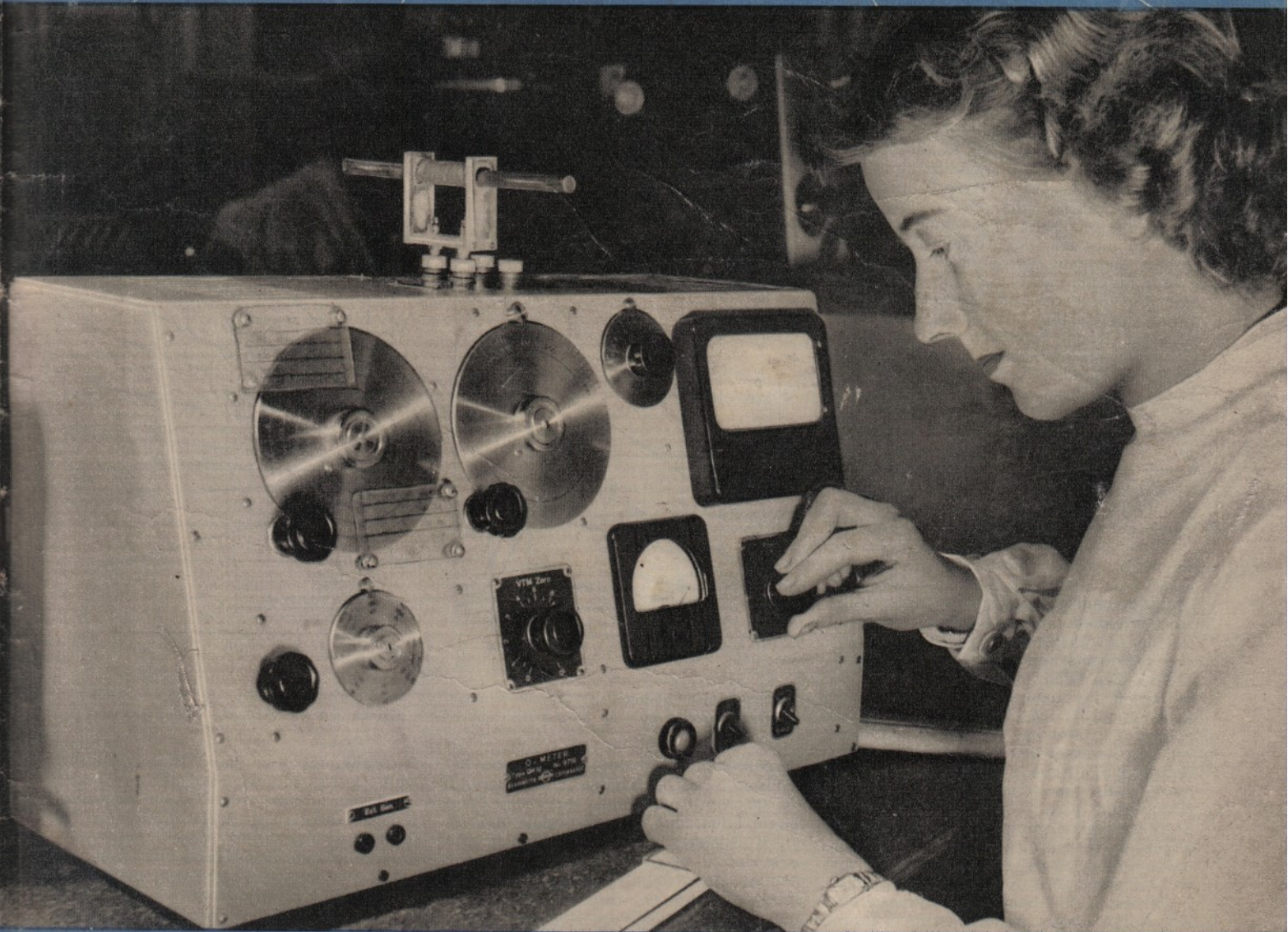


Funkwerkstatt  
Inh. Hans L. ...  
Berlin-Katzenb., T. ...  
Tel. 8226 00 - Druck. Sp. 77. Kolo 77404

# FUNK- TECHNIK

RADIO • FERNSEHEN • ELEKTRONIK





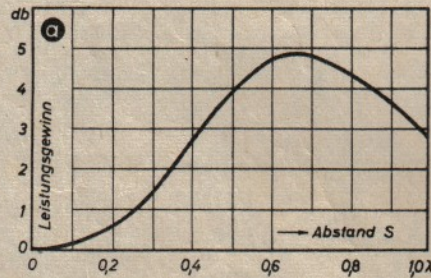
# Abstände gestaffelter Antennen

Ein Beispiel zum Aufsatz auf Seite 617

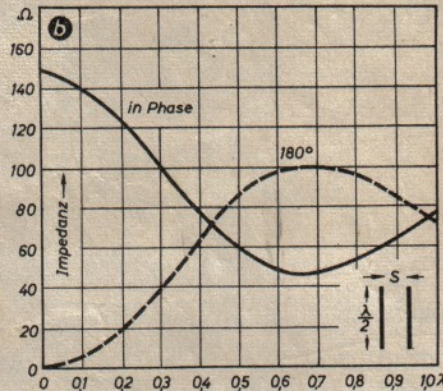
Für den Fernsehempfang sei ein Zwei-Etagen-Richtdipol mit möglichst großem Antennengewinn aufzustellen. Es kommt deshalb nur die Optimalstaffelung von etwa  $\frac{3}{4}$  Wellenlängen in Betracht. Die Gesetzmäßigkeit aus dem Diagramm (c) gibt dafür den exakten Wert von  $d = 0,67 \lambda$ , und aus dem Diagramm (b) ist zu entnehmen, daß der Strahlungswiderstand des einfachen Dipols dabei von rd. 75 Ohm auf etwa 48 Ohm, d. h. um 33%, absinkt. Bringt man jetzt hinter den Dipolen noch je einen Reflektor im für den Gewinn optimalen Abstand von  $0,15 \lambda$  an, so verringert sich die Impedanz der Dipole etwa um weitere 65%, so daß mit einem Strahlungswiderstand von rd. 16,8 Ohm je Dipol zu rechnen ist. Den etwa vierfachen Wert von rd. 67 Ohm erreicht man bei Verwendung von Schleifendipolen und den neunfachen Wert von rd. 150 Ohm mit sogenannten Doppelschleifen. Wegen der Forderung nach gleichmäßiger Energieverteilung muß das Antennenkabel nun so mit den beiden Etagen verbunden werden, daß diese Bedingung wenigstens prinzipiell erfüllt wird. Praktische Ungenauigkeiten lassen sich bei Antennen selten vermeiden. Die Antennenzuleitung wird deshalb besser in der Mitte zwischen beiden Etagen angeschlossen.

Die erwähnte Gesetzmäßigkeit bei der  $\frac{1}{2}$ - $\lambda$ -Leitung läßt dabei am Anschlußpunkt wiederum die Dipolimpedanz auftreten, wobei sich der Anschlußwert durch die Parallelschaltung vom oberen und unteren Element halbiert. Diese Impedanz muß also an die des eigentlichen Antennenkabels angepaßt werden bzw., noch einfacher, ihr entsprechen. Daraus ergibt sich, daß die vorgeschlagene Zwei-Etagen-Antenne zweckmäßig nur mit einem niederohmigen Kabel betrieben werden sollte. Legt man ein 60-Ohm-Kabel zugrunde, so muß die Impedanz jedes Dipols den doppelten Wert, also 120 Ohm haben. Da die Staffelung der Etagen wegen des gewünschten Leistungsgewinns nicht geändert werden soll, bleibt nur übrig, entweder eine Antennentransformation mit verschieden starken Dipolelementen vorzunehmen, oder aber bei Verwendung eines normalen Schleifendipols den Reflektorabstand zu vergrößern.

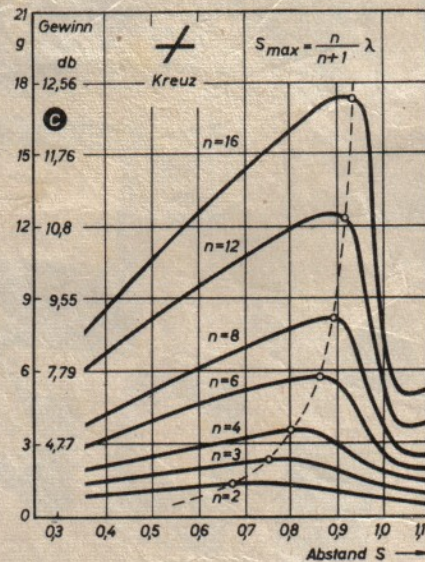
Zur Erfüllung der Forderung nach größtmöglichem Leistungsgewinn muß die erste Methode benutzt werden. Aus dem Grundwert mit dem Einfachdipol mit Reflektor und der gewünschten Impedanz ergibt sich ein Transformationsverhältnis von  $120/16,8 = 7,15$ . Die Diagramme (d) und (e) vereinfachen die Auswertung der diesbezüglichen in der FT-KARTEI 1952, Karte Nr. 36, gebrachten Formeln. Wählt man den unteren Durchmesser des dünneren Anschlußleiters  $d_1 = 10$  mm, so kann das Verhältnis  $d_2/d_1$  für eine Transformation von rd. 7 zwischen etwa 2 und 10 liegen. Ein praktisch vernünftiger Wert für  $d_2$  ist 25 mm  $\phi$ , so daß  $d_2/d_1 = 2,5$  wird. An der horizontalen Skala unten ist dann der Leiterabstand  $S/d_2 = 2$  abzulesen, d. h.  $S = 50$  mm. Damit liegen die interessierenden Daten dieses vierelementigen Zwei-Etagen-Richtdipols fest, und man hat nur noch die genauen Längen der einzelnen



Leistungsgewinn zweier paralleler Dipole in Abhängigkeit vom Abstand S zwischen den Elementen

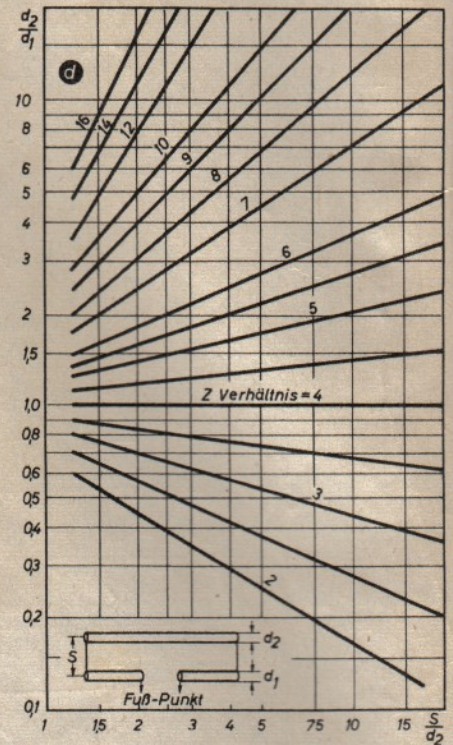


Strahlungswiderstand in der Mitte eines Halbwellenelementes in Abhängigkeit vom Abstand S zweier paralleler Dipole

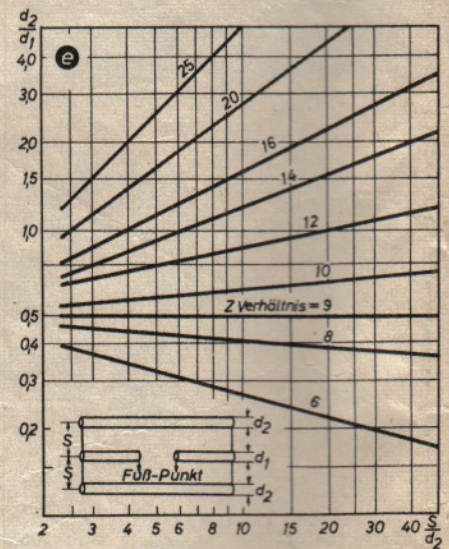


Optimalabstand gestaffelter Horizontalstrahler in Abhängigkeit von der Elementenzahl n

Elemente an Hand der gewünschten Betriebswelle zu bestimmen. Den Anschluß des 60-Ohm-Koaxkabels, das zum Empfänger führt, muß man allerdings nun mit einem Symmetrierglied vornehmen, wie es in Heft 21 besprochen wurde, oder man benutzt einen handelsüblichen 60-Ohm-Sperrtopf, wie er auch in Abb. 3 auf Seite 618 angegeben ist. Dort sind sämtliche Abmessungen und Kabeltypen eingetragen, wie sie beispielsweise für den



Transformationsverhältnis an Schleifendipolen mit verschiedenen Leiterdurchmessern



Transformationsverhältnis an Doppelschleifendipolen mit verschiedenen Leiterdurchmessern

Fernsehkana 8 im Band III erforderlich sind. Der Leistungsgewinn dieser Antenne kann theoretisch etwa 7,5 db betragen, jedoch erfordern die relativ kleinen Reflektorabstände im Verein mit der niederohmigen Anpassung eine sehr genaue Abstimmung. Außerdem engen die kleinen Reflektorabstände die Bandbreite des Systems ein, so daß es mit vollem Gewinn nur für ein oder zwei FS-Kanäle einzusetzen ist.





# FUNK- TECHNIK

## AUS DEM INHALT

Abstände gestaffelter Antennen .....	600	Netzgleichrichter mit belastungsunabhängiger Spannungsregelung .....	613
Freud und Leid des KW-Amateurs .....	601	Rechteckimpulse mit einstellbarer Länge .....	613
So schaltet die Industrie		Universal-UKW-Superhet für AM, FM	
II. Zwischenfrequenz und Demodulation	602	und Fernsehen .....	614
Kurznachrichten .....	604	Hinweise für den Bau von UKW-Antennen	617
Automatisches Aufzeichnungsgerät für		Abgleich von Kurzwellen-Superhets .....	620
Fernsehen .....	604	FT-Werkstattwinke .....	621
Gemeinschaftsantennenanlagen für Rund-		FT-AUFGABEN .....	622
funk-, UKW- und Fernschempfung .....	606	FT-ZEITSCHRIFTENDIENST .....	623
Ferrite und ihre Eignung für HF-Zwecke	609	FT-EMPFÄNGERKARTEI	
Einführung in die Magnetontechnik		Braun „300 UKW“ .....	625
Der Aufsprech- und der Wiedergabe-		Blaupunkt „520 WH“ .....	625
vorgang .....	610	FT-BRIEFKASTEN .....	627
Schaltungshinweise			
Lilliput-Sende-Empfänger .....	612		

Zu unserem Titelbild: Messung eines Ferrit-Antennenstabes auf seine Güte und effektive Permeabilität im Philips-Labor Hamburg-Langenhorn

CHEFREDAKTEUR CURT RINT

## Um die Amateurbänder

### Freud und Leid des Kurzwellenamateurs

Die deutschen Kurzwellenamateur begrüßen dankbar die Mitteilung der Bundespost, die ihnen Ende September ins Haus gebracht wurde: Freigabe des 21-MHz-Bandes und eines Teiles des 70-cm-Bandes (430...440 MHz). Demgegenüber fallen kleinere Korrekturen im 40- und 20-m-Band nicht ins Gewicht, denn sie legalisieren z. T. bestehende Zustände. Für die technisch interessierten OM's öffnet sich mit der Zentimetertechnik eine neue Welt, und die DX-Freunde machen die Stationen für weltweite QSO's auf 14 m (21 MHz) klar.

Diese so erfreulichen Fortschritte dürfen nicht über die großen Gefahren hinwegtäuschen, die den Kurzwellenamateuren von anderer Seite drohen. Wir meinen die schwierigen Verhältnisse auf 40 und 80 Meter, die sich seit unserem Bericht „Die Lage auf den Bändern“ (FUNK-TECHNIK Bd. 7 [1952], H. 12, S. 315) eher zum Schlechten gewandelt haben. Die Flut übermodulierter spanischer Rundfunksender zwischen 7000 und 7100 kHz hat nicht abgenommen; dazu gesellen sich einige portugiesische Stationen und mit mächtiger Stimme Karachi APK 3 (Pakistan, 50 kW), wirkungsvoll untermalt von einigen leistungsstarken Schnelltelegrafisten, so daß in den Abendstunden für die schwachen Amateursender nur wenige Lücken übrigbleiben. Dabei sind die Bestimmungen, niedergelegt in der Vollzugsordnung für den Funkdienst zum Weltnachrichtenvertrag von Atlantic City (1947), eindeutig: „Der Bereich 7000 bis 7100 kHz ist in allen drei Regionen ausschließlich dem Amateurfunk vorbehalten; im Bereich 7100 bis 7150 kHz dürfen in Region 1 (u. a. Europa) Amateure arbeiten, soweit sie keine Störungen der hier bevorrechtigten Rundfunksender verursachen“ (s. a. FUNK-TECHNIK, Bd. 7 [1952], H. 21, S. 579).

Auf 80 m ist die Situation unerfreulicher, weil der Bereich 3500...3800 kHz Amateuren, beweglichen und festen Funkstellen gemeinsam zugeteilt ist. Wer in einem solchen Falle siegt, ist klar... die kilowattstarken Kommerziellen sind bestimmt nicht die Verlierer; die hier u. a. eingewiesenen Küstenfunkstellen dürfen mit maximal 5 kW strahlen, die Amateure mit 0,1 kW. Dabei wird sich die Lage verschlechtern, denn anlässlich der Außerordentlichen Funkverwaltungskonferenz in Genf (1951) wurden rd. 2500 Frequenzuteilungen für das 80-m-Band registriert. Davon mögen 80% vorsorgliche Anmeldungen gewesen sein — jedoch höre man sich einmal in den späten Abendstunden den Betrieb an, und man wird rasch den Eindruck gewinnen, daß schon alle Lizenzen ausgenutzt sind. Diese Lage hat in Kreisen der lizenzierten deutschen Sendeamateure und der DE's zu erregten Debatten geführt. „Rettet 80 und 40 m!“ ist die Parole. Über das Wie gehen die Ansichten freilich auseinander, zumal mancher die Lage ein wenig zu sehr unter begrenztem Blickwinkel sieht. In Wirklichkeit ist es ein internationales Problem und betrifft alle europäischen Amateure gemeinsam. Der einzelne wird mit Brandreden und Milder-Faust-auf-den-Tisch-Schlägen keinen Erfolg haben. Wenn hier überhaupt Hilfe möglich ist, dann nur auf dem Wege über zähe, zielbewußte Verhandlungen zwischen Amateurverbänden und den Fernmeldeverwaltungen der einzelnen Staaten Europas, die im Internationalen Fernmeldeverein (U. I. T.) zusammengeschlossen sind.

Bis vor einiger Zeit war die „International Amateur Radio Union“ (IARU) mit Sitz in West Hartford (USA) die einzige Amateurvertretung für internationale Verhandlungen. Entsprechend ihrer Struktur — sie wird im Grunde genommen von der nationalen amerikanischen Kurzwellenvereinigung ARRL repräsentiert und auch finanziert — und ihres Sitzes konnte sie für die europäischen OM's wenig tun; sie hatte wohl auch nicht immer den rechten Einblick in die europäische Situation. Inzwischen trat ein Wandel ein: Die IARU hat ein europäisches Büro mit Sitz in London eingerichtet, das sich der europäischen Belange besonders anzunehmen hat und weniger schwerfällig als der Apparat des „Stammhauses“ arbeitet. Etwa 20 europäische Amateurvereinigungen, darunter als jüngstes Mitglied der Deutsche Amateur-Radio-Club, werden nun in Kürze versuchen, die Rechte der Amateure gemeinsam zu vertreten. Immerhin repräsentieren sie mehr als 30 000 Lizenzinhaber.

Im kommenden Sommer soll die erste große Konferenz des europäischen Büros der IARU stattfinden, wahrscheinlich in Amsterdam. Punkt 1 der Tagesordnung dürfte „Die Lage auf den Bändern“ sein. Der Deutsche Amateur-Radio-Club hat durch seinen Auslandsbeauftragten Otfried Lührs, DL 1 KV, eine erste Liste der Besprechungswünsche eingereicht, nachdem bei einer Fühlungnahme anlässlich des Jubiläums der dänischen Amateure in Kopenhagen gewisse Fragen vorgeklärt werden konnten.

Wer auch nur ein wenig mit dem Mechanismus der internationalen Fernmeldeverträge vertraut ist, wird einsehen, daß der angedeutete Weg sehr mühsam, andererseits aber der einzig gangbare ist. Es wird lange dauern, bis Erfolge erreicht werden können, und manchem Heißsporn wird zwischendurch der Geduldsfaden reißen. Was aber kann inzwischen der einzelne tun? Man sagt in den Reihen der deutschen Kurzwellenamateur (und im Ausland): „Benutzt mehr als bisher die gefährdeten Bänder, speziell mit Telegrafie. Verleidet dadurch den ungebeten Gästen, besonders auf 40 m, den Aufenthalt!“ Fraglich bleibt, ob sich die spanischen, portugiesischen und südostasiatischen Rundfunksender beeindrucken lassen; sie liegen zu weit ab vom Zentrum Europas. Andererseits sind kommerzielle Telegrafiesender recht empfindlich gegen Störungen und weichen möglichst aus. Auf 80 m darf man nicht von „Illegalen“ sprechen. Die hier auftauchenden kommerziellen Telefonie- und Telegrafiesender sind, soweit sie registriert sind, rechtmäßig im Band. Jedoch könnte auch hier eine dichte Belegung des Bandes durch die vielen tausend Amateursender helfen, weil auch die Kommerziellen eine ungestörte Verkehrsabwicklung vorziehen und gestörte Gefilde verlassen — wenn sie können. Trotzdem muß sich selbst der begeisterte Vorkämpfer für das KW-Amateurwesen sagen lassen: „Dein hobby steht nicht immer im Mittelpunkt des Weltinteresses!“ Der Frequenzhungrer ist im Zeitalter der elektronischen Nachrichtenübermittlung nicht zu stillen, zumal auch die militärischen Stellen keinen geringen Appetit zeigen. Wir wollen froh sein, wenn wir unsere 100 kHz im 40-m-Band wieder frei bekommen.

DL 1 UH, ex D 4 rpu



## II. Zwischenfrequenz und Demodulation

Bereits im vergangenen Jahr begannen sich die Konstrukteure der Rundfunkindustrie stärker mit der FM-Trennschärfe zu befassen. Durch die steigende Zahl der UKW-Sender und die immer höher getriebene FM-Empfindlichkeit wird dieses Problem allmählich dringlich. Entsprechend dieser Entwicklung nimmt die Zahl der selektivverbessernden FM-Kreise zu; heute haben mehr als zwei Drittel aller AM/FM-Super neun und mehr FM-Kreise. Die Standardschaltung sieht sechs FM-Kreise in der Zwischenfrequenz vor, ferner einen fest eingestellten HF-Vorkreis, abstimmbaren Anodenkreis der Vorröhre und den ebenfalls fest eingestellten Gitterkreis des Oszillators. Der Oszillatorkreis selbst sollte nicht mitgezählt werden, denn er trägt nicht zur Verbesserung der Trennschärfe der betrachteten Empfänger bei.

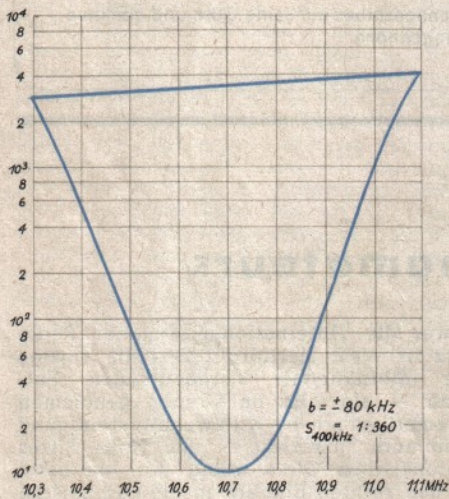


Abb. 1a. Telefonken-„Andante“, 10,7-MHz-ZF-Selektion

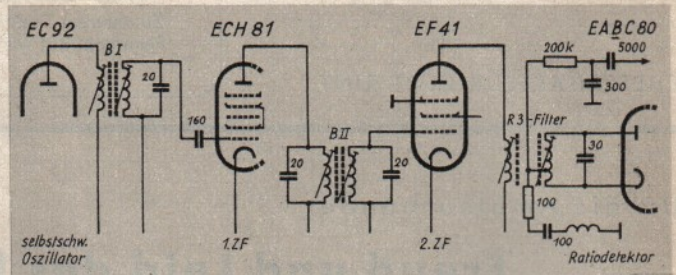


Abb. 1b. Schaltung der UKW-ZF im „Andante“

### Trennschärfe und Bandbreite

Mit 6 Kreisen im UKW-ZF-Teil läßt sich bei sorgfältigem Aufbau eine ZF-Trennschärfe von 1 : 300 bis 1 : 400 erreichen, bezogen auf einen Kanalabstand von 400 kHz. Die Kreise vor der Zwischenfrequenz bringen kaum zusätzliche Selektivität, so daß der Aufbau der Zwischenfrequenzkreise ausschlaggebend ist. Die Bandbreite der FM-Zwischenfrequenz wird heute allgemein mit 160 kHz festgelegt; das ist der äußerste Wert (maximaler Hub:  $\pm 75$  kHz). Eine weitere Einengung der Bandbreite verbietet sich u. a. wegen der niemals vollkommenen Stabilität des UKW-Oszillators. Wir konnten zwar im ersten Teil dieser Arbeit beweisen, daß das Weglaufen der Oszillatorfrequenz und damit der Abstimmung bei fast allen Empfängern der neuen Saison unterbunden ist, aber das ist natürlich relativ aufzufassen. Das Weglaufen hält sich in so engen Grenzen, daß die Oszillatorfrequenz nicht mehr aus der ZF-Bandbreite herausfällt. Wird diese jedoch zu schmal, dann kann der unerwünschte Effekt doch wieder eintreten.

Abb. 1 zeigt die Zwischenfrequenzselektion des Telefonken-„Andante“ und zugleich die Skizze seines UKW-ZF-Teiles. Einschließlich des Ratiodektor-Filterns sind sechs Kreise vorgesehen; bei  $b = 160$  kHz ergibt sich eine ZF-Selektion von 1 : 360, bezogen auf den heute noch gültigen Kanalabstand von 400 kHz.

### ZF-Trennschärfe und Stockholmer UKW-Plan

Entsprechend den Bestimmungen im UKW-Plan von Stockholm, wird der Kanalabstand ab 1. Juli 1953 auf 300 kHz herabgesetzt, so daß das genannte Gerät dann nur noch eine Trennschärfe von 1 : 55 aufweist. Dieser Wert wird u. U. nicht mehr ausreichen, so daß sich die Industrie entschließen muß, wenigstens ihre Mittel- und Spitzengeräte um ein drittes FM-Bandfilter zu verstärken, mit dessen Hilfe die ZF-Selektivität auf rd. 1 : 200 bei 0,3 MHz Kanalabstand gebracht werden kann.

In Stockholm war die Festlegung des Kanalabstandes für den UKW-Rundfunk in Band II sehr

umstritten (siehe FUNK-TECHNIK, Bd. 7 [1952], H. 13, S. 339). Großbritannien forderte zuerst einen Abstand von nur 100 kHz und ging später auf 200 kHz hinauf, nachdem bewiesen wurde, daß 100 kHz untragbare Anforderungen an die Trennschärfe der Empfänger stellen. Als Arbeitsunterlagen dienten der Konferenz u. a. Durchlaufkurven (Abb. 3) von UKW-Empfängern; Kurve 1) ist die Selektivität eines einfachen FM-Empfängers mit 2 FM-Bandfiltern = 4 Kreisen, 2) die eines FM-Empfängers mit 3 FM-Bandfiltern = 6 Kreisen und 3) die eines kommerziellen UKW-Empfängers, der für einen Kanalabstand von 200 kHz gebaut ist, sich wegen des Aufwandes jedoch nicht für Massenfertigung eignet.

### AM-Trennschärfe

Die unverändert schlechten Verhältnisse auf dem Mittelwellenband zwingen die Konstrukteure weiterhin, die AM-Trennschärfe im Rahmen der wirtschaftlichen Möglichkeiten eines jeden Modells zu steigern. Leider sind die Grenzen des „Möglichen“ in einer Zeit der sinkenden Empfängerpreise rasch erreicht, so daß die Mehrzahl aller neuen Empfänger 6 Kreise hat. Siebenkreiser sind etwas weniger geworden, dagegen vermehrte sich die Zahl der Neunkreiser, natürlich nur in den höheren Preisklassen. Die Anwendung neuer Kernmaterialien (Ferrite) nahm zu und brachte z. T. beachtliche Verbesserungen der Spulengüte. Spezialschaltungen wie die Mehrwege-Hochfrequenz-Gegenkopplung (MHG-Schaltung) von Saba und die „8-Kreis-Schaltung“ von Nord Mende werden weiterhin angewendet und teilweise noch verbessert. Über ein neues Grundig-Vierkreis-Bandfilter soll nachstehend berichtet werden, desgleichen über das neue Kombinationsbandfilter von Saba. Allgemein gesehen, tendieren die Geräte der Mittel- und Spitzenklasse zum größeren Variationsbereich der Zwischenfrequenzbandbreite; extreme Trennschärfe und nicht minder extreme

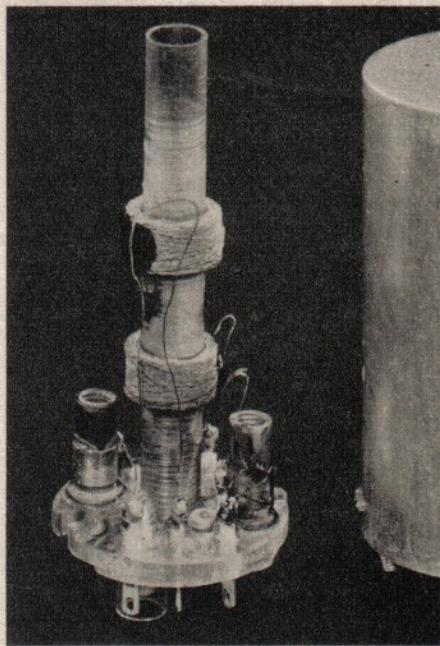


Abb. 2. Kombiniertes Bandfilter für AM und FM im Telefonken-„Andante“

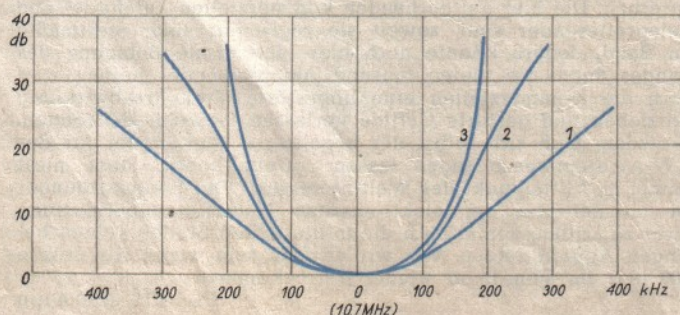
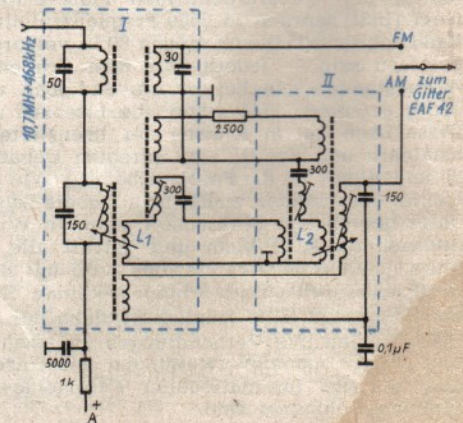
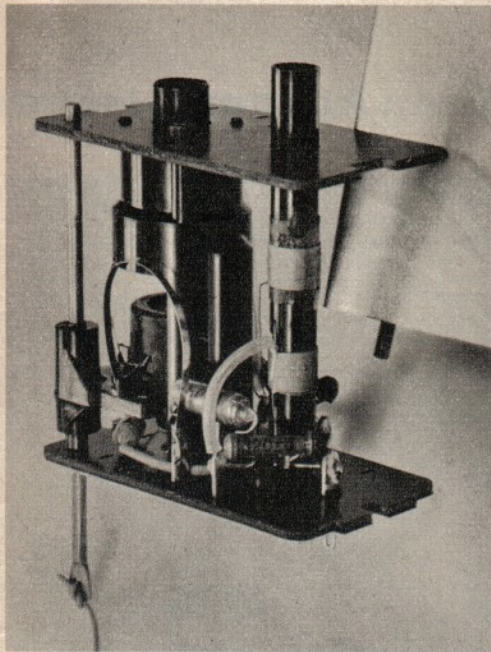


Abb. 3. Selektionskurven verschiedener UKW-Empfänger (siehe Text)

Abb. 4. Vierkreis-Regelbandfilter von Grundig mit Nullstellen symmetrisch zur Mitte







ZF-Bandbreite sollen miteinander kombiniert werden und auf diese Weise die fast untragbaren Zustände im Mittelwellenbereich wenigstens etwas verbessern.

#### Verstimmungsfreies Vierkreisfilter

In den Spitzengeräten von Grundig findet man in diesem Jahr zwischen Mischröhre und ZF-Stufe ein interessantes, vierkreisiges Bandfilter für 468 kHz; es ist getrennt in zwei nebeneinanderstehenden Bechern untergebracht und entsprechend Abb. 4 geschaltet. Im ersten, größeren Becher ist neben dem ersten Kreis des 468-kHz-Filters auch das FM-Bandfilter für 10,7 MHz untergebracht und dazu der erste Kopplungskreis, dessen bewegliche Spule  $L_1$  ebenso wie  $L_2$  im zweiten Becher in einem Fahrstuhl zwischen den fest angeordneten Kreisspulen auf- und niedersteigt. Die Bewegung erfolgt vom Rädchen des Höhenreglers aus an der Frontseite des Empfängers über einen Seilzug. Das Rädchen bedient zugleich das Potentiometer im Gegenkopplungsweig für die Höhen, wobei die übliche Reihenfolge eingehalten wird: Zuerst wird die Bandbreite in der ZF beschnitten und anschließend werden die hohen Tonfrequenzen gekappt.

Der besondere Vorzug dieses Vierkreisfilters liegt in seinem ungewöhnlich weiten Variationsbereich und den stets symmetrisch zur Bandmitte bleibenden Nullstellungen; eine Verformung der Durchlaßkurve ist vermieden.

Leider waren bisher vom Werk keine näheren Angaben über Wirkungsweise usw. zu erhalten. Eine eigene Messung an einem beliebig herausgegriffenen Mustergerät „4010“ ergab folgende erstaunlichen Trennschärfevariationen auf Mittelwelle:

gemessen bei	Trennschärfe „über alles“	
	schmal	breit
1300 kHz	1 : 2200	1 : 10
900 kHz	1 : 3500	1 : 9
600 kHz	1 : 3000	1 : 30

Der Empfänger hat auf Mittel- und Langwellen Eingangsbandfilter, aperiodische Ankopplung zwischen HF-Vorstufe und Mischröhre, regelbares Vierkreisfilter der beschriebenen Art und ein Zweikreis-Bandfilter; zusammen sind es neun Kreise, davon sechs fest.

#### Schalenkern-Breitband-Regelfilter

Zur Erfüllung der oben angedeuteten Forderung nach einem Regelfilter für die AM-Zwischenfrequenz, das sehr weit variiert werden kann, ohne daß Frequenzverwerfung und Verformung der Übertragungskennlinie auftreten, hat Lorenz das Schalenkern-Regelfilter entwickelt. Abb. 5 zeigt das Kombinationsfilter 10,7 MHz/472 kHz; rechts ist das FM-Bandfilter mit je 20 pF Kreiskapazität zu erkennen und links sind die beiden AM-Filterkreise

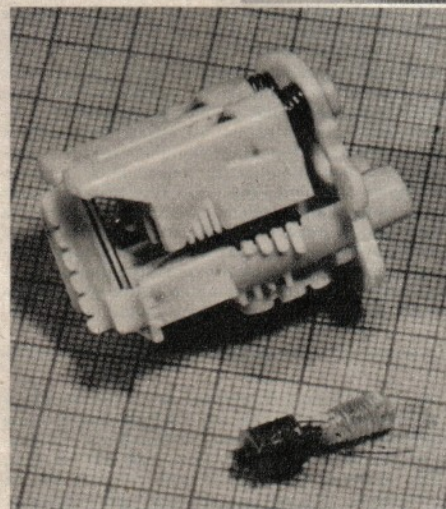
mit Schalenkernen, deren Sekundärspule (unten) in senkrechter Richtung bewegt werden kann.

Die Schalenkerne haben die Eigenschaft, das Spulenfeld weitgehend zusammenzufassen und nur einen geringen Teil der Kraftlinien austreten zu lassen, so daß schon eine geringe Änderung des räumlichen Abstandes beider Kreisspulen eine sehr große Koppeländerung zur Folge hat. Dieser Effekt erfährt durch die Verwendung von Ferrit-Abgleichkernen eine zusätzliche Unterstützung, denn durch die Verschiedenheit des Ferritmaterials gegenüber dem Hochfrequenzisen des Schalenkerns findet eine Verformung des Feldes statt, wodurch sich die Regelung weiter verbessert.

