

FUNK- TECHNIK

Fernsehen
Elektronik



Der neue

BRAUN combi

Das kleinste und leichteste Gerät seiner Art

1932 begann Braun mit der Fertigung von Phonogeräten, 1935 folgte der erste Braun Koffersuper. Seit 2 Jahrzehnten ist Braun ein Begriff für hochwertige Phono- und Koffer-Super. Die reichen Erfahrungen auf den beiden Gebieten wurden jetzt zusammengefaßt und auf ein gemeinsames Ziel gerichtet: Braun combi ist eine ausgereifte Neukonstruktion, die beim Fachhandel wie beim Käufer großen Anklang findet.



Seine Vorzüge:

Gehäuse aus stoßfestem, neuartigem Kunststoff. Lichtgraue Farbtöne, die mit jeder Umgebung harmonieren. Zeitlos moderne Form. Geringes Gewicht. Abnehmbarer Tragriemen. Eingebautes Netzteil. Durch einfachen Tastendruck von Batterie auf Netz umschaltbar. Klangreiner Empfang auf Mittel- und Langwelle. Automatische Sparschaltung bei Phonobetrieb.

DM 223,—

ohne Batterien. Batteriesatz DM 16,65

AUS DEM INHALT

2. JULIHEFT 1955

Entwicklungslinien im Rundfunkempfängerbau	383
Zur Technik der neuen Rundfunkempfänger	
NF- und Raumklangtechnik	384
FT-Kurznachrichten	388
NF-Verstärker für Plattenspieler mit	
Flächentransistoren	388
Nahfeldpeiler »P 100.1«	389
Von Sendern und Frequenzen	390
Die physikalischen Vorgänge	
in Zerkhackerschaltungen	391
Neue Tastköpfe für die Klein-Meßgeräteserie	
»Minitest«	393
»Capella 753« — Hi-Fi-Super mit Endstufe	
ohne Ausgangsübertrager	395
Effektiv anzeigendes Röhrenvoltmeter	399
UKW-Sende- und Empfangsanlage	400
Wir wiederholen für den Anfänger	
So arbeitet mein Super (5)	402
Windgeräusche von UKW- und Fernseh-Antennen	403
Chirp- und klickfreie Tastung	404
Ferritantenne mit Kaskade-Vorstufe	405
FT-Zeitschriftendienst	
Der Abgleich von Röhrenpaaren	405
Einfacher quartzesteuerter Transistor-Oszillator	406
FT-Briefkasten	406

Beilagen

Schaltungstechnik

Die Zeilenablenkung im Fernsehempfänger

Prüf- und Meßgeräte (12a)

Kapazitätsmeßgeräte

Prüfen und Messen (12b)

Kondensator-Prüfung und Kapazitätsmessung

Unser Titelbild: Mechanische Vorprüfung der Elastizität der Zentriermembrane von Lautsprechern bei Loewe Opta Aufnahme: FT-Schwahn

Aufnahmen vom FT-Labor: Schwahn (4); Zeichnungen vom FT-Labor (Bartsch, Beumelburg, Ullrich) nach Angaben der Verlasser. Seiten 407 und 408 ohne redaktionellen Teil

Verlag: VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH, Berlin-Borsigwalde, Eichborndamm 141-167. Telefon: Sammelnummer 49 23 31. Telegrammanschrift: Funktechnik Berlin. Chefredakteur: Wilhelm Roth, Berlin-Frohnau; Stellvertreter: Albert Janitsch, Berlin-Spandau; Chefkorrespondent: W. Diefenbach, Berlin und Kempten/Allgäu. Telefon 2025, Postfach 229. Anzeigenleitung: Walter Bartsch, Berlin. Nach dem Pressegesetz in Österreich verantwortlich: Dr. W. Rab, Innsbruck, Schopflstraße 2. Postcheckkonten FUNK-TECHNIK: Berlin, PSchA Berlin West Nr. 24 93; Frankfurt/Main, PSchA Frankfurt/Main Nr. 25474. Bestellungen beim Verlag, bei der Post und beim Buch- und Zeitschriftenhandel. Die FUNK-TECHNIK erscheint zweimal monatlich. Der Nachdruck von Beiträgen ist nicht gestattet. Die FUNK-TECHNIK darf nicht in Lesezirkel aufgenommen werden. Druck: Druckhaus Tempelhof, Berlin.



FUNK-TECHNIK

Fernsehen Elektronik

Chefredakteur: WILHELM ROTH

Chefkorrespondent: WERNER W. DIEFENBACH

Entwicklungslinien im Rundfunkempfängerbau

Die Weiterentwicklung der Rundfunkgeräte wird nicht allein von technischen Gesichtspunkten bestimmt, sondern häufig geben auch modische Einflüsse den Ausschlag. In den ersten Jahrzehnten der Rundfunkentwicklung überstürzte oft eine Neuerung die andere. Heute bedarf es jahrelanger Erfahrung, sorgfältiger Beobachtung der Kundenwünsche und gründlicher Laborarbeit, um eine Neuentwicklung durchzusetzen. Der Konstrukteur steht dabei nicht selten vor der bausgen Frage: Wird diese Neuerung in der kommenden Saison auch den Käufer ansprechen?

Unter den Geräteklassen konnte sich zweifellos der Kleinformsuper durchsetzen. Auf dem deutschen Gerätemarkt ist er seit vielen Jahren bekannt, jedoch durch die Nachkriegsentwicklung vorübergehend in den Hintergrund gerückt. Der später einsetzende UKW-Rundfunk und das in diesem Zeitabschnitt unvermeidliche Erproben der günstigsten Schaltungstechnik erhöhte die konstruktiven Schwierigkeiten. Inzwischen schuf die Kleinbauweise, die z. B. durch Novalrohren, Mikrobandfilter, Kleindrehkondensatoren usw. gekennzeichnet ist, die konstruktive Grundlage für den Kleinformerätebau. Für die Radioindustrie ist der Kleinformsuper nicht allein ein technisches Problem, das heute als gelöst betrachtet werden kann, sondern ein Empfängertyp, der der Absatzsituation vorausseilt. Im vergangenen Baujahr erreichte die Empfängerproduktion ihren Höchststand seit Bestehen der Radioindustrie. Auch für dieses Jahr rechnet man mit beachtlichen Absatzziffern. Für die weitere Zukunft wird jedoch der Sättigungsgrad in der Versorgung der Haushaltungen mit Rundfunkgeräten immer größer. Der Zeitpunkt, zu dem sich in fast jedem Haushalt ein Empfänger befindet, wird eines Tages erreicht sein. Dann kommt dem Zweigerät erhöhte Bedeutung zu, für das sich der Kleinformsuper ganz besonders eignet, denn er ist in einer Preislage unter 200,— DM ausgesprochen preiswert und ein leicht transportables Gerät. Ferritantenne für AM-Empfang und Gehäuse-dipol für UKW lösen die Antennenfrage, soweit man sich bei der Auswahl der Sender gewisse Beschränkungen auferlegt. Ein Vergleich mit den vor etwa 15 Jahren üblichen Kleingerätetypen zeigt deutlich den Fortschritt. Der Kleinformsuper des Jahres 1939 war vielfach schaltungsmäßig ein Kleinsuper ohne ZF-Stufe, in der Klangleistung dem schaltungstechnischen Aufwand angepaßt und in der Ausstattung ausgesprochen nüchtern. Im Gegensatz dazu hat der moderne Kleinformsuper 1955/56 viele Vorzüge der Mittelklasse, wie z. B. getrennte AM/FM-Abstimmung, große, übersichtliche Skala, wirklich gute Klangqualität und bei zahlreichen Modellen eine modisch betonte Gehäuseausstattung.

Aus der weiterentwickelten Raumklangtechnik des vorigen Jahres ist in diesem Jahre ein noch wirksamerer Werbefaktor geworden, für den man auch in Deutschland das Schlagwort „High-Fidelity“ übernommen hat. Man ging ferner dazu über, noch mehr als bisher zur gleichmäßigeren Abstrahlung der Höhen nach vorn Frontlautsprecher mit Hochtonkegel anzuordnen. Die seitlichen 3D-Strahler werden vielfach etwas geneigt und strahlen teilweise nach oben. Schallverteiler und 3D-Resonatoren sorgen für eine noch günstigere Raumklangwirkung.

Es überrascht keineswegs, daß sich in der Spitzenklasse der Zweikanalverstärker und vielfach auch die Gegentaktendstufe endgültig durchgesetzt haben. Die UKW-Technik zwingt den

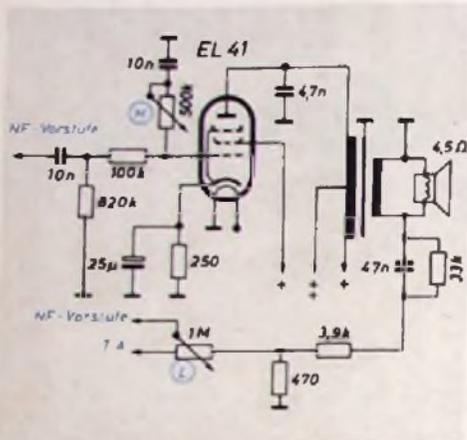
Konstrukteur geradezu, die Möglichkeiten, hohe Klangqualität zu zaubern, restlos auszunutzen. Die Hi-Fi-Entwicklung, die sich mit den diesjährigen Spitzengeräten verschiedener Firmen erfolgreich anbahnt, wird in Deutschland, das von jeher musikalisch anspruchsvolle Hörer aufweist, dankbar aufgenommen. Man muß eine solche Anlage einmal gehört haben, um den richtigen Maßstab für Hi-Fi-Qualität des Jahres 1955/56 zu gewinnen. Wie die verschiedenen Konstruktionen zeigen, bewegt sich der für Hi-Fi erforderliche finanzielle Aufwand in wirtschaftlich tragbarem Rahmen.

Mit dem Zweikanalverstärker, der getrennte Endröhren für Hoch- und Tieftonkanäle verwendet und auf den Ausgangstransformator verzichtet, scheint das heute für den Rundfunkhörer realisierbare Optimum an Klangqualität erreicht zu sein. Die idealste Lösung stellen wohl getrennte Endstufen mit zugehörigen Lautsprechergruppen dar. Andere Zweikanalverstärker benutzen getrennte Vorverstärker für die Höhen und Tiefen oder begnügen sich mit einer Kanalaufteilung auf der Ausgangsseite der Gegentaktendstufe. In technischer Beziehung bedeutet der Zweikanalverstärker einen großen Fortschritt, denn er vermeidet u. a. Intermodulationsverzerrungen. Mit dem Zweikanalverstärker kann man ferner auch „Stereo-Effekte“ erreichen, wenn man die Baßwiedergabe durch geeignete RCL-Glieder im Tieftonkanal zeitlich verzögert. Damit ist es gelungen, die plastische Klangwiedergabe, wie sie die Raumklangtechnik anstrebt, um eine weitere aussichtsreiche Nuance zu vervollkommen. Ganz neue Variationsmöglichkeiten eröffnet schließlich das „Klangregister“. Es wendet sich an jene Hörer, die gewohnt sind, alle klanglichen Vorzüge des Rundfunkempfängers auszunutzen und in dem Klangregister eine Art Klaviatur sehen, die etwa mit dem Register der Orgel vergleichbar ist.

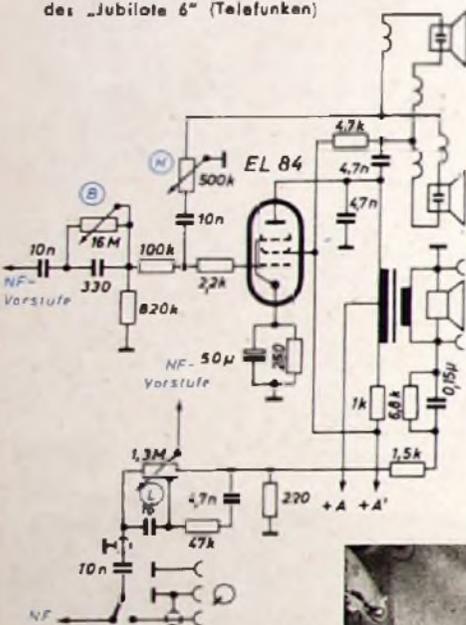
Man ist oft geneigt, die Bedeutung der Bedienungsvereinfachung im Rundfunkgerät gering einzuschätzen, doch zeigt die Erfahrung, die die Rundfunkgesellschaften im Briefwechsel mit vielen Hörern machen, daß noch einfachere Bedienung trotz aller bisherigen Bemühungen der Industrie immer wieder gefordert wird. Auch für den UKW-Teil mag dies beispielsweise zutreffen. Wer einen bestimmten Sender finden wollte, mußte eine Stationstabelle zur Hand nehmen, um ihr Kanal- oder Frequenzangaben für die Abstimmung zu entnehmen. Diesem Übel ist in vielen Empfängern durch große UKW-Skalen mit mehreren, in Namen gezeichneten oder markierbaren Stationsfeldern abgeholfen worden.

Sehr viel Feinarbeit wurde in den Entwicklungslaboratorien geleistet, um Trennschärfe und UKW-Empfindlichkeit zu erhöhen. Das Selektionsproblem ist auf den AM-Bereichen nach wie vor kritisch und erscheint in einem ungünstigen Licht, wenn man an die bald wieder aktuelle Frage einer neuen europäischen Wellenverteilung denkt. Hier droht ein geringerer Kanalabstand eingeführt zu werden, den viele Firmen heute schon berücksichtigen möchten. Vervollkommen wurden ferner die so wichtigen Ferritantennen, die in vielen Fällen jetzt auch mit Zusatzantenne Peilwirkung haben. Schließlich darf nicht übersehen werden, daß manche Firma z. B. die UKW-Einheit neu durchgebildet hat und ein Hersteller sogar eine UKW-De-Modulatoreinheit entwickelte, um eine noch geringere UKW-Störstrahlung zu garantieren, auf die wir im Interesse störungsfreien Fernsehempfangs angewiesen sind. d.

NF- und Raumklangtechnik



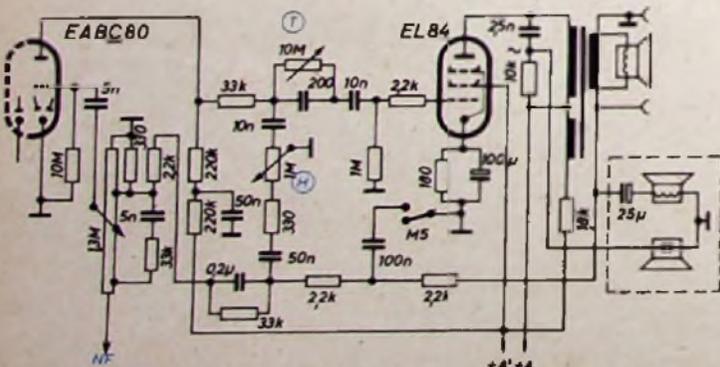
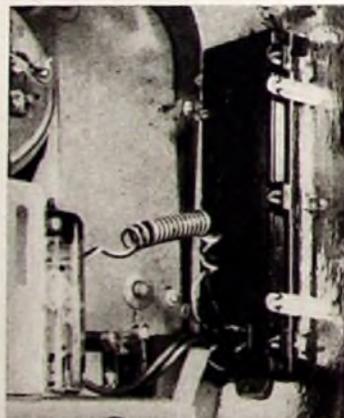
Modernisierte NF-Verstärkerschaltung des „Jubiläe 6“ (Telefunken)



NF-Verstärker mit 3D-Raumklangtechnik im „Gavotte 6“ (Telefunken)

Im rechten Foto erkennt man die zu UKW-Drosseln ausgebildeten Zuleitungen zu den neuen elektrostatischen Flachlautsprechern

Unten: Schaltung des NF-Teiles im Tonfunk-Super „W 360“



Einen allgemein gehaltenen und kurzgefaßten Gesamtüberblick über die technische Weiterentwicklung der neuen Rundfunkgeräte vermittelte der Beitrag „Querschnitt durch technische Neuerungen der Rundfunk-Heimempfänger 1955/56“). In weiteren aktuellen Berichten sollen auch in diesem Jahre noch ausführlich die Fortschritte im Rundfunkempfängerbau unter besonderer Berücksichtigung der Schaltungs- und Konstruktionstechnik geschildert werden. Diese Serie beginnt mit der folgenden Übersicht, die einigen in diesem Jahr besonders interessanten Neuerungen der NF- und Raumklangtechnik gewidmet ist.

Verfeinerung auch in preiswerten Empfängerklassen

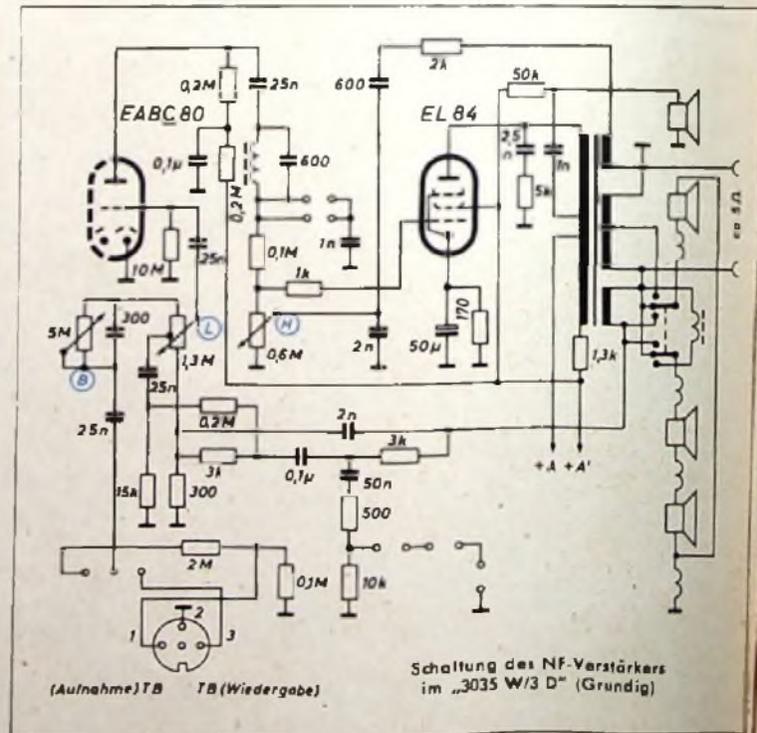
Das Entwicklungsziel, das heute für den NF-Teil des Idealempfängers gilt, läßt sich in den Schlagwörtern „High Fidelity“ und „Raumklangwiedergabe“ zusammenfassen. Optimale Leistungen zu erreichen, ist im NF-Teil heute ebenso wie früher auch eine Frage des Aufwands. Der Konstrukteur muß sich deshalb bei der Wahl seiner Mittel an die finanziellen Grenzen halten, die den einzelnen Geräteklassen gezogen sind.

Im neuen Telefunken-Programm gibt es verschiedene Beispiele, die eindeutig die systematische Weiterentwicklung des NF-Teiles auch in der Mittelklasse mit Eintakt-Endstufe zeigen. Bei der „Jubiläe 6“ war zunächst aus verkaufstechnischen Gründen beabsichtigt, die Endpentode EL 41 gegen die EL 84 auszutauschen. Da es jedoch die Dimensionierung des Netztransformators nicht gestattete, die EL 84 mit ihrer normalen Endleistung auszunutzen, hätte man sich mit dem Anodenstrom von 24 mA abfinden müssen. Diese Anoden-

strom-einstellung hätte eine höhere negative Gittervorspannung verlangt und gleichzeitig den Arbeitspunkt in den gekrümmten Teil der Kennlinie verlagert. Dadurch wäre aber der Klirrfaktor unzulässig angestiegen; aus diesem Grunde wird nach wie vor die EL 41 verwendet. Im übrigen gelang es, die Höhenregelung wirksamer auszubilden. Am Gitter der EL 41 liegt ein 500-kOhm-Potentiometer in Serie mit einem 10-nF-Kondensator. Ferner wurde der niederohmige Gegenkopplungskanal von der Sekundärseite des Ausgangstransformators zum Fußpunkt des Lautstärkereglers geführt. Im Zusammenwirken mit einer neuen, weicheren Lautsprechermembran wurde das Klangbild zugunsten der Tiefenwiedergabe verändert, während schrille Höhen vermieden worden sind.

Im neuen Baujahr erscheint der 6/9-Kreis-Super „Gavotte 6“ mit Raumklangtechnik. Hierzu erhielten die beiden Seitenwände des Gehäuses Schallocher, hinter denen die Hochtonlautsprecher sitzen. Diese neuartigen Flachlautsprecher wurden von Isophon gemeinsam mit Telefunken entwickelt und gebaut. Das in rechteckige Form von 50×160 mm gebrachte elektrostatische System hat durch seine Länge eine Bündelwirkung für die Schallwellen, die der einer Strahlergruppe entspricht. Die Schalleitung des Lautsprechers ist etwa der von drei gewöhnlichen Hochtonlautsprechern mit 70 mm Membrandurchmesser gleichzusetzen. In Verbindung mit der Ausbreitung der tiefen und mittleren Frequenzen durch den hinter der Front sitzenden Ovallautsprecher ergibt sich eine Schalldruckkurve mit vorzüglich ausgeglichener Rundcharakteristik. Beim Einbau der Lautsprecher ergab sich jedoch eine Schwierigkeit. Die „Gavotte“ hat als Einbauantenne eine Folienantenne, die auf der ganzen Innenseite des Gehäuses aufgelegt ist, um eine möglichst wirkungsvolle Aufnahme zu erreichen. Die Hochtonlautsprecher müssen bei der Befestigung an den Seitenwänden also auf die Aluminiumfolie aufgesetzt werden. Da sie einseitig an Masse

1) FUNK-TECHNIK Bd. 10 (1955) Nr. 13, S. 352



Schaltung des NF-Verstärkers im „3035 W/3 D“ (Grundig)

liegen, läßt sich bei dieser Anordnung eine gewisse Kapazität zwischen der Antennenfolie und den Lautsprecherbelägen nicht vermeiden. Diese Kapazität würde jedoch für die Aufnahme der Antenne einen nachteiligen Einfluß haben. Die Anschlußleitungen zu den Doppellautsprechern sind daher als UKW-Kontakten ausgebildet. Auf diese Weise konnten die Hochtonlautsprecher hochfrequenzmäßig hoch gelegt werden, so daß die Anordnung der Antenne durch die Lautsprecher nicht mehr beeinträchtigt wird. Das Foto läßt die Lautsprecher mit den Zuführungsdrosseln erkennen.

Eine noch günstigere Rundstrahlcharakteristik erreicht in der nächsthöheren Preisklasse der 6/9-Kreis-Super „Operette 6“. Die beiden dynamischen Hochtonsysteme sind in einem Winkel von etwa 30° zur Schallwand in den vorderen Rundungen des Empfängergehäuses angebracht.

Ein anderer Teletunken-Super, der 8/11-Kreis-Super „Concertino 6“, ist mit einer feldstärkeabhängigen automatischen Klangblende bei UKW-Betrieb ausgestattet. Die Höhen werden bei diesem Super in zweifacher Weise geregelt. Sie können durch die übliche Klang-

Ein gutes Beispiel für einen solchen NF-Teil mit den Röhren EABC 80 und EL 84 bietet der Grundig-Super „3035 W/3 D“. Es sind insgesamt drei verschiedene sekundärseitige Wicklungen angeordnet. Je ein Gegenkopplungszweig ist für Höhen- und Tiefenregelung bestimmt. Die feste Tiefen- und Höhenanhebung wird automatisch für die einzelnen Bereiche durch Betätigen der Wellenbereichstaste gewählt. Auf diese Weise erhält man je Wellenbereich das Optimum an Wiedergabequalität. Im übrigen zeigt das Schaltbild die einfache An- und Abschaltung der 3-D-Lautsprecher. Ein an der Frontseite befestigtes Hochtonsystem bleibt bei allen Wellenbereichen angeschaltet.

Auch Philips entwickelte den NF-Teil von Empfängern mit der Endpentode EL 84 in Richtung hoher Wiedergabequalität. Bei der neuesten Entwicklung, die sich u. a. auch im NF-Verstärker des „Jupiter 553“ mit den Röhren EABC 80 und EL 84 widerspiegelt, fällt das Fehlen jeder Gegenkopplung auf. Der Frequenzgang wird lediglich durch zwei physiologische Anzapfungen am Lautstärkeregler korrigiert. Durch den Verzicht auf die Gegenkopplung vermeidet man die vor allem

etwa 60° Durch dieses Verfahren wird die technisch richtige Abstrahlung der Höhen nach oben an die Zimmerdecke annähernd erreicht. Der Duo-Lautsprecher garantiert einen weiteren Streubereich für die hohen Frequenzen. Die Verteilung der hohen Frequenzen im Raum ist daher nahezu kugelförmig.

Klangregister

Mit dem Höhen- und Tiefenregler kann der Hörer die Klangqualität weitgehend seinen Wünschen anpassen. Diese Möglichkeit wird von der überwiegenden Anzahl der Hörer sehr geschätzt. Es liegt daher der Gedanke nahe, noch einen Schritt weiterzugehen und mit Hilfe eines typischen „Klangregisters“ bestimmte charakteristische Klangfarben wählbar zu machen.

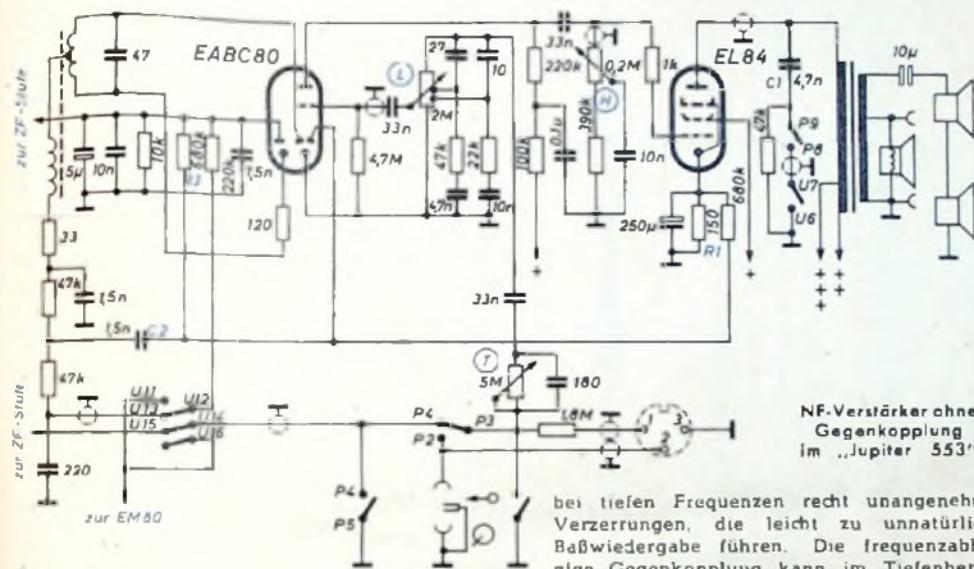
Wie im letzten Heft der FUNK-TECHNIK schon berichtet werden konnte, führte Nordmende in diesem Jahre das „Klangregister“ ein; es besteht aus einer Baß-Taste, Sprach-Taste, Orchester-Taste, Solo-Taste und Jazz-Taste. Drückt man die Baß-Taste (siehe Schaltbild auf der folgenden Seite), dann gelangt vom Heißpunkt des Lautstärkereglers R1 über R2 und über die Kontakte A1, A2 volle NF-Spannung zum Kondensator C1, dessen Kurzschluß durch A5, A6 aufgehoben ist. Nun werden die tiefen Frequenzen an Punkt 8 gestaut, an dem die Anzapfungen für die gehörliche Lautstärkeregelung liegen. Jetzt gelangen zum Lautstärkeregler über die Entzerrungsglieder wesentlich mehr Bässe. Die Taste kann erst nach nochmaligem Drücken wieder ausgelöst werden.

Beim Einschalten der Sprachtaste wird die Kopplungskapazität zwischen NF-Vorstufe und Endstufe stark verringert. Dementsprechend werden die tiefen Töne sehr benachteiligt. Wurde keine andere Taste gedrückt, so werden auch die höchsten Töne nicht in vollem Umfang verstärkt. Die Dischlaute der Sprache scheinen daher keineswegs überbetont.

Mit der Orchester-Taste wird der normale Klangcharakter des Empfängers gewählt. Der NF-Teil gibt dann den gesamten Frequenzbereich gleichmäßig wieder. Baß- und Höhenanhebungen entsprechen der in Rundfunkempfängern üblichen Dimensionierung. Die Solo-Taste gestattet, mit Hilfe einer geringen Lautstärkeerhöhung und Verringerung der Gegenkopplung das Soloinstrument scheinbar hervortreten zu lassen. Beim Drücken dieser Taste wird R3 parallel zu R4 geschaltet und dadurch ein Teil der Gegenkopplung, der zu den Anzapfungen führt, herabgesetzt. Durch Hinzuschalten von R5 und C2 steigen die mittleren Tonlagen an. Es werden die Grundschwingungen und die ersten charakteristischen Oberschwingungen von Soloinstrumenten, die sich vorwiegend im Bereich der mittleren Tonlagen befinden, hervorgehoben. Schließlich können beim Betätigen der Jazz-Taste vom Heißpunkt des Reglers durch Zuschalten von C3 auch die höchsten Frequenzen zum obersten Anzapfpunkt des Lautstärkereglers übertragen werden. In diesem Falle erhält die Frequenzkurve eine starke Hohenspitze. Drückt man gleichzeitig mehrere Tasten, dann lassen sich die beschriebenen Klangeffekte beliebig mischen. Durch verschiedene Kombinationen der Klangtasten entstehen 32 verschiedene Übertragungskurven, die sich noch durch die zusätzlich vorhandenen Höhen- und Tiefenregler verändern lassen.

Hi-Fi-Technik

In den Spitzengeräten strebt man heute höchste Wiedergabequalität an, wie sie das Schlagwort „Hi-Fi“ andeutet. In fast allen Fällen sind hierzu geringster Klirrfaktor, hohe Ausgangsleistung und eine sorgfältig angepaßte Lautsprechergruppe erforderlich. Der



bei tiefen Frequenzen recht unangenehmen Verzerrungen, die leicht zu unnatürlicher Baßwiedergabe führen. Die frequenzabhängige Gegenkopplung kann im Tiefenbereich leicht in eine Rückkopplung übergehen. Kondensator C1 (4,7 nF), der nur bei AM-Betrieb wirksam ist und mit der Streuinduktivität des Ausgangsübertragers Resonanz ergibt, läßt das Frequenzgebiet bei 5000 Hz stärker hervortreten.

