = Sinus mit überlagerter Impuls an der Anode

Bild 113. Einfluß einer überlagerten Sinusspannung auf den Verlauf der Entladekurve gemäß Bild 112



schnell negativ aufgeladen, so daß das Potential am Gitter von Rö II wieder negativ wird (t_2 bis t_3). Infolgedessen nimmt aber auch der Anodenstrom ab. Wegen des gemeinsamen Katodenwiderstandes erniedrigt sich die Gittervorspannung von Rö I so weit, daß nunmehr in dieser Röhre wieder Strom fließen kann. Mit steigendem Anodenstrom in Rö I sinkt aber die Spannung an ihrer Anode ab. Dieser negative Impuls überträgt sich über C 1 auf das Gitter von Rö II und sperrt diese schließlich ganz (t_3 bis t_4). Auch dieser Vorgang geht außerordentlich schnell vor sich. Damit ist der Ausgangszustand wieder erreicht, und mit der einsetzenden Entladung von C 1 beginnt eine neue Periode des Kippvorganges.

Die Dauer des beschriebenen Vorgangs und damit die Frequenz der Kipperschwingung wird in erster Linie durch die Zeitkonstante der Entladung von C 1 über R 4 bestimmt. Mittels des Widerstandes R 4 kann man daher die Frequenz regeln. Eine weitere Möglichkeit der Frequenzänderung besteht darin, dem Gitter von Rö II über einen Spannungsteiler eine kleine veränderbare positive Vorspannung zu geben. Dadurch wird je nach Einstellung die Sperrspannung von Rö II früher oder später unterschritten.

Um aus der Impulsspannung an der Anode von Rö II eine für die Ansteuerung der Endstufe geeignete Kippspannung zu formen, wird von der Anode dieses Systems nach Masse ein Kondensator C 2, gegebenenfalls in Reihe mit einem Widerstand R 6, gelegt (beispielsweise 500 pF und 25 kOhm).

Wie bereits früher erwähnt, ist es wichtig, daß die Zeilenfrequenz schon von sich aus möglichst stabil ist. Aus diesem Grunde legt man in den Anodenkreis von Rö I noch einen (eventuell bedämpften) Schwingkreis, der etwa auf die Zeilenfrequenz abgestimmt ist. Dieser Kreis wird durch die Anodenspannungsimpulse zum Mitschwingen angeregt. Die Schwingungen übertragen sich auch auf das Gitter von Rö II und bewirken gemäß Bild 113, daß der Kipp-Einsatzpunkt im Zeitpunkt t_1 durch die überlagerte Sinusspannung mitbestimmt wird. Der Verlauf der Entladekurve wird nämlich so beeinflusst, daß sie im Zeitpunkt t_1 sehr steil ist. Das hat auch den Vorteil, daß Störungen den Kipp-Einsatzpunkt wesentlich weniger beeinflussen können als im Falle eines flachen Verlaufs der Entladekurve. Bild 114 zeigt Oszillogramme des Spannungsverlaufs im Anodenkreis von Rö I, und zwar einmal den sinusförmigen Verlauf der Spannung unmittelbar am Schwingkreis und zum anderen den Impuls mit der überlagerten Sinus-schwingung an der Anode von Rö I.

Wenn Gla: dann

PHILIPS ELA



Erfahrene Ingenieure stehen Ihnen in unseren Niederlassungen unverbindlich zur Verfügung

