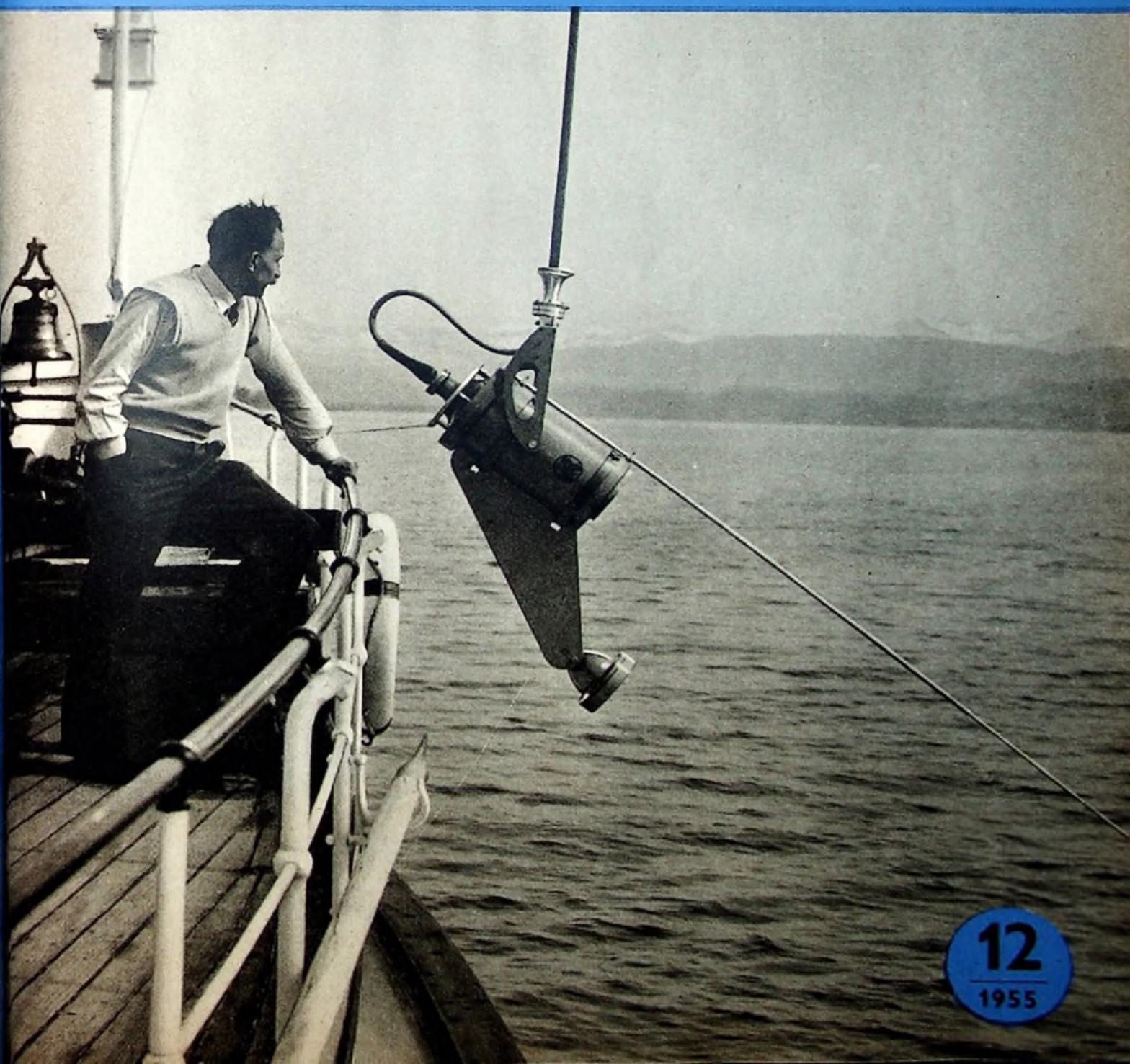


BERLIN

FUNK- TECHNIK

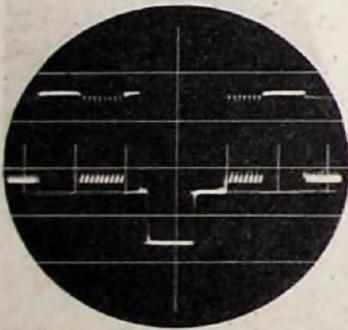
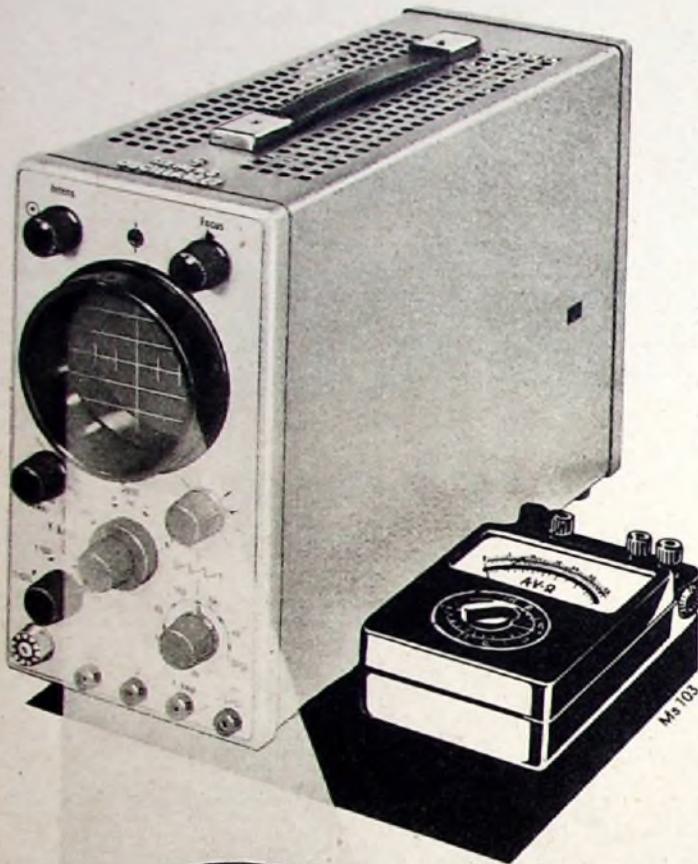
Fernsehen Elektronik



12
1955



SIEMENS
MESSTECHNIK



Zur Signalverfolgung

und zum Beobachten des Ablaufs elektrischer Vorgänge ist heute ein kleiner Elektronenstrahl-Oszillograph ebenso wichtig wie ein Multizet zum Anzeigen von Meßgrößen. Der neue

OSCILLARZET

für Nieder- und Hochfrequenz bis 4 MHz ist besonders handlich und preiswert.

Druckschriften durch unsere Zweigniederlassungen

SIEMENS & HALSKE AKTIENGESELLSCHAFT
WERNERWERK FÜR MESSTECHNIK

AUS DEM INHALT

2. JUNIHEFT 1955

Konzentration oder Zersplitterung der Kräfte	319
Rundfunk- und Fernseh-Empfangsantennen — eine Zwischenbilanz	320
Der Flächentransistor (IV)	324
Einstufiger Verstärker für Geiger-Müller-Zählrohre	326
Grid-Dip-Meter für Dezimeterwellen	328
Ausstellungen: Rundfunk auf der »Foire de Paris«	330
Universelles Zusatzgerät zum Kurzzeitszilllografen	331
Elektronisch geregeltes Netzgerät mit besonders konstanter Ausgangsspannung	334
Wir wiederholen für den Anfänger So arbeitet mein Super ③	336
Pye zeigte in Zürich: Industrie- und Unterwasser- Fernsehen	338
FT-Kurznachrichten	339
Von Sendern und Frequenzen	340
Magnettonaufnahmen urheberrechtlich geschützter Werke für persönliche Zwecke	340
FT-Zeitschriftendienst Kraftverstärker mit einstellbarer Lautsprecher- dämpfung	341

Beilagen

Bauelemente

Mikrowellenelemente (Hohlrohrtechnik) ⑨

Prüf- und Meßgeräte (11 a)

Röhrenvoltmeter

Prüfen und Messen (11 b)

Messungen mit Röhrenvoltmetern

Unser Titelbild: Einsatz einer fernbedienten Pye Unterwasser-Fernsehkamera „Komet“ von Bord des Bedienungsschiffes bei einer Vorführung im Züricher See Aufnahme: S. Maurer

Aufnahmen vom FT-Labor: Schwahn (8); Zeichnungen vom FT-Labor (Bartsch, Beumelburg, Karus, Ullrich) nach Angaben der Verfasser. Seiten 342 bis 344 ohne redaktionellen Teil.

Verlag: VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH, Berlin-Borsigwalde, Eichbarndamm 141-167 Telefon: Sammelnummer 49 23 31. Telegrammanschrift: Funktechnik Berlin. Chefredakteur: Wilhelm Rath, Berlin-Frohnau. Stellvertreter: Albert Jänicke, Berlin-Spandau; Chefkorrespondent: W. Diefenbach, Berlin und Kempen/Allgäu. Telefon 2025. Postfach 229 Anzeigenleitung: Walter Bartsch, Berlin. Nach dem Pressegesetz in Österreich verantwortlich: Dr. W. Rob. Innsbruck, Schöpfstraße 2 Postcheckkonten FUNK-TECHNIK: Berlin, PSchA Berlin West Nr. 24 93; Frankfurt/Main, PSchA Frankfurt/Main Nr. 254 74. Bestellungen beim Verlag, bei der Post und beim Buch- und Zeitschriftenhandel. FUNK-TECHNIK erscheint zweimal monatlich (Lizenz Nr. 47 4d). Nachdruck von Beiträgen nicht gestattet. FUNK-TECHNIK darf nicht in Lesezirkel aufgenommen werden. Druck: Druckhaus Tempelhof, Berlin.