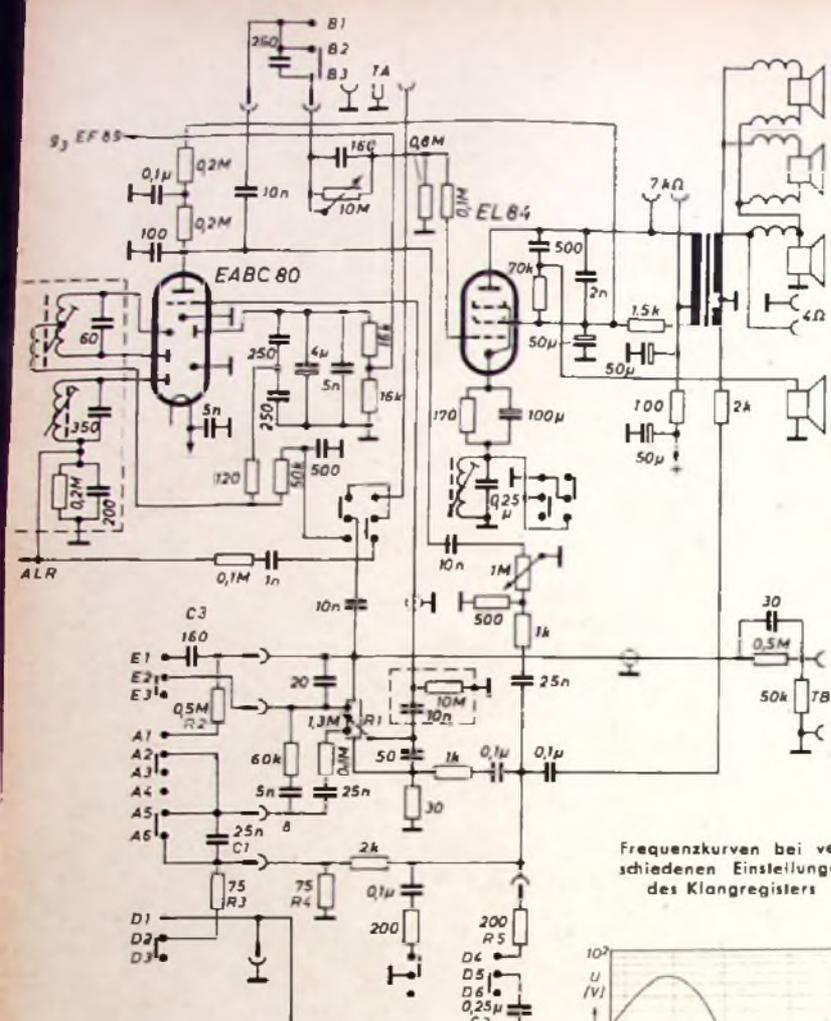
Interessant an der Schaltung des NF-Teils dieses Empfängers ist u. a. auch die niederfrequente Rauschsperrdiode, die bei schwächeren Stationen den Signal/Rauschabstand verbessert und das Frequenzband über eine zusätzliche Diode nach oben hin begrenzt. Eine Diodenstrecke der EABC 80 erhält vom Kathodenwiderstand der EL 84 über R1 eine positive Vorspannung und ist daher niederohmig. Sie wirkt zusammen mit Kondensator C2 als Klangregler. Bei größeren Eingangsspannungen führt man der Diode über R3 eine negative Vorspannung zu, so daß sie gesperrt wird.

Ausschließend ist ferner die Raumklangtechnik des „Jupiter 553“. Als Hauptlautsprecher dient ein 21-cm-Duo-Lautsprecher mit 6 W Belastbarkeit (10 000 Gauß, Wirkungsgrad 5%), während aus Gründen unauffälliger Gehäusegestaltung die beiden 3-D-Lautsprecher seitlich angebracht sind. Die Lautsprechersysteme werden jedoch schräg gestellt und haben einen exzentrisch ausgebildeten Hochtonkegel. Dadurch erhält man eine stark nach oben gerichtete Höhenabstrahlung. Die Hauptstrahlrichtung liegt unter einem Winkel von

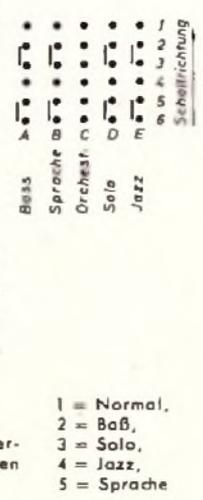
blendenwirkung beschnitten werden. Gleichzeitig wird beim Drehen des Höhenreglers der Dämpfungswiderstand des im Gegenkopplungskanal liegenden Hohengliedes vergrößert und dadurch die Höhenanhebung ebenfalls verringert. Durch entsprechende Dimensionierung des Widerstandsverlaufs im Potentiometer läßt sich eine mit dem Drehweg gleichmäßige Höhenabsenkung erreichen. In ähnlicher Weise ist es gelungen, auch beim Tiefenregler den Widerstandsverlauf zu korrigieren, so daß nun die Bässe mit dem Drehweg gleichmäßig geschwächt werden.

In mancherlei Hinsicht ist die Schaltungstechnik des NF-Verstärkers mit den Röhren EABC 80 und EL 84 weitgehend standardisiert, wie die Schaltung des NF-Teiles im Tonfunk-Super „W 360“ deutlich zeigt. Der Tiefenregler befindet sich im Gitterzweig (10 MOhm) parallel zum 200-pF-Kondensator, während der Höhenregler (1 MOhm) im Gegenkopplungszweig liegt. Die Primärseite des Ausgangsübertragers ist angezapft, so daß der eine Wicklungsteil als Anodenspannungssieb-drossel dienen kann. Die beiden Hochtonlautsprecher mit elektrostatischem und permanentdynamischem System sind primärseitig bzw. sekundärseitig angeschaltet.

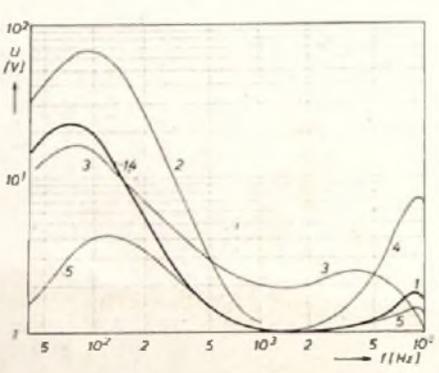
Einige Konstrukteure legen großen Wert auf sorgfältig ausgeklügelte Entzerrung, die sich getrennter Gegenkopplungskanäle bedient.



Schaltung des Klangregisters im Nordmende-Super „Othello“



Frequenzkurven bei verschiedenen Einstellungen des Klangregisters



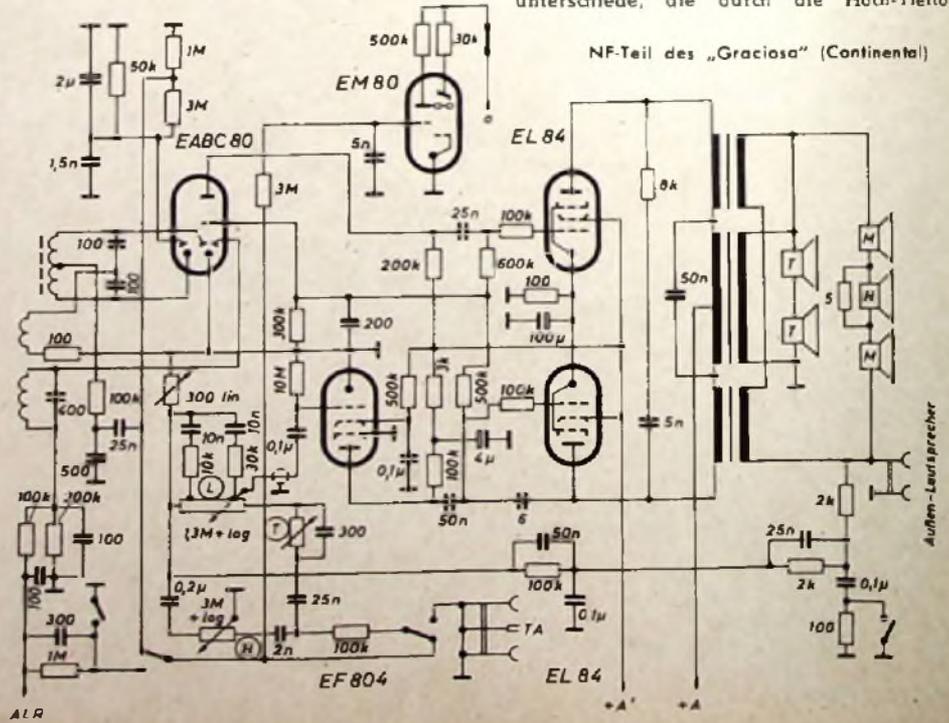
Hi-Fi-Technik in den Spitzenempfängern kommt hohe Bedeutung zu, denn in den nächsten Jahren werden auf diesem Gebiet viele interessante Fortschritte zu erwarten sein. Im neuen Baujahr bringt Continental den Imperial-Super „Graciosa“, einen 7/10-Kreis-Super mit den Röhren EABC 80, EF 804 und 2 x EL 84 heraus, dessen NF-Teil mit großer Sorgfalt entwickelt wurde. Der Frequenzgang wird durch die Gegenkopplung und die beiden RC-Glieder an den festen Anzapfungen des Lautstärkereglers bestimmt. Um Lautstärkeänderungen und unerwünschte Frequenzgangänderungen zu vermeiden, befinden sich Baß- und Höhenregler außerhalb des Gegenkopplungskreises vor dem NF-Verstärker. Diese Klangregelung stellt den verwöhnten Hörer jedoch vielfach nicht zufrieden, da jede Lautstärkeänderung das Neueinstellen der Klangregler verlangt. Es kommt vielmehr auf eine Frequenzgangkorrektur an, die die hohen und tiefen Töne gleichmäßig anhebt oder absenkt. Ferner soll die Regelung kontinuierlich und lautstärkeabhängig sein. Diese Forderungen entspricht der Raumtonregler. Ändert man den Gegenkopplungsgrad, dann läßt sich der Frequenzgang im gewünschten Sinne beeinflussen. Tiefen- und Höhenregler lassen sich noch zusätzlich heranziehen.

Außerdem ist es wichtig, die Intermodulationsverzerrungen der Lautsprecher zu beheben, die die Wiedergabe verschlechtern. Die Beseitigung am Lautsprecher selbst stößt auf große Schwierigkeiten. Continental verwendet daher im NF-Teil für die Wiedergabe der tiefen und hohen Frequenzen zwei Lautsprechergruppen, denen jeweils nur der für sie bestimmte Frequenzanteil zugeführt wird. Unter Beibehaltung aller Vorzüge der Gegenaktendstufe wird die Trennung der hohen und tiefen Frequenzen am Ausgangsübertra-

ger, also am Ausgang des Verstärkers, vorgenommen. Da Weichen auf der Sekundärseite einen verhältnismäßig hohen Aufwand und Leistungsverluste bedeuten, wird der Frequenzbereich primärseitig mit zwei in Reihe geschalteten Ausgangsüberträgern erreicht. Der Tiefenüberträger ist mit einem Kondensator überbrückt, der die Höhen kurzschließt. Der Höhenüberträger hat eine kleine Primärinduktivität und benötigt wegen der geringen Induktion bei den hohen Frequenzen nur einen kleinen Kern. Beide Frequenzbereiche überlappen sich bei einer Grenzfrequenz von etwa 500 Hz. Unterhalb 500 Hz strahlt nur die Tiefton-Lautsprechergruppe, darüber ist nur die Hochton-Anordnung wirksam.

Bei richtiger Dimensionierung lassen sich beide Sekundärseiten der Ausgangsüberträger in Reihe schalten und die entstehende Summenspannung zur Gegenkopplung benutzen. Diese Summenspannung gestaltet die bisher übliche lineare Gegenkopplungsentzerrung und ist frequenzunabhängig. Das Netzwerk der Gegenkopplung stellt eine frequenzabhängige Spannungsteilerschaltung dar und wirkt auf den als Fußpunktwiderstand des Lautstärkereglers dienenden Raumtonregler. Die Widerstände 2 kOhm + 2 kOhm bewirken im Zusammenhang mit dem 0,1-µF-Kondensator die Tiefenanhebung, der Kondensator 50 nF die Anhebung der höchsten Tonfrequenzen, das Serienglied 0,1 µF + 100 Ohm die Anhebung bei etwa 5 kHz und der Widerstand 100 kOhm die lineare frequenzunabhängige Gegenkopplung. Der 25-nF-Kondensator senkt die Geräusche über dem Hörbereich ab.

Schließlich verdient noch die von Continental im „Graciosa“ benutzte Lautsprecheranordnung Beachtung. Die beiden Tieftonstrahler wurden um etwa 70° gegeneinander in der Horizontalen versetzt und strahlen aus je zwei Öffnungen vorn und seitlich ab. Die beiden Haupt-Hochtonlautsprecher sind seitlich angebracht. Ferner befindet sich ein weiteres Hochtonsystem in der Mitte der Frontschallwand. Dieses wurde allerdings nur schwach angekoppelt, da aus größerer Entfernung der diffuse Schall der seitlichen Hochtonlautsprecher angenehmer klingt. Unter Einbezug der Rückwand verfügt das Gerät daher über acht Lautsprecheröffnungen. Infolge des relativ großen Lautsprecherabstandes der gleichmäßig verteilten und gegeneinander versetzten Schallaustrittsöffnungen sowie dank der dadurch entstehenden Laufzeitunterschiede, die durch die Hoch-Tiefton-



NF-Teil des „Graciosa“ (Continental)

Welche verstärkt werden, erhält man ein plastisches Klangbild, für das die Firma den Ausdruck „Breitwand-Lautsprecheranordnung“ geprägt hat

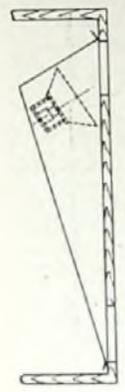
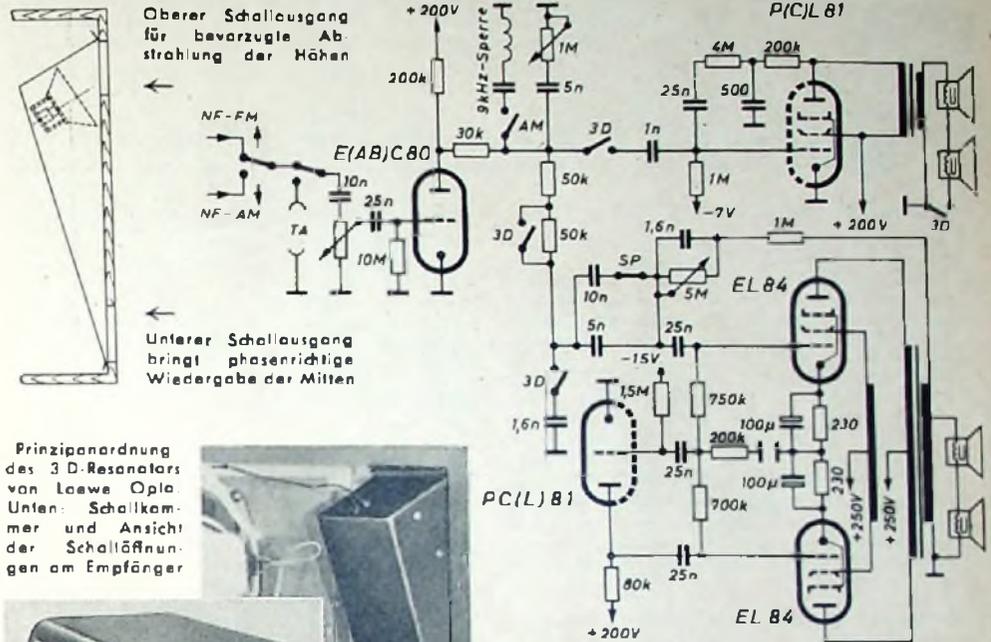
Loewe Opta bietet im Spitzen-Super „Hellas“, 841 W einen Zweikanalverstärker mit Gegenaktendstufe für Hi-Fi-Wiedergabe. Im NF-Teil werden zwei Endstufen verwendet, in denen die Höhen und Tiefen über getrennte Kanäle verstärkt und durch je ein besonderes Lautsprecherpaar abgestrahlt werden. Mit der Aufteilung in zwei getrennte Kanäle vermeidet man Übersteuerungen, wie sie bei gleichzeitigem Auftreten von großen Amplituden der Bässe und Höhen möglich sind, wenn man nur Eintaktendstufen benutzt.

Im Höhenkanal werden die Tiefen über ein Ankopplungsglied 1000 pF, 1 MOhm geschwächt. Als Endstufe dieses Kanals dient das Pentodensystem der PCL 81 mit 2 W Ausgangsleistung. Eine Gegenkopplung mit Höhenanhebung sorgt für eine sorgfältig angepaßte Frequenzkurve. Am Eingang des Baßkanals werden bei gedrückter 3D-Taste durch das Glied 50 kOhm, 1600 pF die Höhen abgeschwächt. Der Endverstärker mit den Röhren 2 x EL 84 benutzt als Phasenumkehrer das Triodensystem der PCL 81. Um den Klirrfaktor klein zu halten, wird die Ultra-linear-Schaltung angewandt. Bei dieser Anordnung werden die Schirmgitter mit einem Teil der Anodenwechselspannung mitgesteuert und so der Innenwiderstand verringert. Ferner bewirkt eine schwache Gegenkopplung eine Tiefenanhebung. Die Tiefenregelung wird im Gegenkopplungskanal vorgenommen. Für Sprachwiedergabe kann ferner mit Hilfe der Taste „Sprache“ vor der Baßendstufe die Tiefenwiedergabe abgeschwächt werden. Der Höhenregler und die abschaltbare 9-kHz-Sperre liegen am Verzweigungspunkt für die beiden Kanäle, um auch bei abgeschaltetem Höhenkanal wirksam zu bleiben. Beim Einschalten des Höhenkanals mit der 3D-Taste und der gleichzeitig eintretenden Höhenabschwächung im Baßkanal tritt auch für die mittleren und tiefen Frequenzen ein kleiner Lautstärkeverlust auf. Er wird durch Überbrücken eines Widerstandes (50 kOhm) wieder ausgeglichen.

Bei Zwei-Kanal-Betrieb ist es möglich, bei gedrückter 3D-Taste durch Betätigen der Höhen- und Tiefenregler nicht nur den Klangeindruck, sondern auch den subjektiven Lautstärkeindruck zwischen der seitlichen und der vorderen Abstrahlung zu ändern. Sind die Höhen abgeschwächt und die Bässe an-

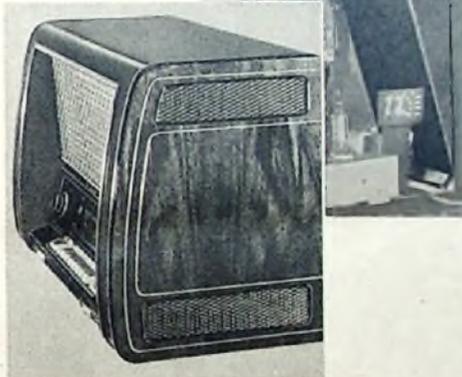
gehoben, so strahlt das Gerät vorzugsweise nach vorn, während umgekehrt die Abstrahlung mehr nach den Seiten gerichtet ist, wenn man die Höhen anhebt und die Bässe schwächt. Im übrigen legt Loewe Opta großen Wert darauf, gegenseitige Beeinflussungen der Lautsprechersysteme zu vermeiden. Aus diesem Grunde sind die seitlichen Hochtonsysteme durch Zwischenwände von den Hauptlautsprechern getrennt. Die Trennwände verlaufen im Gehäuse von oben nach unten und bilden abgeschlossene Tonkammern mit einer Resonatorwirkung. Diese Wirkung ist breitbandig mit einer Grenzfrequenz zwischen

300 und 400 Hz. Um eine effektvolle Tonabstrahlung zu gewährleisten, befinden sich auf beiden Seiten des Empfängergehäuses übereinander zwei Öffnungen. Die obere dient zur Abstrahlung des direkten Schalles von der Vorderseite des Lautsprechers, während durch die untere Öffnung der rückwärtige Schall über den 3D-Resonator nach außen gelangt. Die neuen 3D-Resonatoren nutzen das Prinzip der Schallsäule aus der mitschwingende Luftmasse gestaltet einen erheblichen akustischen Leistungsgewinn. Das Klangbild der Seitenabstrahlung ist so ausgeglichener und wirkt in Verbindung mit der



Oberer Schallausgang für bevorzugte Abstrahlung der Höhen
 Unterer Schallausgang bringt phasenrichtige Wiedergabe der Mitten

Prinzipanordnung des 3D-Resonators von Loewe Opta. Unten: Schallkammer und Ansicht der Schallöffnungen am Empfänger



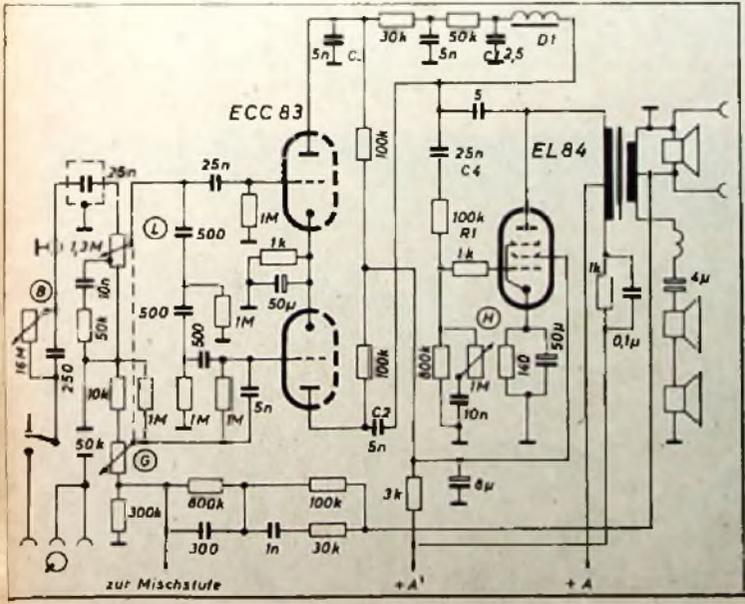
Schaltung des Zweikanal-Verstärkers im „Hellas-Plastik, 841 W“ (Loewe Opta)

Klangabstrahlung des Breitbandsystems an der Frontseite plastischer und naturähnlicher. Auch die Philips-Empfänger „Saturn 653/4 E/3 D“ und „Capella 753/4 E/3 D“ enthalten im NF-Teil einen Zwei-Kanal-Verstärker für die getrennte Verstärkung der hohen und tiefen Frequenzen. Ausführlich wird hierüber auf den Seiten 395—398 berichtet.

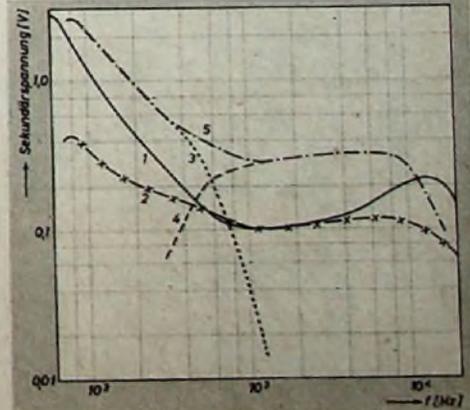
Stereo-Effekt

Schon in unserem allgemeinen Bericht konnte auf den neuartigen Stereo-Effekt hingewiesen werden, den Blaupunkt im Gerät „Salerno“ verwendet. Bei dem hier ausgenutzten Prinzip werden die tiefen Frequenzen gegenüber den Höhen verzögert. Schaltungstechnische Einzelheiten der verhältnismäßig einfachen Anordnung zeigt unser Schaltbild.

Der gemeinsame NF-Kanal wird hinter dem Lautstärkereglern in einen Tief- und einen



Schaltung der Lautzeitkette im Zweikanal-Verstärker für den Stereoeffekt im Blaupunkt-Super „Salerno“. Rechts Frequenzkurven: 1 = Lautstärkereglern auf Anzapfung, für physiologisches Glied eingestellt; 2 = Lautstärkereglern voll aufgedreht. Frequenzkurven ohne Gegenkopplung, Lautstärkereglern auf Anzapfung für physiologisches Glied eingestellt; 3 = Tiefenverstärker mit Endstufe; 4 = Hochtonverstärker mit Endstufe; 5 = Tief- und Hochtonverstärker mit Endstufe



Hochtonkanal aufgeteilt. Beide Kanäle werden getrennt in je einem Triodensystem der ECC 83 verstärkt. Während die verstärkten hohen Frequenzen direkt zum Gitterkreis der Endpentode EL 84 gelangen, durchlaufen die tiefen Töne einige Verzögerungsglieder und werden erst dann der EL 84 zugeführt. Die Verzögerung muß so abklingen, daß die Phasenbeziehung gewahrt bleibt. Es soll ferner ein gewisser Überlappungsbereich vorhanden sein. Eine Auslöschung darf nicht auftreten.

In der Anodenleitung des einen ECC 83-Systems liegt die Verzögerungskette. Sie besteht aus zwei RC-Gliedern und der Drossel D 1. Auf der einen Seite dieser Drossel befindet sich der nach Masse abgezweigte Kondensator C 1, auf der anderen Seite Kondensator C 2 für die Auskoppelung des Hochtonkanals. C 2 liegt über den Innenwiderstand der Röhre an Masse und bewirkt gleichzeitig eine Dämpfung. Kondensator C 3 an der Anode des einen ECC 83-Systems unterdrückt die Höhen, da ja nur die Tiefen verstärkt werden sollen. Die im Hochtonkanal verstärkten hohen Frequenzen gelangen über C 2, C 4 und R 1 zum Gitterkreis der EL 84.

Bei dieser Stereoeffekt-Schaltung ist es ratsam, die niederohmige Gegenkopplung in den Hochtonkanal einzuschleusen. Diese Einspeisung gilt nicht nur für die Höhen, sondern auch für die Tiefen. Die Gegenkopplung verläuft dann über den Gegenkopplungsregler (G), der mit dem Lautstärkereglern gekoppelt ist, zum Gitter des Hochton-Triodensystems.

75 Jahre Ingenieurschule Gauß

Die Ingenieurschule Gauß feiert im Oktober d. J. ihr 75-jähriges Bestehen. Sie entwickelte sich aus der Ersten Berliner Handwerkerchule heraus, die im Jahre 1880 von dem Hamburger Pädagogen Otto Jessen gegründet und von diesem bis zum Jahre 1904 geleitet worden war. Ihre Aufgabe bestand darin, jungen Handwerkern möglichst vieler Berufszweige theoretische Wissensgrundlagen zu vermitteln. Die Schule umfaßte damals kunstgewerblich und technisch ausgebildete Berufe.

Im Verlauf der industriellen Entwicklung Deutschlands verlagerte sich das Schwergewicht der Schule immer mehr auf die technischen Fächer, insbesondere auf die feinmechanischen und elektrotechnischen. Nach dem ersten Weltkrieg, als sowohl die Feinmechanik als auch die Elektrotechnik als industrielle Arbeitsgebiete stark in den Vordergrund traten, schlossen sich die bedeutenden Firmen dieser Industriezweige in Berlin zu einem Fachschulverein zusammen, um auf der Grundlage der Ersten Handwerkerchule eine Ausbildungsstätte für ihren technischen Nachwuchs zu schaffen. So entstand im Jahre 1922 eine rein technische Schule, die ihren Namen nach dem Mathematiker Carl Friedrich Gauß erhielt und unter der Leitung ihres ersten Direktors, Max Fölmer, zu einer Fachschule geformt wurde. Die Techniker und Ingenieure der Fachrichtungen Feinwerktechnik, Fernmelde- und Hochfrequenztechnik ausbildete und zwar für Fertigung und Konstruktion. Zu diesen Ausbildungsgebieten traten später noch die technische Optik und die Meß- und Regelungstechnik.

Die Gaußschule wuchs, insbesondere unter der Direktion Dr. Kurt Gehlhoffs, bis zum Ende des letzten Krieges (sie wurde dann fast völlig demontiert) sowohl im Ansehen als auch an Schülernzahl beträchtlich. Die Ausbildung zum Ingenieur erfolgte auf breiter wissenschaftlich-technischer Grundlage im fünfsemestrigen Studium. Auch vom Jahre 1950 ab ist wieder ein stetiger, schneller Aufstieg zu verzeichnen. Im Verlauf dieser wenigen Jahre hat die Schule ihre technischen Einrichtungen nicht nur wieder geschaffen, sondern diese auch der modernen industriellen Entwicklung anpassen können.

Die Schule, die seit 1948 von Baudirektor Dr.-Ing. Karl-Heinz Siewker geleitet wird, bildete bisher in drei Zügen, einem feinmechanischen und zwei elektrotechnischen, eine große Zahl von Ingenieuren aus. Nach sechssemestrigem Studium werden zur Zeit jährlich etwa 150 Ingenieure in die Praxis entlassen. Da aber diese Zahl bei weitem nicht ausreicht, um den derzeitigen Bedarf der Industrie zu decken, ist den bisherigen Zügen jetzt ein vierter, fertigungstechnischer angegliedert worden.

In Verbindung mit der diesjährigen Tagung der deutschen Feinwerktechnik werden die Jubiläumserfehrlichkeiten am 4. und 5. Oktober in Berlin stattfinden.

KURZNACHRICHTEN

Schallarchiv des NWDR

Der NWDR besitzt in Hamburg das modernste Rundfunk-Schallarchiv Deutschlands. In einem nahezu 1000 m³ großen Lagerraum, der sich über drei unterirdische Stockwerke hinzieht, befinden sich 50.000 Tonbänder und 10.000 Schallplatten. Das Archiv wird noch um etwa 5000 Dokumentaraufnahmen der BBC aus der Zeit von 1923 bis zur Gegenwart ergänzt werden. Eine Rauchgasmeldeanlage löst automatisch Feueralarm aus, sobald jemand in den Archivräumen auch nur eine Zigarette raucht.

UKW-Sprechfunk der Bodenseeflotte

Mit Beginn des Sommerfahrplanes sind sämtliche Fahrzeuge der Bodenseeflotte mit UKW-Sprechfunk ausgestattet worden. Damit kann an Bord jeder Fahrgast durch UKW-Sprechverbindung erreicht werden.

Schweizer Fernsehindustrie im Aufbau

Für Forschung und Versuche hat die Schweizer Fernsehindustrie erhebliche Beträge aufgewandt, um den Anschluß an Qualität und Preise der im Ausland hergestellten Fernsehempfänger zu erreichen. Im Jahre 1954 wurden noch 88,7% Fernsehempfänger aus dem Ausland bezogen. Man rechnet damit, daß dieser Prozentsatz in den nächsten Jahren entsprechend zurückgehen wird.

Flache Fernseh-Bildröhre

In den USA ist man bestrebt, möglichst flache Fernseh-Bildröhren zu entwickeln. Eine solche Bildröhre ist ein Vakuumtyp und besteht aus einem Phosphorschirm, der zwischen Glasplatten befestigt wird.

Fernsehverbindung Deutschland-Schweiz

Die endgültige Richtstrahl-Fernsehverbindung zwischen beiden Ländern soll zwischen dem Feldberg im Schwarzwald und dem Gempen eingerichtet werden. Man nimmt an, daß diese Fernsehstrecke, der im Rahmen der Eurovision große Bedeutung zukommt bis zum Jahresende fertiggestellt sein wird.

479 m hoher Fernsehturm

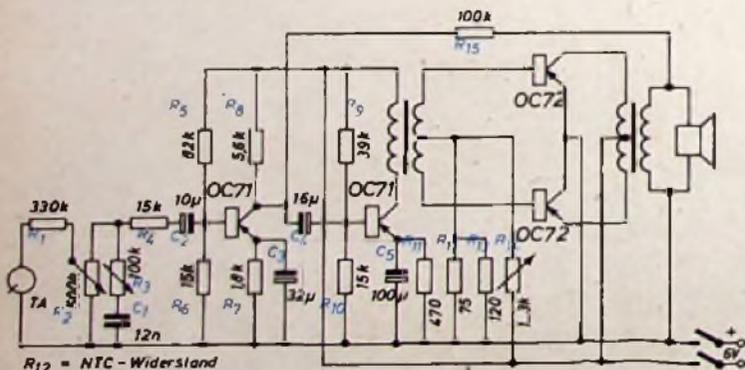
Der höchste Fernsehturm der Welt und gleichzeitig das höchste bisher von Menschenhand errichtete Bauwerk ist der in der Stadt Oklahoma (USA) aufgestellte Fernsehmast. Er ruht auf einem aus 24 Porzellanröhren bestehenden Sockel und ist durch 24 Halteseile abgespannt, die in verschiedenen Höhen befestigt sind.

An der Turmspitze befinden sich Antennen für zwei Fernsehkanäle, die über Koaxial-Kabel gespeist werden. Für die Beförderung des Personals bis zu einer Höhe von 450 m wurde im Innern des Turms ein Fahrstuhl eingebaut. Wie wir erfahren, soll ein noch höherer Fernsehturm mit einer Höhe von 562 m in der Umgebung der Stadt Montgomery (USA) gebaut werden.

