

FUNK- TECHNIK

Fernsehen Elektronik



FERNSEHEN

Mit



TE·KA·DE
NÜRNBERG 2

AUS DEM INHALT

2. AUGUSTHEFT 1955

Harmonie in Form und Klang	439
Zur Technik der neuen Rundfunkempfänger Konstruktive Neuerungen	440
FT-Kurznachrichten	442
Bausteine für Zähl- und Rechengeräte	443
Fortschritte in der UKW-Empfängertechnik Höhere FM-Selektion bei niedrigerer ZF	445
Moderner Fernsehempfänger zum Selbstbau (II)	446
Ein KW-Bandempfänger für SSB-AM-Empfang	449
15-Watt-Mischpultverstärker mit UKW »DIWEFON 15/55«	451
Die Wheatstonesche Brücke in grafischer Darstellung	454
Wir wiederholen für den Anfänger So arbeitet mein Super 6	456
Von Sendern und Frequenzen	458
Unsere Leser berichten Selengleichrichter als Belichtungsmesser	459
FT-Zeitschriftendienst Ein neues Magnetmaterial für Magnetköpfe	460
Die Messung der Magnetisierung eines Trans- formators mit dem Kathodenstrahloszillografen	461

Beilagen

Bauelemente

Mikrowellenelemente (Hohlrohrtechnik) 10

Prüf- und Meßgeräte (14a)

Röhrenprüfgeräte

Prüfen und Messen (14b)

Röhrenprüfung

Unser Titelbild: Mikrowellen-Bauelemente; oben: festes Hohlleiter-Dämpfungsglied mit Hohlleiter-Verbindung; unten: veränderbares Hohlleiter-Dämpfungsglied mit Meßuhr für einen Zentimeterwellen-Meßplatz im X-Band (8,5 ... 10 GHz).
Aufnahmen: Telefunken

Aufnahmen vom FT-Labor: Schwahn (2); Zeichnungen vom FT-Labor (Bartsch, Baumelburg, Kortus, Trester, Ullrich) nach Angaben der Verfasser. Seiten 463 und 464 ohne redaktionellen Teil

Verlag: VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH, Berlin-Borsigwalde, Eichbarndamm 141-167. Telefon: Sammelnummer 49 23 31. Telegrammschrift: Funktechnik Berlin. Chefredakteur: Wilhelm Roth, Berlin-Frohnau; Stellvertreter: Albert Jöncke, Berlin-Spandau; Chefkorrespondent: W. Diefenbach, Berlin und Kempten/Allgäu, Telefon 2025, Postfach 229. Anzeigenleitung: W. Bartsch, Berlin. Nach dem Pressegesetz in Österreich verantwortlich: Dr. W. Rab, Wien XIII, Trauttmansdorffg. 3a. Postcheckkonten: FUNK-TECHNIK: Berlin, PSchA Berlin West Nr. 24 93; Frankfurt/Main, PSchA Frankfurt/Main Nr. 254 74. 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 Leserkreise aufgenommen werden. Druck: Druckhaus Tempelhof, Berlin.



Chefredakteur: WILHELM ROTH
Chefkorrespondent: WERNER W. DIEFENBACH

FUNK-TECHNIK

Fernsehen Elektronik

Harmonie in Form und Klang

Nach viel mehr als es Tischempfänger sein können, sind der moderne Musik- und auch der Fernsehschrank ein Schmuckstück der neuzeitlichen Wohnung geworden. Es scheint sich nunmehr in Deutschland eine Entwicklung herauszukristallisieren, nach der der Musik- und ebenso der Fernsehschrank als Ideal des Rundfunk- und Fernsehfreundes von heute gilt. Der Besitz eines Musik- oder Fernsehschrankes dokumentiert immerhin einen gehobeneren Lebensstil, entspricht aber auch dem echten Bedürfnis des deutschen Kunden nach höchster Wiedergabequalität. Die Radioindustrie kann mit dieser Entwicklung sehr zufrieden sein. Bei den meisten Herstellern vergrößerte sich der Umsatz an Musikschränken beträchtlich, und es gibt Fabriken mit einer Umsatzsteigerung von rund 100% im Jahre 1954 gegenüber dem Vorjahr. Diese erfreuliche Aufwärtsentwicklung wird auch 1955/56 anhalten und mit einer weiteren Umsatzsteigerung verbunden sein, wenn die Wirtschaftsexperten recht behalten.

Die Bezeichnungen für solche Kombinationen sind noch keineswegs einheitlich. Der Name „Truhe“ wird neuerdings stärker durch den Ausdruck „Schrank“ abgelöst. Ein Musikschrank enthält im allgemeinen einen Rundfunk- und einen Phonateil. Sind noch Fächer mit durchsichtigen Glastüren vorhanden, dann ist auch die Bezeichnung Musikvitrine gebräuchlich. Anordnungen ohne Rundfunkteil, d. h. nur mit einem Phonochassis, werden meistens als Phonoschrank bzw. Phonovitrine bezeichnet.

Natürlich kommt der große Erfolg des Schrankgeschäftes in einer so konjunkturrempfindlichen Branche, wie sie die Radiowirtschaft nun einmal darstellt, nicht von ungefähr. Als Positivum darf zunächst gebucht werden, daß in vielen Familien die nach Kriegsende dringend notwendige Ersatzbeschaffung von Mobiliar und Hausrat schon vor einiger Zeit einen gewissen Abschluß fand und jetzt vielfach Beträge für vorwiegend repräsentative Aufwendungen vorhanden sind. Ferner läßt der allgemeine wirtschaftliche Aufstieg größere Anschaffungen und den Abschluß von langfristigeren Tz-Verträgen zu. Schließlich ist das Publikum davon überzeugt, daß heute tatsächlich größtmögliche Qualität bei niedrigen Preisen geboten wird und keine unangenehmen Überraschungen durch die zukünftige technische Entwicklung zu erwarten sind.

Typisch für den modernen Musikschrank ist eine Entwicklungsrichtung, die man wohl am zutreffendsten mit dem Schlagwort „Harmonie in Form und Klang“ kennzeichnen kann. Seit es die Industrie versteht, Schrankgehäuse im Möbelstil zu fertigen und den technischen Charakter der Einrichtungen weniger in den Vordergrund zu rücken, gilt der Musikschrank als ein begehrtes Möbelstück. Diese Bestrebungen der Gehäusearchitekten kann man schon beim Phonosuper beobachten, der eine Art Mittellösung zwischen Tischempfänger und Truhe bzw. Schrank darstellt. Die früher oft unförmig wirkenden Phonosupergehäuse unterscheiden sich äußerlich nicht mehr vom normalen Tischempfänger ohne Plattenspieler, wenn der Gehäusedeckel geschlossen ist. Sie zeigen heute die gleichen möbelähnlichen Bauformen mit abgerundeten Ecken wie der formvollendete Heimempfänger. In der Ausstattung kommen die Phonosuper den Wünschen des Kunden weitgehend entgegen, denn es gibt Modelle mit Einfachplattenspieler und Kombinationen, die wahlweise mit Wechsler oder Tonbandgerät erhältlich sind. Da die Phonosuper in mittleren und höheren Preisklassen erscheinen, können sie mit Raumklangtechnik ausgestattet werden und verfügen daher meistens über die obligaten Seitenlautsprecher.

Als großer Wurf gelten im diesjährigen Programm Musikschränke in Preislagen um 600 DM. Man darf es als beachtliche fabrikatorische Leistung betrachten, daß in dieser volkstümlichen Preisklasse schon gute Qualität in Klang und Leistung geboten werden kann. Selbst billige Musikschränke zeichnen sich oft durch Plattenspieler und Raumklangtechnik aus. Eine große Rolle spielen hier die raumsparenden Truhen

der schmalen, sogenannten Konsolenform. In der Gehäusegestaltung gerade dieser Typen, die zu wirklichen Verkaufsschlägern geworden sind, kann man wesentliche Fortschritte erkennen. Sie betonen die Kleinschrankform und benutzen für die Abschlußwand oberhalb der Skala, die im Tischempfänger vom Lautsprecherfeld ausgefüllt wird, schräg geneigte Flächen. Die stoffbezogene Lautsprecheröffnung unterhalb der Skala wird durch horizontal oder vertikal angeordnete Holzzierleisten verkleidet. In Preisklasse und Abmessungen stellen neue Musikschranktypen mit den Abmessungen von etwa 700 x 850 x 400 mm den Übergang zwischen der Konsolenform und dem breit ausgeführten Schrank dar. Sie erinnern äußerlich an die raumsparende Konsolenform, passen aber noch gut in den Rahmen einer mittelgroßen Wohnung. Die Industrie bietet Ausführungen mit Sackel und mit kurzen Beinen. Entsprechend der höheren Preisklasse (um 800 DM) sind Plattenwechsler, ein hochwertiges Chassis und 3 D-Lautsprecher vorgesehen.

Musikvitrinen gehören auch in dieser Saison zu den Verkaufsschlägern und bieten der Tonmöbelindustrie ein weites Betätigungsfeld. Die Lautsprecher werden im unteren Teil des Möbels vielfach zusammen mit den seitlichen 3 D-Systemen untergebracht. Neben dem untereinander angeordneten Rundfunk- und Phonateil befindet sich der häufig mit Glaszwischenplatte ausgestattete Vitrinenteil. Klapp- oder Schiebetüren aus oft reich verziertem Glas geben entweder den Vitrinen- oder den Radio-Phonateil frei. Es gibt bildschöne Modelle in luxuriöser Aufmachung, deren Möbelcharakter vollendet getroffen ist.

Aparte Schränke und Vitrinen mit außergewöhnlichen Leistungen enthält die Spitzenklasse. Die Preise bewegen sich zwischen 1000 und 2000 DM. Die Klangqualität dieser mit großer Ausgangsleistung, Zweikanalverstärker und bis zu 10 Lautsprechern in Raumklangtechnik erscheinenden Ausführungen ist von einer bisher unerreichten Brillanz. Plattenwechsler und Tonbandgerät gehören ebenso zum selbstverständlichen Komfort wie Barfach und Aufbewahrungsraum für Schallplatten und Tonbänder.

Das Angebot an leistungsfähigen Fernseh-Musikschrank-Kombinationen ist größer geworden. Bei allen mit Fernsehteil versehenen Geräten geht man aus psychologischen Gründen dazu über, die Bildröhre durch Schiebetüren oder seitlich angebrachte Türen zu verdecken. Die Schiebetüren geben entweder den Fernsehteil frei oder das Rundfunkgerät mit Plattenspieler. Bei Nichtbenutzung lassen sich sämtliche technischen Einrichtungen verdecken. Die Bedienung des Fernsehendes erleichtert ein Fernbedienungsgerät; es ist in einigen Fällen auch für den Tonteil des Rundfunkempfängers wirksam.

In niedriger Preisklasse werden auch Fernseh-Musikschrank-Kombinationen in Konsolenform geboten. Die geringen Abmessungen eines solchen Kleinschranks, der nicht größer als 530 x 960 x 430 mm ist, machen diesen Typ auch für die Kleinwohnung geeignet. Das Rundfunkgerät befindet sich vielfach unterhalb der Bildröhre und ist zusammen mit dem Lautsprecher nach vorn ausschwenkbar. Nach dem Herausklappen des Rundfunkteiles werden Skala und Bedienungsknöpfe gleichzeitig zugänglich. Der Plattenspieler muß bei dieser Kombination wie beim Phonosuper im oberen Teil des Gehäuses untergebracht werden.

Wer schon einen modernen Rundfunkempfänger besitzt, kommt als Käufer eines Fernseh-Phonoschranks in Betracht. Diese Kombinationsform entspricht den Wünschen jener Teilnehmer, die sich erst verhältnismäßig spät zum Kauf eines Fernsehgerätes entschließen, möglichst aber auch einen modernen Plattenspieler erwerben möchten. Wie die Statistik zeigt, sind die Anforderungen der Interessenten für Kombinationen aller Art sehr unterschiedlich. In früheren Jahren zog wohl mancher Käufer die Sonderanfertigung nach eigenen Angaben vor. In diesem Jahr ist jedoch das Gesamtangebot an Kombinationsgeräten so vielseitig, daß jedermanns Wunschtraum erfüllt werden kann.

Zur Technik der neuen Rundfunkempfänger

Konstruktive Neuerungen

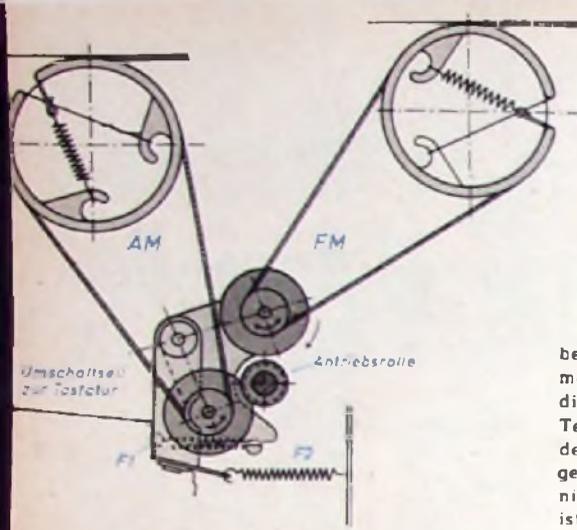


Abb. 1. Duplex-Antrieb von Schaub-Lorenz

Unsere bisherigen Berichte über Feinheiten im Rundfunkempfängerbau waren der NF- und Raumklangtechnik¹⁾ sowie den Mischstufen und der ZF-Technik²⁾ gewidmet. Interessante Neuerungen sind im Baujahr 1955/56 auch auf konstruktivem Gebiet zu verzeichnen, vor allem in der mechanischen Ausführung der Rundfunkempfänger.

Viele dieser Neuerungen erhöhen den Bedienungskomfort, entsprechen also den Wünschen des Rundfunkhörers. In den Empfängern findet man aber auch zahlreiche konstruktive Maßnahmen, die den Service erleichtern und die Betriebssicherheit des Gerätes erhöhen.

Verbesserte Duplex-Antriebe

Eine wesentliche Bedienungsvereinfachung für den Rundfunkhörer ist unbestritten der Duplex-Antrieb. Die ersten Ausführungen dieser Art waren kompliziert und verlangten einen hohen mechanischen Aufwand. Es gab deshalb gelegentlich Defekte der verschiedensten Art. Die neuen Antriebe aller Firmen lassen jedoch hohe Betriebssicherheit erwarten. Bei dem neuen Duplex-Antrieb, wie ihn Schaub-Lorenz im Goldsuper „W 31“ verwendet, gelang es den Konstrukteuren, die Ar-

beitsweise sehr zu vereinfachen und den mechanischen Aufwand kleinzuhalten. Die in diesem neuen Antrieb (Abb. 1) beanspruchten Teile sind die Federn F1 und F2. Sie werden nur bis höchstens ein Drittel der zulässigen Belastung beansprucht, so daß hohe mechanische Festigkeit auf lange Zeit gewährleistet ist. Die anderen Teile wurden so robust ausgeführt, daß sie sich praktisch nicht abnutzen. Dieser neue Duplex-Antrieb arbeitet folgendermaßen: Drückt man die AM-Taste, so entspannt sich das Umschaltseil zum Duplex-Antrieb und die Feder F2 zieht die Seilrolle auf den Antriebsgummi der Antriebswelle. Dabei rastet der Halter der Feder in eine Nutke. Die Belastung braucht also nicht allein von der Feder aufgenommen zu werden. Beim Drücken der Taste FM spannt sich das Umschaltseil, und die Nutke wird aus der Raststellung gezogen. Dadurch werden die

Modernisierte Skalen

In letzter Zeit entwickelte sich das UKW-Band zum wichtigsten Empfangsbereich. Bei vielen Empfängern nimmt die UKW-Skala einen wesentlich größeren Raum als bisher ein. In den Siemens-Supern unterscheidet sich die UKW-Skala noch durch einen helleren Farbton von den übrigen Bereichen. Die Senderrauten tragen die Kanalzahlen. Ferner ist ein durchgehender Streifen in Frequenzen geeicht. Jedem Empfänger wird eine gummierte Transparentfolie beigelegt, die die Namen der einzelnen deutschen UKW-Stationen trägt. Durch Aufkleben der Sendernamen über oder unter den entsprechenden Kanalruten können die im jeweiligen Bereich zu empfangenden Sender auch namentlich gekennzeichnet werden.

Loewe Opto hat eine UKW-Großsticht-Skala mit Frequenz-, Kanal- und Regionaleilteilung

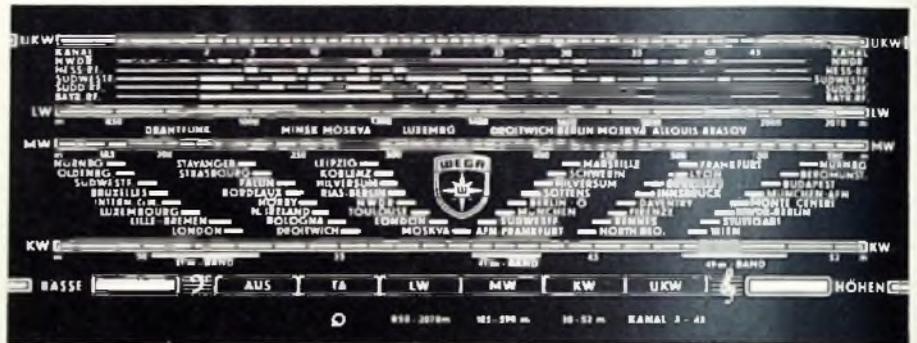


Abb. 3. Skala im Wega-Super „Mars“ mit Regional-Stationfeldern für UKW

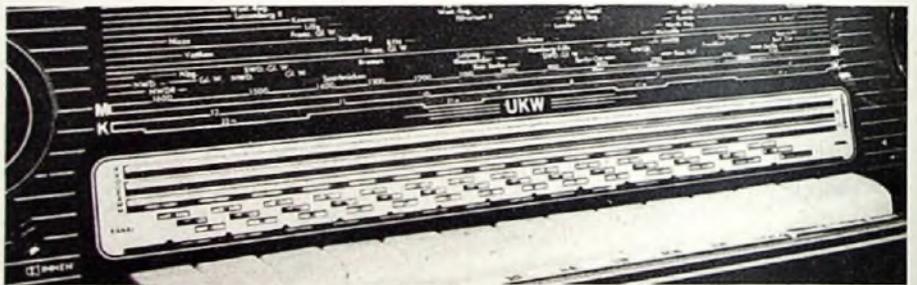


Abb. 4. Die große UKW-Skala der Philips-Geräte

1) NF- und Raumklangtechnik. FUNK-TECHNIK Bd 10 (1955) Nr. 14, S. 384-388
 2) Mischstufen und ZF-Technik. FUNK-TECHNIK Bd 10 (1955) Nr. 15, S. 412-415

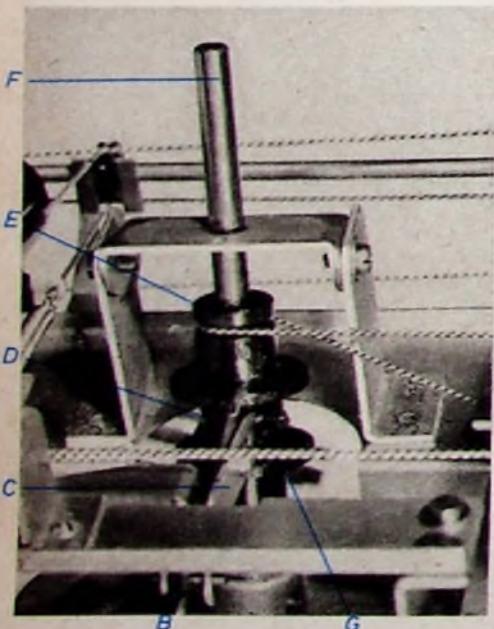


Abb. 2. Duplex-Antrieb im Tekade „Weltakkord W 588“

bedern gespannt und jetzt wird an Stelle der AM-Seilrolle die FM-Seilrolle auf den Antriebsgummi gedrückt.

Eine einfache und zweckmäßige Konstruktion für den Duplex-Antrieb wendet auch Tekade beim Super „W 588“ an. Beim Betätigen der UKW-Taste wird eine Achse verdreht und über die Hebel B und C (Abb. 2) die Drehbewegung in eine Längsbewegung verwandelt. Der Hebel C betätigt die Umschaltsehre D, die ihrerseits die UKW-Seilrolle E mit der Antriebsachse F kuppelt. Gleichzeitig wird die Seilrolle G des KML-Antriebs ausgekuppelt. Die Kupplung kommt durch Eingreifen der Zahnkränze der Seilrollen in einen Stift der Antriebsachse F zustande. Die Längsbewegung des Hebels C wird über eine elastische Federkupplung auf die Umschaltsehre übertragen. Durch dieses Verfahren ist es möglich, toten Gang zu vermeiden und die Justierung zu erleichtern.

eingeführt. Die Regionalskala mit 7 Zeilen und 90 Stationsmarkierungen bietet eine zusätzliche Abstimmhilfe. Eine besondere Teilung ist für Drahtfunksender vorgesehen.

Eine Regionaleilteilung mit 5 Zeilen (Abb. 3) verwendet auch Wega im Super „Mars“. Sie befindet sich über den Stationsfeldern für die AM-Bereiche.

Im modernen Rundfunkgerät ist es üblich, Skalen für Ferritantenne, Ortssender und Klanganzeige in die Gesamtskala harmonisch einzugliedern. Eine unauffällige und praktische Anordnung der Ortssenderskala weist z. B. das Nordmende-Gerät „Othello“ auf. Die kHz-Skala für MW ist in den oberen Teil der Skalenumrandung eingegliedert. Der dadurch in der Skalenmitte frei werdende Raum kommt der UKW-Skala zugute, die auf 5 Zeilen UKW-Eichfelder mit Kanal- und Regionalbezeichnungen enthält.

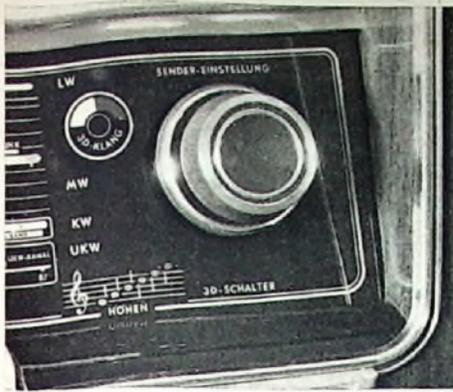


Abb. 5 Grundig gliederte in die Stationskala noch eine Anzeigehuhr für den 3 D-Schalter

Auch der Philips-Super „Saturn 653“ benutzt eine neuartige UKW-Skala (Abb. 4) Sie ist durch Golddruck stark hervorgehoben und hat außer der üblichen Frequenz- und Kanaleinteilung drei Maßstreifen für die drei Programme, die in absehbarer Zeit von jeder Sendegesellschaft ausgestrahlt werden sollen. Durch nachträgliche Markierung können die besonders interessanteren Stationen eingetragen werden. Mit dieser praktischen UKW-Skala ist ferner auch das Spitzengerät „Capella“ ausgerüstet.

Bei der Klanganzeige greift man heute häufig auf das Notenbild zurück. Die Klangfarbenanzeige, bei denen ein meist viereckiger Skalenausschnitt durch eine Anzeigescheibe verdunkelt oder aufgehellt wird, verlieren nach und nach an Bedeutung, weil der Laie ohne weiteres keine eindeutige Vorstellung von dem jeweils gewählten Klangcharakter gewinnen kann. Typisch für die moderne Ausstattung der Klangfarbenanzeige ist das z. B. von Krellt in den neuen Empfängern angewandte Verfahren. Auf der Stationskala befindet sich die Nachbildung einer Klaviertastatur. Werden nun die hohen Töne beim Betätigen des Höhenreglers geschwächt, so beginnt ein mit dem Regler mechanisch gekuppelter Schieber, um so mehr den hohen Tönen entsprechende Tasten zu verdecken, je dunkler die Tonblende eingestellt ist. Entsprechendes gilt für die Betätigung des Baßreglers. Der große Vorteil dieser Anzeigevorrichtung besteht nun darin, daß auf einem einzigen Blickfeld der tatsächlich eingestellte und zu erwartende Klangcharakter dem Laien verständlich angezeigt wird und der Hörer in der Lage ist, eine für seinen Geschmack als gut empfundene Klangeinstellung jederzeit zu reproduzieren.

Neuerdings wird auch die Anzeige für den 3 D-Schalter in das Skalenfeld einbezogen. Grundig verwendet z. B. ein kreisförmiges Anzeigefeld im rechten Teil der Skala (Abb. 5), das die drei Schaltstellungen eindeutig erkennen läßt.

Sendereinstell-Automatik

Besonders sorgfältig bildeten viele Firmen die Sendereinstell-Automatik aus. Sie umfaßt bei fast allen neuen Empfängern AM-FM-Abstimmung und häufig zusätzlich Festsendertasten. So sind z. B. die Siemens-Super mit getrennter Abstimmung und getrennten Zeigern für AM und FM ausgestattet. Beim Drücken einer Berichttaste wird über eine Friktionsscheibe der jeweils gewählte Bereich mit dem Abstimmknopf gekuppelt. Da die in den beiden Bereichen eingestellten Sender durch die Umschaltung nicht verstimmt werden, kann man, wie auch bei Geräten vieler anderer Firmen, lediglich durch Umschalten zwischen AM- und FM-Bereich zwei verschiedene Sender wählen. Hinzu kommt bei den größeren Geräten eine Festsendertaste, mit der ein weiterer Sender durch Tastendruck

wählbar ist. Übrigens werden in allen Siemens-Geräten während des Umschaltens die Lautsprecheranschlüsse kurzgeschlossen und so die sonst auftretenden Knackgeräusche unterdrückt.

Stationslasten-Lotse

Auf die neuartigen Nora-Multiplex-Tasten des „Csardas 56“ wurde schon in Heft 13, S. 354 hingewiesen. Um die Sender für die Stationslasten bequemer einstellen zu können, rüstet Nora dieses Gerät mit einem Stationslasten-Lotsen aus. Der Einstellvorgang spielt sich folgendermaßen ab. Der für eine Stationstaste ausgewählte Sender wird — vor seiner Einstellung für die Stationstaste mit dem Abstimmknopf auf der Rückseite des Gerätes — durch die übliche Abstimmung des Gerätes vorn auf der Skala eingestellt. Dann werden die Wellenbereichtasten durch Drücken der Multiplikatorlasten (Abb. 6) in Stationstasten umgewandelt. Nun ist die Stationstaste, auf die der auf der Skala gewählte Sender gelegt werden soll, zu drücken. Schließlich wird ein Knopf „Stationstasten-Lotse“ betätigt und gleichzeitig ein auf der Rückseite des Empfängers angeordneter Abstimmknopf eingestellt, bis ein Pfeifton (Schwebung) hörbar ist, der auf Schwebungston „Null“ gebracht werden soll. Mit Hilfe dieses neuartigen und sehr

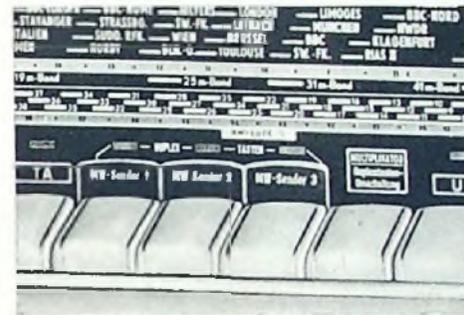


Abb. 6. Ausschnitt aus dem Multiplex-Tasten-Aggregat des neuen „Csardas 56“ von Nora

zweckmäßigen Hilfsmittels ist dann der Sender richtig eingestellt.

Es ist praktisch, den Stationstasten-Lotsen auch umgekehrt verwenden zu können. Werden die Stationstasten nur unter Zuhilfenahme der auf der Rückseite des Gerätes befindlichen Frequenzskalen oder durch Vergleich des Inhalts der Sendungen abgestimmt, so kann man mit Hilfe der Stationstasten-Lotsen jederzeit kontrollieren, ob der richtige Sender oder gegebenenfalls welche Station eingestellt worden ist. Bei gedrückter Stationstaste wird unter gleichzeitigem Druck auf den Stationstasten-Lotsen die normale MW-Abstimmung betätigt, mit der der Stationszeiger über die eingestellte Station, dann hört man den Schwebungston. Es ist dann möglich, den gewählten Sender auf der Skala direkt abzulesen.

Fortschalttasten

Von Loewe-Opta sind die zum Klangregister gehörende „Zaubertaste 3 D“ für die Umschaltung des Empfängers auf Raumtonwiedergabe und die Sprachtaste zum Auslösen eines für die Sprachwiedergabe geeigneten Klangbildes ebenso wie die Ferritantennentaste als sogenannte Fortschalttasten ausgebildet worden. Der Vorzug der hiermit verbundenen Mechanik liegt darin, daß man die 3 D-, Sprach- bzw. FA-Taste beim Wechsel von „erwünscht“ oder „unerwünscht“ nicht mehr wie bisher durch eine andere Taste auslösen muß. Beispielsweise rastet die Sprachtaste für „Sprachwiedergabe“ ein, wenn sie halb eingedrückt wird. Wünscht man das vorher eingestellte Klangbild zurück, so wird diese Taste noch

einmal betätigt und geht dann in ihre Ruhestellung zurück. Die funktionelle Unabhängigkeit der Fortschalttasten gegeneinander läßt übrigens verschiedene Kombinationen zu. So ist es möglich, bei halb gedrückter Sprachtaste den Schall frontal oder raummäßig abzustrahlen, je nachdem man die 3 D-Taste betätigt.

Verwindungsfreies Chassis

Die Serienfertigung moderner Hochleistungs- und der Kundendienst gebieten heute mehr denn je einen sehr stabilen Chassis-aufbau. Das Chassis als Träger der hochempfindlichen HF-Kreise muß absolut verwindungsfrei sein. Ferner darf es im Betriebszustand in keinem Falle zu mechanischen Schwingungen durch den Lautsprecherschall angeregt werden.