FUNK-TECHNIK

Fernsehen Elektronik

Chefredakteur: WILHELM ROTH
Chefkorrespondent: WERNER W. DIEFENBACH

Konzentration oder Zersplitterung der Kräfte

In den vergangenen Wochen und Monaten ist oft und teilweise mit sehr viel Stimm- und Papieraufwand das Problem der Neuordnung des Rundfunks im bisherigen Gebiet des Nordwestdeutschen Rundfunks diskutiert worden. Wir wollen an dieser Stelle nicht darüber urteilen, ob dieser „Kampf“ immer nur mit sachlichen Argumenten geführt wurde, nicht darüber, ob politische, um nicht zu sagen parteipolitische Gesichtspunkte in diesem Streit ein so schweres Gewicht haben können und dürfen, daß der Bestand der Technik gefährdet erscheint, und auch nicht darüber, ob das heute vorhandene und der für die Zukunft geplante weitere Ausbau des UKW-Sendernetzes nicht genügt hätten, auch alle berechtigten landsmannschaftlichen Ansprüche zu erfüllen. Wir wollen darüber nicht urteilen, weil es Fragen sind, die in die Sphäre des Menschen als „zoon politikon“ fallen und die zu diskutieren den Rahmen einer Fachzeitschrift sprengen würde. Worum es aber geht, das sind die im Rahmen dieser Neuordnung aktuellen Fragen der zukünftigen technischen Entwicklung.

Hier droht Gefahr! Was war, und was wird möglicherweise in Zukunft sein? Bis Kriegsende teilten sich die Post und die Reichsrundfunkgesellschaft entsprechend ihrer getrennten Verantwortlichkeit für die Sender- und Studioteknik in die technische Arbeit. Nach dem Kriege entstanden in den verschiedenen Besatzungszonen neue, getrennte Entwicklungsstellen. Im Gebiet der Bundesrepublik waren es in der Amerikanischen Zone das *Rundfunktechnische Institut (RTI)*, Nürnberg, in der Britischen Zone die Entwicklungsabteilung der *Zentraltechnik des NWDR* und in der Französischen Zone die Entwicklungsstelle des *Südwestfunks* in Baden-Baden. Durch diese zwangsbedingte Aufteilung trat bereits eine gefährliche Zersplitterung der technischen Entwicklungskapazität ein. Um so mehr ist es zu begrüßen, daß schon bald nach Gründung dieser Institute ein lebhafter Gedankenaustausch einsetzte, um die Kontinuität der Entwicklung sicherzustellen und Doppelarbeit möglichst zu vermeiden.

Für die Aufgaben der technischen Forschung und Entwicklung besteht heute eine gemeinsame Planung, und die Ergebnisse der drei Entwicklungsstellen stehen allen Rundfunkanstalten zur Verfügung. Der planvollen Arbeit dieser Stellen ist es zu verdanken, daß auf der Studioseite, wo sich Technik und künstlerische Belange berühren, Hand in Hand mit den Fortschritten der UKW-Sendetechnik eine Qualität der Aufnahme erreicht ist, die nicht nur international rückhaltlos anerkannt, sondern auch als vorbildlich herausgestellt wird. Allein der Techniker vermag zu ermessen, welche Fülle von Problemen hier zu lösen war und welche intensive Arbeit vieler Helfer notwendig wurde, um den heutigen Hochstand der Technik zu erreichen. Neben diesen Aufgaben stehen die mannigfaltigen Probleme der Sendetechnik, die zu lösen sind, bevor man daran gehen kann, ein Sendernetz aufzubauen, das möglichst alle Rundfunkteilnehmer vollständig versorgt, und zwar vollständig versorgt nicht nur mit störungsfreiem Empfang, sondern möglichst auch noch mit einem zweiten und in späterer Zukunft sogar mit einem dritten Programm.

Es hieße Eulen nach Athen tragen, über die vielen Aufgaben und Probleme der Fernstechnik und Fernsehversorgung an dieser Stelle zu sprechen. Sie sind oft genug hier diskutiert worden. Große Aufgaben sind noch zu bewältigen, Aufgaben, die nicht nur einen hohen Einsatz technischer, sondern auch finanzieller Mittel notwendig machen. Es sei nur an den Ausbau des Sendernetzes und der Übertragungstrecken, an die Ausweitung des Programmes, die nicht nur eine Frage der künstlerischen Gestaltung ist, an die Probleme des Farbfernsehens und an die Technik der Dezipänder IV und V erinnert. Die Entwicklungs- und Planungsstellen der *Zentraltechnik des NWDR* haben auf all diesen Gebieten in den vergangenen Jahren wertvolle Arbeit geleistet. Es liegt in der Natur der Sache, daß der Nichttechniker an diesen Leistungen achtlos vorbeigeht; liegen sie doch seinem alltäglichen Gesichtskreis fern, und ihre Beurteilung ist zudem für den technischen Laien kaum möglich. Um so mehr muß aber davor gewarnt werden, hier — vielleicht in Unkenntnis der Dinge — Porzellan zu zerschlagen und irreparable Schäden zu hinterlassen.

Nach den vorliegenden Plänen soll bei der Aufteilung des *NWDR* in den „*Norddeutschen Rundfunk*“ und den „*Westdeutschen Rundfunk*“ der „*Nord- und Westdeutsche Rundfunkverband*“ entstehen, der die gemeinsamen Aufgaben wahrnehmen soll. Aus dem Bereich der Technik gehören hierzu nach § 12 als Pflichtaufgabe: der Betrieb des Fernsehens, der Betrieb der Sender und alle Aufgabengebiete, die mit der Errichtung und dem Betrieb von Sendern im Zusammenhang stehen. Daneben können dem Verband weitere Aufgaben übertragen werden, wobei insbesondere an die Zentralisierung der technischen Forschung und Entwicklung beim Verband gedacht ist. Diese Formulierungen lassen erkennen, daß der Fortbestand der technischen Forschung und Entwicklung im deutschen Rundfunk keineswegs gesichert ist, denn es scheint durchaus möglich, daß die im Vertrag nur als Möglichkeit offengelassene Weiterführung der technischen Forschung und Entwicklung nicht wahrgenommen wird.

Dem Techniker sind die Schwierigkeiten des Aufbaues einer technischen Forschungs- und Entwicklungsstätte nur zu gut bekannt. Dieser Aufbau ist nicht nur ein technisches und finanzielles Problem, sondern noch viel mehr ein menschliches. Kann man es einem Techniker verübeln, wenn er sich angesichts einer unsicheren Zukunft bemüht, an anderer Stelle einen Arbeitsplatz zu finden? Ist aber der Kreis, der sich in Jahren zusammengefunden hat, erst einmal gesprengt, dann ist es schwer, wenn nicht gar unmöglich, wieder ein Team zusammenzuschweißen, das mit gleichem Erfolg wie bisher die Technik auf dem heute erreichten Hochstand hält und auch in Zukunft Arbeit leistet, die die technische Qualität des deutschen Rundfunks und Fernsehens mit an der Spitze stehen läßt.

Darum sei an dieser Stelle nachdrücklich die für jeden mit dem Rundfunk Vertrauten selbstverständliche Forderung erhoben: Hände weg von der Technik. Wenn aus politischen Gründen eine Aufteilung des *NWDR* notwendig ist, dann nur, wenn gleichzeitig die Kontinuität der technischen Entwicklung und Forschung gesichert ist. Denn Konzentration und nicht Zersplitterung der Kräfte tut not. —th

Rundfunk- und Fernseh-Empfangsantennen

Der KML-, der UKW- und der Fernsehempfang stellen an Empfangsantennen sehr unterschiedliche Forderungen. Eine Antenne, die in allen diesen Bereichen gleichermaßen optimale Empfangseigenschaften bringt, gibt es leider noch nicht. Wohl läßt sich beispielsweise eine UKW-Antenne meistens mit Vorteil auch noch für KML-Bereiche einsetzen oder eine Fernsehantenne des Bandes I auch u. U. für UKW und für KML verwenden. Günstiger ist jedoch immer die Benutzung getrennter Antennen, die in der Praxis vielfach in Form einer kombinierten Antenne auf ein gemeinsames Tragerrohr aufgebaut werden.

Die Antennenherstellung und nicht minder die Antennenaufstellung sind heute beinahe zu einer Kunst geworden. Eine kritische Durchsicht der vielfältigen Antennenformen, wie sie sich unter anderem anlässlich der von den meisten westdeutschen und westberliner Antennenherstellern besichtigten Deutschen Industrie-Messe Hannover ergab, zeigte deutlich den gegenwärtigen, sehr hohen Stand dieser Technik. Im Rahmen einer kurzen Betrachtung ist es dabei nicht möglich, allen Einzelleistungen gerecht zu werden. Die allgemeine Entwicklungstendenz tritt jedoch schon bei einer gedrängten Umschau hervor. Das Fertigungsprogramm der Antennenfirmen, von denen Listenmaterial vorlag, ist in großen Zügen aus Tab. I ersichtlich.

KML-Antennen

Die Landdraht-Empfangsantenne der Frühzeit des Rundfunks ist verschwunden. Gesteigerte Senderleistungen und hohe Empfindlichkeit moderner Rundfunkempfänger erlauben oft die ausreichende Verwendung von Gehäuse-, Zimmer- oder anderen Ersatzantennen. Wer etwas größere Leistung empfangen will, greift zur 1...2 m langen Fenster-Stubantenne. Eine Umfrage bei den Herstellern solcher Antennen (s. Tab. I) ergab, daß diese leichte Ausführungsform erstaunlich viel gekauft wird. Will man jedoch Fernempfang oder einen durch motorische und andere Störer unbeeinflussten KML-Empfang haben, dann bleibt nur die Aufstellung eines auf ein Ständerrohr gesetzten, etwa 3...4 m langen im Querschnitt meistens abgestuften vertikalen Antennenstabes auf dem Hausdach übrig. Dadurch wird außer der effektiven Antennenhöhe auch das Verhältnis der Nutzfeldstärke zur Störfeldstärke der Antennenumgebung groß. Vorbedingung einer derartigen einwandfreien Antennenanlage ist jedoch immer eine abgeschirmte Niederführung der Ableitung bis zum Empfänger. Solche idealen Antennen sind auch die Grundzellen jeder Gemeinschaftsantennenanlage.