Sperrschwinger

Bild 115 ist die Schaltung eines Sperrschwinger-Oszillators. Die Wirkungsweise der Schaltung sei an Hand des Bildes 116 erklärt. Dort ist der Spannungsverlauf am Gitter der Röhre dargestellt. Im Zeitpunkt t_0 sei der Kondensator C 1 auf eine hohe negative Spannung aufgeladen und beginne sich nun zu entladen. Sobald die Entladung so weit fortgeschritten ist, daß die Sperrspannung U_{sp} der Röhre unterschritten wird (Zeitpunkt t_1), beginnt Anodenstrom zu fließen. Dieser erzeugt in der Sekundärwicklung des Transformators Tr eine positiv ansteigende Induktionsspannung, die die Sperrung der Röhre vollends aufhebt. Der Vorgang setzt sich sehr schnell bis zu dem Zeitpunkt t_2 fort, in dem Gitterstrom zu fließen beginnt. Der Gitterstrom bewirkt eine negative Aufladung des Kondensators C 1. Da der Anodenstrom nicht weiter anwächst, sondern zu sinken beginnt, schlägt die Polarität der über Tr auf das Gitter induzierten Spannung um, und es gelangt eine hohe negative Spannung an das Gitter. Die Röhre wird gesperrt; der Kondensator C 1 ist wieder aufgeladen (Zeitpunkt t_3). Maßgebend für die Frequenz ist das RC-Glied R 1, C 1. R 1 wird im allgemeinen zur Regelung der Frequenz in einen Festwiderstand, ein größeres Potentiometer (Frequenzgrobregelung) und ein kleineres Potentiometer (Frequenzfeinregelung) unterteilt. Die Dimensionierung des Transformators Tr ist nicht kritisch. Er hat praktisch nur den Impuls zu übertragen. Allerdings sollte die Dauer

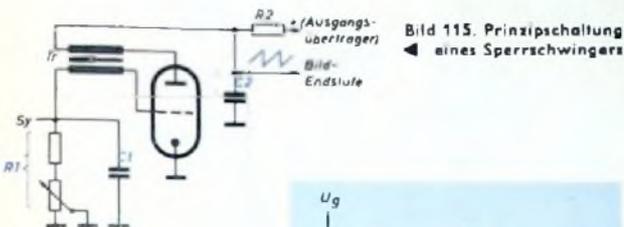


Bild 115. Prinzipschaltung eines Sperrschwingers

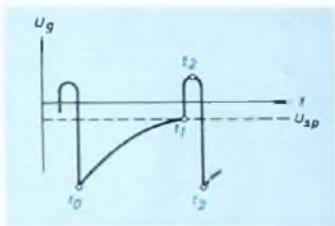


Bild 116. Spannungsverlauf am Gitter der Sperrschwingerröhre

der Eigenschwingung nicht größer sein als die Rücklaufzeit (t_2 bis t_3). Eine sehr feste Kopplung ist für einwandfreies Arbeiten des Transformators Voraussetzung. Häufig benutzt man einen M 42-Kern (Dyn. Bl. IV), wobei die Wicklungen aus je 2500 Wdg 0,1 ϕ CuL-Drabt bestehen.

Das im Bild 115 dargestellte Prinzipschaltbild läßt sich in verschiedener Weise abwandeln. So ist es beispielsweise möglich, das frequenzbestimmende RC-Glied wie die Gitterkombination eines Audionempfängers auszubilden. Bei Sperrschwingern zur Erzeugung der Zeilenfrequenz ist genau wie bei Multivibratoren eine Stabilisierung erforderlich. Hierzu kann man unmittelbar vor das Gitter der Röhre einen Parallelresonanzkreis legen, der die gleiche Wirkung wie beim Multivibrator hat. Insbesondere wird genau wie im Bild 113 durch die überlagerte Sinusspannung die Entladekurve in der Nähe der Sperrspannung sehr steil, so daß die Störanfälligkeit verringert wird. Diese Maßnahmen sind aber nur bei Zeilen-Sperrschwingern üblich.

Auch der Sperrschwinger ist leicht zu synchronisieren. Man braucht nur durch einen Synchronimpuls den Kipp-Einsatz vorzeitig auszulösen. Für eine einwandfreie Synchronisation ist es daher erforderlich, daß die Eigenfrequenz des Sperrschwingers genau wie beim Multivibrator etwas niedriger als die Frequenz der Synchronimpulse ist. Der Synchronimpuls Sy kann schaltungsmäßig dem Gitter der Sperrschwingerröhre zugeführt werden. Man koppelt ihn dann an den Verbindungspunkt zwischen Tr und C 1 an. Der Impuls muß positive Polarität haben. Die Anordnung hat den Vorteil, daß C 1 gleichzeitig als letzter Kondensator der Integrationskette dienen kann. Es ist aber auch möglich, die Impulse mit negativer Polarität an die Anode anzukoppeln.