Loewe-Opta erreichte z. B. diese Stabilität durch eine über die Mitte der Chassisplatte längs verlaufende Biegekannte unter einem Winkel von 20°. Dieses Chassis ist durch die damit gegebene Form verwindungs- und schwingungsfrei und gestattet eine übersichtlichere und zweckmäßigere Anordnung der Baugruppen als bei den bisher üblichen Normalchassis. Mit dem neuen Chassis sind sämtliche Empfänger des Baujahres 1955/56 von Loewe-Opta ausgestattet worden. Die Chassis selbst werden einschließlich der Hauptaufbauten mit einem Korrosionsschutz in ansprechendem Goldton gespritzt.

Service-Leiste

Von sehr großem Wert für die Service-Werkstätten ist die neuerdings in den Nordmende-Supern an der Chassis-Rückseite angebrachte Service-Leiste, auf die wir ebenfalls schon im

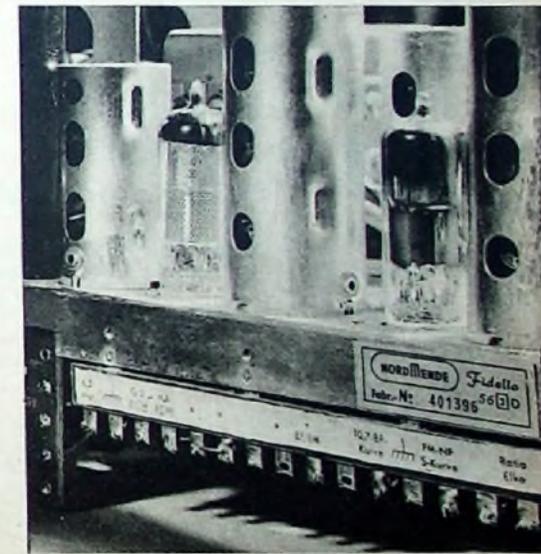


Abb. 7. Die in den Nordmende-Empfängern eingeführte Service-Leiste an der Chassis-Rückseite

Heft 13 kurz hingewiesen haben Sie erleichtert die beim Aufsuchen von Fehlern vorzunehmenden Messungen. Es handelt sich um eine Stützpunktleiste, die an der Rückseite des Empfängers angebracht ist (Abb. 7). Die einzelnen Stützpunkte sind gekennzeichnet und elektrisch so ausgeführt, daß man mit Hilfe eines einfachen Vielfachinstrumentes oder mit einem Oszillografen rasch die Funktion des Gerätes überprüfen kann. Ferner lassen sich auch an der Stützpunktleiste Betriebsspannungen für Zusatzgeräte abnehmen (z. B. Mikrofon- oder Schallplatten-Vorverstärker).

Es ist möglich, an der Service-Leiste Anoden- und Schirmgitterspannung der Mischstufe, Anodenspannung des AM-Oszillators und verschiedene Plus-Spannungen des Empfängers



zu messen. An den rechten Teil der Leiste sind die für den UKW-ZF-Abgleich notwendigen Anschlußpunkte geführt. Ganz rechts liegt der Anschluß für den Ratio-Elektrolytkondensator. Der Anschlußpunkt „FM-NF/S-Kurve“ ist der NF-Ausgang des Ratiodektors hinter dem Deemphasis-Glied. Soll beispielsweise die S-Kurve des Ratiodektors gewobelt werden, so ist hier der Oszillograf anzuschließen. Ferner kann dort Niederfrequenzspannung für andere Zwecke abgenommen werden (Magneton, Kraftverstärker usw.). Die Lötöse „10,7-BF-Kurve“ erlaubt die Messung der ZF-Kurve des UKW-Teiles. Diese Lötfläche ist der Heißpunkt des Ableitkondensators, der die Anodenwechselspannung der letzten ZF-Stufe an Masse leitet. Durch die Schirmgitter-Neutralisation der letzten ZF-Stufe steht an diesem Kondensator eine ZF-Spannung. Sie läßt sich z. B. mit Hilfe einer Germaniumdiode gleichrichten. Man erhält so ein Maß für die ZF-Übertragung bis zum Ratiodektor. Wird an den Eingang des Empfängers eine gewobelte Spannung gegeben, so kann man mit dieser Meßklemme den ZF-Übertragungsweg leicht kontrollieren und den ZF-Abgleich erleichtern.

Rückwandbefestigung

Die Industrie versuchte in den letzten Jahren manche Möglichkeit, die Rückwand einfacher zu befestigen und andererseits die unbefugte

Abnahme durch Laien nicht zu erleichtern. Der Werkstattpraktiker empfindet es als lästig, bei der Abnahme der Rückwand 6 bis 8 Schrauben herausdrehen zu müssen, die in den meisten Fällen leicht verlorengehen können.

Nora benutzt in diesem Jahre eine zweckmäßige Rückwandbefestigung. Oben am Gehäuse sind zwei federnde Drahtklammern angebracht, die in Aussparungen zwischen Gehäusedecke und Versteifungsleiste eingesprengt sind und unter die die Rückwand geschoben und am Chassis mit zwei Schrauben befestigt wird.

Oberhaupt bemühen sich die meisten Hersteller, bei der Rückwandbefestigung mit zwei Schrauben auszukommen, mit der man die Rückwand unten am Chassis festschrauben kann. Oben befindet sich am Gehäuse eine Halteleiste. In den entstehenden Zwischenraum läßt sich hier die Rückwand bequem einschieben.

Rückwandtasche

Sehr nützlich erweist sich ferner die von Graetz eingeführte Rückwandtasche. Sie ist ausreichend groß, um alle Service-Unterlagen aufnehmen zu können, die sonst leicht verlorengehen können und bei der Reparatur dann nicht mehr vorhanden sind. Diese kleine Neuerung ist für Hörer und Service-Techniker im gleichen Maße praktisch.



Große Deutsche Rundfunk-, Fernseh- und Phono-Ausstellung in Düsseldorf vom 26. 8. — 4. 9. 1955

Sehr interessant



für Hochfrequenz- und Elektrotechniker ist die Ausstellung der FUNK-TECHNIK in Düsseldorf in HALLE Z, STAND 17

Wir zeigen Amateur-Geräte, die nach FT-Bauplänen hergestellt sind sowie Fachbücher und weitere Zeitschriften unseres Verlages

Sehr freuen würden wir uns, Sie dort begrüßen und gegebenenfalls beraten zu können

Die Eröffnung der Großen Deutschen Rundfunk-, Fernseh- und Phono Ausstellung am 26. August übertragen sechs Fernsehübertragungswagen mit 17 Kameras. Drei dieser Wagen mit acht Kameras stellt der NWDR, je einen mit je drei Kameras der Bayerische Rundfunk, der Hessische Rundfunk und der Südwestfunk.

Während der Dauer der Ausstellung sind ständig zwei Fernsehübertragungswagen des NWDR in Düsseldorf stationiert. Im Fernsehstudio Europa-Halle ist ein kompletter Regleraum mit Bild- und Tonmischpult in Betrieb zu sehen, so daß die Besucher den Gang einer Fernsehsendung aus eigener Anschauung kennenlernen können.

Das Programm des Deutschen Fernsehens beginnt während der Ausstellungsdauer täglich um 14 Uhr und wird nachmittags nur und abends vorwiegend aus Düsseldorf gesendet.

*

Das Funkhaus Hamburg des NWDR baut in verkleinertem Maßstab ein Studio naturgetreu auf. Aufnahme- und Regieraum sowie die wichtigsten Geräte und Signalanlagen vermitteln einen echten Eindruck von der Rundfunkarbeit. Die technischen Einrichtungen werden den Besuchern vorgeführt, und jeder hat Gelegenheit, sich selbst vor dem Mikrofon als Sprecher, Sänger oder Instrumentalist zu betätigen und die Aufnahme anschließend abzuören.

Die im ZVEI zusammengeschlossenen Antennenhändler zeigen auf der Düsseldorfer Ausstellung außerhalb ihrer Stände im Freigelände vor der E-Halle auf einer Front von etwa 40 m Länge eine Gemeinschaftsschau ihrer wichtigsten Erzeugnisse. Der Fachmann hat damit eine günstige Gelegenheit, die Eigenarten der einzelnen Konstruktionen zu begutachten und zu vergleichen.

*

Ein besonderer Anziehungspunkt wird für die Besucher der Großen Deutschen Rundfunk-, Fernseh- und Phono Ausstellung ein Radargerät sein, das Teletunken vom 26. 8. bis 4. 9. 1955 im Betrieb vorführt. Ein Blick auf den Bildschirm der Radargeräte gibt einen Eindruck von dem Schiffsverkehr auf dem Rhein bei Düsseldorf.

*

Auf der Funkausstellung zeigt Lorenz erstmalig Lautsprechertypen für Transistor-Endstufen.

*

Neben den besonders für das Inland bestimmten Rundfunk-Heimempfängern zeigt Teletunken zur Funkausstellung auch eine Reihe von sechs Exportgeräten, die in ihren technischen Daten im wesentlichen den Inlandtypen entsprechen, jedoch für Obersee mit ausgedehntem KW-Teil ausgerüstet sind, dagegen zum großen Teil auf den UKW-Bereich verzichten. Drei dieser Geräte sind mit Raumton ausgestattet.

Fernseh-Kursus

Die Radio- und Fernsehtechniker-Innung Berlin, Berlin-Lankwitz, Barbarastr. 6, Tel.: 73 61 41, beginnt auf vielfachen Wunsch am 1. 10. 1955 einen neuen Fernsehlehrgang, für den als Dozenten Fachleute aus der Industrie gewonnen werden konnten. Der Lehrgang gilt gleichzeitig als Vorbereitungskursus für die Meisterprüfung. Er ist mit Experimentalübungen verbunden, erstreckt sich über 26 Abende zu je 4 Stunden und endet am 31. 3. 1956. Anmeldungen müssen bei der Radio- und Fernsehtechniker-Innung erfolgen, die auch nähere Auskünfte erteilt.

Internationaler Tonjäger-Wettbewerb

Zugelassen in diesem Amateur-Wettbewerb sind Hörfolgen oder Hörspiele bis zu 20 Minuten Dauer, Dokumentaraufnahmen oder Reportagen (10 Minuten), Aufnahmen von Musik oder Rezitation (4 Minuten) und einmalige Tondokumente, zu denen u. a. Schnappschüsse, außergewöhnliche Begebenheiten sowie herdümte und seltene Stimmen gehören. Das Schiedsgericht wird im Oktober im Funkhaus von Lausanne tagen.

Röhrenhalterungen

Auf vielfachen Wunsch hat Voivo die Röhrenhalterung „88 477“ durch den Paralleltyp „88 477 A“ ergänzt. Während die bisherige Ausführung nur für Röhren mit einer Kolbenlänge bis zu 50 mm geeignet ist, ist die neue Ausführung mit einer um 5 mm größeren Federlänge für längere Röhren bestimmt.

Telo-Antennen für UKW-Sprechfunk

Unter Ausnutzung der Richtwirkung mehrelementiger Antennen lassen sich die effektive Reichweite einer Sprechfunkverbindung erhöhen, die Abhörgefahr vermindern und gegenseitige Störungen unterbinden. Für stationären und mobilen Betrieb hat Telo jetzt eine leistungsfähige 4-Elemente-Vertikal-Antenne herausgebracht, die wegen ihrer abweichenden Art der Speisung bemerkenswert ist. Im allgemeinen haben UKW-Sprechfunk-Geräte unsymmetrische Anschlüsse für 60 Ohm. Um den zusätzlichen Aufwand für einen Symmetrier- und Anpassungstransformator einzusparen, wurde die Methode der Delta-Anpassung aufgegriffen und daraus eine einfache und wirksame Anordnung zum direkten Anschluß eines unsymmetrischen Kabels an die Antenne entwickelt. Der Außenleiter des Koaxialkabels liegt am elektrischen Nullpunkt des Dipols, bei einem Halbwellendipol also in der Mitte des Dipolrohres, während der Innenleiter über eine Anpaßleitung mit dem Punkt der gewünschten Impedanz einer Dipolhälfte verbunden ist. Die durch die Anpaßleitung auftretende induktive Komponente wird durch eine genau bemessene Kapazität kompensiert.

Da für das gesamte Band von 156 ... 174 MHz ein maximales Stehwellenverhältnis von $m = 1,2$ nicht ohne unverhältnismäßig hohen Aufwand einzuhalten ist, stehen zwei Antennentypen zur Verfügung, die in ihrem Frequenzbereich aneinander anschließen und bei einem größten Stehwellenverhältnis von $m = 1,2$ das gesamte Band überstreichen. Typ „300“ ist für das Band 156 bis 165 MHz, Typ „310“ für 163 ... 174 MHz bestimmt. Sie bestehen aus Reflektor, Dipol und 2 Reflektoren. Der Gewinn in Hauptstrahlrichtung ist 7 ... 8 dB, das Vor-Rückverhältnis 10 : 1, Horizontaler Öffnungswinkel = 60°, vertikaler = 50°.

Neuer Fahrrad-Super

Der neue Fahrrad-Super „Veloton FS 646“ vereinigt nicht nur Empfangsteil, Lautsprecher und Antenne, sondern enthält außerdem den zu jedem Fahrrad notwendigen Scheinwerfer. Die Batterien sind in einer kleinen Satteltasche untergebracht, jedoch ist auch ein kleiner Stromversorgungssteil lieferbar, der es gestattet, die Lichtmaschine des Fahrrades zur Stromversorgung heranzuziehen. Das Gerät ist ein 6-Kreis-Super für den MW-Bereich mit den Röhren DK 92, DF 91, DAF 91 und DL 94. Eine Teleskop-Antenne ist bei diesem Gerät nicht mehr notwendig, sondern in der Satteltasche ist eine Ferritantenne mit Richtungskompensation eingebaut. Zur Stromversorgung dienen eine Halbzelle 1,5 V und eine Anodenbatterie 75 V. Das Gerät hat ein Gewicht von nur 0,85 kg. Hersteller: K.-H. Vogel, Leibertingen.

Bausteine für Zähl- und Rechengерäte

Elektronische Zähl- und Rechengерäte, mögen sie noch so kompliziert und umfangreich sein, bauen sich im wesentlichen aus drei Grundeinheiten auf: Impulserzeuger, Impulsformer bzw. -verzögerer und Impulsuntersetzer. Zur Impulserzeugung dienen unter anderem der Multivibrator und der Sperrschwinger. Impulsformer sind monostabile Kippschaltungen nach Eccles-Jordan. Alle diese Bauelemente baut man zweckmäßig und vor allem Platz sparend mit Doppeltrioden auf. Gerade die Platzfrage ist in größeren Rechengерäten, wo bisweilen Hunderte dieser Grundschaltungen in einem Gerät zusammengebaut sind, oft ausschlaggebend. Die Schaltprinzipien dieser Bausteine seien im folgenden kurz zusammengestellt und erläutert.

Der Sperrschwinger

Der Sperrschwinger ist an sich eine normale Rückkopplungsschaltung, bei der aber die Kopplung zwischen Anoden- und Gitterkreis äußerst fest ist. Man wählt im allgemeinen

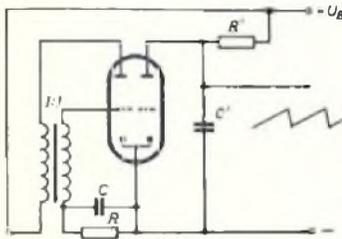


Abb. 1. Sperrschwingerschaltung

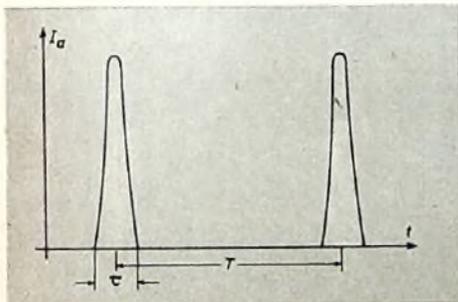


Abb. 2. Positive Schwingung des Sperrschwingers

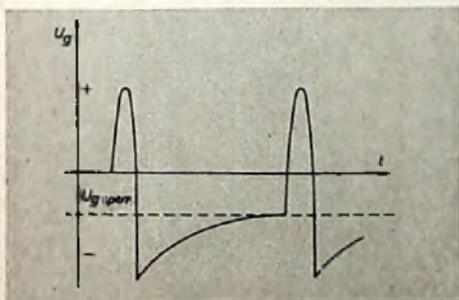


Abb. 3. Wirkung der negativen Sperrspannung

einen Transformator mit Eisenkern, dessen Übersetzungsverhältnis ungefähr 1 : 1 ist. Bei einer so festen Kopplung schwingt der Sender sofort mit großer Amplitude an. Die Gitterspannung reicht dadurch weit ins Positive hinein, und es fließt somit ein kräftiger Gitterstrom. Dieser Gitterstrom erzeugt an der im Schaltbild (Abb. 1) gezeichneten RC-

Kombination im Gitterkreis eine hohe negative Vorspannung, die den Schwingungsvorgang sofort wieder unterbricht. Es entsteht also nur eine einzige positive Schwingung (Abb. 2). Der Schwingungsvorgang ist nun so lange blockiert, bis sich die am Kondensator C entstandene hohe negative Spannung über den Widerstand R entladen hat (Abb. 3). Wenn die negative Vorspannung so weit abgesunken ist, daß die Steilheit der Röhre für ein Anschwingen wieder ausreicht, entsteht erneut eine kräftige Halbschwingung mit dem entsprechenden Gitterstrom, der nun wiederum den Gitterkondensator auf eine hohe negative Spannung auflädt.

Der Schwingungsmechanismus zeigt, daß die Frequenz der Impulse folge sich nicht nach den Induktivitäts- und Kapazitätswerten der durch den Transformator gebildeten Schwingungsschaltung richtet, sondern lediglich nach der Zeitkonstanten der RC-Kombination im Gitterkreis der Röhre, während die Impulsbreite durch die Schaltelemente des Rückkopplungskreises bestimmt ist.

Man kann nun entweder den an der Gitterkombination entstehenden sägezahnförmigen Impuls direkt abnehmen oder aber die kurzzeitigen Schwingimpulse zur Steuerung einer Entladeröhre heranziehen (Abb. 4). Die zweite Art hat den Vorteil, daß man bei der Entladeröhre eine RC-Kombination mit größerer Zeitkonstante wählen kann. Dadurch erreicht man, daß der Kondensator der Entladeröhre sich nur bis auf einen Bruchteil der Gesamtladenspannung auflädt und erhält damit einen nahezu linearen Verlauf der Sägezahnkurve.

Die Momentanspannung U_c eines sich entladenden Kondensators ist

$$U_c = U_0 e^{-t/T} \quad (1)$$

wobei U_0 seine Anfangsspannung und $T = RC$ seine Zeitkonstante ist. Soll der Entladevorgang streng linear verlaufen, so müßte die Entladekurve der Tangente an ihrem Anfangspunkt folgen (Abb. 4).

Die Gleichung der Tangente an die Entladekurve lautet allgemein

$$U_0 - U_{tg} = \frac{dU_c}{dt} (t_0 - t)$$

Dabei wäre U_{tg} die Momentanspannung, wenn der Spannungsabfall entlang der Tangente erfolgte.

Legt man die Tangente im Nullpunkt der Kurve an, dann ist $t_0 = 0$ und man erhält als Gleichung für die Tangente

$$U_0 - U_{tg} = - \frac{dU_c}{dt} t$$

Aus Gleichung (1) ergibt sich

$$\frac{dU_c}{dt} = - \frac{U_0}{T} e^{-t/T}$$

Für den Nullpunkt, also zur Zeit $t = 0$, wird dann

$$\frac{dU_c}{dt} [t=0] = - \frac{U_0}{T}$$

und dann lautet die Gleichung der Tangente an die Entladekurve im Nullpunkt

$$U_0 - U_{tg} = \frac{U_0}{T} t$$

oder

$$U_{tg} = U_0 \left(1 - \frac{t}{T}\right)$$

Die Abweichung der Tangente von der Ent-

ladekurve in Prozenten ausgedrückt ist

$$p = \left(\frac{U_c}{U_{tg}} - 1\right) 100\%$$

Setzt man die Werte für U_c und U_{tg} ein, dann ergibt sich

$$p = \left(\frac{e^{-t/T}}{1 - t/T} - 1\right) 100\%$$

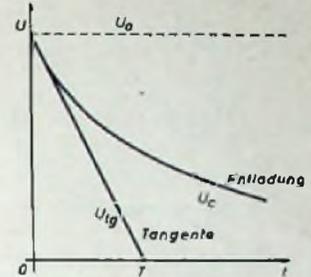


Abb. 4. Entladekurve eines Kondensators mit Tangente an den Anfangswert der Entladekurve

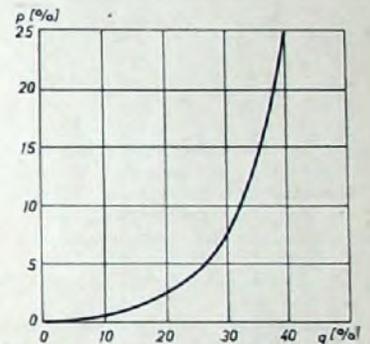


Abb. 5. Prozentuale Abweichung p der Tangente der Entladekurve in Abhängigkeit vom prozentualen Abfall q der Entladekurve eines Kondensators vom Anfangswert der Kondensatorspannung

Ferner ist der prozentuale Abfall q der Ladekurve vom Anfangsspannungswert U_0 des Kondensators

$$q = - \left(\frac{U_c}{U_0} - 1\right) 100\%$$

und da nach (1)

$$\frac{U_c}{U_0} = e^{-t/T}$$

wird

$$q = (1 - e^{-t/T}) 100\%$$

Man kann nun die prozentuale Abweichung p der Tangente von der Entladekurve ausdrücken als Funktion des prozentualen Abfalls q der Entladekurve vom Anfangswert der Kondensatorspannung und erhält dann

$$p = \frac{100 \ln \left(\frac{1}{1 - \frac{q}{100}}\right) - q}{1 - \ln \left(\frac{1}{1 - \frac{q}{100}}\right)} \%$$

Die etwas langwierigen Zwischenschritte sind dabei nicht ausgeführt. Die ausgewertete Gleichung ergibt das Diagramm der Abb. 5. Die hier für den Entladevorgang dargestellten Vorgänge lassen sich analog auch auf den Ladevorgang des Kondensators übertragen.

Der Multivibrator

Der Multivibrator ist im Prinzip nichts anderes als ein zweistufiger RC-Verstärker, dessen Ausgangsspannung über einen Koppelkondensator auf den Eingang zurückgeführt ist (Abb. 6).

Bei einer geradzahligem Stufenzahl sind dann die Phasenverhältnisse so, daß eine Rückkopplung eintritt. Angenommen, in Röhre 1 tritt aus irgendeinem Grund (z. B. äußerer Einfluß) eine Stromänderung ein, dann überträgt sich der Spannungsabfall $I_{a1} \cdot R_{a1}$ über den Koppelblock C_1 auf das Gitter 1 der Röhre 2¹⁾. Damit

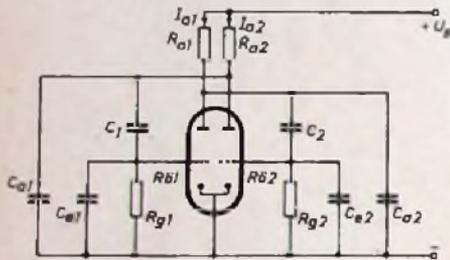


Abb. 6. Multivibratorschaltung

sinkt der Anodenstrom in dieser Röhre ab und der Spannungsabfall an R_{a1} wird kleiner. Dies entspricht aber einer über den Koppelblock C_1 wirkenden Verschiebung der Gitterspannung dieser Röhre in positiver Richtung. Damit wird die Tendenz des zunehmenden Anodenstromes in dieser Röhre unterstützt. Die Anodenspannung sinkt weiter ab und die Gitterspannung an Röhre 2 wandert noch mehr ins Negative. Dieser Vorgang setzt sich so lange fort, bis Röhre 2 vollständig gesperrt und Röhre 1 leitend ist. Zum besseren Verständnis der Potentialänderungen an den verschiedenen Elektroden, sind in Abb. 7 die Potentiale an den einzelnen Elektroden vermerkt wie sie, kurz bevor das Gitterpotential der gesperrten Röhre unter die Sperrspannung absinkt, herrschen.

In dem Augenblick, in dem die negative Gitterspannung der Röhre 2 unter den Sperrwert fällt, setzt Stromfluß ein und damit ein Rückkopplungsvorgang wie er oben für den Beginn des Vorgangs beschrieben ist. Röhre 2 wird jetzt leitend und Röhre 1 ist gesperrt. Nach Beendigung des Kippvorganges entsprechen die Potentiale denen in Abb. 8.

Nun einiges zur rechnerischen Behandlung des Multivibrators. Der Spannungsabfall am rechten Anodenwiderstand, der sich über den Koppelkondensator auf die linke Gitterseite überträgt, ist

$$U_{g1} = -I_{a1} \cdot R_{a1}$$

Am rechten Gitter erhöht sich die Spannung auf positive Werte, so daß an diesem Gitter kurzzeitig Strom fließt. Der Widerstand der Gitterkathodenstrecke während des Stromflusses sei R_{gi} ; dann ist die Gitterspannungserhöhung entsprechend der Verteilung über die beiden Widerstände R_{a1} und R_{gi}

$$U_g = (I_{a1} \cdot R_{a1} - U_{g\text{sperr}}) \frac{R_{gi}}{R_{a1} + R_{gi}}$$

Beide Spannungen klingen entsprechend der Entladung der Koppelkondensatoren ab, und zwar klingt die Spannung am linken Gitter

¹⁾ Die verzögernde Wirkung der Ein- und Ausgangskapazitäten, die zu R_{gi} bzw. R_{a1} parallel geschaltet sind, ist vernachlässigt, so daß die Flanken des Spannungsanstiegs beim Kippvorgang in den Bildern, welche den zeitlichen Verlauf der Potentiale darstellen, unendlich steil gezeichnet sind. Da die Koppelkondensatoren C_1 und C_2 so groß sind, daß sie für momentane Spannungsänderung als Kurzschluß betrachtet werden können, überträgt sich die Spannungsänderung an der rechten Anode unmittelbar auf die Gitterseite der linken Röhrenhälfte.

(gesperrte Röhrenhälfte mit dem Koppelkondensator C_1) mit der Zeitkonstante

$$\tau_1 = C_1 \left(R_{gi} + \frac{R_{a1} \cdot R_{gi}}{R_{a1} + R_{gi}} \right)$$

ab und die Spannung am rechten Gitter (leitende Röhre) mit

$$\tau_2 = C_2 \cdot \frac{R_{a1} \cdot R_{gi}}{R_{a1} + R_{gi}}$$

Da der Wert von R_{gi} klein ist, ist die Zeitkonstante τ_2 klein gegen τ_1 , und die positive Spannung klingt sehr schnell ab. Der Entladestrom des Kondensators C_2 ruft an R_{a1} einen Spannungsabfall hervor, der der sich aufbauenden Spannung, die dem Wert U_B zustrebt, entgegenwirkt. Hieraus ergibt sich die in dem zeitlichen Verlauf der Spannungen ange deutete Abrundung für den Rechteckimpuls (Abb. 9), der am Außenwiderstand entsteht.

Der Kondensator C_1 , der für die Impulsfrequenz des Multivibrators maßgebend ist, entlädt sich mit der Zeitkonstanten τ_1 . Die Momentanspannung am Gitter ist dann

$$U_g = -I_a \cdot R_a \cdot e^{-t/\tau_1}$$

Eine volle Periode des Multivibrators setzt sich zusammen aus den beiden Sperrzeiten T_1 und T_2 für die linke und die rechte Röhrenhälfte. Bei symmetrischem Aufbau sind sie identisch, und es ist

$$T = \frac{2}{f}$$

T ist die Zeit, in der die Gitterspannung von ihrem negativen Höchstwert auf die Sperrspannung der Röhre abgesunken ist. Diese Zeit ist für

$$-U_{g1} = -U_{g\text{sperr}}$$

$$T = \ln \frac{I_a \cdot R_a}{U_{g\text{sperr}}} \cdot \tau_1$$

und damit

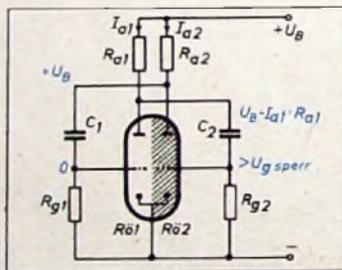


Abb. 7. Potentiale der einzelnen Elektroden kurz bevor das Gitterpotential von Röhre 2 unter die Sperrspannung sinkt

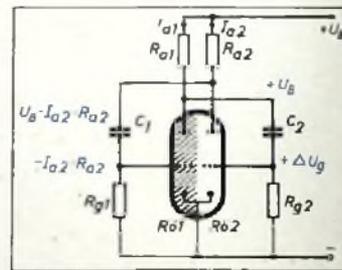
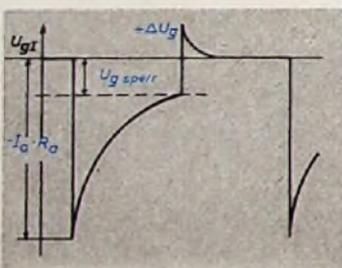


Abb. 8. Potentiale an den einzelnen Elektroden, wenn Röhre 2 leitet und Röhre 1 gesperrt ist



Röhre 1 leitend
Röhre 2 leitend

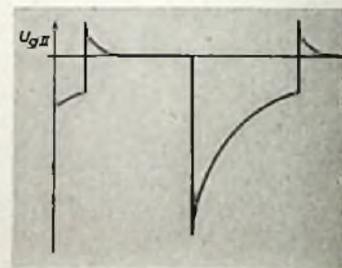


Abb. 9. Zeitlicher Verlauf der Spannungen während des Kippvorganges

$$f = \frac{2}{C_1 \cdot \left(R_{gi} + \frac{R_{a1} \cdot R_{gi}}{R_{a1} + R_{gi}} \right) \ln \frac{I_a \cdot R_a}{U_{g\text{sperr}}}}$$

Ist $R_{gi} \gg \frac{R_{a1} \cdot R_{gi}}{R_{a1} + R_{gi}}$ (für nicht zu hohe Multivibratorfrequenzen stets realisierbar), dann gilt die einfache Näherungsformel

$$f = \frac{2}{CR_g \ln \frac{I_a \cdot R_a}{U_{g\text{sperr}}}}$$

$I_a \cdot R_a$ ist der Spannungsabfall am Außenwiderstand, also gleich $U_B - U_o$. Dieser Wert und $U_{g\text{sperr}}$ sind den Kennlinien der verwendeten Röhren zu entnehmen.