Lorenz faßt die Vorzüge des Schalenkern-Regelfilters gegenüber regelbaren Bandfiltern mit einfachen, offenen Kernspulen wie folgt zusammen:

←  
Abb. 5. Lorenz-ZF-Bandfilter für 472 kHz und 10,7 MHz mit Spulenfahrstuhl zur AM-Bandbreitenregelung

→  
Abb. 6 (unten). Kombinations-Mikrobandfilter von Saba, vorn die sehr kleine Kammer- spule mit Ferroxcube-Kern für 472 kHz



a) bei gleichem Regelhub ist eine wesentlich stärkere Regelung möglich,

b) es ergeben sich günstigere Dämpfungswerte, besonders in Stellung „schmal“, ohne daß Frequenzverwerfungen auftreten.

#### Neues Saba-Kombinationsfilter

Im Zuge der Verkleinerung aller Bauelemente für Rundfunkgeräte und der Anwendung neuer Werkstoffe für die Filtertechnik haben die Saba-Laboratorien ein neues Mikrobandfilter mit „variabler Kopplungseinstellung“ entwickelt.

Das neue Filter stellt den vorläufigen Endpunkt einer längeren Entwicklungsreihe dar und erfüllt hinsichtlich Spulengüte, Abgleichbarkeit und geringer Dimension alle zur Zeit erhobenen Forderungen. Man mußte dabei von der bisher benutzten großen Mantelkernspule abgehen und gelangte über einige Umwege zu einer sehr kleinen, litzengewickelten Kammer- spule für 472 kHz mit einem Ferroxcube-Kern von 2,3 mm Durchmesser als Abgleich (Abb. 6, vorn). Bei dieser Anordnung ist das Spulenfeld eng gebündelt, so daß der dämpfende Einfluß des kleinen Abschirmbeckers gering bleibt und die Spulengüte den ausgezeichneten Wert von 180 ... 190 (l) erreicht.

Der zweite Schritt war die Entwicklung eines neuartigen Winkelträgers aus Trolitul-Spritzguß (Abb. 6), der schließlich in einer Hartpapierhalterung untergebracht wird (Abb. 7). Neu ist vor allem die von außen mögliche Einstellung der Kopplung beider Bandfilterkreise. Der Primärkreis ist fest angeordnet, während der Sekundärkreis in ge-

wissen Grenzen parallel dazu verschoben werden kann, und zwar durch eine mit Schraubenzieher einstellbare Spindel, die gegen eine Druckfeder arbeitet. Unabhängig von der Kopplungseinstellung sind beide Ferroxcube-Kerne der Kreisspulen zum Abgleich ein- und ausschraubbar.

Fester Primär- und verschiebbarer Sekundärkreis sind zweifach nebeneinander angeordnet, wie Abb. 6 zeigt, und zwar einmal für 472 kHz und das andere Mal für 10,7 MHz. Abb. 8 läßt den Kopplungszustand in Abhängigkeit von der Anzahl der Umdrehungen der Stellspindel und Abb. 9 den Verlauf der Übertragungsimpedanz  $\eta$  und der Anzahl der Umdrehungen der Spindel erkennen.  $\eta$  kann sogar negativ werden, sobald der Punkt der Feldlinienumkehr erreicht ist ( $k \cdot Q = 0$ ).

(Wird fortgesetzt)

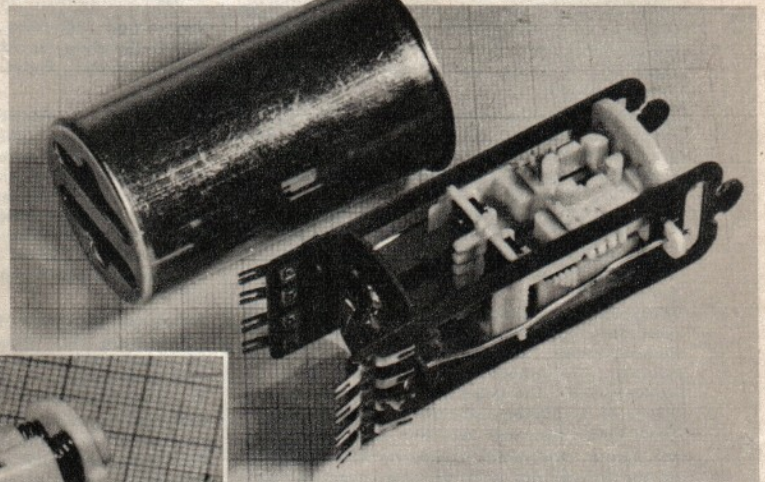


Abb. 7. Kombinations-Mikrobandfilter, fertig gehalten, mit Abschirmbecher

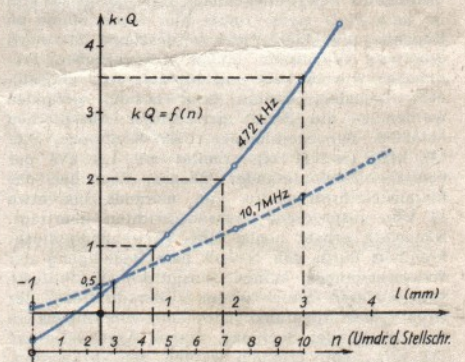


Abb. 8. Kopplungszustand der Saba-Kombinationsfilter in Abhängigkeit von den Umdrehungen der mit Schraubenzieher einstellbaren Spindel

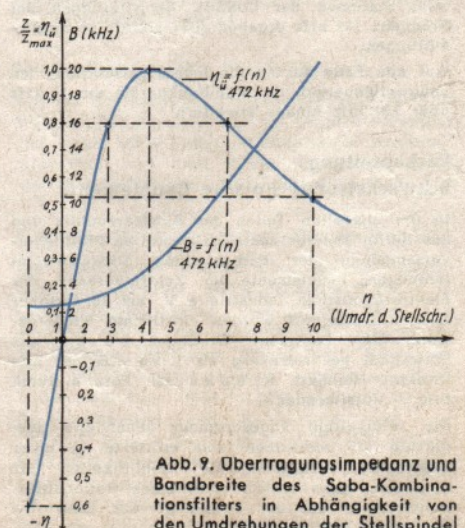


Abb. 9. Übertragungsimpedanz und Bandbreite des Saba-Kombinationsfilters in Abhängigkeit von den Umdrehungen der Stellspindel



## KURZNACHRICHTEN

### Kurz- und Langwellensender vor der Betriebsaufnahme

Die Arbeitsgemeinschaft der Rundfunkanstalten beschloß auf ihrer Stuttgarter Tagung, den deutschen Kurzwellen-Überseedienst nach Möglichkeit noch vor Weihnachten aufzunehmen. Der Langwellensender soll ebenfalls schnellstens seinen Dienst beginnen.

Für die Kurzwellensendungen stehen in Norden-Osterloog (Ostfriesland) zwei Sender zu je 20 kW zur Verfügung; ihre Richtantennen werden bis Jahresende fertig sein. Der NWDR sicherte sich im Laufe der beiden letzten Jahre Frequenzen in allen Kurzwellen-Rundfunkbändern mit Ausnahme des 13-m- und 11-m-Bandes (6270, 7290, 9735, 11 795, 15 275, 17 815 und 17 845 kHz). Über die Aufstellung einer an sich erforderlichen dritten Kurzwellenanlage (siehe FUNK-TECHNIK, Bd. 7 [1952], H. 12, S. 311) wurde noch keine Entscheidung getroffen.

Für die Langwellensendung soll der zweite Hamburger Großrundfunksender benutzt werden. Während des Krieges erhielten alle deutschen Großsender aus Sicherheitsgründen eine Reserveanlage, die in Hamburg bisher unbenutzt war und leicht auf Langwelle umzustellen ist. Der Antennenbau bereitet einige Schwierigkeiten, denn der Mast des Mittelwellensenders (971 kHz) soll auch die Langwellenantenne tragen und wird dann wie folgt ausgenutzt: Mittelwellenantenne, auf der Mastspitze die Antenne des 10-kW-UKW-Senders, dazu die ringförmige Fernsehantenne des 10-kW-Fernsehenders, zusätzlich in aller Kürze einer zweiten UKW-Antenne und nun noch die Langwellenantenne. Die gegenseitige Entkopplung usw. muß sehr sorgfältig ausgeführt und für hohe HF-Spannungen ausgelegt sein (bis 40 kV).

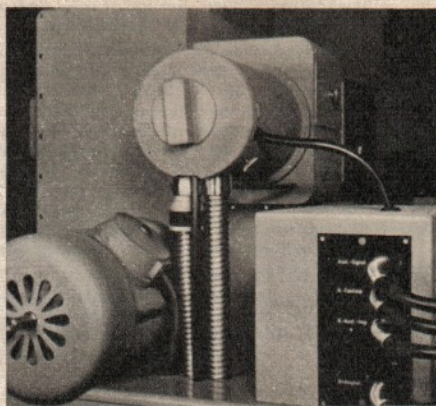
Die Suche nach einer Langwelle für die Hamburger Anlage war sehr mühsam, denn die Bundesrepublik erhielt bekanntlich in Kopenhagen keine Langwelle zugeteilt, und innerhalb des in Atlantic City für den europäischen Sendebereich bestimmten Langwellenbandes von 150 bis 285 kHz ist kein Platz mehr, zumal hier schon einige im Kopenhagener Plan nicht vorgesehene Stationen arbeiten. Alle früher einmal vorgesehenen Frequenzen wie 182, 254 und 281 kHz sind ungeeignet. Trotzdem konnte eine Lösung gefunden werden — die Frucht persönlicher Aussprachen anlässlich der Stockholmer UKW-Konferenz. Auf 147 kHz (= 2041 m) arbeitet mit 1,5 kW der dänische Telefoniesender Odense, über den das Ritzaus-Nachrichtenbüro von morgens bis etwa 12 Uhr gesprochene Pressenachrichten überträgt. Dänemark erhebt gegen eine Verwendung dieser Frequenz durch den NWDR nach Beendigung der Pressesendungen keinen Einspruch. Ob Proteste von anderer Seite wegen Überschreitens der Grenze des Rundfunkbandes und Eindringens in den Bereich des Seefunks, dessen Anrufwelle auf 143 kHz liegt, erfolgen werden, ist abzuwarten. Wahrscheinlich wird Hamburg nicht genau 147 kHz, sondern 150 oder 151 kHz verwenden, wenn hierdurch keine Störungen des ersten Rundfunkkanals (155 kHz) erzeugt werden (Wellenbesitzer Tromsø/Norwegen und Brasow/Rumänien, Mitbenutzer zwei Stationen der UdSSR). Beobachtungen der Frequenz 147 kHz ergaben sehr starke Telegrafiestörungen.

Auf alle Fälle sollten die Empfängerfabriken den Langwellenbereich der Rundfunkgeräte um 10 kHz über 150 kHz hinaus erweitern.

### Fachabteilung Schwachstromtechnische Bauelemente

In der aus allen Teilen der Bundesrepublik und aus Berlin überaus zahlreich besuchten Mitgliederversammlung der Fachabteilung Schwachstromtechnische Bauelemente im Zentralverband der Elektrotechnischen Industrie e. V. am 16. Oktober 1952 in Düsseldorf wurden einstimmig wiedergewählt der Fabrikant Dr. Eugen Sasse aus Schwabach bei Nürnberg als 1. Vorsitzender und Direktor Hellmuth Riepka aus Porz a. Rhein zum 2. Vorsitzenden.

Die reichhaltige Tagesordnung behandelte ausführlich die Marktlage und erörterte in einer angeregten Diskussion die Möglichkeiten zur Gründung eines Krisen- und eines Rationalisierungskartells auf der Grundlage des Entwurfes zum neuen Kartellgesetz.



Rückwärtige Teilansicht des Aufzeichnungsgerätes. Oben: Gehäuse für Abtaströhre; links: Antriebsmotor, rechts: Endverstärker und Austattung

Beim Betrieb ausländischer Fernsehsendergruppen, die untereinander verhältnismäßig große Ortszeitunterschiede ausgleichen müssen, wurde schon vor Jahren die Konstruktion sogenannter Aufzeichnungsgeräte notwendig. Diese Geräte zeichnen die laufende ausgehende Bildsendung (mit Ton) auf ein Filmband, ähnlich wie ein normaler Tonfilmstreifen. Es ist im Prinzip der umgekehrte Vorgang wie bei einem Tonfilmabtaster für Fernsehzwecke.

Wenn nun auch beim Fernsehbetrieb des NWDR in Hamburg der Wunsch nach einem ähnlichen Gerät laut wurde, waren dafür natürlich andere Gründe maßgebend als in Amerika. Zunächst ist es gerade bei Versuchsprogrammen sehr wichtig, eine Sendung anschließend allen Beteiligten zur Kritik und Kontrolle noch einmal vorzuführen. Die Möglichkeit, eine gute Sendung beliebig wiederholen zu können, ist bei einem beschränkten Programmetat sehr notwendig. Von ganz besonderer Bedeutung wird, neben allen internen Gründen, die Fixierung aber für den Austausch von Fernsehprogrammen zwischen Sendern, die nicht durch Kabel oder Dezilistrecken miteinander verbunden sind, was z. B. für die Zusammenarbeit mit Auslandssendern zunächst allgemein zutreffen wird. Bei sprachlichen Differenzen kann dabei auf die Tonübermittlung verzichtet werden.

Die Fachabteilung erfaßt rd. 95 % der Hersteller in der Bundesrepublik und gab in der Sitzung folgende Zahlen bekannt: Während die Produktion mit 80 Mill. DM im Jahre 1950 auf 115 Mill. DM im Jahre 1951 angestiegen war, ist sie im 1. Halbjahr 1952 mit nur 51 Mill. DM rückläufig. Auch die Ausfuhr (1950 = 10,3 % und 1951 = 18 %) ist im 1. Halbjahr 1952 auf 16 % abgesunken. Die Bauelemente-Industrie beschäftigt zur Zeit etwas über 11 000 Arbeitskräfte, während es zu Beginn des Jahres noch fast 13 000 waren. Die Schwerpunktsverteilung gliedert sich wie folgt: Bayern 40 %, Württemberg-Baden-Hohenzollern 26 %, Westberlin 14 % und Nordrhein-Westfalen 10 %.

### Tagung der OIR in Budapest

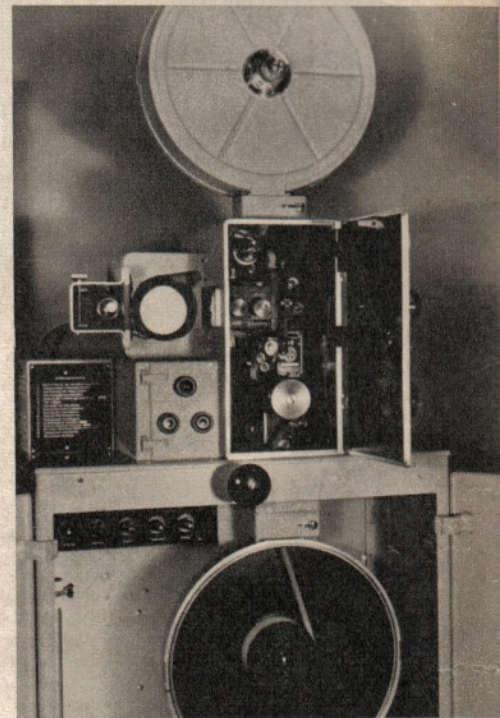
Die Organisation Internationale de Radiodiffusion — OIR —, die Vereinigung aller Rundfunkgesellschaften der europäischen Oststaaten mit Sitz in Prag, hielt Ende September die 22. Tagung des Verwaltungsrates und die 7. Tagung der Technischen Kommission in Budapest ab. Das bemerkenswerteste Ergebnis war die Aufnahme der Volksrepublik China und der Mongolischen Volksrepublik. Damit umfaßt die OIR die Rundfunkorgane von 18 Ländern und greift erstmals über die Grenzen des „Europäischen Sendebereichs“ und sogar der „Region I“ hinaus.

### Fernsehen in Kanada angelaufen

Mitte September nahm die halbstaatliche Canadian Broadcasting Corporation in Montreal und Toronto je einen Fernsehsender mit der amerikanischen 525-Zeilen-Norm in Betrieb. Mitte 1953 soll als dritter Fernsehsender eine Anlage in Ottawa folgen. Die Sender werden untereinander mit einer Fernsehrelais-Strecke verbunden, die eine Abzweigung zur US-amerikanischen Stadt Buffalo erhält. Beide neuen Fernsehsender besitzen Studios und

## Automatisches

Diese und noch andere Gründe veranlaßten den NWDR, bei der Fernseh GmbH in Darmstadt ein Filmaufzeichnungsgerät (Fernsehkonserven), in Auftrag zu geben, das vor einigen Monaten geliefert und probeweise in Betrieb genommen wurde. Da bis zu diesem Zeitpunkt der Versuchsbetrieb nur mit Normalfilmapparaturen ausgerüstet war, wurde auch das Aufzeichnungsgerät für diese Norm bestellt, obwohl inzwischen die Beurteilung



Kontrollräume, so daß zwei unabhängige Programme gestaltet werden können. Die Sendeanlagen sind von amerikanischen Firmen erstellt worden, die Studioausrüstungen einschließlich der Image-Orthicon-Kameras stammen von Marconi (England); die gleiche Firma lieferte auch die modernen Übertragungswagen.

Kanada verfügte schon seit einiger Zeit über zahlreiche Fernsehteilnehmer, die — entlang der Grenze zu den USA wohnend — die amerikanischen Fernsehsendungen aufnahmen. Immerhin konnten 1951 rund 50 000 FS-Empfänger aus kanadischer Produktion abgesetzt werden.

Für die spätere Zeit sind weitere Sender in Halifax, Winnipeg, Quebec und Vancouver vorgesehen. Gegenwärtig ist die tägliche Sendezeit drei Stunden; der größte Teil des Programms wird noch aus den USA bezogen. Der Anteil der eigenen Sendungen steigt jedoch rasch an.

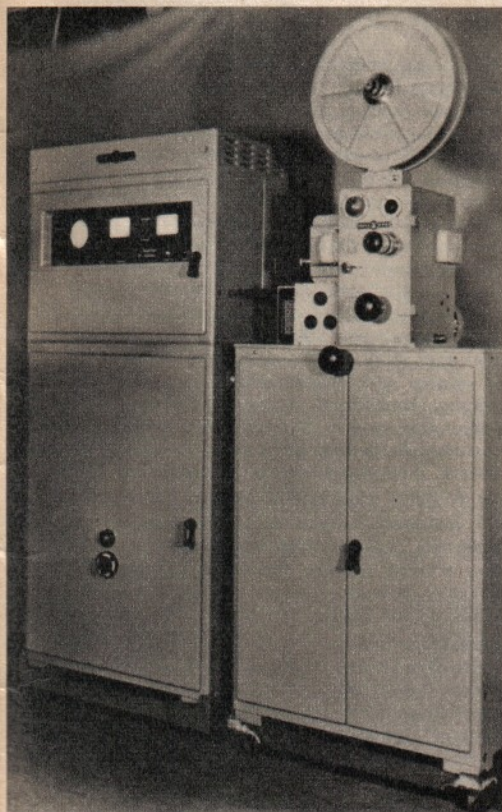
### Dual-Plattenspielerchassis 270

Dual Gebr. Steidinger ergänzten ihr bewährtes Plattenwechsler- und Plattenspielerangebot durch das robuste, funktionssichere Drei-Touren-Chassis





# Aufzeichnungsgerät für Fernsehen



Ansicht des Aufzeichnungsgerätes; links daneben der Kontrollschrank

Linkes Foto: Blick auf das Filmlaufwerk, die Aufzeichnungsröhre, Ulenkoptik und den unteren Trommelraum

des Filmformats erheblich revidiert werden mußte. Die Meinung, daß ein Aufzeichnungsträger von 35 mm eine bessere Bildqualität garantiert als ein Schmalfilm, dürfte zweifellos nicht endgültig sein und könnte getrost der kommenden technischen Entwicklung überlassen werden.

Die in Hamburg aufgestellte Anlage sollte ursprünglich den Ton im Lichtverfahren aufzeichnen. Da aber bei der Wahl von Filmemulsionen auf die Bildqualität besondere Rücksicht genommen werden mußte, hätte sich eine unbefriedigende Tonqualität ergeben. Deshalb wurde das Aufzeichnungsverfahren dahingehend abgeändert, daß der Ton getrennt auf ein 17,5 mm breites perforiertes Magnetband aufgezeichnet wird. Hierzu wird eine Magnetocord-Anlage von Klangfilm verwendet.

Die Fotos geben ein anschauliches Bild der Anlage; der selbständige Tonteil ist nicht abgebildet. Mit Rücksicht auf die Tatsache, daß vorläufig nur eine Anlage vorhanden ist (zu einem pausenlosen Betrieb sind wie bei der Filmvorführung immer Zwillingsapparaturen notwendig), hat die Filmtrommel ein Fassungsvermögen von 600 m, wobei die Handhabung naturgemäß etwas erschwert ist. Für die Normalausführung sind 300-m-Trommeln vorgesehen.

Mit Hilfe des Aufzeichnungsgerätes kann nun jederzeit das von der Fernsehkamera aufgefangene, in elektrische Signale zerlegte Bild wieder in ein optisches verwandelt und gleichzeitig auf dem Filmstreifen festgehalten werden.

Wie die Versuche zeigen (zuerst wurde das Fernsehspiel „Inspektor Tondi“ in der Inszenierung von Oberspielleiter Hans Farenburg probeweise aufgezeichnet), ist die Anlage durchaus in der Lage, die gestellten Erwartungen zu erfüllen. Da maximal nur 20 min aufgenommen werden können, müssen längere Szenen in Etappen fixiert werden. Es wird ferner noch einiger Versuche bedürfen, bis das richtige Filmmaterial aus der Fülle der Möglichkeiten herausgefunden ist. Jedenfalls öffnet sich hier ein Ausblick in ein technisches Gebiet, dessen Möglichkeiten, nicht nur für den Fernsehsektor, noch gar nicht zu ermessen sind. **GM**

Höhenregelung mit optischer Anzeige, eingebaute UKW-Netzantenne, Anschluß für TA und 2. Lautsprecher, poliertes Edelholzgehäuse 534×350×270 Millimeter.

## Ein preiswerter AM/FM-Super

Der neue *Emud*-„Volkssuper“ für UKW, Mittel- und Langwellen und drei Bereichsdrucktasten ist eine ungewöhnliche fabrikatorische Leistung. Er ist auf allen drei Bereichen als Überlagerungsempfänger geschaltet und mit einem gewissen Komfort ausgestattet.

AM: Vierkreissuper mit Audion (ECH 42, ECL 113) und fest eingestellte ZF-Rückkopplung zur Erhöhung von Trennschärfe und Empfindlichkeit. ZF: 468 kHz.



FM: 5 Kreise mit selbstschwingender Mischröhre EC 92 im Eingang, ZF-Verstärkung und Flankengleichrichtung. ZF: 10,7 MHz.

Die Ausstattung hebt das Gerät über seine Preisklasse hinaus: relativ großes Preißgehäuse (420×290×190 mm), 3 ZF-Sperrkreise (1× 468 kHz, 2× 10,7 MHz), Anschluß für TA und 2. Lautsprecher, eingebaute UKW-Antenne, zweistufige Klangblende (auf allen Bereichen wirksam), 4-Watt-Ovallautsprecher, HF-seitiger Lautstärkeregler, gut ausgeleuchtete Negativskala.

## Silizium-Transistor

Beim Beginn der Transistor-Entwicklung wurde die Verwendung von Silizium abgelehnt, weil Germanium bessere Resultate versprach. Inzwischen stellte es sich heraus, daß Germanium-Transistoren oberhalb von 80° C unstabil werden. Neuere Versuche mit Silizium ergaben bessere Stabilitäten bei hohen Temperaturen, so daß zur Zeit Versuchsstrukturen mit diesem Material in der Erprobung sind.

## Langspielplatte mit 18 cm Durchmesser

Im August kündigte die RCA eine neue Langspielplatte an, die in allen äußeren Abmessungen, im Material und in der Umdrehungszahl der RCA-Kleinplatte (45 U/min, 18 cm  $\phi$ , rauschfreies Vinylmaterial) entspricht, jedoch je Seite eine Spieldauer von rd. 8 Minuten aufweist gegenüber nur 3,5...4 Minuten der bisherigen Ausführung. Der Raum auf der Platte ist durch etwas engere Rillenführung („Variable Micrograde“???) besser ausgenutzt. Sie kann mit den bisherigen Plattenwechslern gespielt werden.

## Magnetbandanlage TM 1925

Die auf der Leipziger Herbstmesse 1952 gezeigte transportable Kleinzentrale mit Magnetbandanlage und einem 25-W-Kraftverstärker sowie Anschlußmöglichkeit von zwei Lautsprecherschleifen wird von dem *RFT-Gerätewerk Leipzig* hergestellt.

## Behelfsmäßige Fernsehsender in England

Die Krönung der Königin Elisabeth im kommenden Jahr wird das große nationale Ereignis in Großbritannien werden. Obwohl noch nicht entschieden ist, ob der eigentliche Krönungsakt in Westminster übertragen werden darf, haben sich BBC und Generalpostmeister entschlossen, zwei bisher noch nicht fernsehmäßig versorgte Gebiete (Nordost-England und Nord-Irland) mit rd. 1,5 Mill. Einwohnern während der Krönungsfeierlichkeiten mit fahrbaren Fernsehstationen zu versehen. Je eine der Anlagen (1 kW Bild- und 0,25 kW Tonleistung) will man auf dem Pontop Pike im Nordosten und bei Belfast aufstellen.

„270“ für 33 $\frac{1}{3}$ , 45 und 78 U/min. Das Chassis ist zukunftssicher für alle Typen der Normal- und Langspielplatten gebaut und mit einem Kristallsystem mit zwei Safiren ausgerüstet. Die Einstellung der Drehzahl erfolgt sehr bequem mit dem weißen Schaltknopf rechts vorn. Für die Abstimmung von Normal-Schallplatten (78 U/min) wird der Schallhebel am Tonabnehmerkopf auf „N“ und für die Abstimmung von Mikrorillenplatten (33 $\frac{1}{3}$ , 45 und neuerdings auch 78 U/min) auf „M“ gestellt. Mit einem abschaltbaren Geräuschfilter (Schaltknopf rechts hinter der Tonabnehmerstütze) läßt sich zur Unterdrückung des Rauschens alter Platten der Frequenzumfang wie folgt begrenzen: Hebelstellung hinten = voller Frequenzumfang 30...14 000 Hz, Hebelstellung Mitte = 30...8000 Hz, Hebelstellung vorn = 30...6000 Hz.

Der Antriebsmotor ist für Wechselstrom 50 Hz bestimmt; er ist umschaltbar auf 110, 250 und 220 V. Das Tonabnehmersystem hat eine Kapazität von rd. 600 pF und setzt einen hochohmigen Eingang des Wiedergabegerätes von 500 kOhm bis 1 MOhm voraus.

## Frequenzbereich-Erweiterung des Philips-Bildmuster-Generators

Der Frequenzbereich des Philips-Bildmuster-Generators „GM 2887 C“ (s. FUNK-TECHNIK, Bd. 7 [1952], H. 18) wurde erweitert und erstreckt sich jetzt von 170 bis 225 MHz. Hierbei ist berücksichtigt, daß dem Fernsehband III (bisher 174...216 MHz = Kanal 5...10) auf der Stockholmer Wellenplankonferenz der Kanal 11 (216...223 MHz) hinzugefügt wurde, auf dem u. a. auch der NWDR-Fernsehsender Köln arbeiten soll.

Das für später vorgesehene neue Fernsehband I (48...68 MHz = Kanal 1...4) ist auch bereits im Lieferprogramm der Elektro Spezial GmbH be-

rücksichtigt. Der gleiche Bildmuster-Generator wird für diesen Frequenzbereich unter der Bezeichnung „GM 2887 A“ gefertigt.

## Saba-„Wildbad“, ein neuer Mittelklassensuper

Saba liefert in diesen Tagen einen neuen Klavierkastensuper in der beliebten Mittelpreisklasse für Wechsel- und Allstrombetrieb aus, der die neuen Mikro-Kombinationsbandfilter enthält (s. S. 603). Auf UKW ist im Eingang die bewährte Kombina-



tion EF 80 als HF-Vorröhre und EC 92 als selbstschwingende Mischröhre vorgesehen, ferner zwei ZF-Stufen (davon die zweite als Pentodenbegrenzer geschaltet), Radiodetektor und insgesamt 9 Kreise. Der AM-Teil enthält 6 Kreise.

Röhren: EF 80, EC 92, ECH 81, EF 41, EABC 80, EL 41, EM 85, B 250/75 bzw. entsprechende Allstromröhren.

Ausstattung: 6 Klaviertasten, 20-cm-Lautsprecher, Sprache-Musikschalter (Baßregelung), doppelte



# Gemeinschaftsantennenanlagen für Rundfunk-,

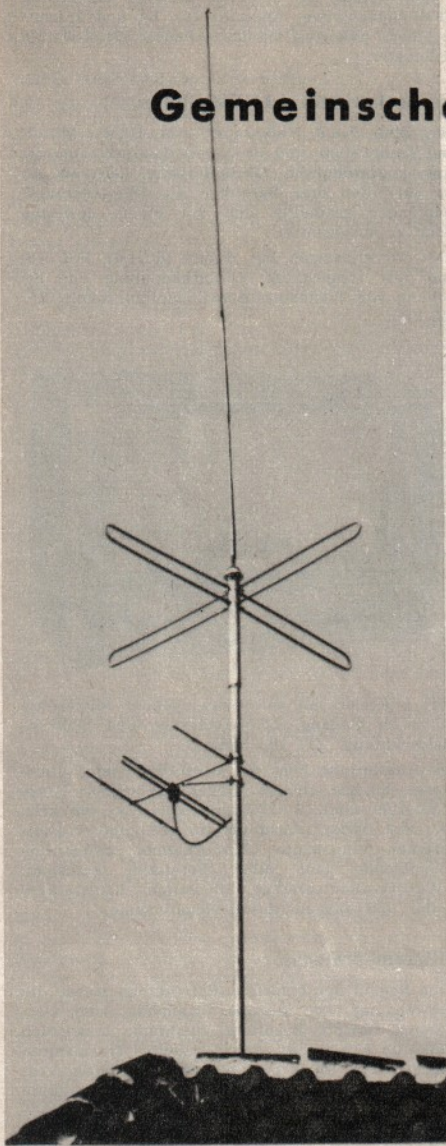


Abb. 1. Kombinierte Rundempfangsantenne AT 71

Das Problem der Mehrfachausnutzung einer Antenne tritt in der drahtlosen Technik in verschiedenen Formen auf, so z. B. beim gleichzeitigen Senden und Empfangen (Simultanbetrieb), beim Betrieb zweier oder mehrerer Sender oder Empfänger an einer Antenne, bei den kommerziellen Vielkanalübertragungssystemen und neuerdings bei Rundfunk-, insbesondere UKW-Sendern. In diesen Fällen besteht die Aufgabe darin, genau definierte Frequenzen oder relativ schmale Frequenzbänder geräteseitig gegenseitig zu entkoppeln, wobei meist Netzwerke in Brückenschaltung (Diplexer, Triplexer) oder Filteranordnungen mit erheblichem technischen Aufwand benutzt werden.

Ganz anders liegt die Aufgabenstellung bei den Gemeinschaftsantennenanlagen für Empfangszwecke. Hier sollen sehr breite Frequenzbänder (maximal 150 kHz ... 220 MHz) mit nur einer Antenne oder Antennenkombination gleichzeitig von mehreren Empfängern so empfangen werden, daß diese unabhängig voneinander auf jede beliebige Frequenz innerhalb des Bandes abgestimmt werden können und gegenseitige Störungen ausgeschlossen sind. Über das ganze Band muß dabei jedem Empfänger eine bestimmte Nutzs-spannung mit einem möglichst hohen Störabstand angeboten werden, die zudem noch in allen Fällen gleich hoch sein soll. Wirtschaftliche Gesichtspunkte spielen bei dem

Aufbau solcher Anlagen eine sehr wichtige, oft ausschlaggebende Rolle.

Die Antennenfrage beim Rundfunkempfang ist bisher allgemein zu Unrecht sehr vernachlässigt worden. Heute hat sich die an sich selbstverständliche Erkenntnis durchgesetzt, daß die Leistungsfähigkeit moderner Rundfunkgeräte nur mit einer technisch hochwertigen Antenne ausgenutzt werden kann. Selbst Geräte geringerer Qualität liefern an einer guten Antenne besseren Empfang als z. B. an Behelfsantennen; allerdings sollten diese Geräte nicht als Maßstab für die Beurteilung der Leistungsfähigkeit der Antenne benutzt werden. Mit höher werdendem Frequenzbereich (UKW) wird die Bedeutung der Antenne immer mehr akut; beim Fernsehempfang wird sogar die Qualität des Empfangs in erster Linie von der Antenne selbst bestimmt.

Der Wert einer Gemeinschaftsantennenanlage, wie sie in größeren Wohnhäusern, Hotels oder ähnlichen Gebäuden immer häufiger eingebaut wird, liegt nun keineswegs nur auf ästhetischem oder wirtschaftlichem Gebiet, sondern ist technisch bedingt. Wenn eine Mehrzahl von dicht benachbarten Empfängern mit Einzelantennen betrieben werden soll, dann wird nicht nur die Aufnahmefähigkeit der einzelnen Antenne durch die Anwesenheit der anderen Antennen stark beeinträchtigt, sondern die Antennen sind miteinander so fest verkoppelt, daß die von den Empfängern über die Antennen ausgestrahlten Störspannungen (Oszillatorschwingungen mit ihren Oberwellen, Rückkopplungs- und Pendelschwingungen) zwangsläufig zu gegenseitigen Störungen führen müssen. Dieses

Ubel kann beim Fernsehempfang, wie z. B. die Praxis in den USA gezeigt hat, besonders schlimme Formen annehmen, noch dazu, weil hier das Richtdiagramm und die Fußpunkt-widerstände durch benachbarte Antennen beträchtlich verzerrt werden. Der einzige technisch mögliche Ausweg aus diesem Dilemma ist die Gemeinschaftsantennenanlage, deren Hauptmerkmal darin besteht, daß die einzelnen Empfänger ihre Spannung von einer einzigen Quelle (Antenne oder Antennenverstärker) erhalten, dabei aber so entkoppelt sind, daß gegenseitige Störungen vermieden werden und Änderungen des Betriebszustandes an einem Empfängeranschluß (Leerlauf, Belastung, Kurzschluß) keine merklichen Rückwirkungen an den übrigen Anschlüssen hervorrufen. Es gelingt bei solchen Anlagen sehr einfach, eine unerwünschte Ausstrahlung über die Antenne vollkommen zu unterdrücken.

Bei richtigem Aufbau dieser Anlagen ist es außerdem möglich, auch mit Geräten geringerer Qualität bessere Resultate zu erreichen, als dies mit einer Einzelantenne herkömmlicher Bauart möglich ist.

Nachstehend sollen Aufbau und Wirkungsweise von Gemeinschaftsantennenanlagen moderner Bauart beschrieben werden, bei denen die Erfahrungen der Praxis und die Befolgung bestimmter physikalischer Grundsätze zu wesentlichen Fortschritten geführt haben.

Zu einer Gemeinschaftsantennenanlage gehört

1. die Antennenanlage mit Zuleitung zum
2. Verteilersystem (einschl. Antennenverstärker und Empfängeranschlußkabel).

## Die Antennenanlage und die Zuleitung

Die Antenne ist der Generator für das Verteilersystem und liefert diesem eine der Feldstärke entsprechende Nutzs-spannung. Dabei kennzeichnet das Verhältnis der Nutzs-spannung zur Feldstärke am Ort der Antenne die effektive Höhe, den Wirkungsgrad der Antenne. Die Feldstärke ist durch Feldverzerrungen innerhalb und in der nächsten Umgebung von Gebäuden kleiner als im freien Raum; sie wächst bei ungestörter Ausbreitung mit der Höhe über dem Boden an. Unmittelbar über den Dächern der Gebäude tritt eine gewisse Verdichtung der Feldlinien ein. Aus diesem Grunde ist als Aufstellungsort für die Antenne möglichst der höchste Punkt eines Gebäudes zu wählen. Dafür sprechen noch weitere Gründe.

Maßgebend für die Empfangsqualität ist nicht die Höhe der Nutzs-spannung allein, sondern ihr Verhältnis zu der von örtlichen Störern hervorgerufenen Störspannung, also der Störabstand. Der Störabstand soll möglichst groß sein und für störfreien Empfang etwa den Wert 1 : 100 (40 db) nicht unterschreiten. Das kann sowohl durch Erhöhung der Nutzs-spannung als auch durch Absenken des Störpegels erreicht werden.