Zur Steuerung der Bild-Endstufe wird eine mehr oder weniger sägezahnförmige Spannung benötigt. Man könnte beispielsweise die am Kondensator C 1 entstehende Sägezahnspannung benutzen. Häufiger wird jedoch mit „mitlaufender Ladespannung“ gearbeitet. Der im Bild 115 gezeichnete Kondensator C 2 liefert dabei die Energie für die Anodenstromimpulse und wird während dieser Impulse um einen gewissen Betrag entladen. Während der Entladezeit von C 1 läßt sich C 2 dann auf. Zwischen C 2 und dem Anodenspannungsanschluß liegt entweder ein hochohmiger Widerstand oder eine Induktivität, im allgemeinen eine Wicklung des Bild-Ausgangsübertragers. Die letzte Maßnahme ist sehr praktisch, da ohnehin zur Herstellung der richtigen Kurvenform ein Teil der Spannung des Bild-Ausgangsübertragers auf das Gitter der Bild-Endröhre gegengekoppelt werden muß.

(Wird fortgesetzt)

PHILIPS FACHBÜCHER

RUND UM DAS FERNSEHEN



Band VIII A

Fernseh-Empfangstechnik. (Buch I)
Von A. G. W. Uijtens (53)

Z. F.-Stufen.

Verstärkung und Bandbreite bei Kopplung mit Zweipolnetzwerken – Durchlaß-Charakteristik des gesamten Verstärkers – Verzerrungen – Verstärkung, Bandbreite und Verzerrungen bei Kopplung mit Vierpol-Netzwerken – Rauschen – Rück- und Gegenkopplung – Praktische Anwendungen.

(gr.-8°) 187 S., 123 Abb., Gln. DM 14,-

Einführung in die Fernseh-Servicetechnik

Von H. L. Swaluw und J. van der Woerd (55)

(8°) 274 Seiten, 326 Abb., 3 Schalttafeln.
Gln. DM 19,50

Wege zum Fernsehen.

Von Dipl.-Ing. W. A. Holm (55)

Eine allgemeinverständliche Darstellung des Fernsehproblems.

(8°) 334 S., 246 Abb., Gln. DM 15,-



Fernsehen.

Von Fr. Kerkhof und Dipl.-Ing. W. Werner. 2. erweiterte Auflage (54) mit einem Vorwort von Prof. H. G. Möller, Universität Hamburg.

Einführung in die physikalischen und technischen Grundlagen der Fernseh-technik unter weitgehender Berücksichtigung der Schaltungen. Direktsicht und Projektionsempfänger.

(gr.-8°) 474 Seiten, 360 Abb., 2 Aus-schlagtafeln, 28 Seiten mit Photos außerhalb des Textes.
Gln. DM 28,-

Band VIII B

Fernseh-Empfangstechnik. (Buch II)
Von Dipl.-Ing. P. A. Neeteson (53)

Schwungradsynchronisation.

Grundsätzliches über Sägezahngeneratoren – Sägezahn-generator-Schaltungen – Spezielle Elektronenröhren für Sägezahngeneratoren – Synchronisierung – Schwungradsynchronisierung.