Symmetrisch aufgebaute Multivibratoren ergeben an den Außenwiderständen symmetrische Rechteckimpulse. Für Impulse verschiedener Dauer kann man die Schaltung auch unsymmetrisch aufbauen, d. h. mit verschiedenen Zeitkonstanten für beide Röhrenhälften. Die Gesamtperiode setzt sich dann zusammen aus den beiden Teilzeiten T_1 und T_2 . Die Impulsfrequenz des Multivibrators wird

$$f = \frac{1}{T_1 + T_2}$$

wobei sich T_1 und T_2 wie oben errechnen. Im allgemeinen wird aber dieser Weg nicht beschritten, sondern die normalen Rechteckimpulse eines symmetrischen Multivibrators werden über eine Impulsformerstufe in Form einer monostabilen Kipperschaltung umgeformt. Für einen Betrieb in den geschilderten Impulsschaltungen sind die Doppeltrioden E 90 CC und E 92 CC besonders geeignet. Im Hinblick auf die speziellen Bedingungen in Kippstufen, wo auf längere stromlose Betriebszeiten beim Umkippen der Schaltungen ein sofortiges Ansprechen mit hohem Anodenstrom gefordert wird, haben diese Röhren Spezialkathoden, die praktisch frei von Zwischenschichtbildungen sind.

(Nach Telefunken, Röhrenmitteilungen für die Industrie Nr. 550 501)

Höhere FM-Selektion bei niedrigerer ZF

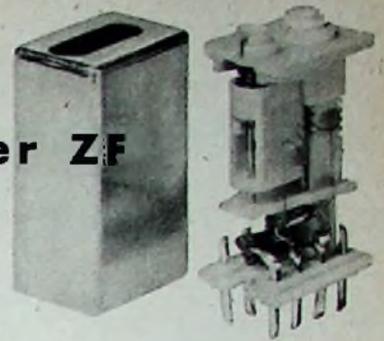


Abb. 2. Ansicht eines Saba-Mikro-Bandfilters

Der UKW-Teil ist im modernen Rundfunkempfänger zu hoher Qualität entwickelt worden. Besonders Geräte der gehobenen Preisklassen haben ein Maß an Trennschärfe, Störbegrenzung, Rauschabstand usw. erreicht, das kommerziellen Empfängern nahekommt. Hier hat sich fast durchweg der Typ des Empfängers mit 6 ZF-Kreisen, Ratiodektor und 2 UKW-Trioden im Eingang durchgesetzt. Die Geräte der mittleren und unteren Preisklasse dagegen haben meist 2 ZF-Kreise und damit eine Röhre weniger. Dadurch liegen hauptsächlich die Selektion und die Verstärkung, aber auch die Störbegrenzung, die ja von der Verstärkung abhängig ist, niedriger.

Schon immer ist es der Wunsch des Entwicklers gewesen, durch technische Verbesserungen bei gleichem Preis das Gerät in eine höhere Klasse zu bringen. Reflexschaltungen, die man aus diesem Grunde früher häufig fand, haben sich für eine moderne Bandfertigung als schlecht geeignet erwiesen und sind heute fast völlig aus dem Empfängerbau verschwunden. Eine andere Möglichkeit, bei gleicher Stufen- und Kreiszahl zu höherer Verstärkung und Selektion zu kommen, liegt in der Wahl einer niedrigeren Zwischenfrequenz für den UKW-Empfang.

Zur näheren Erläuterung ist es nötig, etwas in die Theorie der 2-Kreis-Bandfilter einzugehen.

Es bedeuten:

- Δf = absolute Verstimmung
- f = Betriebsfrequenz
- Q = Betriebsgüte der Kreise
- $\xi = k \cdot Q$
- η_{300} = Trennschärfe für 300 kHz
- X = normierte Verstimmung
- $X \frac{1}{\sqrt{2}}$ = normierte Verstimmung bei $\eta = \frac{1}{\sqrt{2}}$
- k = Kopplungsfaktor
- $\eta_{\xi=1}$ = Funktion der Bandfilterkurve für $\xi = 1$

Dann gelten folgende Beziehungen:

$$X = \frac{2 \Delta f}{f} \cdot Q \quad (1)$$

$$X \frac{1}{\sqrt{2}} = \sqrt{\sqrt{2(1 + \xi^2)} + (\xi^2 - 1)} \quad (2)$$

$$\eta = \sqrt{1 + \frac{2(1 - \xi^2)X^2 + X^4}{(1 + \xi^2)^2}} \quad (3)$$

$$\eta_{\xi=1} = \sqrt{1 + \frac{1}{4} X^4} \quad (4)$$

Aus (1) ergibt sich, daß Vergrößerung der Kreisgüte und Verringerung der Frequenz in gleichem Maße die normierte Verstimmung und damit die Selektion vergrößern (für $k \cdot Q = \text{konstant}$). Mit größerer Kreisgüte würde man zwar auch bei 10,7 MHz, wo z. Z. fast alle Filter kritisch gekoppelt sind, bei entsprechender überkritischer Kopplung mehr Selektion bei praktisch gleicher Bandbreite erreichen können, aber ein größeres Q ist wirtschaftlich nur schwer zu realisieren. Deshalb führten sorgfältige Überlegungen, Berechnungen und Messungen zu einer neuen UKW-Zwischenfrequenz von 6,75 MHz. Die in den Saba-Geräten seit langem verwendeten Mikro-Bandfilter mit einstellbarer Kopplung bilden die Grundlage hierfür, da sich, wie im folgenden gezeigt wird, bei entsprechender Kopplungseinstellung ein äußerst günstiger Kompromiß zwischen Trennschärfe und ZF-Bandbreite erreichen läßt.

Für ein symmetrisches Bandfilter ergeben sich z. B. bei $Q = \text{konstant} = 70$ aus den oben genannten Formeln die Werte der nachstehenden Tabelle.

	1	2	3
ZF in MHz	10,7	6,75	6,75
ξ	1	1	1,2
300-kHz-Selektion η_{300}	1	1	1
	7,75	19,4	15,8
Bandbreite in kHz	214	135	165
$2\Delta f \frac{1}{\sqrt{2}}$			

Die Beispiele zeigen, daß bei kritischer Kopplung und konstanter Güte die Bandbreite mit abnehmender Frequenz direkt abnimmt, während die Selektion mit dem Quadrat der Frequenzabnahme steigt. Wendet man bei der kleineren Zwischenfrequenz überkritische Kopplung an, dann werden die Verhältnisse viel günstiger (Beispiel 3). Im speziellen Fall sinkt die Bandbreite bei 6,75 MHz nur um 25 % gegenüber 10,7 MHz, während die Trennschärfe um 100 % ansteigt. Ein praktischer Vergleich zweier Empfänger mit verschiedener Zwischenfrequenz beweist die Richtigkeit dieser Betrachtungen (Abb. 1). Bei dem Empfänger mit der ZF 6,75 MHz sind beide Filter leicht überkritisch und der Ratiodektor ungefähr kritisch gekoppelt, während im Empfänger mit der ZF 10,7 MHz alle Filter ein-

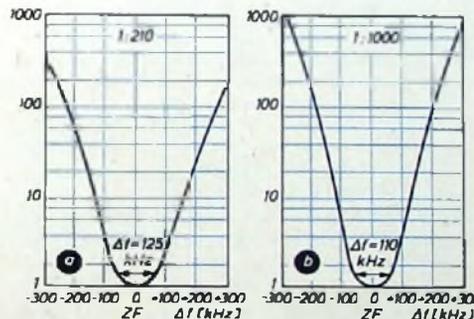


Abb. 1. Selektionskurven für einen Empfänger mit zwei ZF-Stufen + Ratio; a) ZF = 10,7 MHz, b) ZF = 6,7 MHz

schließlich Ratiodektor kritisch gekoppelt sind. Wie aus den Kurven ersichtlich, ist die Selektionsverbesserung etwa 1 : 5, während die Bandbreite nur von 125 auf 110 kHz abnimmt.

Die Bandbreite von 110 kHz könnte für einen maximalen Frequenzhub von $\Delta f = \pm 75$ kHz als zu gering erscheinen, jedoch zeigten genaue Messungen, daß der hierdurch entstehende zusätzliche Klirrfaktor vernachlässigbar ist gegen den des nachfolgenden NF-Verstärkers. Der Grund liegt darin, daß der Amplitudenbegrenzer die im ZF-Verstärker entstehende Amplitudenmodulation fast völlig beseitigt.

Der Gewinn an Verstärkung ist leicht zu übersehen. Setzt man die Kreiskapazitäten und Dämpfungen bei beiden Zwischenfrequenzen als konstant an, so ist der Verstärkungsgewinn in einer Bandfilterstufe unmittelbar der Frequenzverringerung proportional. Er

beträgt $\frac{10,7}{6,75} = 1,58$. Im Empfänger nach Abb. 1b ist der Gesamtgewinn an Verstärkung 3fach.

Wie bereits erwähnt, wurde der Wert für die neue ZF nach sorgfältigen Überlegungen festgelegt. Die untere Grenze stellte die Forderung dar, daß die Spiegelwelle bei dem in Europa gültigen UKW-Bereich 87 ... 100 MHz nicht in den Empfangsbereich fallen darf. Das ist bei einem UKW-Rundfunkempfänger sehr erwünscht, da die bei 10,7 MHz mit üblichen Mitteln erreichbare Spiegel Selektion nur etwa 1 : 50 beträgt. Vergleichsweise ist bei einem AM-Empfänger mit abgestimmtem Vorkreis die Spiegel Selektion im Mittel- und Langwellenbereich etwa 1 : 500. Aus dieser Forderung ergibt sich eine ZF von mindestens

$$\frac{100 - 87}{2} \text{ MHz} = 6,5 \text{ MHz. (In Amerika und einigen außereuropäischen Ländern reicht der FM-Bereich von 87 ... 108 MHz. Die Forderung nach Spiegelwellensicherheit ergäbe dort } \frac{108 - 87}{2} \text{ MHz} = 10,5 \text{ MHz als niedrigste ZF.)}$$

Gewählt wurde deshalb 10,7 MHz.) Damit liegt die ZF ungefähr fest. Der genaue Wert ergibt sich aus der Forderung, daß die Grundwelle des Oszillators bei Abstimmung auf einen Sender einen anderen Empfänger nicht stören darf, da der Oszillator von 94 MHz ... 100 MHz im Empfangsbereich liegt. (Bei der ZF 10,7 MHz kann der Oszillator nur von 97,7 bis 100 MHz stören.) Mit der ZF von 6,75 MHz liegt nun bei Empfang eines Senders entsprechend der Kanaleinteilung der Oszillator immer genau zwischen 2 Kanälen, 150 kHz von jedem Kanal entfernt. Außer dieser Vorsichtsmaßnahme wurde die Oszillatorstrahlung der Grundwelle so weit verringert, daß keinerlei Störungen benachbarter Empfänger zu befürchten sind. Die Strahlung im Grundwellenbereich wurde weit unter die z. Z. zulässigen Werte von 1 mV bis 108 MHz und 30 μ V von 107 ... 111 MHz reduziert. Die Oberwellenstrahlung liegt selbstverständlich unter den von der Post zugelassenen Werten. Die Verringerung der Grundwellenstrahlung auf so geringe Werte ist sehr schwierig, denn im Gegensatz zur Oberwelle des Oszillators, wo Erdpunkte die entscheidende Rolle spielen, tragen zur Verringerung der Grundwellenstrahlung hauptsächlich UKW-Vorselektion, Abschirmung und Anschluß des Vorkreises an einem kalten Punkt des Oszillators bei. Aus diesem Grunde wurde gleichzeitig mit der Einführung der neuen Zwischenfrequenz auch eine neue UKW-Einheit entwickelt (vgl. FUNK-TECHNIK Bd. 10 (1955) Nr. 15, S. 413).

Die neue Zwischenfrequenz wird in mehreren Geräten der diesjährigen Saison verwendet. Versuchsgeräte mit 8 bzw. 9 ZF-Kreisen wurden aufgebaut und ergaben für die ZF von 6,75 MHz bei entsprechender Kopplung der Filter eine Trennschärfe von 1 : 20 000 bei 300 kHz Kanalabstand und einer Bandbreite von 120 kHz.

Saba hat den Einsatz dieser niedrigen Zwischenfrequenz vorläufig nur bei den Geräten der unteren und mittleren Preisklasse vorgesehen, während bei den Spitzengeräten mit höheren Kreiszahlen die Anwendung aus fabrikatorischen und anderen Gründen im Augenblick noch nicht angebracht scheint.

Moderner Fernsehempfänger zum Selbstbau (II)

Fortsetzung aus FUNK-TECHNIK Bd 10 (1955) Nr. 15, S. 419

Der Kanalwähler

Als Kanalwähler wird der fertig geschaltete und abgeglichene NSF-Typ „104“ benutzt, der im Band I für die Kanäle 2...4 und im Band III für die Kanäle 5...11 bestückt ist. Zusätzlich sind noch zwei Reservestellungen vorhanden.

Die Schaltung zeigt Abb. 1-II. Zur HF-Verstärkung dient eine PCC 84 in Kaskodeschaltung. Die Eingangsschaltung ist symmetrisch (Abb. 2-II). Die gegen Masse liegende Eingangskapazität C_{gk} der ersten Röhre symmetriert der 7-pF-Kondensator mit Paralleltrimmer. Da die erste Stufe als Triodenverstärker arbeitet, muß sie durch einen Kondensator von 2 pF in einer Brückenschaltung neutralisiert werden (Abb. 3-II). Die Brücke besteht aus den Röhrenkapazitäten C_{gk} und C_{gk} einerseits sowie dem 2-pF- und 7-pF-Kondensator (plus Trimmer) andererseits. Das Gitter der ersten Röhre erhält über einen 50-kOhm-Widerstand die Regelspannung zugeführt.

Das zweite System der PCC 84 arbeitet als Gitterbasisstufe und ist über ein π -Glied (Abb. 4-II) an das erste System angekoppelt, wobei die Kondensatoren durch die Ausgangskapazität des ersten und die Eingangskapazität des zweiten Röhrensystems gebildet werden. Das π -Glied ist so bemessen, daß bei den oberen Kanälen eine leichte Spannungserhöhung eintritt. Die erste Röhre ist gewissermaßen der Katodenwiderstand R_k für die zweite Röhre. In der Gitterbasiserschaltung ist der Eingangswiderstand $1/S$, und der Innenwiderstand wird um den Faktor $1+S \cdot R_k$ größer. Der Innenwiderstand ist also sehr groß, so daß die Stufe ähnlich wie eine Pentode arbeitet. Infolgedessen ist die Verstärkung etwa $V = S \cdot R_a$, wobei R_a der Resonanzwiderstand des Anodenschwingkreises ist.

Die Umwandlung der Empfangs- in die Zwischenfrequenz erfolgt in der additiven Mischstufe (PCF 82). Das Triodensystem dient als Oszillator. Die Oszillatordspule ist spannungs-

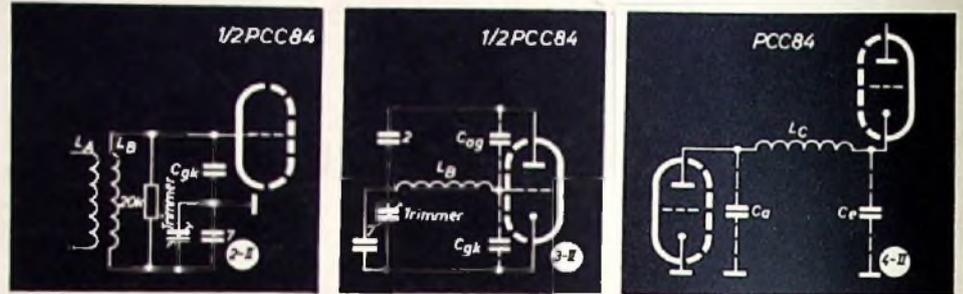


Abb. 2-II. Prinzipschaltung der Symmetrierung des Eingangskreises. Abb. 3-II. Prinzipschaltung der Neutralisation der Eingangsstufe. Abb. 4-II. Prinzipschaltung der Kopplung zwischen erster und zweiter Stufe

frei angekoppelt. Die Oszillatorfrequenz liegt jeweils oberhalb der Empfangsfrequenz. Vom Gitter der Oszillatordröhre wird die HF-Spannung über 1 pF an das Gitter der Mischröhre geführt. Das obere Ende des Gitterwiderstandes 1 MOhm dient gleichzeitig als Einspeisungspunkt für eine Meßspannung (Wobler oder Meßsender). Die Ankopplung des ZF-Verstärkers erfolgt über einen Leitkreis (23,75 MHz). Die Oszillatorfrequenz ist so bemessen, daß sich eine Bild-ZF von 26,5 und eine Ton-ZF von 21 MHz ergibt. Parallel zu den Schwingkreisen liegen Trimmer, so daß bei Röhrenwechsel ein Nachstimmen möglich ist. Der Kanalwähler selbst muß natürlich mit Röhren bestückt bezogen werden. Die technischen Daten des NSF-Kanalwählers „104“ gehen aus Tab. I hervor.

Abb. 5-II zeigt die Selektionskurven von Eingangskreis und Bandfilter, gemessen am Gitter der Mischröhre. Die Messung erfolgt bei abgeschaltetem Oszillator, wobei man dem Gitter der Mischröhre von außen eine Vorspannung von -2,2 V zuführt. Die Bandbreite bei 3 dB Abfall ist 7...8 MHz. Dabei übersteigt auch die Einstellung in der Mitte den Wert von 3 dB nicht. Die mittlere Empfindlichkeit von 10 kT₀ bedeutet, daß bei etwa 7,5 μ V Eingangsspannung Signalspannung und Eingangsrausch-

spannung gleich sind. Für ein einwandfreies Bild sind natürlich wesentlich höhere Eingangsspannungen erforderlich.

Tab. I. Technische Daten des Kanalwählers

	Kanal 2...4	Kanal 5...11
Eingangssymmetrie	0,92...1,1	0,9...1,05
Eingangskreisübersetzung	6,2...8,6	1,8...2,3
Gitteranzapfung	0,41...0,48	0,5...0,55
Verstärkung der PCC 84 bis zum Gitter der Mischröhre	37 dB (70fach)	21,6 dB (12fach)
Gesamtverstärkung	41...44,6 dB (110...170fach)	31...33 dB (35...45fach)
Abstimmereich der Feinabstimmung	1,2...1,3 MHz	3,5...5 MHz
Oszillatordspannung am Gitter der Mischröhre	3,5...4 V	1,7...3 V
Rauschzahl n	7...15 kT ₀	5...8 kT ₀
Grenzeempfindlichkeit für 5,5 MHz relative Bandbreite	4...10 μ V	5,5...7 μ V

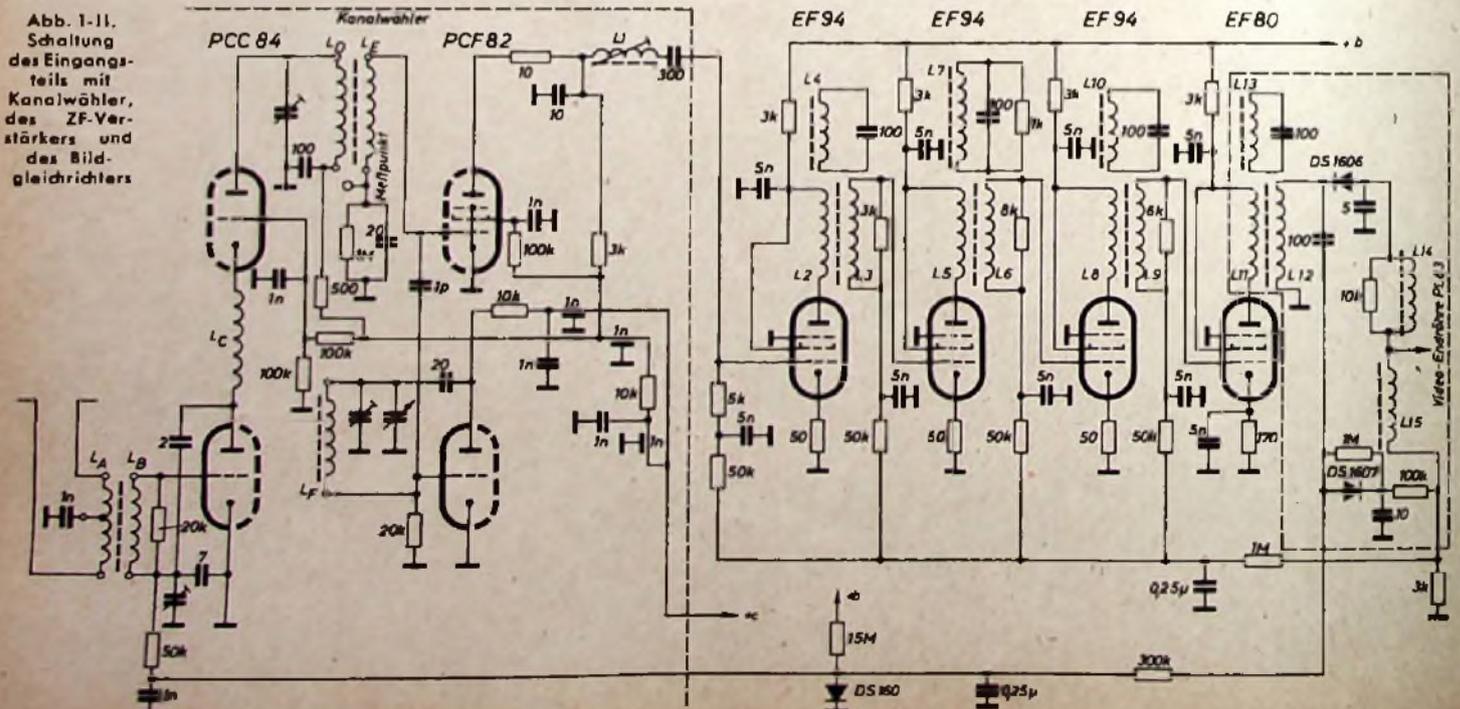


Abb. 1-II. Schaltung des Eingangsteils mit Kanalwähler, des ZF-Verstärkers und des Bildgleichrichters

Der Zwischenfrequenzverstärker

Die ideale Frequenzkurve eines Bild-ZF-Verstärkers zeigt Abb. 7-II. Der Empfänger soll den Bildträger nur mit 50% durchlassen. Er muß deshalb auf der sogenannten Nyquist-Flanke liegen, die so steil sein soll, daß der Tonträger des Nachbarkanals nicht mehr durchkommt. Der eigene Tonträger, dessen Frequenz unter der des Bildträgers erscheint (weil die Oszillatorfrequenz um den Wert der ZF höher als die Empfangsfrequenz liegt), soll mit etwa $\frac{1}{10}$ der Bildträgeramplitude, also mit $\frac{1}{30}$ der Maximalamplitude übertragen werden. Noch weiter entfernt muß die Verstärkung ebenfalls stark absinken, damit es keine Störungen durch den Nachbarbildträger gibt. Die Einsattelung beim Tonträger darf aber nicht zu scharf sein. Da der Tonträger frequenzmoduliert ist, würde bei einer zu steilen Flanke eine Demodulation eintreten, die den Bildinhalt mit dem Ton moduliert, was sich in unregelmäßigen, waagerechten Streifen im Bild bemerkbar macht. Es wird also eine „Ton-treppe“ benötigt.

Man kann große Mühe darauf verwenden, der idealen Frequenzkurve möglichst nahezukommen. Allerdings ist auch bei schlecht abgestimmtem ZF-Verstärker schon ein Bild zu sehen, was besonders für den Selbstbau eine sehr ermutigende Tatsache ist. Schließlich sei

wurden dabei 3 Röhren EF 94 benutzt, die nicht so steil sind, und bei denen die Verstärkung durch leichte Gegenkopplung noch um etwa 20% herabgesetzt wird. Die letzte Stufe ist dann eine EF 80, die mit voller Verstärkung arbeitet. Die Gegenkopplung hat einen besonderen Grund. Die 3 Röhren EF 94 werden nämlich geregelt. Nun ändert sich aber bei wechselnder Vorspannung die Eingangskapazität, d. h., diese wird kleiner, wenn die negative Vorspannung am Gitter größer wird. Liegt nun gemäß Abb. 6-II in der Katodenzuführung ein nicht überbrückter Widerstand, dann tritt Gegenkopplung ein, d. h., es entsteht an

gangskapazität ergibt. Der zwischen zwei Stufen liegende Kreis wird also nicht verstimmt. Den infolge der Gegenkopplung auftretenden Verstärkungsverlust macht die zusätzliche ZF-Stufe mehr als wett. Die Amplituden-Frequenzkurve nach Abb. 7-II läßt sich nur dadurch erreichen, daß man die Kreise zwischen den einzelnen Stufen in ihrer Resonanzfrequenz gegeneinander versetzt und außerdem noch zusätzlich bedämpft. Über die zweckmäßige Verteilung der Resonanzfrequenzen ist schon des öfteren berichtet worden, so daß hierauf nicht näher eingegangen zu werden braucht. Die Verteilung der Frequenzen geht aus Tab. II hervor. Bei flüchtiger Be-

Tab. II. Verteilung der Resonanzfrequenzen

Kreis	L ₁	L _{2, L₃}
liegt zwischen	Misch- und ZF-Stufe	1. und 2. ZF-Stufe
Frequenz [MHz]	22,1	20,5
		2. und 3. ZF-Stufe
		3. und 4. ZF-Stufe
		4. ZF-Stufe u. Bildgleichrichter
		24,5
		20,0
		23,6

Tab. III. Verteilung der Fallenfrequenzen

Kreis	L ₄	L ₅	L ₁₀	L ₁₃
Fälle für Träger	Eigenton	Nachbarton	Nachbarbild	Eigenton
Frequenz [MHz]	19,5	26,4	17,9	19,3

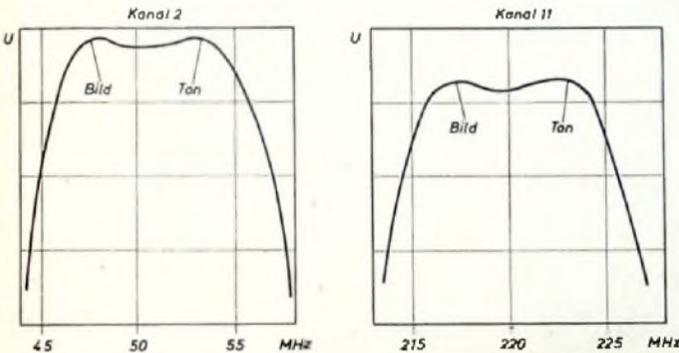


Abb. 5-II. Frequenzgang des Kanalwählers des Fernsehempfängers in den Bändern I und III

nach erwähnt, daß die ideale Amplitudenkurve nicht allein für die Güte des Bildes maßgebend ist. Es muß vielmehr auch die Phasenkurve genau stimmen. Es ist klar, daß ein Bild nicht scharf sein kann, wenn die Laufzeiten der einzelnen Frequenzen des Bildinhalts nicht gleich sind, d. h., wenn die zu dem einzelnen Bildpunkt gehörenden Frequenzen durch solche vorhergehender Bildpunkte überlagert sind und wenn bei dem betreffenden Bildpunkt gewisse Frequenzen fehlen. Die richtige Phasenkurve ist aber mit behelfsmäßigen Mitteln nicht zu kontrollieren, so daß man sich beim Nachbau auf die Einhaltung der Amplitudenkurve beschränken muß. Man kann aber durch vorsichtiges Verstimmen unter gleichzeitiger Betrachtung des Bildes (Testbild) auch ohne komplizierte Meßgeräte die Konturenschärfe erheblich verbessern, worauf später noch eingegangen wird.

Wie Abb. 1-II zeigt, ist der ZF-Verstärker vierstufig. An sich würden 3 ZF-Stufen mit steilen Röhren (z. B. EF 80) genügen, wenn man die volle Verstärkung ausnutzt. Man müßte dann aber auf eine wirksame automatische Verstärkungsregelung verzichten, die jedoch angenehm ist, besonders dann, wenn man mit Behelfsantennen arbeitet, wobei Feldstärke Schwankungen bereits durch im Zimmer umhergehende Personen auftreten können. Außerdem ist der Abgleich eines vierstufigen Verstärkers auf die möglichst ideale Amplitudenkurve nicht etwa schwerer, sondern leichter als bei dreistufiger Anordnung. Es

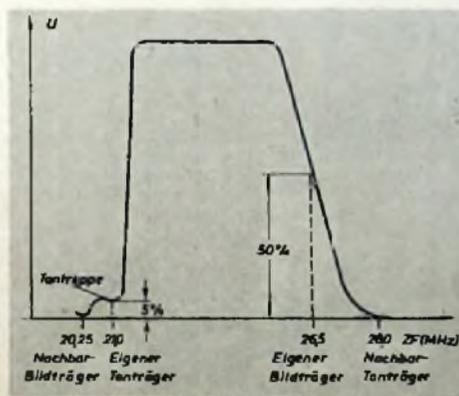


Abb. 7-II. Die ideale Amplitudenkurve des ZF-Verstärkers

R_k eine Wechsellspannung U_k , die bewirkt, daß die Spannung U_g am Kondensator C_g (Eingangskapazität der Röhre) um den Faktor $1/(1+SR_k)$ verkleinert wird. Das ist gleichbedeutend mit einer Verkleinerung der Eingangskapazität. Setzt man die Verstärkung (durch Regelung der Steilheit) herab, dann wird die Spannung an R_k ebenfalls kleiner und die Eingangskapazität größer. Die Steilheitsregelung erfolgt aber durch Änderung der Gittervorspannung, die ihrerseits eine Verkleinerung der Eingangskapazität zur Folge hat. Die beiden Effekte sind gegenläufig, so daß sich bei geeigneter Bemessung des Katodenwiderstandes in einem weiten Bereich eine Kompensation und damit eine konstante Ein-

trachtung der Schaltung mag es scheinen, es handle sich um Bandfilterkopplung. Dem ist aber nicht so, denn die Spulen sind sehr fest gekoppelt, weil sie als einlagige Spulen unmittelbar übereinander gewickelt sind. Diese Anordnung wirkt wie ein Einzelkreis, bei dem die Schwingkreis Kapazität durch die Anodenkapazität der einen und die Gitterkapazität der anderen Röhre gebildet wird. Diese Anordnung hat den Vorteil, daß keine Koppelkapazitäten zwischen den Stufen erforderlich sind. Zusammen mit den bei solchen Schaltungen ebenfalls erforderlichen Gitterwiderständen ergeben sich leicht sekundäre Störeffekte beim Auftreten von Störimpulsen, die bei der gewählten induktiven Kopplung nicht wirksam werden.