Das nächstliegende und bekannteste Mittel, die Störspannung an der Antenne selbst herabzusetzen, besteht darin, die Antenne dem unmittelbaren Einfluß der Störspannung zu entziehen. Diesem Bestreben kommt das Verhalten der Wellenausbreitung im Nahfeld einer Sendeantenne (in diesem Falle von einer Störquelle) entgegen, das ein relativ schnelles Absinken der Störfeldstärke mit wachsender Entfernung vom Störer bewirkt.

Während im Fernfeld der elektrische und der magnetische Strahlungs-Vektor gleich groß sind, gleiche Phase haben, senkrecht aufeinander sowie auf der Fortpflanzungsrichtung stehen und ihr Betrag linear mit der Entfernung, also mit  $\frac{1}{r}$  abnimmt, ist das Ver-

halten im Nahfeld wesentlich verwickelter. Die Vektoren stehen hier nicht senkrecht aufeinander, sind nicht in Phase und nehmen mit wachsender Entfernung verschieden stark ab, und zwar der elektrische Vektor mit  $\frac{1}{r^2}$  und

der magnetische mit  $\frac{1}{r^3}$ . Dies führt zur Bil-

dung eines annähernd begrenzten Gebietes um den Störer, des sogenannten Störnebels. Praktisch ist der Störnebel in Gebäuden am dichtesten in den unteren Stockwerken und wird mit zunehmender Höhe immer geringer; etwa 2 ... 3 m über dem Dachfirst ist er fast ganz verschwunden.

Erfahrungsgemäß werden die Störungen in vielen Fällen nicht unmittelbar von dem (abgeschirmten) Störer ausgestrahlt, sondern über die angeschlossene Netzleitung auf die Antenne gekoppelt. Die von diesen Leitungen ausgehenden Störungen sind in der Hauptsache horizontal polarisiert. Da die Rundfunksender fast alle vertikal polarisiert senden, wird eine vertikalpolarisierte Antenne den Störabstand vergrößern. Diese Überlegung hat zu der Form der Stabantenne geführt. Die Länge dieser Antenne ist aus mechanischen Gründen begrenzt und ist im Gegensatz zur Draht-Hochantenne bis in den UKW-Bereich hinein klein gegen die Wellen-



# UKW- und Fernsehempfang

länge. Ihr Fußpunktwiderstand bleibt im gesamten L- und M-Bereich kapazitiv mit einer vernachlässigbaren ohmschen Komponente und ist nahezu konstant. Die Erhöhung der wirksamen Antennenkapazität (Gesamtkapazität minus Isolatorkapazität) durch besondere Bauformen der Antennen ist bei modernen Anlagen, die mit Übertragern arbeiten, nicht von Bedeutung.

## Die Zuleitung

Wenn die Stabantenne dem Störnebel entzogen ist, verbleibt der Empfänger selbst jedoch immer innerhalb des Störnebels. Die Zuleitung zwischen Antenne und Empfänger soll das am Fußpunkt der Antenne herrschende Nutz/Stör-Verhältnis unverändert dem Empfängereingang zuführen; sie muß also zwei Aufgaben erfüllen, und zwar

1. die Nutzspannung mit geringsten Verlusten übertragen,
2. Störspannungen vom Empfängereingang fernhalten.

Die erste Aufgabe wird durch Anwendung von Transformatoren am Ein- und Ausgang der Leitung, also an der Antenne und vor dem Empfänger, befriedigend gelöst. Das Prinzip darf hier als bekannt vorausgesetzt werden. Die technische Schwierigkeit liegt darin, daß der hochohmige Widerstand an der Antenne an den Wellenwiderstand des Kabels, das aus elektrischen und mechanischen Gründen niederohmig ist, über ein breites Frequenzband (150 ... 1600 kHz) angepaßt werden soll. Da die Antenne einen Scheinwiderstand darstellt, kann eine ideale Anpassung nur für eine Frequenz erreicht

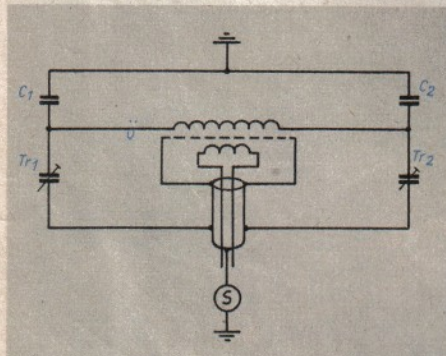


Abb. 2. Antennenkopf der Blaupunkt-Antenne AT 71 R

Abb. 3. Prinzipschema der Störkompensationsbrücke

Abb. 4. Prinzipschaltbild der Einzelantennenanlage AT 52 für Rundfunk mit UKW und Fernsehen

werden. An den Bandrändern muß eine Fehlanpassung in Kauf genommen werden. Für die verlangte große Bandbreite muß die Kopplung der Transformatorwicklungen sehr fest, die Streuung also sehr gering sein. Das erfordert Transformatoren besonderer Bauart mit hochpermeablen HF-Kernen aus verlustarmen magnetischen Materialien (Ferrite). Die Trafos müssen auf kleinstem Raum untergebracht werden und gegen Witterungseinflüsse geschützt sein; die Wicklungskapazität muß durch besondere Maßnahmen sehr klein gehalten werden, da sie sonst in die Größenordnung der Antennenkapazität fällt. Der Transformator am Empfängereingang ist ganz analog aufgebaut und paßt den Wellenwiderstand des Kabels auf den Empfängereingangswiderstand an, der nach den VDE-Normen im Mittel im L-/M-Bereich etwa 2,5 kOhm (ohmisch) sein soll. Praktisch ist der Eingangswiderstand jedoch bei Geräten verschiedener Herkunft je nach der Eingangs-

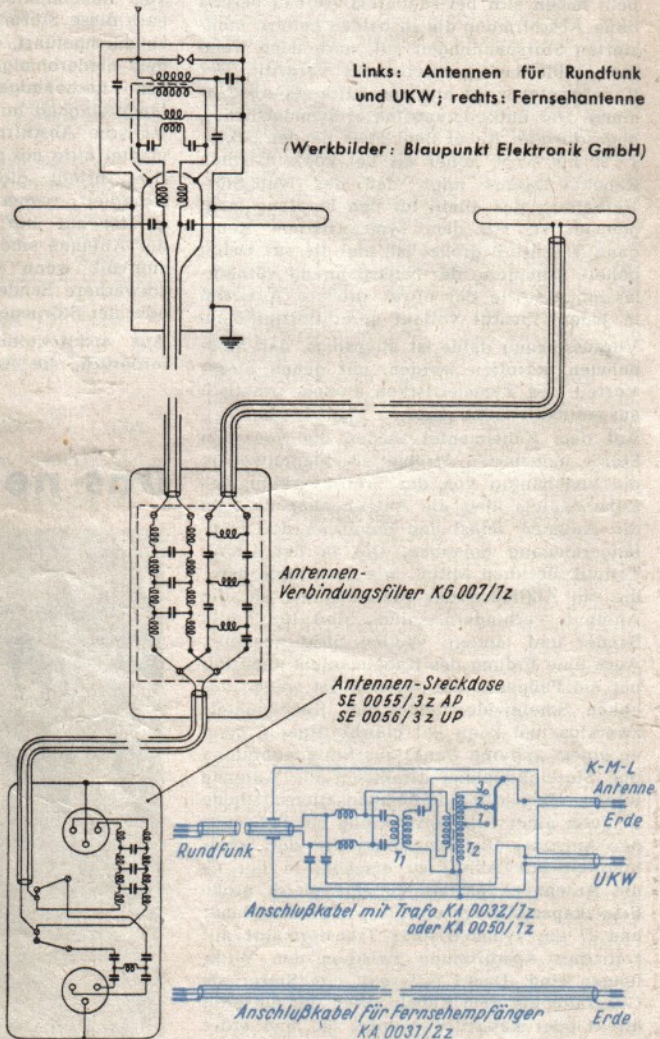
schaltung mehr oder weniger induktiv oder kapazitiv und weicht sehr stark von dem Normwert ab. Zwar ist der Spannungsverlust bei nicht zu großen Fehlanpassungen durchaus tragbar, es hat sich jedoch als zweckmäßig erwiesen, die Empfängerwicklung umschaltbar auszuführen, so daß der Transformator auch noch in Grenzfällen einen guten Wirkungsgrad hat.

Selbst bei idealer Anpassung verbleiben immer noch Verluste, die ihre Ursachen im Aufbau der Zuleitung haben. Da die Leitung durch den Störnebel hindurchführt, kommen nur abgeschirmte Zuleitungen in Frage. Die

fertigt mit Dielektrika, die selbst bei 200 MHz sehr geringe Verluste haben (Lupolen). Der Wellenwiderstand des Kabels soll einerseits hoch genug sein, um die Verluste gering zu halten, andererseits muß er aber niedrig sein, um das Leitungssystem möglichst wenig störanfällig zu machen. Für die meistens verwendete konzentrische Leitung liegt er bei etwa 60 Ohm. Bei den neuen Anlagen wird ein symmetrisches abgeschirmtes Kabel mit 120 Ohm verwendet. Bei gleichem Gesamtdurchmesser ist die Dämpfung des symmetrischen Kabels höher als die des konzentrischen Kabels und ist z. B. bei den praktisch verwendeten Kabeltypen, die in ihrem Anwendungsbereich (Rundfunk- und UKW-Bereich) einander entsprechen, bei

- 1 MHz: 1,0 Np/km bzw. 0,8 Np/km
- 100 MHz: 16 Np/km bzw. 12,5 Np/km.

Diese Dämpfungsangaben geben aber kein die tatsächlichen Verhältnisse treffendes Bild. In Gemeinschaftsanlagen schwankt die eingebaute Kabellänge im Durchschnitt praktisch zwischen etwa 30 und 150 m.



Leitungsverluste setzen sich aus den Kupferverlusten und den dielektrischen Verlusten zusammen, wobei der Kupferverlust in dem HF-Widerstand der Leiter liegt, für den der Skineneffekt und die Feldstärkeverteilung auf den Leiteroberflächen verantwortlich sind; sie können durch zweckentsprechenden Aufbau der Leiter klein gehalten werden. Die dielektrischen Verluste sind hingegen eine Materialkonstante. Der Anteil der Verluste an den Gesamtverlusten ist frequenzabhängig. Bis zum UKW- und Fernsehbereich überwiegen stark die Kupferverluste. Die Zuleitungen werden praktisch aus Gründen der mechanischen Festigkeit und der Längs- und Quer-Wasserdichtigkeit als Vollkabel ge-

Auf diese Längen bezogen, ist der absolute Betrag des Dämpfungsunterschiedes wesentlich geringer. Es ist leicht nachzurechnen, daß die Spannung am Ende zweier gleicher Längen beider Kabel beim konzentrischen Kabel höher ist um

- 0,6 % bei 30 m Länge und 1 MHz
- 2,9 % " 150 m " " 1 MHz
- 10,8 % " 30 m " " 100 MHz
- 64 % " 150 m " " 100 MHz

Bei kombinierten Anlagen mit Fernsehen wird die Dämpfung im UKW-Bereich noch niedriger, da hier Kabel verwendet werden, die erst bei 200 MHz eine Dämpfung von etwa 18 ... 20 Np/km haben.



Die Verluste des symmetrischen Kabels sind also im Rundfunkbereich auch bei großen Längen nur ganz unbedeutend höher. Selbst im UKW-Bereich bei kurzen und mittleren Kabellängen sind sie nicht wesentlich größer; erst bei großen Längen wird hier der Unterschied merkbar. Solche Längen werden aber immer nur in Verstärkeranlagen eingebaut werden, wo diese Verluste von dem Antennenverstärker mehr als ausgeglichen werden dürften.

Das symmetrische, abgeschirmte Kabel ist jedoch hinsichtlich der Entkopplung gegen äußere Störfelder dem konzentrischen Kabel weit überlegen. Statische Felder werden durch die Abschirmung, je nach deren Beschaffenheit, mehr oder weniger vom Innenleiter ferngehalten. Magnetische Felder gehen jedoch nur wenig geschwächt durch die Abschirmung hindurch und werden am Innenleiter des konzentrischen Kabels nur dann unwirksam, wenn dieser sich genau in der Mittelachse des von einem homogenen Wechselfeld umflossenen Kabels befindet. Bei symmetrischen Kabeln heben sich bei sauberem Aufbau bereits ohne Abschirmung die in beiden Leitern induzierten Störspannungen auf, noch dazu wenn man beide Leiter miteinander verdrillt. Der Kabelmantel wirkt hier zusätzlich als Abschirmung. Der Entkopplungsfaktor symmetrischer, abgeschirmter Kabel liegt etwa um den Faktor 1 : 20 bis 1 : 50 höher als bei konzentrischen Kabeln. Daraus folgt, daß das Nutz/Stör-Verhältnis, das allein für den Empfang maßgebend ist, bei dem symmetrischen Kabel ganz wesentlich größer ist, und die nur wenig höhere Dämpfung der Nutzspannung vernachlässigbar sowie der etwas größere Aufwand in jeder Hinsicht vollauf gerechtfertigt sind. Voraussetzung dafür ist allerdings, daß Maßnahmen getroffen werden, mit denen dieser Vorteil des symmetrischen Kabels praktisch ausgenutzt werden kann.

Auf dem Kabelmantel fließen die von dem Störer induzierten Ströme als Mantelwellen, die unabhängig von der Schirmwirkung des Kabelmantels über die Antennenkapazität an die Antenne selbst und damit an den Empfängereingang gelangen. Die in der UKW-Technik üblichen Mittel, wie Sperrtöpfe usw., die ein Abfließen der Mantelwellen auf die Antenne verhindern sollen, sind für breite Bänder und längere Wellen nicht geeignet. Auch eine Erdung des Kabelmantels unmittelbar am Fußpunkt der Antenne ist wegen des hohen Scheinwiderstandes des Kabelmantels zwecklos und kann bei gleichzeitiger Erdung an einem anderen Punkt zur Schleifenbildung und Störeinkopplung direkt auf die Antenne führen. Hier hilft eine Kompensationsmethode in Form einer Brückenschaltung am Fußpunkt der Antenne. Die Funktionsweise der Schaltung ist aus Abb. 3 zu ersehen, in der  $C_1$  die Antennenkapazität,  $C_2$  eine gleich große Ersatzkapazität,  $Tr_1$  und  $Tr_2$  Abgleichtrimmer und  $U$  ein symmetrischer Transformator mit statischer Abschirmung zwischen den Wicklungen sind. Denkt man sich den Störer als Generator auf dem Kabelmantel, der einseitig direkt oder kapazitiv geerdet ist, und erdet die Brücke ebenfalls einseitig, so daß also der Störer den Generator der Brücke bildet, dann werden die Störspannungen nach Abgleich der Trimmer  $Tr_1$  und  $Tr_2$  an den Primärklemmen des Transformators kompensiert. Die Kompensation bleibt so lange erhalten, wie der Scheinwiderstand der Antenne konstant bleibt. Das ist im gesamten L- und M-Wellenbereich der Fall. Die Antenne, also der Nutzspannungsgenerator, liegt in einem Zweig der Brücke; sie liefert an die Transformatorwicklungen unsymmetrische Spannung und wird also nicht kompensiert, was zur Erhaltung eines möglichst hohen Nutz/Stör-Verhältnisses Bedingung ist.

Die Störkompensation zusammen mit dem symmetrischen abgeschirmten Kabel wird sich

praktisch erst dann in ihrer vollen Wirksamkeit zeigen, wenn dafür gesorgt wird, daß die Antennenbuchsen des Empfangsgerätes tatsächlich nur die einzige Eingangspforte für HF-Spannungen bilden, d. h., daß Störspannungen weder durch direkte Einstrahlung noch über die Netzleitung in den Empfänger gelangen. Bei Geräten hoher Empfindlichkeit, die auf ein Metallchassis aufgebaut sind, dürfte die erste Bedingung immer erfüllt sein. Die Störungen aus dem Netz gelangen erfahrungsgemäß zum größten Teil über die Netzanschlußsnur und den Transformator an den Empfängereingang. Die wirksamste Maßnahme dagegen ist eine Verdrosselung der Netzleitung, wie sie in fast allen besseren Empfängern eingebaut wird, die möglichst dicht am Chassis liegen soll. Ein weiterer Anteil von Störungen aus dem Netz kommt jedoch über den Stromkreis Netzerde — Störer — Chassis — Antennenspule — Kabelmantel gegen Erde an die Antennenbuchse. Wird dafür gesorgt, daß dieser Kreis unterbrochen, die Antennenbuchse also HF-mäßig vom Kabelmantel getrennt wird, so fallen auch diese Störungen weg. Praktisch wird das so durchgeführt, daß der zur Anpassung von dem niederohmigen symmetrischen Kabel auf den hochohmigen unsymmetrischen Empfängereingang notwendige Transformator eine statische Abschirmung erhält und der Kabelmantel nicht mit dem Chassis verbunden wird. Dies bringt gleichzeitig eine Berührungssicherheit gegen Netzspannung (Allstromgeräte) mit sich. Entstörungsmaßnahmen an der Antenne sind selbstverständlich nur dann sinnvoll, wenn außer dem Ortssender auch schwächere Sender empfangen werden sollen oder der Störpegel besonders hoch liegt.

Aus architektonischen Gründen ist es erforderlich, die Antennengebilde für Gemein-

schaftsantennenanlagen möglichst klein und unauffällig zu halten. Das ist bei der Stabantenne im Vergleich zu anderen Antennen an sich der Fall; sie empfängt den LM- und über einen kombinierten Antennentransformator auch den KW-Bereich. Nun liegt es sehr nahe, mit dieser eine Antenne für den UKW-Bereich und evtl. auch für den Fernsehbereich zu kombinieren. Für den UKW-Empfang wird entweder eine Richtantenne (Falt-dipol mit Reflektor und Direktor) oder eine Rundempfangsantenne (Kreuzdipol mit  $\lambda/4$  Umwegleitung) nach Abb. 1 benutzt, die unmittelbar am Fußpunkt der Rundfunkantenne sitzt und über entsprechende Weichen an die Zuleitung geschaltet werden. Die Weichen müssen sinngemäß ebenfalls an den Empfängeranschlußkabeln eingebaut sein. Zum Fernsehempfang werden in verschiedenen Richtungen einstellbare Yagiantennen für die einzelnen Fernsehkanäle oder Breitbandrichtantennen für Sender aus einer Richtung am Standrohr der Rundfunkantenne montiert und über Komplementärfilter und beliebig lange Kabel mit der gemeinsamen Zuleitung zusammengeschaltet, so daß auf dieser einzigen Leitung die HF-Spannung im L-, M-, KW-, UKW- und Fernsehbereich dem Empfänger zugeführt wird. Die Schaltung einer Einzelanlage für Rundfunk, UKW und Fernsehen zeigt Abb. 4.

Die praktische Ausführung der Antenne (der Antennenkopf mit Transformator, Störkompensationsbrücke und UKW-Weiche) ist aus Abb. 2 zu ersehen. Das Standrohr wird den VDE-Vorschriften entsprechend geerdet. Der Antennenkopf enthält eine im Isolator eingebaute kombinierte Grobschutz-Feinschutz-funkenstrecke, so daß damit auch die Sicherung der Antennen gegen Blitzschäden gegeben ist. (Wird fortgesetzt)

## Das neue Fernsehstudio in Hamburg



1 Studio A, B, C  
2 Studio D  
3 Verwaltung  
4 Tischlerei

5 Obergeschoß: Programm-Redaktion  
Erdgeschoß: Garderobe, Maskenbildner  
6 Werkstätten mit Elektrizitätszentrale  
7 Heizzentrale 8 Fundus, Malerwerkstatt 9 Kantine

Generaldirektor Dr. h. c. Grimme legte am 16. Oktober den Grundstein zum neuen Fernsehstudio des NWDR in Hamburg-Lokstedt, dessen Planung gegenüber dem ersten Entwurf (siehe FUNK-TECHNIK Bd. 6 [1951], H. 22, S. 614) grundlegend geändert worden ist. Man verzichtet auf die vierstöckige Bauweise und errichtet einen zweigeschossigen Bau auf größerer Grundfläche mit zahlreichen Seitenflügeln. Die Baulichkeiten mit vier Studios, Kontrollräumen, Werkstätten, Verwaltungsbüros, Künstlergarderoben, Heizungszentrale, Elektrizitäts- und Trafostation, Kantine usw. umfassen 42 000 m<sup>2</sup>. Die drei großen

Studios können einzeln verwendet oder durch Verschieben der Trennwände zu einem einzigen Raum von 50 x 20 m Grundfläche zusammengefaßt werden. Das kleine Studio D ist für die Ansage, für Interviews, Wetterkarte usw. vorgesehen.

Gegenüber dem ersten Bauentwurf sind für Studios und Werkstätten 2500 m<sup>2</sup> mehr vorhanden. Die Baukosten werden einschließlich Inneneinrichtung 5,6 Millionen DM erreichen. Man hofft, den vorgesehenen Termin der Inbetriebnahme (Juli 1953) einhalten zu können; z. Z. ist der Bau im raschen Fortschreiten.

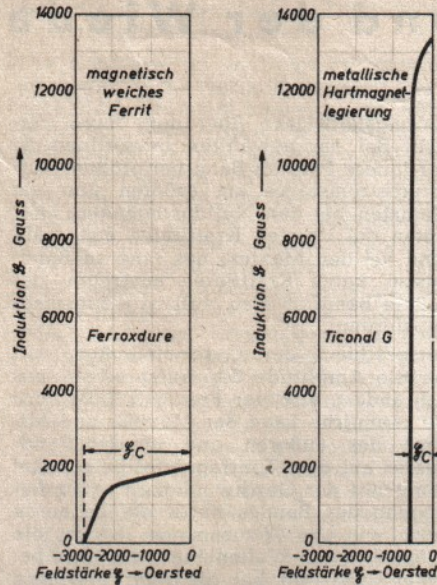


# Ferrite und ihre Eignung für Hochfrequenzzwecke

In der technischen Keramik sind in den letzten Jahren neben den Titanatdielektriken vor allem die Ferrite erfolgreich entwickelt worden. Wenn sie auch erst durch die gesteigerte Verwendung in der Fernsehtechnik<sup>1)</sup> allgemein bekannt geworden sind, so geht doch ihre Entdeckung bis in die Anfangszeit der Hochfrequenztechnik zurück. Im Jahre 1908 wurden Schutzrechte auf sogenannte Ferrite oder Eisenspinelle, wie z. B. das Kupferferrit  $\text{CuO} \cdot \text{Fe}_2\text{O}_3$  und das Manganferrit  $\text{MnO} \cdot \text{Fe}_2\text{O}_3$ , als geeignete ferromagnetische Stoffe für Transformatorkerne erteilt. Im allgemeinen werden Oxydverbindungen von der Form  $\text{MO} \cdot \text{Fe}_2\text{O}_3$  als Ferrite bezeichnet, wobei M ein zweiwertiges Metallkation Mg, Mn, Fe, Co, Ni, Cu, Zn und Cd darstellt. Da diese in der gleichen Strukturart wie das Mineral Spinell —  $\text{MgO} \cdot \text{Al}_2\text{O}_3$  —, chemisch Monomagnesiumaluminat, kristallisieren, wird ihre Kristallstruktur Spinellstruktur genannt. Aus der Bezeichnung ferromagnetische Oxydmaterialien mit Spinellstruktur ist die Kurzbezeichnung Ferrispinelle entstanden, die an Stelle des Ausdrucks Ferrite von einigen Forschern bevorzugt wird, da diese den Begriff Ferrite auf die ferromagnetische Form von metallischen ( $\alpha$ ) Eisen beschränken wollen (im folgenden wird der schon eingebürgerte Ausdruck Ferrite weiterverwendet). Das bekannte Mineral Magnetit oder Eisenerz ( $\text{FeO} \cdot \text{Fe}_2\text{O}_3$ ) ist das einzige in der Natur vorkommende Ferrit, das Einkristalle von ansehnlicher Größe aufweist. Andere Ferrite lassen sich, wie man annimmt, von Magnetit durch Ersatz des zweiwertigen Eisens durch andere Metallkationen ableiten. Die Spinellstruktur ist für andere Kationen genügend anpassungsfähig, wobei allerdings gilt, daß die Ionenradien ungefähr die gleichen sein müssen. Die zweiwertigen Ionen von Mangan, Zink, Kobalt, Magnesium und Nickel sind FeO ungefähr gleichwertig, während die Kadmium-, Kalzium-, Barium-, Strontium- und Bleionen viel größer sind. Bezüglich der Herstellung der Ferrite ist zu beachten, daß das Brennen der Kerne mit größeren Schwierigkeiten als bei Silikaten und Titanaten verbunden ist, da zum Teil eine oxydierende, zum Teil eine neutrale Atmosphäre notwendig ist.

Von den zur Verfügung stehenden drei Arten von Kernmaterialien für Spulen mit Magnetkernen scheiden für die HF-Technik die geschichteten Blechpakete wegen zu hoher Wirbelstromverluste aus. Die harzgebundenen Eisenpulverkerne (Massekernspulen) haben größtenteils auch bei HF ausgezeichnete Gütewerte. Ihre Permeabilität ist aber mit Werten bis etwa 25 verhältnismäßig niedrig. Die Ferriterzeugnisse weisen dagegen je nach Zusammensetzung und Verarbeitung Werte von kleinen Permeabilitäten bis zu ungefähr 1500 auf. J. L. Snoek, Holland, wies darauf hin, daß besonders zinkhaltige Ferrite gute ferromagnetische Stoffe mit hoher Permeabilität und geringen Verlusten ergeben. Die Verluste sind umgekehrt proportional dem Gütefaktor  $Q = \frac{2\pi fL}{R}$ . Einwandfreie Messungen der Permeabilität können nur an

<sup>1)</sup> Die amerikanische Fernsehindustrie verwendet z. B. allein jetzt ungefähr 100 Tonnen je Monat.



Entmagnetisierungskurven (nur II. Quadrant der Hysteresisschleife)

	Magnetisch weiches Ferrit	Metallische Hartmagnetlegierung
Sättigungsmagnetisierung $B_S$ in Gauß	4200	14100
Remanente Induktion $B_R$ in Gauß	2000...2100	13400
Koerzitivkraft $H_C$ in Oersted (1 Oerst. = 79,6 A/m)	2000...3200	600

Das Produkt  $B \cdot H$  (Dimension: Joule/m<sup>3</sup>), dessen maximaler Wert  $(BH)_{max}$  konstruktiv anzustreben ist, stellt ein Maß für die Energiedichte dar

geschlossenen, toroidförmigen Kernen ausgeführt werden. Zum Vergleich verschiedener Spulen mit unterschiedlichen Permeabilitäten wird der Ausdruck  $1/\mu Q$  verwendet. Wenn z. B. zwei Manganferrite miteinander verglichen werden, von denen das eine eine Anfangspermeabilität von 700 und einen Q-Wert von 20 und das andere ein  $\mu_0$  von 600 und ein Q von 30 besitzt, so ist das letztere das bessere Material, da sein  $1/\mu Q$ -Faktor kleiner ist. Zur Kennzeichnung ferromagnetischer Erzeugnisse dienen im allgemeinen die Anfangspermeabilität, die maximale Permeabilität, die Sättigungsdichte, der Gütefaktor, die Temperaturkoeffizienten dieser Werte, die Koerzitivkraft, der ohmsche Widerstand und der Curie-Punkt.

Der Vorteil bei der Herstellung von Ferriten liegt darin, daß sich ihre Eigenschaften durch Änderung der Zusammensetzung und des Brennvorganges innerhalb weiter Grenzen ändern lassen, wodurch mit gewissen Zusammensetzungen besonders erwünschte Eigenschaften des Endproduktes erhalten werden können; ihr gegenüber Eisen geringeres spezifisches Gewicht ist auch willkommen. Der französische Forscher Louis Neel hat eine Theorie entwickelt, die die Änderung der Sättigungsmagnetisierung erklärt und sie mit der chemischen Zusammensetzung und thermischen Behandlung der Ferrite in Verbindung bringt. Nach dieser Theorie sind zwei Arten von anti-ferromagnetischen Wechselwirkungen zwischen den magnetischen Ionen und dem Spinellgitter vorhanden. Die verschiedenen Eigenschaf-

ten der Ferrite werden durch die Verteilungsbedingungen der Kationen erklärt, die als die Träger der magnetischen Momente betrachtet werden. Ihre Verteilung wird durch die chemische Zusammensetzung und den Brennvorgang beeinflusst.

Weitere Erkenntnisse über Strukturbau und magnetische Eigenschaften von Ferriten hat uns der amerikanische Forscher R. Weisz vermittelt. Er ersetzte das knappe Nickel durch Lithium und untersuchte die Dreistoff-Systeme  $\text{Li}_2\text{O}-\text{ZnO}-\text{Fe}_2\text{O}_3$  und  $\text{Li}_2\text{O}-\text{CdO}-\text{Fe}_2\text{O}_3$  und fand an Mustern, die bei Temperaturen zwischen 800° und 1200° C gebrannt und bei Frequenzen von 0,5 bis 100 MHz gemessen wurden, daß die Zusammensetzungen, die  $\text{LiFe}_3\text{O}_8$ ,  $\text{Zn}_2\text{Fe}_4\text{O}_8$  (oder  $\text{Cd}_2\text{Fe}_4\text{O}_8$ ) und  $\text{Fe}_2\text{O}_3$  enthalten, höhere Permeabilitätswerte und niedrigere magnetische Verluste bei höheren Frequenzen als andere ferromagnetische Spinelle oder Eisenpulverkerne hatten. Die Gründe für diese niedrigeren Verluste sind in zwei Umständen zu suchen. Infolge der höheren Sättigungsmagnetisierung von  $\text{LiFe}_3\text{O}_8$  gegenüber  $\text{Ni}_2-$ ,  $\text{Cu}_2-$  oder  $\text{Mg}_2-\text{Fe}_4\text{O}_8$  werden Resonanzerscheinungen vermieden, die wachsende Verluste und abnehmende Permeabilitäten verursachen. Ferner tragen die sehr ähnlichen Größen der Ionenradien von  $\text{Li}^+$  und  $\text{Fe}^{++}$  zu einem spannungsfreien und damit verlustarmen Zustand in den  $\text{LiFe}_3\text{O}_8$ -Kristallen bei<sup>2)</sup>. In keramischen Speziallaboratorien ist aber in den letzten Jahren auf dem Gebiet der Ferrite weitere Pionierarbeit geleistet worden. Zu der Klasse der magnetisch weichen Materialien, zu der z. B. „Ferroxcube“, verschiedene „Siferrit“-Typen, „Keraperm“ u. a. gehören<sup>3)</sup>, die eine hohe magnetische Permeabilität zusammen mit einem hohen elektrischen Widerstand haben und sich bestens für induktive Hochfrequenzbauteile eignen, hat sich nunmehr nach zweijähriger Entwicklungsarbeit die Klasse der ferromagnetischen Oxyde, die ein magnetisch hartes Material darstellen und als permanente Magnete in der gesamten Elektrotechnik dienen können, gesellt. Die letzteren führen die Namen „Ferroxdure“ (Philips), „Maniperm“ (Hescho) usw.; sie haben die angenäherte Zusammensetzung  $\text{BaFe}_{12}\text{O}_{19}$  und enthalten keinerlei Kobalt oder Nickel, was gewisse Vorteile bietet, solange Metallerparnisgründe eine Rolle spielen. Auffällig ist bei ihnen der außerordentlich hohe Wert der Koerzitivkraft, der auf einen großen anisotropen Zustand der Kristalle sowie auf die verhältnismäßig geringe Sättigungsmagnetisierung zurückzuführen ist.

„Ferroxdure“ (Rohwichte = 4,8 g/cm<sup>3</sup> und spezifischer Widerstand größer als  $10^8$  Ohmcm) weist gegenüber bekannten Magnetstahlsorten außer höheren Werten der Koerzitivkraft geringere Werte der Remanenz auf und unterscheidet sich dadurch von Dauermagneten früherer Herstellung. Praktisch bedeutet das für den Konstrukteur eine willkommene Verringerung der Kraftlinienlänge und Vergrößerung des Querschnittes bei gesteigerter Leistung im Vergleich mit den üblichen Abmessungen von Hufeisenmagneten älterer Bauart. ETS

<sup>2)</sup> Näheres siehe FUNK UND TON, Bd. 6 [1952], H. 10, S. 553.

<sup>3)</sup> s. FUNK-TECHNIK, Bd. 7 [1952], H. 17, S. 456.



# Der Aufsprech- und der Wiedergabevorgang

Bei der magnetischen Schallaufzeichnung wird ein „Tonträger“ durch ein magnetisches Feld magnetisiert; es bleibt ein remanenter Magnetismus zurück, dessen Stärke proportional dem Aufsprechfeld ist. Im Prinzip ist es dabei gleichgültig, ob der Tonträger aus homogenem ferromagnetischem Material (Draht, Stahlband) oder aus gepulvertem Material besteht, das auf ein Kunststoffband aufgebracht ist. Die nachstehenden Überlegungen gelten für alle Arten von Tonträgern.

## Der Magnetisierungsvorgang

Beim Aufsprechen erfolgt die Einwirkung des Magnetfeldes auf den Tonträger (der Einfachheit halber hier immer als Band angenommen) durch einen Sprechkopf gemäß Abb. 1a, der aus einem Eisenkern mit Spule (Ringkern) besteht, an dessen Luftspalt das Band vorbeiläuft. Die aus dem Luftspalt austretenden Kraftlinien magnetisieren das Material des Tonträgers je nach der Stärke des durch die Spule fließenden Stromes.

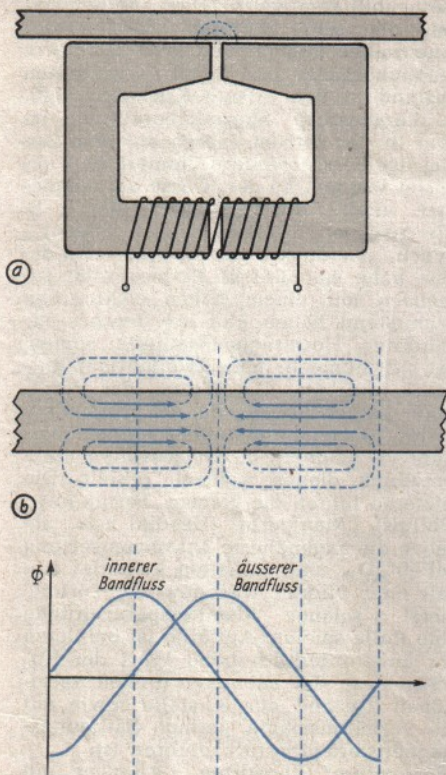


Abb. 1. a) Magnetisierung eines Tonträgers durch einen Ringkopf; b) äußerer und innerer Bandfluß des Tonträgers nach der Magnetisierung

Ist der Aufsprechstrom ein sinusförmiger Wechselstrom und wird der Tonträger mit einer Geschwindigkeit  $v$  am Spalt vorbeibewegt, so wird der jeweilige Momentanwert des Stromes aufgezeichnet; es verbleibt eine entsprechende Schwankung der remanenten Induktion auf dem Band. Durch die Magnetisierung ist das Band zu einem Magneten geworden, und es treten aus der Oberfläche des Bandes Kraftlinien gemäß Abb. 1b aus. Die Kraftlinien sind entsprechend der Magneti-

sierungsfeldstärke über dem Band verteilt. Bei der gewählten Darstellung ist der innere Fluß im Band bei größter Aufsprechstromstärke am größten und am kleinsten bei den Nulldurchgängen. Hier treten die meisten Kraftlinien aus, während bei den Maxima des inneren Bandflusses keine Kraftlinien austreten, der äußere Bandfluß also Null ist (Längsmagnetisierung).

Entsprechend der Geschwindigkeit, mit der die Amplitude des Aufprechstromes sich ändert, also der Frequenz  $f$ , ist auch die räumliche Lage der Maxima und Minima des äußeren und inneren Bandflusses auf dem Tonträger festgelegt und hängt mit der Geschwindigkeit  $v$  der Bewegung des Bandes durch die bekannte Beziehung  $\lambda = v/f$  zusammen.  $\lambda$  ist die aufgezeichnete Wellenlänge, die klein bei hoher und groß bei niedriger Frequenz ist und von der Bandgeschwindigkeit abhängt.

Bei Betrachtung der Kraftlinien des Bandflusses ergibt sich eine gewisse Ähnlichkeit der Aufzeichnung mit aneinandergereihten Stabmagneten von der Größe  $\lambda/2$ . Je nach dem räumlichen Verlauf der magnetisierenden Kraftlinien kann die Magnetisierung des Tonträgers in drei Hauptebenen erfolgen, die man gemäß Abb. 2 als Längsmagnetisierung (a), Quermagnetisierung (b) und Transversalmagnetisierung (c) bezeichnet; es kommen auch verschiedene Magnetisierungen gleichzeitig vor, z. B. Längs- und Quermagnetisierung. Die dritte Art der Magnetisierung, die Transversalmagnetisierung, spielt in der Praxis keine große Rolle.