Vom kommerziellen Fernsehen in England

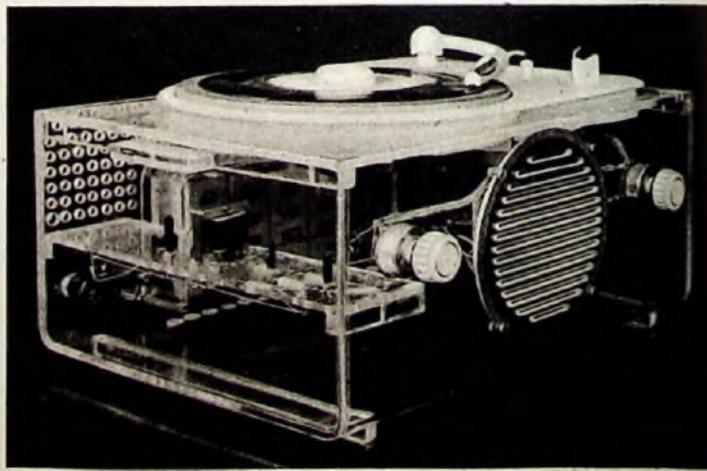
Als Eröffnungstag des englischen kommerziellen Fernsehens gilt der 22. September d. J. Die erste Fernsehendung wird von der Associated Rediffusion veranstaltet werden und zunächst im Londoner Bezirk aufzunehmen sein. In Mittelengland soll das kommerzielle Fernsehen gegen Jahresende eröffnet werden, während Nordengland etwa Mitte Januar folgen wird.

NF-Verstärker für Plattenspieler mit Flächentransistoren



Bei neueren Entwicklungen von Flächentransistoren läßt sich eine optimale Ausgangsleistung mit relativ niedrigen Betriebsspannungen erreichen. Dadurch ergibt sich in der NF-Technik eine große Reihe von Anwendungsmöglichkeiten. Der pnp-Flächentransistor OC 72 von Valvo ist z. B. durchaus in der Lage, bei Gegentakt-Betrieb mit einer Betriebsspannung von 6 V eine Nutzleistung von über 200 mW abzugeben. Die Leistungsverstärkung liegt dabei über 25 dB. Die obenstehende Schaltung hat sich als

NF-Verstärker für einen Plattenspieler bewährt; sie enthält außer der Gegentaktendstufe mit 2 x OC 72 noch eine Vorverstärker- bzw. Treiberstufe, die mit OC 71-Transistoren bestückt ist. Die mittlere Leistungsaufnahme bei Sprach- und Musikmodulation ist etwa 180 mW. Das Foto eines auf der Deutschen Industrie-Messe Hannover 1955 aufgenommenen Plexiglas-Modells zeigt gut den übersichtlichen, geringen Platz beanspruchenden Einbau des NF-Verstärkers unter dem Chassis eines Plattenspielers.



Nahfeldpeiler P 100/1

Der Nahfeldpeiler „P 100/1“ ist zur Messung und Peilung von Sendern auf kurze Entfernung bestimmt. Die Bezeichnung Nahfeld ist physikalisch eigentlich nicht korrekt, denn der Peiler arbeitet auch in der Zone eines Senders richtig, in der nur die Bodenwelle empfangen wird. Für die Entwicklung richtunggebend war besonders die Aufgabe, die Vermessung von Plätzen zur Aufstellung von Großpeilanlagen vorzunehmen.

Konstruktion des Empfängers

Die Konstruktion des Empfängers ist den gestellten Anforderungen angepaßt. Es ist sowohl Wert auf elektrische Dichtigkeit als auch auf mechanische Stabilität gelegt. Klar ist, daß der auf ein Stativ montierte Peilempfänger größeren mechanischen Belastungen ausgesetzt ist als ein Tischempfänger. Die Abb. 1 zeigt den Aufbau des Gerätechassis. Alle Bausteine, HF-, ZF- und NF-Teil, ruhen auf einem Rahmengestell, das an eine Wanne angepunktet ist. Diese Wanne, mit der Frontplatte abgedeckt, nimmt Skalenantrieb, Lautsprecher, Instrument usw. auf und garantiert außerdem Stabilität gegen evtl. Verwindungen des Gerätegehäuses.

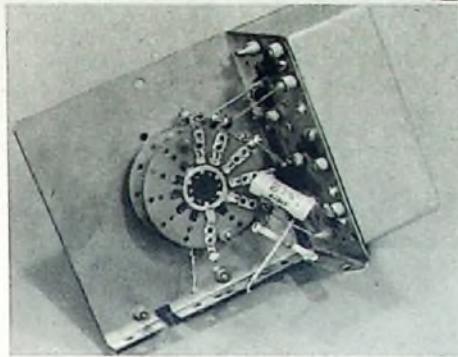
Die Forderungen an die Peilgenauigkeit, insbesondere bei Frequenzen über 20 MHz, sowie die Beweglichkeit im Gelände lassen nur eine Stromversorgung aus Batterien zu.

Der Batterieeinschub, der Heiz- und Anodenakkumulatoren enthält, ist in die Rückwand des Gerätegehäuses eingesetzt. Sorgfältige Abdichtung sorgt dafür, daß Sauredämpfe das Gerät nicht beschädigen können. Die einzelnen Bausteine, HF-Teil und ZF-Teil, sind aus elektrischen Gründen zusätzlich mit einer Abschirmhaube versehen.

Eine besondere Note erhält der HF-Teil durch die mechanische Aufteilung in kleine Baueinheiten. Drei Vorkreise und der Oszillatorkreis werden in der Fertigung einzeln verdrahtet und vorgeprüft. Jeder dieser Bausteine enthält den Spulensatz und den Bereichschalter. Die Bereichschalterplatten, in den Vorkreisen aus HP-IV-Material, schalten die Spulen ein bzw. schließen sie kurz. Nach der Montage dieser Boxen auf die Grundplatte wird durch eine Steckachse die mechanische Verbindung der Schalterplatten untereinander hergestellt (Abb. 2).

Besondere Beachtung verdient die Oszillatorbox. Hier bestehen die Schalterplatten aus Keramik. Wegen der Frequenzstabilität ist das Rastschloß des Bereichschalters in diesem Baustein untergebracht.

Der ZF-Teil und ein Teil des NF-Verstärkers mit den Röhren DF 91, DF 91, DK 92 und



DL 96 ist mit vier Schrauben am Montage- rahmen befestigt. Direkt neben der Telegrafie-Überlagerer-Röhre DK 92 ist der Quarz für 469 kHz montiert (Abb. 3). Der Ausgangsüber- trager sowie alle übrigen zum Niederfre- quenzteil gehörenden Bauelemente ruhen auf einem schmalen Montagestreifen. Betriebs- artenschalter, Lautstärkereglер, Telefonaus- gangsbuchsen usw. sind an der Frontplatte befestigt.

Die Röhren

Die Röhren arbeiten mit 1,4 V Heizspannung und brauchen insgesamt 350 mA Heizstrom. Die Anodenspannung beträgt 68 V bei 18 mA Stromverbrauch. Der Batteriesatz garantiert einen Dauerbetrieb von 20 Stunden.

Von den zur Verfügung stehenden Batterie- röhren sind die Typen DF 91, DK 92 und DL 96 ausgewählt worden. Trotz des geringen Stromverbrauches ergibt sich im Mittel eine Peilempfindlichkeit mit $\pm 1^\circ$ Minimumsbreite bei 50 $\mu\text{V/m}$ Feldstärke.

Abb. 4. Schaltung der DK 92 als erster Überlagerer im „P 100/1“

Abb. 3 (unten). A1 = Überlagererquarz für 469 kHz mit DK 92

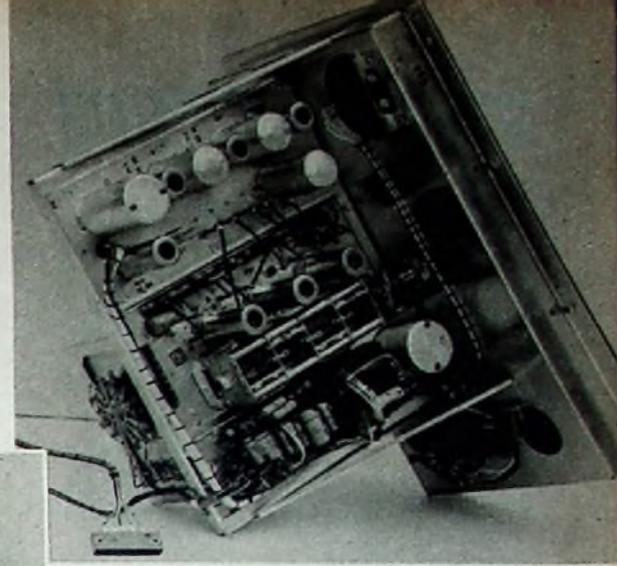
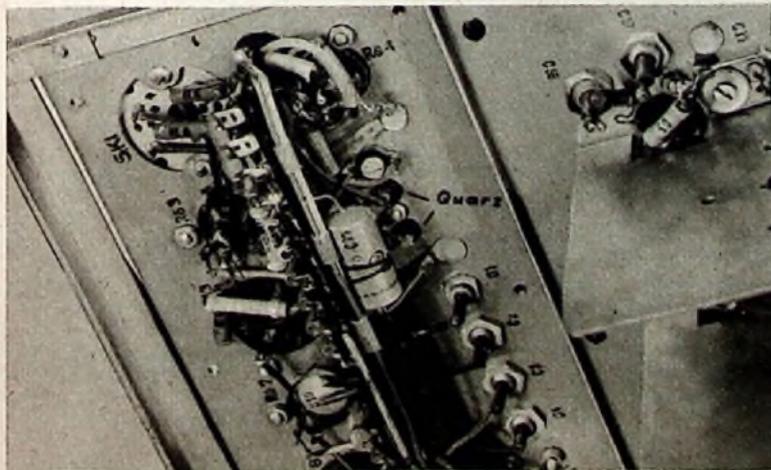


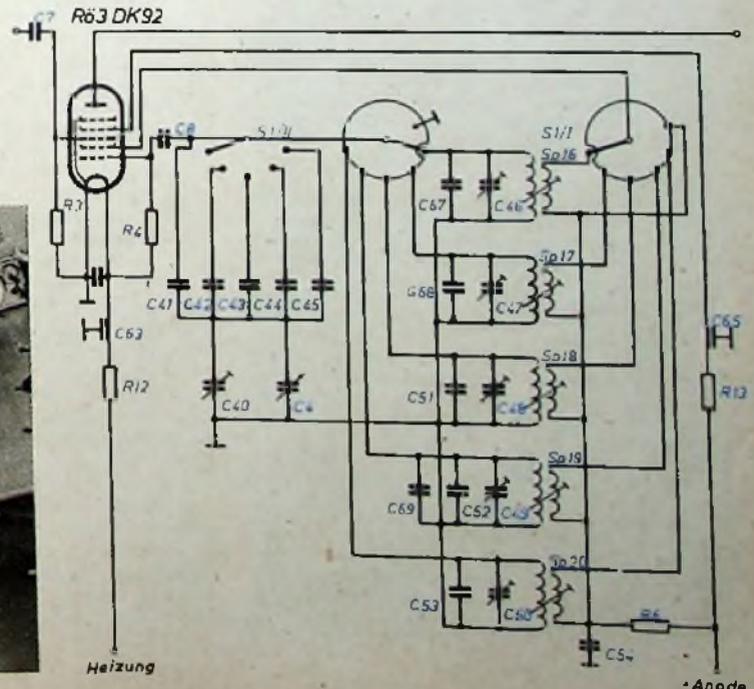
Abb. 1. Mechanischer Aufbau des Nahfeldpeilers

Abb. 2. Ansicht der Eingangskreise mit Schalter und Verkürzungskondensatoren

Bei der ungünstigsten Frequenz, etwa 20 MHz, ist eine Empfindlichkeit von 20 kT_0 nur erreichbar, wenn eine zweite Röhre DF 91 zur Vorverstärkung eingesetzt ist. Dies folgt aus der Tatsache, daß die DF 91 einen äquivalenten Rauschwiderstand von 19 $\text{k}\Omega$ und eine Steilheit von 0,8 mA/V hat. Dann aber kann das Rauschen der Mischröhre DK 92 bereits vernachlässigt werden. Zu dem Gewinn an Empfindlichkeit kommt mit dem 3. Vor- kreis auch die bessere Spiegelwellenselektion bei der höchsten Empfangsfrequenz hinzu. Mit zwei Vorröhren kann leicht eine Spiegelwellenselektion von 40 dB garantiert werden. Als Misch- und Oszillatorröhre ist die DK 92 eingesetzt. Gitter 1 und Gitter 2 arbeiten in Meißnerschaltung als Oszillator. Gitter 3 erhält über C 7 (60 pF) die HF-Spannung zugeleitet. Dieses Gitter ist nicht geregelt. Abb. 4 zeigt die Schaltung der Mischstufe.

Empfangsbereich und Arbeitsweise

In fünf Bereichen überstreicht der Empfänger den Bereich von 1,5... 30 MHz. Die Bereiche IV und V sind zur Erreichung einer besseren Ablesegenauigkeit gespreizt. Ein Grob-Fein- Antrieb sichert eine gute Einstellung des Drehkondensators, eines Vierfachkondensators mit 250 pF Variation.



Neubauten des Südwestfunks

Auf der „Funkhöhe“ in Baden-Baden errichtet der Südwestfunk ein Bürohaus der Technik und ein Kontingengebäude mit einem Rauminhalt von insgesamt über 10.000 cbm. Mit der Fertigstellung rechnet man noch in diesem Jahre. Die technischen Einrichtungen des Fernsehstudios des Südwestfunks in der Baden-Bodener Stadthalle werden gegenwärtig durch den Einbau einer zweiten Studiokamera-Anlage ergänzt. Diese Erweiterung gestattet in Zukunft gleichzeitig Proben in zwei mit je drei Kameras ausgerüsteten Studios.

Neue Fernsehsender des Bayerischen Rundfunks

Mit den Bauarbeiten am Fernseh-Großsender Dillberg des Bayerischen Rundfunks konnte kürzlich begonnen werden. Es ist beabsichtigt, auf dem Grünen i. Allgäu den nächsten Fernseh-Großsender zu errichten. Er wird im Gebäude des schon bestehenden UKW-Senders aufgestellt werden. Man beabsichtigt, die erforderlichen Ausbauten in Kürze in Angriff zu nehmen. Mit der Inbetriebnahme dieses dritten bayerischen Fernseh-Großsenders wird im Laufe des Jahres 1957 gerechnet.

Vom Fernsehumschalter Nürnberg

Der auf den Dillberg verlegte Fernsehumschalter des RTI in Nürnberg hat eine Spitzenleistung von 50 W und schaltet sich automatisch nach den Sendezeiten der Fernsehstation Wandelstein ein und aus. Da der Antennengewinn 12 dB ist, ergibt sich trotz der größeren Entfernung ein besserer Empfang in Nürnberg. Der RTI-Umschalter Dillberg setzt auf Kanal 10 auf Kanal 6 um.

Rundfunk in Neufundland

Aus Kanada wird uns von einem Leser geschrieben:

„Außer einem privaten Reklamesender und einem Soldatensender gibt es in St. John's auf Neufundland den Trans-Canada-Dienst der Canadian Broadcasting Corporation.“

Der Studiokomplex besteht aus zwei Sprecherstudios, von denen eins speziell als Ansagerstudio, das andere für größere Diskussionsgruppen gedacht ist, und einem größeren Hörspielstudio. Die beiden Sprecherstudios sind durch Regiefenster mit dem Kontrollraum, in dem auch Schaltraum und Tonteigerraum untergebracht sind, verbunden. An den Kontrollraum schließt sich ein kleiner Aufnahmebereich mit den Plattenschnittmaschinen und den Magnetkassettengeräten an. Das Hörspielstudio hat einen eigenen Regieraum, dessen Mischpult in Sekundenschnelle als Ersatz für das Kontrollraumpult geschaltet werden kann.

Die ganze Anlage wird mit geringstem Personalaufwand betrieben. Der unbesetzte 10-kW-Mittelwellensender ist etwa 5 Meilen von den Studios entfernt und wird vom Kontrollraum ferngesteuert. Um Übermodulation zu vermeiden, ist ein Begrenzer in die Sendeleitung geschaltet. Sämtliche internen Schaltverbindungen sind über ein Trennklinkenfeld geführt. Ferner besteht eine Drucklastenschaltung, die das in Deutschland bekannte Kreuzschienenverteiler-System ersetzt.

Weiterhin bemerkenswert ist die Bauweise der Studios, die mittels den Türen durch Filz und Schwammgummi vollständig von dem eigentlichen Gebäude isoliert sind. Die Magnetfonmaschinen laufen mit 19 cm/s (30 Hz ... 12 kHz) und durchweg in vertikaler Betriebsstellung. Bei den Maschinen verwendet man einen Doppelpol-Löschkopf.

Als Mikrofone verwendet man eine Kombination von Bündchen- und Tauchspul-System. Die Tauchspule ist angezapft und gestattet durch Umschaltung eine beliebige Änderung der Charakteristik.

Das Programm besteht hauptsächlich aus Darbietungen, die in den größeren Städten Kanadas produziert und auf dem Leitungsweg an die einzelnen kleineren Stationen verteilt werden. Das erklärt auch die erstaunlich geringe Anzahl der Platten im Archiv. Die lokalen Sendungen von Neufundland werden jedoch zu etwa 95 % von den St. John's-Studios bestrahlt.“

Die Empfindlichkeiten des Empfängers werden mit einer Rauschdiode an einem besonders für diesen Zweck geschaffenen 60-Ohm-Eingang gemessen. Sie betragen in Bereich

I:	1,5 ... 2,0 MHz	4 ... 5 kT _u
II:	2,8 ... 5,6	5 ... 7
III:	5,5 ... 11	10 ... 12
IV:	10,8 ... 20	13 ... 15
V:	20 ... 30	17 ... 20

Die Peilempfindlichkeit ist abhängig von den Verlusten im Peilvorsatz sowie von der frequenzabhängigen effektiven Antennenhöhe des Peilrahmens. Sie wird in $\mu\text{V/m}$ je Grad Minimumbreite angegeben. Die erreichten Werte wurden bereits genannt.

Entsprechend der Verwendung als Peilempfänger sind die Eingangsspulen des Empfängers symmetrisch ausgeführt. Die 1. HF-Voröhre wird bei Peilbetrieb im Schirmgitter von Hand geregelt, bei Rundempfang in Stellung „automatische Regelung“ dagegen steuert die aus der ZF gewonnene und verzögerte Regelspannung das Gitter I dieser Röhre.

Die Kreise in der Anode der 1. HF-Vorverstärkerröhre sind aus Gründen der Empfindlichkeit voll an die Röhre gekoppelt. Nur der Bereich I macht eine Ausnahme. Im 3. Vorkreis jedoch sind nur die Bereiche IV und V voll angekoppelt. In den Bereichen I, II und III wird mit den Spulenzapfungen ein Verstärkungsangleich erreicht.

Es hat sich gezeigt, daß die Storstreuung des Oszillators besonders klein wird, wenn der Rotor des Drehkondensators an Masse gelegt wird. Der Erdpunkt liegt am Röhrensockel der DK 92, so daß Gehäuseströme möglichst vermieden werden. Dafür liegen dann alle Verkürzungskondensatoren am heißen Ende des Kreises. Da ihre Aufbaukapazität jedoch beim Vorabgleich miteingestimmt wird, bringt diese Anordnung nur Vorteile. In den Bereichen IV und V (11 ... 30 MHz) ist außerdem die Vermeidung von Schallinduktivitäten zwischen Röhre, Drehkondensator und Spulen wichtig. Durch die Verkürzungskapazitäten, die die Rolle von Leitungen übernehmen, sind die Verbindungen, besonders in Bereich V, induktionsarm gehalten. C 41 bleibt dauernd eingeschaltet, da er den Schalter S III überbrückt.

Die Spulen des Oszillatorteiles sind auf Keramikkörper gewickelt. Kreisspule und Rückkopplungsspule sind in den Bereichen I bis III nebeneinandergewickelt, während in den Bereichen IV und V ein Ineinanderwickeln nicht zu vermeiden war. Die Windungszahlen erreichen in Bereich V das Verhältnis 1 : 1. Diese verhältnismäßig kräftige Rückkopplung ist zur Einhaltung des vorgeschriebenen Gitterstromes von 80 ... 120 μA über den Bereich notwendig.

Eine Verkopplung des Mischkreises mit dem Oszillatorkreis über die Röhrenkapazitäten wird zwischen 15 und 30 MHz wirksam und macht den Abgleich dieser Kreise durch Mitzieheffekte kritisch. Die Benutzung einer Rauschdiode als Signalgenerator bewährt sich beim Abgleich gut. Durch Messung der Spiegelwellenselektion — sie muß bei 30 MHz größer sein als 40 dB — wird die Einstellung dann kontrolliert.

Der Mitzieheffekt wirkt sich andererseits auch vorteilhaft aus. Sobald der Mischkreis richtig abgestimmt ist, wirkt er derart auf den Oszillator zurück, daß Anodenspannungsschwankungen nicht voll wirksam werden. Der ZF-Verstärker ist mit handelsüblichen Bandfiltern bestückt. Sie ergeben zusammen mit dem letzten ZF-Schwingkreis eine Bandbreite von $\pm 3,5$ kHz.

Außer den 2 Röhren DK 92 und der DL 96 werden alle Röhren von Hand im Schirmgitter bzw. automatisch am Steuergitter geregelt. Die automatische Regelung ist verzögert.

Die Demodulation der ZF-Spannung übernimmt eine Germaniumdiode. Von ihr wird gleichzeitig die verzögerte Regelspannung abgenommen. Ein Schalter gestattet die Umschaltung auf die Betriebsarten: A3 handgeregelt, A3 mit automatischer Regelung und A1 mit Handregelung. Dabei wird gleichzeitig die Abnahme der NF-Spannung geschaltet. Die Schaltung der Röhre DK 92 als ZF-Verstärker-Röhre bei Telefonie-Empfang und als Überlagerer- und Mischröhre bei Telegrafie-Betrieb ist in Abb 5 gezeigt. Bemerkenswert ist der Telegrafie-Quarzüberlagerer. Die beim Peilbetrieb am Empfänger wirksamen Eingangsspannungen schwanken stark, entsprechend der Stellung des Peilrahmens zur Einfallsrich-

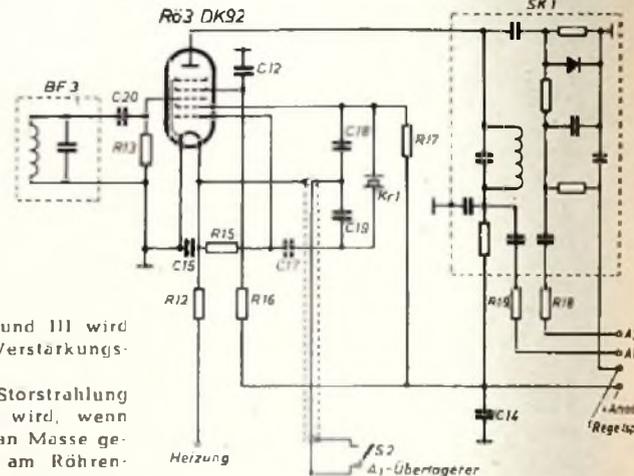


Abb. 5. DK 92 als ZF-Röhre für A3- und als Überlagerer und Mischröhre für A1-Betrieb

lung der Strahlung. Diese Spannungsschwankungen ziehen einen normalen A1-Überlagerer mit da eine Verkopplung in der DK 92 unvermeidlich ist. Der 469-kHz-Quarz, um 1 kHz gegen die ZF versetzt, hat nicht nur den Vorteil großer Stabilität, sondern er nimmt auch wenig Raum in Anspruch. Durch Erdung der Kapazitäten C 18 und C 19 über den Betriebsartenschalter läßt sich der Überlagerer einschalten, ohne die Betriebsspannungen der Röhre DK 92 stark zu ändern. Ein abgeschirmtes Kabel mit etwa 60 pF Eigenkapazität ist von den Kondensatoren C 18 und C 19 bis zum Schalter, der ohne Abschirmung im Gehäuse untergebracht ist, verlegt. Schwingt der A1-Überlagerer, so ist diese Leitung geerdet. Sie bleibt kalt, und unerwünschte Einstrahlung von Oberwellen in den HF-Teil, durch die unerwünschte Pleistellen entstehen könnten, wird vermieden. Die gute Siebung der Stromversorgungsleitungen gestattet übrigens ohne Risiko den völlig freien Aufbau des A1-Überlagerers im ZF-Chassis. Vor jeder Röhre liegt der zur Herabsetzung der Heizspannung notwendige Vorwiderstand von jeweils 10 Ohm. Er erhöht die Siebwirkung der Heizkondensatoren. Bei A1-Betrieb wird die Niederfrequenz vom Tiefpunkt des letzten ZF-Kreises über den Widerstand R 19 (250 kOhm) ausgekoppelt. Dieser Widerstand dient zur Unterdrückung der A1-Überlagererspannung und zum Angleich des Niederfrequenzpegels bei A1 an den bei A3-Betrieb mit 30 % Modulation. Über das abschaltbare Tonsieb gelangt die NF zur Endröhre DL 96, die über den Ausgangstransformator einen eingebauten Lautsprecher oder einen Kopfhörer speist. Schallklinken übernehmen die Abschaltung des Lautsprechers. Ein Outputmeter zeigt die am Kopfhörer liegende NF-Spannung an.

Die physikalischen Vorgänge in Zerhackerschaltungen

Zur Erklärung der Arbeitsweise von Zerhackerschaltungen sei die meistens angewandte Gegentaktschaltung herangezogen (Abb. 1). Die beiden Wicklungshälften des Transformators werden im Takt der Zerhackerrfrequenz in wechselnder Richtung von Gleichstrom durchflossen. Die Zeitdauer eines solchen Stromstoßes ist durch die Dimensionierung des Zerhackers gegeben; sie ist bei einer Zerhackerrfrequenz

von 50 Hz	etwa	$8 \cdot 10^{-3}$ s
" 100 Hz	"	$4 \cdot 10^{-3}$ s
" 150 Hz	"	$3 \cdot 10^{-3}$ s
" 200 Hz	"	$2 \cdot 10^{-3}$ s

Man bezeichnet diese Zeitdauer auch als die Schließzeit s je Halbperiode. Auf die Periode bezogen ist sie üblicherweise 80% der Periodendauer (Abb. 2).

Die Festlegung der Zerhackerrfrequenz ergibt sich zwangsläufig aus der Betriebssicherheit. Praktisch kommen die obengenannten Frequenzen vor. Die Heraussetzung der Frequenz bietet den Vorteil, daß man Transformatoren mit geringerem Eisenquerschnitt benutzen kann. Ein Nachteil ist die schnellere Abnutzung der Schaltkontakte, also die Herabsetzung der Lebensdauer des Zerhackers. Die meisten Zerhacker sind für etwa 100 Hz ausgelegt.

Den folgenden Betrachtungen ist eine unbelastete Schaltung nach Abb. 1 zugrunde gelegt. Die elektrischen Vorgänge verlaufen im eingeschwingenen Zustand des Zerhackers. Wenn das Kontaktpaar 1 gerade schließt, wird die Batteriespannung U an eine primäre Wicklungshälfte des Transformators gelegt. Der einsetzende Magnetisierungsstrom folgt annähernd einer e-Funktion, beeinflusst durch die Hysteresis-Kurve der jeweiligen Eisensorte. Die Stromaufnahme durch den sekundärseitig angeschalteten Kondensator C ist praktisch vernachlässigbar. Dem Stromverlauf im Transformator entspricht der Spannungsverlauf an den sekundären Transformator клемmen. Die EMK nimmt nach einer e-Funktion ab. Aus der Betrachtung des Ersatzschaltbildes Abb. 3 ergeben sich folgende Stromanteile: der Magnetisierungsstrom I_1 , der Kondensatorstrom I_C , der, wie erwähnt, gleich Null gesetzt werden kann, und der Eisenverluststrom I_{Fe} , dessen Anteil konstant bleibt. Dieser Strom wird nach der Schließzeit unterbrochen. Wie leicht einzusehen ist, ist der Kreis so zu dimensionieren, daß nach beispielsweise $4 \cdot 10^{-3}$ s (entsprechend einer Frequenz von 100 Hz) die Transformator-EMK praktisch noch nicht zusammengebrochen sein darf. Der Leerlaufstrom darf nicht merklich angewachsen sein, sonst ergeben sich zu hohe Leerlaufverluste.

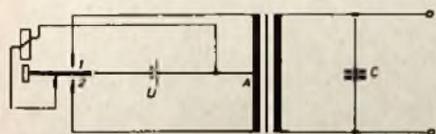


Abb. 1. Gegentaktschaltung eines Zerhackers

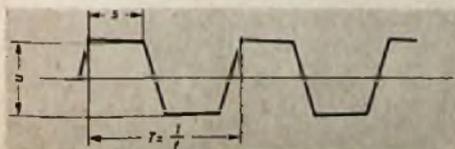


Abb. 2. Schließzeit s und Periodendauer T

In der nächsten Halbperiode schließt das Kontaktpaar 2, und der Vorgang wiederholt sich. Die EMK des Transformators nimmt einen trapezförmigen Verlauf (Abb. 4). Unter Zugrundelegung dieser Kurve läßt sich die Windungszahl eines Transformators bei gegebenem Eisenquerschnitt exakt berechnen.

Berechnung des Zerhacker-Transformators

Zur Berechnung des Transformators müssen folgende Größen bekannt sein bzw. ermittelt werden:

die Eisensorte mit ihrer Magnetisierungskurve und ihren Verlusten;

der Eisenquerschnitt, der nach den üblichen, bekannten Gesichtspunkten unter Berücksichtigung der Gegentaktschaltung abhängig von der Belastung festgelegt wird;

die Windungszahl (primär und sekundär), die nachstehend berechnet wird;

die Zerhackerrfrequenz, die mit den Daten des Zerhackers gegeben ist.

Die Qualität einer Zerhackerschaltung hängt im wesentlichen von der Qualität der Eisensorte des Transformators ab. Im Gegensatz zu Netztransformatoren, in denen bei sinusförmigem Spannungsverlauf das Eisen bis zum Sättigungswert (12 000 G bei Blech Klasse A 3) durchgesteuert wird, dürfen Zerhacker-Transformatoren nur wenig über den Magnetisierungspunkt, der dem maximalen Permeabilitätswert entspricht, durchgesteuert werden.

Die im Transformator bei w_2 Windungen induzierte EMK ist

$$u = w_2 \cdot \frac{d\phi}{dt} \cdot 10^{-8} \text{ [V]}$$

Durch Integration ergibt sich

$$\phi = \frac{10^8}{w_2} \cdot \int u \, dt \text{ [M]}$$

Unter der Annahme des trapezförmigen Verlaufes der Spannungskurve berechnet sich für die Frequenz f die Windungszahl w_2 bei bekannter Induktion B_{max} [G] und Betriebsspannung U_{max} [V] zu

$$\int u \, dt = 0,45 \cdot \frac{1}{f} \cdot U_{\text{max}}$$

Ist der Eisenquerschnitt F_{Fe} [cm²], so wird

$$\frac{\phi}{F_{Fe}} = \frac{10^8}{w_2 \cdot F_{Fe}} \cdot 0,45 \cdot \frac{1}{f} \cdot U_{\text{max}} = B_{\text{max}}$$

und die Windungszahl

$$w_2 = \frac{U_{\text{max}} \cdot 0,45 \cdot 10^8}{B_{\text{max}} \cdot f \cdot F_{Fe}}$$

Vergleicht man diese Windungszahl w_2 mit der eines Transformators w_N , der an sinusförmiger Spannung gleicher Frequenz liegt, so ist w_2 um 65% größer als w_N .

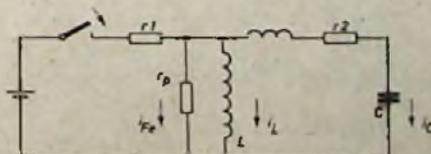


Abb. 3. Ersatzschaltbild des Zerhackerstromkreises

Wenn in der Industrie teilweise niedrigere Zuschläge bei der Berechnung der Windungszahlen für Zerhackertransformatoren nach der Beziehung, die für Sinus-Spannung Gültigkeit hat, gemacht werden, so ist dies nur angängig, wenn für die Spitzenwerte der Induktion kleinere Werte angenommen werden.

Bei der Bestimmung der Transformatorgröße in Abhängigkeit von der Leistung gilt für das Eisengewicht die gleiche Beziehung wie für normale Transformatoren. Die Schnittform ist unter Berücksichtigung des $\sqrt{2}$ -fachen Bedarfs an Wickelraum für die Gegentaktschaltung auszusuchen.