Die KML-Antenne ist eine unabgestimmte Antenne. Ihre Länge ist im Verhältnis zur Wellen-

länge λ sehr klein. Die in ihr induzierte Antennenspannung und der fließende Strom sind längs des Antennenleiters annähernd konstant (quasistationär). Vertikale KML-Antennen empfangen praktisch gleich gut aus allen Richtungen.

UKW-Antennen

Neue Probleme brachte der UKW-Rundfunk. Geringere Senderleistung und die durch die Ausbreitungsbedingungen der m-Wellen im allgemeinen sehr begrenzten Reichweiten erforderten eine optimale Antennenauslegung. In dem Bereich des UKW-Bandes II (87,5...100 MHz \approx 3,5...3,0 m)

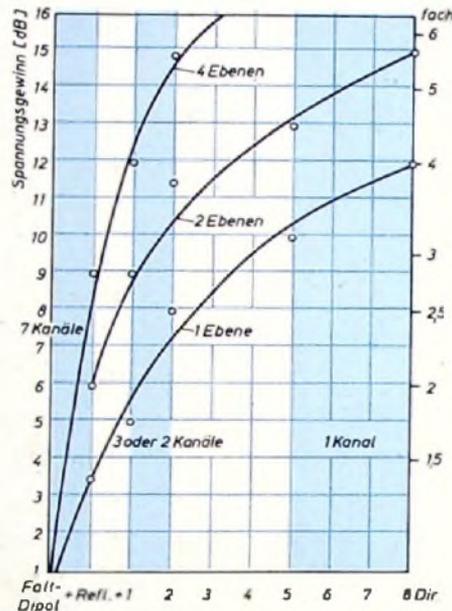


Abb. 1. Spannungsgewinn von industriemäßigen FS-Antennen für Band III, abhängig von der Anzahl der Elemente und der Anordnung in Ebenen.

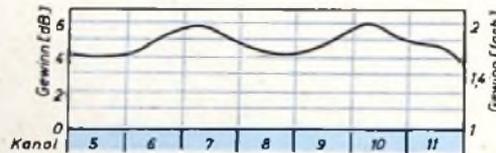


Abb. 2. Verlauf des Spannungsgewinnes einer einfachen, breitbandigen FS-Antenne.

ist eine in sich abgestimmte Antennenanordnung absolut ausführbar. Der Antennenleiter bildet dabei mit seinem ohmschen Widerstand, seiner Kapazität und Induktivität einen Resonanzkreis. Der 1/2-Dipol mit seinen vielen Abwandlungen, im Band III auch der λ -Dipol, setzte sich als Antennensystem durch. Die mechanischen Abmessungen der Antennenelemente sind von der Wellenlänge λ abhängig; auf die mittlere Wellenlänge des Bandes II bezogen ist die Gesamtlänge des $\lambda/2$ -langen Antennenleiters (über die beiden Dipolhälften gemessen) also etwa 1,6 m.

Im UKW-Bereich (auch in den Fernsehbandern) ist das elektromagnetische Feld im allgemeinen horizontal polarisiert. Als Polarisationsrichtung wird dabei die räumliche Lage der Achse eines strahlenden Dipols zugrunde gelegt. Die Empfangsdipole müssen deshalb normalerweise ebenfalls horizontal (waagrecht) ausgerichtet werden. Durch in Abständen von etwa 0,1...0,2 λ parallel zum Empfangsdipol angebrachte, strahlungsgekoppelte Reflektor- und Direktorstäbe, die wieder auf den eigentlichen Empfangsdipol einstrahlen, läßt sich die Absorptionsfläche der Antenne und damit die Antennenwirkung vergrößern. Um ein Maß für die Wirkung der Antenne in der Hauptempfangsrichtung zu haben, wird die an einer solchen Antenne verfügbare Spannung oder Leistung mit den entsprechenden Werten eines Heroldschen Kurzdipls verglichen. Das Verhältnis dieser Werte ist der Antennengewinn. Während zeitweise verschiedentlich entweder der Spannungsgewinn oder der quadratisch größere Leistungsgewinn angegeben wurde, nennen jetzt die Antennenhersteller dankenswerterweise einheitlich den Spannungsgewinn oder geben den Antennengewinn im eindeutigen logarithmischen dB-Maß an, das sowohl für den Spannungs- als auch für den Leistungsgewinn die gleiche Zahl ergibt.

Der durch Reflektor und Direktor bedingte Gewinn ist unterschiedlich; er hängt auch vom konstruktiven Aufbau der Antenne ab. In industriell hergestellten Antennen wird dabei ein Mittelweg zwischen gutem Antennengewinn und anderen erstrebten Antenneneigenschaften (Vor-Rückverhältnis, Öffnungswinkel usw.) gewählt. Es hat wenig Sinn, mehr als einen Reflektor anzubringen, während der Gewinn durch mehrere Direktoren bis zu einer gewissen Anzahl durchaus weiter (wenn auch nicht im gleichen Verhältnis) steigt.

Festzustellen ist, daß eine überzuchte Heraushebung des Antennengewinns auf dem UKW-Gebiet nicht mehr so ausschlaggebend ist. Anschließend hat der Ausbau des deutschen UKW-Sendernetzes mit dazu beigetragen. Natürlich stehen sehr leistungsfähige mehrelementige Ein- und Mehrebenen-UKW-Antennen heute im Fertigungs-

Tab. I. Übersicht über Hersteller von Rundfunk- und Fernsehantennen

Hersteller	KML- und Komb. Einzel-Antenn.	Gemeinsch.-Antennen			UKW- u. FS-Einzelantennen				Auto-ant.	Koff. Ant.	Fenster-Stub-ant.	Ant.-Zubeh.	Antennen-Verstärker					
		UKML	UKML u. FS	FS	Bd. I (FS)	Bd. II (UKW)	Bd. III (FS)	Bd. IV (FS)					U	KML	UKML	F	UKMLF	
Astro																		
Baberg (Baco)																		
De Fra (Deutschländer)																		
Deutsche Elektronik																		
Engels																		
Hirschmann																		
Förderer																		
Puba																		
Kathrein																		
Kleinhaus																		
Lumberg																		
Roka																		
Schade																		
Schniewindt																		
Siemens & Halske																		
Sihn (Wisi)																		
Telenova																		
Telo (Sandvoss)																		
Trial																		

- eine Zwischenbilanz

programm jeder Antennenfirma. Sie sind insbesondere auf Grund ihrer schärfer ausgeprägten Hauptempfangsrichtung (kleiner Öffnungswinkel) für den Einsatz in gebirgigen Gegenden oder in Gebieten mit starken Störungen oder für einen allgemein nicht normalen UKW-Weltempfang vorgesehen. Der Hauptteil der Rundfunkzuhörer legt aber mehr Wert auf einen ausgeglicheneren UKW-Empfang aus allen Richtungen mit Hilfe leichter, einfacher und billiger Fenster-, Dachrinnen oder Dachantennen. Diese Tendenz drückt sich in einem dementsprechenden Antennenangebot aus. Außer dem gestreckten Dipol und dem Falldipol gibt es auch dem Verwendungszweck und den jeweiligen Montagemöglichkeiten angelegene Runddipole, Falldipole in U- oder Winkelform, Falldipolrahmen usw. Alle diese Anordnungen bringen jedoch nur mehr oder minder achtformige Richtungsdiagramme, d. h., sie empfangen Sender aus entgegengesetzten Richtungen gut. Durch gewinkelte Dipole deren Spannungsgewinn allerdings etwas niedriger ist, läßt sich aber noch eine etwas stärkere Bevorzugung der seitlichen Einfallsrichtungen erreichen. Einen sehr guten Rundempfang ergeben Kreuzdipole. Verschiedentlich werden die UKW-Antennen so ausgelegt, daß sie außer im gesamten Band II auch im KML-Bereich verünftigen Empfang bringen.

Fernseh-Antennen

Ganz andersartig sind die Verhältnisse in den beiden Fernsehbandern I und III (41 - 68 MHz \approx 7,3 - 4,41 m bzw. 174 - 216 MHz \approx 1,72 - 1,4 m). Grundsätzlich gelten für den Aufbau der ebenfalls abgestimmten Fernsehantennen die gleichen Richtlinien wie im UKW-Bereich. Sowohl die Bandbreite eines jeden Fernsehkanals von 7 MHz als auch die starke Empfindlichkeit des Fernsehbildes gegen Reflexionen (Geister im Fernsehbild) und gegen Störungen insbesondere durch Zündfunken (Lichtpunkte im Fernsehbild) machen aber ebenso wie die hier erwünschte möglichst hohe Antennennutzspannung die Fernsehbänder zu Sorgenkindern für die Antennenhersteller. Ganz kraß drückt sich dies in dem großen, beinahe schon schwer überschaubaren Angebot an verschiedensten Antennenmodellen aus.

Mancher Fernsehzeitschriftler kommt wohl, wenn er in einem günstigen Versorgungsgebiet wohnt, mit einer von allen Antennenherstellern auch für die Fernsehbänder erhältlichen einfachen Fenster-Falldipolantenne oder mit einer Ringantenne oder dergleichen aus. Oft liegen die Dinge aber komplizierter. Zweckmäßig ist es deshalb vielleicht, den derzeitigen Stand der Fernsehantennentechnik einmal an Hand einiger Schaubilder, die nach Angaben von Firmenprospekten aufgestellt wurden, zu betrachten. Bei der Durchsicht der Druck-

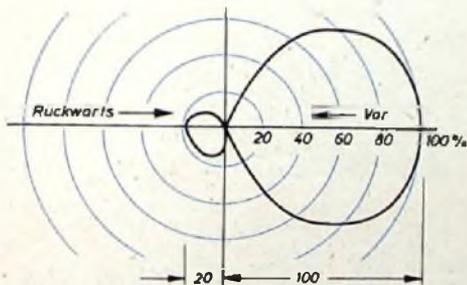


Abb. 3. Bestimmung des Vor-Rückverhältnisses (im Beispiel 100 : 20 = 5 : 1 = fünffach)

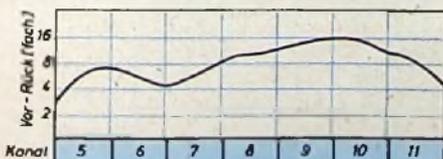


Abb. 4. Vor-Rückverhältnis einer FS-Antenne

Abb. 5. Vor-Rückverhältnis ausgewählter, industriemäßiger FS-Antennen für Band III