Früher [1] hatte man angenommen, daß bei der magnetischen Schallaufzeichnung mit den derzeit üblichen Köpfen eine Längsmagnetisierung stattfindet. Nach neueren Erkenntnissen [2] ist jedoch der Hauptanteil eine Quermagnetisierung gemäß Abb. 3a, was jedoch nicht ausschließt, daß auch Längsmagnetisierung auftritt. Abb. 3b deutet an, daß die magnetisierenden Kraftlinien bereits vor dem Spalt und zwar senkrecht austreten, also eine Quermagnetisierung hervorrufen. Nur etwa über dem Spalt verlaufen die Kraftlinien zeitweise parallel zum Träger und bewirken Längsmagnetisierung. Die aufgezeichnete Remanenz wird dort bestimmt, wo die Feldverteilung auf Null abklingt, praktisch also erst hinter dem Spalt. Aber gerade dort ist der Anteil der Quermagnetisierung am stärksten. Aus den Abbildungen ist ersichtlich, daß bei der Quermagnetisierung keine Phasenverschiebung zwischen innerem und äußerem Bandfluß besteht.

## Der Wiedergabevorgang

Für die Wiedergabe werden die gleichen Kopfkonstruktionen wie bei der Aufnahme benutzt, lediglich der zweite Luftspalt, der beim Sprechkopf eine Gleichstromvormagnetisierung des Trägers verhindern soll, kann entfallen; Abb. 4 zeigt die Verhältnisse bei Quermagnetisierung, die jedoch auch für die Längsmagnetisierung gelten.

Die aus dem Band austretenden Kraftlinien schließen sich jetzt über den Eisenkern und erzeugen in dessen Spule einen

Induktionsstrom. Hieraus ergibt sich auch, daß der Kern des Wiedergabekopfes mindestens für eine Viertelwellenlänge vor und hinter dem Spalt am Tonträger anliegen muß, um wirklich alle Kraftlinien zu erfassen und damit die höchstmögliche Wiedergabespannung zu erzielen. Dies begrenzt die Wiedergabe bei den tiefen Frequenzen, bei denen die Wellenlänge der Aufzeichnung in die Größenordnung der Kopfabmessungen kommen kann (insbesondere bei hohen Bandgeschwindigkeiten, wie sie beim Studiobetrieb üblich sind).

Aus der Darstellung Abb. 4 geht ferner die wirkliche Bedeutung des Spaltes hervor; er bezweckt eigentlich nur, daß der Kraftlinienfluß nicht kurzgeschlossen wird, sondern durch den Kern geht und damit eine elektrische Spannung erzeugt. Nach dem Induktionsgesetz ist die in einem Leiter induzierte Spannung  $U = -\mathfrak{B} \cdot v \cdot b \cdot 10^{-8}$  Volt.  $\mathfrak{B}$  ist dabei die Oberflächendichte der Kraftlinien, die aus dem Tonträger austreten;  $v$  ist die Geschwindigkeit, mit der der Leiter durch das

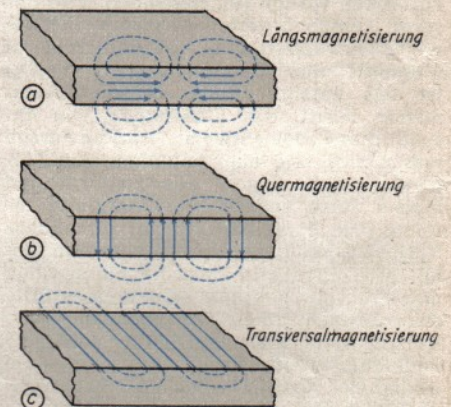


Abb. 2. Die Magnetisierung in den verschiedenen Ebenen des Tonträgers: a) Längs-, b) Quer-, c) Transversalmagnetisierung

Kraftlinienfeld bewegt wird, und  $b$  ist die Länge des Leiters, auf den die Kraftlinien einwirken.

Die Oberflächendichte des äußeren Bandflusses ist abhängig von der Wellenlänge und damit von der Signalfrequenz. Bei kleineren Wellenlängen treten mehr Kraftlinien je Flächeneinheit aus dem Band als bei großen; daher muß die Wiedergabespannung mit der Frequenz ansteigen. Dieser sogenannte Omega-Gang muß durch Entzerrungsmaßnahmen bei der Aufnahme oder Wiedergabe wieder in einen linearen Frequenzgang verwandelt werden. Allerdings fällt die Wiedergabespannung von einer bestimmten Frequenz ab nach oben hin sehr steil wieder ab.

Aus der angegebenen Beziehung geht weiter hervor, daß die Spannung  $U$  auch ansteigt, wenn man die Geschwindigkeit  $v$  erhöht. Zu beachten ist, daß sich hierdurch aber auch die Frequenz des wiedergegebenen Signals entsprechend erhöht. Schließlich ist die Wiedergabespannung noch abhängig von der Leiterlänge, die



in diesem Falle identisch mit der Breite des Tonträgers oder der Spurbreite ist.

### Die verschiedenen Kennlinien

Zum genaueren Verständnis des Aufsprech- und Wiedergabevorganges müssen die mit der Magnetisierung zusammenhängenden Kennlinien betrachtet werden, weil der Zusammenhang zwischen Magnetisierungsfeldstärke und remanenter Induktion keine lineare Beziehung ist, sondern eine Hysteresiskurve. Für jedes ferromagnetische Material ergibt sich unter dem Einfluß eines magnetischen Feldes  $\mathcal{H}$  eine Hysteresiskurve nach Abb. 5a, wenn man das äußere Feld erst in positiver und dann in negativer Richtung ändert. Magnetisiert man nicht bis zur Sättigung, so ergeben sich entsprechend kleinere Schleifen. Wird die Magnetisierung an irgendeinem Punkt (A, B oder C) unterbrochen, so ist die Remanenz der Schnittpunkt mit der  $\mathcal{B}$ -Achse von der betreffenden Feldstärke aus entlang der zugehörigen Hysteresiskurve. Läßt man auf ein so magnetisiertes Teilchen erneut ein Feld einwirken (Abb. 5b) und unterbricht das Feld wieder, so stellt sich (je nachdem, ob die Richtung des neuen Feldes positiv (Abb. 5b) oder negativ (Abb. 5c) ist) ein größerer oder kleinerer Remanenzwert ein, wobei jedesmal eine andere Hysteresiskurve durchlaufen wird. Für die verbleibende Remanenz ist es also wichtig, welche Vorgeschichte das Material hatte.

Diese Tatsache ist für den Aufzeichnungsvorgang von fundamentaler Bedeutung. Wie bereits gezeigt wurde, durchläuft der Tonträger (bzw. ein bestimmter Teilausschnitt des Tonträgers) bei der Aufzeichnung ein magnetisches Feld, das zunächst ansteigt, dann über dem Spalt etwa gleichmäßig ist und hinter dem Spalt wieder abklingt. Für die Aufzeichnung sehr wichtig ist dieser abklingende Teil des Feldverlaufs. An Hand der Abb. 6 ist zu erkennen, daß auf dem abklingenden Ast die von der jeweiligen Maximalinduktion ausgehende Hysteresisschleife durchlaufen wird.

Den Zusammenhang zwischen dem magnetischen Zustand eines Teilchens (Remanenz), das immer wieder neuen Feldern ausgesetzt ist, gibt die statische Kennlinie (Abb. 7) wieder; diese stellt also die nach dem Verlassen des Feldes verbleibende Remanenz dar.

Die Kennlinie ist im Ursprung zunächst stark gekrümmt, verläuft dann ein Stück geradlinig und biegt schließlich zur Sättigung ab. Neue Felder in positiver  $\mathcal{H}$ -Richtung ändern den Remanenzwert nicht mehr. Die Kurve verläuft jetzt waagrecht bis zur  $\mathcal{B}$ -Achse. Bei negativen  $\mathcal{H}$ -Werten fällt sie steil ab und geht bei größeren negativen  $\mathcal{H}$ -Werten in die negative Sättigungsremanenz über. Geht man jetzt wieder zurück, so setzt sich die Kurve spiegelbildlich fort wie gezeichnet. Fängt man vom Ursprung aus in negativer  $\mathcal{H}$ -Richtung an zu magnetisieren, so kommt es ebenfalls zu einem zur positiven Richtung spiegelbildlichen Verlauf. Eine weitere Kennlinienart, die oft bei der Darstellung von Vorgängen der magnetischen Schallaufzeichnung benutzt wird, ist die dynamische Kennlinie (Abb. 8., S. 612); diese erhält man durch Messung der Remanenz  $\mathcal{B}$  in Abhängigkeit von der Magnetisierungsfeldstärke  $\mathcal{H}$  unter der Voraussetzung, daß immer wieder neue unmagnetische Teilchen magnetisiert werden; sie ist also wohl zu unterscheiden von der statischen Kennlinie, bei der der Zustand eines Teilchens unter dem Einfluß nacheinander einwirkender Felder dargestellt wird. Die dynamische Kennlinie ist im Ursprung ebenfalls stark gekrümmt, hat dann einen geraden Teil und geht allmählich in die Sättigung über mit spiegelbildlichem Verlauf bei negativen  $\mathcal{H}$ -Werten. Beide Kennlinienarten sind in Wirklichkeit keine genau festliegenden Kurven, sondern sind statistischen Schwankungen unterworfen, die durch die unvermeidliche Inhomogenität der Tonträger hervorgerufen wird. Wie in Abb. 9 gezeichnet, verlaufen die Kennlinien innerhalb des schraffierten Bereichs. Dieser Bereich wächst, je größer

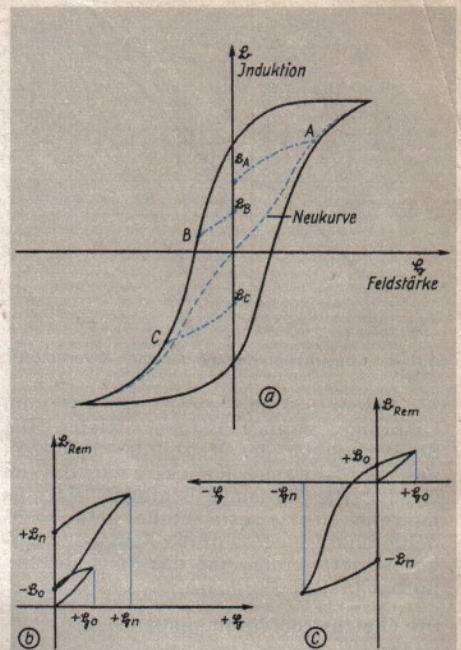


Abb. 5. a) Hysteresiskurve und sich einstellende Remanenzwerte bei Unterbrechung der Magnetisierung bei A, B und C; b) bei Magnetisierung bis  $+\mathcal{H}_0$  bleibt Remanenz  $+\mathcal{B}_0$ , bei erneuter Magnetisierung bis  $+\mathcal{H}_n$  ergibt sich Remanenz  $+\mathcal{B}_n$ ; c) bei Magnetisierung bis  $+\mathcal{H}_0$  und erneuter Magnetisierung bis  $-\mathcal{H}_n$  ergibt sich Remanenz  $-\mathcal{B}_n$

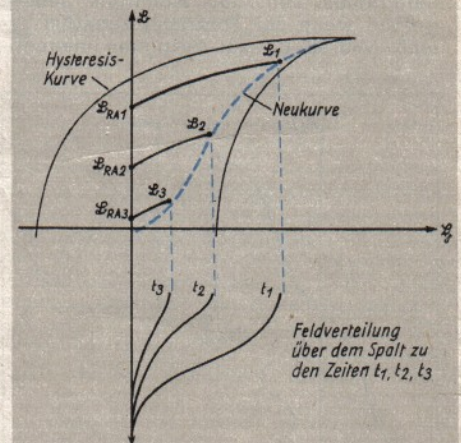


Abb. 6. Verbleibende Remanenz beim Durchlaufen eines abklingenden Feldes

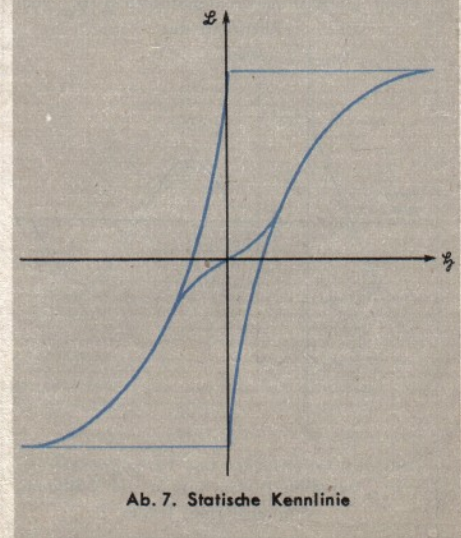


Abb. 7. Statische Kennlinie

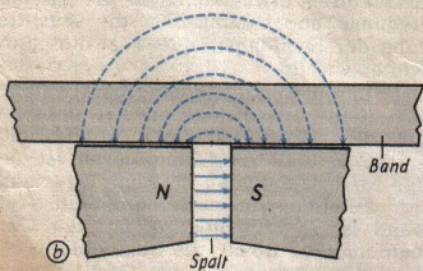
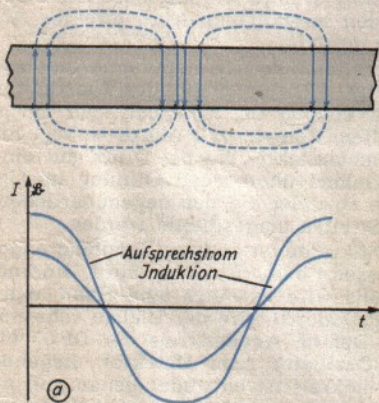


Abb. 3. a) Kraftlinienverlauf bei Quermagnetisierung; b) Zustandekommen der Quermagnetisierung im Tonträger durch senkrechte Kraftlinien

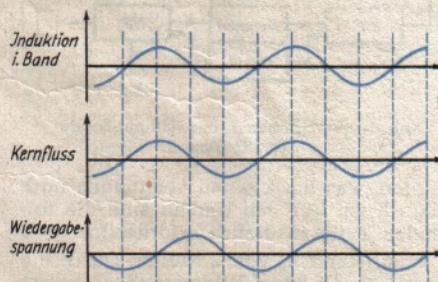
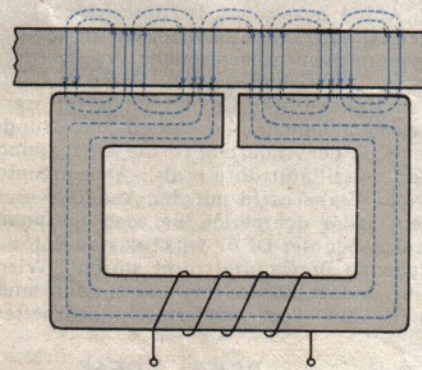


Abb. 4. Kraftlinienverlauf im Tonträger und im mit nur einem Luftspalt ausgerüsteten Wiedergabekopf bei der Wiedergabe



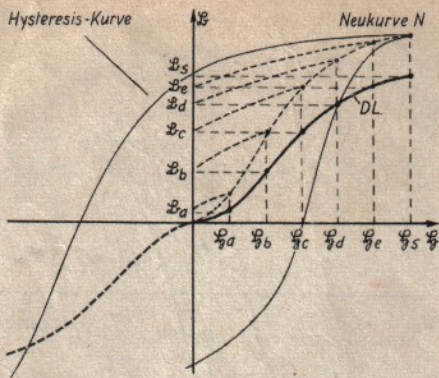


Abb. 8. Konstruktion der dynamischen Kennlinie DL

die Magnetisierung wird, und ist nur im Ursprung vernachlässigbar klein. Die Schwankungen der Kennlinien bewirken das sehr störende Rauschen, das im Grunde die Dynamik begrenzt, d. h., es muß für die leiseste Stelle einer Aufnahme noch eine so große Remanenz aufgezeichnet werden, daß das Rauschen unhörbar bleibt.

### Die Gleichstromvormagnetisierung

Die Krümmung der Kennlinien verursacht genau wie bei Röhrenkennlinien Verzerrungen. Schon Poulsen [3], der erstmalig die magnetische Schallaufzeichnung vorführte, benutzte daher eine Vormagnetisierung. Dem Signalstrom wird dabei ein Gleichstrom überlagert, so daß der Arbeitspunkt gemäß Abb. 9a vom Ursprung in den geradlinigen Teil der Kennlinie verschoben wird. Wie aus Abb. 7 hervorgeht, ist der ausnutzbare geradlinige Teil der Kennlinie jedoch größer, wenn der Tonträger zunächst gemäß Abb. 9b bis zur Sättigung magneti-

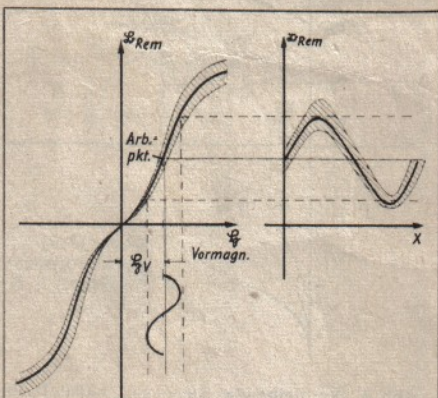


Abb. 9a. Verlagerung des Arbeitspunktes durch Gleichstromvormagnetisierung  $\Phi_v$  vom Ursprung aus

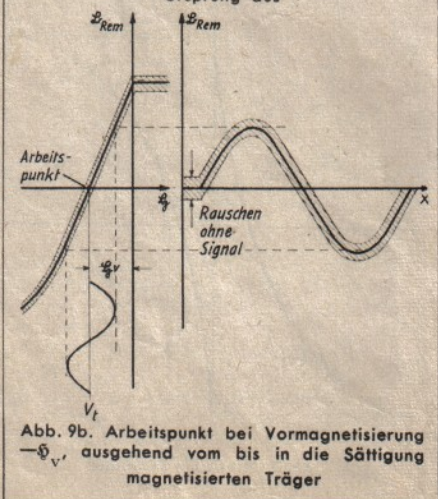


Abb. 9b. Arbeitspunkt bei Vormagnetisierung  $\Phi_v$ , ausgehend vom bis in die Sättigung magnetisierten Träger

siert und der Arbeitspunkt der Kennlinie etwa in den Schnittpunkt mit der  $\Phi$ -Achse gelegt wird.

Durch die Vormagnetisierung können zwar die Verzerrungen weitgehend herabgesetzt werden, das Rauschen bleibt jedoch, wie die Skizzen zeigen. Die geringe erreichbare Dynamik von 35 ... 40 db war der Grund, warum die magnetische Schallaufzeichnung zunächst anderen Aufzeichnungsverfahren wie Nadelton (bei Wachs-aufnahmen Dynamik rd. 50 db) und Lichtton (beim Reintonverfahren Dynamik etwa 53 db) sehr unterlegen war. Erst durch Einführung der Hochfrequenzvormagnetisierung [4] ließ sich eine Dynamik von 60 ... 70 db erreichen, und dadurch gelangte das Magnettonverfahren zu seiner heute beherrschenden Stellung für qualitativ hochwertige Aufzeichnungen. Da das HF-Verfahren nicht mit wenigen Worten dargestellt werden kann, wird es in

einem besonderen Aufsatz eingehend behandelt werden. Zuvor müssen jedoch noch einige andere wichtige Effekte besprochen werden.

Wichtig ist vor allem eine Klärung der Verhältnisse beim Löschen der Aufzeichnung. Durch die gegebene Spaltbreite treten ferner in Abhängigkeit von der Wellenlänge der Aufzeichnung bei der Wiedergabe relativ hoher Frequenzen geringe Verzerrungen auf. Ein weiterhin vorhandener Selbstmagnetisierungseffekt kann dagegen die hohen Frequenzen eher beeinflussen.

### Schrifttum

- [1] F. Krones, „Die magnetische Schallaufzeichnung in Theorie und Praxis“, Verlag Erb, Wien, 1952
- [2] K. Schwarz, Frequenz, Bd. 6, H. 2, S. 37 ... 44
- [3] V. Poulsen, Ann. d. Physik, Bd. 3 [1900], S. 754 ... 760
- [4] H. J. Braunmühl und W. Weber, Z. VDI, Bd. 85 [1941], S. 628

## Schaltungshinweise DF67

# Liliput-Sende-Empfänger

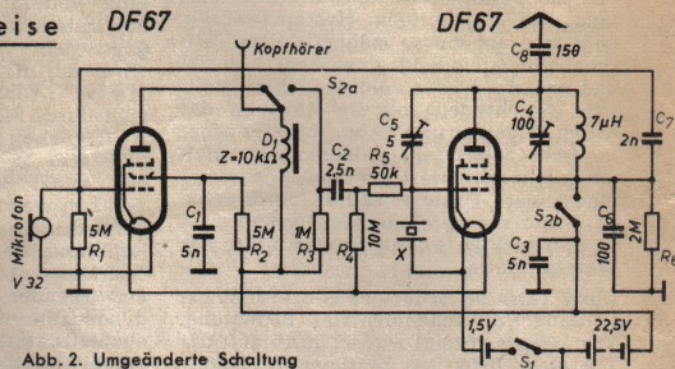


Abb. 2. Umgeänderte Schaltung

Der in FUNK-TECHNIK, Bd. 7 [1952], H. 8, S. 214 beschriebene Liliputsender ist leicht in einen Empfänger für die Eigenfrequenz des Senders umzubauen. Dadurch hat man die Möglichkeit, durch Abhören z. B. eines zweiten Liliputsenders ein geschlossenes Bild eines Ringgesprächs zu erhalten, etwa bei einer Reportage, bzw. das gegenseitig ungestörte Besprechen des Hauptsenders über einen beim Amateursender stehenden Empfänger von verschiedenen Stellen durchzuführen. Das Prinzipbild ist in Abb. 1 gezeichnet. Bei geschicktem Umbau ist es wohl kaum erforderlich, die ursprünglichen Abmessungen zu vergrößern. Die Grundschaltung kann bis auf den Kondensator  $C_3$ , der umgelegt werden muß, beibehalten werden. Das Grundlegende der Änderung ist die Anwendung der Oszillatorröhre als abgestimmte Diode. Dabei wird mit der Anoden-Kathodenstrecke gearbeitet. Bei den geringen Ausmaßen der DF 67 wirkt das an Kathode liegende Bremsgitter nicht störend. Wird eine andere Röhre verwendet, dann muß u. U. mit dem Steuergitter gearbeitet

2. Kondensator  $C_6$  von 100 pF und Kondensator  $C_7$  von 2 nF.

3. Drossel  $D_1$  mit einer Impedanz von etwa 10 kOhm; sie ist gedacht für den Anschluß eines Kristallkopfhörers. Bei Verwendung hochohmiger Normalkopfhörer ist die Drossel nicht erforderlich. Natürlich kann auch ein Transformator für niederohmigen Ausgang Verwendung finden.

4. Zwei Buchsen für den Anschluß des Kopfhörers; doch werden diese aus Platzgründen zweckmäßig durch direktes Anlöten gespart.

5. Schalter  $S_{2b}$  als einpoliger Aus- und Schalter  $S_{2a}$  als einpoliger Umschalter. Beide können im Selbstbau sehr kleingehalten werden, z. B. durch anliegende Streifenkontakte, die bei Druck auf eine mit Gummi überzogene Öffnung im Gehäuse ab- oder auf den gegenüberliegenden Streifen umgeschaltet werden.

Das Mikrofon ist auch bei Empfang angeschlossen, doch ist dies nicht störend. Notfalls wird es durch eine Hand abgedeckt. Dadurch wird der Umbau sehr einfach. Der im Anodenkreis der DF 67 für den Oszillator und Detektor liegende Schwingkreis ist entweder genau auf die Kristallfrequenz oder, wie oft bei Quarzoszillatoren, etwas höher als die Kristallfrequenz abgestimmt. Für die Ausfilterung der Empfangsfrequenz ist dies nicht weiter wichtig.

Das Liliput-Sende-Empfängergerät eignet sich in der beschriebenen Art natürlich nur für eine bestimmte Mindestfeldstärke, da die Verstärkung gering ist und der Materialaufwand so klein wie möglich gehalten wurde. Bei größerem Aufwand ist es z. B. möglich, mit der Germaniumdiode DS 60 als Demodulator für die Empfangsfrequenz den Oszillator mit der empfangenen NF zu modulieren. Dadurch würde auch ein Relaisbetrieb durchführbar sein.

H. Meehsen.

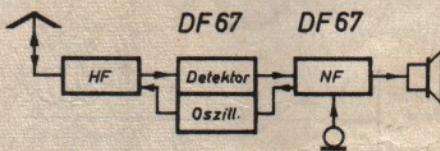


Abb. 1. Prinzipschema des Liliput-Sende-Empfängers

werden, was bei kleinen Leistungen noch möglich ist. Für den Umbau sind die folgenden Teile zusätzlich erforderlich:

1. Widerstand  $R_6$  von 2 MOhm. Durch die direkte Lage des Widerstandes gegen Masse verursacht er auf Stellung „Senden“ des Schalters  $S_{2b}$  einen zusätzlichen Verbrauch von 0,01 mA.



# Netzgleichrichter mit belastungsunabhängiger Spannungsregelung

Der hier wiedergegebenen neuartigen Schaltung für einen Netzgleichrichter lag die Aufgabe zugrunde, die nutzbare Ausgangsspannung des Gleichrichters kontinuierlich von Null bis zu einem Maximalwert regeln zu können, und zwar möglichst weitgehend unabhängig von der Belastung; das bedeutet aber, daß die Impedanz des Gleichrichterausgangs auf keinen Fall größer als die eines normalen Netzgleichrichters sein durfte, so daß die Regelung mittels eines Potentiometers im Ausgang nicht in Frage kam. Gelöst wurde dies in der Weise, daß als Gleichrichterröhren zwei nach Art von Katodenverstärkern geschaltete und im Gegentakt arbeitende Trioden verwendet werden; die Regelung der nutzbaren gleichgerichteten Spannung wird durch Veränderung der Gittervorspannung der Trioden bewirkt (s. Wireless World, September 1952).

Die Arbeitsweise der neuen Gleichrichterschaltung ist leicht verständlich. Legt man an die Anode einer als Katodenverstärker geschalteten Triode eine Gleichspannung und an deren Gitter eine positive, veränderbare Gleichvorspannung, so nimmt die Katode ungefähr das gleiche Potential an wie das Gitter. Die Spannung am Katodenwiderstand hat darum stets etwa den gleichen Wert wie die Gittervorspannung und folgt dieser bei einer Veränderung. Der Vorteil ist, daß man den Katodenwiderstand recht klein wählen kann; die Spannungsquelle hat also einen geringen Innenwiderstand, während man die Spannungsquelle für die Gitterspannungsregelung aber sehr hochohmig machen kann.

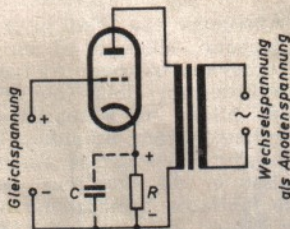


Abb. 1. Zur Arbeitsweise des regelbaren Netzgleichrichters mit einer Triode nach Art des Katodenverstärkers als Gleichrichter

Benutzt man für die Anodenspannung statt der Gleich- eine Wechselspannung (Abb. 1), so hat man — abgesehen von der gleichrichtenden Wirkung der Triode — ganz ähnliche Verhältnisse. Allerdings nimmt jetzt die Katode nur dann das gleiche Potential wie das Gitter an, so lange die positive Halbperiode der Anodenspannung einen bestimmten Wert überschreitet. Zu den anderen Zeiten und während der negativen Halbperiode ist das Katodenpotential Null. Der Spannungsverlauf am Katodenwiderstand  $R$  ist daher — wenn man sich den Kondensator  $C$  zunächst einmal wegdenkt — eine Folge abgeflachter Impulse, deren Höhe gleich der eingestellten Gitterspannung ist.

Durch Zuschaltung von  $C$  ergibt sich bei genügend großer Zeitkonstante ( $C \cdot R$ ) eine praktisch gleichbleibende Spannung an  $R$ , die etwas kleiner als die Höhe der eben erwähnten Impulse ist. Wichtig ist,

daß auch hier die Spannung nahezu vollkommen der Spannung am Gitter der Triode folgt und sie daher durch diese geregelt werden kann. Diese Spannung am Katodenwiderstand ist die nutzbare Gleichspannung des neuen Gleichrichters, der zwei von diesen Katodenverstärkern im Gegentakt verwendet. Durch den Innenwiderstand der Triode wird die Spannung am Katodenwiderstand etwas belastungsabhängig; die Trioden sollen daher einen möglichst kleinen Innenwiderstand haben. Außerdem ist eine große Steilheit sehr erwünscht.

Die vollständige Schaltung des Gleichrichters mit allen notwendigen Daten zeigt Abb. 2.

Die die Nutzsorgung regelnde positive Gittervorspannung für die Gleichrichtertrioden wird über einen Trockengleichrichter und einen Ladekondensator  $C_1$  einer Hälfte der Sekundärwicklung des Netztransformators entnommen. An dem parallel zu  $C_1$  liegenden Potentiometer  $R_4$  wird die Gitterspannung eingestellt. Die Nutzsorgung am Gleichrichteraus-

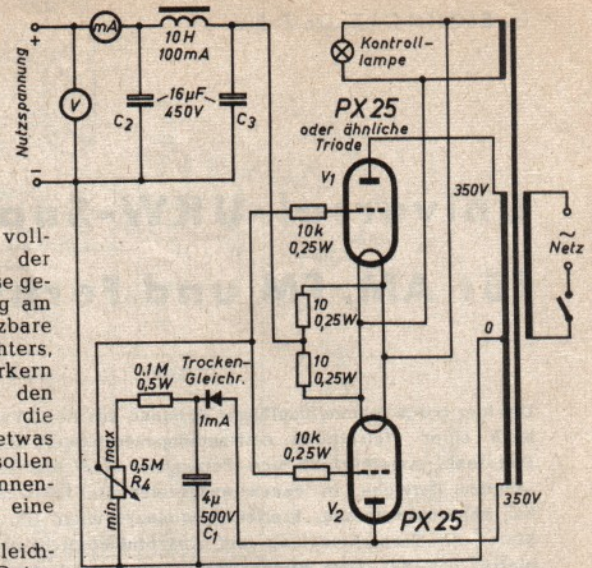


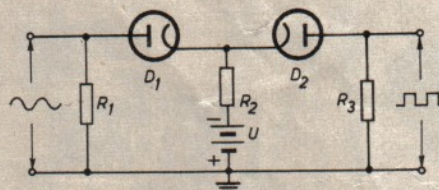
Abb. 2. Vollständiges Schaltbild des regelbaren Netzgleichrichters geringen Innenwiderstandes

gang ist stets etwas kleiner als die eingestellte Gitterspannung. Wenn das Gerät negative Spannungen mit geerdetem Pluspol abgeben soll, etwa für Katodenstrahlröhren, muß der Ausgangsteil (einschließlich der Elektrolytkondensatoren  $C_2, C_3$ ) vom Chassis isoliert werden. F.

## Rechteckimpulse mit einstellbarer Länge

Aus einer Sinusspannung lassen sich Rechteckimpulse mit Hilfe einer einfachen Begrenzerschaltung, eines sogenannten Clippers, gewinnen. Der Begrenzer besteht aus zwei in Reihe liegenden, aber in entgegengesetzten Richtungen geschalteten Dioden; die Katoden der Dioden sind durch die Batteriespannung  $U$  negativ gegen die Anoden vorgespannt, so daß die Dioden normalerweise stromführend sind. Legt man an den Eingang des Begrenzers eine Sinusspannung, deren Amplitude die Batteriespannung  $U$  nicht übersteigt, so wirken beide Dioden stets als Kurzschluß, und am Ausgang erscheint die unveränderte Sinusspannung. Ist die Amplitude aber größer als  $U$ , so wird die Diode  $D_1$  in dem Augenblick gesperrt, in dem die Sinusspannung einen größeren negativen Wert als  $U$  annimmt; die negative Spitze der Sinusspannung wird somit abgeschnitten. In der gleichen Weise wird die andere Diode  $D_2$  gesperrt, wenn die Sinusspannung in positiver Richtung den Wert von  $U$  überschreitet, und die positive Spitze wird abgeschnitten.

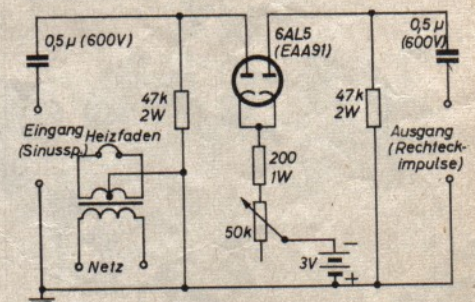
Ist die Amplitude der Sinusspannung ausreichend groß (etwa 100 Volt), so entstehen Rechteckkurven mit steilen Flanken. Die Rechteckspannung hat quadratische Form, wenn der Begrenzer vollkommen symmetrisch arbeitet. Die Sym-



Grundschiung des Diodenclippers und vollständige Schaltung des Clippers für die Erzeugung positiver Rechteckimpulse mit regelbarer Länge

metrie kann man aber stören, wenn man den Widerstand  $R_2$  klein gegen den Widerstand  $R_1$  macht und einen hochohmigen Generator für die Sinusspannung nimmt. Solange die Diode  $D_1$  während der positiven Amplitude leitend ist, liegen die Widerstände  $R_1$  und  $R_2$  parallel, und der Generator wird stark belastet. Bei gesperrter Diode, während der negativen Amplitude, liegt aber nur der hochohmige Widerstand  $R_1$  am Generator. Durch die starke Belastung des hochohmigen Generators wird die positive Amplitude der Sinusspannung beträchtlich kleiner, und es entsteht eine Spannungscurve mit kürzeren rechteckigen positiven Impulsen. Die Rechteckimpulse sind um so kürzer, je kleiner  $R_2$  wird. Durch Veränderung von  $R_2$  ist daher die Impulslänge zu regeln, und man erhält die in der Skizze dargestellte vollständige Schaltung des Clippers für Rechteckimpulse mit einstellbarer Länge. Es ist gleichgültig, ob man eine Doppeldiode oder zwei Einzeldioden verwendet. Werden negative Impulse gewünscht, braucht man nur Anode und Katode der beiden Dioden zu vertauschen.

Der hohe Widerstand der Sinusspannungsquelle (z. B. Wechselstromnetz oder Tonfrequenzgenerator) läßt sich durch Zwischenschaltung eines kleinen Kondensators verwirklichen.





# Universal-UKW-Superhet für AM, FM und Fernsehen

Der hier beschriebene Empfänger entstand aus dem Wunsch nach einer vielseitigen Anwendungsmöglichkeit. UKW-Rundfunk, Amateurfunk und Fernsehen sind die vorgesehenen Bereiche, in denen ausgezeichnete FM-Qualität bei Rundfunkempfang, breiter Frequenzdurchlaß der HF-Stufen für Fernsehempfang und Anschlußmöglichkeit des hierfür erforderlichen Bildverstärkertells gefordert wurde.

Der beschriebene Empfänger ist selbstständig im Amateurverkehr als Übersichtsempfänger für AM und FM benutzbar, während der UKW-Teil als Converter verwendet und der übliche Kurzwellensuperhet als ZF-Verstärker nachgesetzt werden kann. Auf Bandbreitenregelung und Telegrafieüberlagerung wurde daher in diesem Gerät verzichtet. Ein geeichtes S-Meter gestattet die Messung der einfallenden Signalfeldstärke, und ein weiteres Instrument erlaubt das genaue Einstellen auf Trägermitte, was bei FM-Empfang sehr wichtig ist. Für einen 440-MHz-Band-Converter wird das Gerät als Nachsetzer verwendet.

## Der UKW-Converter

Als Zwischenfrequenz wurde die übliche ZF von 10,7 MHz gewählt. Vier Frequenzbänder können mit einem Spulenrevolver umgeschaltet werden, und die Abstimmung erfolgt mit 3fach-split-Drehkondensator. Die einzelnen Bereiche sind:

- 1) 5...6-m-Band für Fernsehen, Funkbrücke und Amateure (Dx-Beobachtung), 50...63,5 MHz, Oszillatorvariation: 60,7...74,2 MHz
- 2) 3-m-Band für UKW-Rundfunk, Polizei-funk und öffentl. Dienste 85...106 MHz, Oszillatorvariation: 95,7...116,7 MHz

Abb. 3...5. Der UKW-Converter vor dem Einbau. Neben den Miniaturröhren sind die Entkopplungswiderstände und Durchführungskondensatoren und seitlich ein Spulenstab des Spulenrevolvers erkennbar. Mittleres Foto: Sicht auf das Chassis; vor den beiden Instrumenten sitzt die Box mit dem Hochpaßfilter und links der ZF-Verstärker. Rechtes Foto: Unteransicht des Gerätes. Hinter dem Skalenantrieb der UKW-Converter, links oben Drosselstab für Heizung der ZF-Röhren

- 3) 2-m-Band für Amateure und Straßenfunk, 142...175 MHz, Oszillatorvariation: 152,7...185,7 MHz
- 4) 1,5-m-Band für Fernsehen, 175...216 MHz, Oszillatorvariation: 185,7...226,7 MHz

Um ein günstiges Signal/Rauschverhältnis zu erreichen, wurde die erste HF-Stufe in Gitterbasisschaltung mit einer 6J6 bestückt. Der Antenneneingang ist aperiodisch für ein 150-Ohm-Koaxialkabel ausgelegt, an das eine UKW-Breitbandantenne angepaßt ist. Um Zwischenfrequenzstörungen auszuschließen, wurde ein Hochpaßfilter vorgesehen.