Für die Tontreppe und die Schwächung der Nachbarbild- und Nachbartröner genügt die durch die Kopplungskreise erreichte Frequenzkurve allein noch nicht. Deshalb koppelt man noch sogenannte „Fallen“ induktiv an die einzelnen Kreise, und zwar zwei für den eigenen Tonträger und je einen für Nachbartröner- und Nachbarbildträger (Tab. III).

Bildgleichrichter und automatische Verstärkungsregelung

Der Bildgleichrichter unterscheidet sich in seiner Wirkungsweise kaum von den Anordnungen in Rundfunkempfängern. Es wird eine Germaniumdiode DS 1606 benutzt. Diese Germaniumdiode soll niederohmig sein und hat daher eine niedrige Sperrspannung. Bei Dioden mit hoher Sperrspannung ist der Wirkungsgrad schlechter, und es können Verzerrungen der impulsförmigen Modulation des Bildinhalts auftreten. Der Richtwiderstand ist wegen der hohen Grenzfrequenz nur 3 kOhm groß. Zur Ableitung der HF bzw. ZF dient ein 5-pF-Kondensator. Die Spulen L_{14} und L_{15} dienen zur Korrektur des Frequenzganges bei den hohen Videofrequenzen. Die automatische Verstärkungsregelung (AVR) hat im Fernsehempfänger ganz andere Aufgaben als im Rundfunkempfänger zu erfüllen. Es muß eine große Regelsteilheit vorhanden sein, um große Feldstärkeunterschiede auszugleichen. Die Zeitkonstante der Regelung soll möglichst kurz sein, damit schnelle Feldstärkeänderungen unmerkbar werden. Schließlich soll die Regelung nicht auf kurzzeitliche Störungen ansprechen. Selbstverständlich darf die Regelung nicht durch die Synchronimpulse ausgelöst werden, so daß wegen der erforder-

lichen Siebung die Regelzeitkonstante zwischen 0,1 und 0,5 s liegt

Bei vorliegender Schaltung werden die 3 Röhren EF 94 des ZF-Verstärkers und das erste System der Kaskode-Vorstufe im Kanalwähler mit getrennten Regelspannungen versorgt. Die Regelung des ZF-Verstärkers erfolgt mit der am Richtwiderstand des Bildgleichrichters abfallenden Spannung. Diese Spannung entspricht dem Mittelwert der Bildmodulation, ist also vom Bildinhalt abhängig, d. h., sie ist

Der Aufbau

An dieser Stelle ist es angebracht, schon einiges über den Aufbau zu sagen. Abb. 8-II zeigt die Verdrahtung von unten. Links ist der Kanalwähler zu sehen. Unterhalb des Kanalwählers liegt eine Lötösenleiste, darüber, gut auseinandergezogen, die vier Fassungen für die Röhren EF 94 und EF 80. Daran schließt sich rechts die Fassung für die Video-Endröhre PL 83 an. Unmittelbar neben dem Kanalwähler liegt der Tonverstärker.

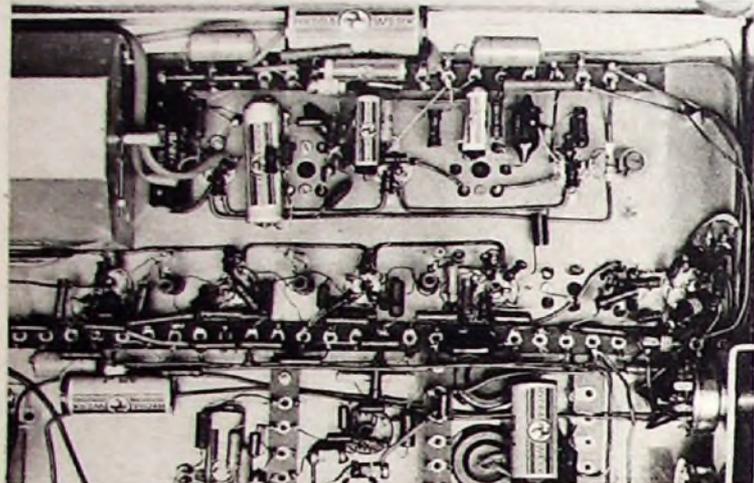


Abb. 8-II. Die Verdrahtung des ZF-Verstärkers oberhalb der Lötösenleiste und darüber der Tonverstärker

bei dunklen Bildern groß, bei hellen Bildern klein. Damit würde sich der Kontrast mit dem Bildinhalt ändern, was insbesondere bei dunklen Bildern ungünstig ist. Nun verläuft aber die Regelkennlinie des ZF-Verstärkers bis etwa 3,5 V negativer Vorspannung sehr flach, so daß kaum geregelt wird, und ist erst im unteren Kennlinienknick steil. Die hier auftretenden Verzerrungen schaden im Gegensatz zum Rundfunkempfänger nicht, wo man Regelkennlinien mit sanft gekrümmtem Verlauf benötigt. Deshalb benutzt man im ZF-Verstärker keine Regelröhren.

Die kleine Regelsteilheit des ZF-Verstärkers birgt bei großen Feldstärken die Gefahr von Obersteuerungen in sich. Um sie zu verhindern erhält die Vorstufe im Kanalwähler eine getrennte, durch Spitzengleichrichtung in der Germaniumdiode DS 1607 gewonnene Regelspannung. Da sie aus den Synchronimpulsen, die bei unserer Norm (Negativmodulation) 100% des Trägerwertes entsprechen, abgeleitet wird, ist sie unabhängig vom Bildinhalt. Um eine möglichst hohe Regelspannung und damit eine steile Regelung zu haben, fügt man die in der Diode DS 1607 erhaltene Spannung der am Richtwiderstand des Bildgleichrichters entstehenden Spannung zu, so daß etwas weniger als die doppelte Regelspannung wie bei einer Diode allein zur Verfügung steht. Über einen Widerstand von 100 k Ω erfolgt eine Entkopplung, um den letzten Kreis des ZF-Verstärkers nicht zu stark durch die zwei Dioden zu belasten. Ein 10-pF-Kondensator sorgt für die Ableitung der ZF, während das Siebglied 300 k Ω und 0,25 μ F die Regelzeitkonstante bestimmt.

Die Regelung ist aber immer noch nicht ideal, denn je besser sie ist, desto kleiner ist die Ausgangsspannung und um so schlechter der Kontrast. Andererseits soll aber der Kontrast möglichst unabhängig von der Eingangsspannung sein. Man muß daher für einen verzögerten Einsatz der Regelspannung sorgen. Dazu dient die Diode DS 160, die über einen 15-M Ω -Widerstand an der positiven Betriebsspannung liegt, so daß die Regelspannung bei kleinen Werten kurzgeschlossen ist und erst zu wirken beginnt, wenn eine gewisse Mindestspannung erreicht ist.

Der Aufbau des ZF-Verstärkers ist insofern interessant, als in ihm bis auf den Kreis und die Teile hinter der EF 80 nichts abgeschirmt ist. Die Spulen sind auf dünne Trolitalkörper gewickelt und unmittelbar auf das Chassis geklebt. Die Spulen sind deutlich zu erkennen. Diese Anordnung erleichtert den Aufbau und den Abgleich ungemein. Schwingneigung ist nicht vorhanden, selbst wenn einzelne Kreise sich beim Abgleich in der Frequenz zufällig zu nahe kommen. Kritisch in dieser Beziehung ist allerdings der letzte Kreis. Er wurde da-

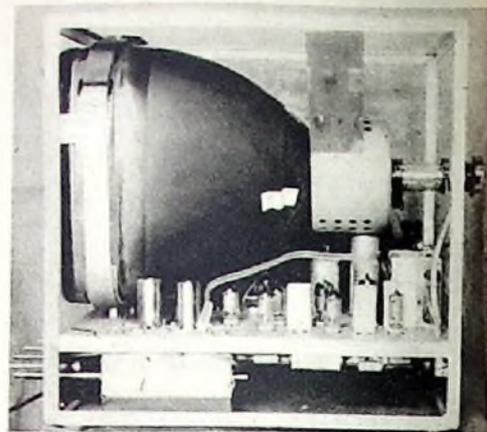


Abb. 9-II. Rechte Seitenansicht des Fernsehempfängers mit Kanalwähler, ZF- und Tonteil

her zusammen mit den Dioden DS 1606 und DS 1607 in einem Abschirmbecher oberhalb des Chassis untergebracht, wodurch sich eine saubere räumliche Trennung ergibt. Wie kritisch diese Teile sind, zeigt die Tatsache, daß der ZF-Verstärker ins Schwingen kommen kann, wenn man zum Abgleich einen Metallschraubenzieher benutzt. Der Abgleichsschraubenzieher muß deshalb unbedingt aus Isoliermaterial bestehen, wenigstens dort, wo er in das Spulenröhren zum Abgleich eingeführt wird. Ein Metallschraubenzieher würde ohnehin eine zu große Verstimmung hervorrufen. Die Anordnung ist so getroffen, daß die ZF-Kreise in Chassisnähe und die Fallen außen auf den Röhren angebracht sind. Die genauen Daten folgen später. Die Fallen lassen sich so leicht verschieben. Die gewählte Anordnung erlaubt kürzeste Verbindungen und dabei trotzdem eine übersichtliche Verdrahtung, da auf der Lötösenleiste genügend Stützpunkte zur Verfügung stehen. Abb. 9-II zeigt eine Seitenansicht des Gerätes. Der breite Becher rechts (hinter einer Röhre) enthält die zur EF 80 und zum Bildgleichrichter gehörenden Kreisspulen und sonstige Einzelteile. (Wird fortgesetzt)

Braun „combi“

Die Firma Max Braun, Frankfurt a. Main, brachte kürzlich einen neuen leistungsstarken Koffersuper mit eingebautem Phonoteil für 17-cm-Platten heraus. Mit den Abmessungen von 306x279x124 mm und einem Gewicht von nur 4,4 kg mit Batterien ist er das kleinste und leichteste Gerät seiner Art auf dem Weltmarkt. Die zeitlos moderne Form



hat einer der bekanntesten deutschen Formgestalter geschaffen und ist mit der in leichten grauen Tönen gehaltenen Farbgebung eine gelungene und harmonische Lösung. Der Empfänger ist ein 6-Kreis-4-Röhren-Super für M und L mit der Röhrenbestückung DK 96, DF 96, DAF 96, DL 94. Die Stromversorgung erfolgt durch Batterien oder den eingebauten Netzteil. Für Batteriebetrieb sind eine 90-V-Anodenbatterie, zwei Monozellen für die Heizung und drei Babyzellen für den Motor erforderlich. Bei Phonobetrieb sind die parallelliegenden Monozellen in Serie mit

den Babyzellen geschaltet, um die Betriebsspannung für den Motor von 4,5 auf 6 V zu erhöhen. Gleichzeitig werden die Misch- und die ZF-Röhre automatisch abgeschaltet. Der Netzteil für 117, 150 und 220 V Wechselstrom ist organisch eingebaut. Beim Netzbetrieb bleiben die Batterien im Gerät, da sie zur Verringerung der Brummspannung beitragen. Außerdem werden die Batterien bei Netzbetrieb nachgeladen, sobald ihre Betriebsspannung unter einen bestimmten Wert gesunken ist, wodurch sich die Lebensdauer um 50% und mehr verlängert. Das Umschalten auf Netzbetrieb erfolgt durch Tastendruck.

Durch optimale Dimensionierung der Ferritantenne und der Mikrobandfilter mit Glockenkernen (beide aus „Keraperm 03 196“) erreichen die Mikrobandfilter eine Güte von 140 und der Eingangskreis von 120, sie geben damit dem Gerät eine Mischempfindlichkeit von 70 μ V. Die Gesamt-Durchlaßkurve ergibt eine Bandbreite von 3,5 kHz und eine Trennschärfe von 1:100 für \pm 9 kHz.

Um eine große Endleistung zu erreichen, ist der NF-Teil mit der DL 94 bestückt. Der Ovaleutsprecher 8x13 cm strahlt seitlich und nach hinten. Bei Rundfunkempfang arbeitet das Pentodensystem der DAF 96 als hochverstärkende Pentode, die bei Phonobetrieb als verzerrungsarme Triode umgeschaltet wird, so daß sich auch für die Schallplatten-Wiedergabe ein gut ausgewogenes Klangbild ergibt. Den Plattenteller treibt ein kleiner permanent-magnetischer Motor mit einer Stromaufnahme von nur etwa 20 mA bei 4 V Betriebsspannung (0,08 W) an. Das Phono-Chassis ist elastisch aufgehängt, und der Motor wird von Federn getragen. Für guten Gleichlauf und den Ausgleich von Drehzahlchwankungen sorgen die optimal bemessene Schwungscheibe und die elektrische Drehzahlregelung.

Ein KW-Bandempfänger für SSB-AM-Empfang

Schluß aus FUNK-TECHNIK Bd 10 (1955) Nr. 14, S. 422

Die Abb. 5 gibt die Aufsicht auf das Chassis des HF-Teiles wieder. Der Aufbau erfolgt in der gleichen fortlaufenden Weise, wie es die Schaltung zeigt, was die geringsten Abschirm-schwierigkeiten bringt und die Arbeit sehr vereinfacht. Von der Seite gesehen, stellt das Chassis ein Kreuz aus Alu-Blechen dar, dadurch ergeben sich vier Sektoren. In dem vorderen oberen Sektor sieht man dann die Röhren mit den Abschirmkappen, die Antennenumschalter und zwei Regelwiderstände. In dem Abschnitt dahinter sind in einer Reihe sechs Abschirmfächer für die Kopplungsglieder, Abblockkondensatoren, Vor- und Filterwiderstände usw. eingerichtet. Die Röhrenfassungen ragen mit dem Gitter- bzw. Anodenanschluß in je eines der Fächer. An den Seitenwänden der Fächer sind Pertinaxleisten mit zahlreichen Lötösen angeschraubt, an denen die Kleinteile direkt angelötet sind, sofern sie nicht zur Röhrenfassung oder zum Chassis führen.

Hinter den Lötleisten werden die Leitungen für die Betriebsspannungen zusammengefaßt und durch das Chassis geführt, von wo sie als Kabelbaum zum Fußpunkt des Verbindungskabels gehen. Bei dieser Bauweise ist es sehr einfach, die Betriebsverhältnisse jeder Stufe nachzusehen. Abb. 6 veranschaulicht die Anordnung der Spulenrevolver, die in dem vorderen unteren Sektor Platz finden, während die Drehkondensatoren an die vertikale Trennwand angeschraubt sind. Nahe dem Chassiskreuzungspunkt laufen alle wichtigen Leitungen mit kurzen Verbindungen zusammen. Durch diese Vier-Sektoren-Montage ließen sich die Spulenanschlüsse von der Revolverassemblieschiene, die Drehkondensatorenanschlüsse, die Gitter- und Anodenanschlüsse der Röhren sowie einige wichtige Kopplungs- und Abblockkondensatoren sehr dicht zusammenführen und Verluste und Selbsterrregung vermeiden. Abb. 6 läßt oben noch den Stabilisator und das erste 5,3-MHz-ZF-Filter erkennen.

Die Aufsicht auf den ZF-Teil, das mittlere Chassis, zeigt Abb. 7. Man erkennt, wie raumsparend und doch einfach und vollkommen in der Abschirmung sich der Aufbau unter Verwendung der Röhren RV 12 P 2000 ausführen läßt. Hier ist die Stufenfolge ähnlich wie in der Schaltung (Abb. 2), jedoch von rechts nach links laufend. Rechts unten sieht man die drei Filter für 5,3 MHz, die umgebaute US-Typen sind. Die Abschirmungen können ebenso einfach durch Lösen zweier Schrauben abgenommen werden, wie es bei den sechs Filterbehältern (für 352 kHz) der Fall ist, die anschließend zu erkennen sind. Die 352-kHz-Filter tragen Topfspulen, die auf einen 10 mm starken Pertinaxblock geschraubt sind, der auch genügend isolierte Lötösen für die keramischen Kondensatoren und die zahlreichen

Abgriffe trägt. Der links erkennbare abgeschirmte Vierfachdrehkondensator ist ein Originaltyp für dieses Doppelquarzfilter. Rotoren und Stator sind durch Calit isoliert. Zwei Rotoren sind um 180° versetzt zu den anderen angebracht. Dadurch läßt sich die zur Bandbreiteneinstellung gewünschte Verstimmung der ZF-Kreise erreichen. Auf Abb. 8 erkennt man die Löt- und Schraubleisten unter dem ZF-Chassis, mit denen sich eine übersichtliche und mechanisch stabile Verdrahtung ergibt. Schließlich stellt Abb. 9 links den Netzteil mit der HF-Doppeldrossel und rechts den NF-Teil mit dem Lautsprecher in der Mitte dar. Dieser Empfänger hat sich während seiner zweijährigen Betriebszeit sehr gut bewährt, und es ist der großen Empfindlichkeit und Trennschärfe zuzuschreiben, daß der Verfasser den vorher benutzten Superhet üblicher Bauart jetzt kaum noch eingeschaltet hat.

Das Doppel-Quarzfilter

Bei der Beschreibung des Empfängers wurde schon darauf hingewiesen, daß ein zeitgemäßer AM-Empfänger die Möglichkeit bieten soll, ein u. U. gestörtes Seitenband abzuschneiden. Die Flankensteilheit der ZF-Resonanzkurve soll deshalb so groß wie möglich sein. Wenn man sich auf drei HF-Kreise beschränken und nicht eine zu hohe ZF wählen will, muß man dann doppelte Überlagerung anwenden (vgl. Empfänger „Köln“). Man kann als 2. ZF eine Frequenz von 300 bis 500 kHz nehmen, wenn die 1. ZF 5- bis 10mal höher liegt und der 2. ZF-Teil über eine ausreichende Trennschärfe (Weitabselektion) verfügt, wie es bei dem hier beschriebenen Empfänger der Fall ist. Kann man bei der genannten 2. ZF nicht die erforderliche Trennschärfe erhalten, so muß man die ZF auf etwa 50 bis 100 kHz legen. Dann ist aber zweifache Überlagerung nicht mehr ratsam, da die Spiegelfrequenz der 2. ZF im 1. ZF-Teil unbedingt durchschlagen und Doppelempfang hervorrufen würde. So kommt man also zur Dreifachüberlagerung. Dabei besteht jedoch die Gefahr, daß durchschlagende Oberwellen der einzelnen Oszillatoren und Mischfrequenzen Überlagerungen starker Signale ergeben und bei einer der verschiedenen Zwischenfrequenzen zu Störempfang führen. Man kann eine Überraschung erleben, wenn man einen solchen Empfänger einmal an einen Meßsender anschließt und ein 1...10-mV-Signal im Bereich 0,1 bis 100 MHz zuführt. Oft ist dann nicht viel von der erhofften Eindeutigkeit des Dreifachsuperhets zu erkennen.

Ein Dreifachsuperhet äußerster Vollkommenheit wurde in der QST, März 1953, beschrieben. Hier sind allein neun Schwingkreise auf 50 kHz abgestimmt, um den Kanal für ein Seitenband zu schaffen. Die so entstehende Resonanzkurve ist als Kurve 1 in Abb. 10

dargestellt. Bei dem gleichen Empfänger ist der parallel betriebene Trägerkanalverstärker mit noch mehr Kreisen ausgestattet. Der Träger kann durch umschaltbare Oszillatoren auf die eine oder andere Seite des Seitenbandkanals gelegt werden. Die kombinierte Bandbreite ist etwa 3 kHz. Eine Veränderung der Bandbreite ist nicht vorgesehen und wohl auch überflüssig, da für CW-Empfang nur der Trägerkanal benutzt wird. Der materielle Aufwand ist beachtlich, und die Herstellung eines solchen Gerätes ist nicht einfach.

Ein weiterer Weg zum Erreichen der gewünschten Resonanzkurve ist die Verwendung eines mechanischen Filters (Magnetostraktion), wie es die Firma Collins (USA) baut, in einem Doppelsuperhet. Die erwünschte ZF-Selektion läßt sich hier mit einer ZF von 455 kHz erreichen. Der Verlauf der Resonanzkurve ist als Kurve 2 in Abb. 10 dargestellt. Wenn man die Kurven verschiedenster Empfänger vergleicht, wie sie besonders von US-Firmen oft veröffentlicht werden, so zeigt das mechanische Filter für eine bei 3 dB gleiche Durchlaßbereichbreite schon bei 60 dB Abfall eine 2- bis 3mal geringere Bandbreite als andere

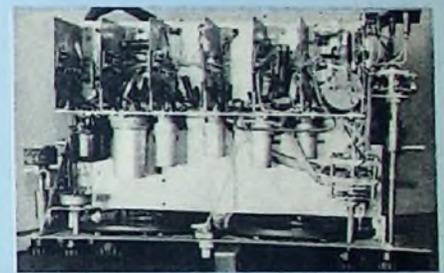


Abb. 5. Aufsicht auf das Chassis

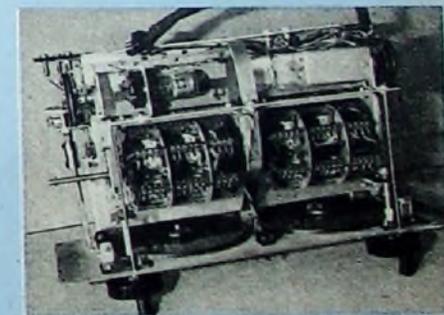


Abb. 6. Blick auf den Spulenrevolver

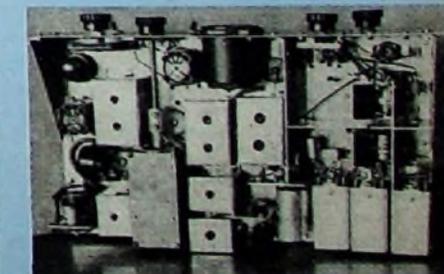
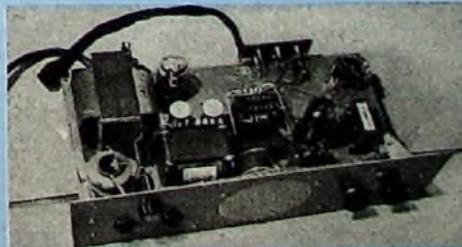
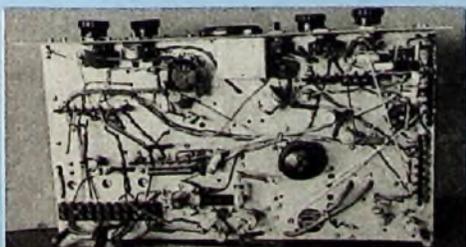


Abb. 7. Ansicht des ZF-Teiles

Abb. 8 (links außen). Untersicht des ZF-Chassis

Abb. 9 (links). Ansicht des Netz- und des NF-Teiles



Empfänger; das ist als außerordentlicher Fortschritt anzusehen.

Der flache Verlauf im Durchlaßbereich ermöglicht auch die gewünschte Einstellung von Träger- und Einseitenbandempfang, während die Resonanzkurven der meistens gebauten Q-5er hierfür zu spitz sind.

Vom Verfasser wurde ein Doppel-Quarzfilter, ähnlich dem in den deutschen ex-Wehrmachtgeräten „E 52 Köln“ und „Mittelwellenempfänger C“, verwendet. Alle Spulen sind auf Eisen-Topfkern gewickelt, und die ganze Anordnung wurde zunächst mit einem Brett-aufbau erprobt. Das Quarzfilter arbeitet besser als das des Empfängers „Köln“, da hier die Frequenz nur 352 kHz ist. Außerdem haben die ZF-Spulenkörper des „Köln“ zu kleine Abschirmkappen, dadurch sinkt — nach Messungen am Leitwertmesser „VLU“ — der Resonanzwiderstand der ZF-Kreise um 50%, und für die gleiche Induktivität sind 30% mehr Windungen nötig. Die Kurve 3 der

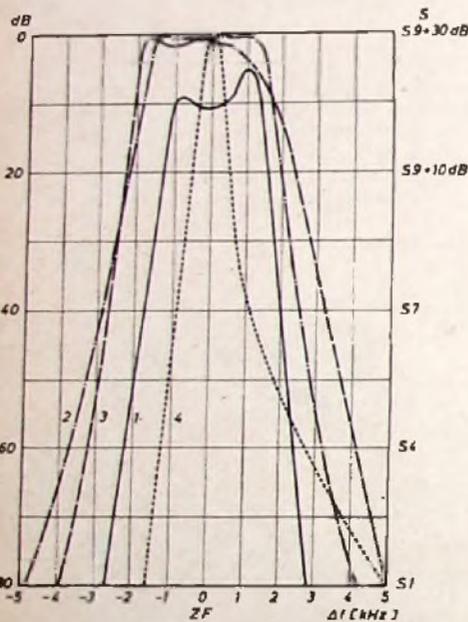


Abb. 10. Resonanzkurven verschiedener ZF-Verstärker: 1) 9 abgestimmte ZF-Kreise bei 50 kHz, ARRL-Konstruktion, Seitenbandkanal (QST, März 1953); 2) mechanisches Filter bei 455 kHz, Collins „75a3“ (QST, Februar 1953); 3) Doppel-Q-Filter, 3,5 kHz Bandbreite bei 352 kHz, max. Bandbreite; 4) Doppel-Q-Filter, 0,4 kHz Bandbreite bei 352 kHz, min. Bandbreite

Abb. 10 gibt den Resonanzverlauf für die größte eingestellte Bandbreite wieder. Die Bandbreite bei 3 dB wie auch die bei 60 dB Dämpfung ist etwa gleich derjenigen des mechanischen Filters. Es ist nicht unbedingt ein Nachteil, daß die beiden Flanken eine verschiedene Steilheit aufweisen, da so auf der flacheren Flanke auch NBFM aufgenommen werden kann. Das Doppel-Quarzfilter hat einige Vorteile gegenüber dem mechanischen Filter, die besonders für den Amateur von großem Wert sind. Man kann ein solches Filter selbst bauen und zum Abgleichen den BFO als Meßsender und die Regelautomatik mit dem S-Meter als Indikator für die Abstimmung nehmen. Man braucht für CW nicht noch ein anderes, mechanisches Filter, da die Bandbreite von etwa 3,5 kHz kontinuierlich auf 0,4 kHz vermindert werden kann. Keine zusätzlichen Maßnahmen der Nachstellung der ZF-Verstärkung sind erforderlich, wie es oft bei Q-5ern der Fall ist, wenn die Bandbreite geändert wird. Gegenüber dem üblichen einfachen Quarzfilter besteht noch der Vorteil, daß keine zeitraubende und kritische Einstellung des Phasencondensators vorgenommen zu werden braucht, die beiden Kondensatoren sind nur einmalig beim Abgleich einzustellen.

Wegen der flachen Kuppe der Kurve bzw. der nicht eindeutig scharfen ZF-Resonanz können Störungen aller Art und schnell gegebene Morsezeichen nicht zu langsam abklingenden Ein- und Ausschwingvorgängen, d. h. zu verwaschenen Zeichen und hohem Störpegel, führen, wie es bei den normalen Q-Filtern mit 20 bis 200 Hz Bandbreite vorkommt.

Abb. 11 zeigt eine etwas abgeänderte Schaltung des Doppel-Q-Filters, um auch denen den Nachbau zu erleichtern, die nicht mehr den speziellen Vierfachdrehkondensator mit um 180° versetzten Rotoren erhalten können. Hier liegen alle vier Rotoren der Drehkos für die Bandbreiteregelung an Masse. Von handelsüblichen UKW-Drehkondensatoren kann man zwei Zweifachtypen kuppeln. Die zwei Quarzfilter liegen in Brückenschaltung hintereinander, dadurch multipliziert sich der Effekt. Der Unterschied gegenüber der üblichen Schaltung ist nun hauptsächlich der, daß durch geeignete Anzapfungen für die Quarze, die Röhrenelektroden und den Erdungspunkt eine solche Anpassung gefunden wird, daß die steilen Spitzen der Quarzresonanzen nicht mehr über die der Abstimmkreise hinausragen und damit den flachen Durchlaßbereich ergeben. Mit den Phasencondensatoren können die Fußpunkte der Resonanzkurve — für günstigste Flankensteilheit und Bandbreite — auf etwa -80 dB festgelegt werden. Durch leichte Verstimmung der übrigen ZF-Kreise läßt sich dann der flache Durchlaßbereich einstellen. In Abb. 11 sind die vom Verfasser benutzten Spulenanzapfungen in % der ZF-Kreis-Induktivität (etwa 0,8 mH) angegeben. Andere Anzapfungen mögen aber vielleicht noch bessere Ergebnisse bringen. Weil der Erdungspunkt an den Spulen tief liegt, können recht große Trimmer als Phasencondensatoren benutzt werden. Der genaue Wert hängt je-

sind zwei Röhren großer Verstärkung und Steilheit vorzuziehen (Selbsterregung). Weitere ZF- und NF-Selektionsmittel sowie auch Dreifachüberlagerung sind nicht mehr nötig. Die Abschirmung und Entkopplung der zugeführten Betriebsspannungen muß verständlicherweise sehr gut sein, die Energie umgeht sonst über Streukopplungen die Filter, und alle Bestrebungen und der Aufwand sind illusorisch. Die Bandbreitereinstellung erfolgt ebenso durch Verstimmen der ZF-Kreise wie beim alten Einfach-Q-Filter. Beim Wegstimmen der Kreise von der Quarzfrequenz erhöht sich die Trennschärfe, weil die Quarze weniger gedämpft werden. Der Verstärkungsverlust, bedingt durch die verstimmten Kreise, wird durch verminderte Quarzdämpfung wieder ausgeglichen. Bei Änderung der Bandbreite bleibt die Verstärkung konstant.