Abb. 6. Mittlerer horizontaler Öffnungswinkel von FS-Antennen für Fernseh-Band III

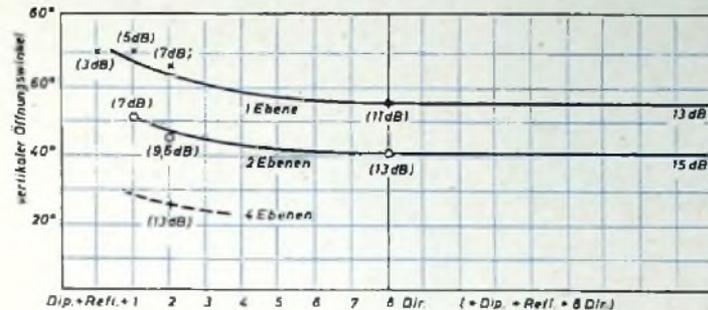
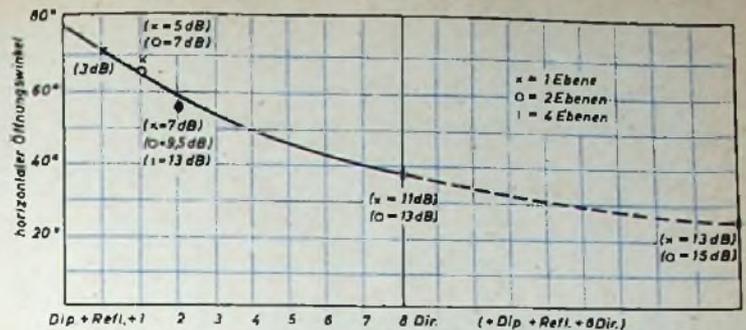
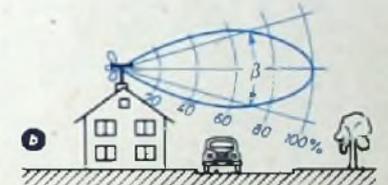
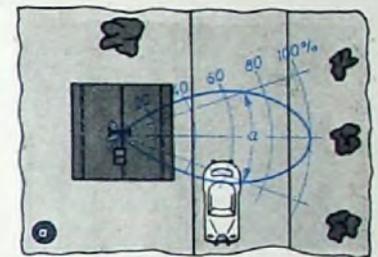


Abb. 7. Mittlerer vertikaler Öffnungswinkel von FS-Antennen für Band III in Abhängigkeit von der Anzahl der Antennenelemente

Abb. 8 (unten). Ableitung des Öffnungswinkels a) α = horizontaler Öffnungswinkel bei 70% der maximalen Antennenspannung; b) β = vertikaler Öffnungswinkel



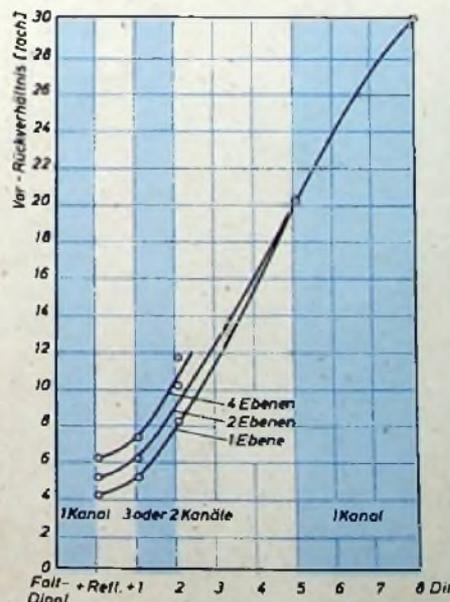
schriften fiel auf, daß teilweise die Angaben für die wichtigsten Antennendaten nicht eindeutig genug sind oder auch oft ungeordnet in nicht schnell genug übersehbarer Form dargestellt werden. Ein Vergleich ist dadurch erschwert und manchmal sogar unmöglich. Eine Einigung auf genau definierte Daten (möglichst einheitlich auf die Mitte des jeweiligen Empfangsbereiches oder auf Mittelwerte o. dgl. bezogen) erscheint unumgänglich.

Selbstverständlich können die abgeleiteten Diagramme nur Richtwerte zeigen. Je nach der Dimensionierung der Antennenelemente bei den einzelnen Firmen (Dicke der Elemente, Abstand, Antennen- und Isoliermaterial usw.) werden die technischen Daten natürlich etwas abweichen.

Antennengewinn

Ein hoher Antennengewinn erfordert viele Antennenelemente. Es nimmt daher nicht Wunder, daß im Laufe der letzten Jahre die Sprasselleiter der horizontal liegenden Fernsehantennen (insbesondere für das Band III) immer länger wurde. In Abb. 1 sind die in der Liste einer Firma angegebenen Spannungsgewinne von Antennen verschiedensten Aufbaus eingetragen. Kontrollen mit entsprechenden Typen anderer Firmen zeigten eine für diese Übersichtsbetrachtung ausreichende Übereinstimmung.

Mit der Vermehrung der Antennenelemente wird aber die Antenne sehr resonanzschal. Während nach Abb. 2 eine Antenne mit wenigen Elementen noch einen einigermaßen linearen Verlauf des



Gewinns über das ganze Band III hat, ist eine normal ausgeführte Antenne mit mehr Elementen nur noch für wenige Kanäle oder gar nur noch in einem Kanal brauchbar. In Abb. 1 ist dies andeutungsweise durch unterlegte Tonstreifen, die die durchschnittliche Bandbreite in FS-Kanälen angeben, ausgedrückt.

Der Spannungsgewinn wächst auch wenn gleiche, zusammenschaltete Antennen übereinandergestapelt in mehreren Ebenen angebracht werden. Die gegebene Bandbreite der Antennen bleibt dabei etwa erhalten.

Vor- und Rückverhältnis

Um beim Fernsehempfänger Störungen durch von rückwärts in die Antenne einfallende Einstrahlungen möglichst auszuschalten, ist ein gutes Vor-Rückverhältnis der Fernsehantennen wesentlich, d. h., die Fernsehantennen sollen vorzugsweise aus einer Richtung empfangen. Unter Vor-Rückverhältnis wird nach Abb. 3 das Verhältnis der mit der Antenne aus der Hauptempfangsrichtung erhaltenen Empfangsspannung zur aus der rückwärtigen, horizontalen Halbebene erhaltenen Empfangsspannung verstanden. Abb. 4 zeigt, daß das Vor-Rückverhältnis selbst bei einfachen Antennenanordnungen stark frequenzabhängig ist. Bei vielelementigen Antennen tritt das frequenzabhängige Maximum noch stärker hervor. Abb. 5 enthält wieder die Listenangaben für die Antennen, die auch als Unterlage für Abb. 1 dienen. Mit wachsender Elementzahl steigt danach das Vor-Rückverhältnis stark, während eine Mehrebenenanordnung das Vor-Rückverhältnis nur unwesentlich beeinflusst.

Öffnungswinkel

Die Angabe des Vor-Rückverhältnisses reicht, aber für die Gütebeurteilung einer Fernsehantenne nicht aus. Gebauere Angaben über die Antenneneigenschaften geben die Richtdiagramme

Seitlich einfallende, durch Reflexion an Hindernissen vom Sender zur Antenne gelangende, nachteilige Strahlen sollen eine möglichst geringe Empfangsspannung in der Antenne induzieren, um das Auftreten von „Geistern“ im Bild zu verhindern. In solchen Fällen ist ein kleiner horizontaler Öffnungswinkel (Abb 8) wichtig. In anderen Empfangsanlagen wird dagegen vielleicht oft besonderer Wert auf die Unterdrückung von Störungen durch Zündfunken von Kraftfahrzeugen oder dergleichen gelegt; dafür ist ein geringerer vertikaler Öffnungswinkel der Antenne (Abb 8) von Vorteil.

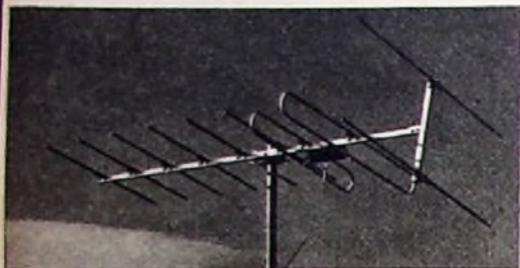


Abb. 9. Breitband-FS-Antenne (Fuba „FSA 481“) mit gutem horizontalem Öffnungswinkel

Wertet man nun wieder die Richtdiagramme daraufhin aus, wie sich die horizontalen und vertikalen Öffnungswinkel bei Vermehrung der Antennenelemente sowie bei Anordnung mehrerer Antennen in übereinanderliegenden Ebenen oder in einer Ebene nebeneinander verhalten, dann ist sehr schnell das jetzt im Mittel Erreichte zu überblicken. In Abb 6 sind die aus den veröffentlichten Richtdiagrammen einer Firma entnommenen Punkte des horizontalen Öffnungswinkels in dem etwa 70 % der maximalen Antennenspannung vorhanden sind (d. h. bei dem die Leistung auf das 0,72 ≈ 0,5fache zurückgeht), eingetragen. Von den meisten Antennentypen wird heute diese Definition des Öffnungswinkels bevorzugt. Zur Erreichung eines kleinen horizontalen Öffnungswinkels lohnt sich danach durchaus der Aufwand an in einer Ebene unterzubringenden Antennenelementen, der Aufbau gleicher Antennen in mehreren Ebenen bringt jedoch praktisch keine weitere Verkleinerung. Der kleinste horizontale Öffnungswinkel von etwa 23°, der z. Z. mit listenmäßigen Antennen verfügbar ist, wird für eine Doppelantenne (zwei Antennen nebeneinander angeordnet) mit zweimal je zehn Elementen genannt.