Berechnung der Kapazitäten zur Funkenlöschung

Die Funkenbildung an den Zerhackerkontakten ist für deren Lebensdauer maßgebend. Sie ist abhängig von der Größe des Gleichstromes, der unterbrochen wird. In erster Linie hängt die Funkenbildung von der Größe des Leerlaufstromes und dem durch sie bedingten Magnetisierungszustand ab. Die Spannung an der Funkenstrecke wird

$$u = L \cdot \frac{di}{dt}$$

Die Induktivität L und der Stromsprung di/dt sind maßgebend für den entstehenden Funken. Um eine stabile Funkenlöschung zu erreichen, muß die Induktivität L des Transformators, die im Augenblick der Unterbrechung der Kontakte besteht, für alle vorkommenden Betriebszustände konstant bleiben. Daraus ergibt sich, daß das Transformatorisen nur bis zu einem Induktionswert magnetisiert werden darf, bei dem diese Bedingung weitgehend erfüllt ist.

Die Induktivität L der Wicklung mit w Windungen bei geschlossenem Eisenweg l_{Fe} [cm] ist

$$L = \mu \cdot w^2 \cdot 0,4 \cdot \pi \cdot \frac{F_{Fe}}{l_{Fe}} \cdot 10^{-8} \text{ [H]}$$

Der Verlauf der Permeabilität μ als Funktion der Induktion zeigt ein Maximum (Abb. 5). Wählt man als Betriebswert den Spitzenwert der Permeabilität, so ergeben sich bei Schwankungen der Betriebsspannung Werte für μ , die nur wenig vom Sollwert abweichen. Unter dieser Voraussetzung beherrscht man die Funkenlöschung wesentlich sicherer. Die Permeabilitätskurve des verwendeten Eisenbleches muß also bekannt sein.

Die zur Berechnung der Windungszahl w_2 gewählte Induktion richtet sich deshalb nach dem Arbeitspunkt der Magnetisierungskurve, an dem die maximale Permeabilität vorhanden ist. In der Praxis ergeben sich Werte für die Induktion, die vor allem bei niedrigen Betriebsspannungen höher liegen. Betreibt man jedoch die Schaltung mit 110 oder 220 V, so ergeben sich sichere Betriebsbedingungen bei Einhaltung der genannten Dimensionierung.

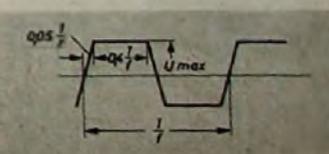


Abb. 4. Verlauf der EMK des Transformators

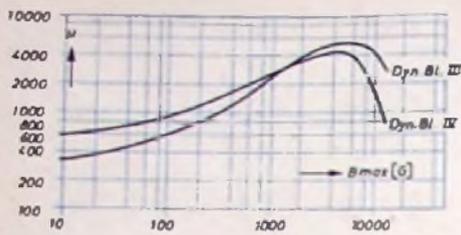


Abb. 5 Verlauf der Permeabilität μ als Funktion der Induktion B_{max} des Transformators

Für Dynamoblech III nach DIN 41 301 gilt:

Betriebsspannung	zu wählender Induktionswert	μ
2 bis 4 V	etwa 9000 G	etwa 5500
6 bis 12 V	etwa 7500 G	etwa 6000
12 bis 24 V	etwa 7500 G	
110 bis 220 V	- 7000 G	

Ausgehend von dem unbelasteten Zerrhackertransformator ist nach einer Halbperiode, d. h. am Ende der Schließzeit s der Kontakte, die magnetische Energie $\frac{1}{2} L I^2$ gespeichert. Diese

würde sich in eine Funkenentladung an den Kontakten umsetzen, wenn keine Löschung durch Kondensatoren vorhanden wäre. Die Kapazitäten können parallel zur Funkenstrecke oder parallel zum Transformator geschaltet werden. Bei Niederspannungsschaltungen ist die Anbringung parallel zur Sekundärseite des Transformators am günstigsten.

Die Größe der Kapazität hängt von der zu übernehmenden magnetischen Energie ab. Es entsteht kein Unterbrechungsfunkte, wenn kein Stromsprung entsteht. Der Schließfunke, der beim Anschalten der zweiten Wicklungshälfte des Transformators auftreten könnte, muß dadurch unterbunden werden, daß in diesem Augenblick an dem Schwingkreis, der aus Transformatorwicklung und Parallelkondensator gebildet wird, eine Spannung steht, die gleich der Spannung der zugeschalteten Quelle ist (Abb. 6). Dann ist an der Kontaktstrecke kurz vor dem Schließen der Kontakte die Spannungsdifferenz Null, und es bildet sich kein Funke bzw. kein Extrastrom aus. Voraussetzung hierfür ist, daß die Eigenfrequenz des aus Transformatorinduktivität und Parallelkondensator gebildeten Schwingkreises in einer festen Beziehung zu der Umschaltzeit des Zerrhackers steht.

Der nach der Unterbrechung der Kontakte einsetzende gedämpfte Schwingungsvorgang dauert etwa $\frac{1}{4}$ Periode bis das entgegengesetzte Kontaktpaar im Zeitpunkt des Spannungsmaximums schließt.

Die Thomsonsche Schwingungsgleichung lautet

$$T = 2\pi \sqrt{L \cdot C}$$

Der Zusammenhang zwischen der Unterbrechungszeit z der Kontakte und der Schwingungsdauer ist

$$\frac{1}{4} \cdot T = z$$

Die Periodendauer der Pendelfrequenz des Zerrhackers ist konstruktionsbedingt etwa zehnmal größer als die Unterbrechungszeit der Kontakte, demnach ist

$$z = \frac{1}{10f} [s]$$

Daraus ergibt sich

$$\frac{1}{4} T = \frac{1}{10f} \\ = 0,5 \cdot \pi \cdot \sqrt{L \cdot C}$$

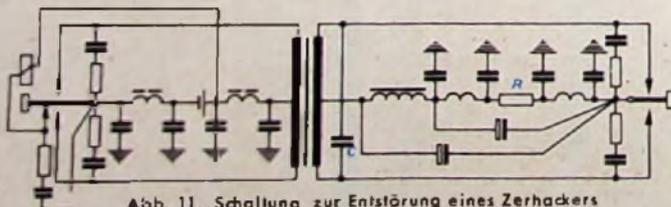


Abb. 11. Schaltung zur Entstörung eines Zerrhackers

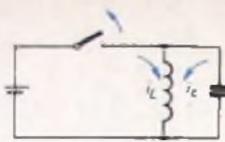
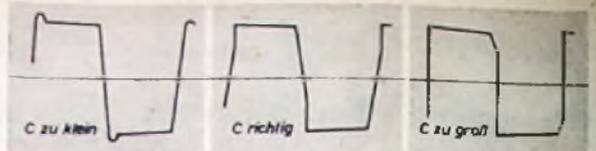


Abb. 6. Prinzip der Zerrhackerschaltung mit Löschkondensator. Abb. 7. Verlauf der Transformatorspannung bei unterschiedlicher Bemessung der zur Löschung des Kontaktfunken dienenden Kapazität C



Der Entstörungskondensator C parallel zu dem Transformator L wird

$$C = \frac{4 \cdot 10^{-9}}{\pi^2 \cdot f^2 \cdot L} [F]$$

vereinfacht
$$C = 4 \cdot 10^{-9} \cdot \frac{1}{f^2 \cdot L} [F]$$

Dieser Kapazitätswert ist optimal. Er läßt sich experimentell noch eingrenzen, indem man bei Anwendung des errechneten Kapazitätswertes C die Leerlaufstromaufnahme der Zerrhackerschaltung mißt.

Praktisch wählt man den Kapazitätswert etwas größer mit Rücksicht auf die Zunahme der Unterbrechungszeit, da der Kontaktabstand durch Abbrand größer wird. Zu klein gewählte Kondensatoren führen immer zu vorzeitiger Lichtbogenbildung. Die Spannungskurven am Transformator haben je nach Wahl der Kapazität den Verlauf nach Abb. 7. Die Stromaufnahme des Parallelkondensators aus der Stromquelle ist im Fall idealer Abstimmung gleich Null. Bei Unter- oder Überabstimmung entsteht eine zusätzliche Stromaufnahme, die zu starkem Kontaktverschleiß führt.

Belastungslälle

Wechselrichterschaltung mit ohmscher Last (Abb. 8)

Bei konstanter ohmscher Last ist der Schwingkreis für die Funkenlöschung stark gedämpft. Es ergibt sich ein Spannungs- und ein Stromsprung beim Zuschalten der Kontakte. Der Belastungsstrom verursacht ohnehin stärkere Funkenbildung. Es ist je nach Höhe der Betriebsspannung erforderlich, noch Funkenlöschkondensatoren unmittelbar parallel zu der Kontaktstrecke anzubringen. Da die zwischen der Kontaktstrecke und der Sekundärseite des Transformators liegenden Widerstände mit der Streuinduktivität zusammen die schnelle Wirksamkeit des Kondensators parallel zum Transformator mindern, sind die Kontakte auf alle Fälle kapazitiv zu überbrücken.

Gleichrichterschaltung mit Kontaktgleichrichtung

Bei Kontaktgleichrichtung (Abb. 9) sollen die Sekundärkontakte etwas größeren Abstand als die Primärkontakte haben. Damit ist sichergestellt, daß die Belastung vor der Stromquelle abgeschaltet wird. So ist die Gefahr der übermäßigen Funkenbildung unterdrückt. Die Schaltung ist im übrigen wie die eines unbelasteten Wechselrichters zu behandeln.

Gleichrichterschaltung mit Röhren- bzw. Trockengleichrichter (Abb. 10)

Über die Kontakte fließt bei ihrer Unterbrechung so lange ein Laststrom, wie die Spannung am Transformator höher ist als am Ladekondensator. Das ist nur kurze Zeit der

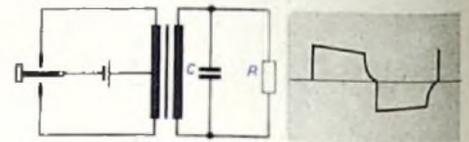


Abb. 8. Gegenaktischaltung eines Zerrhackers mit ohmscher Belastung und Löschkondensator sowie Verlauf der Spannung an den Zerrhackerkontakten

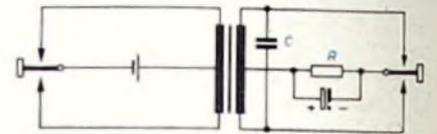


Abb. 9. Kontaktgleichrichterschaltung

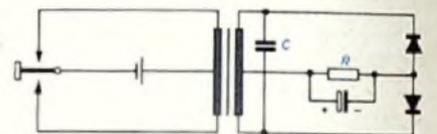


Abb. 10. Gleichrichterschaltung mit Röhren- bzw. Trockengleichrichter

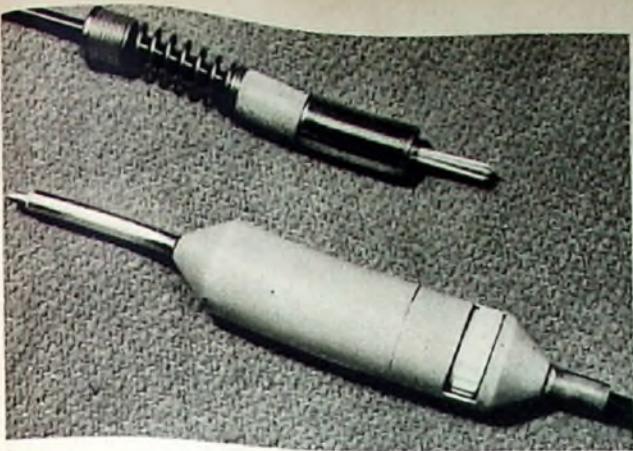
Fall), da die Spannung am Transformator schnell zusammenbricht, der Ladekondensator aber noch die Spannung hält. Zurück in den Transformator kann kein Strom fließen, da die Gleichrichterstrecke sperrt. Im Augenblick des Wiederezuschaltens der Kontakte ist die Spannung am Transformator höher als am Ladekondensator, und der Laststrom setzt sofort ein. Der Schließstrom ist genau so groß wie bei der Wechselrichterschaltung und ohmscher Belastung. Dem entspricht die Beanspruchung der Kontakte. Dagegen fließt bei der Gleichrichterschaltung mit Kontaktwiedergleichrichtung bei entsprechender Justierung der Kontakte im ersten Augenblick über die Unterbrecherkontakte nur der Leerlaufstrom. Daher ist in diesem Fall die Abnutzung der Kontakte geringer. Auf die Fälle kapazitiver und induktiver Last in Wechselrichterschaltungen sei hier nicht näher eingegangen. Sie kommen selten vor. Beim Entwerfen der Funkenlöschkondensatoren ist die elektrische Eigenschaft der Belastung in ihrem Verhalten zum Resonanzkreis zu beachten.

Zusätzliche Funkenentstörung

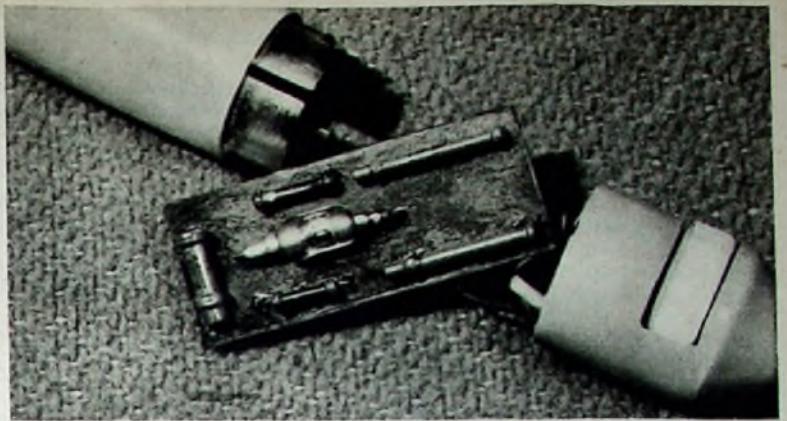
In der Praxis unterscheidet man zwei Maßnahmen: Einmal ist eine Anbringung von Kondensatoren parallel zu den Funkenstrecken als Kontaktschutz erforderlich. Diese Kapazitäten lassen sich nach folgendem Ansatz angenähert berechnen

$$\frac{1}{2} \cdot L \cdot I^2 = \frac{1}{2} \cdot C \cdot U^2$$

L ist hierbei die Streu- und die Leitungsinduktivität, I der unterbrochene Strom und U die an der Funkenstrecke stehende Spannung, d. h. praktisch die Spannung der Stromquelle. Mit Rücksicht auf die Materialwanderung an den Kontakten schaltet man in Reihe zum Kondensator noch einen Widerstand, dessen Aufgabe es ist, den Kurzschlußstrom des Kondensators zu dämpfen. Die zweite Maßnahme sieht Entstörungen vor, die die sekundär abgegebene Arbeitsspannung frei von Störspannungen halten soll. Diese Schaltungen (Abb. 11) sind meist empirisch ermittelt, so daß hierfür keine allgemeinen Angaben gemacht werden können.



Umschaltbarer HF-NF-Tastkopf für Signalverfolger

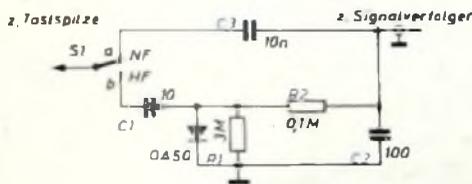


Ansicht des auseinandergezogenen umschaltbaren Tastkopfes

WERNER W. DIEFENBACH

Neue Tastköpfe für die Klein-Meßgeräteserie »Minitest«

Im Rahmen der Bauanleitungen für den Signalverfolger „Minitracer“ und das Röhrenvoltmeter „Minimeter“ war bereits Gelegenheit, auf die zweckmäßige Schaltung von Tastköpfen für diese Geräte hinzuweisen. An die konstruktive Ausführung dieser Tastköpfe werden jedoch größere Anforderungen gestellt. Es ist nicht ganz einfach, geeignete Konstruktionen zu finden, die modern sind und sich mit den Mitteln und Hilfseinrichtungen der Durchschnittswerkstätten aufbauen lassen.



Schaltbild des umschaltbaren Tastkopfes für Hoch- und Niederfrequenzmessungen

Der folgende Beitrag soll bewährte Konstruktionen für zwei verschiedene Tastköpfe zeigen. Der erste, für den Signalverfolger, läßt sich in einfachster Weise für HF und NF umschalten. Der zweite, für das Röhrenvoltmeter „Minimeter“ entworfene Tastkopf ist für die Messung von Hochspannungen gedacht.

Umschaltbarer Tastkopf für HF und NF
Bei der rationellen Fehlersuche mit Hilfe des Signalverfolgers mußte man bisher zur Überprüfung von HF- und NF-Stufen zwei verschiedene Tastköpfe verwenden. Da das Auswechseln dieser Tastköpfe unpraktisch ist, lag es nahe, einen kombinierten Tastkopf zu entwickeln, der sich umschalten läßt.

Zur Umschaltung dient Stufenschalter S 1. In Stellung a (NF-Prüfung) gelangt die Tonfrequenzspannung über den Kopplungskondensator C 3 zum Eingang des Signalverfolgers. Der „Minitracer“ hat eine hervorragende Empfindlichkeit, die gewählte NF-Tastkopfschaltung genügt daher allen Anforderungen.

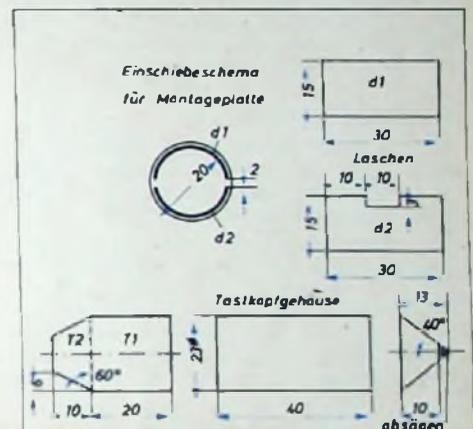
In Stellung b (HF-Prüfung) wird die Hochfrequenz über den Kopplungskondensator C 1 (10 pF) zur Germaniumdiode OA 50 geführt. Der Koppelkondensator wurde so klein gewählt, um eine

größere Verstimmung der abgetasteten Kreise zu vermeiden. Die gleichgerichtete Spannung durchläuft noch das Siebglied R 2, C 2, bevor sie zum Signalverfolger gelangt. Die Bemessung der im HF-Tastkopf verwendeten Einzelteile gestattet es, mit der Fehlersuche schon am Mischgitter des Supers zu beginnen. Die Empfindlichkeit des HF-Tastkopfes ist in Verbindung mit dem nachgeschalteten Verstärker so gut, daß man bei Anschluß einer guten Hochantenne an die Tastkopfspitze mindestens einen Sender aufnehmen kann (Bezirks- oder Fernempfang).

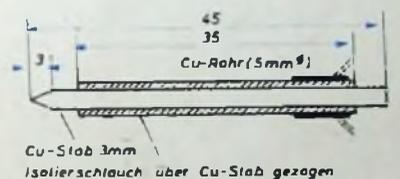
Konstruktionseinzelheiten

Das Tastkopfgehäuse besteht aus dem Kopf-, Mittel- und Schlußstück. Man fertigt es entweder aus Metallrohr (z. B. Kupfer, Eisen) von 23 mm Durchmesser oder stellt es aus 0,75 mm starkem Eisenblech (verzinkt) selbst her. Zum Biegen des Eisenblechs verwendet man einen passenden Dorn (z. B. aus Holz).

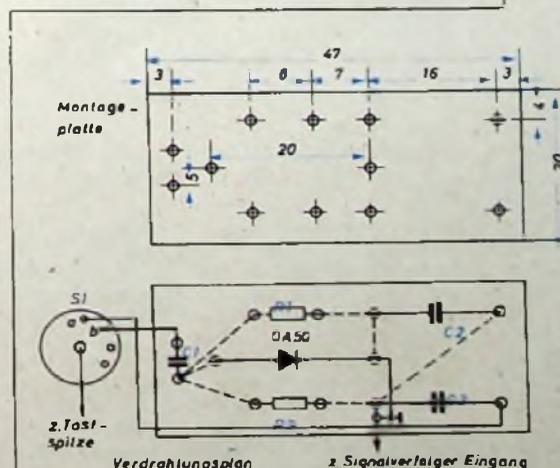
Kopf- und Mittelstück müssen zusammen gelötet werden. Dann wird die Spitze des Kopfstückes abgesägt und in die entstehende Öffnung ein 5 mm starkes Röhrcchen eingelötet. Das Schlußstück setzt sich aus zwei Teilen, T 1 und T 2, zusammen, die gleichfalls zusammenzulöten sind. Das Werkstück T 1 erhält



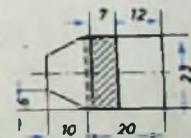
Konstruktionsskizzen für das Tastkopfgehäuse



Konstruktionsskizze für die Tastspitze

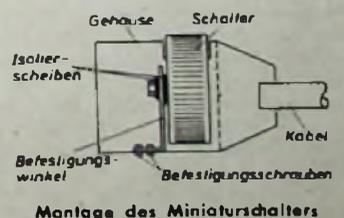


Maß- und Verdrahtungsskizze für die Montageplatte



Ausschnitt für Umschalter

Ausschnitt für den Miniaturschalter im Teilstück T 1



Montage des Miniaturschalters

einen Ausschnitt gemäß Skizze zum Einsetzen des Miniaturschalters.

Als Schalter bewährte sich der Miniatur-Schleppschalter von Preh. Allerdings müssen die beiden mittleren Kontaktschleifer-Laschen entfernt werden. Sie lassen sich aber leicht abzwicken.

In das Teilstück T1 werden ferner zwei halbrunde Laschen (d1, d2) eingelötet, die etwa 10 mm aus dem Schlußstück herausragen sollen. Sie dienen zum Zusammenschieben und Befestigen des Schlußstücks mit dem Mittelstück. Der Schalter S1 wird ebenfalls im Teilstück T1 mit zwei kleinen Schrauben und einem Befestigungswinkel montiert.

Die Art des Zusammenbaues und die gesamte Verdrahtung ist in den Skizzen eindeutig dargestellt. Die Verbindungen zu den Schalteranschlüssen bestehen aus dünner flexibler Cu-Litze. An den Cu-Stab der Tastspitze lötet man gleichfalls dünne Litze an und schiebt diesen in das Tastspitzenröhrchen ein. Nun ist die verdrahtete und angeschlossene Montageplatte in das Mittelstück einzusetzen. Die Pertinaxplatte muß so eingepaßt werden, daß sie sich erst bei leichtem Druck in das Mittelstück einschieben läßt. Schließlich führt man das Abschirmkabel durch die in T2 angebrachte Bohrung.

Hochspannungstastkopf

In FUNK-TECHNIK Bd. 8 (1953) Nr. 20, S. 651, ist das Röhrenvoltmeter „Minimeter“ beschrieben, für das der Hochspannungstastkopf bestimmt ist.

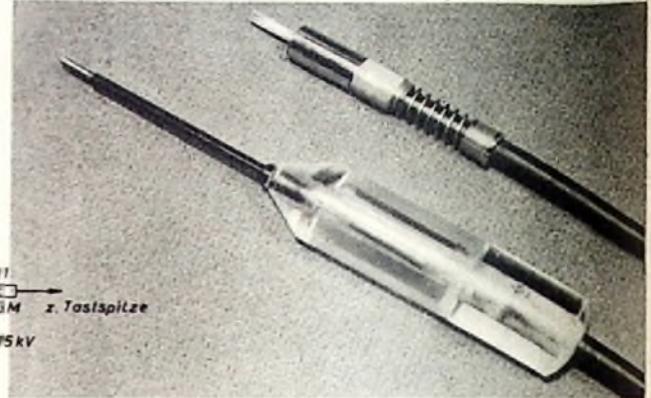
Der Hochspannungstastkopf besteht aus drei in Reihe geschalteten Widerständen R1 a, b, c von je 333 MOhm und aus dem Parallelwiderstand R2 (10 MOhm). Die Aufteilung der Widerstände ist notwendig, weil die zur Verfügung stehenden Meßwiderstände nur für geringere

Aufbauhinweise

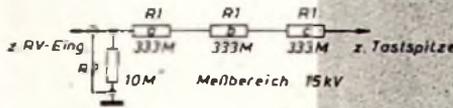
Das gesamte Tastkopfgehäuse besteht aus hochwertigem Trolitul, das gute Isolationseigenschaft aufweist. Auch dieser Tastkopf hat einen dreiteiligen Aufbau: Tastspitze, eigentliches Gehäuse und Abschlußstück.

Für das Anfertigen der Tastspitze benötigt man ein Hartgummirohr, das im Gehäuse (T2a) befestigt ist. Der aus starkem Kupferdraht bestehende Innenleiter wird durch dieses Rohr geführt und

Gesamtsicht des Hochspannungstastkopfes mit Tastspitze



Schaltung des 15-kV-Meßkopfes



Liste der Spezialteile

- | | |
|-------------------------------------|--|
| 1. Umschaltbarer Tastkopf | |
| Keramische Kleinkondensatoren (RIG) | |
| Kleinwiderstände (Dralawid) | |
| Miniaturstufenschalter (Preh) | |
| Germaniumdiode OA 50 (Valvo) | |
| Abgeschirmter Stecker (Schützinger) | |
| 2. Hochspannungstastkopf | |
| Meßwiderstände 0,5 W (Siemens) | |
| 10-MΩ-Widerstand 0,5 W (Dralawid) | |
| Abschirmstecker (Schützinger) | |

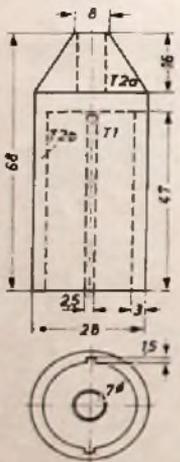
Für die Gehäuseherstellung hat sich folgendes Verfahren bewährt. Zuerst ist das eingespannte Trolitulstück auf den angegebenen Außendurchmesser zu drehen. Nun kann das Abschlußstück abgestochen und das Innengehäuse von T2b ausgedreht werden. Die Nuten zum Einschleiben der Montageplatte sind mit dem Abstichstahl auszustossen. Hierfür eignet sich sehr gut der Längssupport. Der Span darf nur zehntelweise abgetragen werden. Jetzt kann man das Drehstück aus-

spannen und umgekehrt wieder ausspannen. Nun ist die Bohrung des Teilstücks T2a auszuführen und schließlich das kegelförmige Stück mit dem Seitenstahl zu drehen. Der Schlußteil erhält schließlich noch Bohrung und Passung. Jetzt kann das Hartgummirohr eingepaßt werden. Damit ist das Tastkopfgehäuse fertiggestellt.

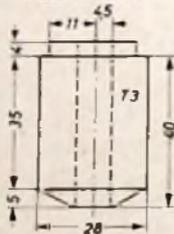
Die Befestigung der Widerstände auf der Trolitul-Montageplatte bereitet keine Schwierigkeiten. Als abgeschirmtes Anschlußkabel hat sich Koaxialkabel mit keramischer oder Polystyrol-Isolation bewährt.

Um auf jeden Fall Spannungsüberschläge zu vermeiden, empfiehlt es sich, das Tastkopfgehäuse nach Einsetzen der Montageplatte mit Paraffin auszugießen.

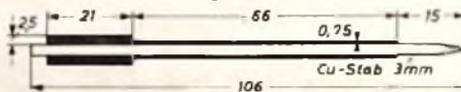
Tastkopfgehäuse



Abschlußstück



Tastspitze mit Hartgummi-Isolation



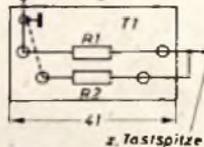
Konstruktionskizze für die Tastspitze

Unten: Maßskizze und Verdrahtung der Montageplatte für den 15-kV-Einsatz

Montageplatte



z. RV-Eing.



Links: Konstruktionskizzen des Gehäuses für den Hochspannungstastkopf

Spannungen ausgelegt sind. Sämtliche Widerstände R1 und R2 haben eine Belastbarkeit von 0,5 W. R2 dient als Berührungsschutzwiderstand. Für Hochspannungsmessungen wird der Hochspannungstastkopf an Buchse 2 des „Minimeter“ angeschlossen. Der Meßbereichschalter ist auf 300 V zu stellen. Es ergibt sich dann ein maximaler Gleichspannungs-Meßbereich von 15 kV. Es sei noch darauf hingewiesen, daß auf der Verdrahtungsskizze für die Montageplatte aus Vereinfachungsgründen für R1 nur ein einziger Widerstand gezeichnet wurde. Die vier Widerstände für R1 und R2 lassen sich aber, wie die Musterausführung zeigte, bequem auf der Montageplatte T1 unterbringen.

an der Montageplatte T1, die sich in T2b befindet, in die Verdrahtung eingelötet.

Das Tastkopfgehäuse ist ein 68 mm langer Trolitulkörper mit einem Außendurchmesser von 28 mm. Im kegelförmigen Teil T2a des Gehäuses befindet sich die Bohrung zum Einschleiben des Hartgummirohres. Die 3 mm starke Wand des Gehäuseteiles T2b enthält zwei Nuten für das Einführen der Montageplatte, die gleichfalls aus Trolitul besteht. Auch T3 ist aus einem 40 mm langen Trolitulkörper zu drehen, dessen Mitte eine 9 mm starke Bohrung enthält. Auf der einen Seite des Abschlußstückes befindet sich ein Paßstück, während die andere Seite kegelförmig abgeflacht ist.

ELEKTRONISCHE RUNDSCHAU

bringt unter anderem im Juliheft folgende Beiträge

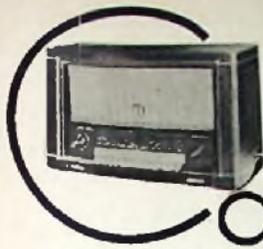
- Grundlagen zur Berechnung von Mehrkanal-Richtfunkstrecken
- Reflexlichter im Fernsehbild
- Empfang gestörter AM-Sendungen
- Gelger-Müller-Zählrohre — Begriffe und Definitionen
- Die Bemessung von Netzgleichrichter-Transformatoren
- 6. Jahrestagung der Elektrotechniker Flug-, Wetter- und Astrofunkartungsagung
- Zeitschriftenauslese - Patentschau
- Vorträge - Neue Bücher

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

Zu beziehen

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

VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH
Berlin - Borsigwalde



Die Technik der Spitzensuper des neuen Rundfunkjahres ist vor allem durch die besonderen Maßnahmen zur Verbesserung der Klangqualität gekennzeichnet. Der Trend zur High-Fidelity-Wiedergabe ist damit auch in Deutschland unverkennbar. Als besonders bemerkenswerten Vertreter dieser Richtung stellen wir unseren Lesern heute den Spitzensuper der Deutschen Philips GmbH „Capella 753“ vor, der als bisher einziges Gerät auf dem deutschen Markt durch seine neuartige Endstufe besonderes technisches Interesse beanspruchen darf.

Capella 753 Hi-Fi-Super mit Endstufe ohne Ausgangsübertrager

Von einem Gerät, das die Bezeichnung Großsuper trägt, erwartet man heute mit Recht einen über das normale Maß des „klassischen“ AM/FM-Supers hinausgehenden technischen Aufwand, der die Empfangsleistung, die Wiederabequalität und den Bedienungskomfort steigert. Schaltungsmäßig handelt es sich um einen 12-Röhren-8/11-Kreis-Super (Abb. 1). Der UKW-HF-Teil, der auch in den Geräten „Jupiter 553“ und „Saturn 653“ verwendet wird, ist mit Vorröhre und additiver Mischstufe aufgebaut, der ZF-Teil ist dreistufig

schaltbarer 17-cm-Lautsprecher und 2 Ovallautsprecher für die 3-D-Strahlung benutzt.