Diese Filterkette besteht aus zwei Halbgliedern und einem  $\pi$ -Glieder; sie ist einerseits an den Kabelwiderstand von 150 Ohm und am Ende an den Eingangswiderstand  $R_a = \frac{1}{S}$  der Gitterbasissstufe

angepaßt. Der Sperrbereich reicht bis zur Grenzfrequenz von 40 MHz bei einer Spannungsdämpfung von 1:1000, wobei der Verlust des Filters etwa 5% ist. Bei der Dimensionierung der Kette wurde Rücksicht auf die Verwendbarkeit gebräuchlicher Kapazitätswerte genommen. Bei der 6J6 sind beide Systeme parallelgeschaltet; die beiden Heizleitungen wurden wegen der hochgelegten Katode verdrosselt. Der Anodenstrom dieser Stufe soll 10 mA bei einer Anodenspannung von 150 V unter Abzug des Spannungsabfalls am Siebwiderstand sein; dann ergibt sich der verlangte Eingangswiderstand. Die zur Einstellung des Arbeitspunktes erforderliche Katodenkombination ist mit in die Filtereinheit eingebaut worden.

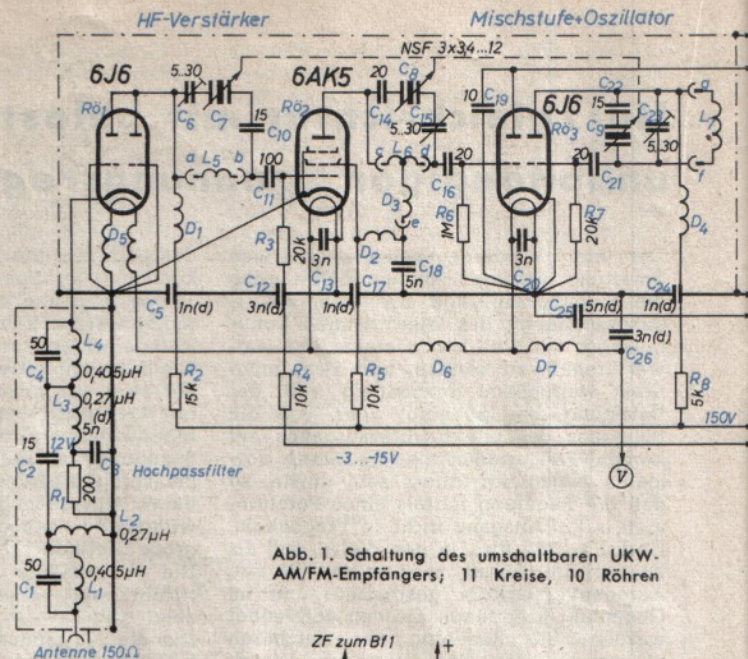


Abb. 1. Schaltung des umschaltbaren UKW-AM/FM-Empfängers; 11 Kreise, 10 Röhren

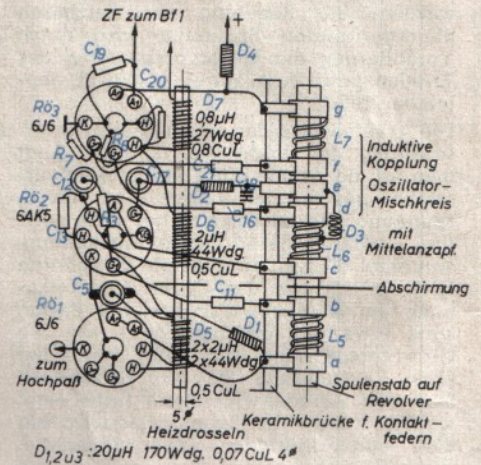
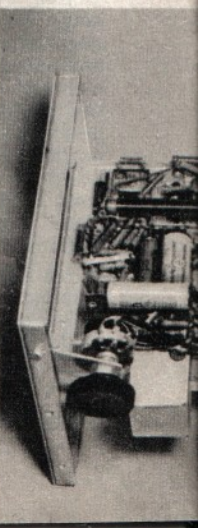
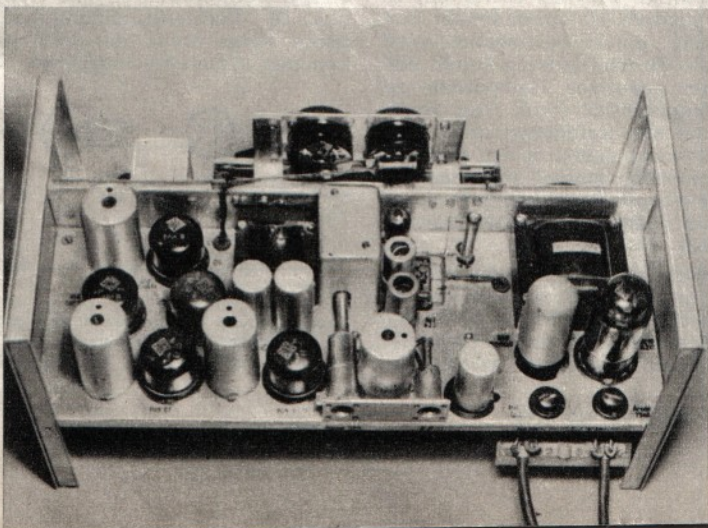
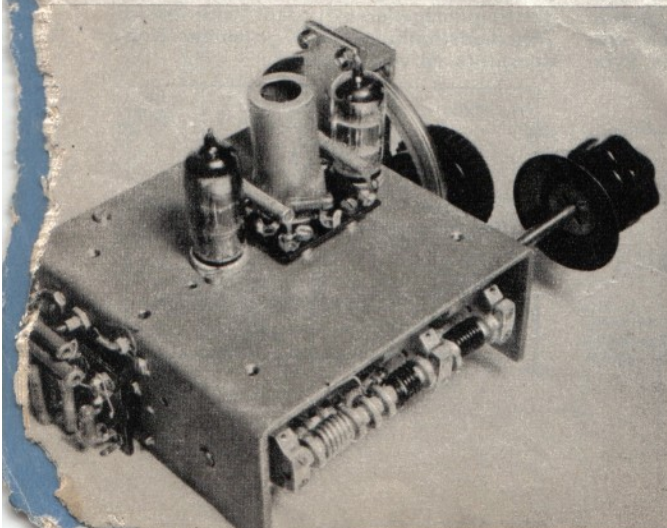


Abb. 2. Verdrahtung der UKW-Stufen (ohne Drehko und Trimmer; Wickeldaten der Spulen s. Tab.

Die HF-Abstimmkreise sind in  $\pi$ -Schaltung aufgebaut. Hierbei ist ein weitgehend erdsymmetrischer Aufbau der Kreise erforderlich, denn die Röhrenkapazitäten bilden im wesentlichen mit den unvermeidlichen Schaltkapazitäten das eigentliche Kreis-C. Die Anode der Gitterbasissstufe, die übrigens bei 145 MHz eine fünffache Verstärkung hat, ist mit dem Gitter der folgenden 6AK5 über dieses  $\pi$ -Filter verbunden und deren Anode dann ebenfalls mit der folgenden Trioden-Mischstufe. Die Verstärkung der 6AK5 ist bei 145 MHz knapp 4. Die Gesamt-UKW-Vorverstärkung ist also bei dieser Frequenz im 2-m-Band 20fach. Durch Veränderung der Gittervorspannung der 6AK5 ist die HF-Verstärkung in weiten Grenzen regelbar. Sehr wichtig





Mischstufe+Oszillator

HF-Verstärker

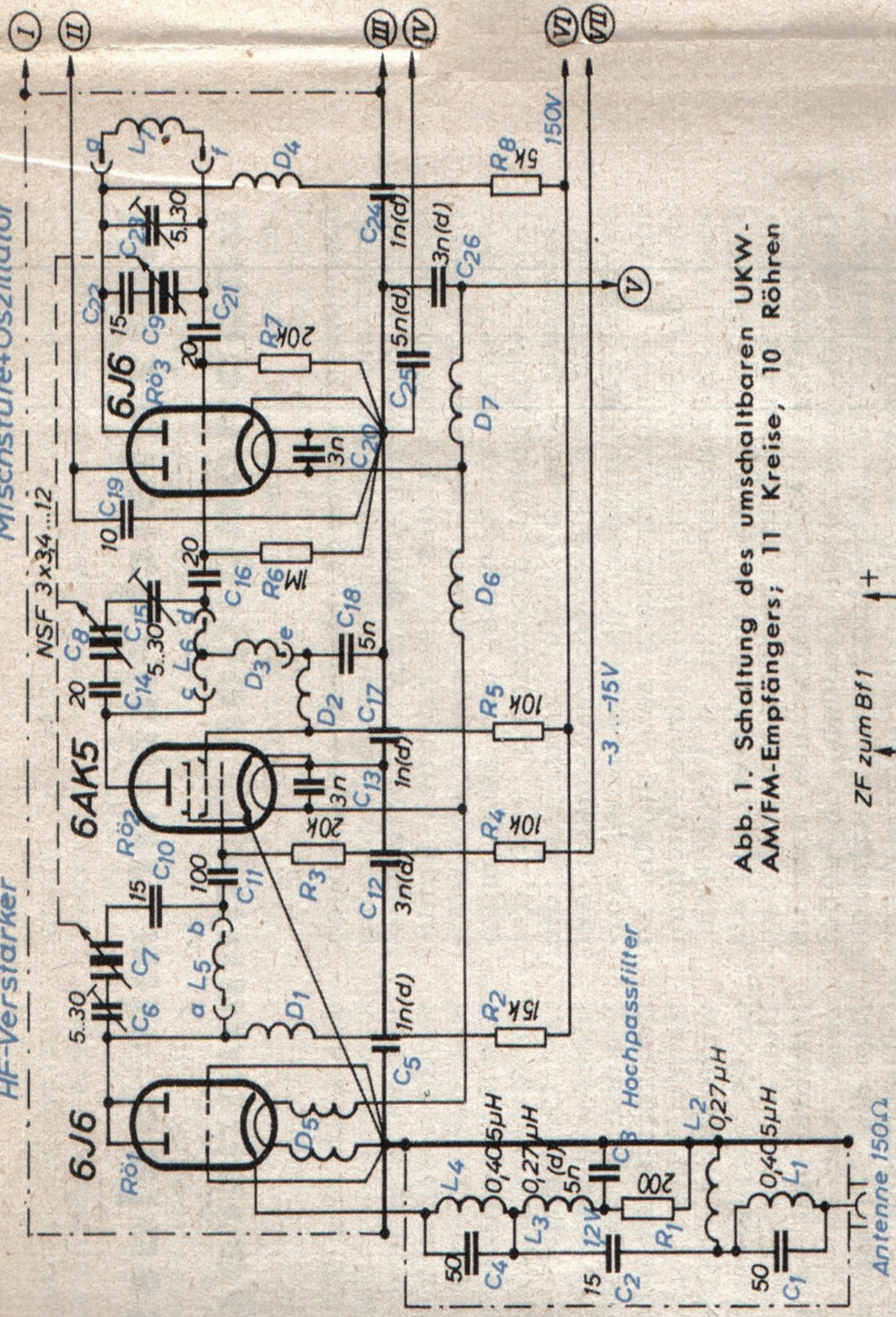
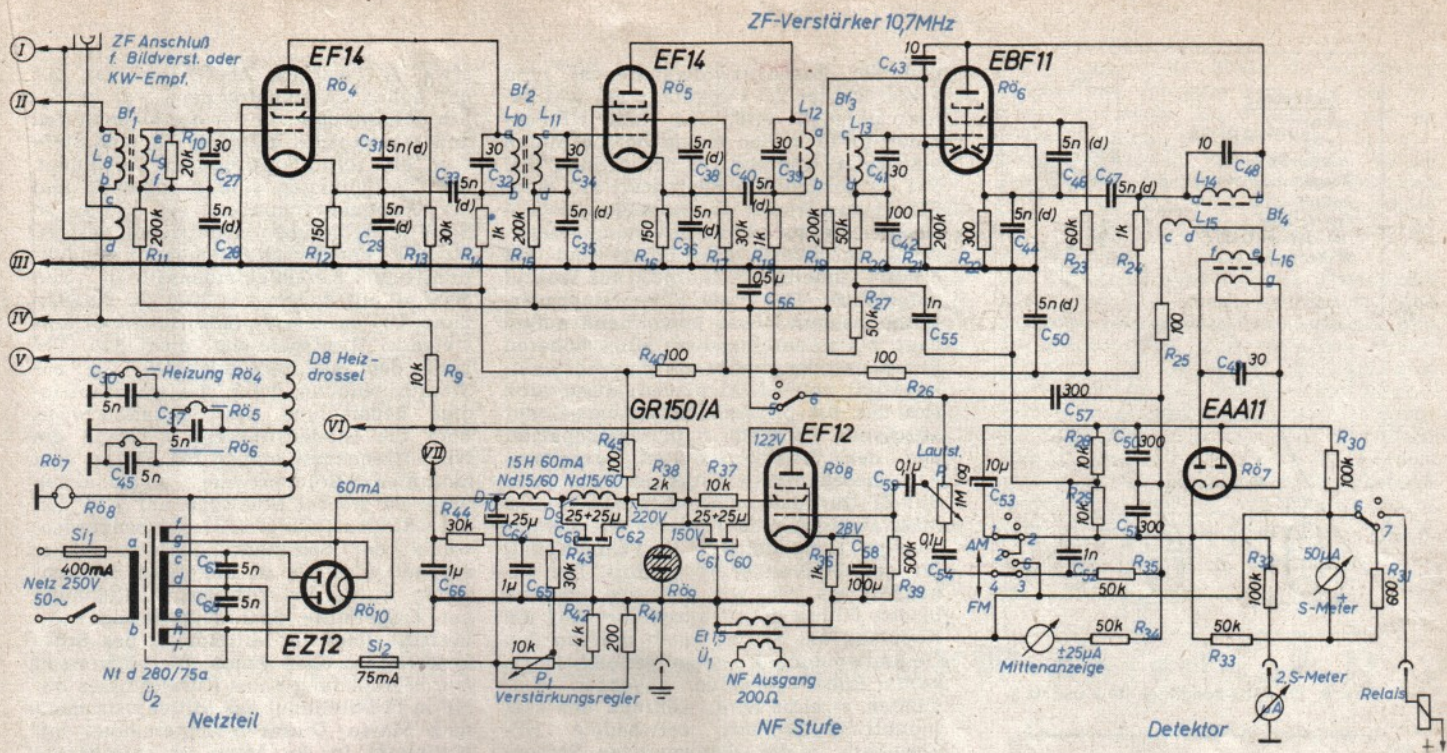


Abb. 1. Schaltung des umschaltbaren UKW-AM/FM-Empfängers; 11 Kreise, 10 Röhren

ZF zum Bf1

Antenne 150Ω





Wickeldaten der Bereichspulen (zu Abb. 2)

Bereich	Vorkreise $L_5$ und $L_6$	Oszillator $L_7$	$D_3$
1. 5...6-m-Band	13 Wdg.; 0,5 CuL; 8,5 $\phi$	9 Wdg.; 0,5 CuL; 8,5 $\phi$	30 Wdg.; 0,2 CuL; 4 $\phi$
2. 3-m-Band	8 Wdg.; 1 CuAg <sup>1)</sup> ; 8 $\phi$	6 Wdg.; 1,5 CuAg; 8 $\phi$	14 Wdg.; 0,8 CuL; 4 $\phi$
3. 2-m-Band	4 Wdg.; 1,5 CuAg; 8 $\phi$	2,5 Wdg.; 1,5 CuAg; 8 $\phi$	10 Wdg.; 0,8 CuL; 4 $\phi$
4. 1,5-m-Band Fernsehen	3 Wdg.; 1,5 CuAg; 8 $\phi$	1,5 Wdg.; 1,5 CuAg; 8 $\phi$	7 Wdg.; 0,8 CuL; 4 $\phi$

1) CuAg = versilberter Kupferdraht, 2) im Bereich 4.) sind  $L_5$  und  $L_6$  durch parallelgeschaltete 5-k $\Omega$  (0,25 W)-Widerstände bedämpft

Wickeldaten der Filter (zu Abb. 6)

Bf 1		Bf 4	
a...b	55 Wdg.; 0,22 CuL (15 $\mu$ H) Windungsabstand 0,15 mm	a...b	29 Wdg.; 0,15 CuL (10 $\mu$ H)
c...d	4,5 Wdg.; 1 CuL	c...d	6 Wdg.; 0,5 CuL (0,6 $\mu$ H) entgegengesetzt gewickelt!
e...f	21 Wdg.; 0,1 CuL (5,5 $\mu$ H)	e...f	$2 \times 12$ Wdg.; 0,3 CuLS
		g...h	( $L_f...g = 4,8 \mu$ H)

Wicklung ist mit Trolitulack zu überstreichen; Wickelkörper 8,5  $\phi$

Wickelangaben für  $U_1$  und  $U_2$ .  $U_1$  (M 42, Dyn. Blech IV): a...b = 1870 Wdg., 0,15 CuL; c...d = 1180 Wdg., 0,2 CuL.  $U_2$  (M 74, Dyn. Blech III): a...b = 1200 Wdg., 0,3 CuL; c...d und d...e = je 1700 Wdg., 0,16 CuL; f...g = 38 Wdg., 0,7 CuL; h...i = 38 Wdg., 1,2 CuL

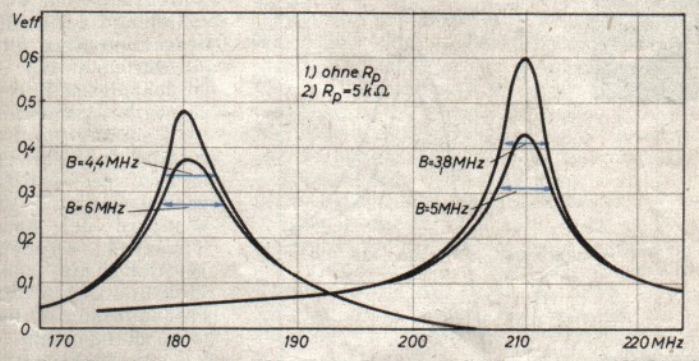


Abb. 7. Durchlaßkurve der Gitterbasis-Eingangsstufe. Eingang an 150-Ohm-Antennenbuchse; Ausgangsspannung gemessen an ohmsch abgeschlossener folgender Stufe (6 AK 5) als Trennstufe

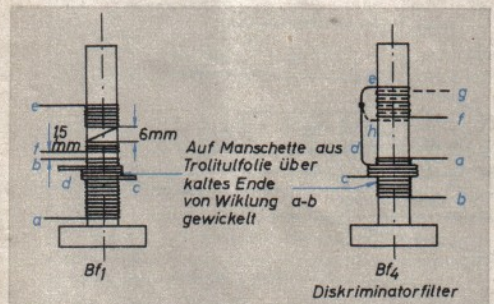
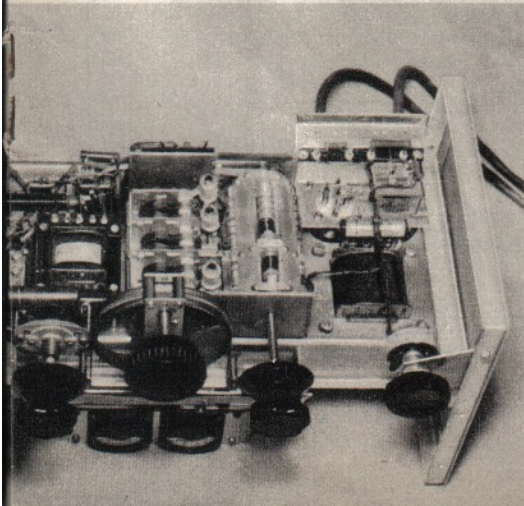


Abb. 6. Filteraufbau; Wickelangaben s. Tabelle

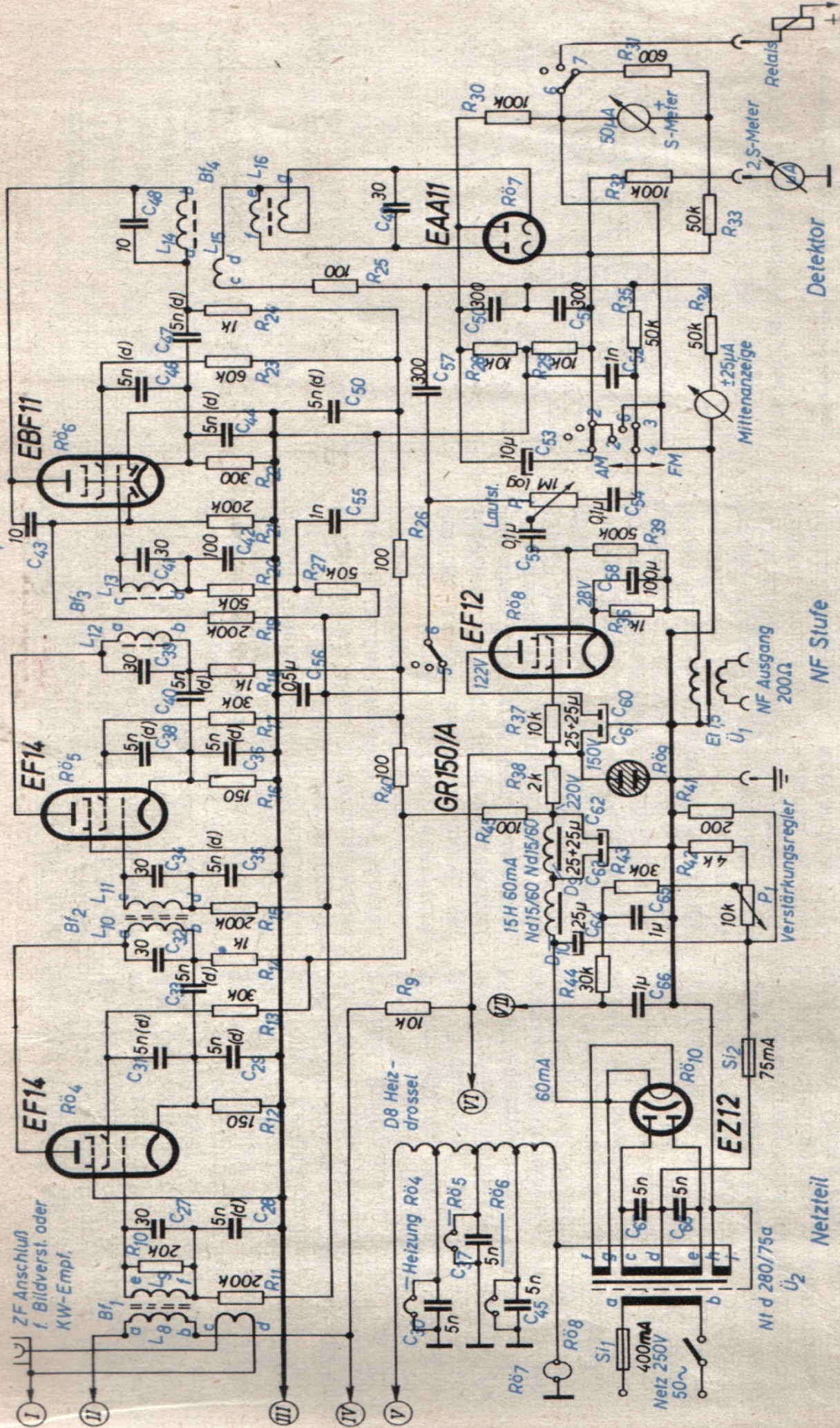
ist die Verblockung und Verdrosselung der einzelnen Stufen bezüglich der zugeführten Betriebsspannungen. Die Heizleitungen sind einpolig verdrosselt auf einen besonderen Drosselstab gewickelt. Die Verwendung des Spulenrevolvers bedingt bei UKW einen übersichtlichen, gedrängten Aufbau, der in der Skizze erkennbar ist. Die Abstimmpulen auf dem Spulenrevolver sitzen auf Calitstäben und sind an den versilberten Kontakt ringen verlötet. Die Kontakttringe sind zwecks Vermeidung von Kurzschlußwirkungen geschlitzt und auf die Keramikachsen aufgedreht. Die Kontaktgabe erfolgt durch gleichfalls versilberte Bronzefedern, die auf der festen Keramikleiste mit der Schaltung verbunden sind. Zum Abgleich dienen mit den Drehkos in Reihe geschaltete Tauchtrimmer, und die Induktivitäten werden durch Verbiegen der dickdrähtigen Spulen abgeglichen. Wichtig sind bei der 6 AK 5 die getrennten Kathodenanschlüsse für den Anodengleichstrom und die Gitterkreisschließung, wodurch eine erhebliche Erhöhung des elektronischen Eingangswiderstandes dieser Stufe und damit der Verstärkung erreichbar ist. Zum Abgleich der Vorkreise im Fernsehband ist noch folgendes zu bemerken: In der Abb. 7 sind die Resonanzkurven des ersten Vorkreises für

zwei Fernsehkanäle aufgetragen. Hierbei wurde die Eingangsspannung vom Meßsender konstant gehalten; die verschiedene Höhe der Resonanzkurven ist durch die Änderung des Resonanzwiderstandes durch Kreisgütenänderung bei veränderter Abstimmung bedingt. Die Spulen wurden durch 5-k $\Omega$ -Widerstände zusätzlich bedämpft. Entsprechend der vorgesehenen Ton-ZF von 10,7 MHz ist die Bildträger-ZF dann 16,2 MHz. Abgestimmt werden die Vorkreise durch symmetrisches Versetzen von der Fernsehkanalmitte um je 2 MHz durch Verbiegen der Vorkreissspulen; die Trimmer werden einmalig bei eingedrehtem Drehkondensator, entsprechend der Abstimmungsart, im 3-m-Band optimal eingestellt. Da alle Bereiche im wesentlichen gleiche Variation haben, ist dann jeweils nur noch der Spulenabgleich durch Verbiegen erforderlich. Der endgültige Abgleich der Spulen für den Fernsehbereich wurde oszillografisch unter Zuhilfenahme des in FUNK-TECHNIK, Bd. 6 [1951], H. 21, S. 592 veröffentlichten Wobblersendens vorgenommen. Der UKW-Einheit folgt ein dreistufiger ZF-Verstärker und ein umschaltbarer Demodulator für FM und AM, wie er bereits für 455 kHz in Heft 22 [1951], S. 624





ZF-Verstärker 10,7MHz



Wickelangaben für  $U_1$  und  $U_2$ :  $U_1$  (M 42, Dyn. Blech IV): a...b = 1870 Wdg., 0,15 CuL; c...d = 1180 Wdg., 0,2 CuL.  $U_2$  (M 74, Dyn. Blech III): a...b = 1200 Wdg., 0,3 CuL; c...d und d...e = je 1700 Wdg., 0,16 CuL; f...g = 38 Wdg., 0,7 CuL; h...i = 38 Wdg., 1,2 CuL

Wickelangaben der Bereichspulen (zu Abb. 2)

Bereich	Vorkreise $L_3$ und $L_6$	Oszillator $L_7$	$D_8$
1. 5...6-m-Band	13 Wdg.; 0,5 CuL; 8,5 $\phi$	9 Wdg.; 0,5 CuL; 8,5 $\phi$	30 Wdg.; 0,2 CuL; 4 $\phi$



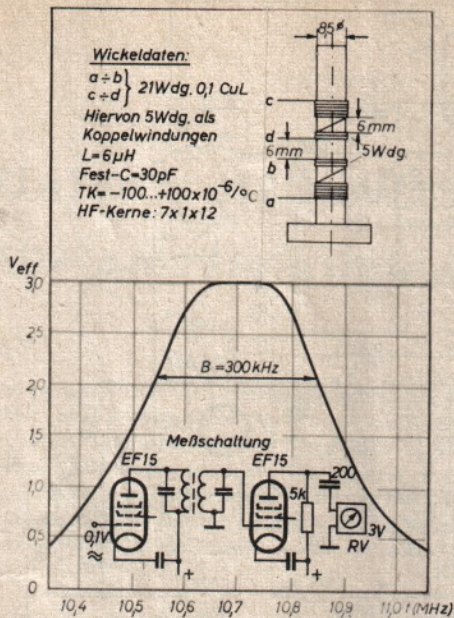
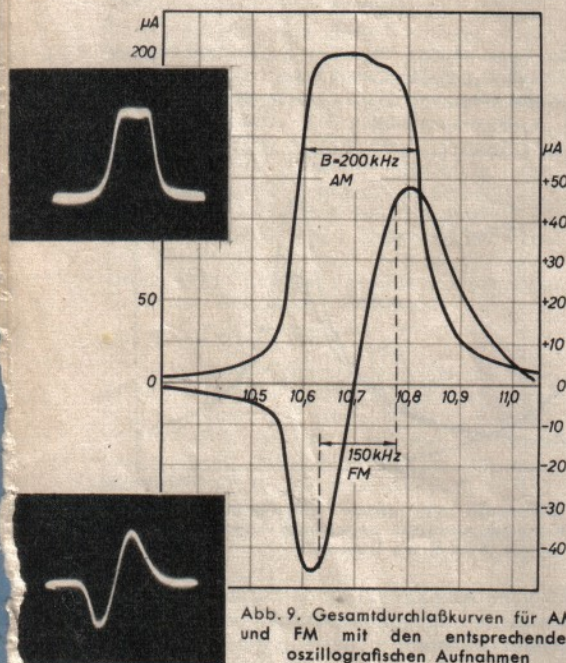
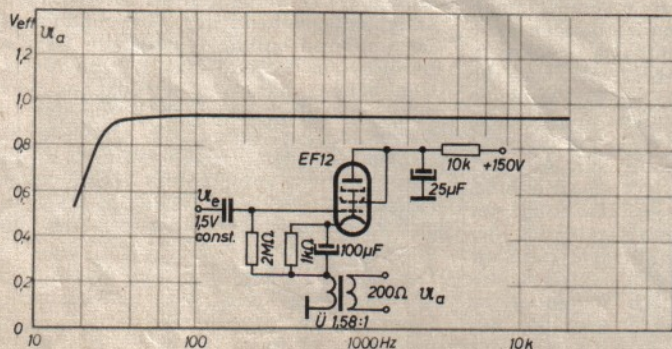


Abb. 8. 10,7-MHz-Bandfilter (Bf 2 und Bf 3)



beschrieben wurde. Die Gesamtbandbreite des ZF-Verstärkers ist mit Rücksicht auf FM-Rundfunkempfang 200 kHz. Demgemäß muß jedes der drei in Kaskade geschalteten Bandfilter eine Bandbreite von rund 300 kHz haben. Jeder ZF-Kreis hat eine Abstimmkapazität von 40 pF, die sich aus einem Röhren- und Schalt-C von 10 pF und einem Festkondensator von 30 pF zusammensetzt. Der Kopplungsgrad ist etwas überkritisch,



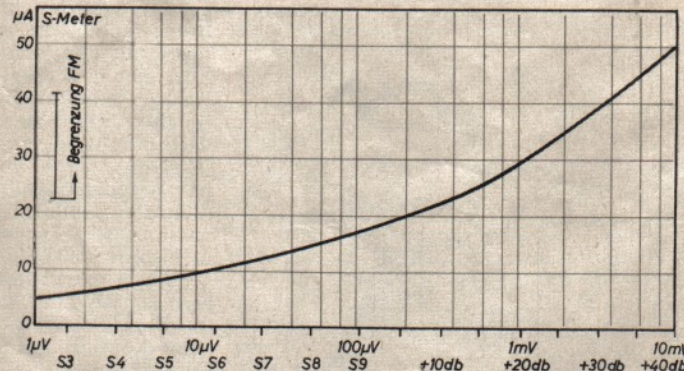
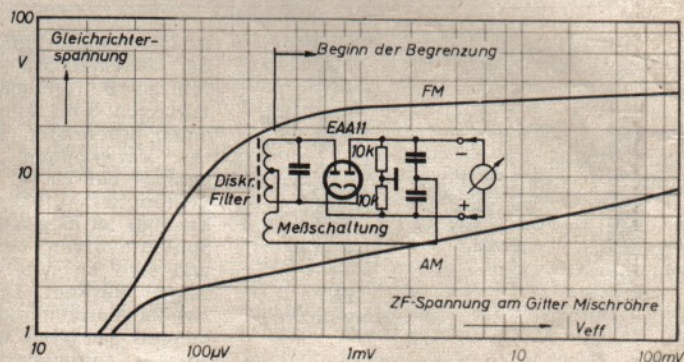
und der Resonanzwiderstand ist rund 9 kΩ. Da der ZF-Verstärker bei AM-Betrieb geregelt wird, sind steile HF-Pentoden EF 15 in den ersten beiden Stufen eingesetzt, während die dritte Stufe (bei FM als zusätzlicher Begrenzer) mit einer EBF 11 ausgerüstet ist, deren eine Diodenstrecke die für AM notwendige Regelspannung liefert. Alle Filter sind auf 8,5-mm-Einheitswickelkörpern aus Trolitul aufgebracht. Das erste Filter ist primärseitig insofern etwas abweichend aufgebaut, als es zur Erzielung eines höheren Resonanzwiderstandes nur eine Abstimmkapazität von rd. 15 pF hat; diese setzt sich aus 0,4 pF Anodenausgangs-C der Mischstufe (½ 6 J 6), 6 pF Festkapazität und den Schaltkapazitäten zusammen. An diesen mit Rücksicht auf den Bild-ZF-Durchlaß abweichend auf 10,9 MHz abgestimmten Kreis ist die niederohmige Koppelleitung (150-Ohm-Kabel) für den Bildverstärker geführt. Der Sekundärkreis ist wie bei den anderen beiden Filtern derart ausgeführt, daß die Kopplung der Spulen durch die von den Gesamtwindungen abgezweigten, am kalten Ende zueinander liegenden Windungen erreicht wird, während der zum Induktivitätsabgleich verwendete HF-Eisenkern in die abgewendeten Spulenden eintaucht. Hierdurch wird vermieden, daß sich mit dem L-Abgleich gleichzeitig die Kopplung verändert. Das Diskriminatorfilter hat eine bifilare Sekundärwicklung, wodurch gegenüber einer mittellangezapfen Spule mit einseitig eingedrehtem Kern eine bessere Symmetrie gewährleistet ist. Unbedingt erforderlich ist bei diesen Filtern eine gewisse Temperaturkompensation der Kreise durch Verwendung von Kondensatoren mit entsprechendem TK von etwa 0, um ein Verformen der Durchlaßkurve durch Betriebserwärmung des Gerätes (also ein Wandern der Resonanzfrequenzen der Kreise) zu vermeiden. Ferner ist die Wicklung auf dem Trolitulkörper mit Trolitulack verbacken. Ein derartiger Frequenzgang ist besonders bei FM-Empfang unangenehm, denn eine Unsymmetrie der Diskriminatorkurve ergäbe eine Vergrößerung des Klirrfaktors. Bei einer

etwa 20 000fachen ZF-Verstärkung mit der hohen Zwischenfrequenz war bezüglich der Entkopplung der einzelnen Stufen äußerste Vorsicht geboten. Für jede Stufe wird ein zentraler Erdpunkt verwendet. Die Heizleitungen sind verdrosselt und die Anodenspannungen von Stufe zu Stufe in Reihe über Widerstände gesiebt. Für die Verblockung kamen nur induktionsfreie Keramik Kondensatoren von 5000 pF mit hohem ε = 2000 zur Anwendung. Die an dem Verhältnisdetektor auftretende Richtspannung dient bei FM über den Speicherkondensator C<sub>58</sub> zur Störausblendung durch die trägerabhängige Bedämpfung des Sekundärkreises über die Diodenstrecken. Während die Niederfrequenzspannung bei FM an dem neutralen Brückenweig abgenommen wird, ist sie bei Schaltung auf AM von der Richtspannungsstrecke abzugreifen, wobei der Speicherkondensator abgeschaltet wird. Da im neutralen Brückenweig R<sub>28</sub>/R<sub>29</sub> bei richtiger Abstimmung auf Trägermitte Spannungsgleichgewicht herrscht, liegt am Mittelpunkt des Brückenweiges über einen Vorwiderstand (zur Vermeidung eines Kurzschlusses der NF in FM-Stellung) das Mitteninstrument nach Masse. Dieses µ-Ampereometer mit Nullpunkt in der Mitte ist sowohl bei FM als auch bei AM wirksam. Im Amateurbetrieb kann man so gegebenenfalls ein Frequenzwandern der Gegenstation sehr schön beobachten. Das S-Meter mißt, über Vorwiderstände geschaltet, die Richtspannung des Detektors, und eine Klemme gestattet den Anschluß eines weiteren Instrumentes. In der Mittelstellung des Betriebsartenschalters wird noch eine besondere Klemme zugeschaltet, an die beispielsweise ein Relais anschließbar ist, das den Sender für das 2-m-Amateurband einschalten kann. Die Regelspannungserzeugung für den ZF-Verstärker bei AM-Betrieb erfolgt an einer Diodenstrecke der EBF 11. Die Regelung vor dem Verhältnisdetektor ist erforderlich, da die Abnahme der Regelspannung vom Verhältnisdetektor eine unerwünschte Begrenzung der Amplitudenmodulation zur Folge hätte. Bei FM wirkt die dritte ZF-Stufe durch

Abb. 10. Regelkurve des Begrenzers und der Schwundregelung

Abb. 11. Niederfrequenzstufe in Anodenbasisschaltung mit Übertragerausgang 200 Ohm

Abb. 12. S-Meter Eichung (bei 145 MHz) in AM-Stellung





Audionwirkung als zusätzlicher Begrenzer und unterstützt somit die Störbeseitigung noch erheblich nach kleinen Eingangsspannungen hin. Bei FM ist die Regelleitung geerdet, so daß der ZF-Verstärker mit voller Verstärkung arbeitet. In der Abb. 10 ist im logarithmischen Maßstab die Wirkung der Schwundregelung und des Begrenzers gezeigt. Volle Begrenzung mit einem Signal/Störverhältnis über 30 db tritt bei 300  $\mu\text{V}$  am Gitter der ersten ZF-Röhre auf. Der Niederfrequenzausgang ist für eine Leitungsimpedanz von 200 Ohm ausgelegt, an der mindestens der Normalpegel von 0,75 V stehen soll. Da diese Leitung erdsymmetrisch sein muß, ist ein Übertrager verwendet worden. Durch Benutzung einer Katodenfolgestufe konnte der Übertrager für ein kleines Übersetzungsverhältnis von 1,58 gewickelt werden. Der

Vorteil dieser Schaltung ist die Erreichung eines breiten Frequenzbandes bei Verwendung normaler Dynamobleche Klasse IV und eines normalen Aufbaues des Übertragers, wobei die Röhre im wesentlichen als Impedanzwandler wirkt. Die Empfindlichkeit des Gerätes ist bei 150 Ohm Meßsenderabschluß und einem Signal/Rauschverhältnis von 2:1 im 2-m-Band im Mittel 0,6  $\mu\text{V}$  und steigt im 5...6-m-Band bis auf 0,3  $\mu\text{V}$ . Derartig schwache Signale sind gerade wahrnehmbar und für Telegrafiebetrieb geeignet. Das S-Meter ist in Antenneneingangsspannung über 4 Dekaden und gleichzeitig auch in S-Stufen geeicht; s 9 entspricht 100  $\mu\text{V}$  am Eingang. Der Endausschlag ist bei 40 db über s 9 = 10 mV. Die Anzeige ist nur richtig, wenn auf AM-Betrieb geschaltet wird. In FM-Stellung arbeitet die Begrenzung; ab

300  $\mu\text{V}$  ist auf der Skala ein Farbsektor vorgesehen, der eine Kontrolle des Begrenzers erlaubt. Im 2-m-Band und im Fernbereich wurde eine Spiegelfrequenzsicherheit von 500 bzw. 60fach gemessen; allerdings ist im letzteren Falle der breitbandige Frequenzdurchlaß der versetzten Vorkreise zu berücksichtigen.