Im Kampf um einen guten, kleinen horizontalen Öffnungswinkel ist die schmalbandige 8-10-Element-Antenne heute Favorit. Im Mittel hat sie etwa 13 dB Antennengewinn und wird in vorbildlichen Ausführungen u. a. von *Astro, DeFra, Engels, Fuba, Förderer, Hirschmann, Kathrein, Kleinhals, Schiewindt, Telo* und *Wisl* geliefert. Die Beschränkung dieser hochselektiven Antennen auf je einen Kanal muß in Kauf genommen werden. Abb 7 enthält die vertikalen Öffnungswinkel der FS-Antennen nach Abb 6. Als Lehre folgt daraus, daß die Vermehrung der in einer Ebene angeordneten Antennenelemente nur unwesentlich oder gar nicht den vertikalen Öffnungswinkel beeinflußt. Die Anordnung in mehreren Ebenen bringt jedoch die gegebenenfalls erstrebte sprunghafte Verkleinerung des vertikalen Öffnungswinkels. Um gleich einen ungefähren Überblick über die jeweiligen Antennengewinne zu haben, wurden in den Abb 6 und 7 die Antennengewinne bei den einzelnen den Kurven zugrunde gelegten Listenangaben in Klammern eingetragen.

Breitbandantennen

Die bei der Konstruktion von Dipolantennen gegebenen Freiheitsgrade (Dicke und Abstand der Elemente sowie der einzelnen Antennenebenen) genügen nicht, um alle Forderungen unter einen Hut zu bringen. Am leichtesten ist noch gute vertikale Bündelung gemeinsam mit hohem Antennengewinn bei Bandbreiten bis zu vier Kanälen mit verhältnismäßig wenig Elementen in jeder Ebene zu erreichen (2 Elemente bis zu 2 Kanälen im Band III, 3 Elemente bis zu 3-4 Kanälen im Band III). Entsprechende Mittel- und Hochleistungsantennen sind bei allen Antennenherstellern verfügbar.

Günstiger in bezug auf Breitbandigkeit läßt sich der Ganzwellen-Dipol (2-Dipol) einsetzen. Mit dem 2-Dipol ergeben sich ferner oft infolge seines

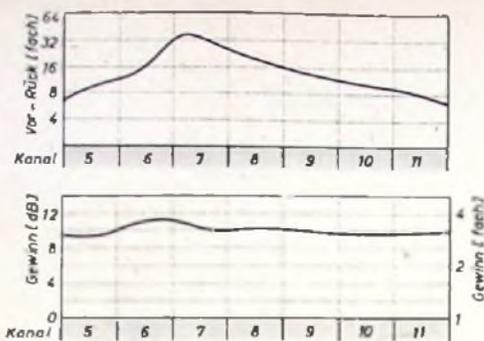


Abb. 10. Vor-Rückverhältnis und Spannungsgewinn der „FSA 481“ (Fuba)

größeren Antennenwiderstandes auch Vorteile bei der Anpassung an die Antennenleitung. Eine 4-Ebenen-Antenne mit spannungsgespeisten 2-Dipolen (*Baco, Deutsche Elektronik, Hirschmann, Kathrein, Trial*), die aus 16 Halbwellelementen (gegebenenfalls abgewinkelt) besteht, hat 12-13 dB Gewinn, einen horizontalen Öffnungswinkel von etwa 50° und einen vertikalen von minimal 23°. Sie kann im ganzen Band III und auch im UKW-Band II (u. U. auch im LMK-Bereich) verwendet werden.

Im Band I sind Breitbandantennen noch schwerer herzustellen. Die Band-I-Antennen werden deshalb meistens auf einen Kanal abgestimmt, wenn nicht bei geringem Antennengewinn eine V-Anordnung der Dipole gewählt wird (*Deutsche Elektronik*).

Bekanntgeworden ist in Deutschland u. a. auch die Doppel-V-Antenne (*Roka*), die einen Empfang in allen Banden ermöglicht (Antennengewinn 10,4 dB bei 194 MHz), wenn auch Antennengewinn, Vor-Rückverhältnis und die Richtcharakteristiken noch ziemlich frequenzabhängig sind. Mindestens im Band III ist jedoch ein sehr guter horizontaler Öffnungswinkel und bei der 2-Ebenen-Ausführung auch ein guter vertikaler Öffnungswinkel gegeben.

Eine neue preiswerte Lösung einer Breitbandantenne für Band III mit 1/2-Dipolen in einer Ebene brachte Fuba mit der „FSA 481“ heraus. Diese Breitbandantenne verwendet zwei Faltdipole, die über eine Phasenleitung miteinander verbunden sind. Einer der Faltdipole ist auf die hohe Frequenz, der andere auf die niedrige Frequenz im Band abgestimmt. Sechs Direktoren wirken besonders im hohen, zwei Reflektoren besonders im niedrigeren Frequenzgebiet. Es konnte ein mittlerer Spannungsgewinn von 10 dB, ein Vor-Rückverhältnis von im Mittel 1:14 (Abb 10)

1) Das im Abnahmepunkt (Speisepunkt) vorhandene Maximum von Strom oder Spannung ist u. a. durch die geometrische Länge des Antennenelementes bestimmt. Beim 1/2-Dipol ist im Speisepunkt ein Strommaximum vorhanden; deshalb wird dann von stromgespeisten Dipolen gesprochen. Der 2-Dipol hat im Speisepunkt ein Spannungsmaximum; 2-Dipole werden daher auch als spannungsgespeist bezeichnet.



Abb. 11. Fernsehantenne für Bd. IV (Kathrein)

und ein horizontaler Öffnungswinkel von 46° bei 200 MHz erreicht wird. Der vertikale Öffnungswinkel liegt bei dieser Einebenenantenne bei etwa 60°.

Antennen für Band IV

FS-Antennen für das Band IV (470 ... 582 MHz ≈ 0,65 ... 0,52 m) sind auf Grund ihrer kleinen Abmessungen sehr breitbandig. Da sie in Deutschland bisher nur für Versuchszwecke gebraucht werden, bieten zur Zeit listenmäßig nur Fuba und Schiewindt solche Antennen mit Breitbanddipol und Corner-Reflektor (gekrümmte, stabförmige Reflektorwand) an. Eine neue Kathrein-Antenne (Abb 11) besteht aus zwei schmetterlingsartigen Breitbanddipolen und einer gelochten Reflektorwand; ihr Spannungsgewinn ist etwa 11 dB.

Antennenaufbau

Fast alle UKW- und Fernsehantennen sind heute auf 240 Ohm oder auf 120 Ohm direkt oder durch Transformations- und Symmetrierglieder angepaßt. Auf widerstandsfähige Oberflächen der Antennen wird viel Wert gelegt. Durch Oxyd oder Lacküberzüge oder durch Überzüge aus plastischen Stoffen (auch Hirschmann benutzt z. B. neuerdings ein sehr admiessames PVC-Rohr als Überzug) sind die Antennenelemente praktisch korrosionssicher. Die Anschlußstellen werden feuchtigkeitsdicht gekapselt.

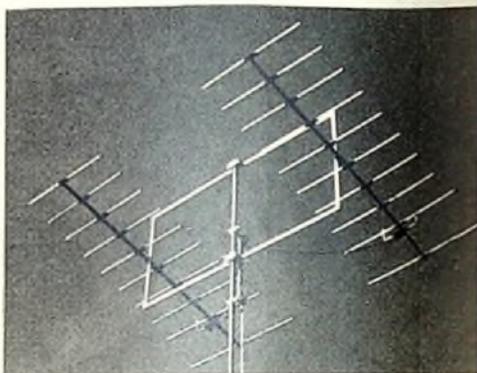


Abb. 12. Montagerahmen „MRA 391“ (Fuba) für eine schorbündelnde Doppelantenne

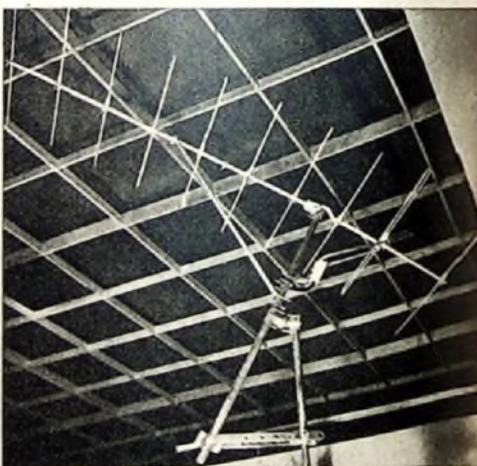


Abb. 13. Schwenkvorrichtung für eine schorbündelnde FS-Antenne für Band III (Kathrein)

Beliebt sind zur Montageerleichterung auf der Traverse vormontierte Antennen (Beispiele: Clap-Antenne von Hirschmann; Stabilotix-Antenne von Fuba; Schade-Schnellbau-Antennen). Schmalbandantennen sind teilweise durch Biegeenden oder durch in der Länge verschiebbare Dipolenden abstimmbare. In Baukasten Ausführungen (*Engels, Wisl, Telo* u. a.) werden die Einzelemente und ihr Abstand auf der Traverse gut bezeichnet.

Für eine Doppelantenne und eine 2-Ebenen-Antenne führte Fuba praktische Montagerahmen (Abb 12) und Schiewindt eine zweckmäßige, gebogene Traverse vor. Eine neue Schwenkvorrichtung von Kathrein (Abb 13) für bis zu 4-Ebenen-Antennen gestattet die genaue Einrichtung der Antenne in gebirgigen Gegenden; sie ist bis zu 45° vertikal schwenkbar. Auch Fuba liefert ein neues Vertikalschwenkglied.

Zubehör

Transformations- und Symmetrierglieder für die richtige Anpassung von Mehrebenenantennen untereinander und von Antennen an die Niederfrequenz-HF-Kabel sowie Antennenweichen für die Zusammenfassung mehrerer Antennen zu einer gemeinsamen Anlage oder für den Anschluß verschiedenartiger Empfänger an eine Antennenleitung gibt es heute bei fast allen Firmen in z. T. neuen, platzsparenden Ausführungen. Viel Liebe wurde für die Konstruktion verlustfreier, handlicher, leicht zu montierender und vor allem billiger Kleinisolatoren für HF-Flach- und Rundkabel aufgewendet. Ähnlich wie beim „Kleinen Berliner“ von Roka stellen auch verschiedene Firmen Abstandsisolatoren für Flachkabel aus einem Stück her („Klein-Clip“ von Wisl; „Fixi“ und „Fixus“ von Fuba; „Snap 10“ von Hirschmann; „519“ von Kathrein). Andere Hersteller haben jetzt ihre Abstandsisolatoren sowohl für Flach- als auch für Rundkabelverlegung eingerichtet (Engels, Hirschmann, Kathrein). Verteilersteckdosen sind für Aufputz- und Imputz-Verlegung zu haben.