(gr.-8°) 150 S., 118 Abb., Gln. DM 14,-



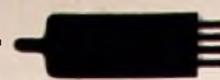
ERHALTLICH IM BUCHHANDEL

Fordern Sie den Fachbuch-Katalog 1957/58 und Sonderprospekte Fernseh-Fachbücher



DEUTSCHE PHILIPS GMBH
VERLAGS-ABTEILUNG
HAMBURG 1





FT-ZEITSCHRIFTENDIENST

Temperaturkompensation für Siliziumtransistoren

Siliziumtransistoren zeichnen sich gegenüber Germaniumtransistoren durch ihre geringere Temperaturempfindlichkeit aus. Ihre Charakteristik ist weniger von Temperaturschwankungen abhängig, und sie sind noch bei höheren Temperaturen betriebsfähig als Germaniumtransistoren. Betriebstemperaturen bis zu 150° C werden noch als zulässig angesehen. Bei breitbandigen NF-Verstärkern treten diese vorteilhaften Eigenschaften der Siliziumtransistoren auch voll

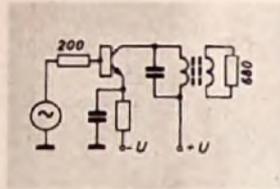
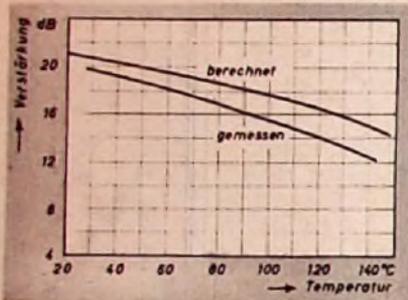


Bild 1. Schaltung des mit einem Siliziumtransistor bestückten ZF-Verstärkers (Arbeitsfrequenz 1 MHz) sowie die berechneten und gemessenen Verstärkungswerte bei verschiedenen Temperaturen

in Erscheinung. Dagegen mußte man feststellen, daß der Siliziumtransistor im ZF-Verstärker noch eine recht große Temperaturabhängigkeit zeigt und seine Verstärkung überraschenderweise mit steigender Temperatur stark abfällt. Die daraufhin angestellte rechnerische Analyse bestätigte diese Feststellung im großen und ganzen, ergab aber einen etwas schwächeren Abfall als die Experimente; das beruht wahrscheinlich auf Ungenauigkeiten in den der Analyse zugrunde gelegten Voraussetzungen.

Im Bild 1 sind die berechneten und gemessenen Verstärkungswerte in dem Temperaturbereich von +20° C bis +150° C sowie die Schaltung des Verstärkers, für den diese Werte ermittelt wurden, dargestellt. Die Arbeitsfrequenz betrug in jedem Falle 1 MHz. Da der starke Abfall der Verstärkung mit zunehmender Temperatur naturgemäß unerwünscht ist, wurde nach Möglichkeiten gesucht, die wenigstens innerhalb eines Temperaturbereiches von 25° C bis 100° C eine so weitgehende Kompensation des Temperatureffektes zu bewerkstelligen, daß sich die Verstärkung in diesem Bereich nur unwesentlich verändert. Dabei sollte durch die Kompensation ein möglichst geringer Verstärkungsverlust eintreten.

Drei grundsätzliche Kompensationsverfahren wurden rein experimentell untersucht: Impedanzmäßige Fehlanpassung im Eingangs- und im Ausgangskreis des Transistorverstärkers, Gegenkopplung und die Verwendung von Thermistoren als Vorwiderstände.

Die Eingangsimpedanz des in Emitterschaltung und mit 1 MHz arbeitenden ZF-Verstärkers ist bei Raumtemperatur etwa 200 Ohm, während die Ausgangsimpedanz bei rund 1500 Ohm liegt. Die Fehlanpassung wurde dadurch erreicht, daß man in den Eingang (und zwar in die Basisleitung) einen Reihenwiderstand von 1500 Ohm legte, während der Ausgang mit einem zu kleinen Widerstand, nämlich mit 120 Ohm über einen 5:8-Transformator, belastet wurde. Diese Kompensation mittels Fehlanpassung erwies sich jedoch als nicht zufriedenstellend, weil nur eine geringe oder gar keine Verbesserung der Temperaturabhängigkeit zu beobachten war, andererseits aber durch die Fehlanpassung ein großer Leistungsverlust eintrat.