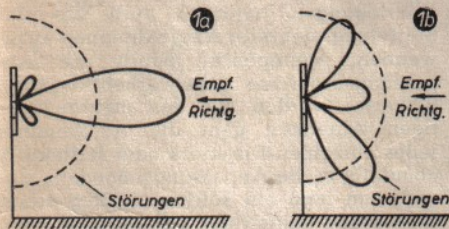
Die Stromversorgung dieses Empfängers erfolgt aus dem Wechselstromnetz; eine doppelte Drosselsiebketten glättet die Anodenspannung. Die negative Regelspannung für die zweite HF-Stufe wird durch einen in der gemeinsamen Minusleitung liegenden Widerstand erzeugt und noch doppelt gesiebt. Die Vorröhren und der Oszillator wie auch die Niederfrequenzstufe erhalten eine stabilisierte Spannung von 150 V von einem Glimmstabilisator; Gesamtanodenstrom = 60mA.

C. MÖLLER

## Hinweise für den Bau von UKW-Antennen II

### Gestaffelte Systeme

Über die Yagi-Antenne ist in der FUNKTECHNIK schon oft berichtet worden. Bei der Yagi-Antenne befindet sich hinter dem eigentlich strahlenden oder aufnehmenden Element, das meistens als Schleifendipol ausgebildet ist, der Reflektor. Vor dem Dipol sind ferner ein oder mehrere Direktoren angeordnet. Die mit dieser Antenne erreichbare Empfangscharakteristik ist in der Horizontalen stark eingeeignet; man spricht von einer Bündelung, die je nach dem Zweck der Empfangsanlage mehr oder weniger stark gemacht wird. Beim Fernsehen kommt es in entscheidendem Maße darauf an, das Verhältnis von Nutz-/Störsignal groß zu



machen. Die meisten Störungen im UKW-Gebiet werden erfahrungsgemäß durch Kontaktfunken elektrischer Geräte verursacht. Hierzu gehören Autos, die ihre Störwellen im allgemeinen von unten (besonders in Städten manchmal recht unangenehm) auf die FS-Empfangsantenne einstrahlen. Um diese, gewöhnlich unterhalb der Antenne erzeugten Störungen in ihrer Wirkung zu vermindern, kann man die Empfangscharakteristik der FS-Antenne auch in vertikaler Richtung bündeln; dies geschieht durch Anordnung von ein oder mehreren Antennengebilden (im einfachsten Falle können es Dipole sein) übereinander, gewissermaßen in Etagen. Der Bau von solchen gestaffelten Antennen ist deshalb nicht ganz einfach, weil unter allen Umständen erreicht werden muß, daß jede Etage die gleiche Leistung zugeführt bekommt oder die gleiche Leistung an das Kabel abgeben kann. Die Anpassung muß also sehr genau vorgenommen werden, sonst „schiebt“ der Strahler nach oben oder unten (vgl. Abb. 1b), und die Empfangsergebnisse sind schlechter als mit einem einfachen Dipol.

Bei gestaffelten Antennen ist zunächst die Etagenhöhe, also der vertikale Abstand zwischen den einzelnen Systemen, von Bedeutung. Die rechnerische Erfassung dieses Problems ist genau wie die Bestimmung der Abmessungen einer Yagi-Antenne nicht ganz einfach, so daß das Diagramm (a) der 2. Umschlagseite aus praktischen Messungen [1] stammt. Es ist hier der Leistungsgewinn zweier parallel liegender Dipole in Abhängigkeit von ihrem Abstand aufgetragen. Wie man erkennt, wird das Maximum bei einem Zwischenraum von 0,6...0,7  $\lambda$  zwischen beiden Dipolen erreicht. Eine ähnliche Beziehung gilt auch für den oft als Rundempfangsantenne benutzten Kreuzdipol [2]. Beim Senderbau wird ein solcher Kreuzstrahler oft in mehrfacher Staffelung verwendet. Als Einzelelement weist er einen Gewinn von unter 1 gegenüber dem Vergleichsdipol auf, und erst bei einer Staffelung von mehr als 4 Etagen verschwindet die Steilstrahlung annähernd. Man kommt mit dem Kreuzdipol also zu recht hohen Bauwerken, wenn eine vernünftige Charakteristik erreicht werden soll. Im Diagramm (c) des Kreuzstrahlers (s. 2. Umschlagseite) ist der Gewinn in Abhängigkeit von der Anzahl der Etagen und der Staffelhöhe aufgetragen. Die gestrichelte Kurve folgt dabei etwa der Beziehung

$$S_{\text{max}} = \frac{n}{n+1} \lambda$$

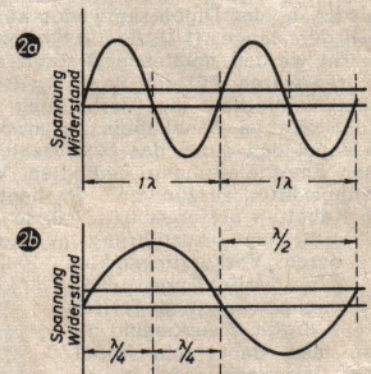
Hierbei ist S die Etagenhöhe und n die Anzahl der Etagen. Ähnliche Werte sind auch in amerikanischen Unterlagen zu finden [1]. Der theoretische Leistungsgewinn in db in Abhängigkeit von der Anzahl und der Staffelung mehrerer paralleler Dipole geht aus der Tab. hervor.

Tab. I

Element Anzahl	Staffelung db bei $\frac{1}{2} \lambda$	Staffelung db bei $\frac{3}{4} \lambda$
2	4	5
3	5	7
4	6	8,5
5	7	10
6	8	11

Es läßt sich also beispielsweise ein Leistungsgewinn von 5 db sowohl mit 3 Etagen bei einer Halbwellenstaffelung

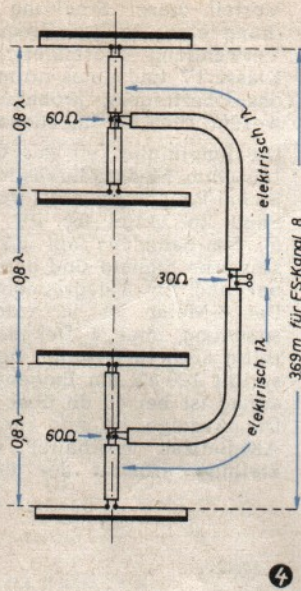
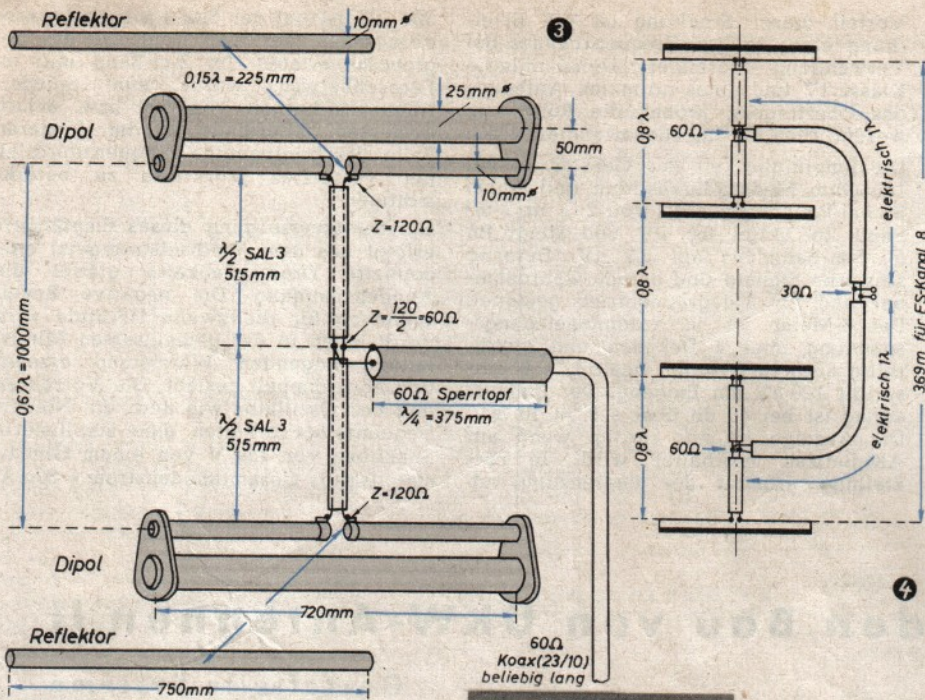
erreichen, wie auch mit 2 Etagen, wenn man den Abstand zu etwa  $\frac{3}{4} \lambda$  wählt. Dies ist nicht nur für die Masthöhe, sondern auch bei der Anpassung entscheidend, da der Strahlungswiderstand des einzelnen Systems ebenfalls von der Staffelung abhängt. Im Diagramm (b) auf der 2. Umschlagseite ist diese Abhängigkeit für zwei parallele Dipole grafisch dargestellt; danach liegt das Minimum der Impedanz ebenfalls bei der Optimalstaffelung von 0,6...0,7  $\lambda$ . Die Werte aus den Diagrammen können jedoch nicht direkt in die Praxis umgesetzt werden. Je nach der verlangten Genauigkeit bei der Anpassung an das Ableitungskabel und die Form des Strahlungsdiagrammes werden stets mehr oder weniger langwierige Trimmerarbeiten erforderlich sein. Der Amateur, der ja selten über geeignete Meßgeräte verfügt, tut daher gut daran, schon bei der Auswahl des Antennentyps die elektrische Form möglichst so zu wählen, daß die Impedanzwerte schon grundsätzlich in der gleichen



Größenordnung liegen und verfügbares Material ohne große Änderungen verwendbar ist. Auf der zweiten Umschlagseite dieses Heftes ist ein Beispiel dafür angegeben, wie man beim Entwurf einer Etagenantenne etwa vorgehen kann.

Für dabei auftretende Anpassungsaufgaben berücksichtigt man die Energieverteilung auf einem abgestimmten Lechersystem. In Abb. 2a sind zwei Wellenzüge auf einer  $2 \lambda$  langen Leitung gezeichnet.

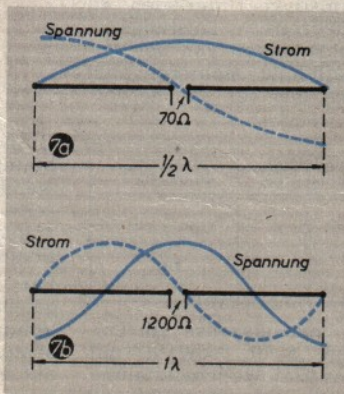
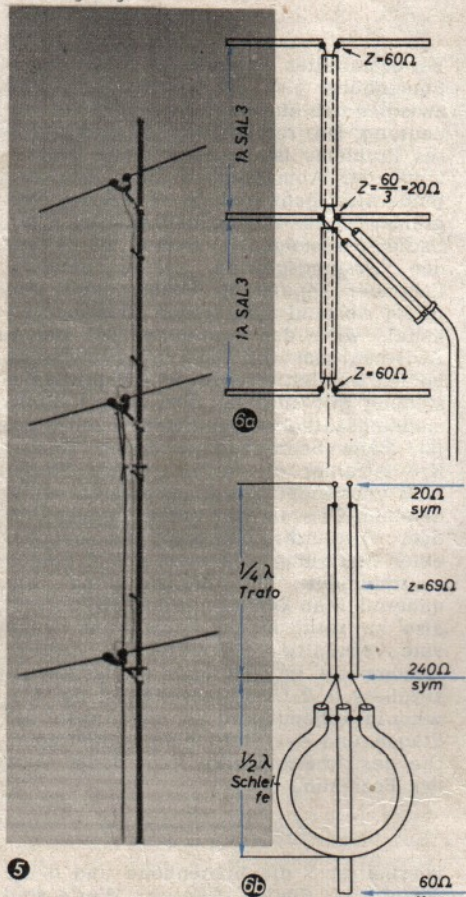




Es wird deutlich, daß der Spannungs- und auch der Widerstandsverlauf längs der Leitung definierte Maxima und Minima aufweist. Diese Tatsache nutzt man bei der bekannten  $\lambda/4$ -Transformationsleitung aus [5], um einen Impedanzwert (natürlich nur für eine bestimmte Frequenz) herauf- oder hinunterzutransformieren. Wie aus Abb. 2b erkennbar ist, weist dagegen die  $\frac{1}{2}\lambda$  lange Lecherleitung eine andere Gesetzmäßigkeit auf. Da die Spannung im idealen Fall an beiden Enden Null ist, bedeutet dies, daß eine beliebige auf der einen Seite angeschlossene Impedanz mit gleichem Betrag auf der anderen Seite der Leitung wieder erscheint. Diese Tatsache läßt sich bei der Anpassung von gestaffelten Antennen ausnutzen.

Die besprochene Zwei-Etagen-Antenne soll beispielsweise mit einer Staffelung von  $0,67\lambda$  errichtet werden. Die elektrische Verbindung zwischen beiden Dipolen kann aus mechanischen Gründen nur bedingt mit Leiterrohren oder -drähten ausgeführt werden, da diese wegen der Notwendigkeit einer gleichphasigen Speisung beider Dipole entweder kürzer ( $0,5\lambda$ ) oder länger ( $1\lambda$ ) als die Staffelung gemacht werden müßten und stabil auszuführen wären. Für den Praktiker ist es deshalb einfacher, die Verbindung mit handelsüblichen Bandkabeln zu machen, und dabei den durch das Isoliermaterial dieser Energieleitungen bedingten Verkürzungsfaktor auszunutzen. Er liegt je nach Kabeltyp bei etwa  $0,6 \dots 0,8$ , so daß sich leicht eine Ausführung aussuchen läßt, deren Verkürzungsfaktor für eine Wellenlänge dann etwa den gewünschten Staffelabstand ergibt. Zweckmäßig benutzt man dabei ein Kabel, dessen Impedanz etwa in der Größenordnung der auftretenden Wellenwiderstände liegt. Dies gilt auch für das eigentliche Antennenkabel, das nun in der Mitte der Verbindungsleitung zwischen beiden Dipolen anzuschließen ist.

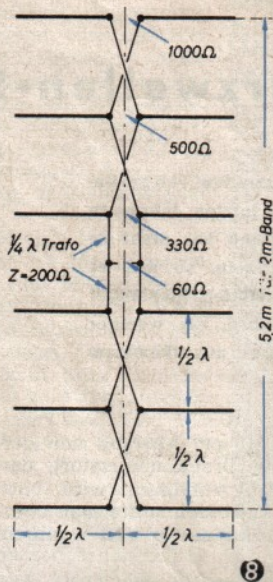
Die Staffelung mehrerer Dipole ist zur Verminderung von nicht aus der Horizontalen kommenden Störungen zweckmäßig, also vorzugsweise bei Empfangsan-



lagen in Städten günstig. Ein praktisches Beispiel für eine einfache aus drei optimal gestaffelten Dipolen bestehende Etagen-Antenne zeigt Abb. 5. In Abb. 6a sind dazu die elektrischen Einzelheiten skizziert. Eine symmetrische 60-Ohm-Bandleitung verbindet den oberen und unteren Dipol mit dem mittleren. Hier sind also drei Impedanzen von je 60 Ohm parallelgeschaltet, so daß für übliche Ableitungskabel eine Transformation nötig gewesen wäre, die man im schwierigsten Falle mit einem  $\frac{1}{4}\lambda$ -Transformator und einem Abschlußring nach Abb. 6b hätte ausführen können. Um nämlich eine Transformation von 20 auf 60 Ohm vorzunehmen, muß der  $\lambda/4$ -Trafo einen Wellenwiderstand von  $Z_T = \sqrt{Z_1 \cdot Z_2}$ , d. h. 34,6 Ohm haben. Dies ist mit einem Radius/Abstands-Verhältnis von 1,316 erreichbar, das für den Amateur mechanisch sicher nur dann herzustellen ist, wenn die Leiterdurchmesser am Transformationsstück mindestens 28 mm sind. Abb. 6c zeigt diese Konstruktion maßstäblich für das 2-m-Amateurband. Es ist also sehr viel zweckmäßiger, die Antennenelemente von vornherein so anzuordnen, daß sich eine leicht „verwertbare“ Impedanz ergibt; denn je mehr Anpassungsglieder man verwenden muß, um so schwieriger wird das Eintrimmen des ganzen Strahlers. Für die vorliegende Antenne stand jedoch ein ausländisches 23-Ohm-Kabel zur Verfügung, dessen Anschluß einfach mit dem bereits erwähnten [7] Symmetrierstück vorgenommen wurde. Eine solche Antenne mit dem Leistungsgewinn einer mittleren Yagi-Anordnung von etwa 7 db hat den Vorzug, nicht zu scharf abgestimmt zu sein. Dabei ist die Charakteristik in der Horizontalen achterförmig breit, wie die eines normalen Dipols. Zum Empfang aus allen Himmelsrichtungen ist es also nur nötig, diese Antenne um  $90^\circ$  zu drehen, was konstruktiv manchmal vorteilhaft ist. Grundsätzlich sind diese Überlegungen natürlich auch bei der Staffelung mehrerer Yagi-Antennen anzuwenden, wengleich jedoch die Anpassungsprobleme dabei erheblich komplizierter werden. Bei den mehrelementigen Antennen geht die Abstimmung jedes einzelnen Direktors oder Reflektors ebenfalls in die Anpassungsimpedanz ein, und man muß ein solches System schon sehr genau abgleichen, um optimale Empfangsergebnisse zu erreichen. Ähnliches gilt beim Aufbau von mehr als zwei Etagen. Für eine gleichmäßige Energieverteilung wird eine solche Anordnung zweckmäßig in Zweiergruppen gespeist. Hierfür sei das Beispiel von Abb. 3 auf vier Etagen erweitert. Man hat dann also zwei Gruppen von je zwei Schleifendipolen mit Reflektor zu versorgen, die jeweils mit 60 Ohm symmetrisch zu speisen sind. Dies kann wieder mit einem 60-Ohm-Bandkabel geschehen, wobei die genannten Gesetzmäßigkeiten an der  $\frac{1}{4}\lambda$ - bzw. der  $\frac{1}{2}\lambda$ -Leitung berücksichtigt werden müssen, die bei ganzen Vielfachen immer wieder auftreten. Da es sich voraussetzungsgemäß hierbei stets um rein ohmsche Werte handelt, interessieren die Vorzeichen nicht. Somit kann man nach Abb. 4 beide Gruppen durch ein  $2\lambda$  langes 60-Ohm-Bandkabel miteinander verbinden und erhält den Speisepunkt wiederum in der Mitte mit einer Impedanz von rd. 30 Ohm. Dieser Wert zeigt schon, daß auch in diesem Falle mit größer werdender Elementzahl die Abschlußimpedanz immer kleiner wird. In der Praxis ist es



zur Lösung der Anpassungsaufgaben bei einem solchen Aufbau nun oft zweckmäßig, umgekehrt (d. h. vom verfügbaren Ableitungskabel aus) vorzugehen. Man kann u. U. deshalb beim vorliegenden Beispiel sämtliche Impedanzen verzehnfachen. Dann wäre ein handelsübliches 300-Ohm-Ableitungskabel für die Verteilerleitungen verwendbar. Gleichfalls müssen die Strahlungswiderstände der Dipole dann auf den zehnfachen Wert, d. h. also 1200 Ohm, gebracht werden. Dies ist entweder mit den erwähnten Transformationsmethoden zu erreichen, oder (da dieses Verfahren bei extremen Bedingungen oft mechanisch nicht ganz einfach auszuführen ist) man verwendet als Strahler den Ganzwellendipol. Der Ganzwellendipol besteht also jetzt nicht mehr aus zwei  $\frac{1}{4} \lambda$  langen Leitern (Abb. 7a), die niederohmig im Strombauch gespeist werden, sondern (Abb. 7b) aus zwei  $\frac{1}{2} \lambda$  langen Stücken, die wohl ebenfalls in der Mitte, aber nun im Spannungsbauch, hochohmig gespeist werden. Der Strahlungswiderstand ist an diesem Punkt etwa 1200 Ohm, womit die Anpassbedingungen für das genannte Beispiel erfüllbar sind. Man muß also jetzt für diesen Aufbau die Längen der Dipole und Reflektoren verdoppeln, während die Etagenabstände die gleichen bleiben. Selbstverständlich ergibt sich mit einer Vergrößerung der geometrischen Abmessungen der Dipole und Reflektoren auch ein höherer Leistungsgewinn. In angelsächsischen Ländern bezeichnet man den Ganzwellendipol als colineares System, das man sich auch sehr einfach aus einer Aneinanderfügung zweier normaler Dipole vorstellen kann, die jeweils am Ende gespeist werden. Der Abstand zwischen beiden Halbwellenstrahlern wird prinzipiell so gering gemacht, daß

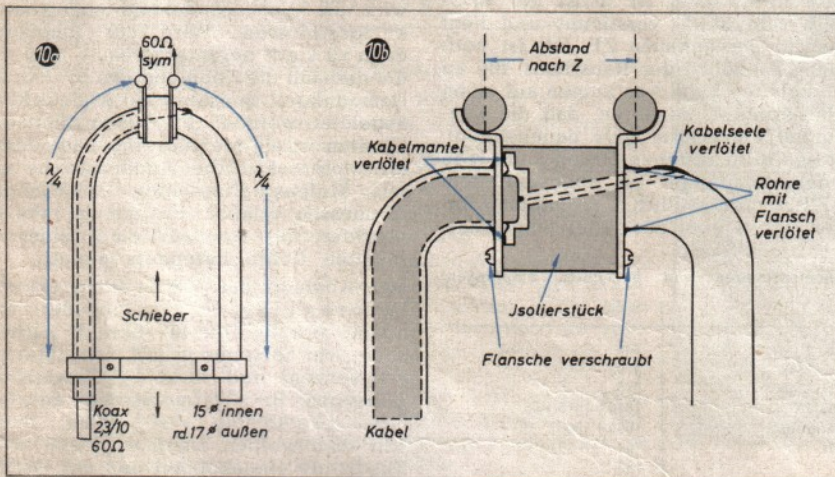


Tab. II

Dipol Anzahl		Leistungs-gewinn db
2	Elemente aneinander	1,9
3	Elemente aneinander	3,2
4	Elemente aneinander	4,3

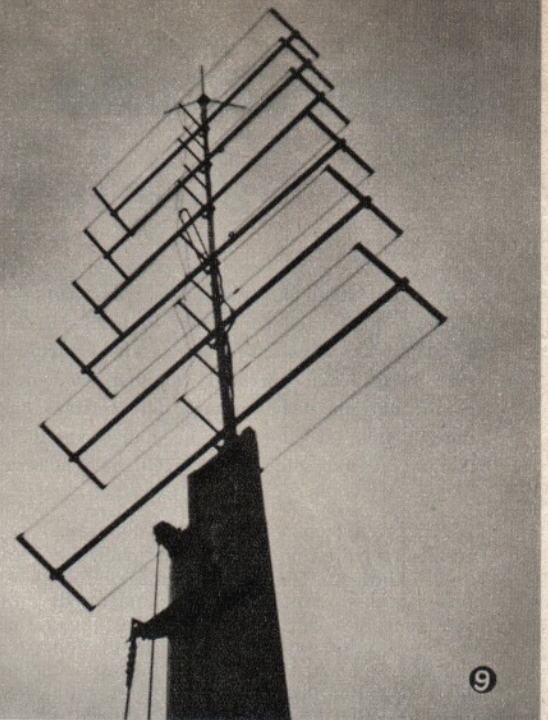
Kein Abstand zwischen den Enden der Elemente

Mit dem genannten Vier-Etagen-Richtdipol optimaler Staffelung, die bei vier Elementen nun  $0,8 \lambda$  sein muß, und Ganzwellendipolen könnte man einen theoretischen Leistungsgewinn von rd. 15 db erreichen, wobei die Abstimmung weit



er für die Strahlungsdiagramme nicht berücksichtigt zu werden braucht. Auch für diesen Abstand gibt es natürlich ein Optimum, das bei einem Zwischenraum von  $0,4 \dots 0,5 \lambda$  liegt. Hierbei steigt der Leistungsgewinn auf etwas über 3 db im Vergleich zum Normaldipol; jedoch wird eine derartige Konstruktion oft zu ausladend, so daß man praktisch die beiden Halbwellenstrahler nur mit einem Isolierstück direkt aneinanderhängt. Allgemein gilt im UKW-Gebiet die Tatsache, daß der Leistungsgewinn einer Anordnung in gewissen Grenzen um so größer ist, je mehr durchstrahlte Fläche man mit abgestimmten Antennen umschließt. Der Leistungsgewinn in Abhängigkeit von der Anzahl der colinearen Elemente ist in der Tabelle II als Richtwert angegeben.

weniger kritisch ist, als die einer entsprechenden Yagianordnung. In Abb. 9 erkennt man die praktische Ausführung einer ähnlichen Sechsstufigen-Richtantenne mit Ganzwellendipolen, die, um bei Extremen zu bleiben, mit einem 60-Ohm-Koaxkabel gespeist wird. Elektrisch ist dieser Strahler für das 2-m-Amateurband nach Abb. 8 aufgebaut; 12 Halbwellen-dipole sind paarweise im Abstand von  $0,5 \lambda$  übereinander angeordnet und werden an je einem Ende im Spannungsbauch erregt. Dementsprechend ist hier mit der hohen Impedanz von rd. 1200 Ohm zu rechnen, die jedoch durch die im Abstand von  $\frac{1}{4} \lambda$  dahinter angebrachten 12 Reflektoren auf etwa 1000 Ohm verringert wird. Die Speisung der einzelnen Elemente erfolgt mit einer gleichfalls hoch-



ohmigen Drahtleitung, die wegen der erforderlichen gleichphasigen Erregung jeweils in den beiden Sechsergruppen über Kreuz angeschlossen ist. Jede der beiden Gruppen hat damit eine Anschlußimpedanz von rd. 330 Ohm, und die Speisung des ganzen Systems erfolgt in der Mitte durch ein 60-Ohm-Koaxkabel, das über eine EMI-Symmetrierschleife angeschlossen ist. Die beiden Transformationsleitungen in der Mitte müssen hierfür die Anschlußimpedanz der beiden Gruppen auf 120 Ohm (Parallelschaltung!) heruntersetzen, so daß ein Wellenwiderstand von 200 Ohm nötig ist. Abb. 10a zeigt eine Zeichnung der EMI-Schleife, die nicht nur eine Symmetrierung bewirkt, sondern auch Mantelwellen auf dem Kabel vermeidet. Sie besteht praktisch aus zwei Messing- bzw. Aluminiumrohren von etwas mehr als  $\frac{1}{4} \lambda$  Länge. Oben sind die beiden Rohre einander zugebogen und dort an einem etwa 10 mm dicken Isolierstück mit Flanschen festgeschraubt. Unten ist ein Kurzschlussschieber, mit dem der genaue Abgleich vorgenommen wird. In der Detailzeichnung Abb. 10b ist die Verbindung des Kabels am Kopf der Schleife zu erkennen. Die Koaxleitung wird mit ihrem isolierenden Außenmantel in einer Röhre bis oben durchgeschoben. Erst an den linken Endflansch ist dann der Mantel angelötet, während die Kabelseele durch das Isolierstück hindurch zum anderen Rohrende der Schleife geht. Die beiden Endflansche der Rohrstücke tragen oben Anschlußfahnen, die so weit auseinandergebogen sind, daß sie die Leiter der Transformationsstücke unter Berücksichtigung der Drahtdurchmesser auf einer Impedanz von 200 Ohm halten.

#### Schrifttum

- [1] ARRL-Antenna Handbook
- [2] UKW-Rundantennen, FUNK-TECHNIK Bd. 7 [1952], H. 13, S. 348
- [3] Dr. W. Berndt, Kombinierte Sendeantennen für Fernsehen und UKW-Rundfunk, Telefonkennzeitung, Bd. 25 [1952], H. 96, S. 158 ff.
- [4] Diagramme für UKW-Richtantennen, FUNK-TECHNIK, Bd. 4 [1949], H. 21, S. 624
- [5] UKW-Antennen für Fernsehen und FM, FUNK-TECHNIK, Bd. 4 [1949], H. 21, S. 636
- [6] FT-KARTEI 1952, Karte Nr. 36/9, FUNK-TECHNIK, Bd. 7 [1952], H. 6
- [7] FUNK-TECHNIK, Bd. 7 [1952], H. 21, S. 584.



## Abgleich von Kurzwellen-Superhets

Nicht selten steht der Amateur vor der Aufgabe, einen kommerziellen Telegrafie-Großsuper in Betrieb zu setzen. Viele dieser Geräte, die in den letzten Jahren in die Hände der Amateure gelangt sind, dürften im Originalzustand bei nicht zu hohen Ansprüchen durchaus für den Amateurbetrieb geeignet sein, so daß es sich oft nur um den Abgleich der meistens hoffnungslos vertrimmten Empfänger handelt. Hier sei eine einfache und schnelle Methode beschrieben, die weniger bekannt ist und die den Vorteil hat, nahezu ohne Hilfsmittel auszukommen.

Die erste Aufgabe beim Abgleichen ist der ZF-Abgleich. Das sonst normale Funktionieren des Empfängers wird natürlich vorausgesetzt. Der Vorgang ist einfach: An Stelle des oft nicht vorhandenen Meßsenders wird der 2. Überlagerer (BFO) des Empfängers benutzt; er muß zunächst auf die genaue ZF gebracht werden. Ist die ZF bekannt, dann stehen hierfür zwei Wege offen.

Mit Hilfe eines normalen Rundfunkempfängers (der wohl immer zur Hand sein wird) empfängt man eine Oberwelle des BFO, die an Hand einer Sendertabelle dann möglichst genau bestimmt wird. Da man meistens die 2. oder 3. Oberwelle benutzen kann, liegt die erreichte Genauigkeit mindestens bei einigen kHz, was in der Praxis voll ausreicht.

Die zweite Methode ist eleganter; sie läßt sich aber nur bei Empfängern mit ZF-Kristall-Filtern anwenden. Hier wird der BFO vor dem xtal-Filter eingekoppelt und bei eingeschaltetem Filter auf die Quarzfrequenz abgestimmt. Dann verwendet man, wie im ersten Fall, den BFO als Meßsender und gleicht von hinten nach vorn nacheinander die ZF-Kreise ab. Ist die ZF nicht bekannt (im Falle eines xtal-Filtern im ZF-Teil läßt sie sich ermitteln), dann ist allerdings ein genauer Gleichlauf schwer wieder in Gang zu bringen. Man muß dann aus dem BFO-Frequenzbereich (unter der Annahme, daß er nicht allzusehr vertrimmt ist) die wahrscheinlichste ZF abschätzen und danach dann die Vorkreise trimmen. Immerhin wird dieser Fall nicht allzuhäufig vorkommen. Für die bekanntesten Geräte gibt die Tabelle die Zwischenfrequenzen an.

Der nächste Schritt ist dann der Abgleich der Vor- und Oszillatorkreise. Auch hier dient wieder der BFO mit seinen Oberwellen als Meßsender; ein Verfahren, das kommerzielle Geräte häufig benutzen, um Verstimmungen des ersten Oszillators an markierten Punkten der Skala wieder zu korrigieren (meistens mit kristallgesteuertem BFO). Es läßt sich, namentlich bei höheren Frequenzen, aber nur dann mit Sicherheit anwenden, wenn die Kreise nur wenig verstimmt sind, da die Vieldeutigkeit sonst zu groß ist. Dann ist ein Meßsender kaum zu umgehen.

Bei einem unbekanntem Gerät muß in groben Zügen zunächst der Aufbau geklärt werden (elektrisch und mechanisch), wobei die Röhrentypen schnell auf den rechten Weg helfen. Liegt die BFO-Stufe fest, dann wird in die Antennenbuchse des Vergleichs-Rundfunkempfängers ein Stück Litze gesteckt und in die Nähe des BFO gebracht. Die Kopplung soll so lose wie möglich sein (im allgemeinen ge-

nügen schon 5...10 cm Abstand von der Anode oder vom Drehkondensator), damit der BFO nicht verstimmt wird. Nur zum leichteren Auffinden sollte man über einen kleinen Kondensator von wenigen pF ankoppeln.

Die Frequenzbestimmung mit Hilfe des eingebauten xtal-Filtern ist einfach: Es wird auf ähnliche Weise wie oben die BFO-Frequenz an das Steuergitter der Röhre vor dem (eingeschalteten!) Quarzfilter gekoppelt. Beim Durchdrehen des BFO läßt sich am S-Meter, Magischen Auge usw. auch bei noch verstimmt Kreisen ein recht scharfes Maximum erreichen. Wenn kein optischer Anzeiger vorhanden ist, kann auch im Kopfhörer das Maximum sehr deutlich festgestellt werden. Zunächst findet man beim Durchdrehen des BFO das bekannte „pluppplupp“ des Quarzes, und beim genauen Einstellen auf Resonanz verschwindet das sonst bei aufgedrehtem Empfänger hörbare Eigenrauschen. Zeigen sich diese Effekte nicht, dann ist meist der BFO-Bereich sehr stark verstimmt und liegt außerhalb der genauen ZF. Oft ist noch an der „Tonhöhe“ des Rauschens, die an das Einpfeifen beim Abstimmen auf einen Sender erinnert, zu hören, daß die Verstimmung um etliche kHz danebenliegt. In diesen nicht seltenen Fällen kann man mit dem Empfänger bei abgeschaltetem xtal-Filter noch leidlich CW-Empfang anstellen, sowie aber das Filter eingeschal-

tet wird, tritt merklich verschlechterter Empfang ein, „das Filter arbeitet nicht“. Wurde die richtige Frequenz gefunden, dann macht man die Kopplung wieder so lose wie möglich, stimmt den BFO noch einmal nach und mißt bei Bedarf mit dem Rundfunkempfänger. Jetzt lassen sich auf die bekannte Weise die einzelnen ZF-Kreise nacheinander korrigieren, indem man jeweils an die Gitter der einzelnen Röhren ankoppelt. Das Kristallfilter wird dabei abgeschaltet. Additiv arbeitende Mischröhren zeigen bei schwach eingekoppelter BFO-Spannung gelegentlich nichts an; dann muß die Kopplung fester gemacht werden, unter gleichzeitiger Frequenzkontrolle mittels Zweitempfänger (siehe oben). Sind alle ZF-Kreise abgeglichen, dann wird das Filter wieder eingeschaltet und an Hand eines normal empfangenen Trägers kontrolliert. Ein genaueres Abgleichen eines Kristallfilters sei hier nicht näher beschrieben.