Preise von UKW- und Fernsehantennen

Eine Auswertung der derzeitigen Preise von UKW- und Fernsehantennen brachte noch kein einheitliches Bild. Antennen etwa gleicher elektrischer Leistung sind oft verschiedenartig schwer ausgeführt. Dadurch erklärt sich zum Teil ein Preisunterschied bis zu 1:2. Abb. 14 bringt aber klar die erwartete Aussage, daß der Antennenpreis mehr oder minder eine Funktion der Frequenz ist. Mit sinkender Resonanzfrequenz wird der Dipol länger und schwerer; der ganze Aufbau der Antenne muß winddrucksicherer und dadurch

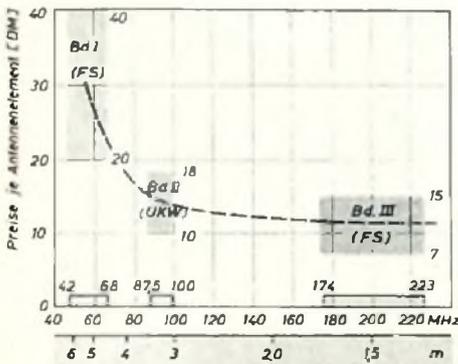


Abb. 14. Preise je Element von FS- und UKW-Antennen

teurer sein. Mit steigender Elementzahl sinken bei gleicher Bauweise im allgemeinen die Preise je Element. Die in Abb. 14 eingezeichnete Kurve vermittelt einen ungefähren Überblick über das jetzige mittlere Preisniveau. Da im Band III die Preiskurve bereits asymptotisch verläuft, sind auch für Antennen des Bandes IV (sofern man der Kurve trauen darf) trotz der kleinen Abmessungen der Band-IV-Antennen keine wesentlich niedrigeren Preise je Antennenelement zu erwarten. Allerdings besteht im allgemeinen die Antenne für Band IV nur aus wenigen Elementen.

Gemeinschaftsantennenanlagen

Die fortschreitende Neubautätigkeit hat die Idee der Gemeinschaftsantenne außerordentlich belebt. Mit einer fachmännisch ausgeführten Gemeinschaftsantenne wird jedem Teilnehmer eine gleichmäßige, weitgehend ungestörte Empfangsmöglichkeit garantiert, wobei die Sorge um die Anbringung einer eigenen Antenne (und die damit (oder manchmal noch zusammenhängenden) Streitigkeiten mit dem Vermieter) von vornherein entfallen. Grundbauelement der Gemeinschaftsantenne ist der vertikale Antennenstab der KML-Antenne. Je nach Wunsch des Bauherrn können an dem Antennenträger noch Antennen für UKW (gerichtet oder für Rundempfang) und für Fernsehen angebracht werden. In den Fernsichtbereichen sind hierbei die Empfangsmöglichkeiten bestimmend. Es werden entweder eine oder mehrere Antennen für das Band III oder I bzw. auch Antennen für Band II und I gewählt. Das Baukastenprinzip läßt alle Möglichkeiten zu. Damit sich die verschiedenen Antennen nicht gegenseitig beeinflussen, müssen sie nacheinander über Antennenweichen miteinander verbunden

werden. Es folgen dann gewöhnlich eine Kontrolldose, die abgeschirmte Niederführung und die Verzweigung in Stammleitungen und einzelne Verteilungsstränge. In jeder Wohnung werden Steckdosen, getrennt für Rundfunk und Fernsehen, angebracht. Der Rundfunk- und der Fernsehempfänger sind über besondere Anschlußschnüre anzuschließen. Die Steckdosen enthalten im allgemeinen Entkopplungsglieder, damit sich die ein-

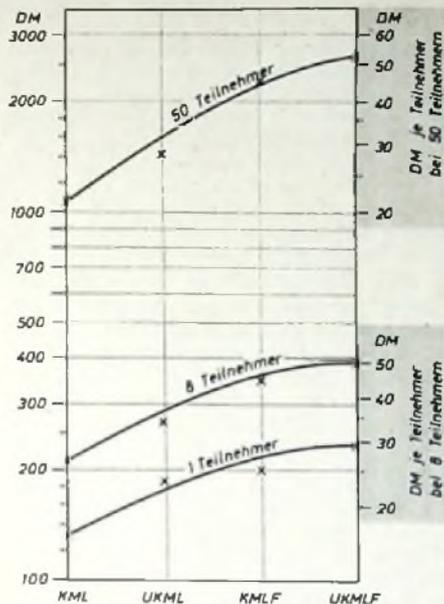


Abb. 15. Durchschnittliche Materialkosten von Gemeinschaftsantennenanlagen. Für Anschlußschnüre sind noch ohne FS je Teilnehmer etwa 20 DM, mit FS je Teilnehmer etwa 34 DM zuzurechnen.

zelnen Empfänger nicht gegenseitig beeinflussen. In ähnlicher Art sind die Gemeinschaftsantennenanlagen aller Firmen aufgebaut.

Bis zu acht Teilnehmern wird im allgemeinen ohne zusätzlichen Verstärker gearbeitet. Darüber hinaus ist die Dämpfung so groß, daß ein besonderer Antennenverstärker notwendig wird. Die Wahl des Verstärkers richtet sich nach den örtlichen Empfangsverhältnissen, der Teilnehmerzahl und den zu empfangenden Bereichen. Die Firmen haben ihr Antennenverstärkerprogramm jetzt weitgehend auf diese Anforderungen abgestimmt (siehe Tab. I). Jeder zu empfangende Fernsehkanal benötigt dabei z. B. einen eigenen Verstärker. Modern ist die Streifenbauweise von Antennenverstärkern geworden. Im Verstärkergehäuse lassen sich dann die jeweils benötigten Verstärkerstreifen einsetzen. Kleinere Anlagen kommen u. U. mit nur einem (oder mehreren) Verstärkern für das Fernsehen aus; in größeren Anlagen müssen aber meistens alle Bereiche verstärkt werden, wobei der Verstärkungsgrad gut auf die auftretende Dämpfung im jeweiligen Frequenzbereich abzustimmen ist.

Natürlich ist der Aufbau von Gemeinschaftsantennenanlagen auch eine Kostenfrage. Die Erstellungspreise sind sowohl von den gewählten Empfangsbereichen der Anlage als auch von der Teilnehmerzahl abhängig. Abb. 15 (nach Siemens-Angaben aufgestellt) gibt einen ungefähren Anhalt für die geschätzten Materialkosten ohne Montage. Bei jeweils maximaler Ausnutzung der Anlage tritt nach diesen Kurven eine Verringerung der Kosten je Teilnehmer bei größeren Anlagen ein, jedoch nur bei reinen KML- und UKML-Anlagen. Mit zusätzlichem FS-Bereich (in diesen Preisen ist nur eine 3-Element-Antenne für Band III berücksichtigt) sind die Kosten je Teilnehmer fast unabhängig von der Größe der Anlage. In der Abb. 15 sind links die gesamten Materialkosten (einschließlich Verstärker bei 50 Teilnehmern) ablesbar, auf der rechten Seite können aus den Hilfskurven die durchschnittlich auf jeden Teilnehmer entfallenden Materialkosten entnommen werden. Ausdrücklich ist jedoch darauf hinzuweisen, daß für jeden Anschluß noch die Kosten für die benötigten Anschlußschnüre mitzurechnen sind.

Die Stufung der Gemeinschaftsantennen nach Teilnehmern ist bei den Firmen nicht einheitlich. Sie richtet sich z. T. nach den jeweils zur Verfügung stehenden Verstärkern. Die meisten Hersteller

führen listenmäßig Anlagen bis zu 50 Teilnehmern, aber auch Großanlagen mit bis zu 250 Teilnehmern sind erhältlich. Als grobe Stufung läßt sich etwa die unregelmäßige Reihe 8, 20, 30, 50 annehmen.

Auto-Antennen

Wenige Firmen nur haben sich auf Auto-Antennen spezialisiert. Hirschmann und Kathrein bestreiten das Hauptangebot. Ein vertikaler, meist teleskopartig in drei bis vier Teilen einschleppbarer Antennenstab bildet den Antennenleiter. Es gibt Aufbauantennen (waagrecht, schräg oder senkrechter Aufbau des Antennenfußes auf die Karosserie, durch Biegen des untersten Teleskopteils oder mit Hilfe eines besonderen Biegestückes lassen sich diese Antennen auch schräg stellen), Einbau- bzw. Versenkantennen (sie werden in ein in der Karosserie an geeigneter Stelle versenktes Schutzrohr eingeschoben), Kurbelantennen (Einbauantenne, die vom Armaturenbrett aus mit einer Kurbel aus- und eingezogen werden kann) und Motorantennen (Einbauantenne, die durch Schalterbetätigung beim Einschalten des Autoempfängers mit Hilfe eines kleinen Motors automatisch ausgefahren wird). Es hat sich herausgestellt, daß eine 1,1 m lange Auto-Antenne auch guten UKW-Empfang bringt. Für viele Auto-Antennentypen wird deshalb jetzt diese Länge gewählt. Längere Antennen (besonders für Omnibusse üblich) müssen bei UKW-Empfang immer mit ihrem oberen Teleskopteil auf 1,1 m eingeschoben werden. Moderne Auto-Antennen sind wetterfest; ihr Antennenfuß ist möglichst weitgehend der Karosserie des jeweiligen Autotyps angepaßt. Abb. 16 enthält stark gemittelte Preise der zahlreichen Antennenmodelle. Das Zubehör für Auto-Antennen (Antennenstecker, Winkelstecker, Buchsen, Kupplungen, Kabelverbindungen, Anschluß- und Verbindungskabel usw.) ist gut auf den Verwendungszweck abgestimmt. Eine hochelastische neue Kunststoff-Auto-Antenne in Aufbauform führte kürzlich Schließwindl vor. Sie besteht aus gewandeltem Kupferdraht, der in einen sehr elastischen Kunststoff eingebettet ist. Ein Vorteil dieser Antenne ist sehr gute Wetterfestigkeit. Die Antenne schnell infolge ihrer Elastizität ohne Verformungen immer wieder in ihre Grundstellung zurück.