Der FM-Teil

UKW-HF-Teil

Der UKW-HF-Teil ist eine geschlossene Einheit mit induktiver Abstimmung, die durch ihr günstiges L/C-Verhältnis hohe Verstärkung ergibt. Das erste Triodensystem der steilen Doppeltriode ECC 85 (Abb. 3) arbeitet in Zwischenstufenschaltung, jedoch ist der Erdpunkt der Gitterkreisspule so weit nach der

Gitterseite verschoben, daß eine Neutralisation der Triode überflüssig ist. Trotzdem ergibt sich gegenüber der reinen Gitterbasischaltung noch ein Verstärkungsgewinn. Die Antenne ist auf etwa 700 Ohm angepaßt, ein Wert, der ein sehr günstiges Signal-Rauschverhältnis bei gleichzeitig guter Verstärkung ergibt. Der Zwischenkreis ist kapazitiv an den Oszillatorkreis angekoppelt, und die Bedämpfung durch den Oszillator ist nur gering. Die Erdsymmetrierung des Oszillators erfolgt über C 28, dessen Fußpunkt und C 29 gleichzeitig die Spannung für die ZF-Rückkopplung zugeführt wird. Die Entdämpfung ist bewußt nur so weit getrieben, daß der innere Röhrenwiderstand fast kompensiert wird. Bei weitergehender Entdämpfung läßt sich zwar höhere Verstärkung erreichen, jedoch müssen dann alle damit verbundenen Schwierigkeiten in der Fabrikation und evtl. auch im späteren Betrieb bei Änderungen der Werte der Bauelemente in Kauf genommen werden.

UKW-ZF-Teil

Der UKW-ZF-Teil ist wie bei den anderen Philips-Geräten dreistufig aufgebaut und arbeitet im Interesse einer möglichst hohen Stabilität mit niedriger Stufenverstärkung. Die Kreiskapazitäten hinter der ECH 81 sind mit 2x56 pF und hinter der zweiten ZF-Röhre EF 89 mit 2x100 pF relativ groß. Dadurch vermeidet man jede Rückkopplungsneigung im ZF-Teil und erreicht eine völlig symmetrische Durchlaßkurve. Zusätzliche Stabilisierungsmaßnahmen durch Gegenkopplung usw. erübrigen sich damit. Für eine gute AM-Unterdrückung ist das besonders wichtig und auch mit Rücksicht auf möglichst geringe Anfälligkeit gegen Reflexionsverzerrungen, denn Abhilfe dagegen schalten nur eine möglichst lineare Phasenkurve des ZF-Verstärkers und eine sehr gute AM-Unterdrückung. Beim Radiodetektor (Abb. 4) legt man deshalb auch mehr Wert auf die AM-Unterdrückung als auf hohen NF-Wirkungsgrad. Zusammen mit der hohen Kreisgüte der Spulen ergibt der niedrige Belastungswiderstand des Radiodetektors R 46 von nur 10 kOhm gute Begrenzeigenschaften. Bei größeren Eingangsspannungen arbeitet die letzte ZF-Röhre zusätzlich noch gitterseitig als Begrenzer.

Weiterhin wird das Bremsgitter der letzten ZF-Röhre EBF 80 durch die am Radiodetektor

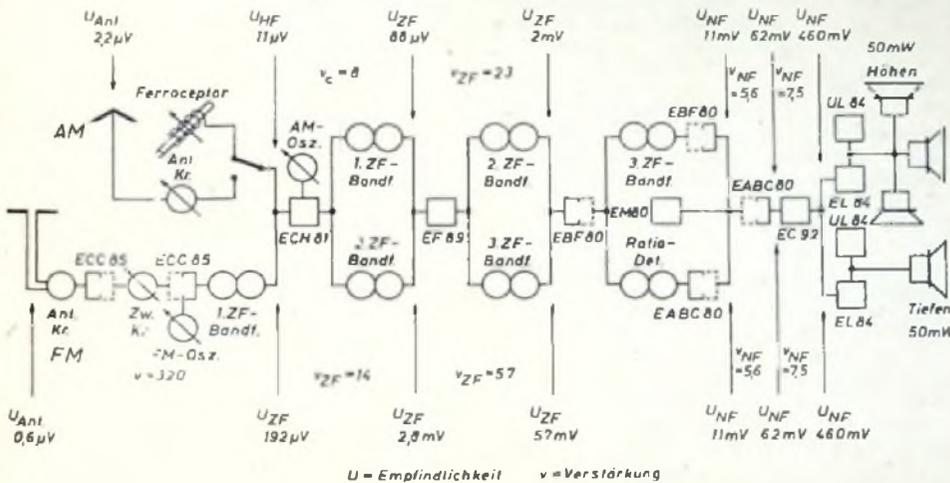


Abb. 1. Aufbau und Stufenverstärkung der „Capella 753“

stufig. Für AM arbeitet die ECH 81 in bekannter Weise als Mischröhre. Der AM-ZF-Teil enthält drei Zweikreis-Bandfilter, von denen das erste regelbar ist. Der Zweikanal-NF-Verstärker vermeidet die in den Endstufen und Lautsprechern auftretenden Intermodulationsverzerrungen. Die Aufteilung in Hoch- und Tieftonkanal erfolgt hinter einem zweistufigen Vorverstärker, so daß genügend Reserven für einwandfreie Trennung der beiden Kanäle vorhanden sind. Der Tieftonkanal speist einen 26-cm-Lautsprecher, im Hochtonkanal werden ein nach vorn strahlender und mit der 3-D-Taste ab-

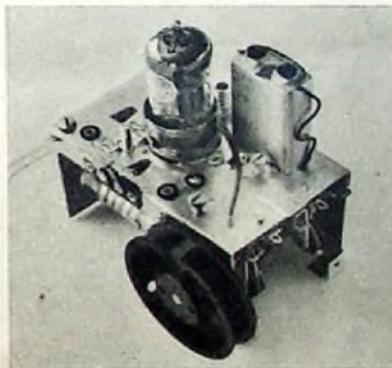


Abb. 2. Die UKW Einheit

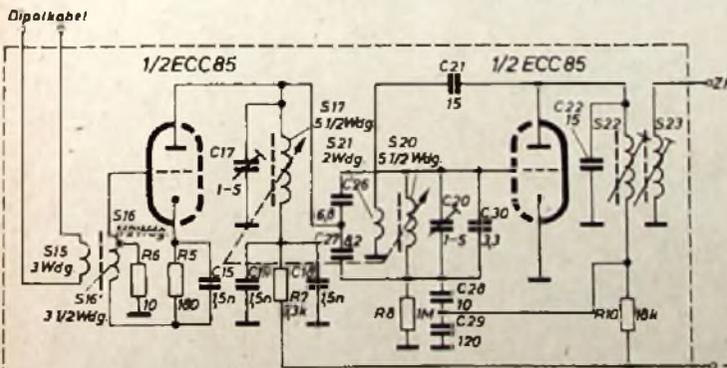


Abb. 3. Schaltbild der „UKW-L-Unit“ in den Geräten „Jupiter 553“, „Saturn 653“ und „Capella 753“

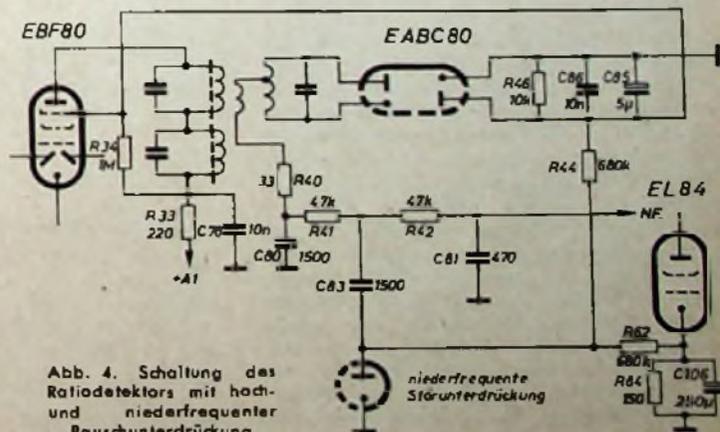


Abb. 4. Schaltung des Radiodetektors mit hoch- und niederfrequenter Rauschunterdrückung

entstehende Gleichspannung mitregelt. Dadurch braucht der Radiodetektor auch bei sehr unterschiedlichen Antennenspannungen nur einen ziemlich kleinen Spannungsbereich zu verarbeiten, wodurch die Begrenzerwirkung verbessert wird, denn es ist bekannt, daß optimale AM-Unterdrückung im Radiodetektor nur für einen relativ kleinen Spannungsbereich zu erreichen ist.

Rauschunterdrückung

Zur Rauschunterdrückung bei kleinsten Signalspannungen erhält der Radiodetektor durch Spannungsteilung über R_{54} und R_{46} eine kleine positive Vorspannung, die die am Radiodetektor entstehende Richtspannung bei

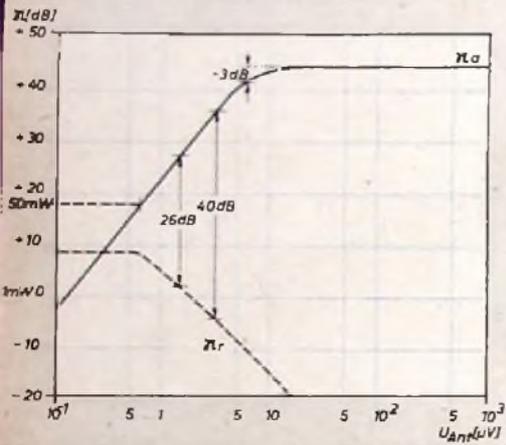


Abb. 5. Rauschunterdrückung und Begrenzung

zunehmender Eingangsspannung kompensiert. Für Eingangsspannungen ab etwa $2 \mu V$ ist die volle Empfindlichkeit vorhanden. Aus der Kurve für Begrenzung und Rauschen des Empfängers (Abb. 5) ist zu ersehen, daß für 26 dB Rauschabstand der Eingangsspannungsbedarf nur $1,4 \mu V$ ist und daß ab $10 \mu V$ Eingangsspannung die Ausgangsspannung völlig begrenzt ist.

Eine weitere Verbesserung des Signal-Rauschverhältnisses bei kleinen Eingangsspannungen wird durch eine zusätzliche feldstärkeabhängige NF-Störbescheidung erreicht. Eine Diodenstrecke der EABC 80 erhält vom Katodenwiderstand der Endröhre EL 84 im Hochtonkanal über R_{62} eine positive Vorspannung (Abb. 4). Sie ist dadurch niederohmig und wirkt zusammen mit C_{83} als Tonblende. Bei größeren Eingangsspannungen wird die positive Spannung an dieser Diode durch die vom Radiodetektor über R_{44} zugeführte Spannung negativ und sperrt damit die Diode. Die Kurven für die NF-Rauschsperrung (Abb. 6) zeigen die Wirkung dieser Schaltung für verschiedene Eingangsspannungen.

Der AM-Teil

Bei AM-Betrieb arbeitet die ECH 81 als Mischröhre. Die Spulen des Ferroceps sind auf Mittel- und Langwelle gleichzeitig Vorkreissspulen; auf Mittelwelle sind sie parallel geschaltet, um die Empfangseigenschaften des Ferroceps zu verbessern, denn eine Serienschaltung würde das Kurzschließen der Langwellenspule erfordern und damit die wirksame Länge des Ferroceps verkürzen. Zur Verbesserung der Spiegelselektion im Langwellenbereich ist eine zusätzliche Spiegelsperre vorhanden. Über die Taste HA lassen sich statt der Ferroceptor-Spulen abgeschirmte Vorkreissspulen mit hochinduktiver Antennenan-kopplung anschalten, eine Maßnahme, die für störungsfreien Empfang mit abgeschirmter Außenantenne oder für Drahtfunkempfang bei

Abb. 6. NF-Höherbescheidung bei verschiedenen Antennenspannungen

sonders wichtig ist. Die Langwellen-Spiegelselektion wird dann durch eine Brückenschaltung noch verbessert.

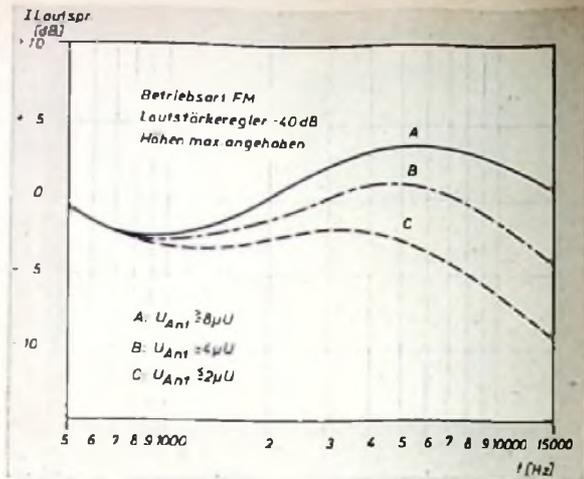
Der Oszillatorkreis arbeitet bei Mittel- und Kurzwelle mit induktiver Rückkopplung, bei Langwelle in kapazitiver Dreipunkt-Schaltung. Im AM-ZF-Teil ist das erste Bandfilter regelbar. Das zweite Bandfilter ist auf der Sekundärseite kapazitiv angezapft, um die ZF-Verstärkung, die bei drei Röhren sonst zu hoch werden würde, wieder herabzusetzen. Als Bandfilter wird ebenso wie bei FM der bereits bekannte „Mikro-12“-Typ mit einer Kreisgüte von 140 bei AM verwendet. In Stellung „schmal“ ergibt sich für die gesamte Selektion ein Wert von 1 : 1300, in Stellung „breit“ von 1 : 60 (gemessen bei 1 MHz einschließlich Ferroceptors).

Der NF-Teil

Der Zweikanal-Verstärker im NF-Teil verhindert wegen der getrennten Verstärkung und Wiedergabe der Höhen und Tiefen das Entstehen von Intermodulationsverzerrungen, die nicht nur in Lautsprechern, sondern bei starker Aussteuerung der Kennlinien durch die tiefen Frequenzen auch in den Endröhren entstehen können. Der zweistufige Vorverstärker mit EABC 80 und EC 92 (Abb. 7) enthält eingangsseitig einen gehörrichtigen Lautstärkereglер R_{55} mit drei festen Anzapfungen. Je nach Stellung des Schleifers erhält man dadurch eine mehr oder weniger starke Anhebung der Höhen und Tiefen und einen besonders guten Angleich an die Fletscher-Munson-Kurven (Abb. 8).

Harmonischer Klangkontrastregler

Zwischen den beiden Triodensystemen liegen die Höhen- und Tiefenregler, die mechanisch zu dem „harmonischen Klangkontrastregler“



zusammengefaßt sind. Philips geht dabei von der richtigen Überlegung aus, daß es für einen gehörmäßig angenehmen Eindruck notwendig ist, bei Beschneidung der Höhen gleichzeitig auch die Wiedergabe der Tiefen zu reduzieren, denn es ist bekannt, daß sich selbst bei einem relativ schmalen Frequenzband noch ein gehörmäßig guter Eindruck erreichen läßt, wenn die geometrische Mitte des Frequenzbandes bei etwa 800 Hz liegt. Die beiden Bedienungsknöpfe des Höhen- und Tiefenreglers sind daher so dicht übereinander montiert, daß sie sich leicht gemeinsam betätigen lassen (Abb. 9). Selbstverständlich lassen sich auch beide Regler getrennt betätigen. Die Schaltung des Klangkontrastreglers ist so ausgelegt, daß bei seiner Betätigung die Lautstärke der mittleren Frequenzen nicht verändert wird, so daß sich ein sonst oft als unangenehm empfundenes Nachstellen des Lautstärkereglers erübrigt. Der Klangkontrastregler dürfte damit durch-aus dem in letzter Zeit festgestellten Wunsch vieler Rundfunkhörer zur Bedienungsvereinfachung hochgezüchteter Empfänger entgegenkommen.

Die Aufteilung des Frequenzbandes erfolgt hinter der EC 92 (Abb. 10). Für den Hochtonkanal dient dazu der aus RC-Gliedern aufgebaute Hochpaß C 100/R 74, C 101/R 76, für den Tieftonkanal der Tiefpaß R 75/C 102, R 78/

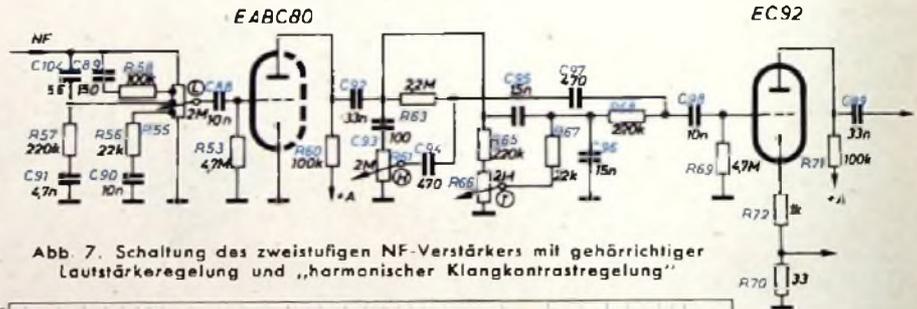


Abb. 7. Schaltung des zweistufigen NF-Verstärkers mit gehörrichtiger Lautstärkeregelung und „harmonischer Klangkontrastregelung“

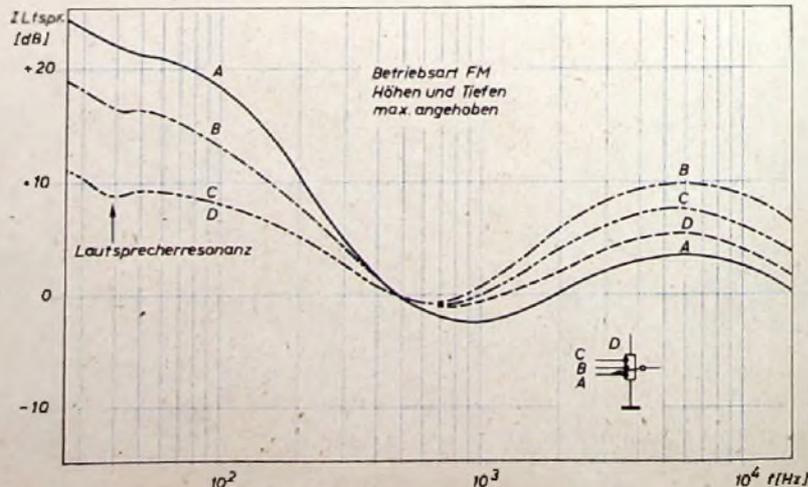


Abb. 8. Frequenzkurven für vier verschiedene Stellungen des Schleifers am gehörrichtigen Lautstärkereglер

C 103 Der sich durch diese Aufteilung ergebende Frequenzgang für den Tiefen- und Hochtonkanal sowie die daraus resultierende Gesamtfrequenzkurve für maximale Höhen- und Tiefenanhebung zeigt Abb. 11. Der steile Abfall bei 9 kHz für AM-Empfang ist auf die nur bei AM wirksame 9-kHz-Sperre im Ausgang der Hochton-Endstufe zurückzuführen.

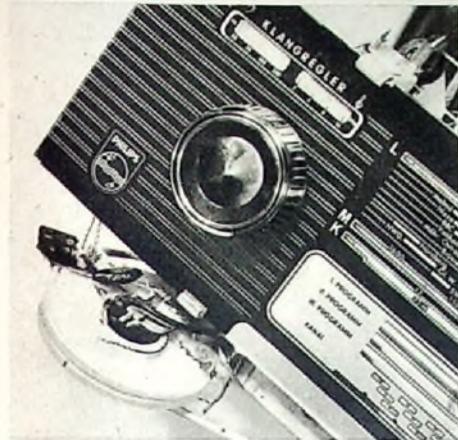


Abb. 9. Ansicht des Klangreglers. Die beiden Bedienungsscheiben (unten) können gemeinsam oder getrennt betätigt werden. Die Skala mit Frequenzangaben (oben) zeigt ungefähr den wiedergegebenen Frequenzbereich an.

die Tiefen) und die Streuinduktivität (für die Höhen) begrenzt. Ferner gibt er durch Eisenverzerrungen Anlaß zu größerem Klirrfaktor. Es ist deshalb ein bemerkenswerter Fortschritt, daß hier auf den Ausgangsübertrager verzichtet werden konnte.

Die in jedem Kanal vorhandenen beiden Endröhren EL 84 und UL 84 arbeiten nicht wie sonst üblich im Gegentakt, sondern sind gleichstrommäßig hintereinandergeschaltet. Um mit Rücksicht auf den Aufwand im Netzgerät mit der allgemein üblichen Anodenspannung von etwa 300 V auszukommen, erhält jede der beiden Röhren nur eine relativ niedrige Anodenspannung (EL 84 = 90 V, UL 84 = 180 V). Die UL 84 sind als Trioden geschaltet, und ihre Gitter werden über die Widerstände R 80 bzw. R 85, die an der Anode der Pentode liegen, im Gegentakt angesteuert.

Die Lautsprecher sind an die Katoden der Trioden angeschlossen. Dadurch addieren sich ausgangsseitig die Leistungen der beiden Endröhren. Infolge ihrer niedrigen Anodenspannung und einer Schirmgitter-Spannungsgegenkopplung (die Schirmgitterwiderstände R 88 und R 89 sind nicht kapazitiv überbrückt) hat die Pentode einen kleinen Innenwiderstand. Die Trioden sind, von der Ausgangsseite her betrachtet, über den Innenwiderstand der Pentoden, die gewissermaßen zusätzlich zu R 84 und R 87 als Katodenwiderstände arbeiten, ebenfalls gegengekoppelt. Von der Lautsprecherseite her ergibt sich für

Der Frequenzbereich ist nach unten praktisch nicht begrenzt, sondern nur durch die Größe der Koppelkondensatoren C 105 und C 107, die den Gleichstrom von den Lautsprechern fernhalten. Der dynamische Ausgangswiderstand des Verstärkers ist sehr niedrig, so daß die Eigenresonanz des Lautsprechers so stark gedämpft ist, daß Einschwingverzerrungen praktisch nicht auftreten.

Der Hauptvorteil dieser Schaltung ist nicht die größere Leistungsabgabe der beiden Endröhren gegenüber einer einfachen Endstufe, sondern der auch bei größter Aussteuerung sehr geringe Klirrfaktor. Um den Klirrfaktor noch weiter herabzusetzen, ist eine frequenzunabhängige Gegenkopplung vorhanden, die vom Ausgang des Höhen- und Tiefenkanals auf die Katode der EC 92 wirkt. Der Kondensator C 109 im Gegenkopplungsweig des Tiefenkanals hat nur die Aufgabe, die durch die Trennglieder der EC 92 gedrehte Phase zurückzudrehen.

Die Lautsprecher

Das Gerät enthält vier Lautsprecher: einen 26-cm-Tiefen-Lautsprecher mit Magnetkern von 25 mm Ø und der großen Eintauchtiefe von 11 mm. Der Hochtonkanal arbeitet mit einem nach vorn strahlenden 17-cm-Lautsprecher und mit zwei Ovallautsprechern für die Raumstrahlung. Diese Seitenlautsprecher strahlen möglichst gegen die Decke des Raumes, weil dadurch — unabhängig von den raumakustischen Eigenschaften des Wieder-

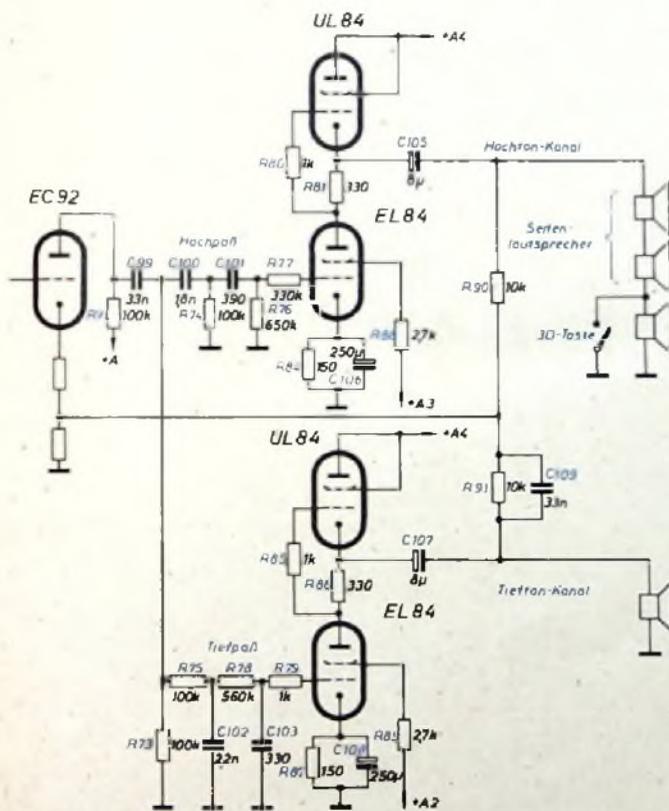


Abb. 10. Schaltung der Endstufen im Hoch- und Tiefenkanal mit direkter Ankopplung des Lautsprechers

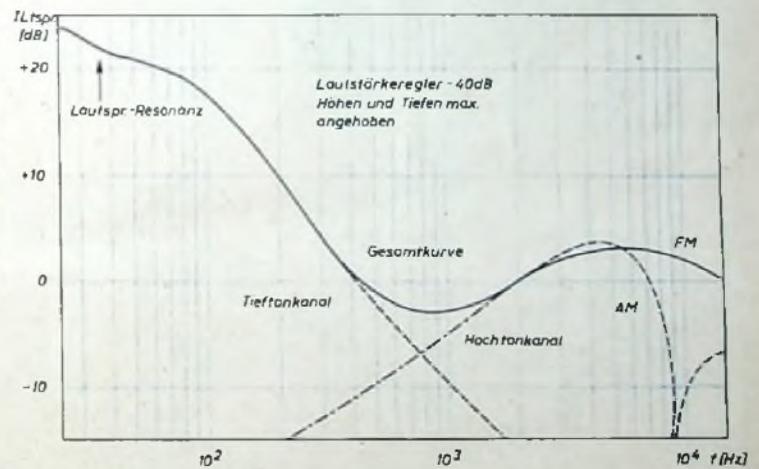
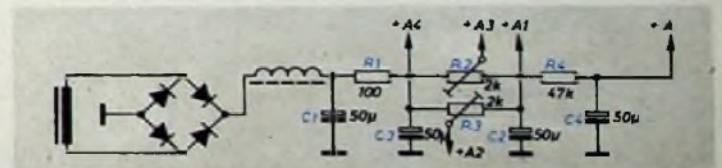


Abb. 11. Frequenzkurven des Hoch- und Tiefenkanals und Gesamtkurve. Abb. 12 (unten) Netzteil der „Capella 753“



Endstufen ohne Ausgangsübertrager

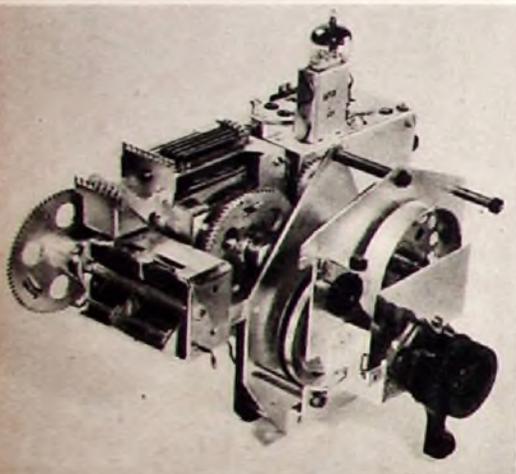
Die bemerkenswerteste schaltungstechnische Neuerung im NF-Teil ist die Schaltung der Endstufen für den Hochton- und Tiefenkanal, die ohne Ausgangsübertrager arbeiten. Dadurch entfällt ein Bauelement, das, wenn man nicht sehr hohen Aufwand treiben will, den übertragbaren Frequenzbereich begrenzt. Der von einem Trafo übertragbare Frequenzbereich wird durch die Primärinduktivität (für

diese Schaltung ein optimaler Arbeitswiderstand von etwa 800 Ohm, und die Schaltung hat die Eigentümlichkeit, daß ihr Wirkungsgrad in dem weiten Anpassungsbereich von etwa 600...1600 Ohm angenähert konstant bleibt. Die Schwingspule des Tiefen-Lautsprechers hat eine Impedanz von 800 Ohm, so daß der direkte Anschluß möglich ist. Irgendwelche Schwierigkeiten, wie sie in früheren Jahren gelegentlich bei Lautsprechern mit hochohmiger Schwingspule auftraten, sind heute nicht mehr zu befürchten.

gaberaumes — praktisch immer konstante Verhältnisse vorhanden sind. Sie sind zu diesem Zweck einmal um etwa 20° nach oben geneigt, zum anderen enthält die symmetrisch erregte Membrane des Duo-Lautsprechers einen stark exzentrischen Hochtonkegel, der zusätzlich die Strahlung noch einmal um 20...30° nach oben richtet. Der nach vorn strahlende 17-cm-Lautsprecher läßt sich durch die 3D-Taste abschalten, so daß je nach Wunsch eine weitgehende Modifikation des Klangbildes erreichbar ist.

Für den Anschluß von Zusatzlautsprechern bestehen vielfältige Möglichkeiten. Obwohl das Gerät in der vorliegenden Form schon ein ausgesprochenes Hi-Fi-Gerät ist, lassen sich durch Zusatzlautsprecher noch bessere Wiedergabeverhältnisse erreichen. Man kann gewissermaßen die „Capella 753“ als Grundstein für eine Heim-Hi-Fi-Anlage betrachten. Für die Tiefenwiedergabe ist in Kürze zusätzlich ein Lautsprecher im Baßreflexgehäuse lieferbar; ebenso lassen sich zusätzliche Hochton-Lautsprecher anschalten.

Es ergibt sich daraus z. B. jederzeit die Möglichkeit, den Tiefton-Lautsprecher im Empfänger und zusätzlich zwei Hochton-Lautsprecher zu verwenden, oder man kann die eingebauten Höhenlautsprecher benutzen und arbeitet zusätzlich mit dem Baßreflexgehäuse. Beim Anschließen der Zusatzlautsprecher werden die eingebauten Lautsprecher über Schaltbuchsen abgeschaltet. Ebenso läßt sich natürlich ein Zusatzlautsprecher für die Wiedergabe der Höhen und Tiefen anschalten.



Ein von der Frontseite des Empfängers aus bedienbarer Schalter gestattet die Umschaltung der Innen- und Außenlautsprecher.

Die Motorabstimmung

Eine weitere technische Besonderheit der „Capella 753“ ist der Motorantrieb, mit dem sich sechs beliebig wählbare Festsender jederzeit automatisch einstellen lassen. Hierfür sind sechs Sendertasten, je drei zu beiden Seiten der gesamten Tastatur, vorhanden, von denen normalerweise drei für U, zwei für M und eine für L bestimmt sind.