Diese Anordnung läßt sich auch zum Empfang von SSB-Sendungen benutzen. Mit dem BFO kann man den evtl. senderseitig unterdrückten Träger wieder dem empfangenen Seitenband hinzufügen, jedoch nur dann, wenn die Oszillatoren genügend frequenzstabil sind.

Man sieht also, daß ein solches Doppel-Q-Filter durchaus mit dem heute so berühmten mechanischen Filter Schritt halten kann. Leider standen dem Verfasser keine Vergleichsdaten des MW-Empfängers „C“ zur Verfügung. Wer es sich leisten kann, tut gewiß gut, wie bei den Collins-Empfängern „75a1“ ... „75a3“ den 1. Oszillator mit Quarzsteuerung zu versehen und die HF-Stufen und die 1. ZF-Kreise zusammen mit dem 2. Oszillator abzustimmen, was allerdings nicht leicht durchzuführen ist.

Trotz des hohen L/C-Verhältnisses der Kreise bei dem vom Verfasser gebauten Empfänger ist auf 14 MHz die Frequenzwanderung während der ersten 10 Minuten nach dem

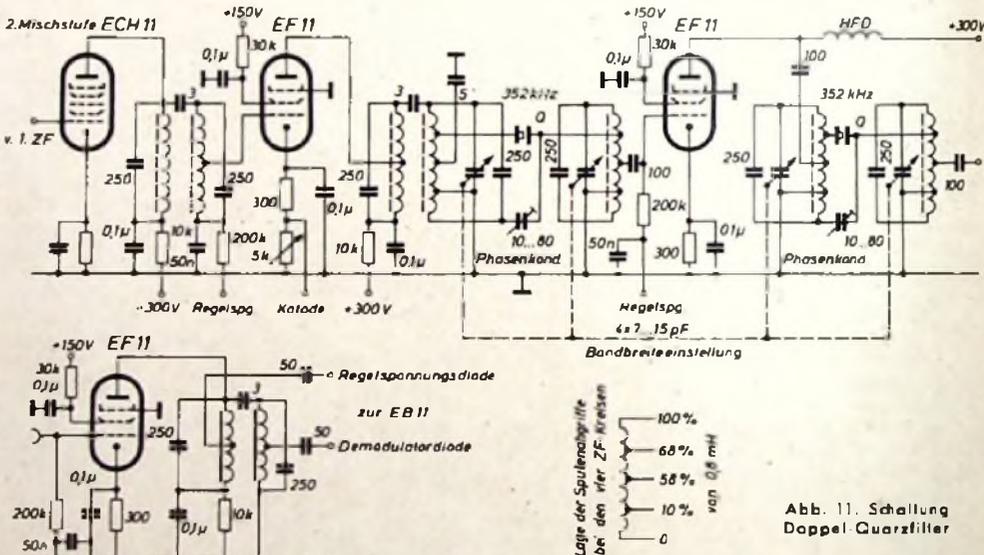


Abb. 11. Schaltung Doppel-Quarzfilter

Einschalten nur etwa 5 kHz und weitere 5 kHz während der folgenden zwei Stunden

doch auch von der Quarz- und Quarzhalterkapazität ab. Das Abgleichen sollte unbedingt schrittweise, von rückwärts beginnend, durchgeführt werden, da man bei solchen Selektionsmitteln auch ein starkes Meßsendersignal nicht durch falsch abgestimmte Kreise hindurchzwingen kann. Zum Vorabgleich ist es ratsam, zunächst die Quarze durch Kondensatoren gleicher Kapazität zu ersetzen, um leichter die Kreise abstimmen zu können. Die Abstimmung soll mindestens in den Regelbereich der Spulenkern fallen. Das Filter läßt sich natürlich bei ZF-Werten von 1000 bis 100 kHz mit Quarzen etwa gleicher Frequenz (± 1 kHz) aufbauen. Regelpentoden mittlerer Stellheit sind völlig ausreichend. Drei solche Röhren

Nach Erscheinen des ersten Teiles teilt der in Australien lebende Verfasser ergänzend mit, daß in der in Heft 15, S. 421, Abb. 1, veröffentlichten Schaltung zweckmäßigerweise bei dem 1 MHz-Quarz-Eichfrequenzgenerator ein 15-pF-Kondensator zwischen Anode der Triode und Erde (Chassis) zu legen ist. Ferner ist die 300-V-Anodenspannung für den STV 150/20 über den 7-kOhm-Widerstand günstiger direkt vor dem Empfangs-Sende-Schalter abzunehmen, damit beim Sendebetrieb der Stabilisator und auch der erste Oszillator weiterarbeiten, d. h. nur die Vorstufen abgeschaltet werden. In Abb. 2 führt der 200-kOhm-Widerstand der Gitterspule in der letzten ZF-Stufe (RV 12 P 2001) nicht zu +300 V, sondern zur Leitung d.

15-Watt-Mischpultverstärker mit UKW »DIWEFON 15/55«

Eingang:
 2 Mikrofonengänge, je 4 mV an 1 M Ω , umblendbarer Tonabnehmer- und Tonbandeingang, je 300 mV an 1 M Ω , Rundfunkingang 3 V an 0,15 M Ω
Frequenzbereich: 40...15 000 Hz
Anhebung der Tiefen und Höhen: 20 dB
Gegenkopplung: 1:6
Aussteuerungskontrolle: EM 85
Ausgangs impedanzen: 6, 15, 200, 1000 Ω
Ausgangsleistung: 15 W
Klirrfaktor: 4%
Netzspannungen: 110 V, 125 V, 220 V ~
Leistungsaufnahme: 60 W (ohne UKW)
Röhren: EF 804, ECC 82, ECC 83, 2 x EL 84, EM 85
Selengleichrichter: B 300 C 100 M

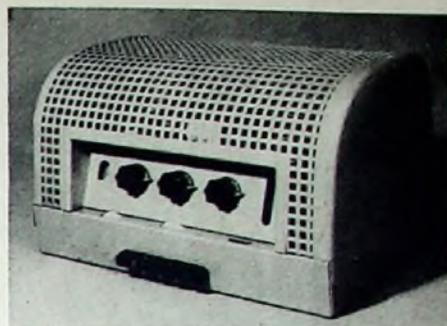
Schaltungstechnische Einzelheiten

Der Mischpultverstärker ist fünfstufig und liefert eine maximale Ausgangsleistung von 15 Watt. Höhen und Tiefen lassen sich um je 20 dB anheben.

Als Mikrofon-Verstärkerröhre dient die brumm- und klingarme EF 804. Die beiden Mikrofoneingänge B 2 und B 3 können mit Hilfe des Potentiometers P 2 umgeblendet werden. C 3, C 4 und C 25 halten P 2 gleichstromfrei. Die Gittervorspannung entsteht durch Spannungsabfall des Gitteranlaufstromes an R 3 (10 M Ω). Es ist sehr wichtig, für einwandfreie Entkopplung des Mikrofon-Vorverstärkers zu sorgen. In der Anodenspannungsleitung liegt deshalb das Siebglied R 6, C 9. Das Schirmgitter der EF 804 ist durch 0,1 μ F entkoppelt. Anoden- und Schirmgitterspannung der EF 804 werden durch die Kontakte 18—19 unterbrochen, wenn der Verstärker auf Rundfunk-, UKW-, Tonabnehmer- oder Tonbandübertragung geschaltet ist.

In der nachfolgenden Mischstufe mit der ECC 82 lassen sich drei verschiedene Tonkanäle mischen und überblenden. Während an das Gitter des einen Triodensystems die in der EF 804 verstärkten Mikrofonspannungen der Eingänge B 2 und B 3 gelangen, kommen zum Gitter der zweiten Triode die durch P 3 geregelten und überblendeten Tonfrequenzspannungen der Eingangsbuchsen B 4 und B 5. Die Anoden beider Systeme sind zusammengeschaltet und mit dem Rundfunkkanal verbunden. Er wird an B 1 angeschlossen, mit P 1 geregelt und über die Entkopplungsglieder R 2, C 7 gegen Rückwirkungen gesichert.

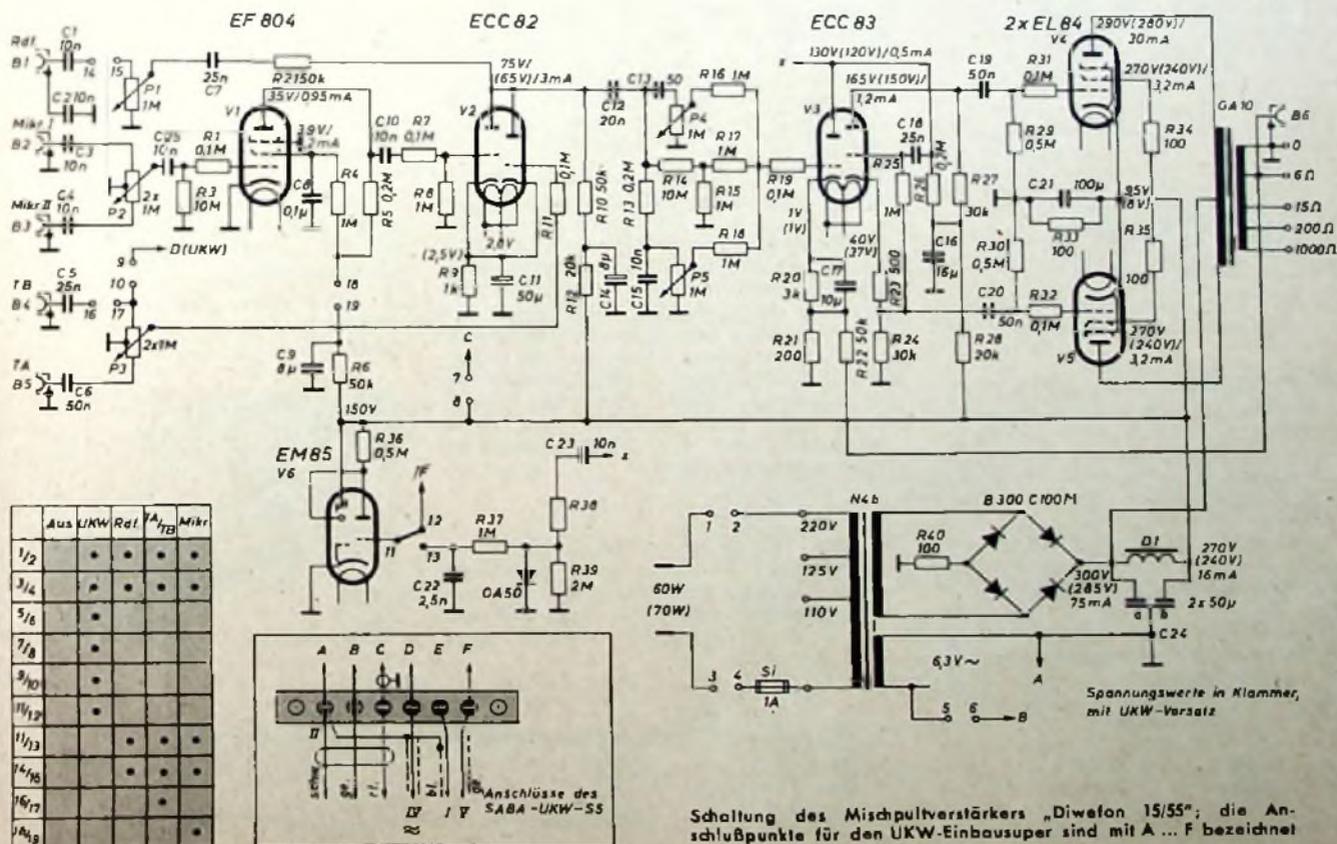
Das erste System der nachfolgenden Duo-triode ECC 83 arbeitet als NF-Vorver-



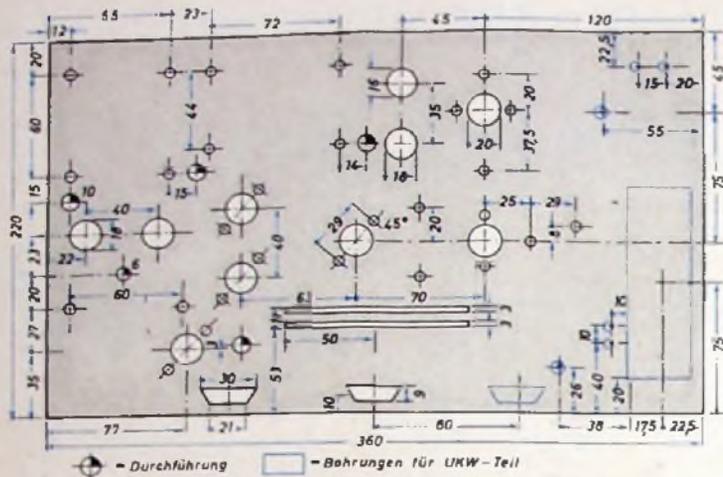
Außenansicht des formschönen Mischpultverstärkers. Skala und Abstimmknopf für den UKW-Teil, der später eingebaut wird, fehlen noch

stärker und ist auf der Eingangsseite mit zwei Entzerrungsgliedern ausgestattet. Die Mitten sind gleichmäßig gedämpft, während die Höhen und Tiefen mit Hilfe der Potentiometer P 4 und P 5 zu regeln sind. Der Katodenwiderstand dieser Stufe ist in zwei Einzelwiderstände (R 20, R 21) aufgeteilt, um die Gegenkopplungsspannung einspeisen zu können. Das zweite System der ECC 83 ist als Phasenumkehr-röhre nach dem Katodyn-Prinzip geschaltet. Die Anodenspannungen beider Trioden werden durch das gemeinsame RC-Glied R 28, C 16 zusätzlich gesiebt. Der Gegentakt-Endverstärker mit den Pentoden 2 x EL 84 arbeitet in AB-Einstellung, die ein wirtschaftliches Arbeiten gestattet. Der Gegentakt-Ausgangsüber-träger »GA 10« (Engel) hat sekundärseitig Ausgänge für 6, 15, 200 und 1000 Ohm. Er liefert gleichzeitig die an der 6-Ohm-Anzapfung abgegriffene Gegenkopplungsspannung.

Unter den Mischpultverstärkern gehört der 15-Watt-Typ zu jenen Geräten, die man auch für den Heimgebrauch gut verwenden kann. Darüber hinaus ist er vor allem in kleineren Gaststätten, Gewerbebetrieben aller Art und als Zentrale für Betriebslautsprecheranlagen hervorragend geeignet. Mit dieser Konstruktion stellen wir einen ganz modernen Verstärker vor, der durch Einbau eines UKW-Supers und verschiedene Umblend-möglichkeiten vielseitig zu verwenden ist. Ein besonderer Vorzug ist die einfache Bedienung, die weitgehend an die in Rundfunkgeräten üblichen Verfahren angeglichen wurde. Drucktastenschaltung und zweckmäßige Anordnung der Bedienungsknöpfe für Klangfarberegulierung und Abstimmung schließen Fehlbedien-ung auch durch Laien weitgehend aus.



Schaltung des Mischpultverstärkers »Diwefon 15/55«; die Anschlusspunkte für den UKW-Einbausuper sind mit A...F bezeichnet

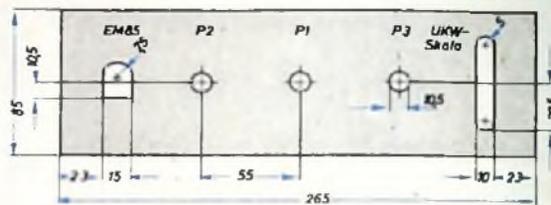


Bohrschablone für die Montageplatte



Frontseite

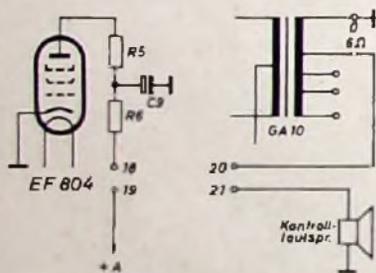
Ausschnitte für das Drucktastenaggregat an der Frontplatte



Bohrungen und Ausschnitte an der Bedienungsplatte

Zur Aussteuerungskontrolle dient die Anzeigeröhre EM 85. Die Steuerspannung für diese Röhre wird an der Anode des ersten ECC 83-Triodensystems über 10 nF abgegriffen und gleichgerichtet (OA 50), um eine schärfere Leuchtantenneanzeige zu erhalten.

Die Schaltung des Netztes entspricht dem heutigen Standard. Als Gleichrichter in Brückenschaltung dient der Selengleichrichter B 300 C 100 M (AEG). R 40 ist Schutzwiderstand für den Fall etwaiger Kurzschlüsse. Die Anodenstromsiebkette besteht aus der Netzdrossel D 1 (Engel) und aus dem Doppel-Elektrolytkondensator C 24. Auf die vielfach übliche Symmetrierung des Heizkreises mit Entbrummer wurde verzichtet, da bei dem später einzubauenden UKW-Teil ein Heizfaden geerdet ist.



	Aus	UKW	Ret.	TA	Mikr.
20		*	*	*	
21					

Beispiel für Umschaltmöglichkeiten mit Drucktasten: Umschaltung des Kontrolllautsprechers

Drucktastenaggregat

Bei Verwendung eines Drucktastenaggregates (Preh) vereinfacht sich die Bedienung des Mischpultverstärkers beträchtlich. Es sind fünf Tasten für „Aus“, „UKW“, „Rundfunk“, „TA/TB“ sowie „Mikrofon“ vorhanden. Drückt man eine der Tasten, z. B. „Mikrofon“, so werden außer den Kontakten 18—19 im Anodenspannungszweig auch die Kontakte 1—2 und 3—4 im Netzstromkreis geschlossen. Bei Betriebsschluß stehen nach Drücken der „Aus“-Taste (1—2, 3—4 offen) alle Drucktasten in Ruhestellung.

Zum An- und Abschalten des UKW-Zusatzes dienen die Kontakte 5—6, 7—8, 9—10, 11—12—13. Die UKW-Tonfrequenzspannung gelangt über 9—10 zum oberen Ende von P3. Dieses Potentiometer arbeitet bei UKW als Lautstärke-regler. Die Kontakte 5—6 sowie 7—8

schalten die Heiz- und Anodenspannung für den UKW-Teil und führen zu den Anschlußpunkten B und C der UKW-Leiste. Während Anschluß A an Masse, D zum Lautstärkeregler P 3 und F zur Abstimm-anzeigeröhre EM 85 führen, wird Anschluß E für den Abgleich des UKW-Teiles benötigt (Ratio-Richtspannung). Der verwendete UKW-Einbauper Saba „UKW-S 5“ hat einen besonderen Anschluß „Anzeigespannung“, mit dem im Gerät ein 5-MOhm-Widerstand verbunden ist, der bei UKW-Empfang (11—12 geschlossen) als Gitterwiderstand für die EM 85 dient und über Anschluß F der UKW-Leiste angeschlossen wird.

Einen der großen Vorzüge des Drucktastenaggregates bildet die Kombinationsmöglichkeit der einzelnen Drucktasten. Drückt man z. B. die Tasten „UKW“ und „TA/TB“ gleichzeitig, so kann man mit P 3 von UKW auf Schallplatte oder Tonband umblenden, je nachdem, welche Tonfrequenzquelle an Buchse B 5 liegt. Betätigt man andererseits die Tasten „Mikrofon“ und „Rundfunk“, so kann man in die Rundfunkübertragung durch Betätigen des Reglers P 2 Ansagen oder Darbietungen der Mikrophone I und II wahlweise einblenden.

Das Drucktastenaggregat gestattet darüber hinaus noch weitere Schaltmöglichkeiten, die der jeweiligen Betriebsart der Anlage angepaßt werden können. So lassen sich die noch freien Kontaktsätze zum Umschalten eines Kontrolllautsprechers benutzen, der im selben Raum wie der Verstärker untergebracht ist und bei dort aufgestelltem Mikrofon zu akustischer Rückkopplung führen könnte. Über die Kontakte 20—21 kann man gleichzeitig mit dem Drücken der Taste „Mikrofon“ auch den Abhörlautsprecher außer Betrieb setzen.

Aufbau-Hinweise

Für den Mischpultverstärker wurde ein formschönes Metallgehäuse mit abgerundeten Ecken entworfen, das die Abmessungen 360×220×215 mm hat und handelsüblich bezogen werden kann

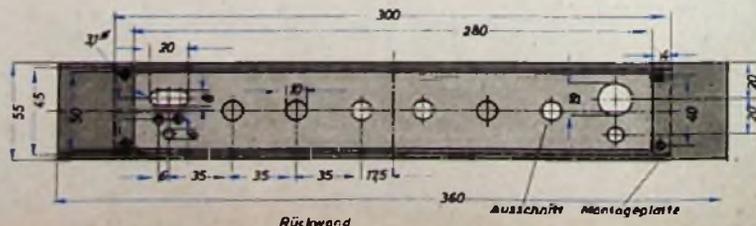
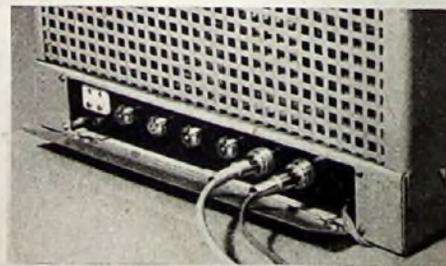
(Leistner). Die Bedienungsplatte ist ähnlich wie die Stationsskala der Rundfunkempfänger an der Frontseite eingegliedert. Die Haube läßt sich nach Lösen von je zwei Schrauben an den beiden Seiten leicht abnehmen.

Das eigentliche Chassis hat die Abmessungen 360×200×55 mm. In der Mitte der Chassisfrontseite befindet sich das Drucktastenaggregat. Darüber sind die Knopfausschnitte der Höhen- und Tiefenregler sowie der UKW-Abstimmung sichtbar.

Auf der Bedienungsplatte, die leicht nach rückwärts geneigt ist, befinden sich die Regler P 1, P 2 und P 3. Links erkennt man den Ausschnitt für die EM 85, rechts den Schlitz für die UKW-Skala.

Ein Blick von vorn auf die Montageplatte des Chassis zeigt links den Netzteil mit dem Netztransformator „N 4 b“ (Engel), der Netzdrossel „D 1“ (Engel), dem Selengleichrichter B 300 C 100 M (AEG) und dem Doppel-Elektrolytkondensator 2×50 μF, 350/385 V (NSF). Vor dem Ausgangsübertrager „GA 10“ (Engel) sieht man die beiden Gegentaktendröhren 2×EL 84, an die sich nach rechts die Phasenumkehröhre ECC 83 und die Mischröhre ECC 82 anschließen. An der Chassis-Rückseite sind die Vorverstärkeröhre EF 804 sowie neben dem Ausgangsübertrager der Doppel-Elektrolytkondensator C 8, C 14 und der 16-μF-Elko C 16 untergebracht.

In der Chassis-Rückwand befindet sich ein 280×45 mm großer Ausschnitt. Nach Aufklappen der mit kleinen Scharnieren



Maßskizze für die Kupplungsleiste an der Rückseite und Teilrücksicht von der Anschlußleiste

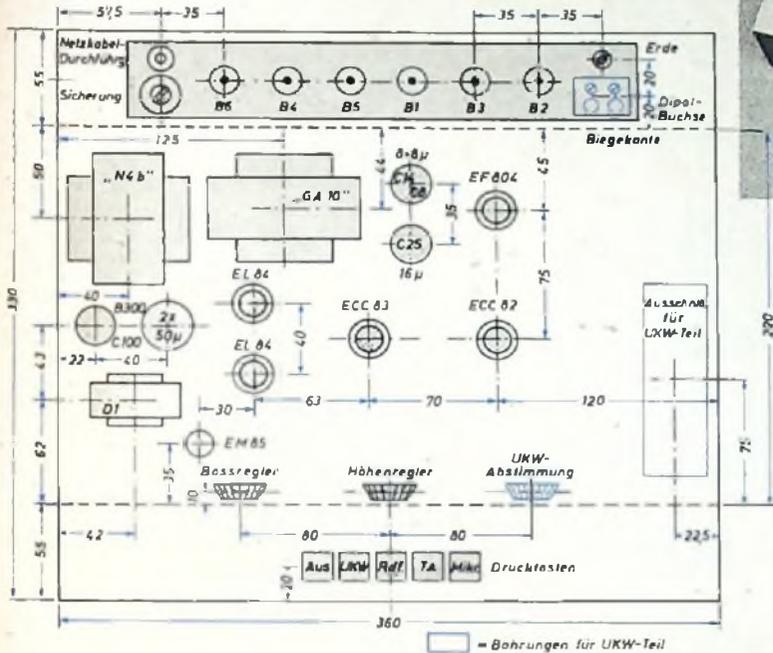
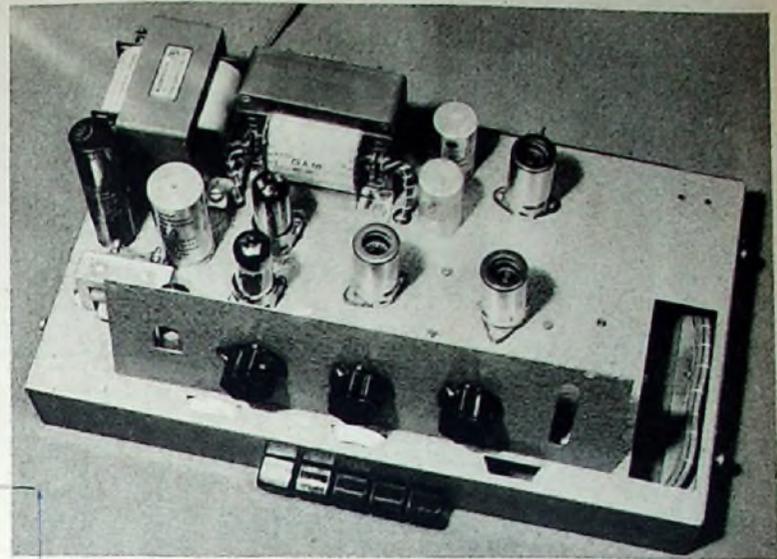
Rückwand

Ausschnitt Montageplatte

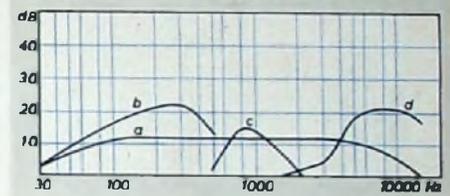
am Chassis befestigten Schutzplatte wird die 300x50 mm große Isolierstoffplatte mit der UKW-Antennenbuchse (Kathrein) und den sechs Schraubkupplungen B1... B6 (Peiker) sichtbar. Die verwendeten Peiker-Kupplungen „PK 1“ — „PK 2“ garantieren einwandfreie Kontaktgabe und schnelle Leitungsmontage.

Das Drucktastenaggregat muß sorgfältig montiert werden. Es ist mit zwei kleinen Winkeln und zwei Schrauben an der Chassis-Unterseite befestigt. Die auf der Montageplatte sichtbaren beiden Schlitz-

Chassisansicht von vorn mit Blick auf Bedienungplatte



Frequenzgang des Mischpulsverstärkers in Abhängigkeit von der H- und T-Regelung. a = Frequenzgang, b = Baßanhebung, c = Mittenanhebung, d = Höhenanhebung



Liste der Spezialteile

- 1 Netztransformator „N 4 b“ (Engel)
 - 1 Netzdrossel „D 1“ (Engel)
 - 1 Geigertakt-Ausgangsübertrager „GA 10“ (Engel)
 - 1 Selengleichrichter B 300 C 100 M (AEG)
 - 1 Elektrolytkondensator 2x 50 µF, 350/385 V (NSF)
 - 1 Elektrolytkondensator 2x 8 µF, 350/385 V (Schaleco)
 - 1 Elektrolytkondensator 16 µF, 350/385 V (NSF)
 - 3 Klelelektrolytkondensatoren 10 µF, 50 µF, 100 µF, 15/30 V (Siemens)
 - 3 Potentiometer, je 1 MΩ, 1/4 W (Preh)
 - 2 Umblendpotentiometer, je 2x 1 MΩ (Preh)
 - 6 Röhrenfassungen mit 4 Abschirmzylindern (Preh)
 - 5 abgeschirmte Kupplungen „PK 1“ und „PK 2“ (Peiker)
 - Widerstände (Dralowid)
 - Kondensatoren (Wima)
 - Drucktastenaggregat mit 5 Tasten (Preh)
 - Metallgehäuse mit Haube (Leistner)
 - Diode OA 50 (Valvo)
 - Röhren ECC 82, ECC 83, 2x EL 84 (Valvo)
 - Röhre EF 804 (Telefunken)
 - Röhre EM 85 (Lorenz)
- Die aufgeführten Spezialteile sind über den Fachhandel erhältlich

Einzelteileanordnung auf dem Chassis mit Front- und Rückseite

müssen ausgesägt werden, da das Drucktastenaggregat sonst zu tief sitzen würde. Weitere Schlitzlöcher an der Chassis-Frontseite dienen zum Durchführen der Tastenhebel. Die Tastenknöpfe müssen dazu abgelöst werden. Sie lassen sich leicht abziehen, wenn man sie etwas erwärmt. An der Chassis-Unterseite sind ferner die Regler P4, P5 mit Hilfe kleiner Montagewinkel befestigt. Die Montageschrauben sollen versenkt werden. Ferner sei noch darauf hingewiesen, daß die Isolierstoff-Montageplatte für die Buchsen B1... B6 nicht unmittelbar an der Chassis-Rückwand, sondern unter Zwischenlage kleiner Abstandsrollchen in etwa 15 mm Entfernung angebracht ist.

len und einseitig zu erden. Diese Leitungen liegen unterhalb der großen Pertinaxleiste. Einige störempfindliche Leitungen, die im Schaltbild entsprechend gekennzeichnet sind, werden abgeschirmt. Die Betriebsspannungen werden zunächst an zwei Hartpapier-Lötleisten und von dort aus den einzelnen Stufen zugeführt. Aus Abschirmungsgründen besteht die abnehmbare Bodenplatte gleichfalls aus Metall. Das Gehäuse ist handelsüblich in dieser Ausführung erhältlich.