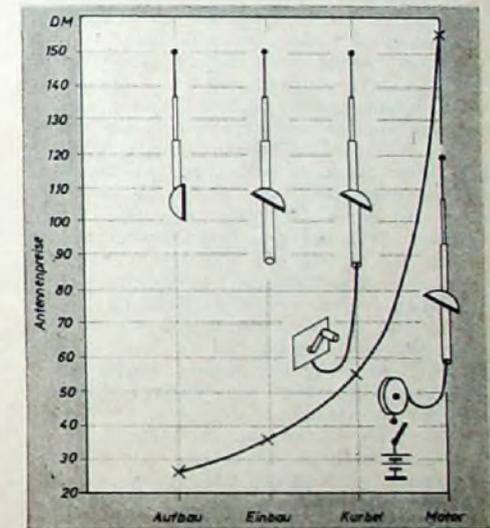


Abb. 16. Mittlere Preise von Auto-Antennen

Kofferantennen

Hirschmann bietet z. B. einen siebenteiligen Teleskopstab (ausgezogen etwa 12 m lang) für den Einbau als Ansteckantenne (in seitliche Antennenbuchse) und als Aufsteckantenne (in obeliegende Antennenbuchse) an. Roka liefert eine bewährte UKW-Kofferantenne; sie besteht aus einem 2x5-teiligen Teleskop-Dipol, der vertikal nach allen Seiten verstellbar und auch als V-Dipol verwendbar ist. Diese Antenne ist zum direkten seitlichen Anstecken an den Koffer eingerichtet. Ein Verlängerungskabel mit drehbarer Klemmvorrichtung gestattet auch die Anbringung der Antenne an günstigen Stellen (Baum, Mast oder dgl.) und ein genaues Ausrichten. Zur Antenne wird ein kleines Boxintischchen mit Reißverschluss mitgeliefert. Verschiedene industrielle Kofferempfänger sind mit dieser Antenne ausgerüstet.

A. Jänicke

Der Flächentransistor (IV)

Schluß aus FUNK-TECHNIK Bd. 10 (1955) Nr. 11, S. 302

Der Transistor bei höheren Frequenzen

Es ist zu erwarten, daß bei höheren Frequenzen (> 0,1 ... 1 MHz) Laufzeiteffekte eine Rolle spielen werden. Hier kommt in erster Linie die Laufzeit der Ladungsträger durch den Basisraum in Frage. Bei genügend kleiner Schichtdicke des Basisraums ergeben sich Laufzeiten von der Größenordnung 10^{-7} s, so daß sich eine Grenzfrequenz um 10 MHz ergeben müßte. Praktisch liegt jedoch die Grenzfrequenz ein bis zwei Größenordnungen unter diesem Wert. Als Grenzfrequenz ist die Frequenz definiert, bei der α auf 0,71 des Maximalwertes bei niedrigen Frequenzen abgesunken ist.

Bisher pflegte man im Ersatzschaltbild das Hochfrequenzverhalten durch die kollektor-seitige Sperrschichtkapazität zu berücksichtigen, wie Abb 8 zeigt. Diese Sperrschichtkapa-

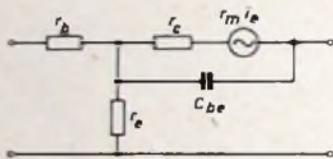


Abb 8. Ersatzschaltbild unter Berücksichtigung der Kollektor-Basis-Kapazität (Emitterschaltung)

zität entsteht an der pn-Verbindung Kollektor-Basis dadurch, daß bei Anlegen der Sperrspannung die freien Ladungsträger (Elektronen im n-Germanium und Löcher im p-Germanium) von der Grenzschicht weggedrängt werden, so daß beiderseits der Verbindungsstelle ein von Ladungsträgern freier Raum entsteht. Zurück bleiben die ionisierten Donator- und Akzeptor-Atome, da sie an die Gitterplätze gebunden sind. Es stehen sich also Ladungen mit verschiedenen Vorzeichen gegenüber, was gleichbedeutend mit einer Kapazität ist. Die Kapazität hängt einerseits von der räumlichen Änderung der Dichte der Störstellen, andererseits von der angelegten Sperrspannung ab. Je größer diese Spannung ist, um so breiter wird die Grenzschicht, die frei von Ladungsträgern ist; das kann auch so aufgefaßt werden, als ob sich der Plattenabstand des angenommenen Kondensators vergrößert. Die Kapazität nimmt also mit wachsender Spannung am Kollektor ab, wie Abb 9 zeigt. Da die Störstellenkonzentration im Basisraum kleiner als im Kollektorraum ist, ragt die Sperrschicht wesentlich weiter in den Basisraum als in den Kollektorraum hinein. Die effektive Dicke der Basischicht wird also bei höherer Kollektor-

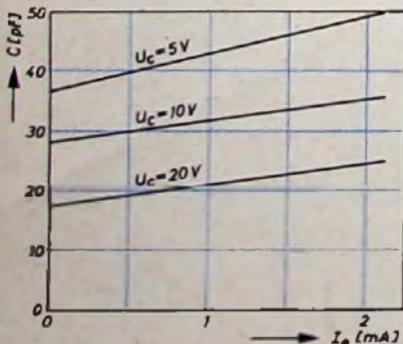


Abb 9. Gesamt-Kollektorkapazität eines Transistors bei verschiedenen U_c (nach Kettel)

spannung kleiner. Transistoren mit α -Werten nahe 1 (geringe Dicke der Basisschicht) dürfen daher nicht mit hohen Kollektorspannungen betrieben werden. Für die Kollektor-Basis-Sperrschichtkapazität in pF gilt

$$C_{be} = \frac{100 d^2}{V_{eb} U_c}$$

wobei d der Durchmesser der Kollektor-Basis-Schicht in mm, g_b der spezifische Widerstand des Basis-Germaniums in $\Omega \cdot cm$ und U_c die Kollektorspannung in V ist. C_{be} kann in der Größenordnung 10 ... 50 pF liegen.

Die Kollektorsperrschichtkapazität allein genügt jedoch nicht, um das Hochfrequenzverhalten vollständig zu beschreiben. In neuerer Zeit wurde festgestellt, daß in erster Linie beachtet werden muß, welche Wirkung die Ladungsträger, die vom Emitter zum Kollektor diffundieren, während ihres Aufenthalts im Basisraum ausüben. Der Basisraum selbst wird als feldfrei angenommen. Die Diffusion erfolgt in der Hauptsache unter dem Einfluß eines Konzentrationsgefälles, wobei die Konzentration der eindiffundierten Ladungsträger an der Grenze der Basis-Kollektor-Sperrschicht gleich Null wird, da alle dort anlangenden Träger sofort vom Kollektor abgesaugt werden. Gleichstrommäßig ist das Konzentrationsgefälle, d. h. die Dichte der Ladungsträger in verschiedenen Regionen des Basisraumes, durch den Emittervorstrom gegeben. Durch ein angelegtes Signal wird nun die Anzahl der vom Emitter zum Kollektor diffundierenden Ladungsträger geändert, d. h. es ändert sich zeitlich die Anzahl der sich im Basisraum aufhaltenden Ladungsträger. Dies ist aber gleichbedeutend mit einer Kapazität zwischen Emitter und Basis, die man durch Berechnung der sich im Basisraum aufhaltenden Ladung bestimmen kann. Es werden daher u_e der Emitterstrom, die Diffusionskonstante, die Temperatur und vor allem die effektive Dicke der Basisschicht eingehen. Die Kapazität C_{he} ergibt sich dann in pF

$$C_{he} = \begin{cases} 2,3 \times W^3 & \text{für pnp-Transistoren} \\ 1,1 \times W^3 & \text{für npn-Transistoren} \end{cases}$$

wenn W (Dicke der Basisschicht) in μ und I_e in mA eingesetzt werden. Sie ist sehr groß; z. B. ist mit $W = 50 \mu$ $I_e = 0,5$ mA bei einem pnp-Transistor $C_{he} = 7000$ pF!

Das Ersatzschaltbild (Emitterschaltung) unter der Berücksichtigung der „Diffusionskapazität“

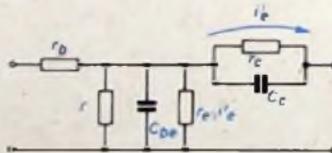


Abb 10. Ersatzschaltbild bei Emitterschaltung unter Berücksichtigung der Diffusionskapazität Emitter-Basis (nach Maisch)

C_{be} zeigt Abb. 10. Eine besondere Bedeutung hat jetzt auch r_b , das im wesentlichen aus dem Widerstand zwischen Basiszuleitung und Basisschicht besteht. Durch Vergrößern der Leitfähigkeit der Basisschicht (höhere Störstellenkonzentration) könnte man r_b zwar verkleinern, jedoch ist durch die Forderung einer guten Basis-Kollektor-Sperrschicht eine Grenze gegeben. Durch Auflöten einer ringförmigen Elektrode auf den Basis-Germanium-

Block kann man r_b schon beträchtlich herabsetzen. Besonders muß aber C_{be} durch Herstellung einer möglichst dünnen Basisschicht kleingehalten werden.

C_{be} wirkt in Verbindung mit r_b wie ein Tiefpaß und ist durch äußere Schaltmittel nicht zu kompensieren, da r_b innerhalb des Transistors vorgeschaltet ist. Durch Rekombination der vom Emitter injizierten und der entgegengesetzten Ladungsträger im Basisraum entsteht noch ein Verlust an Trägern, der durch einen Querwiderstand berücksichtigt wird. Die Verhältnisse haben jetzt große Ähnlichkeit mit den Vorgängen bei der Übertragung auf einer aus Widerständen und Kapazitäten bestehenden Leitung, so daß man das Problem auch unter der Annahme einer solchen Leitung lösen kann.