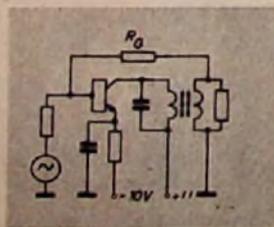
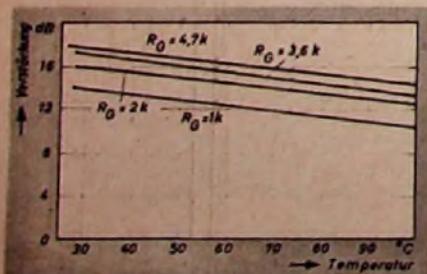


Bild 2. Eine Gegenkopplung vom Kollektorkreis zur Basis bringt keine nennenswerten Verbesserung des Temperaturganges der Verstärkung; Meßwerte für verschiedene Werte des Gegenkopplungswiderstandes R_G

Zwei verschiedene Formen der Gegenkopplung brachten ebenfalls keine nennenswerten Ergebnisse. Weder durch einen nicht überbrückten Widerstand in der Emittierleitung noch durch eine Gegenkopplung vom Kollektorkreis auf die Basis des Siliziumtransistors konnte der Verstärkungsabfall mit steigender Temperatur in ausreichendem Maße vermindert werden. Dies geht aus Bild 2 hervor, in der die Schaltung mit der Gegenkopplung vom Kollektorkreis auf die Basis über den Gegenkopplungswiderstand R_G und die gemessenen Verstärkungen in Abhängigkeit von der Temperatur für verschiedene Werte von R_G wiedergegeben sind. Ein Vergleich mit Bild 1 läßt keine Verbesserung erkennen. Worauf dieses Versagen der Gegenkopplung beruht, wurde nicht weiter erforscht. Vermutlich liegt es aber daran, daß sich auch die Eingangsimpedanz des Transistors, die eine maßgebende Rolle bei der Gegenkopplung spielt, mit der Temperatur ändert.

Eine verhältnismäßig wirkungsvolle Kompensation des Temperaturganges der Verstärkung läßt sich aber mit Hilfe eines Heißleiters, etwa eines Thermistors, erreichen, wenn man den Thermistor so auswählt, daß er hinsichtlich seiner Daten und Eigenschaften dem jeweiligen Siliziumtransistor angepaßt ist. Es stehen zwei Kompensationschaltungen mit einem Thermistor zur Verfügung, die im Bild 3 und im Bild 4 zu sehen sind.

Nach Bild 3 wird der Thermistor als Reihenwiderstand in der Basisleitung des Transistors verwendet; infolge des temperaturabhängigen Widerstandes des Thermistors wird die Signalspannung am Eingang des Transistors bei

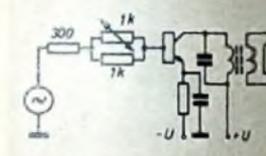
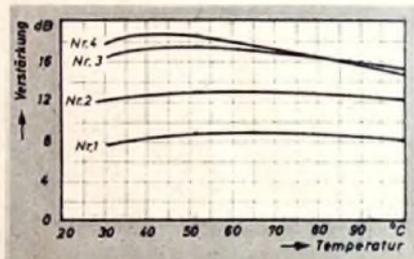


Bild 3. Temperaturkompensation des Siliziumtransistors durch einen Thermistor als Reihenwiderstand im Eingangskreis; Meßwerte für vier Transistoren

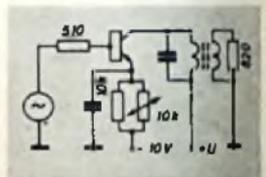
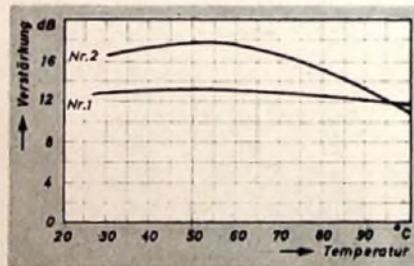