Prinzip

Das Prinzip der Sendereinstellung zeigt Abb. 13. Beim Drücken einer Sendertaste, z. B. der Taste 3, wird über einen Bowdenzug der Schieber A nach links gezogen und nimmt dabei über eine Feder den Hebel H mit, der um die Achse A2 drehbar ist. Aus seiner Ruhestellung (rechts oben) wird der Hebel mit seiner unteren Nase gegen die Scheibe R des Selektors gedrückt. Diese Scheibe hat auf der einen Kreisbogenhälfte einen etwas größeren Radius als auf der anderen. Je nachdem, ob nun die Nase des Hebels H auf den größeren oder kleineren Radius der Scheibe R auftrifft, wird das andere Ende des Hebels H, an dem eine Feder angreift, mehr oder weniger nach oben bewegt. Auf diesem Ende des Hebels liegt ein Bügel für die Betätigung des Schalters. Je nach Stellung von H schließen oder öffnen sich die Kontakte nun so, daß der Motor links- oder rechts herum läuft. Der Drehsinn ist stets so, daß die Nut in der Scheibe R zur Nase des Hebels H hinläuft, die schließlich in die Nut einfällt

Abb. 13. Mechanik des „Selektors“ zum automatischen Einstellen von 6 Sendern (3 U, 2 M, 1 L)

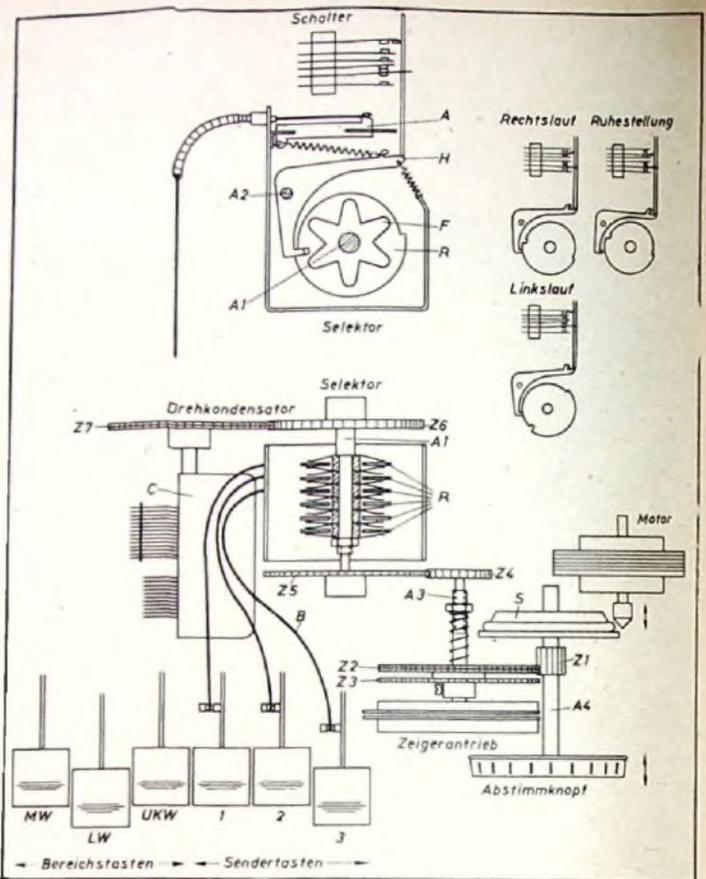


Abb. 14. UKW-Einheit mit angebautelem Selektor. Unter dem Abstimmknopf ist der Hebel für die motorische Durchstimmung aller Bereiche sichtbar.

und damit die Scheibe R festhält (links oben). Beim Einrasten schaltet sich der Motor aus. Die Scheiben R sind auf der Achse A1 des Selektors lose angebracht und werden zwischen den Federn F gehalten, die ihrerseits starr mit der Achse verbunden sind.

Abstimmvorgang

Der Abstimmvorgang spielt sich nun wie folgt ab. Beim Drücken der Taste fällt die Nase des zugehörigen Hebels H auf die Selektorscheibe R und schaltet den Motor mit Links- bzw. Rechtslauf ein. Der Verschiebeanker des Motors wird ins Feld hineingezogen und treibt die Schwungscheibe S an. Über die Zahnräder Z1, Z2 und Z4, Z5 wird die Achse des Selektors nun so gedreht, daß die Nut in der Scheibe R auf die Nase im Hebel H zuläuft. Gleichzeitig dreht sich der Abstimmkondensator C durch das Zahnradpaar Z6, Z7 mit. Beim Einrasten des Hebels H in die Nut der Scheibe R wird diese festgehalten. Die Reibungskraft zwischen den Federn F und der Scheibe R ist so groß, daß auch die Achse A1 des Selektors und mit ihr der Drehkondensator und über Z4 und Z5 die Achse A3 des Zeigerantriebs festgehalten werden.

Das Zahnrad Z2 der Anordnung überträgt sein Drehmoment über eine Rutschkupplung auf die Achse A3. Beim plötzlichen Abbremsen dieser Achse wirkt sich der Schwung der Scheibe S noch auf das Zahnrad Z2 aus, das aber infolge der Rutschkupplung diese Kraft nicht mehr auf die Achse A3 übertragen kann.

Beim Drücken einer anderen Sendertaste springt zunächst die Taste 3 zurück. Der Schieber A und der Hebel H gehen in ihre Ruhestellung zurück, während bei der neugedrückten Taste der entsprechende Hebel H an die zugehörige Selektorscheibe gezogen wird und das Spiel von neuem beginnt.

Zum Einstellen eines neuen Festsenders ist der Abstimmknopf herauszuziehen. Dadurch kommt Zahnrad Z1 mit Z3, das auf der

Achse A3 fest sitzt in Eingriff. Dreht man jetzt den Knopf, dann dreht sich die Achse A3 und über die Zahnräder auch die Achse A1, während die der gedrückten Sendertaste zugehörige Selektorscheibe R durch den Hebel H festgehalten wird. Die Federn F gleiten jetzt auf der festgehaltenen Scheibe R. Bei Kupplung der Zahnräder Z1 und Z3 wird also die Reibung zwischen der Feder F und der Scheibe R überwunden, während die Rutschkupplung zwischen Z2 und A3 dazu nicht in der Lage ist.

Das Drücken einer Sendertaste betätigt gleichzeitig die entsprechende Bereichstaste. Die Kupplung der Sendertasten mit den Bereichstasten erfolgt über ein besonderes Hebelsystem.

Ist keine Sendertaste gedrückt, dann läßt sich durch einen Knebel unter dem Abstimmknopf der Motor einschalten, so daß auch ein motorisches Durchstimmen des Gerätes möglich ist. Die Laufzeit über die ganze Skala ist etwa $4\frac{1}{2}$ s und die Wiederkehrgenauigkeit der gerasteten Sender auf Mittelwelle besser als 1 kHz, auf UKW besser als 15 kHz. —II—

Technische Daten

12 Röhren (19 Funktionen): 8 AM, (11 FM-) Kreise; 14 Tasten, davon 6 Festsenderlasten Motorabstimmung, Wellenbereiche UKML;

UKW-Empfindlichkeit 0,6 μ V für 50 mW; 1,4 μ V für 26 dB Rauschabstand; bei MW (1 MHz) 2 μ V;

Selektion für 1 MHz in Stellung „breit“ 1:60, für „schmal“ 1:1300, bei 90 MHz S 300 1:1000;

Spiegelwellenselektion LW 10 000, MW 200, UKW 100;

Magisches Auge; Anschluß für Magnetongerät über genormten Stecker; Lautsprecher-schalter für Außenlautsprecher

Effektiv anzeigendes Röhrenvoltmeter

Die Effektivspannung ist definiert als der Wert einer Wechselspannung, der leistungsmäßig einer Gleichspannung entspricht. Zur Messung des Effektivwertes einer reinen Sinusspannung ist die Bestimmung des arithmetischen Mittelwertes bzw. des Spitzenwertes ausreichend, da über den Formfaktor eine feste Beziehung zum Effektivwert besteht. Stark verzerrte Wechselspannungen, wie Impulsspannungen, Rauschspannungen, oberwellenhaltige Sinusspannungen, haben einen unkonstanten Formfaktor. Hitzdrahtinstrumente, Thermokreuze usw. sind für derartige Spannungsmessungen geeignet; es wird die Umsetzung elektrischer Leistung in Wärmeenergie ausgenutzt. Nachteilig ist eine Trägheit der Anzeige.

Eine andere Möglichkeit besteht in der Anwendung eines quadrierenden Gliedes, da die Effektivspannung aus der Summe der Quadrate der Augenblickswerte gebildet wird. Praktisch ausgeführt sind z. B. Instrumente mit Germaniumdioden unter Ausnutzung der quadratischen Durchlaßkennlinie bei kleinen Spannungen. Der starke Temperaturgang dieser Halbleiter bereitet Schwierigkeiten, es ist häufiges Nachziehen oder ein Konstanthalten der Temperatur erforderlich.

Nachstehend soll eine Schaltung beschrieben werden, deren Wirkungsweise auf der Ausnutzung der Kennlinienkrümmung normaler Rundlückröhren beruht und im Hinblick auf Genauigkeit und Stabilität sehr gute Ergebnisse erreicht.

Theoretischer Nachweis der quadratischen Kennlinie

Jede unlineare Größe ist durch eine Potenzreihe darstellbar. Die Potenzreihe für die Röhrenkennlinie ist für einen Arbeitspunkt der festen Gitterspannung $-U_g$ und eine zusätzliche Gitterspannungsänderung Δu_g gegeben aus der Beziehung

$$I_a = I_{a0} + S_1 \Delta u_g + \frac{S_2}{2} \Delta u_g^2 + \frac{S_3}{6} \Delta u_g^3 + \frac{S_4}{24} \Delta u_g^4$$

Hierin bedeuten

- I_a = Augenblickswert des Anodenstromes
- I_{a0} = Anodenstrom bei $\Delta u_g = 0$
- S_1 = Steilheit der I_a/u_g -Kennlinie
- S_2 = Steilheit der S_1/u_g -Kennlinie
- S_3 = Steilheit der S_2/u_g -Kennlinie
- S_4 = Steilheit der S_3/u_g -Kennlinie

Werden zwei gleiche Röhren im gleichen Arbeitspunkt mit gleich großen Δu_g umgekehrter Polarität angesteuert, dann ist der Gesamtstrom jeder Röhre:

Röhre 1. Δu_g positiv

$$I_{a1} = I_{a0} + S_1 \Delta u_g + \frac{S_2}{2} \Delta u_g^2 + \frac{S_3}{6} \Delta u_g^3 + \frac{S_4}{24} \Delta u_g^4$$

Röhre 2. Δu_g negativ

$$I_{a2} = I_{a0} - S_1 \Delta u_g + \frac{S_2}{2} \Delta u_g^2 - \frac{S_3}{6} \Delta u_g^3 + \frac{S_4}{24} \Delta u_g^4$$

Die Summe beider Gesamtströme ist dann

$$I_{a1} + I_{a2} = 2 I_{a0} + S_2 \Delta u_g^2 + \frac{S_4}{12} \Delta u_g^4$$

Diese Reihe kann nach dem 2. Glied abgebrochen werden, wenn Δu_g nicht zu groß ist. Damit ist die Zunahme des Gesamtstromes durch Ansteuern mit Δu_g

Abb. 1. Prinzipschaltung des effektiv anzeigenden Röhrenvoltmeters

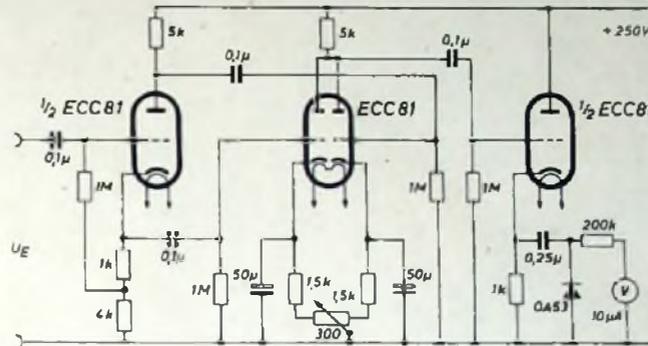


Abb. 2. Ausgeführte Schaltung eines effektiv anzeigenden Röhrenvoltmeters für einen Klirrfaktormesser

Die Stromänderung ist proportional dem Quadrat der Eingangsspannung. Ist die Ansteuerspannung sinusförmig, d. h. $\Delta u_g = u_{g0} \sin \omega t$, dann wird

$$\Delta I_a = S_2 u_{g0}^2 \sin^2 \omega t; \sin^2 \omega t = \frac{1}{2} - \frac{1}{2} \cos 2\omega t$$

$$\Delta I_a = \frac{S_2 u_{g0}^2}{2} (1 - \cos 2\omega t)$$

Außer einer Gleichstromkomponente tritt nur die 2. Harmonische auf, also ideale Frequenzverdopplung.

Ausgeführte Schaltung

Die Schaltung entspricht einer Gegentaktdianordnung mit vorgeschalteter Phasenumkehrstufe (Abb. 1). Die Gegentaktröhren arbeiten jedoch auf einen gemeinsamen Anodenwiderstand zur geforderten Addition beider Gesamtströme. Das Produkt $\Delta I_a R_a$ ist die dem Quadrat der Eingangsspannung proportionale Ausgangsspannung. Als Gegentaktröhren wurden Doppeltrioden gewählt. Die nichtlinearen Verzerrungen sind bei Trioden-Arbeitskennlinien bereits vorwiegend quadratisch im Gegensatz zu Pentoden, bei denen der kubische Anteil vorherrscht. Eine Gleichrichtung ist nicht erforderlich, da die Gleichspannungskomponente der Ausgangsspannung die Summe der Augenblickswerte ist. Eine quadratische Skala des Anzeigeinstrumentes gestattet das direkte Ablesen des Effektivwertes.

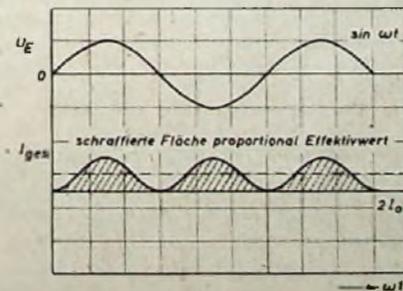
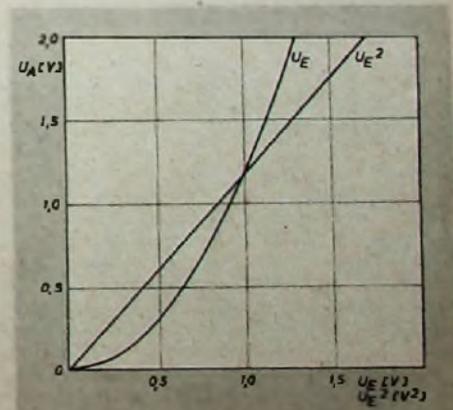


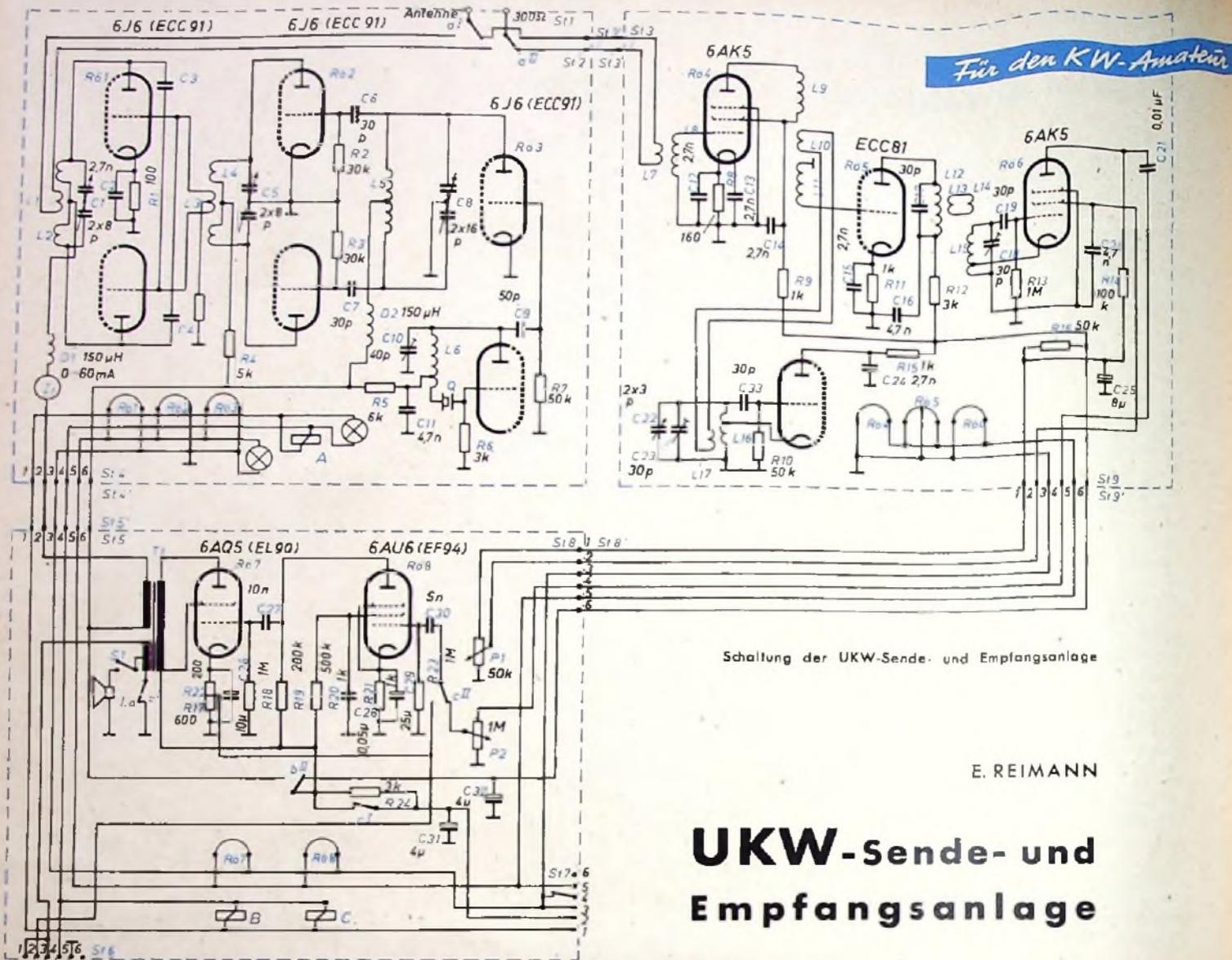
Abb. 3. Zeitlicher Verlauf des Anodenstromes

Abb. 4 (rechts). Abhängigkeit der Ausgangsspannung von der Eingangsspannung

wertes Die Brückenschaltung enthält im zweiten Brückenweig eine weitere Röhre zur Stabilisierung infolge Heizspannungsschwankungen auftretender Ruhestromänderungen. Die Schaltung wurde bis zu Frequenzen von 300 kHz erprobt, es scheint eine Anwendung bis zu weit höheren Frequenzen möglich. Eine Kapazität parallel zu R_a kann sich nicht auswirken, da nur die Gleichstromkomponente angezeigt wird.

Die Schaltung in Abb. 2 ist speziell zur Anzeige in einem direkt anzeigenden Klirrfaktormesser entwickelt worden. Besonderer Wert wurde auf Stabilität der Anzeige gelegt. Zu diesem Zweck erhielt jede Katodenzuführung getrennte, abgeblockte Katodenwiderstände. Hierdurch konnte ein weitgehender Ausgleich unterschiedlicher Kennlinien und verschieden großer Unterheizempfindlichkeit erreicht werden. 10% Unterheizung ergaben einen Anzeigefehler von noch nicht 1%. Zur völligen Unabhängigkeit gegenüber Änderungen des Ruhestromes wurde die quadrierte Spannung einem Katodenverstärker zugeführt und anschließend mit Hilfe der Niveaudiode OA 53 wiedergewonnen und dem Anzeigeinstrument zugeführt. In Abb. 3 ist der zeitliche Verlauf des gesamten Anodenstromes I_{ges} bei Ansteuerung mit einer sinusförmigen Eingangsspannung U_E wiedergegeben, und Abb. 4 zeigt die gemessene rein quadratische Abhängigkeit der Ausgangsspannung von der Eingangsspannung.





Schaltung der UKW-Sende- und Empfangsanlage

E. REIMANN

UKW-Sende- und Empfangsanlage

Diese für Batterie- und Netzbetrieb eingerichtete UKW-Gegensprechanlage ist einfach im Aufbau und in der Handhabung. Geringe Ausmaße und Kristallsteuerung im Senderteil ermöglichen transportablen Betrieb für Entfernungen von 4...5 km. Als ortsfeste Anlage können 10...20 km betriebssicher überbrückt werden, so daß die beschriebene Station auch für kommerzielle Zwecke eingesetzt werden könnte.

Aufbau

Die gesamte Station ist als eine Einheit aufgebaut und hat Anschlüsse für Stromversorgung, Antenne und für einen umschaltbaren Handapparat. Wie die Abbildungen zeigen, besteht das Gerät aus drei Bauteilen, dem Sender, dem Empfänger und einem Niederfrequenzverstärker.

Diese drei voneinander unabhängigen Bauteile sind in einem kleinen Gestell aus Winkeleisen eingebaut. Sie lassen sich zur Reparatur leicht und schnell durch Lösen von vier Schrauben austauschen. An der Vorderfront des Gehäuses sind Bedienungsknöpfe zur Regelung der Lautstärke, des Pendeleinsatzes und für die Abstimmung vorhanden, während die Umschaltung von Senden auf Empfangen durch die Sprechaste am

Handapparat geschieht. Der Lautstärkeregler ist mit einem Schalter zur Einschalten der Batterien bzw. des Netzgerätes kombiniert, während ein Schalter am Pendelregler zum Überbrücken des Schutzwiderstandes beim Abstimmen des Senders dient.

Sender

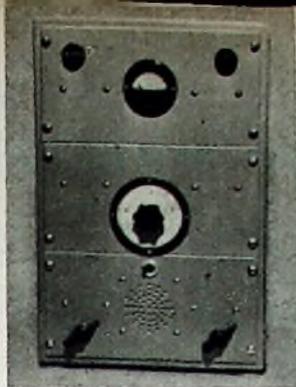
Im vierstufigen Sender werden drei Röhren 6J6 verwendet. Ein System der ersten Röhre arbeitet als Oberwellenoszillator mit einem 8-MHz-Quarz und liefert eine Frequenz von 24 MHz. Das zweite System ergibt durch Verdoppelung 48 MHz. Die zweite 6J6 ist als Gegenakt-Verdreifacherstufe für 144 MHz geschaltet. Die dritte 6J6 ist eine neutralisierte Verstärkerstufe für 144 MHz. An Stelle eines 8-MHz-Quarzes kann auch ein solcher für 24 MHz verwendet werden, der sogar eine etwas größere Steuerspannung ergibt. Ob der Quarz schwingt, wird mit einem Absorptionswellenmesser oder einem in die Gitterleitung eingeschalteten Mikroampereometer festgestellt. Bei 120 V Anodenspannung ist dieser Strom etwa 50 μ A. Beim Herausnehmen des Quarzes muß der Gitterstrom wieder auf Null zurückgehen, andernfalls sind unerwünschte Schwingungen vorhanden.

Mit besonderer Sorgfalt ist die Neutralisation in der Endstufe durchzuführen. In diesem Gerät wurde die Neutralisation mit zwei etwa 4 cm langen Koax-Kabelstücken durchgeführt, die im Betrieb so weit verkürzt wurden, bis sich einwandfreie Neutralisation ergab. Bei der Abstimmung der Endstufe soll die Anodenspannung möglichst nicht größer als 150 V sein. Bei Versuchen am Sender ist eine künstliche Antenne zu verwenden. Der Anodenstrom ist dann bei voller Belastung 30 mA. Eine Indikatorlampe (6 V, 250 mA) muß hell aufleuchten.

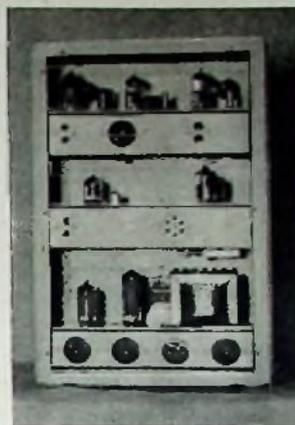
Empfänger

Um auch empfängerseitig den Aufwand kleinzuhalten, wird ein Super mit Vorstufe und Pendelaudio verwendet. Die Mischstufe wurde mit einer Doppeltriode ECC 81 bestückt, deren eines System zur Mischung und deren anderes als Oszillator dient. Die Kopplung zwischen beiden geschieht durch eine niederohmige, induktive Linkleitung. Die gleiche Kopplungsart ist auch zwischen dem 1. und 2. ZF-Kreis (30 MHz) angewandt worden. Die Spulen der ZF-Stufe sind oberhalb des Chassis befestigt und werden mittels Philips-Tauchtrimmern fest abgestimmt. Auch die HF- und Mischstufe werden nur einmal fest abgestimmt, wenn die zu

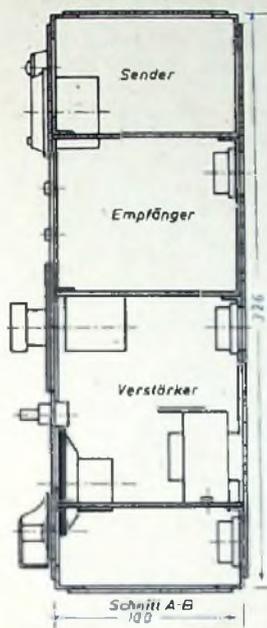
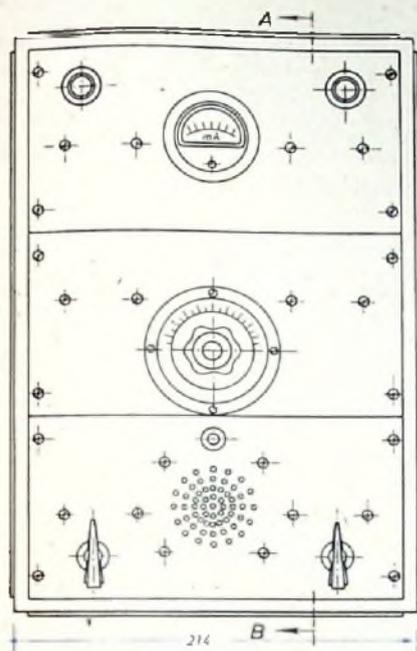
empfangenden Frequenzen, wie in diesem Fall, nahe beieinander liegen. Die Oszillatorfrequenz liegt um etwa 30 MHz niedriger als die jeweilige Empfangsfrequenz. Das einwandfreie Schwingen des Oszillators kann wiederum mit einem Absorptionswellenmesser oder einem Mikroamperemeter geprüft werden. Sicherheitshalber werden auch die Untersuchungen am Empfänger mit einer künstlichen Antenne, die aus einem ohmschen Widerstand von 60...300 Ω besteht, durchgeführt. Der Pendeleinsatz soll bei 30 V erfolgen, wobei optimale Verstärkung erreicht wird.



Außenansicht der als eine Einheit aufgebauten UKW-Station



Rückansicht des Gestelles; im rechten Foto mit geschlossener Rückwand erkennt man rechts oben den Antennenanschluß und unten die Anschlüsse für den Handapparat und die Stromversorgung



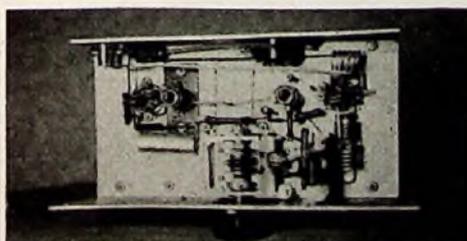
Hauptabmessungen des Gestelles mit den drei Einschüben. Genauere Konstruktionskizzen stehen Interessenten zur Verfügung

Verstärker

Der zweistufige Verstärker wird als NF-Verstärker beim Empfang oder als Modulator während des Sendens benutzt. Die Umschaltung erfolgt über drei Relais A, B, C durch die Sprechaste am Handapparat. Die Relais haben die Aufgaben:

1. Schalten der Anodenspannung an den Empfänger oder den Sender,
2. Umschalten des NF-Einganges auf Empfänger oder Mikrofon,
3. Verbinden oder Unterbrechen des Hörausganges,
4. Kurzschließen des Schutzwiderstandes in der Plus-Leitung beim Empfang,
5. Umschalten der Antenne zum Empfänger oder Sender.

Das Mikrofon wird an den Klemmen 2 und 5 angeschlossen, erhält seine Gleichspannung von einem Abgriff am Kathodenwiderstand der 6AQ5 und gibt seine NF-Spannung an die 6AU6 ab. Sämtliche NF-führende Leitungen müssen in diesem Bauteil abgeschirmt werden.

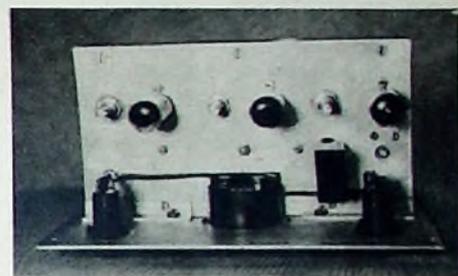
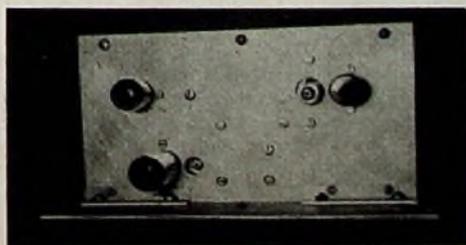


Der Empfängereinschub. Im rechten Foto der Oberansicht sind links der ZF-Trimmer und rechts oben der Oszillatortrimmer zu erkennen

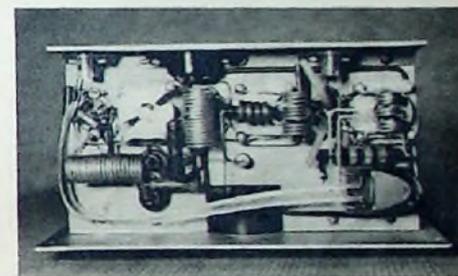
Der Verstärker wird folgendermaßen geprüft. Der hochohmige Ausgang des Modulationstrafos ist mit einem 10-k Ω ohm-Masswiderstand (5...10 W) zu überbrücken. Parallel dazu wird ein Wechselstrominstrument, notfalls ein Multavi oder Multizet, geschaltet. Wird nun die Sprechaste gedrückt, so nehmen die Relais die Stellung „Senden“ ein. Bei Batteriebetrieb müssen sich dann durch das Besprechen des Mikrofons bis zu 150 V, bei Netzbetrieb etwa 200 V Wechselspannung an diesem Widerstand bilden. In der Stellung „Empfang“ darf kein Ausschlag am Instrument zu sehen sein. Sollte jedoch ein Ausschlag auf wilde Schwingungen hindeuten, so sind zwischen den Gitterzuführungen und Masse kleine Kondensatoren einzubauen.

Stromversorgung

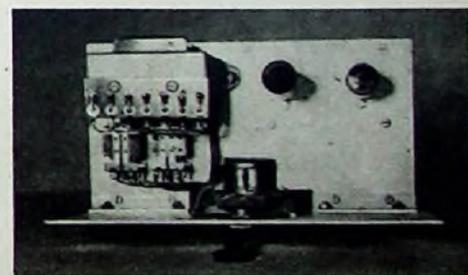
Der Stromverbrauch des Gerätes ist verhältnismäßig klein. Der Empfänger verbraucht bei 300 V einen Anodenstrom von etwa 40 mA, während zum Senden 220 V und 120 mA benötigt werden (die 6J6 ist für relativ kleine Anodenspannungen bemessen). Der Heizstromverbrauch ist bei 6,3 V etwa 2,5 A.



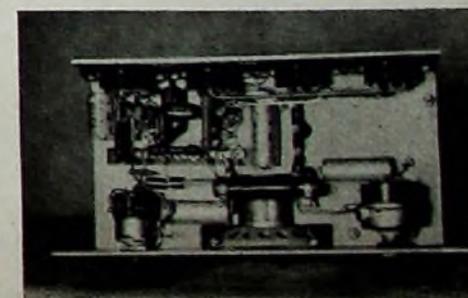
Oberansicht des Sendereinschubes; links oben der Quarz für 24 MHz



Untersicht des Sendereinschubes; rechts unten ist das Relais sichtbar



Oberansicht des Modulators; links sind die zwei Umschaltrelais der Anlage zu sehen



Ansicht der Modulator-Unterseite

So arbeitet mein Super

⑤

Demodulation und Regelspannungserzeugung bei FM

Bei den FM-Demodulatoren muß man scharf zwischen zwei verschiedenen Aufgaben unterscheiden: der Herstellung einer (zusätzlichen) Amplitudenmodulation und der Demodulation selbst.

Der einfachste und älteste, aber am schlechtesten arbeitende FM-Demodulator ist der Flankengleichrichter. Er unterscheidet sich im Schaltungsaufbau von den bisher besprochenen Anordnungen überhaupt nicht (wenn man von der gelegentlichen Anwendung der Gittergleichrichtung absieht), sondern nur in der Abstimmung des Schwingkreises. Sie erfolgt so, daß der Träger etwa auf der Mitte einer Flanke der Resonanzkurve liegt. Dann hat jede (durch die Modulation bedingte) Frequenzänderung eine entsprechende Amplitudenänderung zur Folge, so daß die ZF-Schwingung eine zusätzliche Amplitudenmodulation erfährt. Diese Schwingung kann nun wie üblich demoduliert werden.