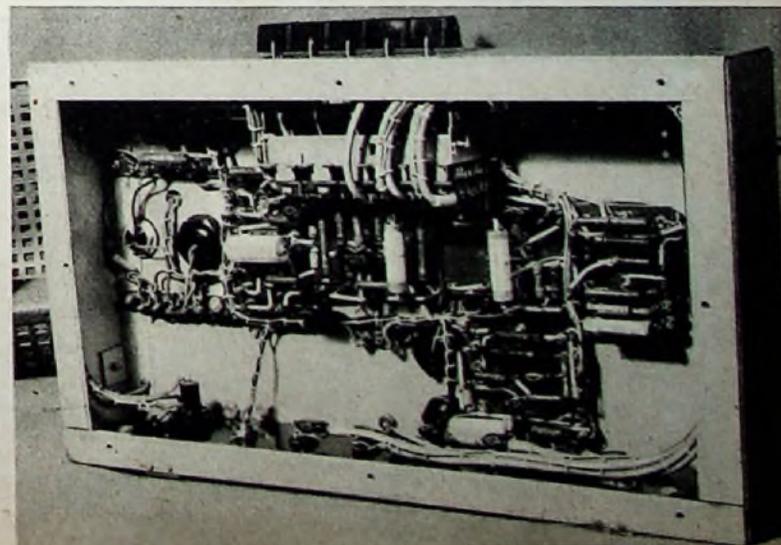
Ein weiterer Beitrag wird den Einbau des Saba-UKW-Supers behandeln, für den die Vorarbeiten schon ausgeführt sind, wenn die Angaben in den Zeichnungen berücksichtigt wurden. W. W. Dielenbach

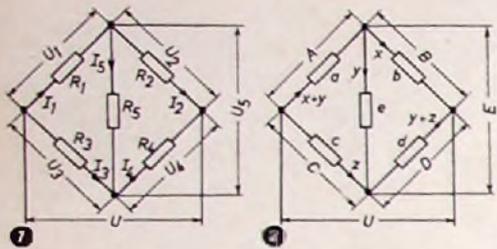
Ratschläge für die Verdrahtung

Mit Ausnahme der Betriebsspannungs-Anschlüsse wurde die gesamte Verdrahtung auf einer großen Pertinaxleiste zusammengefaßt. Sämtliche Massepunkte der einzelnen Stufen sind an die Abschirmzylinder der Röhrenfassungen gelötet, die schließlich mit einem gemeinsamen Massepunkt verbunden werden. Bei der Einzelteileanordnung auf der Pertinaxleiste wurde darauf geachtet, Kopplungen zwischen den einzelnen Stufen auszuschließen. Bauelemente, die störempfindlich sind, befinden sich deshalb neben Kondensatoren, deren Außenbeläge Massepotential führen.

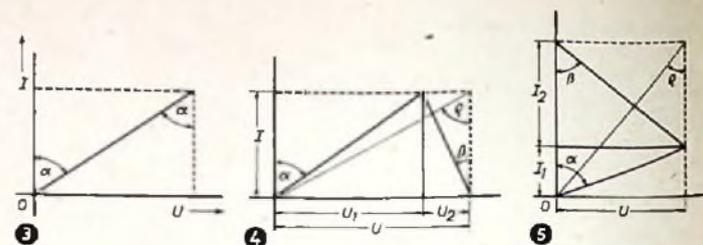
Als Schaltdraht bewährte sich farbige Schallitze, die sich leicht bündeln läßt und deren Farben dem internationalen Farbkode entsprechen sollten. Da ein Entbrummer nicht eingebaut werden kann, sind die Heizleitungen zu verdri-

Blick in die Verdrahtung unterhalb der Montageplatte





$I_1 = x + y$	$R_1 = a$
$I_2 = x$	$R_2 = b$
$I_3 = z$	$R_3 = c$
$I_4 = y - z$	$R_4 = d$
$I_5 = y$	$R_5 = e$
$U_1 = A$	
$U_2 = B$	
$U_3 = C$	
$U_4 = D$	
$U_5 = E$	



G. DÖRWALD

Die Wheatstonesche Brücke in grafischer Darstellung

In allen Fällen, bei denen es bei der Dimensionierung von Brückenschaltungen auf keine allzu große Genauigkeit ankommt, kann man mit der grafischen Methode den zeitraubenden und umständlichen Berechnungsgang umgehen. Außerdem hat die grafische Methode den Vorzug großer Anschaulichkeit. Um einen allgemeinen Überblick zu gewinnen, seien zunächst die Formeln der Brückenschaltung entwickelt.

Als bekannte Größen seien die fünf Widerstände R_1, \dots, R_5 (Abb. 1) sowie die Gesamtspannung U vorausgesetzt. Für den Fall, daß die Teilspannung $U_1 > U_2 > U_4$ ist

$$I_1 = I_2 + I_3 \quad (1)$$

$$I_4 = I_3 + I_5 \quad (2)$$

Die Gesamtspannung U ist dann

$$U = U_1 + U_2 = R_1 I_1 + R_2 I_2 \quad (3)$$

$$U = U_3 + U_4 + R_5 I_5 = R_3 I_3 + R_4 I_4 + R_5 I_5 \quad (4)$$

$$U = U_1 + U_5 + U_4 = R_1 I_1 + R_5 I_5 + R_4 I_4 \quad (5)$$

Führt man die Gleichungen (1) und (2) in die Gleichungen (3) bis (5) ein, dann ergibt sich für die Gesamtspannung

$$U = R_1 (I_2 + I_3) + R_2 I_2 \quad (6)$$

$$U = R_3 I_3 + R_4 (I_3 + I_5) \quad (7)$$

$$U = R_1 (I_2 + I_3) + R_5 I_5 + R_4 (I_3 + I_5) \quad (8)$$

Um die Rechnung übersichtlicher zu gestalten, seien in den folgenden Betrachtungen statt der Symbole und Indizes einfache Buchstaben verwendet (Abb. 2). Für die Gleichungen (6) bis (8) schreibt man daher

$$U = a(x + y) + bx \quad (9)$$

$$U = cz + d(y + z) \quad (10)$$

$$U = a(x + y) + ey + d(z + y) \quad (11)$$

Umgestellt nach x ($= I_2$) und z ($= I_3$) ergibt sich aus den Gleichungen (9) und (10)

$$x = \frac{U - ay}{a + b} \quad (12)$$

$$z = \frac{U - dy}{c + d} \quad (13)$$

Aus (11) erhält man

$$U = y(a + d + e) + ax + dz \quad (14)$$

Setzt man hier die nach (12) und (13) gefundenen Werte für x und z ein, dann wird

$$U = y(a + d + e) + \frac{a(U - ay)}{a + b} + \frac{d(U - dy)}{c + d} \quad (15)$$

und nach y umgestellt

$$y = \frac{U(bc - ad)}{ab(c + d) + cd(a + b) + e(a + b)(c + d)} \quad (16)$$

Nach Einsetzen des für y gefundenen Wertes in Gleichung (12) und (13) lassen sich x und z berechnen. Es sind

$$x = \frac{U(bc - ad)}{ab(c + d) + cd(a + b) + e(a + b)(c + d)}$$

$$= U \frac{d(a + b) + e(c + d)}{ab(c + d) + cd(a + b) + e(a + b)(c + d)} \quad (17)$$

und $z =$

$$z = \frac{U(bc - ad)}{ab(c + d) + cd(a + b) + e(a + b)(c + d)}$$

$$= U \frac{ab(c + d) + cd(a + b) + e(a + b)(c + d) - d(bc - ad)}{(c + d)[ab(c + d) + cd(a + b) + e(a + b)(c + d)]} \quad (18)$$

Für den Fall, daß der Querwiderstand R_5 fehlt, also Unendlich ist, erhält man für die Ströme

$$y = 0 \quad (19)$$

$$x = \frac{U}{a + b} \quad (20)$$

$$z = \frac{U}{c + d} \quad (21)$$

Ist der Widerstand R_5 kurzgeschlossen, dann sind die Ströme

$$x = \frac{d(a + c)}{ab(c + d) + cd(a + b)} \cdot U \quad (22)$$

$$y = \frac{(bc - ad)}{ab(c + d) + cd(a + b)} \cdot U \quad (23)$$

$$z = \frac{a(b + d)}{ab(c + d) + cd(a + b)} \cdot U \quad (24)$$

Die grafische Darstellung

1. Allgemein

Um eine Methode der grafischen Darstellung zu finden, betrachtet man zunächst einen einzelnen Widerstand. In einem Koordinatensystem werden die an R liegende Spannung U auf der Abszisse und der durch R fließende Strom I auf der Ordinate aufgetragen (Abb. 3).

Die Größe des Widerstandes ist dann gleich dem Tangens des Neigungswinkels der Geraden mit der Ordinate

$$R = \operatorname{tg} \alpha = \frac{U}{I} \quad (25)$$

Bei einer Reihenschaltung von zwei Widerständen müssen die Geraden nach Abb. 4 zusammengesetzt werden. Wie leicht einzusehen ist, entspricht $\operatorname{tg} \varrho$ der Summe der beiden Widerstände.

Bei zwei parallel geschalteten Widerständen muß die Darstellung nach Abb. 5 erfolgen. Die Spannung U ist beiden Widerständen gemeinsam, die Ströme I_1 und I_2 sind verschieden. Auch hier ist $\operatorname{tg} \varrho = R_1 \parallel R_2 = R_{\text{ges}}$, da

$$R_1 = \operatorname{tg} \alpha = \frac{U}{I_1} \quad (26)$$

$$R_2 = \operatorname{tg} \beta = \frac{U}{I_2} \quad (27)$$

$$R_{\text{ges}} = \operatorname{tg} \varrho = \frac{U}{I_{\text{ges}}} = \frac{U}{I_1 + I_2} = \frac{U}{\frac{U}{R_1} + \frac{U}{R_2}} = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} \quad (28)$$

2 Die Brückenschaltung

Bei der Betrachtung der Wheatstoneschen Brücke sei zunächst vorausgesetzt, daß der Widerstand e im Mittelzweig ∞ ist. Man hat es dann mit der Parallelschaltung der beiden in Serie liegenden Gruppen a, b und c, d zu tun, durch die x und z fließen (Abb. 6). Diese Konstruktion läßt sich ohne weiteres durchführen, wenn U und a, b, c, d gegeben sind. Auf der Strecke $P_1 P_2$, die der Spannung U entspricht, errichtet man die Senkrechten in P_1 und P_2 . Dann trägt man die Winkel $\alpha, \beta, \gamma, \delta$ entsprechend den vier Widerständen in den Brückenästen nach oben bzw. nach unten an und erhält die Schnittpunkte P_3 und P_4 . Durch diese zieht man die Strecken OP und $O'P'$ parallel zur Abszisse. Wenn man jetzt noch die Lote $P_3 P_3'$ und $P_4 P_4'$ fällt, hat man die Konstruktion nach Abb. 6 durchgeführt. Die Strecke $P_3' P_4'$ ist gleich der Spannungsdifferenz zwischen den beiden Brückenästen.

Nun sei angenommen, daß die Querverbindung der Brücke kurzgeschlossen, also $R_5 = e = 0$ ist. Dann ergibt sich die Darstellung

nach Abb. 7. Bei der Konstruktion dieser Figur stößt man insofern auf Schwierigkeiten, als die Teilspannungen und -ströme nicht bekannt sind und somit die Möglichkeit fehlt, die Punkte $P_1 \dots P_3$ zum Ansetzen der Winkel zu bestimmen. Deshalb muß man eine Hilfskonstruktion nach Abb. 8 benutzen, die es gestattet, zunächst die Höhe des Rechtecks $OPO'P'$ zu bestimmen.

Man legt eine beliebige Strecke hin und trägt daran die Spannung U ab; es ergeben sich dadurch die Punkte O und P . In diesen errichtet man nach oben und unten die Senkrechten und zieht durch deren untere Aste in beliebigem Abstand eine Parallele zur Abszisse, so daß die Schnittpunkte H_1 und H_1' entstehen. Im Punkte O trägt man den Winkel γ nach unten, in H_1 den Winkel α nach oben an und bekommt den Schnittpunkt H_2 . Das Lot von der Abszisse durch H_2 ergibt H_3 . Durch Verbinden von H_3 mit O entsteht eine Gerade, deren Neigungswinkel mit der Ordinate $= \varrho$ ist. $\text{tg } \varrho$ ist dann gleich der Parallelschaltung von a und c , da er den Quotienten

$$\frac{U_1}{I_1 + I_3} = \frac{A}{x + y + z} = \text{tg } \varrho \quad (29)$$

darstellt. In gleicher Weise verfährt man auf der anderen Seite mit den Winkeln β und δ , so daß ϱ' entsteht. Die durch O bzw. P hindurch verlängerten Schenkel der Winkel ϱ bzw. ϱ' schneiden sich im Punkte P_3 , womit die Höhe des Rechtecks $OPO'P'$ bestimmt ist. Das Lot von P_3 auf die Abszisse liefert P_1 . Nun kann man (Abb. 9) die Winkel α und β in P_3 nach unten und in P_3 die Winkel γ und δ nach oben antragen. (Es ist dabei zu beachten, daß diese Winkel stets auf die Ordinate beziehungsweise eine ihrer Parallelen zu beziehen sind.) Die Schenkel der Winkel α und γ (bzw. β und δ) schneiden sich mit den Senkrechten auf O (bzw. P) in den Punkten P_1 und P_2 . Trägt man jetzt noch die fehlenden Parallelen P_1P_1' und P_2P_2' ein, dann hat man die Figur der Abb. 7.

Für den dritten Fall, daß $R_3 = e$ einen endlichen Wert hat, ergibt sich eine Figur nach Abb. 10. Auch hier ist eine Konstruktion nicht ohne weiteres möglich, da die Punkte $P_1 \dots P_4$ entsprechend den Teilspannungen in der Brücke nicht bekannt sind. Man muß daher versuchen, zuerst das Rechteck $P_1'P_2'P_3'P_4'$, das dem Produkt $E \cdot y$ entspricht, aus den gegebenen Größen zu konstruieren. Dazu dient die Hilfskonstruktion nach Abb. 11.

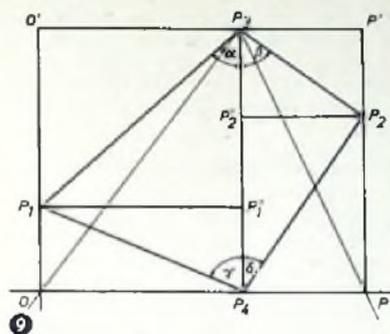
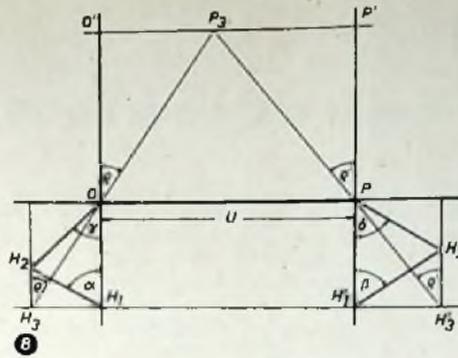
Man legt eine Hilfsstrecke HP_2 entsprechend der Spannung U hin und zieht die Lote durch die Endpunkte. In H trägt man die Winkel γ und δ , in P_2 die Winkel α und β nach oben an und erhält die Schnittpunkte T_1 und H_0' sowie T_2 und H_0'' . Danach werden die Lote T_1S_1 und T_2S_2 gefällt. Die Geraden $H_0'S_1$ und $H_0'S_2$ werden bis zum Schnittpunkt S verlängert. Trägt man in S_1 den Winkel ϵ an, dann ist der Schnittpunkt des Schenkels mit T_2S_2 der Hilfspunkt S_3 . Die Verbindung von S_3 und S liefert P_2' . Das Lot von P_2' liefert den Punkt P_3' , und daraus kann man durch Ziehen von Parallelen zur Abszisse und Ordinate das gesuchte Rechteck $P_1'P_2'P_3'P_4'$ ergänzen. Die Strecke $P_1'P_2'$ läuft parallel zu S_1S_3 , und damit ist $\epsilon = \eta$, denn

$$R_3 = e = \text{tg } \eta = \frac{p + q}{v} \quad (30)$$

$$\frac{w}{r} = \frac{v}{p - r} \quad (31)$$

$$\frac{y}{w} = \frac{q - s}{q} \quad (32)$$

$$\frac{y}{w} = \frac{p - r}{p} \quad (33)$$



Die Gleichungen (30) und (31) nach v umgestellt und gleichgesetzt ergeben

$$(p - r) \frac{w}{r} = \frac{p + q}{e} \quad (34)$$

Dann ist

$$r = \frac{epw}{p + q + we} \quad (35)$$

Aus Gleichung (34) errechnet sich y mit

$$y = \frac{w(p - r)}{p} \quad (36)$$

Nach Einsetzen von Gleichung (35) in (36) erhält man

$$y = \frac{w \left(p - \frac{epw}{p + q + we} \right)}{p} \quad (37)$$

$$y = \frac{w(p + q)}{p + q + we} \quad (37)$$

Aus (32) errechnet sich s mit

$$s = \frac{q(w - y)}{w} \quad (38)$$

Dieser Wert in Verbindung mit y aus Gleichung (37) ist dann

$$s = \frac{q \left(w - \frac{w(p + q)}{p + q + we} \right)}{w} \quad (39)$$

$$s = \frac{qwe}{p + q + we} \quad (39)$$

Die an e liegende Teilspannung E muß aber gleich der Strecke $r + s$ sein, also

$$r + s = \frac{pwe}{p + q + we} + \frac{qwe}{p + q + we} \quad (40)$$

$$r + s = \frac{we(p + q)}{p + q + we} \quad (40)$$

Da $R_3 = \frac{E}{I_e} = \text{tg } \eta = \frac{r + s}{y}$ ist, ergibt sich mit

(37) und (40)

$$\text{tg } \eta = \frac{we(p + q)}{p + q + we} \quad (41)$$

$$\text{tg } \eta = \frac{we(p + q)}{p + q + we} \cdot \frac{p + q + we}{w(p + q)} e \quad (42)$$

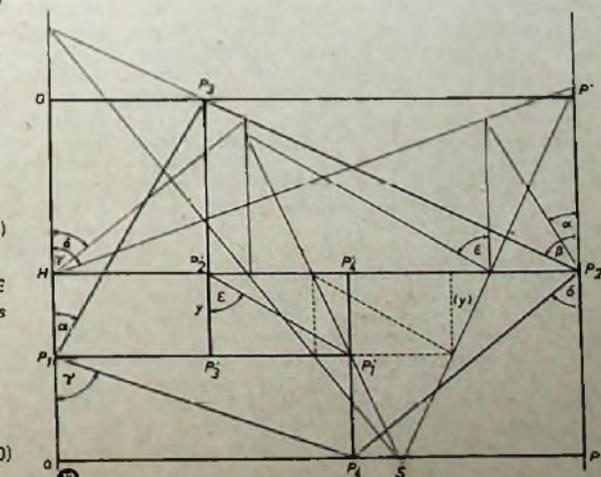
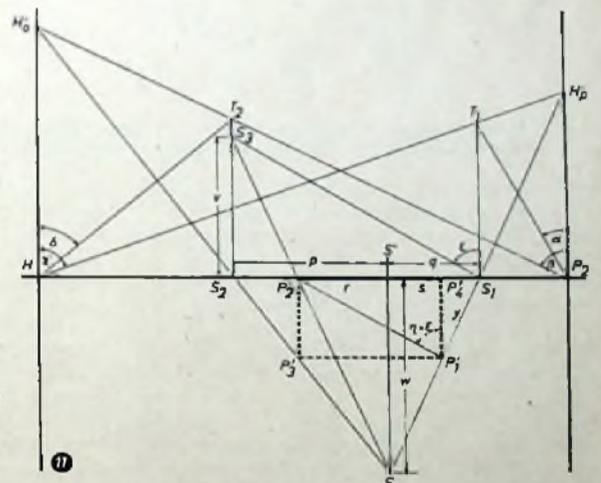
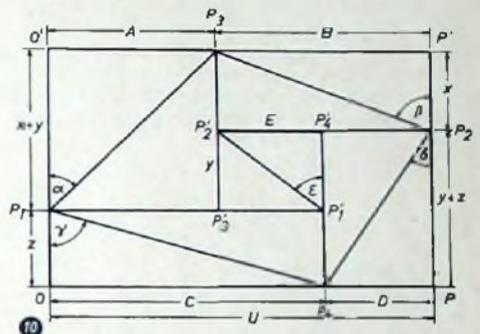
$$\text{tg } \eta = e = \text{tg } \epsilon \quad (43)$$

so daß leicht

$$\text{tg } \eta = e = \text{tg } \epsilon \quad (43)$$

womit die Behauptung bewiesen wäre.

Durch Verlängern der Strecke $P_1'P_3'$ nach der Senkrechten OO' ergibt sich der Punkt P_1 . Hier lassen sich nun die Winkel α und γ und in P_2 der Winkel δ antragen (Abb. 12), womit sich die Schnittpunkte P_3 und P_4 ergeben. Durch Ziehen der Parallelen OP und $O'P'$ zu HP_2 ergibt sich das die Figur umhüllende Rechteck, und die Strecke OP wird zur Abszisse.



So arbeitet mein Super

Der Niederfrequenzteil eines Supers ist von entscheidendem Einfluß auf die Klangqualität. Gerade auf diesem Gebiet sind außerordentlich viel Fortschritte erzielt worden, die im Rahmen dieser, das Grundsätzliche betonenden Beitragsreihe natürlich nur kurz gestreift werden können. Wir besprechen jedoch alle wichtigen Probleme.

V. Der Niederfrequenzteil

Die Grundschaltung des Niederfrequenzteils setzt sich aus der NF-Vorstufe, der Endstufe mit Ausgangstransformator und dem Lautsprecher zusammen. Um diese immer wiederkehrenden Anordnungen gruppieren sich Sonder-schaltungen in großer Zahl und Mannigfaltigkeit, bei denen die Herstellerfirmen viele eigene Wege einschlagen. Hierher gehören z. B. die verschiedenen Arten der Lautstärke-regelung, die weitgehend auf die Physiologie des Ohres Rücksicht nehmen, die zahllosen Möglichkeiten der Gegenkopplung mit ihrem entzerrnden und klangformenden Charakter, die Organe zur Klangregelung selbst, die Mehrkanalschaltungen usw.

und Anodenkreisen der Vorröhren sind ge-wöhnlich Sieb- und Entkoppelglieder zur Brummbeseitigung und Vermeidung schädlicher Rückkopplungen vorgesehen. Heute kommt ausschließlich RC-Kopplung zwischen den beiden Röhren zur Anwendung, von Kop-peltransformatoren ist man gänzlich abgekomen. Bei großen Geräten findet man an Stelle einer Einfach-Endstufe auch Gegentaktstufen, wobei sich wiederum eine eigene Schaltungs-technik zur Herstellung der beiden gegen-phasigen Steuerspannungen herausgebildet hat. Damit ist in großen Zügen der grund-sätzliche Aufbau des NF-Teils ohne Berück-sichtigung des schon erwähnten Zubehörs um-rissen.

Probleme der Lautstärkeregelung

Die zweckmäßige Lautstärkeregelung be-schränkt sich nicht etwa auf eine mehr oder weniger kontinuierliche Regelbarkeit der Sprechleistung; es sind vielmehr einige Be-sonderheiten zu berücksichtigen, die auf be-stimmten Eigenschaften des Ohres zurück-zuführen sind. Zunächst besteht zwischen der

hohen Töne in zunehmendem Maße kurz Hierdurch erreicht man die beabsichtigte Schwächung der hohen Frequenzen. Die Di-mensionierung muß so erfolgen, daß sie den Ohreigenschaften am besten gerecht wird.

Die Lautstärkeregelung kann nicht nur im NF-, sondern auch im HF-Teil erfolgen. So kann man z. B. in der Vorstufe vor der Misch-röhre eine Regelröhre verwenden und als Lautstärkereglern einen Widerstand R_2 vor-sehen (Abb. 2), der durch den in Reihe mit dem Katodenwiderstand liegenden Zusatz-widerstand R_1 einen Hilfsstrom schickt. Da-durch erhöht sich die negative Gittervorspan-nung der Regelröhre, die Verstärkung sinkt und die Lautstärke wird geringer. In dieser einfachen Form ist die Schaltung allerdings nicht ohne weiteres brauchbar, weil die auto-matische Lautstärkeregelung stets bestrebt ist, die Lautstärke wieder hochzuregeln. Man findet die Schaltung aber in manchen Geräten mit der NF-Regelung kombiniert, und sie hat den Vorteil, daß sie eine Übersteuerung der folgenden Röhren mit Sicherheit verhindert. Häufig wird eine geordnete Lautstärke-regelung auch durch andere Schaltungen er-reicht, z. B. durch Gegenkopplung.

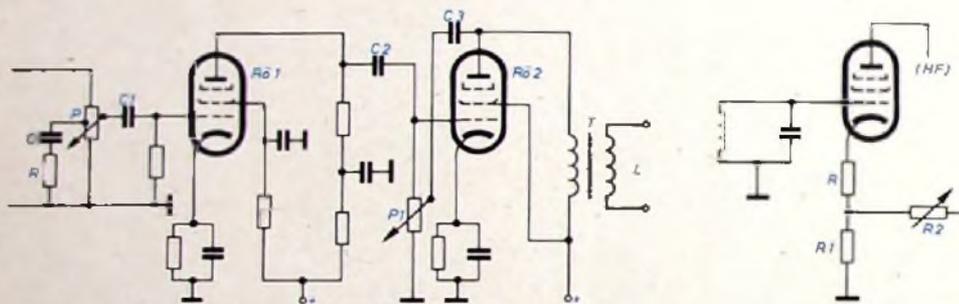


Abb. 1 (links), Grundschaltung des NF-Teils mit gehörigter Lautstärkeregelung und frequenzabhän-giger Gegenkopplung. Abb. 2 (rechts), Lautstärkeregelung im HF-Teil bei Verwendung von Regelröhren

Abb. 1 zeigt vor allem die Grundschaltung des Niederfrequenzteils und enthält als Bei-werk nur die gehörigste Lautstärkeregelung und einen gegenkoppelnd wirkenden Klang-regler. Die modernen Demodulatorschaltun-gen würden an sich bei entsprechender Be-messung eine ausreichende Spannung für die Endröhre zur Verfügung stellen, und in ein-fachen und billigen Geräten fehlt daher mit-unter die NF-Vorröhre. Die sich immer mehr durchsetzenden umfangreichen Klangregel-schaltungen, die häufig von der Gegenkopplung Gebrauch machen, bewirken aber eine Herabsetzung der das Gitter der NF-Röhre steuernden Spannung, so daß man diesen Verlust in besonderen NF-Vorstufen wieder ausgleichen muß. In Abb. 1 ist daher eine Röhre $Rö 1$ vorhanden, die als niederfrequen-ter Spannungsverstärker arbeitet. Sie erhält ihre Steuerspannung von einem als Laut-stärkereglern dienenden Potentiometer P . Steht der Schleifer ganz unten, so ist die Lautstärke Null, weil jede Steuerspannung fehlt, wäh-rend die oberste Schleiferstellung dem Laut-stärkehöchstwert entspricht. Die Spannung wird über $C 1$ dem Steuergitter von $Rö 1$ zu-geführt; die am Anodenwiderstand auftretende verstärkte Spannung gelangt über $C 2$ zum Gitter der Endröhre $Rö 2$, die die Sprech-leistung für den Lautsprecher abzugeben hat. Der Innenwiderstand dieser Röhre wird mit dem Transformator T an den Sprechspulen-widerstand des Lautsprechers angepaßt. Die Erzeugung der Gittervorspannungen für die Röhren erfolgt mit kapazitiv überbrückten Katodenwiderständen, in den Schirmgitter-

vom Lautsprecher abgegebenen Schalleistung und der Lautstärkeempfindung ein annähernd logarithmischer Zusammenhang, dem man durch eine besondere Ausbildung der Wider-standskennlinie des Lautstärkepotentiometers Rechnung trägt. Die Kennlinie wird so ge-formt, daß einer gleichmäßigen Drehung am Potentiometer eine annähernd gleichmäßige Zunahme oder Abnahme der Lautstärke ent-spricht. Derartige „logarithmische“ Potentio-meter sind seit langem in Rundfunkgeräten eine Selbstverständlichkeit.

Ein weiterer wichtiger Punkt ist die bei der Lautstärkeregelung in Erscheinung tretende Frequenzabhängigkeit des Gehörs. Je kleiner die Lautstärken werden, um so geringer wird die Ohrempfindlichkeit für tiefe Frequenzen, während sie für die hohen Töne nahezu er-halten bleibt. Ohne besondere Maßnahmen klingt daher die Wiedergabe um so flacher und spitzer, je kleinere Lautstärken einge-stellt sind. Zur Abhilfe wurde die „gehörigste Lautstärkeregelung“ geschaffen, die stets darauf abzielt, die tiefen Töne bei kleineren Lautstärken anzuheben oder die hohen Töne zu schwächen. Man erreicht das sehr gut mit der in Abb. 1 bereits enthaltenen Zusatzschal-tung zum Lautstärkereglern P , die aus dem Kondensator C und dem Widerstand R be-steht. Diese Schaltung liegt an einer (festen) Anzapfung, die im unteren Drittel der Wider-standsbahn angeordnet ist. Je kleiner die einge-stellte Lautstärke ist, um so mehr nähert sich der Schleifer der Anzapfung, so daß die RC-Schaltung mehr und mehr in Funktion treten kann. Der Kondensator schließt also die

Gegenkopplungen im NF-Teil

Unter Gegenkopplung versteht man das gegenphasige Zurückführen eines Teils einer schon verstärkten Spannung (oder eines Stromes) zum Eingang der verstärkenden An-ordnung. Damit ist grundsätzlich immer ein Ver-stärkungsverlust (oder auch Leistungsverlust) verbunden, denn die Gegenkopplung bewirkt stets eine Verkleinerung der (unverstärkten) Eingangskomponente. Dagegen tauscht man als großen Vorteil eine erhebliche Verminder-ung der in Röhrenanordnungen stets vor-handenen nichtlinearen Verzerrungen ein. Dieser Vorteil ist so groß, daß man dafür den erwähnten Nachteil gern in Kauf nimmt, zu-mal der Verstärkungsverlust mit den moder-nen Röhren leicht ausgeglichen werden kann. Man unterscheidet zwischen Strom- und Span-nungs-Gegenkopplung, ferner zwischen fre-quenzunabhängiger und frequenzabhängiger Gegenkopplung. Eine typische Stromgegen-kopplungs-Schaltung zeigt Abb. 3a. Sie be-steht einfach im Fortfall des sonst den Kato-denwiderstand überbrückenden Kondensators. Infolgedessen kann sich am Widerstand ein

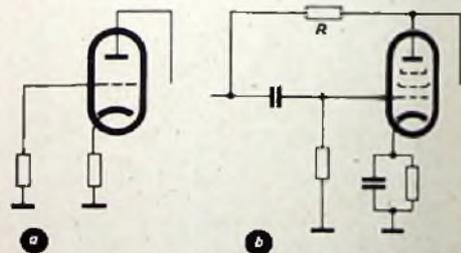


Abb. 3. a) Strom-Gegenkopplung, b) Spannungs-Gegenkopplung; beide sind frequenzunabhängig

Wechselspannungsabfall ausbilden, der dem Katoden- und damit dem Anodenstrom pro-portional ist. Diese Wechselspannung addiert sich gegenphasig zur steuernden Gitter-wechselspannung und vermindert demnach den zwischen Gitter und Katode wirksamen Spannungsbeitrag. Gleichzeitig wird der Röh-reninnenwiderstand vergrößert, so daß diese Schaltungsart weniger bei Pentoden als viel-mehr bei Trioden mit ihren kleinen Innen-

widerständen in Betracht kommt. Die nicht-linearen Verzerrungen werden stark vermindert, da die Arbeitskennlinien linearisiert werden. Die Anordnung ist frequenzunabhängig. Durch Parallelschalten eines kleinen Kondensators zum Katodenwiderstand läßt sich eine beliebige Frequenzabhängigkeit erreichen.