Die Anzeige selbst geschieht beim Abgleich entweder mit einem S-Meter, Magischen Auge usw. oder (wenn nicht vorhanden) durch Einschalten eines mA-Meters in den Anodenkreis einer geregelten Röhre. Die Regelung (ALR, AVC) wird dabei natürlich eingeschaltet. Manche Geräte haben kombinierte Betriebsartenschalter, die kein gleichzeitiges Einschalten von Regelspannung und BFO erlauben. In vielen Fällen wird dann einfach der Ausschalter des BFO (üblicherweise wird die Anodenspannung abgeschaltet) kurzgeschlossen. Wird der Empfänger dann zu stark heruntergeregelt, muß vorübergehend die Kopplung des BFO an den Demodulator, meistens ein kleiner Block, abgelötet werden. In vielen deutschen Geräten ist ein Meßfeld eingebaut, dessen mA-Meter sämtliche Anodenströme mittels Stufenschalter oder Druckknöpfen zu messen erlaubt. Hiermit ist das Beobachten des Anodenstromes einer geregelten Röhre besonders einfach.

Der Abgleich der Vor- und Oszillatorkreise ist zeitraubender. Man nimmt sich Bereich für Bereich nacheinander vor (beginnend mit den niedrigen Frequenzen) und sucht sich jeweils die günstigen BFO-Harmonischen aus, die dazu zweckmäßig erst einmal aufgeschrieben werden. Dann wird erst in die Mischstufe eingekoppelt und der Oszillatorkreis korrigiert, bis die Skala möglichst an zwei geeigneten Stellen am Anfang und Ende des Bereiches stimmt. Da in den wenigsten Fällen die genauen Abgleichfrequenzen bekannt sein dürfen, muß man sich unter Umständen mit einem nicht absolut vorschriftsmäßigen Gleichlauf begnügen, der aber auf höheren Frequenzen nicht so kritisch ist wie etwa auf Lang- oder Mittelwellen. Dann folgen die Vorkreise und die Wiederholung auf allen Bereichen. Der Vorgang wird als bekannt vorausgesetzt. Schwierig ist es gelegentlich, die richtigen Abgleichschrauben und -kerne zu finden. Während dies bei den ZF-Töpfen keine Schwierigkeiten macht, muß man bei den HF-Kreisen oft erst vorsichtig probieren und zur Orientierung einen Abschirmbecher abnehmen. Die Zugehörigkeit der

Zwischenfrequenzen von bekannten Empfängern

Type	kHz
AR 88	735
BC 312, 342	470
BC 224, 348	915
BC 453/5	2830+1415+85
Commander	1600+100
CR 101	760
EZ 6	130
E 10 K	1460 u. a.
E 10 K 3	1875
FuE 6b	200
FuHE b	605
FuHE c	937,5
FuHE d	3000
FuHE u	460
FuHE t	484
HQ 120 X	455
HRO	456
Köln E 52	1000
KST	568
KWE a	250
MWE c	352
NC 33	455
NC 57	455
NC 173, 183	455
OC 7	462
R 3	460
Schwabenland	1240
SX 71	2075
UKWE e	3000
UKWE v	3000



Kreise zur Vor- bzw. Oszillatorstufe ist am Drehkondensator und an den Röhren fast immer erkennbar. Sind die Kerne noch fixiert oder verlackt, sollte man sie stehenlassen und nur die zugehörigen Trimmer korrigieren. Zur Anzeige wird natürlich der Kopfhörer benutzt, da sich hier ja — im Gegensatz zum ZF-Abgleich mit BFO — Pfeifstellen ergeben. Die Vorkreise sind dann bequem nach dem Gehör abzugleichen, da die Maxima nicht allzu kritisch sind. Gefährlich werden auf höheren Frequenzen die Spiegel 2 mal ZF neben der Sollfrequenz, die auf der Skala auf der tieferen Seite erscheinen, wenn der Oszillator über der Empfangsfrequenz liegt. In Zweifelsfällen muß man schnell nachrechnen.

Im übrigen gibt es ein wenig bekanntes Schnellverfahren, um ganz allgemein eine Frequenz als Spiegel zu identifizieren. Empfängt man einen Sender auf der Skala (die BFO-Eichkopplung sei entfernt), so ist mit Hilfe des abstimmbaren BFO sofort festzustellen, ob er „echt“ oder eine Spiegelfrequenz ist. Man stimmt genau auf den Sender ab, schaltet dann den BFO ein und verstimmt diesen nach einer Seite. Durch ganz geringes Verändern der Empfängerabstimmung ist nun zu prüfen, ob man auf der rechten oder linken „Flanke“ überlagert hat. Wird dies nun bei einer bestimmt „echten“ Empfangsfrequenz verglichen, so muß die Lage der Flanke übereinstimmen, wenn der erste Sender echt war, während bei Spiegeln vorher gerade die andere Flanke erschienen war. Zweckmäßig legt man sich ein für alle Male auf eine bestimmte Seite (Flanke) fest und kann dann jederzeit sofort einen Spiegel erkennen. Namentlich bei Superhets ohne genügende Vorselektion, bei denen auf hohen Frequenzen echte und Spiegelfrequenz nahezu gleich laut erscheinen, ist dies sehr vorteilhaft. Das Verfahren ist natürlich auch bei fest eingestellten BFOs (kristallgesteuerte BFOs) anwendbar. Zum Schluß noch eine Warnung vor mehrkreisigen ZF-Filtern. Drei- oder noch mehrkreisige Bandfilter (z. B. das 6-Kreis-Filter im „Köln“) sind nicht nach dem üblichen Verfahren abgleichbar. Hier gibt es nur eine einzige Möglichkeit: einen Resonanzkurvenschreiber. Man versuche nicht, an solchen Filtern herumzutrimmen.

Einige Erfahrung wird bei obigen Arbeiten vorausgesetzt. Vielfach geht das Abgleichen eines Gerätes, wenn man zu zweit arbeitet, in einer knappen halben Stunde vor sich. Eine große Zahl von verstimmten Geräten wurde auf diese Weise ohne vorhandene Unterlagen und ohne Meßsender wieder auf volle Leistung gebracht.



## WERKSTATTWINKE

### Hilfsmittel für die C-Bestimmung im Superhet

Bei vielen Superhets, besonders bei älteren Typen, sind als Parallel- und Serienskapazitäten Glimmerkondensatoren eingebaut; sie bestehen aus einem Glimmerplättchen, auf dessen beiden Flächen eine Silberschicht aufgebrannt ist. Im Laufe der Zeit verlieren diese Kondensatoren öfter ihre Kapazität; das Gerät ist stark verstimmt, die Sender erscheinen nicht mehr an der richtigen Stelle der Skala, der Empfänger versagt ganz oder zeigt nur ungenügende Leistung.

Ist die richtige Kapazität des dann zu ersetzenden Kondensators nicht bekannt, so erleichtert ein ganz einfach gebautes Gerät ihre Bestimmung. Sicher ist noch ein alter gutgebauter Drehkondensator mit Halbkreisplatten (geradliniger Kapazitätskurve) von 500 oder 1000 cm in der Bastelkiste vorhanden. Wir bauen ihn in ein Kästchen ein, und zwar so, daß Rotor und Stator vom Kästchen isoliert sind. Gut ist es auch, die Achse des Drehkondensators durch ein Isolierzwischenstück zu verlängern. Auf die Achse wird eine alte Skalenscheibe mit 100-Grad-Einteilung gesetzt, und die Anschlüsse des Drehkondensators werden mit zwei kurzen Litzen nach außen geführt.

Dieses Gerät läßt sich an Stelle des verdächtigen Glimmerblocks einschalten und der Empfänger auf einen starken Sender abstimmen. Dann stellen wir den dem Glimmerkondensator parallelliegenden Trimmer auf etwa halbe Kapazität und drehen jetzt den Kondensator am Hilfsgerät langsam durch. Der Sender muß jetzt erscheinen, und wir können an der Skalenscheibe die notwendige Kapazität ablesen. Jeder Skalenstrich entspricht 11 oder 5,5 pF. Reicht die Kapazität des Drehkondensators allein nicht aus, so schalten wir noch einen Festkondensator parallel, dessen Wert hinzuzuzählen ist.

Nun können wir das Hilfsgerät wieder durch einen passenden, am besten einen keramischen Festkondensator ersetzen. Kleine Differenzen lassen sich mit dem Trimmer leicht ausgleichen. M. M.

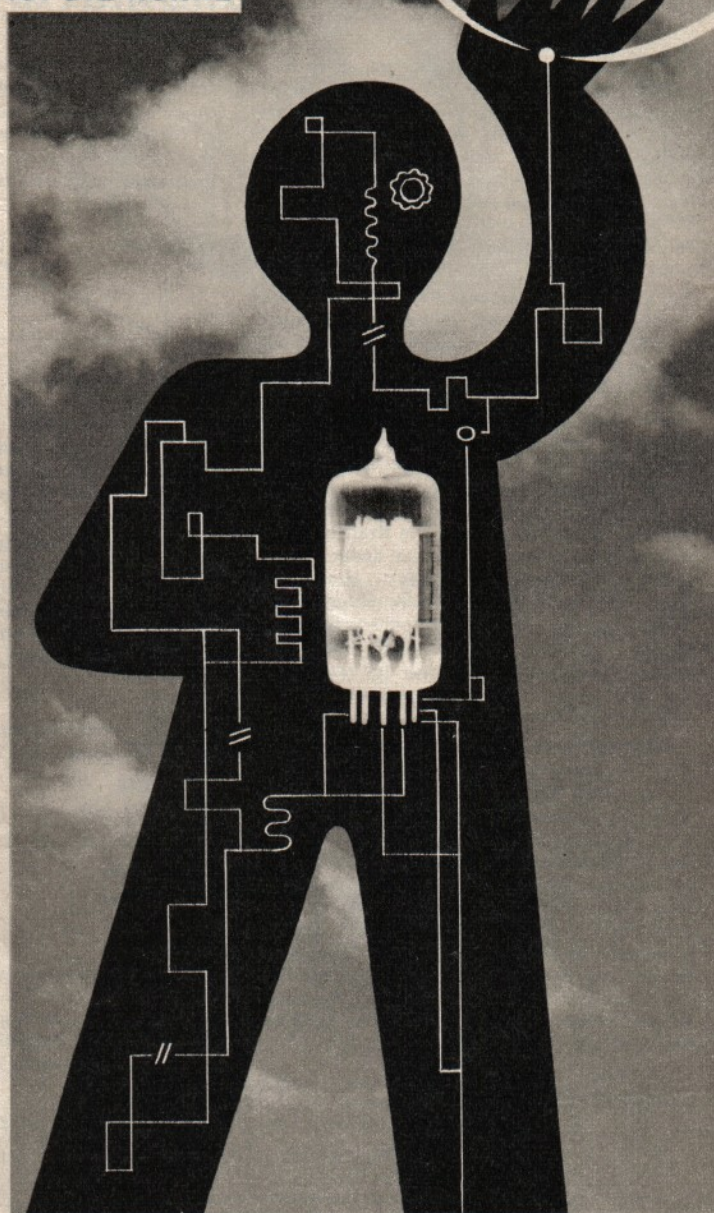
### Oxydationsschutz von LötKolben

Bei allen LötKolben, die nicht bereits industriemäßig mit einem Schutzüberzug versehen sind, oxydiert der nicht verzinnete Teil des Kupferstückes sowie das Heizkörpergehäuse je nach Betriebstemperatur mehr oder minder schnell. Eine einfache Abhilfe schafft ein hitzebeständiger Bronze-Lackanstrich der Metallteile (verzinnete Spitze freilassen). Bewährt hat sich z. B. Silber-Herbol. Natürlich muß der Kolben vor dem Anstrich gut gesäubert werden. T. Fr.

DAS HERZ

DES RUNDFUNK-EMPFÄNGERS

IST DIE RÖHRE



Wählen Sie  
Rundfunk-Empfänger,  
die mit  
Lorenz-Röhren  
bestückt sind:  
sie sind dann  
sicher gesund und  
leben lange



C. LORENZ AKTIENGESELLSCHAFT STUTTGART





Dieses Mal...

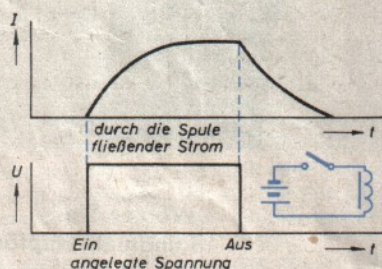
## Welchen Widerstand hat die Spule?

Wer einmal das Pech gehabt hat, einen Netztransformator versehentlich an ein Gleichspannungsnetz anzuschließen, vergißt das Ergebnis sein Leben lang nicht. „Es riecht nach Ampere“ — haben die schadenfrohen Kollegen sicher festgestellt. Wie kommt es, daß die Wicklung des Transformators bei 220 V Gleichspannung verbrennt, bei 220 V Wechselspannung, also bei gleichem Effektivwert, dagegen nicht einmal warm wird?

Bei einem gleichbleibenden Strom ist bei jeder Spule ein Widerstand, der Drahtwiderstand, vorhanden, der nur abhängig ist von der Länge, dem Querschnitt und dem Material des Leiters. Dies ist der ohmsche Widerstand.

Ändert sich aber der Strom, dann treten bei der Spule neue Einflüsse auf. Schon beim Anlegen oder Abschalten eines Gleichstromes macht sich dies bemerkbar. Wenn ein Strom zu fließen beginnt, bilden sich magnetische Kraftlinien um den Draht. Die Kraftlinien der ersten Windung schneiden die anderen Windungen der Spule und so fort. Hierbei erzeugen sie in den anderen Windungen eine Spannung — eine elektromotorische Kraft (EMK) — genau wie in einem Generator. Diesen Vorgang nennen wir Induktion und bei der Spule, da die gegenseitige Beeinflussung der Windungen innerhalb der Spule selbst stattfindet, *Selbstinduktion*.

Die Selbstinduktion  $L$ , gemessen in Henry (H), ist ein Maß für die gegenseitige Beeinflussung der Windungen. Die EMK, die durch die Selbstinduktion bei Stromänderungen auftritt, ist der angelegten Spannung entgegengerichtet und verzögert den Stromanstieg. Es dauert also einige Zeit, bis der volle Strom fließt. Auch beim Ausschalten wird durch das zusammenbrechende Magnetfeld in den Windungen der Spule selbst eine EMK induziert, die wiederum der verschwindenden Spannung entgegenwirkt, hier demnach das Absinken des Stromes verzögert.



6

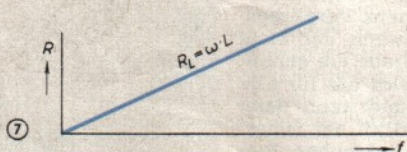
Erfolgt das Ein- und Ausschalten sehr schnell, dann hat der Strom gar nicht Zeit genug, auf den vollen Wert anzusteigen. Solch ein schnelles Umschalten liegt bei Wechselstrom vor. Bei ihm ist deshalb der Stromfluß durch die Spule geringer als bei Gleichstrom; der Widerstand der Spule scheint höher zu sein. Wir nennen ihn den Wechselstromwiderstand einer Spule und bezeichnen ihn mit  $R_L$ .

Bei sinusförmigem Wechselstrom ist der Wechselstromwiderstand einer Spule

$$R_L = \omega \cdot L \quad [\Omega, \text{Hz}, \text{H}] \quad (11)$$

$\omega = 2 \cdot \pi \cdot f$  ist auch hier wieder die Kreisfrequenz.

Je schneller der Richtungswechsel erfolgt, desto weniger Zeit steht für den Stromanstieg zur Verfügung, desto höher ist also der Wechselstromwiderstand  $R_L$ . Die Frequenzabhängigkeit läßt sich auch hier in einem Diagramm gut darstellen.



7

Der bei Wechselstrom durch die Spule fließende Strom ist nach dem Ohmschen Gesetz zu berechnen. Den Gleichstromwiderstand einer Spule kann man vernachlässigen, falls er weniger als  $1/10$  des Wechselstromwiderstandes ist (bei Überschlagsrechnungen schon bei  $1/5$ ).

Der Wechselstromwiderstand der Spule ist wie der eines Kondensators ein Blindwiderstand. Die während einer Halbwelle für den Aufbau des Magnetfeldes aus dem Netz entnommene Energie wird während des Abbaues wieder zurückgeliefert.

### Frage 11

Welchen Wechselstromwiderstand hat eine Spule von 2 mH bei 150 kHz?

### Antwort 11

$$R_L = \omega \cdot L = 2 \cdot \pi \cdot f \cdot L = 2 \cdot \pi \cdot 150000 \cdot 0,002$$

$$= 2 \cdot \pi \cdot 150 \cdot 10^3 \cdot 2 \cdot 10^{-3} = 2 \cdot \pi \cdot 150 \cdot 2$$

$$= \pi \cdot 600$$

$$R_L = 1880 \Omega$$

### Frage 12

Durch eine Drossel mit unbekanntem Daten fließt bei 220 V, 50 Hz ein Strom von 31,8 mA und bei 6,25 V Gleichspannung ein Strom von 25 mA. Welche Selbstinduktion und welchen ohmschen Widerstand hat die Spule?

### Antwort 12

$$R_L = \frac{U}{I} = \frac{220}{0,0318} = 6920 \Omega$$

$$L = \frac{R_L}{\omega} = \frac{6920}{2 \cdot \pi \cdot 50} = 22 \text{ H}$$

$$R = \frac{U}{I} = \frac{6,25}{0,025} = 250 \Omega$$

### Frage 13

Wie groß muß die Selbstinduktion einer Spule sein, damit bei 10,7 MHz ein Wechselstromwiderstand von 495  $\Omega$  erreicht wird, den auch ein Kondensator von 30 pF bei dieser Frequenz hat?

### Antwort 13

$$L = \frac{R_L}{\omega} = \frac{495}{2 \cdot \pi \cdot 10,7 \cdot 10^6}$$

$$= 7,4 \cdot 10^{-6} = 7,4 \mu\text{H}$$

... das nächste Mal:

## Über die Resonanzfrequenz

## Das Pariser Rundfunk-Forschungsinstitut

Das Pariser Rundfunk-Forschungsinstitut wurde im Jahre 1948 von Wladimir Porché gegründet und hat sich in den vier Jahren seines Bestehens unter der Leitung von Jean Tardieu rasch entwickelt und vergrößert.

In allen Räumen des Hauses herrscht eine, man könnte sagen, jugendlich beschwingte Atmosphäre. Dem Besucher wird sofort klargemacht, daß er sich als „Versuchskaninchen“ zur Verfügung stellen muß, wenn er alles verstehen will. Aber nicht nur das: Seine Rolle als Versuchskaninchen dient gleichzeitig der Tätigkeit des Instituts, das nach der Methode des Massentests arbeitet, um die Rückschlüsse aus den Statistiken so genau wie möglich zu gestalten.

Einige Minuten nach seiner Ankunft findet sich der Besucher hinter einer Glaswand wieder und spricht zwei Szenen (eine handlungsgeladene und eine Ausdrucksszene) auf Platten, wobei ihm die Stichworte vom Regisseur des Studios gegeben werden. Danach geht es in den Raum, in dem Professor Fouché, Phonetiker an der Sorbonne, allwöchentlich die Rundfunksprecher der französischen Sender um sich vereinigt. Ausländische Eigennamen rauschen am Ohr des Besuchers vorbei. Werden sie richtig ausgesprochen? Und wie würde der Besucher sie aussprechen? Eine Platte läuft zwei oder drei Umdrehungen, und schon ist der Besuchertest festgehalten. Im Büro des Generaldirektors schließlich muß der Besucher aus einer von Magnettonband wiedergegebenen Diskussionsrede das Argument bestimmen, das ihm am schlagendsten erscheint. Damit nicht genug, muß er den Bericht eines Forschers, der ihm in zwei verschiedenen Abspielgeschwindigkeiten vorgelesen wird, durch die passenden exotischen Bezeichnungen vervollständigen.

Eine Stunde ist seit seiner Ankunft vergangen, und der Besucher hat noch lange nicht alle Laboratorien und Mitarbeiter des Instituts kennengelernt. Er hat lediglich die phonetische und die psychologische Abteilung besucht, wo er seinen Test den vielen anderen Testen hinzugefügt hat. Vor ihm haben schon viele andere unbekannte Stimmen eine ganze Skala von Empfindungen (Angst, Zorn, Zärtlichkeit, Freude) in kurzen improvisierten Szenen zum Ausdruck gebracht. Diese Aufnahmen werden den verschiedensten Hörergruppen, von der Schulklasse über die Fabrikbelegschaft bis zu den Angestellten eines Modateliers, vorgetragen. Diese Hörer versuchen festzustellen, welche Stimmen harmonisch und welche disharmonisch klingen und ob sie deutlich zu unterscheiden sind oder sich ähneln. Die Erforschung des Stimmcharakters mit Hilfe des Katodenstrahl-Oszillografen gestattet die Definition und die Analyse der Stimmen, die der Wiedergabe einer bestimmten Empfindung am nächsten kommen. Das alles ist für die Auswahl der Sprecher eines Hörspiels oder einer sonstigen Sprechsendung äußerst wichtig.

Die Tätigkeit des Instituts, das mit ausländischen Instituten gleicher Art zusammenarbeitet, erstreckt sich jedoch noch auf andere, zum Teil streng wissenschaftliche Gebiete. Die Abteilungen für Elektroakustik, für Soziologie und für Ästhetik arbeiten z. B. angestrengt an der Verwirklichung der großen rundfunktechnischen Ziele. Jede Abteilung bemüht sich hierbei um die Mitarbeit der besten Experten des jeweiligen Fachgebiets. So finden sich unter den Mitarbeitern eine Anzahl junger Gelehrter des Staatlichen Psychologischen Forschungsinstituts der Sorbonne sowie berühmte Künstler und Musiker. Was der phonetischen Abteilung die Vorträge Prof. Fouchés über „Die richtige Aussprache des Französischen“ bedeuten, stellt für die soziologische Abteilung z. B. die Mitarbeit Dr. Silbermanns vom Staatlichen Konservatorium in Sidney dar.

In den Studios werden auch stereofonische Sendungen ausprobiert, deren erste am 19. 7. 1950 gesendet wurde. U. a. führt man auch die vor zehn Jahren begonnenen Versuche Pierre Saeffers über „konkrete Musik“ fort. R. Audibert



**Die Eigenschaften des Reihenresonanz-Diskriminators**

Im Gegensatz zu vielen anderen Schaltungen für Frequenz-Diskriminatoren hat der von der Reihenresonanz Gebrauch machende Diskriminator bis jetzt wenig Beachtung gefunden. Dabei hat er eine große Anzahl von Vorzügen, die ihn für viele Zwecke besonders erwünscht scheinen lassen; er ist einfach und unkritisch im Aufbau und erfordert keine ungewöhnlichen Einzelteile. Mittelfrequenz und Bandbreite lassen sich ohne Schwierigkeiten über große Bereiche und ganz unabhängig voneinander verändern, so daß der Reihenresonanz-Diskriminator überall dort angebracht ist, wo diese beiden Größen oft und kontinuierlich auf verschiedene Werte eingeregelt werden müssen. Auch für Versuche mit UKW-Empfängern kann das willkommen sein.

Die Grundschaltung des Reihenresonanz-Diskriminators ist in Abb. 1 dargestellt. Ihm werden symmetrisch die gleich großen, aber entgegengesetzt gerichteten Wechselspannungen  $U_1$  und  $U_2$  zugeführt. Die Eingangswiderstände ( $R_1 + R_2$ ) und ( $R_3 + R_4$ ) müssen gleiche Werte haben;  $R_2$  und  $R_3$  sind klein gegen  $R_1$  und  $R_4$  und können gleiche Widerstände haben, doch ist das nicht unbedingt nötig.  $R_1$  und  $R_4$  werden in ihrer Größe von der Belastungsfähigkeit der Spannungsquelle für  $U_1$  und  $U_2$  bestimmt. Die Mittelfrequenz ist durch die Resonanzfrequenz des Reihenschwingkreises  $L-C$  gegeben. Für die Bandbreite sind dagegen die Widerstandswerte von  $R_2$  und  $R_3$  maßgebend, da sie die Breite der Resonanzkurve des Schwingkreises festlegen. Wenn man

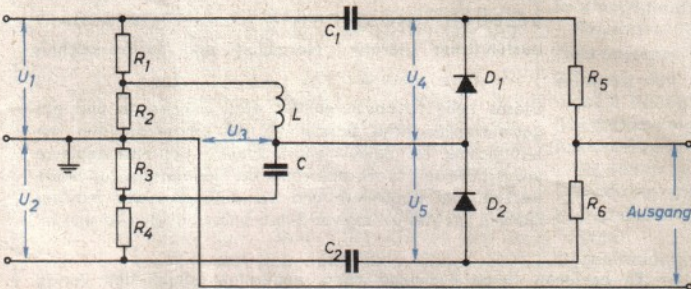


Abb. 1. Die Grundschaltung des Reihenresonanz-Diskriminators

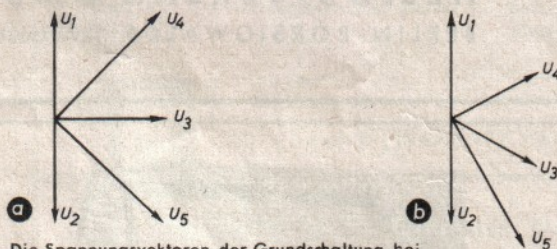


Abb. 2. Die Spannungsvektoren der Grundschaltung bei Resonanz (a) und unterhalb der Resonanzfrequenz (b)

sie veränderbar macht, kann man auf diese Weise die Bandbreite beliebig einregeln, ohne die Mittelfrequenz zu beeinflussen.

Bei dem Reihenresonanz-Diskriminator handelt es sich um einen Phasendiskriminator. Über die Phasenverhältnisse gibt die Abb. 2 Aufschluß. Bei Resonanz (Abb. 2a) steht die Spannung  $U_3$  (s. Abb. 1) senkrecht auf den Eingangsspannungen  $U_1$  und  $U_2$ , während die Spannungen  $U_4$  und  $U_5$  an den beiden Gleichrichtern gleich groß sind und symmetrisch zu  $U_3$  liegen. Die gegeneinander geschalteten Gleichrichter  $D_1$  und  $D_2$  (Kristalldioden, Vakuumdioden oder Trioden) liefern also keine Spannung.  $U_3$  muß nach Möglichkeit ebenso groß sein wie die Eingangsspannungen  $U_1$  und  $U_2$ ; darum soll der Resonanzwiderstand des Reihenschwingkreises  $L-C$  mindestens in der Größenordnung von  $R_1$  und  $R_4$  liegen. Das ist eine wichtige Voraussetzung für die ausreichende Empfindlichkeit des Diskriminators. Oberhalb und unterhalb der Resonanzfrequenz steht  $U_3$  nicht mehr senkrecht auf  $U_1$  und  $U_2$ , und  $U_4$  und  $U_5$  werden ungleich groß und unsymmetrisch. Am Ausgang des Diskriminators tritt dann die frequenzabhängige Differenzspannung von  $U_4$  und  $U_5$  auf.

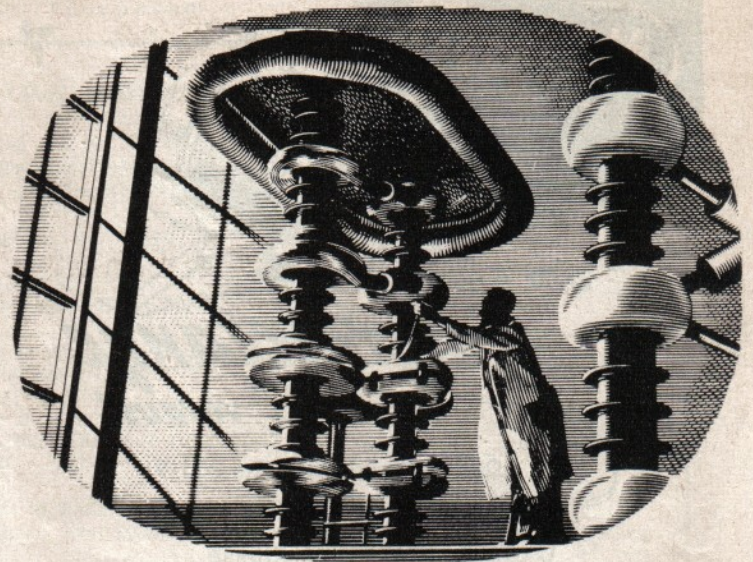
Die wesentlichen Gesichtspunkte für den Bau eines Reihenresonanz-Diskriminators und einige praktische Schaltungen werden in dem Originalaufsatz noch kurz behandelt. (TELE-TECH [1952], H. 4, S. 62)

**Der Radio-Elektroenzephalograf**

Die vom menschlichen Gehirn auf der Oberfläche des Schädels erzeugten schwachen elektrischen Wechselströme geben wichtige Aufschlüsse über krankhafte Veränderungen des Gehirns. Die Aufzeichnung und Auswertung dieser Hirnströme (Elektroenzephalografie) ist daher in neuerer Zeit ein medizinisches Untersuchungsverfahren von erheblicher Bedeutung geworden.

Die Hirnströme werden durch zwei an den Schädel gelegte Elektroden abgenommen, einem Verstärker zugeführt und schließlich auf ein Schreibgerät gegeben. Durch die Elektroden und die daran befestigten, zum Verstärker führenden Kabel ist der Patient in der Bewegung behindert, so daß die Untersuchungen bisher praktisch nur am ruhenden Patienten durchgeführt werden konnten. Viel aufschlußreicher würden aber die Hirnströme sein, die bei der normalen Bewegung und Betätigung des Patienten entstehen.

Diese Aufgabe ist jetzt durch den Radio-Elektroenzephalografen gelöst worden. Die Hirnströme werden durch einen winzigen UKW-Sender, den der (Fortsetzung auf Seite 627)


**1932**

ein bedeutungsvolles Jahr in der Weltgeschichte, in dem die Spaltung des Atoms gelang. Auch für PHILIPS war dieses Jahr ereignisreich, denn es wurde der millionste Export-Rundfunkempfänger ausgeliefert.

**1952**

bringt PHILIPS wieder wie in den Vorjahren unter dem Motto »Klingende Sterne« eine Serie von Rundfunkempfängern, die sich durch den guten PHILIPS Ton und ihr schönes Äußere auszeichnen. Der PHILIPS »Sirius 53« ist ein Rundfunkempfänger aus dieser Serie, der Ihnen mit seinen vielen Vorzügen zufriedene Kunden schafft.

**PHILIPS**  
*Sirius 53*

- \* Allstrom-Superhet mit zwei Wellenbereichen: UKW und Mittelwelle · HF-Vorstufe auf beiden Wellenbereichen Ratiiodetektor · Magisches Auge
- \* Großsuperleistung durch Beschränkung auf zwei Wellenbereiche
- \* 7 VALVO Röhren und Trocken-Gleichrichter · 6 (Rundfunk-) / 9 (UKW-) Kreise
- \* UKW-Leistung eines Großsupers · Bestmöglicher Fernempfang auf der Mittelwelle auch bei den bestehenden schwierigen Empfangsbedingungen


**DEUTSCHE PHILIPS GMBH · HAMBURG**





Das beste Beispiel: Der 200-9!  
Er ist der leistungsfähigste  
UKW-Super seiner Klasse.  
NORDMENDE verkaufen heißt  
restlos zufriedene Kunden  
gewinnen!



**UKW Meisterklasse**

**NUR 1,- DM MIT GUTSCHEIN!**

**Ein wichtiges Jubiläum**

**Walter Arlts großer Radiokatalog**



ist jetzt wieder im Vorkriegsumfang erschienen. Seit 25 Jahren gibt es Arlt-Kataloge. Der Arlt-Katalog von 1939 ist in der Funkfachwelt als idealer Katalog bezeichnet worden: wir glauben aber, daß der diesjährige Jubiläumskatalog erst recht dieses Lob verdient. Statt einer Jubiläumsfeier, die nur wenige erfreut, machen wir unseren treuen Kunden ein Geschenk und liefern ein wirklich umfassendes Werk für 1,- DM. Selbstverständlich kostet uns dieser Katalog viel mehr, aber wie schon erwähnt, wollen wir unseren Freunden eine ganz besondere Freude machen und ihnen damit für ihre Treue danken. Der Katalog enthält etwa 1000 Abbildungen, davon sind etwa 90% von uns selbst gezeichnet. Wir wollten unseren Kunden etwas Einmaliges, nicht nur den üblichen Abdruck von Industrieklischees bringen. Auch die 1,- DM, die wir für den Katalog verlangen, ist nur eine Schutzgebühr. Bei Kauf in Höhe von 20,- DM wird der beiliegende Gutschein mit 1,- DM in Zahlung genommen. — Bitte bestellen Sie sofort den idealen Radiokatalog, er wird Ihnen ein wichtiger Helfer und Berater sein. Walter Arlt

Walter Arlts große Schlagerliste mit ca. 1000 Röhrenangeboten und vielen Sonderangeboten an preiswertem Bastelmaterial und Einzelteilen senden wir Ihnen gern kostenlos zu. Bitte schreiben Sie uns sofort, denn die Auflage ist nur beschränkt.

Sie werden von unserer Auswahl überrascht sein! Sämtliche Artikel der Schlagerliste sind im Katalog enthalten!

Achten Sie auf den schwarz-blauen Katalog mit dem Gutschein!

**Arlt Radio Versand Walter Arlt**

Handelsgerichtlich eingetragene Firma

**DUSSELDORF**

Friedrichstr. 61a · Fernspr. 231 74 · Ortsgespr. 158 23 · Postscheck: Essen 373 36

**BERLIN-CHARLOTTENBURG 1 FT**

Kaiser-Friedrich-Straße 18 · Fernspr. 34 66 05 · Postscheck: Berlin-West 164 20

Neuerscheinung

# Lichttechnik

Entwicklung, Umfang und Bedeutung der Technik der Lichterzeugung und Anwendung zu Beleuchtungszwecken

von Dr. WALTER KÖHLER

DIN A 5 · 582 Seiten · 400 Abbildungen · 47 Tafeln

In Ganzleinen gebunden **Preis DM 22,50**

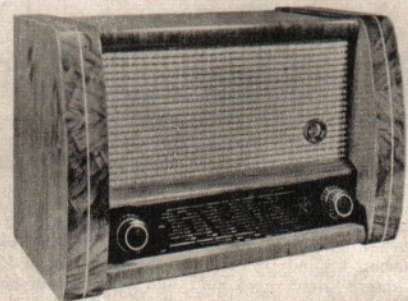
Hauptabschnitte:

**LICHTBEWERTUNGSTECHNIK · LEUCHTECHNIK  
BELEUCHTUNGSTECHNIK · LICHTWIRTSCHAFT**  
ausführliches Literatur-, Normblatt- und Sachverzeichnis

Dieses neue Fachbuch enthält eine umfassende und allgemeinverständliche Darstellung des Gesamtgebietes der Lichttechnik für Beleuchtungsfachleute, Betriebsingenieure und Architekten, für Fachpersonal bei Elektrizitäts- und Stadtwerken, bei Bauämtern und Verwaltungen, das mit der Planung und Ausführung von Beleuchtungsanlagen betraut ist.

Zu beziehen durch Buchhandlungen, andernfalls durch den Verlag

**HELIOS-VERLAG GMBH**  
BERLIN-BORSIGWALDE (Westsektor)



Lembeck-Geräte sind führend in Qualität und Leistung

**LEMBECK-RADIO · BRAUNSCHWEIG**



**WANDEL u. GOLTERMANN**  
RUNDFUNK- UND MESSGERÄTE REUTLINGEN/WÜRTT.





## Sechs-(Neun-)Kreis-AchtröhrensUPERHET

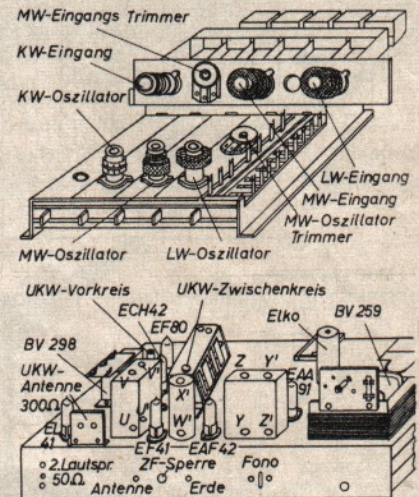
### 300 UKW

HERSTELLER: MAX BRAUN, FRANKFURT a. M.