Bild 4. Eine andere Art der Temperaturkompensation mittels eines Thermistors; der Thermistor in der Emittierleitung verschiebt den Gleichstrom-Arbeitspunkt des Transistors in Abhängigkeit von der Temperatur

niedrigen Temperaturen mehr gedämpft als bei hohen Temperaturen. Bild 3 zeigt auch die an vier verschiedenen Transistoren gemessenen Verstärkungskurven. Wenn der Eingangskreis mit dem Thermistor so bemessen wird, daß der Transistorverstärker am oberen Ende des Temperaturbereiches optimale Verstärkung gibt, am unteren Ende aber der Thermistor das Eingangssignal zusätzlich so dämpft, daß die Ausgangsleistung am unteren Ende des Temperaturbereiches auf einen Wert herabgesetzt wird, den die Leistung am oberen Ende hat, dann erhält man eine recht flache Verstärkungskurve. Die Verstärkung wird somit bei allen Temperaturen auf einen Wert herabgesetzt, den man ohne Kompensation bei hohen Temperaturen erhält.

Bei der Schaltung nach Bild 4 liegt der Thermistor in der Emittierleitung des Transistors und verschiebt den Gleichstrom-Arbeitspunkt je nach der Temperatur. Mit zunehmender Temperatur nimmt der Widerstand des Thermistors ab, der Emittierstrom steigt an, und die Stromverstärkung β des Transistors wird größer. Die Verstärkung wird also bei höheren Temperaturen angehoben. Dieses Verfahren hat den Vorzug, daß der bei Erwärmung des Transistors eintretende Anstieg der Eingangsimpedanz durch die Zunahme des Emittierstromes ausgeglichen wird, die wiederum eine Verkleinerung der Eingangsimpedanz zur Folge hat. Im ganzen gesehen dürfte aber das Verfahren nach Bild 3 am günstigsten sein, weil es eine flache Verstärkungskennlinie mit nur geringem Verstärkungsverlust liefert.

Dr. F.

(Gardner, S. H.: Compensating silicon transistor amplifiers. Electronics Bd 30 (1957) Nr. 7, S. 184)

Tonbandamateure!

Verlangen Sie neueste Preisliste über Standard- und Langspielband sowie über das neue SUPER-Langspielband mit 100% längerer Spieldauer.

Tonband-Versand Dr. G. Schröter,
Karlsruhe-Durlach, Schinnrainstraße 16

Eine Frage
an strebsame
Facharbeiter:



Wo wollen Sie 1960 stehen?

Durch Weiterbildung in Ihrer Freizeit erlernen Sie ohne Berufsunterbrechung innerhalb von zwei Jahren das theoretische Wissen, das Sie zu einer gehobenen Stellung als Werkmeister, Techniker, Betriebsleiter befähigt. Fassen Sie an der Schwelle des neuen Jahres den guten Vorsatz, sich weiterzukommen! Das interessante Buch **DER WEG AUFWÄRTS** unterrichtet Sie über die von Industrie und Handwerk anerkannten Christiani-Fernlehrgänge: Maschinenbau, Elektrotechnik, Radiotechnik, Bautechnik, Mathematik und Stabrechnen. Sie erhalten dieses Buch kostenlos. Schreiben Sie heute noch eine 10 Pfennig-Postkarte an das Technische Lehrinstitut



Dr.-Ing. Christiani Konstanz Postfach 1857



Radio-Bespannstoffe
neueste Muster

Ch. Bohlew · Oberwinter bei Bonn
Telefon: Rolandseck 289

Kaufgesuche

HANS HERMANN FROMM sucht ständig alle Empfangs- u. Miniaturohrend, Wehrmachtsrohrend, Stabilisatoren, Osz. Röhrend usw. zu günstigen Bedingungen. Berlin-Wilmersdorf, Fehrbelliner Platz 3, 47 33 95