Die großen Nachteile dieser sehr einfachen Anordnung sind die Zweideutigkeit der Abstimmung (man kann die linke, aber auch die rechte Flanke verwenden), ferner die auftretenden Verzerrungen, die durch die Nichtlinearität der Resonanzkurvenflanken normaler Schwingkreise hervorgerufen werden. Dadurch entspricht die entstehende Amplitudenmodulation nicht mehr genau der ursprünglichen Frequenzmodulation. Man ging daher bald zu anderen Anordnungen über, bei denen die Kennlinie zur Modulationswandlung geradliniger ist, und kam zum Phasen-Diskriminator (Riegger, Foster und Seeley). Die Wirkungsweise desjenigen Schaltungsteils, der die Modulationswandlung (Einführung einer zusätzlichen Amplitudenmodulation) bewirkt, ist recht kompliziert und kann hier nur angedeutet werden. Durch die Kopplung mehrerer Schwingkreise und die geometrische Addition der Spannungen wird bewirkt, daß sich infolge der bei Frequenzmodulation auftretenden Phasenverschiebung eine Summen-

jedoch die begrenzende Wirkung. Wie aus dem Schaltbild hervorgeht, ist der in zwei Hälften aufgeteilte Außenwiderstand $R1$ und $R2$ der beiden Dioden $D1$ und $D2$ mit einer großen Kapazität $C3$ überbrückt (mehrere μF). Dadurch erreicht man, daß sich der von der ZF-Amplitude abhängige Dioden-Innenwiderstand voll auf den angeschlossenen Schwingkreis auswirkt. Steigt die ZF-Spannung, so steigt auch die Dämpfung, die Spannung wird herabgedrückt. Bei fallender ZF-Spannung verringert sich die Dämpfung und die Spannung steigt wieder. Der Ratiodetektor hält demnach die ZF-Spannung weitgehend konstant, was im FM-Betrieb zu fordern ist. Die Widerstände $R3$ und $R4$ sowie die Kondensatoren $C1$ und $C2$ dienen zur Symmetrierung der Schaltung, die Niederfrequenz kann am oberen Anschluß von C abgenommen und über das Sieb- und Deakzentuierungsglied $C4, R6$ zum NF-Teil geführt werden. Der Ratiodetektor bildet — wie nähere Betrachtung zeigt — eine Brückenschaltung, bei der die mit $C3$ überbrückten und für NF unwirksamen Außenwiderstände einen Diagonalzweig bilden. Trotzdem kann der Brücke an einer anderen Stelle (an C) die Niederfrequenz entnommen werden. Die Modulationswandlung erfolgt durch das Zusammenwirken der Schwingkreise, die Demodulation durch die Ventilwirkung der Dioden. Die Form der resultierenden Kennlinie ergibt sich aus Abb. 9.

Die ZF-Stufe in Abb. 8 enthält noch eine Besonderheit. Um einen wirklich störfreien FM-Empfang zu erzielen, muß die ZF-Amplitude vor dem FM-Demodulator so konstant wie möglich sein. Die Modulation selbst ist ja nur in den Frequenzschwankungen enthalten. Als man die schon begrenzend wirkenden FM-Demodulatoren (Ratiodetektor, EQ 80) noch nicht kannte, waren daher besondere Begrenzerstufen erforderlich, die auf den verschiedensten Prinzipien beruhten. Am wichtigsten ist der Pentodenbegrenzer, bei dem eine Pentode ohne negative Vorspannung, aber mit sehr großem Ableitwiderstand und

lediglich die letzte ZF-Stufe wird so dimensioniert, daß sie eine schwache begrenzende Wirkung hat. Wir finden in Abb. 8 die wesentlichen Kennzeichen des Pentodenbegrenzers ($R7, C5$, großer Schirmgitterwiderstand $R8$). Um die Röhre möglichst gut auszunutzen,

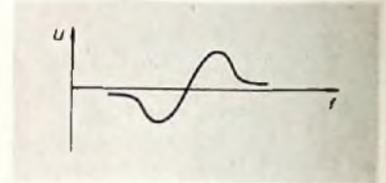


Abb. 9. Kennlinie des Ratiodetektors

schließt man beim Entwurf einen Kompromiß zwischen Verstärkung und Begrenzerwirkung. Auch dem Ratiodetektor kann man eine Regelspannung entnehmen, die vom Punkt o in Abb. 8 abgegriffen wird. Das Glied $R6, C4$ dient unter anderem zum Rückgängigmachen der senderseitig vorgenommenen Anhebung der hohen Frequenzen (Deakzentuierung).
(Wird fortgesetzt)



Zwei neue Kondensator-Mikrofone

Als Typen „K 100“ und „K 120“ bringt Teladi, Diederichs & Kühlwein, Düsseldorf, jetzt zwei neue Kondensator-Mikrofone auf den Markt, die eine Weiterentwicklung des weitverbreiteten und bewährten Typs „K 47 N“ sind. Auch diese neuen Modelle enthalten wieder einen zwei-stufigen Verstärker und sind damit auch für die Aussteuerung von Verstärkern mit größerem Eingangsspannungsbedarf geeignet.

Bei dieser Neuentwicklung liegt die untere Grenzfrequenz unter 20 Hz und die obere (je nach Kabellänge) zwischen 15 und 20 kHz. Der Höhenabfall infolge der Kabelkapazität ist nur gering und ist beispielsweise für 5 nF Kabelkapazität bei 15 kHz nur etwa 3 dB. Bei Benutzung von Teladi-Mikrofonkabel entspricht das einer Länge von etwa 50 m. Durch die sorgfältig dimensionierte Schaltung des eingehauten Verstärkers ließ sich der Dynamikumfang ebenfalls erheblich erweitern, so daß selbst bei Lautstärken von 120 Phon der Klirrfaktor nicht größer als 1% ist. Für Übertragungen, bei denen Mikrofon und Lautsprecher sich im selben Raum befinden, dient man sich zweckmäßigerweise des Modells „K 120 N“, das als schallkompensiertes Mikrofon gegenüber akustischen Rückkopplungen besonders unempfindlich ist.

Der mit einer ECC 82 bestückte zwei-stufige Verstärker in RC-Kopplung enthält einen Stabilisator, der das Katodenpotential des ersten Systems auf etwa 60 V festhält. Gleichzeitig wird diese Spannung über einen Widerstand von 500 M Ω dem Mikrofon als Vorspannung zugeführt. Die Anoden der beiden Röhrensysteme sind über einen Widerstand von 1 M Ω miteinander verbunden, wodurch an der Anode des ersten Systems eine Anodenspannung von nur etwa 30 V liegt. Die durch diesen hohen Widerstand erreichte Gegenkopplung linearisiert den Frequenzgang und verringert den Innenwiderstand des gesamten Verstärkers, so daß der Ausgang weitgehend leistungsunabhängig ist. Die Ausgangsspannung ist etwa 50 mV/Phon und erreicht bei 120 Phon einen Wert von etwa 50 V.

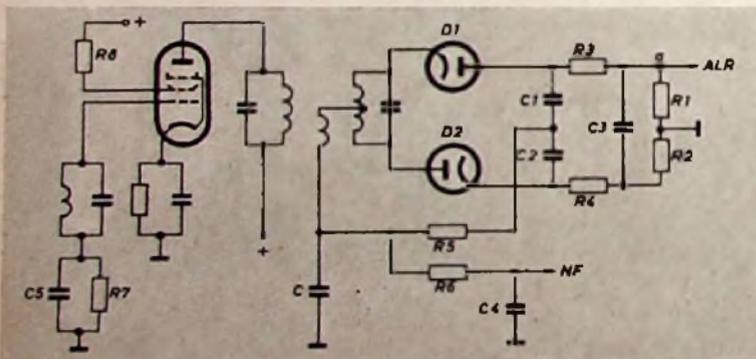


Abb. 8. Schaltung eines Ratiodetektors

spannung bildet, deren Schwankungen ein getreues Abbild des Modulationsinhaltes darstellen. Aus diesem Phasen-Diskriminator wurde der Ratiodetektor entwickelt, dessen Schaltbild in Abb. 8 wiedergegeben ist. Der Ratiodetektor kommt neben dem FM-Demodulator mit der Valvo-Röhre EQ 80 fast ausschließlich in modernen AM-FM-Geräten vor.

Auch dem Ratiodetektor liegt im wesentlichen das Prinzip des Phasendiskriminators zugrunde, soweit man die Modulationswandlung betrachtet. Neu und sehr wesentlich ist

niedriger Schirmgitter- und Anodenspannung verwendet wird. Dann fließt schon bei relativ kleinen Gitterwechselspannungen ein kräftiger Gitterstrom, der die Überbrückungskapazität des Gitterwiderstandes auflädt. Dadurch wird eine Vorspannung gebildet, und die Anodenausgangsspannung kann trotz steigender Gitterwechselspannung nicht mehr anwachsen. Damit wird also eine gute Begrenzung erreicht. Natürlich ist die Verstärkung einer derart bemessenen Stufe recht gering, und man sieht daher in modernen Schaltungen mit begrenzenden FM-Demodulatoren davon ab.

Windgeräusche von UKW- und Fernseh-Antennen

Durch die Masse der Antennenkonstruktion und durch die Elastizitäts- und Festigkeitseigenschaften des Werkstoffes bedingt, hat jede Antenne neben der elektrischen auch eine mechanische Eigenfrequenz. Der Wind kann die Antenne zu Eigenschwingungen anregen, die sich teils als unmerkliches Vibrieren, teils aber auch als kräftiges Brummen oder Heulen bemerkbar machen. Neben Eigenschwingungen der Antennenteile selbst kann auch die in den Antennenrohren eingeschlossene Luftsäule zu Schwingungen angeregt werden. All diese Erscheinungen stellen nicht nur eine mechanische Belastung dar, sondern können auch als lästig und ruhestörend empfunden werden. Die mechanische Beanspruchung des Antennenmaterials kann sogar schließlich zum Bruch der Antennenteile führen; dabei bricht das Antennenrohr aus zunächst „unerklärlichen“ Gründen mitten in seiner Länge ab. Es kann aber auch vorkommen, daß der Hausherr die Entfernung der brummenden Antenne verlangt, weil er sich in seiner Nachtruhe erheblich gestört fühlt.

Glücklicherweise treten solche Störungen nicht allzu häufig auf. Es müssen eine ganze Reihe von Umständen zusammenfallen, wenn störende mechanische Eigenschwingungen auftreten, z. B. windoffene Lage, schwacher Dachstuhl, großes Antennengebilde, schwaches Standrohr usw. Immerhin ist auch die Beseitigung solcher Störungen nicht ganz einfach und setzt zunächst das Erkennen der Ursachen voraus. Wie jedoch der Fall der lange Zeit ungeklärten „Comet“-Abstürze beweist, sind solche Schwingungsprobleme auch wissenschaftlich noch keineswegs völlig gelöst. Auch dem Antennenbauer bleiben daher eigene Versuche oft nicht erspart, sofern solche Schwierigkeiten auftreten.

Luftschwingungen

Wenn Luft an einer unverschlossenen Öffnung eines Rohres vorbeistreift, kann sie die im Innern eingeschlossene Luft zu Schwingungen anregen. Sind an einem Rohr beide Enden offen, so entstehen Schwingungen mit einer Wellenlänge von der doppelten Rohrlänge. Ist das Rohr an einem Ende geschlossen, so erregt sich die eingeschlossene Luftsäule zu Schwingungen von der vierfachen Rohrlänge. Da die Wellenausbreitungsgeschwindigkeit von Schallwellen in Luft bekannt ist, kann man aus der Länge des schwingenden Rohres die Resonanzfrequenz bestimmen und umgekehrt. Für beiderseits offene Rohre ergeben sich folgende Frequenzen:

Rohrlänge	0,25	0,6	0,75	1	1,5	2	3	4	m
Frequenz	660	275	220	165	110	82	55	41	Hz

Für einseitig geschlossene Rohre ergeben sich Schwingungen der halben Frequenz. Auch ohne „absolutes Gehör“ läßt sich aus der Frequenz die ungefähre Länge des Schwingungserzeugers abhören. Man kann zumindest feststellen, ob etwa die Schwingungsursache in einem Standrohr (Länge 2-4 m), einem Antennenelement oder in einem kurzen Abstandsrohr zu suchen ist.

Die Abhilfe gegen derartige Störung ist ziemlich einfach und besteht darin, sämtliche Öffnungen des Rohres zu verschließen. Auch Öffnungen, die etwa in der Mitte von Standrohren zur Einführung von Antennenkabeln vorhanden sind, sollte man dicht verschließen. Von seiten der Antennenindustrie werden für diesen Zweck Verschlüsse aus Metall oder Kunststoff hergestellt. Wenn ein solcher Ver-

schluß bei der Montage oder beim Transport verlorengeht, so kann man sich z. B. aus Kork leicht Ersatz herstellen.

Vibrationsschwingungen

Während Luftschwingungen am besten etwa mit den Schwingungen von Orgelpfeifen zu vergleichen sind und nur in hohlen Antennenteilen auftreten, kommen Vibrationsschwingungen auch bei Vollmaterial vor. Sie sind etwa mit den Schwingungen einer Stimmgabel vergleichbar. Die Frequenz derartiger Schwingungen hängt zwar ebenfalls mit der Länge des Elementes zusammen, jedoch ist hier die Lage des Einspannpunktes und des Angriffspunktes der Erregung von Einfluß auf den Schwingungszustand. Im allgemeinen ergeben sich dabei mehr oder weniger starke Oberwellen, und die Lage der Schwingungsknoten und -bäuche ist nicht ohne weiteres zu definieren. Meistens sind die Harmonischen stärker ausgeprägt als die Grundwelle, so daß sich auch gehörmäßig höhere Frequenzen ergeben.

Schwingungen dieser Art beobachtet man vor allem an weit ausladenden Antennenteilen. Insbesondere sind Direktoren und Reflektoren für die Bänder I und II als gefährdet zu bezeichnen. Auch Strahler mit relativ geringem Querschnitt neigen zu solchen Schwingungen. Die Materialeigenschaften sind von geringerem Einfluß. Bei gleichem Gewichtsquerschnitt sind Rohre günstiger als Vollmaterial; bezieht man sich auf den Durchmesser, so ist das Verhältnis umgekehrt.

Die einfachste Lösung zum Vermeiden von mechanischen Schwingungen würde in der Verwendung von dicken Strahlern bestehen. Diesen Weg geht man vor allem bei kommerziellen und Sendeantennen. Für Empfangsantennen wäre jedoch eine derartige Lösung zu schwer und auch zu kostspielig. Die einschlägige Industrie verwendet bei schwingungsgefährdeten Antennenteilen teils abgestufte Rohrdurchmesser, teils ergreift man andere konstruktive Maßnahmen, z. B. Anordnungen von zwei parallelen Rohren oder schwach geknickten Strahlern. Es bleibt dabei dem Geschick des einzelnen Konstrukteurs überlassen, die günstigste Kompromißlösung zwischen Aufwand und Festigkeit zu finden.

Verstärkung durch Resonanz

Die Schwingungen einzelner Antennenteile übertragen sich auch auf die umgebende Luft und werden damit hörbar. Allerdings kann man sie meist nur in nächster Nähe wahrnehmen. Unangenehmer ist, daß die Schwingungen eines Elements über seine Belegungsteile auch auf die übrigen Antennenteile übertragen werden, so daß oft die gesamte Antennenkonstruktion zu Schwingungen angeregt wird. Vor allem bei Mehr-Ebenen-Antennen entstehen dann gekoppelte Schwingungen aller schwingungsfähigen Elemente, wodurch sich die Störungsmöglichkeit um ein Beträchtliches erhöht.

Ferner ist zu beachten, daß sich die Schwingungen über das Standrohr auf das Gebälk der Dachkonstruktion übertragen, so daß schließlich auch der Dachstuhl und der im Dachraum eingeschlossene Luftraum mit-schwingen können. Der Dachboden wirkt dabei wie der Resonanzboden einer Geige. Auf diese Weise können Antennenschwingungen mit geringer Amplitude bereits beträchtliche Störungen verursachen. Es genügen dann be-

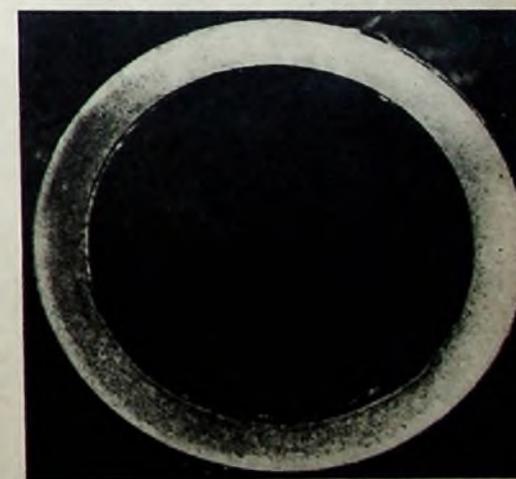
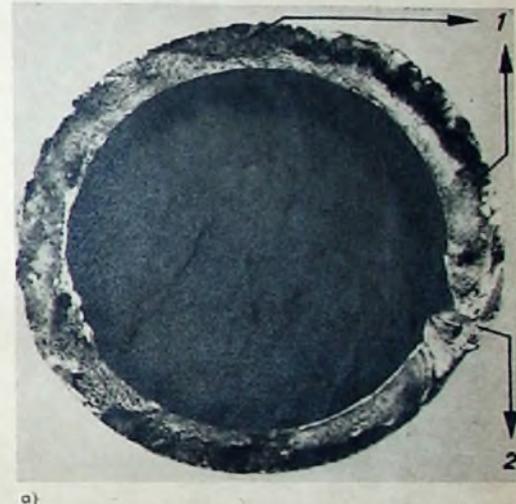
reits kleine Windstärken, um unerträgliche Wirkungen hervorzurufen. Störungen dieser Art treten besonders bei größeren Antennenkonstruktionen auf relativ kleinen Häusern auf.

Auch die gebietliche Lage ist interessant; vor allem kleinere Wohnbauten in freiem Gelände, auf Anhöhen und anderen windgefährdeten Orten und Gegenden sind störanfällig.

Abhilfe durch Dämpfung

Aus den bereits eingangs geschilderten Entstehungsursachen für solche Schwingungen ist zu entnehmen, daß es dagegen kein Allheilmittel gibt. Insbesondere würde es für die Antennen eine wesentliche Verteuerung bedeuten, wollte man sie so konstruieren, daß bereits durch die Konstruktion auch unter ungünstigen Verhältnissen das Auftreten von Schwingungen verhindert wird. Günstiger ist es, in solchen Fällen durch geschickte Maßnahmen eine Verbesserung anzustreben.

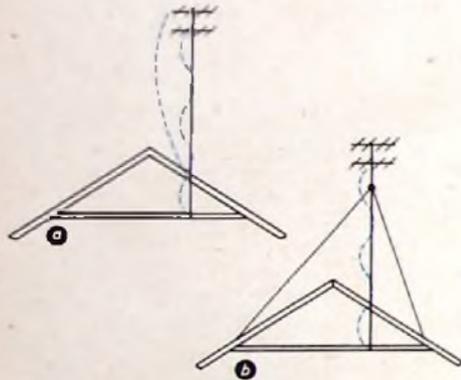
Als grundsätzliche Lösung empfiehlt sich die Anbringung von zusätzlichen Dämpfungsgliedern. Diese sind allerdings nur im Schwin-



b) Ermüdungsbruch durch Luftschwingungen in einem Aluminiumrohr 10x1 mm. a) Bis auf eine Restbruchzone (2) und eine sichelförmige Zone (1) zeigt die Bruchstelle eine glatte Oberfläche; b) ein Schnitt 10 mm neben der Bruchstelle beweist die einwandfreie Gefügestruktur des Werkstoffes

gungsbauch wirksam. Versuche, die Schwingungen etwa an den Einspannpunkten der Elemente z. B. durch Zwischenlagen von Gummi abzulagern, sind daher wenig aussichtsreich, da sich an diesen Stellen meistens ein Schwingungsknoten bildet. Bewährt hat sich dagegen das Ausfüllen der Röhre mit einer zähen Asphaltmasse; auch Hartwachs sind dafür geeignet. Stärkere Standrohre lassen sich durch Piroppen aus Holzwohle oder ähnlichem Material dämpfen.

Oft ist es nicht möglich, einen absolut schwingungsfreien Zustand der Antenne zu erreichen. Auch würde dies meistens ein Abnehmen und Zerlegen der Antenne erfordern. Unter solchen Umständen ist es zweckmäßiger, das Standrohr so steif zu machen, daß es keine Schwingungen mehr auf den Dachstuhl überträgt. Grundsätzlich gibt es dafür zwei Möglichkeiten: den Querschnitt des Rohres zu verstärken oder dasselbe abzuspinnen. Vor allem bei Schwingungsstörungen an An-



Schwingungsercheinungen an Antennenbauwerken. a) Bei größeren Konstruktionen werden Schwingungen vom Standrohr auf die Dachstuhlkonstruktion übertragen; b) Das Abspannen im Schwingungsbauch ergibt eine wirkungsvolle Dämpfung

tennen, die etwa zwei Meter oder mehr aus dem Dach hinausragen, muß dieser Frage besonderes Augenmerk gewidmet werden. Man kann allgemein beobachten, daß für umfangreiche UKW- und Fernsehantennen oft zu schwache Standrohre verwendet werden. Ganz abgesehen von den Beanspruchungen durch die Windlast, lassen sich bei hohen Antennen Schwingungen der gesamten Konstruktion nur durch Abspannungen vermeiden, wenn man keine besonders starken Rohrdurchmesser (z. B. 60... 90 mm) verwenden will. Dabei kann es zweierlei erforderlich sein, das Rohr an zwei oder mehreren Stellen abzuspinnen, da sich sonst nur eine Verschiebung der Resonanzfrequenz ergibt. Viele Antennenkonstrukteure des Auslandes ziehen es deshalb vor, lieber zuviel als zuwenig Verspannungen anzubringen.

Nur in einfachen Fällen, d. h., wenn Brummstörungen nur gelegentlich bei starkem Sturm auftreten, wird man sich mit einfachen Maßnahmen, z. B. Verspannung nach einer Seite, begnügen können.

Andere Schwingungsursachen

Neben den bereits geschilderten Schwingungsarten können an Antennen auch noch Pendelschwingungen beobachtet werden. Es handelt sich dabei um Schwingungen sehr niedriger Frequenz, etwa um 10 Hz und darunter, die auch mit dem freien Auge wahrnehmbar sind. Allerdings sind solche Schwingungen seltener und treten meist vor allem bei böigem Wind auf. Die Gefährdung der Festigkeit der Antenne durch solche Schwingungen ist relativ gering, auch empfindet man sie kaum als störend. Nur bei längeren Standrohren empfiehlt es sich, auch hier als Abhilfe einen ausreichenden Querschnitt zu wählen oder eine sachgemäße Verspannung anzubringen. Erwähnt sei in diesem Zusammenhang auch

die Möglichkeit von Schwingungen in den Abspanndrähten selbst. Derartige Schwingungen äußern sich als Singen oder Summen in höheren Frequenzlagen, ähnlich wie bei Telefon- und Telegrafendrähten. Im Fernmeldebau verhindert man diese Drahtschwingungen durch Umwicklung der Leitungselemente mit Bleidraht. Ein solches „Dämpfungsglied“ läßt sich natürlich auch bei störenden Schwingungen von Abspanndrähten verwenden. Solche

Schwingungen treten aber meist nur bei größeren Spannweiten auf. Bei Windgeräuschen an der Antenne handelt es sich durchaus nicht immer um eine einfache Angelegenheit. Während man das elektrische Verhalten der Antenne mit Daten, Meßergebnissen und Rechnungswerten beherrschen kann, führt im Fall von „Störeinstrahlungen“ durch den Wind meist nur das Experimentieren mit Erfahrungswerten zu einem Erfolg.

FT-SCHALTUNGSWINKE

Chirp- und klickfreie Tastung¹⁾

DL 6 MU benutzte längere Zeit eine Tastart nach Abb. 1. Die Taste öffnet zuerst den Stromweg über R_{01} und bringt damit den Oszillator zum Einschwingen. Der Siebkondensator an Anode und Schirmgitter der Oszillatorröhre muß klein sein, damit der Oszillator rasch voll einschwingt. R_{03} ist anfangs mit einer Vorspannung von -200 V gesperrt und wird erst über den Arbeitskontakt der Taste geöffnet. Die Zeitkonstante von R_x und dem Kondensator von 50 nF verzögert zusätzlich das Öffnen von R_{03} . Die Zeichen des Oszillators gelangen dadurch mit Sicherheit erst dann zur Antenne, wenn der Oszillator auf der gewünschten Frequenz voll eingeschwingen ist. Klick- und Chirperscheinungen können deshalb kaum auftreten.

Obwohl der Oszillator während 5 Minuten Tastendruck seine Frequenz im 80-m-Band um nicht mehr als 50 Hz (also um 400 Hz im 10-m-Band) änderte, wurde eine noch bessere Stabilisierung angestrebt (Abb. 2). Hier schwingt der Oszillator dauernd durch, so daß das Wandern des Oszillators etwa 5 Minuten nach dem Einschalten beinahe völlig beendet ist. QSO-Partner meldeten dementsprechend auch nur noch Tonqualität T9x oder fb T9.

Es handelt sich hier um eine an sich bereits bekannte Frequenzumtastungsschaltung. Neu ist dagegen die Verwendung einer Germaniumdiode an Stelle des weit teureren Relais.

80-m-Band eine Verstimmung um etwa 50 kHz ergibt, damit die Verschiebefrequenz nicht im Empfänger stört, falls der Oszillator nicht genügend dicht gebaut ist. Durch diese Tastart stören die Einschwingvorgänge des Oszillators grundsätzlich viel weniger als bei allen anderen Tastarten, weil er nicht mehr von der Frequenz Null zum Sollwert, sondern nur von einer geringfügig verlagerten Frequenz zur Sollfrequenz durchschwingen muß. Da die Verschiebefrequenz weit von der eigentlichen Sendefrequenz liegt, ist außerdem hundertprozentiger BK-Verkehr möglich. Ausstrahlungen der Verschiebefrequenz über die Antenne werden genau wie in der Schaltung nach Abb. 1 restlos unterdrückt. Die Schaltung nach Abb. 2 hat den weiteren Vorteil, daß sich der Oszillator jetzt mit höherer Anodenspannung betreiben läßt, weil der Vorwiderstand von 50 kOhm zwischen Stabi und Ruhekontakt der Taste nicht mehr erforderlich ist. Verschmutzte Ruhekontakte der Tasten haben bei dieser Schaltung keinen nennenswerten Einfluß, weil die Verschiebefrequenz nicht zur Antenne gelangt und ihr Sollwert ziemlich belanglos ist. Bei gedrückter Taste schwingt der Oszillator dagegen immer auf der gewünschten Frequenz.

Ein weiterer Hinweis: Der Diodenweg läßt sich leicht zur Frequenzmodulation heranziehen. Statt der Clapp-Oszillatorschaltung kann natürlich ebenso jede andere verwendet werden.
G. Ulrich

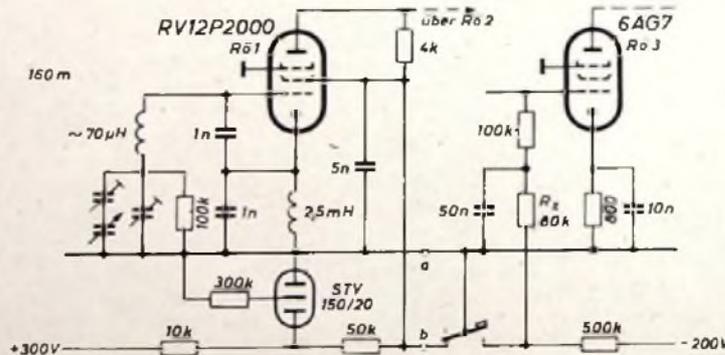


Abb. 1. Einfache chirp- und klickfreie Tasterschaltung

Die Diode hat zudem keine beweglichen Kontakte und ist somit unempfindlicher gegen mechanische Störungen.

Die Wirkungsweise beruht darauf, daß über den Ruhekontakt der Taste die Germaniumdiode leitend bzw. nichtleitend gemacht wird. Im Ruhezustand ist die Diode leitend, so daß der Oszillator eine Frequenzverstimmung durch den dann praktisch an Erde liegenden Kondensator C_x erfährt. Der Kondensator ist zweckmäßigerweise so zu wählen, daß sich im

1) Vgl. Kläiber DJIAL: Steuersender mit durchschwingendem Oszillator für Zwischenfrequenzverkehr (BK) in den Tastpausen. FUNK-TECHNIK Bd. 10 (1954) Nr. 6, S. 154

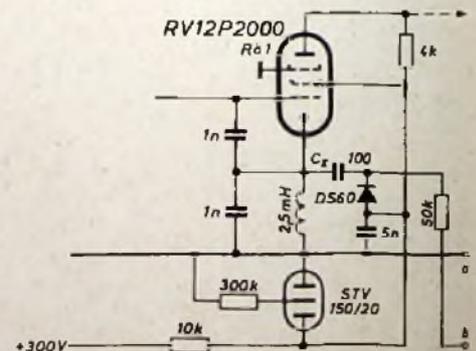


Abb. 2. Einfache Frequenzumtastungsschaltung

Ferritantenne mit Kaskode-Vorstufe

Die Kaskode-Schaltung wurde bisher ausschließlich in den Ultrakurzwellenbereichen verwendet. Sie verbindet dort eine günstige Verstärkungsziffer mit genügender Rauschfreiheit. Interessant ist ihre Anwendung im Mittelwellenbereich. Die holländische Fachzeitschrift Radio Electronica Bd. 3 (1955) Nr. 2, S. 70-72 veröffentlichte die unten abgebildete Schaltung.

Bei Ferritantennen stört das wegen der kleinen wirksamen Antennenfläche auftretende Rauschen oft erheblich. Hier soll nun eine rauscharme Vorröhre Besterung bringen. Unseres Erachtens sinkt der Grundrauschpegel allerdings kaum ab, da das Gesamt-rauschen in erster Linie durch das Eigenrauschen der Antenne bestimmt wird. Trotzdem ist es interessant, auf einige Schaltungs Einzelheiten einzugehen. Die Kaskode-Stufe ist mit einer ECC 81 bestückt, die im Gitterbasissystem auf eine besondere Vorspannung verzichtet. Damit läßt sich eine vergrößerte Aussteuerungsfähigkeit erreichen, die vom Rundfunkhörer besonders im Nahfeld des Ortssenders als angenehm empfunden wird. Die in Reihe mit dem Arbeitswiderstand liegende HF-Drossel ist eine Korrekturdrossel, um den Verstärkungsabfall im oberen Frequenzbereich auszugleichen.