**Stromart:** Wechselstrom  
**Spannung:** 110/125/220/240 V Wechselstr.  
**Leistungsaufnahme bei 220 V:** 38 W  
**Röhrenbestückung:** EF 80, ECH 42, EF 41, EAF 42, EAA 91, EL 41, EM 11  
**Netzgleichrichter:** Tr. Gl. B 250 C 85  
**Sicherungen:** 110 ... 125 V ~: 0,6 A; 220 ... 240 V ~: 0,4 A  
**Skalenlampe:** 2 Stück 6,3 V; 0,3 A  
**Zahl der Kreise:** 6 (9), abstimbar 2 (2), fest 4 (7)  
**Wellenbereiche:**  
 UKW: 87,5 ... 1,00 MHz (3,4 ... 3,0 m)  
 Kurz: 5,8 ... 12,5 MHz (52 ... 24 m)  
 Mittel: 516 ... 1640 kHz (583 ... 183 m)  
 Lang: 300 ... 420 kHz (1000 ... 715 m)  
**Empfindlichkeit ( $\mu\text{V}$  an Ant.-Buchse b. 50 mW Ausgang):** Normalbereiche rd. 15  $\mu\text{V}$ ; UKW rd. 6  $\mu\text{V}$  bei 13 kHz Hub an 300 Ohm  
**Abgleichpunkte:** ZF: 472 kHz; Z, Y, V, U auf Max.; ZF-Sperre auf Min.; 10,7 MHz; Y', X', W', V', U auf Max. (X' und W' dabei wechselseitig mit 30 pF verstimmen); Z' auf Galvanometer-Nulldurchgang abgleichen. KW: 40 m = 7,5 MHz (KW-Osz.-Sp., KW-Eing.-Sp.). MW: 593 kHz = 506 m (MW-Osz.-Sp., MW-Eing.-Sp.); 1439 kHz = 208 m (MW-Osz.-Tr., MW-Eing.-Tr.). LW: 200 kHz = 150 m (LW-Osz.-Sp., LW-Eing.-Sp.). UKW: 90 MHz (Osz.-Sp., UKW-Zwischenkreis, UKW-Vorkreis)

**Bandspannung:** KW von 24 ... 52 m (5,8 ... 12,5 MHz) kapazitive Verkürzung  
**Trennschärfe (bei 1 MHz):** für  $\pm 9$  kHz = 1 : 350  
**Spiegelwellenselektion:** für 1 MHz rd. 1 : 500  
**Zwischenfrequenz:** 472 kHz  
**Kreiszahl, Kopplungsart und -faktor der ZF-Filter:**  
 AM: 4 Kreise in 2 Filtern; Koppl.-Filter I = 0,7; Koppl.-Filter II = 0,8; induktiv  
 FM: 6 Kreise in 3 Filtern; Koppl.-Filter I = 0,9; Koppl.-Filter II = 1,2; Koppl.-Filter III — Ratio = 0,55; induktiv  
**Bandbreite in kHz:** rd. 4 kHz fest  
**Empfangsgleichrichter:** AM: Diode; FM: Radiodetektor  
**Zeitkonstante der Regelspannung:** 0,05 s  
**Wirkung des Schwundausgleichs:** direkt auf 2 Röhren  
**Abstimmanzeige:** EM 11  
**Tonabnehmerempfindlichkeit:** etwa 15 mV für 400 Hz u. 50 mW  
**Lautstärkeregl.**: gehörriichtig  
**Klangfarbenregler:** Im Gegenkopplungskanal  
**Gegenkopplung:** über 2 Stufen  
**Ausgangsleistung:** 3,5 W  
**Lautsprecher:**  
 System: permanentdyn. Ovallautspr.  
 Belastbarkeit: 6 W  
 Membran: Ovalmembran 18 x 26 cm

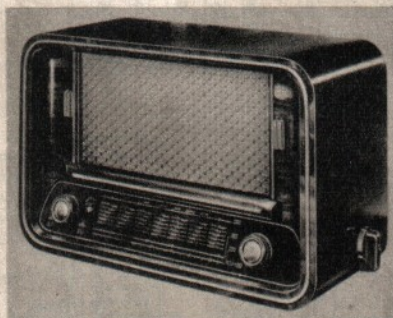
**Anschluß für 2. Lautsprecher:** 4 ... 6 Ohm  
**Besonderheiten:** Eingebaute UKW-Antenne, zusätzlich als Behelantsenne für Normalbereiche geschaltet; temperaturkompensierter Oszillator für alle Bereiche; Anzeige der eingestellten Klangfarbe auf der Skala; 5 Drucktasten zur Bereichsschaltung  
**Gehäuse:** Edelholz, hochglanzpoliert  
**Abmessungen:** 570 x 350 x 260 mm  
**Gewicht:** 11 kg



## Sechs-(Neun-)Kreis-SechsröhrensUPERHET

### B 520 WH Barcarole

HERSTELLER: BLAUPUNKT-WERKE GMBH, DARMSTADT



**Stromart:** Wechselstrom  
**Spannung:** 110, 125, 220 ... 240 V  
**Leistungsaufnahme bei 220 V:** etwa 40 Watt  
**Röhrenbestückung:** EF 41, ECH 81, EBF 80, EL 41, 1 Kristalldiode  
**Netzgleichrichter:** Tr.-Gl. Siemens 250 V/75 mA, SSF E 250 C 75  
**Sicherungen:** 220 ... 240 V: 250 mA (T); 110, 125 V: 500 mA (T)  
**Skalenlampe:** 6,3 V; 0,3 A  
**Zahl der Kreise:** 6 (9), abstimbar 2 (2), fest 4 (7)  
**Wellenbereiche:**  
 UKW: 87 ... 100 MHz (3,45 ... 3,0 m)  
 Mittel: 520 ... 1620 kHz (580 ... 185 m)  
 Lang: 150 ... 375 kHz (2000 ... 800 m)

**Empfindlichkeit ( $\mu\text{V}$  an Ant.-Buchse b. 50 mW Ausgang):** M, L = rd. 15  $\mu\text{V}$ , UKW = rd. 25  $\mu\text{V}$   
**Abgleichpunkte:** KW: 6,05 MHz; 9,6 MHz. MW: 556 kHz; 1500 kHz. LW: 160 kHz; 350 kHz. UKW: Osz. u. Zw.-Kr.: 87 MHz; 96 MHz. Vorkreis: 90 MHz.  
**NF-Eingang** des 10,7-MHz-Wobblers an Punkt 39 des Schiebeschalters; HF-Ausgang an Punkt 26 (Gitter Hexode ECH 81). 10,7-MHz-Filter (L 22/L 23) zusammen mit L 27 des Diskriminatorfilters (bei kurzgeschlossenem oder stark verstimmtem Diodenkreis) auf symmetrische Kurvenform und maximale Höhe abgleichen. Jetzt HF-Ausgang auf Schalterpunkt 32 (Triodengitter) legen und Filter L 12/L 13 unter Beobachtung der Gesamtdurchlaßkurve abgleichen.  
**Kurzschluß** des Diodenkreises aufheben. Bei richtiger Abstimmung ist Durchlaßkurve etwa 30% eingesattelt. Zum Schluß wird durch Umlegung des NF-Einganges auf den Punkt 37 des Schiebeschalters die Diskriminatorkurve abgebildet und kann durch geringfügige Korrektur des Diodenkreises auf Symmetrie und auf eine geradlinige Demodulationskennlinie abgeglichen werden.  
**Abgleich** des UKW-Oszillators erfolgt durch einen Spezial-UKW-Eisenkern am tiefen Bereichsende sowie durch einen Trimmer auf der höherfrequenten Seite.

Hierbei muß der UKW-Zwischenkreis und Trimmer ganz eingedreht sein, da sonst durch die Eigenart der additiven Mischschaltung ein Abreißen des Oszillators eintreten kann. Anschließend folgt Abgleich des Zwischenkreises an den angegebenen Punkten und Abgleich des Vorkreises.  
**Zwischenfrequenz:** 473 kHz u. 10,7 MHz  
**Kreiszahl, Kopplungsart der ZF-Filter:** 4 (6), induktiv  
**ZF-Sperr-(Saug-)Kreis:** 1 Saugkreis 473 kHz  
**Empfangsgleichrichter:** AM: Diode; UKW: Kristalldiode + Diode (Diskriminator)  
**Wirkung des Schwundausgleichs:** auf 2 Röhren  
**Lautstärkeregl.**: normal  
**Klangfarbenschalter:** ja  
**Gegenkopplung:** ja  
**Ausgangsleistung:** 4 W  
**Lautsprecher:**  
 System: permanentdyn. Ovallautspr.  
 Belastbarkeit: 4 W  
 Membran: 130 x 180 mm  
**Anschluß für 2. Lautsprecher:** nein  
**Besonderheiten:** UKW-Duplexschaltung, additive Mischung auf UKW  
**Gehäuse:** Edelholzgehäuse  
**Abmessungen:** 400 x 272 x 177







(Fortsetzung von Seite 623)

Patient ohne Behinderung seiner Bewegungen tragen kann, ausgestrahlt und von einem ortsfesten Sender aufgenommen und an ein Aufzeichnungsgerät weitergegeben. Der Sender besteht außer den Elektroden aus einem Spannungsverstärker für die Hirnströme, einem mit einer Frequenz von 104 MHz arbeitenden Oszillator, einer Modulatorstufe, die den Oszillator mit den Hirnströmen frequenzmoduliert, und den Batterien, die für einen vierstündigen ununterbrochenen Betrieb ausreichen. Diese ganze Anlage ist in zwei kleinen Kästchen untergebracht, die der Patient bequem in den Rock- oder Manteltaschen tragen kann, oder die ihm unter der Kleidung am Körper befestigt werden können. Die Kleinheit der Geräte konnte durch die ausschließliche Verwendung von Subminiaturröhren erreicht werden. Eine besondere Antenne ist für den Sender nicht notwendig, da die Ausstrahlung des Resonanzkreises im Oszillator vollkommen genügt.

Der ortsfeste Empfänger ist mit einem 300-Ohm-Faltdipol ausgerüstet, der auf die Trägerfrequenz von 104 MHz abgestimmt ist. Der Dipol kann in der Nähe des Empfängers oder des Patienten aufgestellt werden, oder aber auch vor einem Fenster, wenn sich der Patient im Freien bewegt oder dort arbeitet. Die für brauchbare Aufzeichnungen günstige Entfernung zwischen dem Patienten und dem Empfänger reicht von etwa einem halben Meter bis zu rund dreißig Metern. Die Schaltung des Empfängers unterscheidet sich nicht grundsätzlich von denen anderer FM-Empfänger. Die Kurvenform der Hirnströme wird auf dem Schirm einer Katodenstrahlröhre beobachtet.

(Electronics, August 1952.)



## BRIEFKASTEN

L. D., C.

Ich bitte um Angabe der Daten für die LS 50 für Gegentaktbetrieb.

Nach näheren Betriebsdaten für die LS 50 werden wir oft gefragt. Wir haben deshalb gängige Betriebswerte für die verschiedenen Aufgaben, die mit der LS 50 (ebenso RL 12 P 50, EL 152 usw.) gelöst werden können, nachstehend zusammengestellt.

### Betriebswerte für LS 50

#### Hochfrequenzverstärkung (annähernd B-Betrieb)

		bei $\lambda \geq$				
		2,5	3,5	4,5	6,5	12 m
Anodenspannung	$U_a$	600	700	800	1000	1000 V
Schirmgitterspannung	$U_{g2}$	250	250	250	300	300 V
Steuergitterwechselspannung	$U_{g1}$	etwa 110	110	110	100	100 V
Gittervorspannung	$U_{g1}$	-80	-80	-80	-80	-80 V
Anodenstrom	$I_a$	etwa 130	130	130	120	120 mA
Schirmgitterstrom	$I_{g2}$	etwa 10	10	10	10	10 mA
Gitterstrom	$I_{g1}$	etwa 7	7	6	5	2 mA
Steuerleistung	$\mathcal{P}_{st HF}$	etwa 4	3,5	3	1,5	0,5 W
Nutzleistung	$\mathcal{P}_a$	etwa 40	52	65	80	85 W
Außenwiderstand	$R_a$	—	—	3300	5000	4750 $\Omega$

Die oben angegebenen Leistungen sind die gesamte von der Röhre abgegebene Hochfrequenzleistung. Die erreichbare Antennenleistung ist um die Kreisverluste kleiner.

#### Gitterspannungsmodulation ( $\lambda \geq 12 m$ )

		Trägerwerte		Oberstrichwerte	
Anodenspannung	$U_a$	1000	1000	1000	V
Schirmgitterspannung	$U_{g2}$	300	300	300	V
Gittervorspannung	$U_{g1}$	-105	-80	-80	V
Gitterwechselspannung	$U_{g1 HF}$	100	100	100	V
Steuerwechselspannung	$U_{g1 NF}$	max. 25	—	—	V
Anodenstrom	$I_a$	etwa 60	120	120	mA
Schirmgitterstrom	$I_{g2}$	etwa 3	10	10	mA
Gitterstrom	$I_{g1}$	—	etwa 3	3	mA
Steuerleistung	$\mathcal{P}_{st HF}$	< 0,5	0,5	0,5	W
Nutzleistung	$\mathcal{P}_a$	21	85	85	W
Außenwiderstand	$R_a$	4750	4750	4750	$\Omega$

Bei kürzeren Betriebswellen ist die Anoden- und Schirmgitterspannung und demgemäß die Spitzenleistung herabzusetzen. Der im Steuergitterkreis maximal zulässige Widerstand bei leistungsarmer Modulation (d. h. wenn kein Gitterstrom fließt) darf 25 kOhm nicht überschreiten.

#### Bremsgittermodulation ( $\lambda \geq 12 m$ )

		Trägerwerte		Oberstrichwerte	
Anodenspannung	$U_a$	1000	1000	1000	V
Schirmgitterspannung <sup>1)</sup>	$U_{g2}$	etwa 250	max. 300	300	V
Gittervorspannung	$U_{g1}$	-80	-80	-80	V
Gitterwechselspannung	$U_{g1 HF}$	etwa 100	100	100	V
Bremsgittervorspannung	$U_{g2 NF}$	etwa -160	—	—	V
Bremsgitterwechselspannung	$U_{g1 NF}$	etwa 160	—	—	V
Anodenstrom	$I_a$	etwa 60	120	120	mA
Schirmgitterstrom	$I_{g2}$	etwa 20	11	11	mA
Gitterstrom	$I_{g1}$	etwa 4	2	2	mA
Steuerleistung	$\mathcal{P}_{st HF}$	etwa 0,6	0,5	0,5	W
Nutzleistung	$\mathcal{P}_a$	21	85	85	W
Schirmgittervorwiderstand	$R_{g1}$	5000	5000	5000	$\Omega$
Außenwiderstand	$R_a$	4750	4750	4750	$\Omega$

<sup>1)</sup> Die Schirmgitterspannung vor dem angegebenen Schirmgitterwiderstand ist etwa 350 V.



... ist das ideale Band für Heimtongeräte mit verminderter Bandgeschwindigkeit in der handlichen Schwenk-Kassette

**vollkommen glatte Oberfläche**

**äußerst reißfest**

**feuchtigkeitsunempfindlich**

**garantiert abriebfrei**

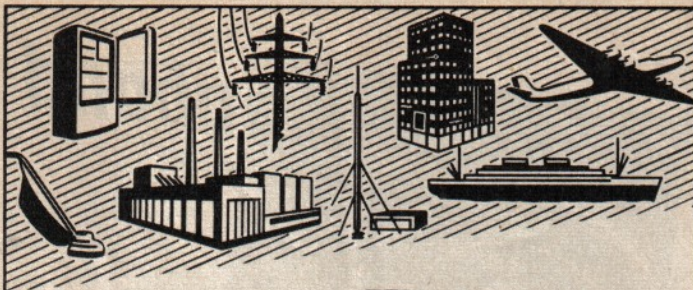
- \* besonders guter Frequenzgang
- \* hohe Empfindlichkeit
- \* niedriger Klirrfaktor
- \* ausgezeichnete Kopierfestigkeit
- \* gute Löschfähigkeit

**weitgehend temperaturbeständig**

**nicht entflammbar**

Bitte, denken Sie daran, wenn Sie zu Ihrem Rundfunkhändler gehen und verlangen Sie ausdrücklich »Magnetophonband BASF«. In guten Fachgeschäften wird man Sie immer bereitwillig technisch beraten. Selbstverständlich stehen auch wir Ihnen mit fachlichen Auskünften gern zur Verfügung.

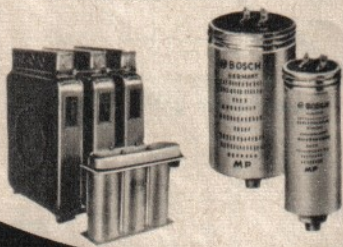




# BOSCH

**MP-KONDENSATOREN**  
bieten die höchste heute erreichbare Sicherheit.

Wo im Haushalt und in der Industrie elektrische Maschinen laufen, wo die Nacht erhellt ist von zahllosen Lichtern, wo Nachrichten in Sekundenbruchteilen von Kontinent zu Kontinent jagen, wo Schiffe und Flugzeuge bei jedem Wetter sicher ihren Weg finden, ist die Zuverlässigkeit der elektrischen Maschinen und Geräte entscheidend. Der Ausfall auch nur eines Einzelteils kann schwerwiegende Folgen haben.



sie sind



- selbstheilend
- überspannungsfest
- kurzschlussicher

ROBERT BOSCH GMBH STUTTGART

Zur Vermeidung von Betriebsschwierigkeiten ist zu beachten, daß  $R_{g3}$  (Bremsgitterableitwiderstand + Innenwiderstand der Vorspannungsquelle) den Wert von 25 kOhm im allgemeinen nicht überschreitet. Bei höheren Werten von  $R_{g3}$  (bis zu maximal 100 kOhm) muß eine Diode zwischen Katode und Bremsgitter geschaltet werden, die bei einer Spannung von 150 V einen Strom von mindestens 15 mA liefert.

**Anoden/Schirmgittermodulation ( $\lambda \geq 12$  m)**

		Trägerwerte
Anodenbetriebsspannung	$U_a$	max. 800 V
Schirmgitterspannung <sup>2)</sup>	an der Röhre $U_{g3}$	250 V
Gittervorspannung	$U_{g1}$	— 130 V
Gitterwechselspannung	$U_{g1}$ HF	etwa 160 V
Anodenstrom	$I_a$	etwa 120 mA
Schirmgitterstrom	$I_{g3}$	etwa 15 mA
Gitterstrom	$I_{g1}$	etwa 5 mA
Steuerleistung	$\mathcal{M}_{at}$ HF	etwa 0,8 W
Trägerleistung	$\mathcal{M}_a$	etwa 70 W
Gitterwiderstand	$R_{g1}$	5000 $\Omega$
Schirmgitterwiderstand	$R_{g3}$	5000 $\Omega$
Außenwiderstand	$R_a$	3100 $\Omega$

Bei sprach- und musikgemäßer Dynamik darf bis 100 % moduliert werden, bei Dauerton bis 70 %.

<sup>2)</sup> Die Schirmgitterspannung vor dem angegebenen Schirmwiderstand ist etwa 325 V.

**Betriebsdaten für NF-Endverstärkung**

	Eintakt-A-Betrieb		Gegentakt-AB-Betrieb			
	$U_a$	$I_a$	$U_{g3}$	$I_{g3}$	$U_{g1}$	$I_{g1}$
Anodenspannung	300	250	400	600	800	900
Schirmgitterspannung	250	250	250	300	300	300
Anodenruhestrom	130	2x100	2x100	2x60	2x50	2x50
Schirmgitterruhestrom	3,5	2x5	2x3	2x1,6	2x0,9	2x0,9
Gittervorspannung	—24	2x—28	2x—28	2x—48	2x—51	2x—51
Außenwiderstand	2	3*)	5*)	5*)	8*)	8*)
Gitterwechselspannungsbedarf für volle Aussteuerung	$U_{g1}$	17	2x19	2x20	2x33	2x36 V <sub>eff</sub>
Anodenstrom bei voller Aussteuerung	$I_a$	2x120	2x120	2x65	2x120	2x120
Schirmgitterstrom bei voller Aussteuerung	$I_{g3}$	20	2x17,5	2x16	2x14	2x13
Nutzleistung bei Aussteuerung bis zum Gitterstrom-Einsatzpunkt	$\mathcal{M}_a$	18	28,5	50	90	120
Klirrfaktor	$k$	10	4	5	10	10
Anodenwirkungsgrad	$\eta$	46	48	52	59	62,5

Die Werte gelten für Aussteuerung mit Sinusdauern und festen Spannungen.

\*) Von Anode zu Anode.

**Alfred K., B.**

Was bedeuten die verschiedentlich für die Selektivität eines Empfängers genannten Zahlen?

Die Selektivität, d. h. die Trennschärfe eines Empfängers ist die Empfangsempfindlichkeit bei der Frequenz, auf die der Empfänger abgestimmt ist, zu der Empfangsempfindlichkeit bei einer um den genannten Abstand zweier benachbarter Sender (9 kHz oder bei UKW 400 kHz) abweichenden Trägerfrequenz. Dieses Verhältnis wird auch oft in db ausgedrückt; 40 db entsprechen beispielsweise einem Spannungsverhältnis von 100.

Zeichnungen vom FT-Labor nach Angaben der Verfasser: Beumelburg (37), Reblin (17), Ullrich (2)

Verlag: VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH, Berlin-Borsigwalde (Westsektor), Eichborndamm 141—167. Telefon: Sammelnummer 49 23 31, Telegrammanschrift: Funktechnik Berlin. Chefredakteur: Curt Rint, Berlin-Charlottenburg. Redaktion Karl Tetzner: Emden, Hinter dem Rahmen 5a. Verantwortlich für den Anzeigenteil: Carl Werner, Berlin. Postcheckkonten FUNK-TECHNIK: Berlin, PSchA Berlin West Nr. 24 93; Frankfurt/Main, PSchA Frankfurt/Main Nr. 254 74; Stuttgart, PSchA Stuttgart Nr. 227 40. Bestellungen beim Verlag, bei den Postämtern und beim Buch- und Zeitschriftenhandel. FUNK-TECHNIK erscheint zweimal monatlich mit Genehmigung der französischen Militärregierung unter Lizenz-Nr. 47/4d. Der Nachdruck von Beiträgen ist nicht gestattet. Die FUNK-TECHNIK darf nicht in Lesezirkel aufgenommen werden. — Druck: Druckhaus Tempelhof, Berlin

**F**  
**KUNDENDIENST**  
Gutschein **22** unten

**FT-Briefkasten:** Ratschläge für Aufbau und Bemessung von Einzelteilen sowie Auskünfte über alle Schaltungsfragen, Röhrendaten, Bestückungen von Industriegeräten. Beantwortet werden bis zu 3 Fragen. Ausarbeitungen vollständiger Schaltungen und Berechnungen können jedoch nicht durchgeführt werden.

Auskünfte werden kostenlos und schriftlich erteilt. Wir bitten, den Gutschein des letzten Heftes und einen frankierten Umschlag beizulegen. Auskünfte von allgemeinem Interesse werden in der FUNK-TECHNIK veröffentlicht.

Gutschein für eine kostenlose Auskunft FUNK-TECHNIK Nr. 22/1952

Das höchstempfindliche Band

für alle Heingeräte

mit Bandgeschwindigkeiten von 19 und 9,5 cm/sec.

Verlangen Sie unseren Prospekt



FARBENFABRIKEN BAYER  
AGFA-MAGNETONVERKAUF · LEVERKUSEN-BAYERWERK



**UKW-ANTENNEN** zu konkurrenzlosen Preisen aus bestem Material!!! **Hochantenne**, Faltdipol aus Alu-Rohr usw., 300 Ohm, compl. für nur **DM 9,60**. **Reflektorantenne**, stabil gebaut, compl. **DM 13,20**. **Dachrinnenantenne**, mit einf. sicherer Klemmvorrichtung, compl. nur **DM 14,40**. **Fensterantenne**, mit Doppel-Faltdipol aus Alu nur 75 cm lg. **DM 7,20**. **UKW-KABEL**, 300 Ohm flach per % mtr. **DM 34,50**. Bestellen Sie Muster gegen Nachnahme von **SCHINNER-Vertrieb**, Sulzbach-Rosenberg, Postfach 125

**Leicht zu bauen.**

bequeme Ratenzahlung auf alle Bauteile: Magnaton, das Bandtongerät m. allen Schikanen und voller Garantie. Verlangen Sie ausführliche Druckschriften mit günstigem Sonderangebot gratis und unverbindlich von



Hambg. 20  
€ 3

**SUPER - RADIO**

**GELEGENHEITSKÄUFE!**

Spulensätze, Chassis, Kondensatoren, Gleichrichter usw., sowie Ersatzteile a. A. Größte Auswahl auf allen Gebieten

**RADIO-SHECK**  
NÜRNBERG · Harsdörffer Platz 14

**Kreuzdipol-Antenne**

für UKW und Rundfunkwellen aus 13 x 2 mm Reinalu-Rohr, erstklassige Ausführung mit Blitzschutz DM 20,-

**Ing. Jos. Dominik**

Kirchhain Bez. Kassel, Auf dem Groth 16

**Stellenanzeigen**

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

**1 RADIO-VERKÄUFER  
1 RADIO-MECHANIKER**

von großem Radio-Spezialgeschäft in Nordbayern **gesucht**

**Geboten:** Dauerstellung, hohe Entlohnung, Aufstiegsmöglichkeit.

**Verlangt:** Überdurchschnittliches Können u. gute Umgangsformen.

Handgeschr. Bewerbungen unter F. Y. 6970

**Rundfunk-Kaufmann**, 24 Jahre, ledig, zweijährige Handelsschule, Rdfk.-Mech.-Meisterschule, Erfahrung im Ein- und Verkauf, vertr. mit allen Büroarb., sucht Anstellung. Angebote unter F. V. 6967

**Kaufgesuche**

Oszillographen, Laboratoriums-Meßinstrumente kauft laufend Charlottenburger Motoren, Bln. W 35, Potsdamer Str. 98

**Radoröhren** Restposten, Kassaankauf Atzertradio, Berlin SW 11, Europahaus

Oszillographen, andere Labor-Meßgeräte und **Radoröhren**-Restposten kauft laufend Radio-Conrad, Berlin-Neukölln, Hermannstraße 19, Tel.: 62 22 42

**Radio-Art**

Wir suchen gegen Sofortkasse:

**Stabilisatoren**

aller Art

(z. B. 280/40, 280/80)

Zusendung mit Preisangebot bitte nur an unsere neue Anschrift:

**Radio-Art - Inh. Ernst Art**  
Berlin-Charlottenburg 4

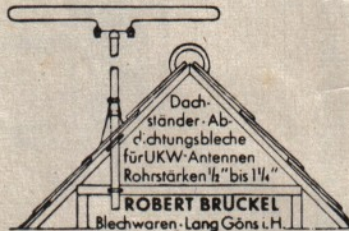
Dahlmannstraße 2 · Ruf 973747



**Melafon**  
Me-tall-La-di-Fo-lie

für Schallaufnahmen der Industrie, Tonstudios, Radiosendungen und Amateure

**WILLY KUNZEL** · Tonfolienfabrik  
Berlin - Steglitz, Heesestraße 12



Dach-  
ständer-Ab-  
dichtungsbleche  
für UKW-Antennen  
Rohrstärken 1/2" bis 1 1/4"

**ROBERT BRÜCKEL**  
Blechwaren - Lang Gons u. H.

**Gleichrichter-Elemente**

u. komplette Geräte liefert

**H. KUNZ K. G., Gleichrichterbau**  
Berlin-Charlbg. 4, Giesebrechtstr. 10

Grammophon-, Plattenspieler-, Koffer-  
apparate, Staubsauger repariert gründlich,  
50jährige Erfahrung, Pietsch, Berlin N,  
Swinemünder Straße 97 · Tel.: 46 37 47

**Verkäufe**

**Blaupunkt Ultrablitz Reporter**

Modell 1952, komplett mit Zusatz und  
2 Reflektoren, 400 Joule, neuwertig,  
garantiert einwandfrei, besonders  
preiswert abzugeben.

Anfragen erbeten unter F. Q. 6962

**150-W-Verstärker** mit 150-W-Lautspr.l  
Best.: AF 7, AC 2, EL 12, 2 x RV 278,  
AZ 12, 2 x RG 62; preisgünstig: DM 890,-  
Angebote erbeten unter F. X. 6969

**Tonbandgerät**, neuwertig, mit Tonband,  
Verstärker, Netzteil, abzugeben. Zu-  
schriften erbeten unter F. W. 6968

**TE KA DE 22 Watt - Vollverstärker**, DM  
180,-, verkauft Weisse, Berlin-Britz,  
Britzer Damm 88

**Radio-Fett** bietet Elkos  
und Röhren

zu konkurrenzlosen Preisen an:

4 MF 350/385 V Pertinax p. Stck. DM - 70  
25 MF 350/385 V Alubecher p. Stck. DM 4,10  
40 MF 350/385 V Alubecher p. Stck. DM 4,40  
50 MF 350/385 V Alubecher p. Stck. DM 1,45  
2 x 16 MF 350/385 V Alubecher p. Stck. DM 2,10  
2 x 16 MF 450/550 V Alubecher p. Stck. DM 2,75  
fabrikfrische Ware - Westzeugnisse  
1 Jahr Garantie

**RÖHREN:**

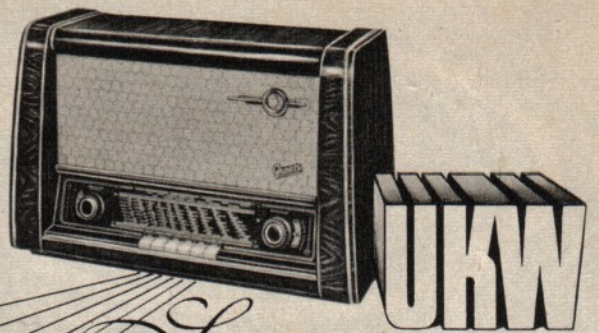
AF 3 p. Stck. DM 4,90 EGH 11 p. Stck. DM 7,25  
AF 7 p. Stck. DM 4,75 EF 11 p. Stck. DM 4,75  
AL 4 p. Stck. DM 6,25 EF 12 p. Stck. DM 4,75  
CBC 1 p. Stck. DM 5,25 EF 13 p. Stck. DM 4,75  
CC 2 p. Stck. DM 3,- EF 14 p. Stck. DM 5,75  
CF 3 p. Stck. DM 3,50 EH 2 p. Stck. DM 4,50  
CF 7 p. Stck. DM 3,75 EL 11 p. Stck. DM 5,75  
CK 1 p. Stck. DM 7,50 NF 2 p. Stck. DM 2,50  
CY 1 p. Stck. DM 2,75 VY 2 p. Stck. DM 2,25

**RADIO - FETT**

Spezial-Röhren- und Elko-Versand  
Berlin - Charlottenburg 5, Wundtstr. 15  
u. Kaiserdamm 6, Tel.: Sam.-Nr. 34 53 20

Fordern Sie unsere große 28seitige  
Röhrenliste kostenlos an!

Wir suchen und zahlen Höchstpreise für Stabis  
70/6, 150/15, 150/20, 280/40, 280/80, 280 80 Z  
Röhren LB 1, LB 8, 813



**URW**  
*Spitzenleistung*

**GRAETZ SUPER 164 W**

mit drehbarer Ferrit-Stabantenne

6/9 Kreise, 8 Röhren, (EF 80, EC 92, ECH 81,

EAF 42, EB 41, EL 41, EM 34, AZ 11) 6 Tasten,

4 Bereiche, FM-Vorstufe, 3 gespreizte

KW-Bereiche, Magisches Auge, Ratio-

detektor, Patentsparschaltung, einge-

baute UKW-Antenne.

GRAETZ KG · ALTENA (WESTF.)

**KATALOG**

**DES RUNDfunk-GROSS-  
HANDELS 1952/53**

Herausgegeben im Auftrage der Arbeitsgemeinschaft der deut-  
schen Rundfunkwirtschaft vom RUNDfunk - GROSSHANDEL.

Der Katalog enthält auf etwa 240 Seiten Abbildungen und tech-  
nische Daten der zum Neuheitentermin 1952 herausgekommenen

**Rundfunkempfänger · Musiktruhen**

**Koffer- und Batteriegeräte**

**Autoempfänger · Kraftverstärker**

**Lautsprecher**

**Plattenspieler · Tonbandgeräte**

**UKW- und Fernsehantennen · Röhren**

sowie in einem Anhang zusammengefaßt alle  
Rundfunkempfänger der Zwischensaison 1951/52

Preis DMW 3,-

Bei Bestellung bitten wir um gleichzeitige Überweisung von  
DM 3,- zuzügl. 40 Dpf. Porto je Katalog auf unser Postscheck-  
konto Berlin West Nr. 7664 oder um Übersendung des Betrages  
im Briefumschlag. Sonderangebot bei größeren Bestellungen.

**VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH**

Abt. FUNK-TECHNIK

Berlin-Borsigwalde (Westsektor)



6 verschiedene Bauformen ·  
Vollkommen kreisrunde  
Richtcharakteristik · Empfang  
aus allen Richtungen ·  
Für alle Wellenbereiche ·

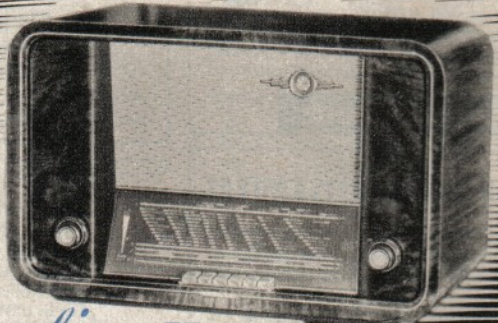
**U R A A**  
UNIVERSAL RINGANTENNE

**Hirschmann**

Radiotechnisches Werk  
Esslingen am Neckar



Der strahlende  
**KÖRTING Klang**



*Amelior 53 W*

Der UKW-Großsuper  
2 Lautsprecher

Die Raumklang-Kombination!

8 Röhren · 10/14 Funktionen  
8+1 AM- / 11 FM-Kreise

DM 396.-



**KÖRTING RADIO WERKE**

OSWALD RITTER G.M.B.H. GRASSAU / CHIEMGAU.



*Neuheiten*

**Das billige  
dynam. Mikrofon MD 5**

Hand- und Tischmikrofon vornehmlich für Sprachübertragungen aller Art. Stoß-, temperatur- und feuchtigkeitsfest. Lieferbar nach Wunsch: niederohmig, hochohmig, mit und ohne Schalter.  
Preis der Normalausföhrg. DM 58.-

**Der einstellbare  
magn. Kleinhörer HM 11**

Seine Einstellbarkeit vermag Alterungserscheinungen vollkommen auszugleichen. Große Stabilität und ungewöhnlich hohe Empfindlichkeit machen ihn zu einem der besten Kleinhörer auf dem europ. Markt

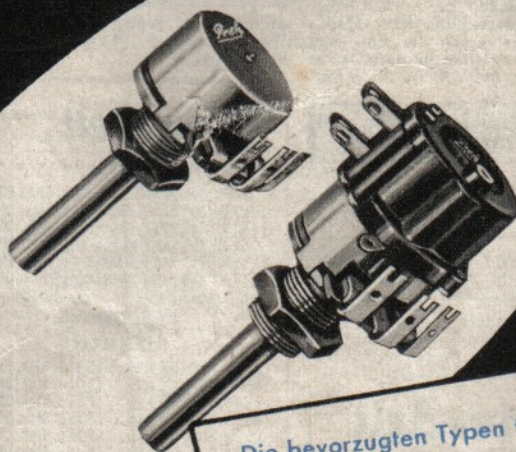
**Der preiswerte  
magn. Kleinhörer HM 21**

Speziell für Diktiergeräte u. andere kommerzielle Zwecke geschaffen. Besonders stabil durch die feste Verbindung der Anschlußschnur mit dem Hörer. Neuartig der teilbare Miniatur-Stecker am freien Ende der Schnur.



**LABOR-W-FEINGERÄTEBAU**  
DR.-ING. SENNHEISER - POST BISSENDORF (HANN.)

*Preh* Klein-  
**POTENTIOMETER**



Die bevorzugten Typen für  
**KOFFER, AUTOSUPER  
und KLEINGERÄTE**

*Preh*

BETRIEBSSICHER UND BEWÄHRT

ELEKTROFEINMECHANISCHE WERKE · BAD NEUSTADT/SAALE