Rundfunk- und Spezialröhrend aller Art in großen und kleinen Posten werden laufend angekauft. Dr. Hans Bürklin, München 15, Schillerstr. 18, Tel.: 5 03 40

Radioröhrend, Spezialröhrend, Senderöhrend gegen Kasse zu kaufen gesucht. Szabehely, Hamburg-Altona, Schleierhuden 8, Tel.: 31 23 50

Radioröhrend, Spezialröhrend zu kaufen gesucht. Neumüller & Co. GmbH, München 2, Lenbachplatz 8

Labor-Instr., Kathodengraphen, Charlottenburger Molaren, Berlin W 35

Röhrend aller Art kauft: Röhrend-Müller, Frankfurt/M., Kaufunger Str. 24



Gegen
Kassenmogler...
Mogler-Kassen

100 AB: Mogler KASSENFABRIK HEILBRONN

„Spica“

Superhet-Empfänger

mit 6 Volltransistoren und 1 Diode

Gehört mit zu den kleinsten Superhetgeräten der Welt

- große Lautstärke
- brillante Tonwiedergabe
- reiche Senderauswahl



Betriebszeit über 100 Std. mit 4 Minizellen 1,5 V, par Stick. DM -,30

Gerät spiefertlg DM **149.50**
Lederbereitschaftstasche DM **9.50**
Miniaturo-Kopfhörer (Ohr-Clip) DM **5.50**

Radio-Fett Berlin-Charlottenburg 5
Versandabteilung Wundtstraße 15

Alleinvertrieb für Deutschland und die Nachbarländer

Das in der ganzen Welt bewährte **SONY-Tonband** jetzt auch in Deutschland zu haben:



Standardband 15/260 m DM 15,— brutto
Leerspule Nr. 15 DM 2,40 brutto

Generalvertretung für Deutschland:

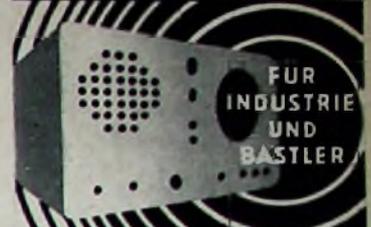
TETRON Elektronik GmbH., Nürnberg, Königstr. 85
Telefon 230 48

*Alles
aus einer Hand*

Radio · Elektro · Fernsehgeräte und
Zubehör · Waschmaschinen · Schleudern · Kühlschränke · Plattenspieler
Tonbandgeräte · Staubsauger

F. HEINZE · Rundfunk-Großhandel · Coburg, Fach 507
Händler und Kunden verlangen unseren 20-seitigen Katalog

METALLGEHÄUSE



FÜR
INDUSTRIE
UND
BASTLER

PAUL **LEISTNER** HAMBURG
HAMBURG-ALTONA · CLAUSSTR. 4-6

Schwingquarze

von 800 Hz bis 50 MHz
kursfristig lieferbar!

Aus besten Rohstoffen gefertigt in verschiedenen Halterungen und Genauigkeiten · Für alle Bedarfsfälle

M. HARTMUTH ING.

Meßtechnik · Quarztechnik
HAMBURG 36

ENGEL-LOTER



3 TYPEN

- 60 Watt
- 100 Watt
- Batteriebetrieb

Verlangen Sie Prospekt

ING. ERICH & FRIED. ENGEL G. M. B. H.

Chiffreanzeigen, Adressierung wie folgt:
CHIFFRE . . . FUNK-TECHNIK, Berlin-Borsigwalde, Eichbarndamm 141-167.

Teilhaber

(Rundfunk-
Fernseh-Fachmann
mit Führerschein)

für ausbaufähiges,
eingeführtes Fachgeschäft
in westfälische Kreisstadt sofort gesucht.
Wohnung im Hause.