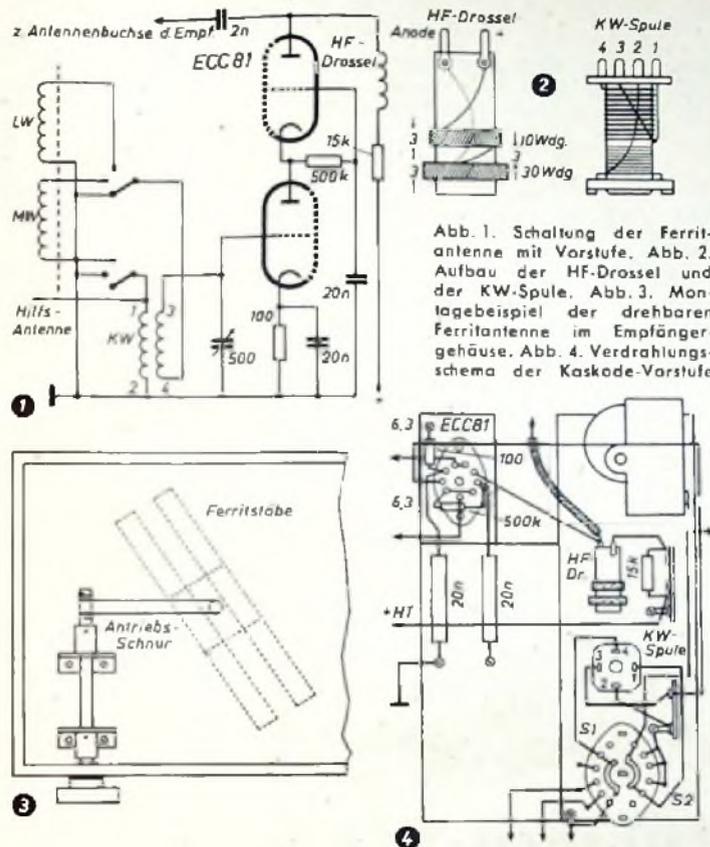


Abb. 1. Schaltung der Ferritantenne mit Vorstufe. Abb. 2. Aufbau der HF-Drossel und der KW-Spule. Abb. 3. Montagebeispiel der drehbaren Ferritantenne im Empfängergehäuse. Abb. 4. Verdrahtungsschema der Kaskode-Vorstufe

Der holländische Verfasser baute die Antenne direkt in ein vorhandenes Rundfunkgerät, so daß er auf die verstärkungsmindernde Abschirmleitung verzichten konnte. Zwei Ferritstäbe finden Verwendung, um beim MW-Empfang Energieeinzug durch den vom L und dem Wicklungs-C der LW-Spule gebildeten Schwingkreis (der dann sehr fest mit dem MW-Kreis gekoppelt ist) zu vermeiden. Mit einem normalen Drehkondensator lassen sich beide Antennen genau abstimmen, so daß ein Empfangsmaximum erreicht wird. Für den Kurzwellenbereich ist ein Schwingkreis angeordnet, der mit einer normalen Antenne (oder auch im ungünstigeren Falle mit einer Hilfsantenne) arbeitet. Durch diese Maßnahme wird eine hochverstärkende Kurzwellenvorstufe gewonnen, die gleichzeitig die in einfacheren Supera ungenügende Spiegelselektion und Empfindlichkeit wesentlich verbessert. Für die Bereichsumschaltung ist ein einfacher Umschalter mit 2x3 Kontakten vorgesehen. Als Hilfsantenne benutzte der Verfasser die Bodenabschirmung des Rundfunkempfängers.

Der mechanische Aufbau geht aus den Abbildungen hervor. Für den am Nachbau Interessierten seien noch die Spulendaten angegeben.

Spule	Windungszahl	Drahtstärke	Drahtlänge	Spulenkörper
KW-Antennenspule	10	5 x 10 HFL	300 mm	8 mm Ø mit Eisenkern
KW-Abstimmspule	14	8 x 10 HFL	400 mm	Ferritstab
MW-Antennenspule	85	6 x 10 HFL	3500 mm	Ferritstab
LW-Antennenspule	280	6 x 10 HFL	11500 mm	200 x 10 x 6 mm

Es kann auch ein Ferritstab 200 x 10 mm Ø verwendet werden

Der Abgleich von Röhrenpaaren

In manchen Fällen benötigt man zwei Röhren gleichen Typs, die nicht nur hinsichtlich ihrer Betriebsdaten, sondern auch in ihrer Kennlinie und ihrem dynamischen Verhalten möglichst weitgehend übereinstimmen oder besser noch identisch sind. Man denke nur an die beiden Röhren einer Gegentaktstufe, die gleich- und wechselstrommäßig gleich sein sollen, oder an einen empfindlichen Gleichstromverstärker, bei dem eine identische Kompensationsröhre den Anodengleichstrom der Verstärkeröhre und alle seine unerwünschten Schwankungen, die durch Unregelmäßigkeiten der Rohrendaten oder der Betriebsspannungen entstehen können, ausgleichen soll.

Wenn bei diesen oder ähnlichen Gelegenheiten zwei identische Röhren gebraucht werden, so sollen also nicht nur ihre Anodenruhestrome im Arbeitspunkt gleich sein; auch die Unterschiede in ihrem dynamischen Verhalten, also von Durchgriff und Steilheit, müssen vernachlässigbar klein sein, wenn die beabsichtigte Wirkung eintreten soll. Zwei völlig identische Röhren, die diese Bedingungen erfüllen, wird man aber selbst nach langem Suchen unter vielen Mustern eines Typs kaum finden. Gewisse Abweichungen wird man selbst bei recht guter Übereinstimmung fast immer feststellen müssen, die sehr stören können und erst durch geeignete Abgleichmaßnahmen unschädlich zu machen sind. In erster Linie wird sich der Abgleich darauf erstrecken, den Anodenruhestrom beider Röhren im Arbeitspunkt vollkommen gleich zu machen. Hier stehen verschiedene Möglichkeiten zur Verfügung, von denen die drei gebräuchlichsten in ihrem Prinzip in Abb. 1 angedeutet sind. Beispielsweise lassen sich die Anodenruhestrome durch ein in der gemeinsamen Anodenspannungszuleitung liegendes Potentiometer (Abb. 1a) oder durch Justierung der Gittervorspannung mit Hilfe des Katodenwiderstandes einer der beiden Röhren (Abb. 1b) auf übereinstimmende Werte bringen. Oder man überbrückt beide Röhren mit je einem Widerstand zwischen Anode und Katode, von denen der eine Widerstand veränderbar gehalten ist (Abb. 1c). Alle diese Methoden erreichen aber einen vollkommenen Abgleich nur in bezug auf den Anodenruhestrom, während dadurch die Verschiedenheit in der dynamischen Arbeitsweise nicht oder nicht ausreichend kompensiert werden kann.

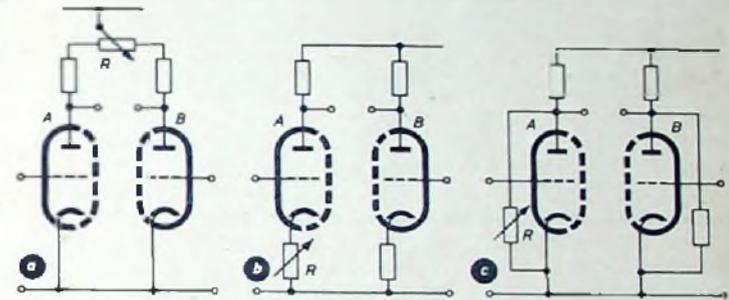
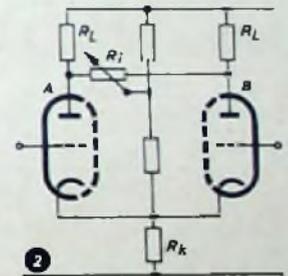


Abb. 1. Einige der üblichen Verfahren zum Abgleich der statischen Daten zweier Trioden

Abb. 2. Eine Möglichkeit für den gleichzeitigen Abgleich der statischen und dynamischen Daten zweier Röhren mit Katodenwiderstand R_k und Potentiometer



Zwar schwanken die Durchgriffswerte von Röhre zu Röhre innerhalb des gleichen Typs nur um wenige Prozent, weil der Durchgriff hauptsächlich von den geometrischen Eigenschaften des Elektrodensystems abhängt, die bei der Produktion in engen Toleranzen gehalten werden können, aber Steilheit und Anodenruhestrom hängen von der Emission der Katode ab, so daß deren Abweichungen von einem Mittelwert gerade bei Röhren mit Oxyd-katoden trotz sorgfältigster Fabrikationsüberwachung kaum unter 10% gehalten werden können. Mit den Methoden der Abb. 1 lassen sich nun die Ungenauigkeiten der Anodenruhestrome, nicht aber die der Steilheiten bzw. der effektiven Verstärkungsfaktoren beseitigen. Hierfür muß dann noch eine weitere Kompensationsmöglichkeit vorgesehen werden. Z. B. läßt sich dazu ein beiden Röhren gemeinsamer Katodenwiderstand R_k hohen Ohmwertes heranziehen, so daß man eine Schaltung nach dem Schema von Abb. 2 erhält. Die beiden Röhren sind in dieser Schaltung sowohl hinsichtlich ihres dynamischen Verhaltens abgeglichen und können auch mit ihren Anodenruhestromen auf den gleichen Wert gebracht werden. Störend ist jedoch der große Katodenwiderstand, so daß dieser Weg nicht in allen Fällen gangbar ist.

Da, wie schon erwähnt, die Ungleichmäßigkeiten der einzelnen Röhren durch Differenzen der Katodenemission entstehen, die beispielsweise durch Unregelmäßigkeiten oder örtliche Verschiedenheiten der Austrittsarbeit bedingt sein können, so müßte es gelingen, zwei Röhren gleichzeitig hinsichtlich Anodenruhestrom und Steilheit identisch zu machen, indem man deren Katodenemission individuell durch Regelung der Temperaturen ihrer Katoden auf den gleichen Wert einstellt. Das bedeutet aber, daß die Heizspannung für die beiden Röhren des abzugleichenden Paares je für sich eingeregelt werden muß, wobei sich natürlich bei beiden Röhren verschiedene Größen für Heizspannung und Katodentemperatur ergeben werden.

Eine auf diesem Prinzip beruhende Abgleichschaltung ist in Abb. 3 wiedergegeben und wurde an einer Reihe von Röhren des Typs 12 AX 7 auf ihre Wirksamkeit hin geprüft. Dabei stellte sich heraus, daß, wenn durch Einstellung des Potentiometers R im Heizkreis der Anodenruhestrom der beiden Röhren auf den gleichen Betrag gebracht wird, auch die Steilheiten der Röhren praktisch so weit übereinstimmen, daß sie ebenfalls dynamisch ausreichend aufeinander abgeglichen sind. Durch die Einstellung auf gleiche Katodenemission arbeiten die Röhren also praktisch identisch, wobei allerdings Voraussetzung ist, daß die geometrischen Verhältnisse der Elektroden-systeme hinreichend gleich sind.

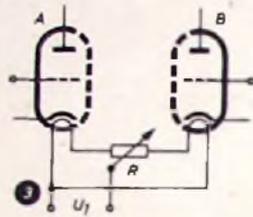


Abb. 3. Das neue Verfahren für den vollkommenen Abgleich zweier Röhren durch individuelle Justierung der Heizspannung mit dem Potentiometer R

Durch den Spannungsabfall am Potentiometer R wird naturgemäß die wirksame Heizspannung gegenüber dem vorgeschriebenen Spannungswert etwas herabgesetzt. Dem konnte man dadurch begegnen, daß man die Spannung U_1 der Heizspannungsquelle entsprechend erhöht, jedoch hat sich herausgestellt, daß das nicht nötig ist und die Katoden ohne Nachteil mit einer kleinen Unterspannung brennen können. Bei Gleichstromverstärkern soll dies sogar ganz zweckmäßig sein. Bei der Untersuchung von 50 Doppeltrioden 12 AX 7 zeigte sich, daß der zur Erreichung eines vollkommenen Abgleiches der beiden Röhrensysteme erforderliche Unterschied ihrer Heizspannungen in keinem Falle einen Betrag von 10% überschritt und daß bei der Hälfte dieser Röhren schon eine Spannungsdifferenz von 5% ausreichte. Die in der Originalarbeit wiedergegebenen Tabellen mit den an verschiedenen Röhren gemessenen Werten für Anodenruhestrom und Steilheit ohne Abgleich und mit Abgleich nach dem neuen Verfahren unterstreichen eindrucksvoll den durch die individuelle Einstellung der Heizspannung erreichten Fortschritt. Durch das in Abb. 3 gezeigte neue Abgleichverfahren ergibt sich auch eine wesentliche Verbesserung der Kompensation in bezug auf Schwankungen der Heizspannungsquelle, d. h., daß durch diesen Abgleich die Änderungen der Daten der beiden Röhren bei Schwankungen der von der Heizspannungsquelle gelieferten Spannung besser übereinstimmen und sich besser gegenseitig aufheben als bei anderen Methoden.

—9*

[Aitchison, R. E.: A New Circuit for Balancing the Characteristics of Pairs of Valves. Electronic Engineering Bd. 27 (1955) Nr. 327, S. 224]

Einfacher quartzgesteuerter Transistor-Oszillator

Die Steuerung eines Transistor-Oszillators mit einem auf Reihenresonanz eingestellten Quarzkristall im Emittierkreis zeichnet sich durch ihre besondere Einfachheit sowie durch ihre guten Eigenschaften, vor allem durch eine sehr schöne Frequenzstabilität aus. Sie kann überall dort mit Vorteil eingesetzt werden, wo eine Schwingleistung von nur einigen Milliwatt bei Frequenzen bis zu etwa 300 kHz gebraucht wird; die in jüngster Zeit erschienenen Spezial-Transistormodelle für hohe Frequenzen dürften aber in diesem Oszillator für noch höhere Frequenzen geeignet sein.

Abb. 1 ist die vereinfachte Prinzipschaltung des Transistor-Oszillators, der durch die Reihenresonanz eines Quarzkristalls im Emittierkreis gesteuert ist. Die zur Aufrechterhaltung des Schwingzustandes erforderliche positive Rückkopplung vom Kollektorkreis auf den Emittierkreis des Schwingtransistors ist über einen auf die Schwingfrequenz abgestimmten Transformator geführt, von dem auch über eine besondere Wicklung die nutzbare Schwingleistung abgenommen wird. Die Abstimmung erfolgt durch einen zur Kollektorkwicklung parallelen Kondensator. Der Quarz, der in Reihenresonanz eine geringe Impedanz hat, liegt mit dem Emittierkreis des Transistors und einer weiteren Wicklung des abgestimmten Transformators in Reihe und bildet so mit diesen einen geschlossenen Kreis. Der Transformator ist so bemessen, daß bei der abgestimmten Schwingfrequenz innerhalb der Rückkopplungsschleife eine Stromverstärkung vorhanden ist, wenn die dritte Transformatorwicklung mit dem vorgesehenen Verbraucher belastet ist.

Das vollständige Schaltbild eines nach diesem Prinzip aufgebauten Transistor-Oszillators ist in Abb. 2 wiedergegeben. Die Amplitude der Schwingspannung,

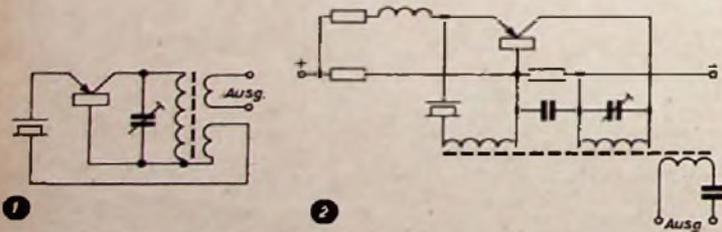


Abb. 1. Vereinfachte Grundsaltung eines einfachen Transistor-Oszillators mit Quarzsteuerung. Abb. 2. Das vollständige Schaltbild des nach dem in Abb. 1 gezeigten Prinzip entwickelten Transistor-Oszillators

die am Transformator abgenommen werden kann, ist ungefähr der angelegten Gleichspannung proportional; dies ist auf die Begrenzerwirkung des Transistors zurückzuführen, bei der die Schwingamplitude nach der einen Richtung durch den verschwindenden Kollektorstrom, nach der anderen Richtung durch die Abnahme der Spannung am Kollektor beschränkt wird. Die durch diesen Begrenzervorgang hervorgerufenen Oberschwingungen werden

durch geeignete Dimensionierung des Transformators verhältnismäßig klein gehalten, die Dämpfung der Obertöne im Rückkopplungsweg ist mit rund 50 dB recht ansehnlich und unterstützt die Frequenzstabilisierung des Oszillators entscheidend.

Bei dem Betrieb des Oszillators nach Abb. 2 ist aber hinsichtlich der erreichbaren Schwingleistung noch auf folgende Umstände zu achten: Ist die Spannungsamplitude der Schwingung im Kollektorkreis gleich U und die Stromamplitude gleich I , dann ist die Schwingleistung N_c im Kollektorkreis gleich

$$\frac{U \cdot I}{2}$$
. Davon muß ein gewisser Betrag N_e auf den Emittier rückgekoppelt werden. Wenn n die Stromverstärkung und R_e der gesamte Eingangswiderstand des Transistors (also der Widerstand des Quarzkristalls in Resonanz plus dem Widerstand des eigentlichen Emittierkreises) ist, dann ergibt sich für N_e ein Wert von

$$N_e = \left(\frac{I}{\alpha}\right)^2 \cdot \frac{R_e}{2}$$

Die dem Oszillator entnehmbare und ausnutzbare Leistung N_0 ist dann gleich $N_c - N_e$.

$$N_0 = N_c - N_e = \frac{U \cdot I}{2} - \left(\frac{I}{\alpha}\right)^2 \cdot \frac{R_e}{2}$$

Wie sich die Ausgangsschwingleistung N_0 bei Variationen von U und I ändert, erkennt man, wenn man das vollständige Differential der obigen Gleichung für N_0 bildet:

$$dN_0 = \frac{\partial N_0}{\partial U} dU + \frac{\partial N_0}{\partial I} dI = \frac{I}{2} dU + \left(\frac{U}{2} - \frac{I}{\alpha^2} \cdot R_e\right) dI$$

Hieraus ergibt sich, daß man eine größtmögliche Ausgangsleistung erhält, wenn man U so groß macht, wie es die Umstände nur erlauben, und wenn außerdem

$$\frac{U}{2} - \frac{I}{\alpha^2} \cdot R_e = 0$$

ist. Es zeigt sich also, daß der Maximalwert von N_0 bei Erfüllung der letzten Bedingung gleich $U^2 \cdot \alpha^2 / 8 \cdot R_e$ anzusetzen ist und daß somit eine obere Grenze für die erreichbare Schwingleistung unabhängig von der Kollektorverlustleistung, besteht. Der Wirkungsgrad des Oszillators wird um so besser, je mehr man die Spannungsamplitude U erhöht.

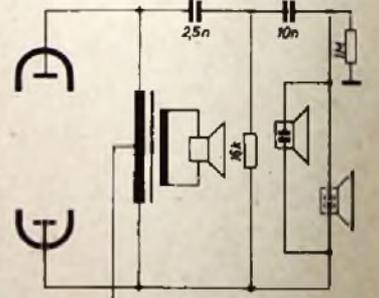
Ein nach Abb. 2 geschalteter Versuchoszillator mit einem Quarzkristall im CT-Schnitt lieferte eine Schwingleistung von 7 mW bei einer Frequenz von 245,9 kHz, wenn als Betriebsspannungsquelle eine 6-V-Trockenbatterie benutzt wurde. Der Gesamtstromverbrauch war 6,2 mA, und für die Spannungs- und Stromamplituden der Schwingung im Kollektorkreis wurden $U = 5$ V und $I = 6$ mA festgestellt. Der Quarzkristall war in einem evakuierten Behälter eingeschlossen und hatte bei der Reihenresonanz eine Impedanz von 200 Ohm, während der gesamte Emittierkreis eine Impedanz von 250 Ohm zeigte. Wichtig ist, daß die Schaltung gegen Variationen der Transistordaten ziemlich unempfindlich ist, so daß Transistortypen verschiedener Hersteller ohne weiteres verwendet werden können. Auch ist der Oszillator relativ temperaturunempfindlich und arbeitet noch bei 50° C zufriedenstellend. Die Änderungen der Frequenz mit der Temperatur sind vorwiegend auf die Temperaturabhängigkeit des Quarzkristalls zurückzuführen. Die Frequenzstabilität bei einer Schwankung der Betriebsgleichspannung um 10% war etwa 3×10^{-6} .

[Basselt, H. G.: A Simple Quartz Crystal Oscillator Driven by a Junction Transistor. Electronic Engineering Bd. 27 (1955) Nr. 327, S. 222]

FUNK-BRIEFKASTEN

A. Th. In meinen Empfänger mit Gegenaktendstufe will ich zusätzlich noch zwei elektrostatische Hochtonlautsprecher für eine seitliche Abstrahlung einbauen. Soll ich die Lautsprecher zum eingebauten niederohmigen Lautsprecher parallel schalten?

Um die elektrostatischen Systeme selbst bei dauernder Vollaussteuerung des Rundfunkempfängers nicht zu überlasten, ist u. a. eine Schaltung nach nebenstehender Skizze zweckmäßig. Das aus Kondensator 2,5 nF und Widerstand 16 kOhm gebildete RC-Glied hält die tiefen Tonfrequenzen von den beiden parallelgeschalteten Hochtonlautsprechern fern. Ein weiterer Kondensator (10 nF) trennt den oberen Leitungsweig von der Anodenspannung ab, der jetzt über 1 MOhm Massepotential erhält. Die beiden stark belasteten Trennkondensatoren sollen unbedingt spannungsfest sein, wobei eine Arbeitsspannung von mindestens 250 V gefordert werden muß. Niederohmige Anschaltung ist bei elektrostatischen Systemen nicht möglich.



Berichtigung: Im Aufsatz „Grid-Dip-Meter für Dezimeterwellen“ im Heft 12, S. 328 ff., muß es im Untertitel „390 ... 545 MHz“ (nicht 340 ...) heißen. Die Leitung von +150 V in Abb. 2 führt nicht direkt zum Chassis, sondern vielmehr (ein wenig höher) zum Kontaktbahn-Kondensator CS. Ferner wird nicht die Trolitulplatte e (s. Unterschrift zu Abb. 7) zweimal benötigt, sondern die Stifte d sind zweimal erforderlich.



WIMA
Tropydur
KONDENSATOREN

werden nach dem patentierten
Wärmetauchverfahren hergestellt.
Die Umhüllung wird mit Hilfe von
Vakuum aufgebracht und ist ohne
Lufteinschlüsse. **WIMA-Tropydur-**
Kondensatoren sind feuchtigkeits-
und wärmebeständig und ein aus-
gezeichnetes Bauelement für Radio-
und Fernsehgeräte.

WILHELM WESTERMANN
SPEZIALFABRIK FÜR KONDENSATOREN
UNNA IN WESTFALEN

Walter-Arll-Radio-Einzelteile-Katalog 1955/56
unübertroffen und konkurrenzlos!



210 Seiten DIN A 5, illustriert

für nur eine
einzige Mark
erhältlich



Jeder Funkfreund kennt den Walter-Arll-Radio-Katalog, jahrzehntelang wird dieser verbessert, so daß sich heute dieses umfangreiche „Werk“ auf einem kaum noch zu überbietenden Stand befindet.

Unser Katalog bietet unbeschränkt die größte Auswahl auf dem Sektor der Rundfunkbauteile einschl. aller verwandten Gebiete.

Er ist jedoch nicht allein für jede Werkstatt eine Fundgrube, sondern trägt auch den Bedürfnissen der Industrie, der Hochschulen und Laboratorien usw. voll Rechnung. Der Katalog enthält keinerlei Inserate, dafür um so mehr sachliche Beschreibungen und Erläuterungen.

Kein Katalog in ganz Deutschland kann darüber hinaus eine derart reichhaltige und präzise Bebilderung aufweisen.

Es ist unser Prinzip, dem Interessenten die angebotenen Artikel so greifbar wie nur irgend möglich vor Augen zu führen.

Es ist daher kein Risiko mehr, auf dem Versandwege einzukaufen. Dies beweist allein der große Stamm unserer zufriedenen Versandkundschaft im In- und Ausland.

Es ist selbstverständlich, daß die Kosten für einen solchen Katalog viel höher sind, doch wir wollen ihn jedem zugänglich machen.

Wir erheben daher noch wie vor nur 1,— DM Schutzgebühr für unseren Katalog, die bei Warenkauf in Höhe von 20,— DM durch einen einliegenden Gutschein vergütet wird.

Wiederverkäufer, Industrie und Laboratorien erhalten eine Rabattliste.

Industriefirmen, Hochschulen und Laboratorien erhalten bei
Anforderung auf Original-Bestellschein ein Exemplar kostenlos

Lieferung gegen Vorauskasse von 1,— DM, zuzüglich 25 Pf. Porto, in Briefmarken oder durch Postcheck; auch per Nachnahme in Höhe von 1,80 DM

Arll Radio Versand Walter Arll

Berlin-Neukölln T, Karl-Marx-Str. 27 (Westseite) · Postcheck: Berlin-West 197 37
Berlin-Charlottenburg T, Kaiser-Friedrich-Straße 18 (Westseite)
Düsseldorf T, Friedrichstraße 61a · Postcheck: Essen 373 34

Gratis! Arll Röhrensonderliste führend in Deutschland!
Arll Maßgerätekarte unerreicht in der Vielseitigkeit!

Rimaphon

Ein interessantes und preiswertes
elektronisches Musikinstrument
zum Selbstbau



- Netzanschluß 220 Volt Wechselstrom;
- Anschluß an jedes Rundfunkgerät oder Verstärker wie Gitarrenverstärker möglich;
- Tonumfang über 2½ Oktaven von F-cis bzw. G-d;
- Klaviermanual, 4 Tonfilterknöpfe;
- Anbaumöglichkeit an jedes Klavier;
- Stabiler Aufbau, gefällige Form

Lieferbar in 2 Ausführungen: A Mechanisch fertig aufgebaut und vollständig verdrahtet **DM 469,—**. B Betriebsfertig **DM 495,—**
Auf Wunsch Teilzahlung. Verlangen Sie bitte unverbindliches Angebot.

RADIO-RIM

München · Bayerstraße 25 · Telefon 572 21

ALWIN E. THRONICKE OHG

HANNOVER, POSTFACH 6003



Wir liefern an Großhandel und Industrie
aus unseren reichhaltigen Fabriklagern:

- Dr. Beyschlag-Schichtwiderstände
- Drahtwiderstände, lackiert, glasiert, zementiert
- Höchstohm-Widerstände bis 10 TΩ
- Präzisions-Meßwiderstände
- keramische Rohr- u. Scheibenkondensatoren
- Niwatrop-Tauchwickelkondensatoren

UNSERE NEUE GESAMTLISTE IST ERSCHIENEN

Elektrizitäts - Zähler

3 Amp 15,— 5 Amp 18,— 10 Amp 22,—
RADIO-BOTT, Berlin-Charlottenburg,
Stuttgarter Platz 3. Verpackung, Fracht frei

Röhrenersatzposten, Meßinstrumente, Kassen-
anlauf, Ageradio, Bin SW11, Europahaus

Labor-Meßinstrumente u. -Geräte, Char-
lottenbg. Motoren, Berlin W 35, 14 80 75

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

Schallpegelmessert, gebraucht, Fabrikat
Rohde & Schwarz, Type EZGN/BN 4502,
zu kaufen gesucht. Zuschriften erbeten
unter F. W. 8142

Wir suchen Röhren und Stabis: 75/15,
STV 150/15, 280/40, 280/40 Z, 280/80
280/80 Z, 280/150, 600/200 Röhren AS 1010,
AX 50, AZ 50, DG 7/1, DG 7/2, DG 9/3,
DG 9/4, LB 1, LB 8, LD 1, LD 2, LG 12,
LS 50, LV 30, LK 199, HR 1/60/05,
RG 12 D 300, RS 207, RS 337, RV 210
Sd 1 A, EW 85/255/0,06 Radio-Felt, Berlin-
Charlottenburg 5, Wundstr. 15

Röhren-Angebote stets erwünscht, Groß-
vertrieb Hacker, Berlin-Neukölln, Silber-
steinstraße 15, Telefon: 62 12 12

Quarze

1000 Hz ... 30 MHz
aus lfd. Fertigung, kleine Quarzoszillatoren,
Normalfrequenzgeneratoren,
Thermistate

Steinlagerschrauben
für Meßgeräte, präzise, in jeder Ausführung
M. HARTMUTH ING. Meßtechnik - Hamburg 13

Kaufgesuche

HANS HERMANN FROMM sucht ständig
alle Miniaturröhren, Wehrmachtsröhren-
Typen, Stabillistoren, Osz-Röhren usw.
zu günstigen Bedingungen. Berlin-Prie-
denau, Hähnelstraße 14. 83 30 02

„Rimavox“

Das in Bastlerkreisen des In- u. Auslandes
beliebte Tonbandgerät zum Selbstbau

Kompl. Bausatzpreise: Koffergehärt: Jetzt **DM 365,—** · Einbaugerät: Jetzt **DM 269,—** · Baumappe je **DM 3,—**
Für KW-Amateure: Galosa-Erzeugnisse: Empfänger „G 207 CR“: Kompl. Bausatz **DM 695,—** · Betriebsfertig **DM 820,—**
Sender „G 210 TR“: Kompl. Bausatz **DM 622,—** · Betriebsfertig **DM 745,—**

Verlangen Sie bitte Angebot! Sämtliche Geräte auf Teilzahlung

Briefchen- und Zonenweltkarte (HB 9 GJ) 3-farbig, Größe 60 x 90 cm,
Preis einschl. Porto und Verpackung, Inland **DM 5,80**, Ausland **DM 6,—**

Bandgeschwindigkeit: 19 und 9,5 cm/sec.
Frequenzumfang: 40-12 000 Hz bei 19 cm/sec.

RADIO-RIM

Versandabteilung München 15, Bayerstraße 25 b



Demnächst erscheinen

SCHALTUNGSBUCH DER INDUSTRIELLEN ELEKTRONIK

von Dr. REINHARD KRETZMANN

Der Verfasser des bekannten HANDBUCHS DER INDUSTRIELLEN ELEKTRONIK hat sich diesmal mit der Schaltungstechnik industrieller Geräte befaßt. Nahezu 200 verschiedenartige, sorgfältig ausgewählte und erprobte Beispiele mit einer Fülle von Dimensionierungsangaben sowie zahlreiche Werkfotos ergänzen die eingehende Beschreibung der Schaltelemente und ihrer Wirkungsweisen. Damit ist das Werk hervorragend geeignet für die Betriebsingenieure aller Zweige der industriellen Fertigung, für Physiker, Konstrukteure und Techniker, die sich mit der Entwicklung, dem Bau und der Anwendung elektronischer Geräte beschäftigen, sowie für Dozenten und Studierende an technischen Hoch- und Fachschulen.

INHALT:

Fotoelektrisch gesteuerte Einrichtungen · Zählschaltungen · Stabilisierungsschaltungen
Schalt- u. Steuereinrichtungen · Oszillator- u. Verstärkerschaltungen · Gleichrichterschaltungen

KLANGSTRUKTUR DER MUSIK

NEUE ERKENNTNISSE MUSIK-ELEKTRONISCHER FORSCHUNG

Die Entwicklung elektronischer Musikinstrumente und die Klangbehandlung mit elektronischen Mitteln haben tiefgreifende Wandlungen auf dem Gesamtgebiet der Musik eingeleitet. Die sich hieraus ergebenden Probleme aufzuzeigen und damit zu ihrer Lösung anzuregen, ist eine der Aufgaben dieses im Auftrage des Außeninstitutes der Technischen Universität Berlin-Charlottenburg herausgegebenen Werkes. Namhafte Autoren haben dazu beigetragen, ein Fachbuch zu schaffen, von besonderem Wert für alle Physiker, Elektroakustiker, Ingenieure, Tonmeister bei Rundfunk- und Fernsehsendern, Synchron- und Filmateliers, Tonstudios, physikalischen Laboratorien und Instituten, für Konstrukteure und Hersteller elektroakustischer Geräte, Musikinstrumentenbauer, für die Rundfunk-, Schallplatten- und Tonbandindustrie sowie Musikschaffende und Musikausübende.

INHALT:

Priv.-Dozent Dr.-Ing. F. WINCKEL · Naturwissenschaftliche Probleme der Musik
Prof. Dr. H.-H. DRÄGER · Die historische Entwicklung des Instrumentenbaues
Reg.-Rat Dr. W. LOTTERMOSER · Akustische Untersuchungen an alten und neuen Orgeln
O. SALA · Subharmonische elektrische Klangsynthesen
Ing. J. POULLIN · Musique Concrète
Priv.-Dozent Dr. W. MEYER-EPPLER · Elektronische Musik
Ing. F. ENKEL · Die Technik des Tonstudios
Dr.-Ing. H.-W. STEINHAUSEN · Musische Technik
Prof. B. BLACHER · Die musikalische Komposition unter dem Einfluß der technischen Entwicklung der Musik
Prof. H. H. STUCKENSCHMIDT · Musik und Technik

Vorbestellungen nehmen alle Buchhandlungen im In- und Ausland oder der Verlag selbst entgegen

Fordern Sie schon jetzt Spezialprospekte an

VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH · BERLIN-BORSIGWALDE 111