Das typische Schaltbild der frequenzunabhängigen Spannungsgegenkopplung zeigt Abb. 3b. Hier wird ein Teil der Anodenwechselspannung über einen Widerstand R auf den Eingang zurückgeführt. Legt man den Widerstand, wie gezeichnet, vor den Koppelblock zum Gitter, so erübrigt sich meistens ein Trennkondensator in der Gegenkopplungsleitung. Auch hier wird die Verstärkung herabgesetzt, und die nichtlinearen Verzerrungen gehen stark zurück. Dagegen erniedrigt sich der Innenwiderstand der Röhre, so daß die Anordnung für Pentoden in Betracht kommt. Wir finden sie in fast jeder neuzeitlichen Rundfunkschaltung. Die besprochenen Schaltanordnungen lassen sich sehr leicht durch Einfügen von kapazitiven oder induktiven Reaktanzen frequenzabhängig machen. Damit eröffnet sich der Gegenkopplung ein weiteres Anwendungsgebiet, nämlich die Beeinflussung des Klangcharakters bei gleichzeitiger Verzerrungsverminderung. Abb. 1 enthält bereits eine solche Schaltung. Ein Teil der Anodenwechselspannung von $R_0 2$ gelangt über $C 3$ auf den Schleifer von $P 1$. Wegen der Frequenzabhängigkeit von $C 3$ wird die Gegenkopplung bei hohen Frequenzen groß sein, so daß die hohen Töne schwächer als die tiefen verstärkt werden. Die Wirkung der Gegenkopplung kann durch $P 1$ eingestellt werden.

Von der Frequenzabhängigkeit der Gegenkopplung machen nun unzählige Schaltungsvarianten in den Industrieempfängern Gebrauch. Sie unterscheiden sich durch die Beschaffenheit der frequenzabhängigen Glieder im Gegenkopplungsweig und durch die Anschlußpunkte. Manche Konstrukteure zweigen die Spannung von der Anode der Endröhre, andere wieder von einer Wicklung des Ausgangstransformators ab; in wieder anderen Fällen sieht man Einkopplungen in die Katodenleitungen vor usw. Stets wird damit eine Beeinflussung des Klangcharakters in einer bestimmten Weise beabsichtigt. Mitunter gibt es in einer Schaltung mehrere Gegenkopplungswege („Mehrkanal-Gegenkopplung“), mit der sich bestimmte Frequenzkurvenformen besonders leicht herstellen lassen. Die in der FUNK-TECHNIK zahlreich behandelten Industrieschaltungen liefern recht gute Beispiele. Sie sind an Hand der vorstehenden Ausführungen leicht in ihren Einzelheiten zu verfolgen und zu verstehen.

Klangregelung

Die für die Klangregelung vorgesehenen Organe bezwecken eine Beeinflussung des niederfrequenten Frequenzgangs zwecks Verbesserung der Tonwiedergabe oder zwecks Anpassung an das individuelle Klangempfinden des Hörers. Ursprünglich widmete man diesen Fragen keine sehr große Beachtung. Man begnügte sich mit einfachen „Tonblenden“, die meist aus der Reihenschaltung eines Regelwiderstandes und eines Kondensators bestanden, die zwischen die Endröhrenanode und Masse eingefügt waren. Der mit zunehmender Frequenz immer kleiner werdende Kondensatorwiderstand führte dann je nach Stellung des Regelwiderstandes zu einer allmählichen Benachteiligung der hohen Töne über den ganzen Frequenzbereich hinweg, etwa so wie in Abb. 4a gezeigt (gestrichelte Kurve). Das so zustandekommende Klangbild mußte ungenügend sein, weil es weder den Ohreigenschaften noch dem subjektiven Klangempfinden gerecht wurde. Wünschenswert ist stets eine getrennte Regelbarkeit der

Abb. 4.

a) Ältere Art der Frequenzgangbeeinflussung durch „Tonblenden“, b) neuzeitliche Klangbeeinflussung

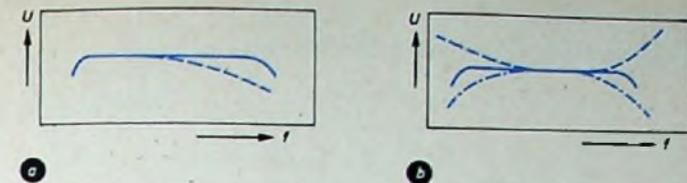


Abb. 5.

Netzwerk zum Absenken der tiefen Frequenzen

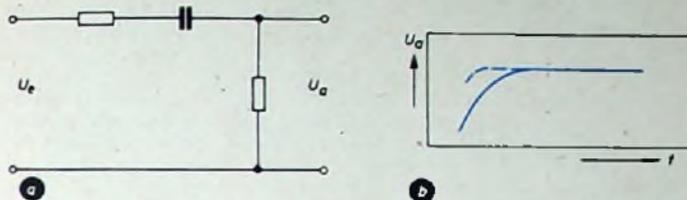


Abb. 6.

Netzwerk zum Absenken der hohen Frequenzen

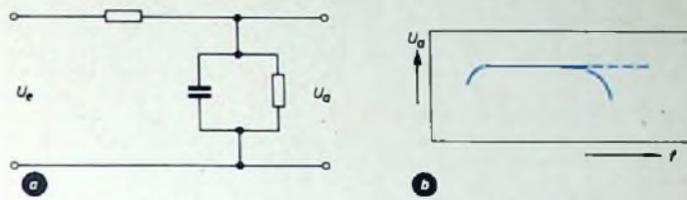


Abb. 7.

Netzwerk zum Anheben der tiefen Frequenzen

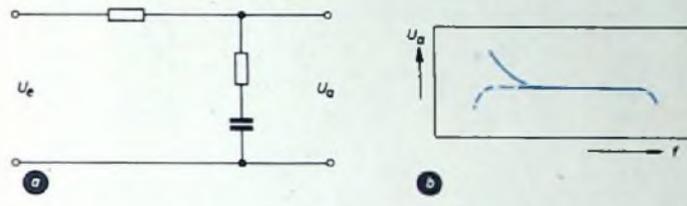
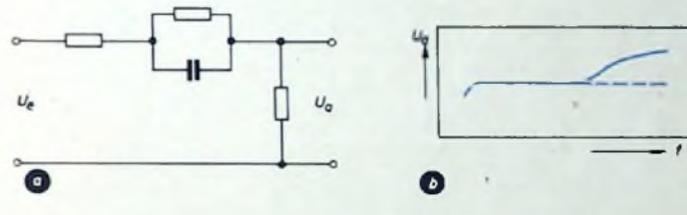


Abb. 8.

Netzwerk zum Anheben der hohen Frequenzen



hohen und tiefen Tonlagen völlig unabhängig voneinander, d. h. die Frequenzkurve muß nach Möglichkeit entsprechend Abb. 4b veränderbar sein (strichpunktiert: Absenkung der hohen und tiefen Frequenzen; gestrichelt: Anhebung). Hierfür stellt die Siebschaltungs- und Filtertechnik zahlreiche Möglichkeiten zur Verfügung, von denen die wichtigsten in Abb. 5... 8 dargestellt sind. Die linken Bilder zeigen die jeweiligen Grundschaltungen, die rechten den sich ergebenden Einfluß auf die Frequenzkurve. Sie bedürfen zusammen mit den Bildunterschriften kaum weiterer Erläuterungen. Es ist nun Sache des Gerätekonstruktors, diese frequenzabhängigen Schaltungen in jedem Gerät so zusammenzufügen, daß man mit zwei getrennten Regelgriffen eine Anhebung bzw. Absenkung der hohen oder tiefen Töne erreichen kann. Die Netzwerke selbst können entweder als Koppelglieder zwischen die Verstärkerstufen oder in Gegenkopplungskanäle eingefügt werden, wobei sich gleichzeitig die linearen Verzerrungen vermindern lassen. Das erfordert allerdings einen größeren Röhrenaufwand. Es gibt auch sogenannte Klangreglerstufen, deren Röhren gar nicht zur Verstärkung beitragen, sondern nur den Verstärkungsverlust kompensieren. Manche Geräte regeln nicht nur in Nähe der oberen und unteren Grenzfrequenzen, sondern auch in den Mittellagen. Allgemein gesehen besteht jedoch wenigstens zur Zeit der Wunsch, die Mittellagen gegenüber den Frequenzbandgrenzen zurücktreten zu lassen. Diesem Empfinden kommt die Industrie mit Anordnungen entgegen, die auf den besprochenen Grundlagen beruhen und unter Bezeichnungen wie „Klang-

bildwähler“, „Diskantregister“, „Baßregister“, „Raumtonregister“ usw. bekanntgeworden sind. Auch in dieser Hinsicht ist das Studium der Industrieschaltungen lohnend.

Mehrkanal-Verstärker

Auch die sogenannten Mehrkanal-Verstärker wurden zur Verbesserung des allgemeinen Klangbildes geschaffen. Dabei steht die möglichst unverzerrte Wiedergabe der getrennt abgestrahlten hohen und tiefen Frequenzen im Vordergrund. Je höher die diesbezüglichen Ansprüche sind, um so weniger kommt man mit der Einkanal-Methode aus, bei der sämtliche Frequenzen nur einen Verstärker durchlaufen und schließlich sowohl einen Hoch- als auch einen Tiefton-Lautsprecher speisen. Trotz frequenzabhängiger Weichen gelingt es nicht, diese Lautsprecher genau mit dem ihnen zukommenden Ausschnitt aus dem Tonfrequenzspektrum zu versorgen, was u. U. zu Verzerrungen führen kann. Der Zwei- oder Mehrkanal-Verstärker schafft hier Abhilfe. Hinter der letzten gemeinsamen NF-Vorstufe wird

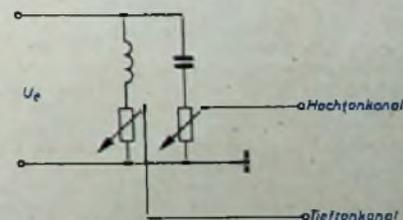


Abb. 9. Trennfilter für Zweikanal-Verstärker

Fernsehsender Feldberg im Bau

Ende Juni begann der Südwestfunk mit den Bauarbeiten für das Stationsgebäude des Fernseh-Großsenders auf dem Feldberg im Schwarzwald. Man rechnet damit, diese 100-kW-Rundstrahlanlage bis zum Ende dieses Jahres in Betrieb nehmen zu können. Das turmartige Sendergebäude wird mit Hilfe eines neuartigen Bauverfahrens errichtet werden.

Richtfest beim Sender Dillberg

Vor einiger Zeit konnte der Bayerische Rundfunk das Richtfest seines neuen Fernseh- und UKW-Senders Dillberg bei Neumarkt in der Oberpfalz feiern. Während die Leistung des Fernsehenders für 10 kW geplant ist, soll der UKW-Sender mit 3 kW arbeiten. Der Sender Dillberg ist der zweite Fernsehender in Bayern und der erste nördlich der Donau und wird vor allem Mittelfranken und Teile der Oberpfalz versorgen.

Neue NWDR-UKW-Sender

Im Laufe der nächsten Monate werden in Aachen, Oldenburg und im Harz neue UKW-Sender für die Ausstrahlung des MW-Programmes sowie ein weiterer Sender im Harz für das Programm UKW-Nord errichtet. Nach Inbetriebnahme der neuen Sender und einer Leistungserhöhung des Senders Homburg werden mehr als 90% der Bevölkerung im Sendebereich des NWDR das MW-Programm empfangen können. Über das MW-Sendernetz ist es nur möglich, etwa 75% der Bevölkerung zu betrauen.

Der UKW-Sender Aachen soll das Gebiet zwischen Erkelenz, Bedburg, Kerpen sowie der holländischen und belgischen Grenze versorgen, während der UKW-Sender Oldenburg die im Gebiet zwischen den MW-Sendern Lingen, Osterloog, Oldenburg, Hannover und Osnabrück gegebene Versorgungslücke schließen wird. Auch in den Orten Aurich, Leer, Papenburg, Diepholz und Verden sind dann das MW-Programm und durch gleichzeitige Leistungserhöhung des bereits vorhandenen Senders das UKW-Programm Nord zu empfangen.

Ferner ist beabsichtigt, im Harz gleichzeitig zwei UKW-Sender für das MW- und das UKW-Programm Nord mit einer effektiven Strahlungsleistung von 100 kW zu errichten. Infolge der günstigen Ausbreitungsverhältnisse sind diese Sender in der Lage, den Harz, das nördliche Vorland sowie das Gebiet bis zu den Wasserbergen und bis Hann.-Münden zu erfassen.

Fernsehsender Chemnitz

In Chemnitz wurde ein neuer Fernsehender in Betrieb genommen, der Sachsen und Thüringen als Versorgungsbereich hat.

Aktive Umlenkantenne für Kanal 11

Am 9. Juli 1955 wurde auf dem Wixberg bei Altana eine aktive Umlenkantenne für eine längere Erprobungszeit in Betrieb genommen. Es dürfte die erste Anlage dieser Art sein, die ein größeres Gebiet — in diesem Falle das Stadtgebiet von Altana — mit Fernsehempfang versorgt. Die in Zusammenarbeit mit dem NWDR von den Graetz Radio- und Fernsehwerken erstellte Antenne übernimmt das vom Sender Bielstein in 110 km Entfernung ausgestrahlte Programm. Wegen der ungünstigen geographischen Lage der Stadt in einem tiefen Tal war bisher der etwa 45 km entfernt liegende Sender Langenberg nur an einzelnen, besonders günstigen Stellen zu empfangen.

Reservierte Zwischenfrequenz

Die Deutsche Bundespost erklärte sich auf Antrag der Fachabteilung 14 im ZVEI bereit, die Frequenz $460 \text{ kHz} \pm 5 \text{ kHz}$ als Zwischenfrequenz freizuhalten. Die in diesem Band noch tätigen Funkbaken sollen stillgelegt werden. Von der Technischen Kommission der Fachabteilung 14 kann zwar keine Empfehlung gegeben werden, die Zwischenfrequenz von 460 kHz generell zu benutzen, da in einigen Grenzgebieten und beim Export Schwierigkeiten auftreten. Für den überwiegenden Teil der innerdeutschen Absatzgebiete hat sich aber diese ZF bewährt.

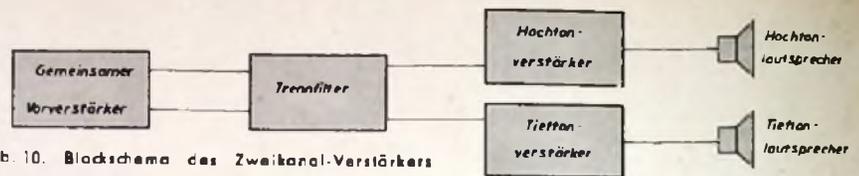


Abb. 10. Blockschema des Zweikanal-Verstärkers

ein Trennfilter nach Abb. 9 angebracht, am Drosselzweig lassen sich die tiefen, am Kondensatorzweig die hohen Frequenzen abgreifen. Beide Spannungen werden nun in besonderen Verstärkerstufen getrennt verstärkt, sie durchlaufen also getrennte Kanäle (daher die Bezeichnung „Mehrkanal-Verstärker“). Die Ausgänge dieser Kanäle speisen dann gesondert den Hochton- bzw. Tiefton-Lautsprecher nach Abb. 10. Dann erhält jeder Lautsprecher nur diejenigen Frequenzen zugeführt, die er bevorzugt abstrahlen soll, und es wird jede „tote“, mitunter von Verzerrungen begleitete Belastung der Systeme mit unpassenden Frequenzen vermieden. Selbstverständlich werden diese Mehrkanal-Verstärker, die sich nur in den größeren und damit teureren Geräten finden, zusätzlich mit Gegenkopplungs- und

scher Hinsicht] mit sich gebracht hat. Schade ist nur, daß man einen an sich begrüßenswerten Fortschritt mit einem ihm keineswegs zukommenden Namen belegt hat.

Der richtigen Anpassung der Lautsprecherimpedanz an den Innenwiderstand der Endröhre muß man besondere Sorgfalt zuwenden, da davon nicht nur der elektroakustische Wirkungsgrad, sondern auch die Tonqualität abhängt. Jede diesbezüglich falsche Bemessung führt zu einer Vergrößerung der Klirrfaktors und zu unerwünschten linearen Verzerrungen. Da diese Probleme mit dem Super an sich nichts zu tun haben, sollen sie hier nicht weiter behandelt werden. Es sei nur kurz darauf hingewiesen, daß der Schwingungsspulenwiderstand des Lautsprechers dem für jede Endröhre angegebenen optimalen Außenwiderstand R_a angepaßt werden muß.

Man erreicht das durch den Ausgangstransformator, der, in erster Näherung, so bemessen sein muß, daß sein Übersetzungsverhältnis der Wurzel aus dem Widerstandsverhältnis (primär/sekundär) entspricht. Weiterhin sind an die Größe der primärseitigen Mindestinduktivität gewisse Anforderungen zu stellen, um auch die tiefsten Frequenzen gut übertragen zu können. Bei der Anschaltung mehrerer Lautsprecher ist für die Anpassung der Gesamtwiderstand der Kombinationschaltung maßgebend. Es kann sowohl mit Reihen- als auch mit Parallelschaltung nach

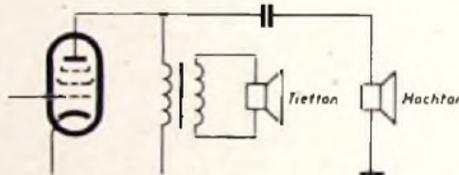


Abb. 11. Anschaltung von Hochton-Lautsprechern

Klangreglerschaltungen mannigfaltiger Art ausgestattet.

Bei Einkanal-Verstärkern nimmt man — falls Hoch- und Tiefton-Lautsprecher verwendet werden — eine Frequenztrennung erst unmittelbar vor den Lautsprecheranschlüssen nach Abb. 11 vor. So kann z. B. der Tiefton-Lautsprecher normal an die Sekundärwicklung angeschlossen werden, während in der Hochtonleitung ein passend bemessener Kondensator liegt. Er sorgt dafür, daß nur die hohen Frequenzen im Lautsprecher zur Auswirkung kommen. Allerdings sind diese Verfahren nicht so wirkungsvoll wie die Mehrkanal-Systeme.

Endröhre und Anpassung

Die zur Klangregelung und Entzerrung in den Vorstufen vorgenommenen Maßnahmen blieben wirkungslos, wenn die Ausgangsstufe des Empfängers eine ungenügende Leistung und Lautsprechern die gleiche Sorgfalt gewidmet wie den Vorstufen.

Die Endstufe hat den Zweck, dem Lautsprecher eine ausreichend große und möglichst unverzerrte Sprechleistung zuzuführen. Die erste Voraussetzung hierfür, die wir als erfüllt ansehen wollen, ist eine entsprechend einwandfreie Steuerspannung. Es kommt dann vor allem auf die richtige Lage des Arbeitspunktes der Endröhre, auf einen geeigneten Ausgangstransformator und vor allem auf einen guten Lautsprecher an. Daß dieser auch heute immer noch das schwächste Glied im Niederfrequenzteil ist, zeigen die derzeitigen Bemühungen einer der größten Rundfunkfirmen um ein neues System, den Ionen-Lautsprecher. Damit soll keineswegs die zielstrebig und auch sehr erfolgreiche Kleinarbeit an den üblichen dynamischen Systemen verkannt werden, die besonders in den Nachkriegsjahren zu ganz entscheidenden klanglichen Verbesserungen geführt hat. Dazu rechnen auch die Kombinationssysteme (Hoch-Tief-Kombination) sowie das 3D-Verfahren, das ohne Zweifel eine gewisse klangliche Verbesserung (allerdings mehr in raumakustli-

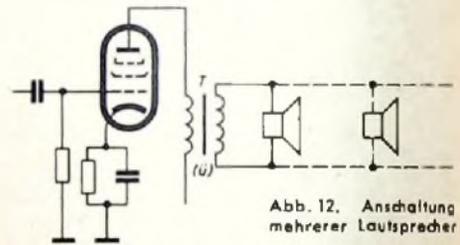


Abb. 12. Anschaltung mehrerer Lautsprecher

Abb. 12 gearbeitet werden. Im allgemeinen enthalten die modernen Super einen zweiten, niederohmigen Lautsprecherausgang.

Anschluß fremder Tonfrequenzgeräte

Hierher gehören die Anschlüsse für Tonabnehmer, Mikrofone und Magnettongeräte. Die Tonabnehmeranschlüsse werden gewöhnlich abschaltbar angeordnet und stehen mit dem Eingang der NF-Vorstufe in Verbindung, so daß man die Klingbeeinflussungsschaltungen auch beim Abspielen von Schallplatten ausnutzen kann. Da der Aufschneide-Frequenzgang dieser Platten recht unterschiedlich ist und manche Schallplatten auch heute noch zu Rausch- und Knistergeräuschen neigen, findet man mitunter regelbare oder feste Entzerrerschaltungen in den Tonabnehmer-Anschlußleitungen. Sie arbeiten im Prinzip nach den Schaltungen 5...8 und bezwecken ein wählbares Anheben oder Absenken bestimmter Frequenzgebiete sowie eine Abschwächung der Nebengeräusche.

Die Wiedergabeleitung von Magnettongeräten kann grundsätzlich an die Tonabnehmerbuchsen geschaltet werden. Zum Aufsprechen sind manchmal besondere Anschlüsse vorgesehen, die unmittelbar mit dem Demodulatorausgang in Verbindung stehen („Diodenschluß“). Dadurch werden die Klangregler außer Funktion gesetzt, und für das Aufsprechen steht ein linearer Frequenzgang zur Verfügung. (Wird fortgesetzt)

Unsere Leser berichten

Selengleichrichter als Belichtungsmesser

Manche als fast wertlos angesehenen Dinge der Bastelkiste lassen sich noch oft weiterverwenden. Selbst ein defekter Selengleichrichter kann z. B. das Rohmaterial für ein Fotoelement hergeben. Alle Selengleichrichter (in welcher äußeren Form, Farbe und Schutzverpackung sie auch als 50-Hz-Netzgleichrichter gebaut werden) bestehen in ihrem eigentlichen elektrischen Kern aus einer stabilen, mehr oder minder großen Metallplatte, deren eine Seite mit einer Selenschicht bespritzt ist, auf der eine dünne Weichmetallschicht haftet (Abb. 1). Die von den Herstellern auf der Gleichrichtersäule aufgedruckten Daten beziehen sich auf den Strom und die Spannung, die betriebssicher gleichgerichtet werden, sowie auf die Art der Plattenzusammenschaltung.

Nimmt man nun einen solchen aus irgendwelchen Gründen ausgebauten Netzgleichrichter auseinander, legt Isolierteile und Andruckfedern beiseite, dann

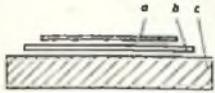


Abb. 1. Schema des Aufbaus einer Selen-Gleichrichterplatte. a) Weichmetallschicht (Zinn, Blei), b) Selenschicht (in Farbe und Weichheit der Bleistiftmine ähnlich), c) Metallplatte (Eisen oder auch Aluminium)

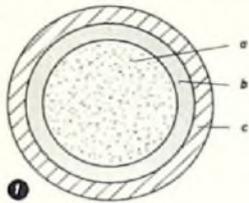
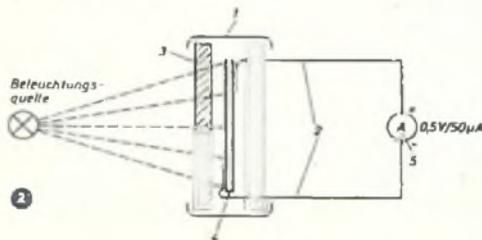


Abb. 2. Schema der Anordnung zum Eichn des Drehspulinstruments. 1) Staubschutz, 2) Anschlüsse (isolierter Draht), 3) vordere Andruckplatte (Farbfilter, Glas oder durchsichtiger Kunststoff), 4) Fotoelement, 5) Meßinstrument (Bereich 0,5 V)



findet man schnell die in Abb. 1) angedeuteten viereckigen oder runden Metallplättchen.

Die (von der Weichmetallschicht aus gesehen) durch Brandlöcher beschädigten oder auch stark nach Fäulnis riechenden Platten sowie solche, deren Weichmetall in großen Tropfen zusammengeschmolzen ist, sind unbrauchbar. Intakte Platten lassen sich u. a. aber auch als Fotoelement verwenden. Mit einem Drehspulinstrument als Strommesser verbunden ergibt ein solches Fotoelement z. B. einen Belichtungsmesser, der nach Eichung dem Fotografen durchaus gute Dienste leisten kann.

Verbindet man nämlich die Metallplatte mit dem Pluspol und das Weichmetall mit dem Minuspol eines Drehspulinstrumentes (0,05 mA) und hält die Gleichrichterplatte so vor eine Glühlampe (Abstand etwa 10 cm) oder in das Sonnenlicht, daß das Weichmetall der Lichtquelle zugewandt ist, dann zeigt das Instrument einen Ausschlag (Abb. 2). Soll mit einem solchen Belichtungsmesser die Lichtdurchlässigkeit eines Negatives im Vergrößerungsapparat noch im Abstand des Vergrößerungspapieres gemessen werden oder wird für einen transportablen kleinen Belichtungsmesser eine höhere Empfindlichkeit benötigt, dann haben sich noch zwei Wege bewährt.

a) Mehrere kleine Platten werden so zusammengelegt und parallel geschaltet, daß eine größere Gesamtplatte entsteht. Fotoströme bis zu einigen mA können mit einer solchen Anordnung erreicht werden.
b) Das Weichmetall der Selenschicht wird stellenweise mit einer Glasscherbe (wichtig, da Metall den Halbleiter leicht verunreinigt) ganz vorsichtig so abgeschabt, daß die darunterliegende Selenschicht stärker dem Licht ausgesetzt ist. Hierbei muß jedoch die Weichmetallschicht in sich galvanisch verbunden bleiben. Mit Unterstützung einer kleinen Sammellinse sind Fotoströme bis zu 1 mA erreichbar. Sollte bei Platten mit Mittelloch die rote Schutzlasche stören, dann kann diese mit einem acetongetränkten Wollappen abgewischt werden.

Zum Schutz gegen Staub und zum Festlegen der Zuleitungsdrähte klemmt man die nunmehr als Fotoelement zu bezeichnende Platte und die Anschlußdrähte zwischen zwei Glasplatten (Abb. 2), die mit Klebestreifen oder mit Schrauben o. dgl. zusammengehalten werden. Für Verwendung in leuchten Räumen empfiehlt sich ein Tauchen in klaren Lack oder ein Lackanstrich. Die Farbempfindlichkeit des Fotoelementes reicht von Rot bis Ultraviolett und Röntgen. Soll nur ein bestimmtes farbiges Licht angezeigt werden, dann muß mit den üblichen Farbfiltern als Schutzglas gearbeitet werden.

Als Anzeigeelement ist ein Drehspulinstrument mit 0,5 V Endausschlag zweckmäßig, da der Sättigungsstrom von Selen bei dieser Spannung liegt. Der Stromanstieg steigt von kleinen Lichtmengen aus linear an. Die Eichung erfolgt am einfachsten durch Vergleich des Instrumentenausschlages mit einem einwandfreien Belichtungsmesser. Für Kleineraser eicht man das Instrument am besten in Blenden und legt 16er-Gang (gleich 1/30 s Belichtungszeit) und 15/10 DIN (Farbfilm) zugrunde. Für normale Fotokameras ist die Eichung in Belichtungszeiten (1/2 ... 1/500 s) am besten, wobei mit Schnappschußblende 8 sowie mit 17/10 DIN gerechnet wird. Für Vergrößerungsapparate empfiehlt sich eine Eichung in Belichtungszeiten, doch sind diese wegen der geringen Empfindlichkeit des Vergrößerungspapieres hier bedeutend länger.

G. Dependori

*Für alle
Tonmöbel.*

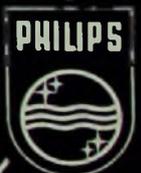
PHILIPS PLATTENWECHSLER AG 1003



Nutzen Sie seine Vorzüge:

- die bequeme Bedienung
- das moderne Aussehen
- die vorzügliche Wiedergabe
- den einfachen Einbau
- die geringen Einbaumaße

Der PHILIPS 1003 bringt Ihnen erhöhten Umsatz u. zufriedene Kunden
einschl. M 45 Automat DM 158,-



DEUTSCHE PHILIPS GMBH · HAMBURG 1

Ein neues Magnetmaterial für Magnetonköpfe

Es ist schon seit einigen Jahren bekannt, daß binäre Eisenlegierungen mit einem relativ hohen Aluminiumgehalt sowohl ausgezeichnete magnetische Eigenschaften als auch eine hervorragende mechanische Härte aufweisen und überall dort einen erfreulichen Fortschritt bedeuten würden, wo ein weichmagnetisches Kernmaterial erheblichen mechanischen Beanspruchungen ausgesetzt ist. Das ist in besonderem Maße bei Magnetonköpfen der Fall, jedoch war es bis vor kurzem nicht möglich, für derartige Köpfe Eisen-Aluminiumlegierungen zu verwenden, da diese sehr hart und spröde sind, so daß sie sich nicht in Blechform zum Aufbau der Kerne herstellen ließen. Bleche sind aber zum schichtweisen Aufbau des Kopfes notwendig, wenn Wirbelstromverluste vermieden werden sollen.