Angebote erbelen unter F. X. 8242

Erbenloses Ehepaar,
Inhaber eines
Rundfunk-Fernsehgeschäftes
mit DM 700.000.— Jahresumsatz

sucht tätigen Teilhaber

möglichst mit Meisterprüfung

Zuschriften
erbelen unter F. W. 8241

MODERNE FACHLITERATUR VON HOHER QUALITÄT



HANDBUCH FÜR HOCHFREQUENZ- UND ELEKTRO-TECHNIKER

Mit Beiträgen hervorragender Fachleute unter Mitarbeit der Redaktionen FUNK-TECHNIK und ELEKTRONISCHE RUNDSCHAU

- I. BAND:** 728 Seiten · 646 Abbildungen
Ganzleinen 15,— DM
- II. BAND:** 760 Seiten · 638 Abbildungen
Ganzleinen 15,— DM
- III. BAND:** 744 Seiten · 669 Abbildungen
Ganzleinen 15,— DM
- IV. BAND:** 826 Seiten · 769 Abbildungen
Ganzleinen 17,50 DM
- V. BAND:** Fachwörterbuch mit Definitionen und
Abbildungen
810 Seiten · 514 Abbildungen
Ganzleinen 26,80 DM

HANDBUCH DER INDUSTRIELLEN ELEKTRONIK

von Dr. Reinhard Kretzmann
336 Seiten · 322 Abbildungen · Ganzleinen 17,50 DM

SCHALTUNGSBUCH DER INDUSTRIELLEN ELEKTRONIK

von Dr. Reinhard Kretzmann
224 Seiten · 206 Abbildungen · Ganzleinen 17,50 DM

INDUKTIVITÄTEN

von Harry Hertwig
142 Seiten · 95 Abbildungen · Ganzleinen 12,50 DM

DER ELEKTRONENSTRAHL-OSZILLOGRAF

Aufbau · Arbeitsweise · Maßtechnik

von J. Czech
Vergriffen · Neuauflage in Vorbereitung

DEZIMETERWELLEN-PRAXIS

von Helmut Schweitzer
126 Seiten · 145 Abbildungen · Ganzleinen 12,50 DM

PRÜFEN · MESSEN · ABGLEICHEN Moderne AM- · FM-Reparaturpraxis

67 Seiten · 50 Abbildungen 4,50 DM

KLANGSTRUKTUR DER MUSIK Neue Erkenntnisse

musik-elektronischer Forschung

Herausgegeben im Auftrage des Außeninstituts der Technischen Universität Berlin-Charlottenburg
224 Seiten · 140 Abbildungen · Ganzleinen 18,50 DM

KOMPENDIUM DER PHOTOGRAPHIE

I. Band:

Die Grundlagen der Photographie

von Dr. Edwin Mutter
355 Seiten · 156 Abbildungen · Ganzleinen 26,— DM

LEUCHTRÖHRENANLAGEN

für Lichtreklame und moderne Beleuchtung

4., wesentlich erweiterte und verbesserte Auflage
von Hermann Spangenberg
77 Seiten · 46 Abbildungen und 7 Tabellen 3,80 DM

AKTUELLE FRAGEN DER STRASSENBELEUCHTUNG

Herausgegeben von der
Lichttechnischen Gesellschaft e. V.
46 Seiten · 37 Abbildungen und Tabellen 5,50 DM

In Kürze erscheint:

**WÖRTERBUCH DER PHOTO-, FILM-
UND KINOTECHNIK mit Randgebieten**

Englisch, Deutsch, Französisch

von Dipl.-Ing. Wolfgang Grau

BEWAHRTE FACHZEITSCHRIFTEN:

FUNK-TECHNIK · ELEKTRONISCHE RUNDSCHAU · RUNDfunk-FERNSEH-GROSSHANDEL
LICHTTECHNIK · PHOTO-TECHNIK UND -WIRTSCHAFT · KINO-TECHNIK
KAUTSCHUK UND GUMMI · MEDIZINAL-MARKT

Zu beziehen durch jede Buchhandlung im Inland und im Ausland sowie durch den Verlag

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