Die in jüngster Zeit für Magnetonköpfe verschiedentlich vorgeschlagenen Ferrite sind zwar mechanisch so hart, daß ihre Abnutzung durch die Reibung des Tonbandes stark herabgesetzt werden würde, haben sich aber trotzdem nicht richtig einführen können, weil die magnetischen Eigenschaften der Ferrite doch nicht so geeignet für diesen Zweck sind. Darum ist es zu begrüßen, daß jetzt auf dem amerikanischen Markt eine Eisen-Aluminiumlegierung unter dem Namen „Alfenol 16“ erschienen ist, die als dünnes und biegsames Blech, das kaltgewalzt ist, in den Handel kommt und eine Zusammensetzung von 84 % Eisen und 16 % Aluminium hat. Wegen seiner guten magnetischen und mechanischen Eigenschaften wurden einige Versuchsmodelle von Magnetonköpfen aus diesem Material angefertigt und gründlich untersucht. Dabei stellte sich heraus, daß „Alfenol 16“ für diesen Verwendungszweck sehr erfolgversprechend ist und in der Gesamtheit betrachtet bessere Ergebnisse als alle anderen bisher benutzten magnetischen Werkstoffe zeigt. In Abb. 1 ist die Magnetisierungskurve von „Alfenol 16“ der Magnetisierungskurve eines handelsüblichen, molybdänhaltigen Permalloy gegenübergestellt, das die Bezeichnung „Moly-Permalloy 4-79“ führt, während die Tab. 1 einen

zahlenmäßigen Vergleich der magnetischen und mechanischen Eigenschaften beider Legierungen gestaltet. Sowohl aus Abb. 1 als auch aus Tab. 1 geht die Ähnlichkeit der beiden Legierungen in magnetischer Beziehung hervor, wogegen „Alfenol“ mechanisch sehr viel härter als Permalloy ist. Daraus ergibt sich die Überlegenheit des „Alfenols“ als Kernmaterial für Magnetonköpfe, die noch durch seinen höheren elektrischen spezifischen Widerstand gesteigert wird.

Der größere elektrische Widerstand setzt die Wirbelstromverluste im Kern beträchtlich herab. Die Härte von „Alfenol“ kommt nahezu an die von Werkzeugstahl heran, so daß Abnutzungs- und Abschleiferscheinungen auf ein Mindestmaß herabgesetzt sind. Die außerordentliche Härte des „Alfenols“ hat aber auch zur Folge, daß sich seine magnetischen Eigenschaften bei der Kaltbearbeitung des aus den einzelnen Blechen zusammengesetzten Kernes kaum

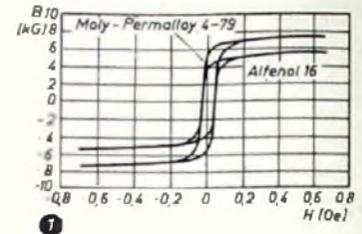


Abb. 1. Die Magnetisierungskurven von „Alfenol 16“ und molybdänhaltigem Permalloy

Tab. 1. Eigenschaften von Alfenol 16 und Moly-Permalloy 4-79

	Maximale Permeabilität	Anfangs-Permeabilität	Koerzitivkraft [Oersted]	Sättigungsmagnetisierung [Gauß]	Remanenz [Gauß]	Spezifischer elektrischer Widerstand [$10^{-6} \Omega \text{cm}$]	Härte	
							Rockwell	Brinell
Alfenol 16	116000	3450	0,025	7825	3800	150	25 (C-Skala)	256
Moly-Permalloy 4-79	112600	16600	0,023	8490	5200	45	60 (B-Skala)	100

nach andern Gerade diese Eigenart des „Alfenols“ spielt bei der Fertigung des Spaltes im Tonkopf eine wichtige Rolle. Auf der Oberfläche des Alfenolbleches bildet sich eine sehr dünne und festhaltende Schicht aus Aluminiumoxyd, die eine gute Oberflächenisolierung darstellt, was sich ebenfalls vorteilhaft auf die Eigenschaften des Tonkopfes auswirkt.

Die Versuchsmodelle der Magnetonköpfe bestanden aus 0,15 Millimeter dicken Blechen, um genau definierte und gut meßbare Spaltbreiten zu haben, wurden höchst präzise und harte Beryllium-Kupfer-Folien als Abstandsmaterial für den Spalt in das Blechpaket eingesetzt. Die Versuchskerne hatten einen Innendurchmesser von 18 mm und einen Außendurchmesser von 25 mm.

Die Frequenzkurve eines Magnetonkopfes hängt von der Spaltbreite ab, da die „elektrische Auflösung“ um so besser wird, je kleiner die Spaltbreite ist, und die erste „Nullstelle“ im Hörkopf auftritt, wenn die Wellenlänge auf dem Magnetonband gleich der Spaltbreite ist. Es zeigt sich, daß hierbei eine effektive Spaltbreite in Erscheinung tritt, die durchweg größer als die geometrische Spaltbreite ist. Das bedeutet aber, daß die magnetische Spaltbreite größer sein muß als die geometrische Spaltbreite. Das rührt von der mechanischen Bearbeitung der Innenfläche des Spaltes, vor allem von dem Läppen her, wodurch die Permeabilität des Kernmaterials in einer mehr oder weniger dicken Oberflächenschicht vermindert oder zum Verschwinden gebracht wird. Je härter das magnetische Material ist, um so weniger macht

TUNGSRAM

hält für Sie alle Radio-Röhren auch ältere Typen auf Lager

ISOPHON Lautsprecher
FÜR JEDEN VERWENDUNGZWECK

WORAUF ES ANKOMMT...

In einer Anzeigenfolge bringen wir detaillierte Angaben über

- 1 das Magnetfeld
- 2 die Membran,
- 3 die Zentrierung
- 4 die Einspannung,
- 5 die Schwingspule,
- 6 den Korb

Die Einzelheiten dürfen Sie interessieren, da aus ihnen die Liebe und Sorgfalt ersichtlich wird, die wir bei der Fertigung unserer international anerkannten Lautsprecher aufbringen.

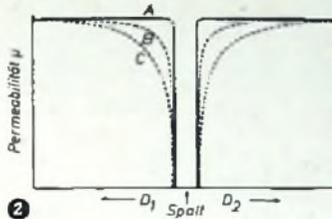
Dan unmittelbaren Eindruck über unsere Fertigung sollen Sie auf der Großen Deutschen Rundfunk-, Fernseh- und Phono-Ausstellung Düsseldorf 1955 gewinnen.

Bitte, besuchen Sie unseren Stand in Halle N 4, Nummer 406.

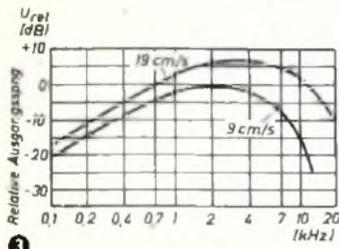
ISOPHON E. FRITZ & CO. G. M. B. H. BERLIN-TEMPELHOF

sich diese Erscheinung bemerkbar und um so dünner ist die Materialschicht, die beim Bearbeiten ihre Permeabilität verliert. Bei härterem Material stimmt also die effektive, magnetische Spaltbreite besser mit der geometrischen Spaltbreite überein als bei einem weichen Werkstoff. Das härtere Material ergibt somit eine kleinere Spaltbreite, bessere Auflösung und besseren Frequenzgang bei hohen Frequenzen. Die Abb. 2 und 3 veranschaulichen diese Verhältnisse. In Abb. 2 ist der räumliche Verlauf der Permeabilität des Kernes zu beiden Seiten des Spaltes in seiner Nähe schematisch angedeutet. Die Kurve A zeigt den idealen Verlauf, bei dem die Permeabilität an der Spaltgrenze sprunghaft vom Werte Null auf seinen Maximalwert ansteigt, und entspricht im wesentlichen der geometrischen Spaltabmessung. Bei den Kurven B und C geht die Permeabilität infolge der Kaltbearbeitung erst allmählich von Null an der Spalt-

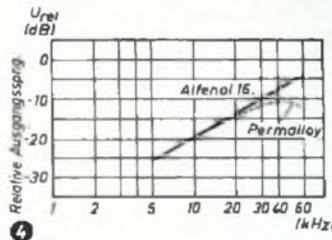
Abb. 2. Der Verlauf der Permeabilität im Kopf in der Umgebung des Spaltes; Kurve A der Idealfall, Kurve B bei „Alfenol 16“ und Kurve C bei Permalloy. Abb. 3. Die Frequenzkurve eines Alfenol-Abhörkopfes mit 6- μ m-Spalt. Abb. 4. Die Verluste in einem Abhörkopf aus Alfenol und einem Abhörkopf aus Permalloy



2



3



4

grenze auf den Maximalwert und erreicht diesen in einem gewissen Abstand von der Spaltgrenze. Bei der Kurve C, die etwa die Verhältnisse beim Permalloy wiedergibt, ist dieser Effekt stärker ausgeprägt als bei der Kurve B, die etwa dem Zustand beim „Alfenol 16“ entspricht. Aus Abb. 3 geht der Frequenzgang eines Hörkopfes mit einem Kern aus „Alfenol 16“ und einer geometrischen Spaltbreite von 6 μ m für Bandgeschwindigkeiten von 9 und 19 cm/s hervor. Praktisch ist bei dem „Alfenol“-Kern die magnetische Spalt-

breite fast gleich der geometrischen Spaltbreite, so daß die elektrische Auflösung und die Frequenzkurven in Abb. 3 ein Optimum darstellen. Der hohe spezifische elektrische Widerstand des „Alfenols“ verringert die Verluste in dem Magnetkopf, was auf folgende Weise geprüft wurde: Bei einer Bandgeschwindigkeit von 12,5 cm/s wurde mit einem üblichen Sprechkopf eine Frequenz von 5 kHz aufgezeichnet. Für die Wiedergabe wurde ein „Alfenol“-Kopf benutzt und die Bandgeschwindigkeit nacheinander so gewählt, daß sich Wiedergabefrequenzen von 5, 10, 20, 30, 40, 50 und 60 kHz ergaben; die dabei gemessenen Ausgangsspannungen wurden den mit einem normalen Permalloy-Hörkopf gemessenen Ausgangsspannungen gegenübergestellt (Abb. 4), wobei sich die Überlegenheit des „Alfenols“ herausstellte. Auch die für die Vormagnetisierung aufzubewandende Hochfrequenzleistung ist kleiner als bei einem entsprechenden Permalloy-Kopf und beträgt diesem gegenüber nur ungefähr 43%.

Im Roxy Theater, New York City, benutzte man versuchsweise Hörköpfe mit „Alfenol“-Kernen für stereofonische Wiedergaben. Da ihre elektrischen Eigenschaften mit denen der sonst benutzten Standardköpfe nahezu übereinstimmen, waren nur geringe Nachjustierungen und Änderungen der Verstärker erforderlich; dagegen ergab sich eine fünf- bis zehnmal so lange Lebensdauer gegenüber den Standardköpfen, was natürlich eine nennenswerte Ersparnis an Betriebskosten bedeutet. Die drei hervorragenden Eigenschaften des neuen Materials, nämlich die geringe Abnutzung durch das Tonband, das verbesserte Auflösungsvermögen mit der damit verbundenen günstigeren Wiedergabe der hohen Frequenzen und die verringerten Kernverluste, dürften es besonders aussichtsreich für die Aufzeichnung und Wiedergabe von Fernsendungen machen, wo sehr große Bandgeschwindigkeiten, hohe Frequenzen und geringe Verluste eine entscheidende Rolle spielen. ga

(Lucy, C. W. u. Heath, W. T.: Alloy Improves Magnetic Recording, Electronics Bd. 28 (1955) Nr. 6, S. 137)

Die Messung der Magnetisierung eines Transformators mit dem Katodenstrahloszillografen

Wenn die genauen Arbeitsbedingungen eines Transformator-Kernes festgestellt werden sollen, müssen verschiedene physikalische Größen, darunter besonders auch die der Magnetisierung des Transformators entsprechende effektive Amperewindungszahl, gemessen werden. Aber gerade bei der Messung der Amperewindungen stellen sich erhebliche Schwierigkeiten ein, wenn der erregende Strom nicht sinusförmig ist oder wenn der effektive Strom durch das Anschalten der Meßeinrichtung in seiner Form verändert wird und nicht mehr sinusförmig verläuft. In diesen Fällen müssen die Momentanwerte, d. h. der zeitliche Gang während einer Periode, in jeder einzelnen Windung des Transformators gemessen werden; um die resultierende Zahl der Amperewindungen bestimmen zu können, müssen ferner die Phasen der Ströme in den einzelnen Windungen genau bekannt sein. Es liegt auf der Hand, daß ein solches Verfahren sehr mühselig und zeitraubend ist. Sehr einfach gestalten läßt sich diese Messung der wirksamen Momentanmagnetisierung dagegen mit Hilfe des Katodenstrahloszillografen.

VERBAND DER WELPPAPPIENINDUSTRIE



WELLPAPPE ist UNIVERSAL-VERPACKUNG

Die Absatzziffern der Wellpappenindustrie verdeutlichen die Revolutionierung des Verpackungswesens im Bundesgebiet. Immer mehr erobert die Wellpappe mit ihren auf die Eigenart jedes

Füllgutes zugeschnittenen Erzeugnissen, mit ihren großen Vorteilen der Raumeinsparung, der Fracht- und der Lagerkostensenkung den Markt.



well-verpackt
leicht
stabil
sicher



Das VDW-Standardzeichen verbürgt Qualitätswahrheit

schnell-verpackt

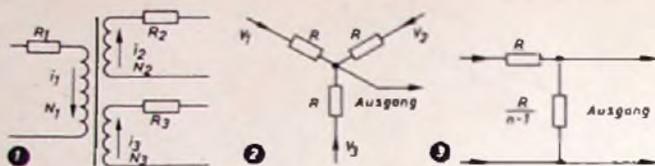


Abb. 1. Zur Messung der Amperewindungszahl werden kleine Widerstände in Reihe mit den einzelnen Transformatorwicklungen gelegt, deren Ohmwerte den Windungszahlen proportional sind. Abb. 2. Mischschaltung zur Addition der an R_1 , R_2 , R_3 abfallenden Spannungen. Abb. 3. So wird die Mischschaltung von jeder Eingangsspannung aus gesehen.

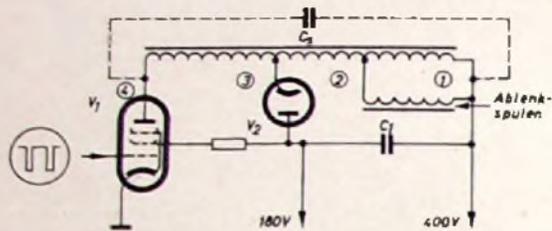


Abb. 4. Schema der untersuchten Zeilenendstufe eines Fernsehempfängers.

Die überraschende Einfachheit dieses neuartigen Meßverfahrens beruht auf einem kleinen, an sich vielleicht naheliegenden Trick, der an Hand der Abb. 1 schnell erklärt ist. In Abb. 1 ist zwar ein Transformator mit nur drei Wicklungen mit den Windungszahlen N_1 , N_2 und N_3 dargestellt, jedoch gelingt die Messung bei jeder beliebigen Anzahl von Wicklungen mit den Windungszahlen N_1 , N_2 , ..., N_n mit der gleichen Leichtigkeit. Der Momentanwert der in diesen Wicklungen fließenden Wechselströme beliebiger Kurvenformen sei mit i_1 , i_2 , ..., i_n bezeichnet. Die resultierende effektive Amperewindungszahl, durch die die Magnetisierung des Kernes ausgedrückt wird, ist dann gleich

$$N_1 \cdot i_1 - N_2 \cdot i_2 - \dots - N_n \cdot i_n$$

Wird nun in Reihe mit jeder Wicklung ein sehr kleiner ohmscher Widerstand gelegt, wobei diese Widerstände so gewählt werden, daß ihre Ohmwerte den Windungszahlen der einzelnen Wicklungen, mit denen sie in Reihe liegen, streng proportional sind, so hat man also für diese Widerstände, wenn K der Proportionalitätsfaktor ist,

$$N_1 = K \cdot R_1, N_2 = K \cdot R_2, \dots, N_n = K \cdot R_n$$

Danach muß K die Dimension Windungszahl je Ohm haben. An jedem Widerstand R_n fällt eine Spannung U_n ab, die sich zu

$$U_n = i_n \cdot R_n = \frac{i_n \cdot N_n}{K}$$

ergibt. Die resultierende Amperewindungszahl des Transformators läßt sich jetzt in der Form

$$N_1 \cdot i_1 - N_2 \cdot i_2 - \dots - N_n \cdot i_n = K \cdot (U_1 - U_2 - \dots - U_n)$$

schreiben. Wenn also die an den Widerständen R_1 , R_2 , ..., R_n auftretenden Spannungen U_1 , U_2 , ..., U_n in der richtigen Phasenlage miteinander kombiniert, d. h. addiert werden, so ist die resultierende Spannung, nach Multiplikation mit dem Proportionalitätsfaktor K , unmittelbar gleich der gesuchten Amperewindungszahl. Die Kombination der Spannungen U_1 , U_2 , ..., U_n läßt sich mit Hilfe eines sehr einfachen, in Abb. 2 gezeigten Netzwerkes durchführen, während die resultierende Ausgangsspannung dieses Netzwerkes auf dem Kathodenstrahloszillografen abgelesen und in ihrem zeitlichen Verlauf innerhalb einer Periode verfolgt werden kann. Die Zeilenablenkung des Oszillografen muß im Takt dieser Periode synchronisiert sein.

Das zur Kombination bzw. Addition der einzelnen Spannungen dienende Netzwerk besteht aus sternförmig zusammengeschalteten Widerständen R , die groß gegen R_1 , R_2 , ..., R_n sind und in deren gemeinsamem Verbindungspunkt die Kombinationsspannung abgenommen und zum Oszillografen geführt wird. Es müssen natürlich ebenso viele Widerstände R vorhanden sein, wie

Spannungen zu addieren sind, ihre Zahl muß darum der Anzahl der Wicklungen auf dem Transformator entsprechen. Da für jede zu addierende Spannung das Netzwerk so wirkt, wie es in Abb. 3 angedeutet ist, kommt jede Spannung nur mit einem n -tel ihres Betrages zur Geltung, und auch die resultierende Spannung kann somit nur ein n -tel mal so groß sein wie die wirkliche Resultierende der Einzelspannungen. Lies man also auf dem Schirm des Kathodenstrahloszillografen die resultierende Spannung zu U ab, so ist die gesuchte Amperewindungszahl gleich $n \cdot K \cdot U$. Das geschilderte Verfahren wurde zur Untersuchung der in Abb. 4 gezeigten Ausgangsstufe des Zeilenkippes eines Fernsehempfängers herangezogen; der hier benutzte Transformator hatte einen Kern aus Ferritcube. Es lagen zwischen den Punkten 1 und 2 $N_1 = 180$ Wdg., zwischen 1 und 3 $N_2 = 470$ Wdg. und zwischen 1 und 4 $N_3 = 720$ Wdg. Empirisch wurde gefunden, daß der Meßwiderstand R_1 (Abb. 5) im Stromkreis der Ablenkspulen höchstens 3 Ohm groß sein durfte, wenn sich die Arbeitsweise der Ablenkspulen nicht störend ändern sollte. Da der Proportionalitätsfaktor K gleich N_1/R_1 ist, ergibt sich bei einem Wert des Widerstandes R_1 von 3,06 Ohm (Abb. 5) für diesen Proportionalitätsfaktor $K = 59,2$ Windungen je Ohm. Daraus erhält man entsprechend den Windungszahlen N_2 und N_3 dann $R_2 = N_2/K = 7,96$ Ohm und ebenso $R_3 = N_3/K = 12,85$ Ohm für die Widerstände in den übrigen Transformatorkreisen, wie es in Abb. 5 zu sehen ist.

Abb. 5. Die Endstufe des Zeilenkippes mit den eingelöteten Meßwiderständen R_1 , R_2 , R_3 und den Mischwiderständen R .

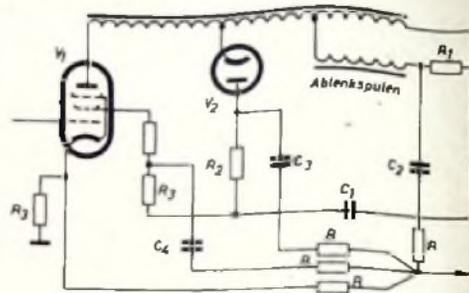
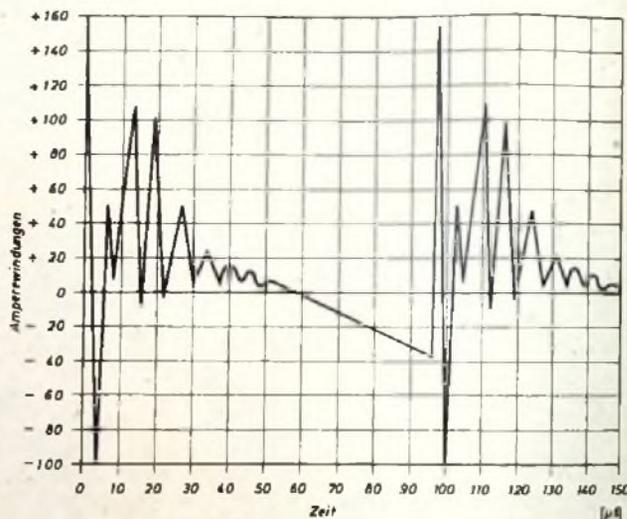


Abb. 6 (unten). Das Ergebnis der Messung an der Endstufe des Zeilen-Kippgerätes.



Die Mischwiderstände R , mit denen die Spannungen an R_1 , R_2 und R_3 gemischt wurden, hatten eine Größe von je 10 kOhm. Die Kondensatoren C_2 , C_3 und C_4 dienen lediglich zur gleichstrommäßigen Isolierung des Kathodenstrahloszillografen gegen die Betriebsspannungen der Kippstufe. Abb. 6 zeigt das Ergebnis der an der Endstufe durchgeführten Messung in grafischer Darstellung.

(B o n d, M. E.: The Display of Transformer Magnetizing Ampere-Turns on a Cathode-Ray Oscilloscope. Electronic Engineering Bd. 27 (1955) S. 218)

Jetzt noch näher am S.-u.-O.-Bhl.
BERLIN - NEUKÖLLN

Röhren-Hacker
GROSSVERTRIEB

Der Sortimentler
für den Fachhandel

Silbersteinstr. 5/7

Telefon 621212

Achtung!

Neuheit!

Besitzer des „Metz-Musik“ Tonband-Aufsatzgerätes.
Wiedergabedauer jetzt 4 Stunden

Es ist nur eine kleine Änderung vorzunehmen. Änderungsanweisungsplan und Beschreibung - mit Funktionsgarantie - bei Voreinsendung nur 2,80 DM. Komplettteile für die Änderung (nur durch uns lieferbar) kosten 19,80 DM. Die Änderung kann evtl. auch bei anderen Amateurgeralten angewandt werden!

Ing. H. Thesing, Spezial-Versand,

Bln.-Charlottenburg 4, Krumme Str. 47, Postfach-Konto Bln.-West 44004

Fordern Sie unsere kostenlose Neuheiten- und Schlogerliste 1/55 an!
Vielseitig, billigste Preisliste genügt!

Werbung ist wichtig!

**Preis-Schilder
Prospekte**

für Rundfunk-,
Fernseh-
und Phonogeräte

Verlag Rolf Döring

(21a) Mennighüffen/Löhne
Lübbecke Straße 425

Verlangen Sie kostenlos Muster!



Große Deutsche Rundfunk-, Fernseh- und Phono-Ausstellung
Düsseldorf · Halle N 4 · Stand 402/443



Kaufgesuche

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

Wir suchen Röhren und Stäbe: 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 S. Wundstr. 15

HANS HERMANN FROMM sucht ständig alle Miniaturröhren, Wehrmachtsröhrentypen, Stabilisatoren, Osz.-Röhren usw. zu günstigen Bedingungen. Berlin-Friedenau, Hähnelstraße 14, B3 30 02

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

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

Röhrenposten, Meßinstrumente, Kassan-kauf. Aqertradio, Bln. SW 11, Europahaus

Röhren-Angebote stets erwünscht. Großvertrieb Hacker, Berlin-Neukölln, Silbersteinstraße 5/7, Telefon: 62 12 12

Verkäufe

Ca. 500 Gebrauchtgeräte, teils spielbar, DM 5,- bis 30,-. Fordern Sie Preisliste. Radio-Müller, (16) Bensheim, Hauptstraße 76

Auszug aus Sonderangebot VI, 55 (nur für Wiederverkäufer)

- DAF 91 = 2.80, 96 = 3.75
- DK 91 = 2.95, 96 = 4.90
- EF 41 = 3.20, 42 = 4.15
- ECH 42 = 4.25, 81 = 4.40
- DF 91 = 2.75, 96 = 3.60
- DL 92 = 2.95, 96 = 4.25
- EF 80 = 3.70, 85 = 3.60
- EL 41 = 3.50, 84 = 4.00 u. a.

6 Monate Garantie • Mindestbestellg. 10 Stück (auch sort.) • Bitte Preisliste anfordern. Viele günstige Angebote in Bauteilen. Radio-Merk, Coburg, Ofz. - Tel. 4490

● Meßinstrumente ●
Instandsetzung, Umbau, Eichung sehr sorgfältig und preisgünstig.
QUARZE 1000 Hz ... 30 MHz in versch. Toleranzen, H. Quarzoszillatoren, Normalfrequenz-Generatoren, Thermostate aus lfd. Fertigung.
M. HARTMUTH ING. Meßtechnik - Hamburg 13

Stabilisatoren
und Eisenwasserstoffwiderstände zur Konstanthaltung von Spannungen und Strömen
Stabilovolt GmbH.
Berlin NW 87
Sickingenstraße 71
Tel. 39 40 24

Walter-Arzt-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-Arzt-Radio-Katalog, jahrzehntlang wird dieser verbessert, so daß sich heute dieses umfangreiche „Werk“ auf einem kaum noch zu übertreffenden Stand befindet.

Unser Katalog bietet unbestritten 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 nach wie vor nur 1,- DM Schutzgebühr für unseren Katalog, die bei Wareneinkauf in Höhe von 20,- DM durch einen einlegenden Gutschein vergütet wird.

Wiederverkäufer, Industrie und Laboratorien erhalten eine Rabattliste. Industriefirmen, Hochschulen und Laboratorien erhalten bei Anfordern 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.

Arzt Radio Versand Walter Arzt
Berlin-Neukölln T, Karl-Marx-Str. 27 (Westsektor) - Postcheck: Berlin-West 197 37
Berlin-Charlottenburg T, Kaiser-Friedrich-Straße 18 (Westsektor)
Düsseldorf T, Friedrichstraße 61 a - Postcheck: Essen 373 36

Gratis! Arzt Röhrensonderliste führend in Deutschland!
Arzt Meßgeräte teils unerreicht in der Vielseitigkeit!

WERTVOLLE FACHBÜCHER

Handbuch für Hochfrequenz- und Elektro-Techniker

I. Band: 728 Seiten · 646 Abbildungen · Ganzleinen 12,50 DM
II. Band: 760 Seiten · 638 Abbildungen · Ganzleinen 15,— DM
III. Band: 744 Seiten · 669 Abbildungen · Ganzleinen 15,— DM

Handbuch der Industriellen Elektronik

von Dr. REINHARD KRETZMANN
336 Seiten · 322 Abbildungen Ganzleinen 17,50 DM

Schaltungsbuch der Industriellen Elektronik

von Dr. REINHARD KRETZMANN

Ganzleinen 17,50 DM

Erscheint demnächst

Der Elektronenstrahl-Oszillograf

Aufbau · Arbeitsweise · Meßtechnik

von J. CZECH

356 Seiten · 394 Abbildungen Ganzleinen 22,50 DM

Verstärkerpraxis

von WERNER W. DIEFENBACH

127 Seiten · 147 Abbildungen Ganzleinen 12,50 DM

Induktivitäten

von HARRY HERTWIG

142 Seiten · 95 Abbildungen Ganzleinen 12,50 DM

Klangstruktur der Musik

Neue Erkenntnisse musik-elektronischer Forschung
224 Seiten · 140 Abbildungen
Ganzleinen 18,50 DM

Neuerscheinung

Prüfen · Messen · Abgleichen

Moderne AM/FM-Reparaturpraxis

von WINFRIED KNOBLOCH

67 Seiten · 50 Abbildungen 4,50 DM

Magnettongeräte selbstgebaut

Laufwerke und Zusatzgeräte

59 Seiten · 60 Abbildungen 3,60 DM

Der Filmvorführer ist im Bilde

Beseitigung von Störungen bei der Vorführung von Tonfilmen

von Dipl.-Ing. HERBERT TÜMMEL

124 Seiten · 108 Abbildungen 4,80 DM

Aktuelle Fragen der Straßenbeleuchtung

Herausgegeben von der Lichttechnischen Gesellschaft e. V.

37 Abbildungen und Tabellen 5,50 DM

Leuchtröhrenanlagen

für Lichtreklame und moderne Beleuchtung

von HERMANN SPANGENBERG

55 Seiten · 43 Abbildungen 2,75 DM

Zu beziehen durch jede Buchhandlung im In- und Ausland oder durch den Verlag.
Während der Großen Deutschen Rundfunk-, Fernseh- und Phono-Ausstellung Düsseldorf
auch in Halle Z, Stand Nr. 17

VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH · HELIOS-VERLAG GMBH
Berlin-Borsigwalde 112