Transistoren für hohe Frequenzen

Eines der Hauptziele der Transistorentwicklung ist die Herstellung solcher Typen, die auch bei höheren Frequenzen brauchbar sind. Wie bereits gesagt wurde, sind die Grenzen in der Hauptsache durch die Diffusionskapazität C_{be} und die Kollektorsperrschichtkapazität C_{bc} sowie durch den Basiswiderstand r_b gegeben.

Eine sehr interessante und vielversprechende Entwicklung ist die Transistortetrode, die (wie der Name sagt) vier Anschlüsse hat. Abb. 11 zeigt das Prinzip der Anordnung. Die Tetrode ist dadurch gekennzeichnet, daß eine weitere Elektrode an der Basisschicht angeschlossen ist, die beim npn-Typ an eine negative Vor-

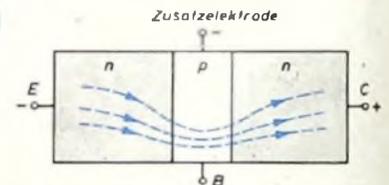


Abb 11. Transistor-Tetrode

spannung gelegt wird. Es entsteht dann in der Basisschicht ein Strom, wobei das Potential in Richtung zum Basisanschluß abnimmt. Beim npn-Transistor sind die Elektronen die Hauptstromträger und diese diffundieren durch die Basisschicht zum Kollektor. Das negative Potential der Zusatzelektrode bewirkt jedoch, daß die Elektronen abgestoßen werden und erst dort in die Basisschicht eindringen können, wo das Zusatzpotential klein ist, d. h. in der Nähe der Basiselektrode. Die Strombahnen konzentrieren sich also (wie gezeichnet) auf einen sehr kleinen Querschnitt in unmittelbarer Umgebung der Basiselektrode. Durch die Zusammendrängung der Strombahnen ergibt sich eine wesentliche Verkleinerung des wirksamen Querschnitts der Basisregion. Damit ist eine Verkleinerung der Kapazitäten verbunden, so daß eine Grenzfrequenz von etwa 10 MHz erreicht werden kann.

Eine weitere sehr aussichtsreiche Entwicklung ist der pnp- bzw. npin-Transistor, der theoretisch bis über 100 MHz brauchbar sein müßte. Dieser Transistortyp hat zwischen der Kollektor- und Basisschicht noch eine dünne Zwischenschicht aus möglichst reinem (engl.: Intrinsic) Germanium, d. h. mit möglichst wenig Störstellen (Donatoren bzw. Akzeptoren). An der Wirkungsweise des Transistors

ändert sich dadurch nichts. Die Ladungsträger diffundieren durch die Basiszone, dringen in die (sehr dünne) Zwischenschicht ein und gelangen an die Kollektorgrenzschicht, wo sie abgesaugt werden. Die Zwischenschicht bewirkt nun aber zweierlei; erstens wird die Kollektorkapazität verkleinert und zweitens ist die Leitfähigkeit der Basisregion nicht mehr auf die maximale Sperrspannung zwischen Basis und Kollektor von Einfluß. Man kann also einerseits hohe Leitfähigkeit in der Basis (geringer Basiswiderstand), andererseits sehr dünne Basiszonen anwenden. Beides trägt dazu bei, den emitterseitig so stö-

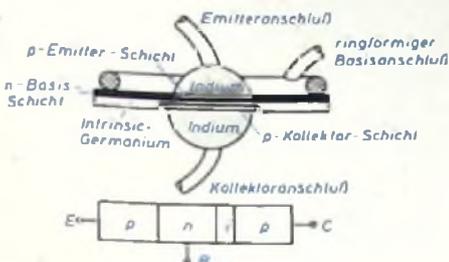


Abb. 12. Schema und Aufbau des npn-Transistors

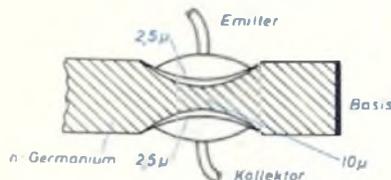


Abb. 13. Aufbau des Oberflächen-Sperrschicht-Transistors

renden Einfluß der Diffusionskapazität herabzusetzen. Ausgeführte Exemplare ergaben eine Grenzfrequenz von 25 MHz bei einer Kollektorkapazität von 1,8 pF und einem Basiswiderstand von 60 Ohm. Abb. 12 zeigt den Aufbau und das Schema des Intrinsic-Flächentransistors

Eine interessante neue Form eines für hohe Frequenzen geeigneten Typs ist der Oberflächen-Sperrschicht-Transistor (Surface Barrier). Es kommt hierbei nur eine einzige Art von Germanium (z. B. n-leitend) zur Anwendung, und es wird ein Oberflächeneffekt ausgenutzt. Infolge der Begrenzung ergeben sich zur Oberfläche des Germaniumkristalls hin große Veränderungen der Energiebänder. Das hat zur Folge, daß eine dünne Schicht an der Oberfläche völlig frei von Majoritäts-Ladungsträgern (Elektronen) ist. Eine Sperrschicht entsteht, in der ein starkes elektrisches Feld wirksam ist. Die gleichen Kräfte, die die Elektronen in das Innere des Kristalls drängen, bewirken die Entstehung einer gewissen Lochkonzentration in der Oberflächenschicht, die also gewissermaßen p-leitend ist. Auch das Material des Metallkontaktes, der auf der Oberfläche angebracht ist, beeinflusst die Lochkonzentration. Um eine gute Transistorwirkung (kleiner Elektronen-, großer Lochstrom) zu erreichen, muß die Lochkonzentration an der Emittersperrschicht möglichst groß sein.

Die Anordnung Metallelektrode-Sperrschicht-n-Germanium wirkt wie eine pn-Verbindung. Bei positiver Spannung an der Elektrode wird die Sperrschicht dünner. Es werden Elektronen aus dem n-Germanium angezogen. Gleichzeitig werden Löcher in das n-Gebiet hineingedrängt. Es entsteht also ein sich gegenseitig verstärkender Elektronen-Locher-Strom (Flußrichtung). Bei negativer Elektrode wird die Sperrschicht breiter, da die Elektronen noch mehr ins Kristallinnere gedrängt werden (Sperrichtung). Es fließt kein Strom.

Der eigentliche Transistoreffekt ist immer wieder derselbe. Durch Injektion von Löchern in den Basisraum gelangen diese entlang

einem Konzentrationsgefälle an die Kollektorsperrschicht und werden dort abgesaugt. Ihre Anzahl hängt von der Höhe des Potential-sprunges an der Emittersperrschicht ab. Der besondere Vorteil des Oberflächen-Sperrschicht-Transistors ist, daß durch eine besondere Herstellungsmethode das Germanium-plättchen bis auf etwa 10 µ Dicke gebracht werden kann. Die eigentliche Basis-schicht ist dann nur etwa 5 µ stark, da die Sperrschichten je etwa 2,5 µ ausmachen (Abb. 13). Die Grenzfrequenz solcher Transistoren kann man auf 40 bis 50 MHz bringen, wobei als besonderer Vorteil hervorzuheben ist, daß diese Werte bei niedrigen Kollektorspannungen (etwa 3 V) erreicht werden.

Die Herstellung dieser Transistoren ist besonders interessant. Die dünne Basis-schicht wird durch elektrolytisches Abätzen erreicht. Dies erfolgt in der Weise, daß ein feiner Strahl (aus Glasdüsen von 0,1 mm Ø) einer Salzlösung (z. B. Indiumsulfat) gleichzeitig auf zwei gegenüberliegende Seiten eines Germaniumstückchens gerichtet wird. Der Stromkreis wird über die gemeinsame Elektrolytzuführung einerseits und das Germanium andererseits geschlossen. Die Ätzung kann mit großer Genauigkeit ($\pm 5\%$) durchgeführt werden und wird nach der Ätzzeit bemessen, indem zunächst die Ätzdauer bis zum Durchätzen bestimmt wird. Nachdem die gewünschte Stärke der Basis-schicht erreicht ist, wird die Polarität vertauscht, so daß sich nun das Metall der Salzlösung auf dem Germanium niederschlägt, so daß in einfacher Weise die Elektrodenanschlüsse für Emitterschicht und Kollektor erhalten werden.

Das Rauschen von Transistoren

Das Rauschen des Transistors läßt sich im Ersatzschaltbild (Abb. 14) durch Einführung einer emitter- und einer kollektorseitigen Rauschspannungsquelle berücksichtigen. Bei 1000 Hz und 1 Hz Bandbreite liegen u_{RE} in der Größenordnung von 0,05 µV und u_{RC} bei etwa 5 µV. Im Gegensatz zum thermischen Widerstandsrauschen ergibt sich außer der Abhängigkeit von der Bandbreite Δf eine Abhängigkeit der Größe der Rauschspannung von der Höhe der Frequenz, und zwar fällt sie mit höher werdender Frequenz im Verhältnis $1/\sqrt{f}$. Da die Rauschleistung dem Quadrat der Rauschspannung entspricht, ist die Rauschleistung proportional $1/f$, so daß in jeder Oktave des Frequenzspektrums die Rauschleistung gleich groß ist. Das bedeutet, daß bei höheren Frequenzen (z. B. im ZF-Bereich) bei gleicher Bandbreite die erzeugte Rauschleistung wesentlich geringer als bei einem NF-Verstärker gleicher Bandbreite ist. Zur Beschreibung der Rauscheigenschaften be-

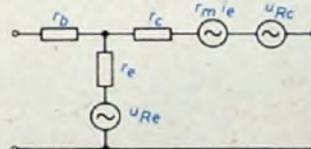


Abb. 14. Transistorersatzschaltbild mit Berücksichtigung der Rauschquellen (Emitterschaltung)

nutzt man den Rauschfaktor F , der angibt, um wievielfach größer das Rauschen des Transistors ist als das thermische Rauschen des Quellwiderstandes am Eingang. Anders ausgedrückt

$$F = \frac{N_{RA}}{N_{RQ} \cdot V}$$

wobei N_{RA} die Rauschleistung am Ausgang, N_{RQ} die Rauschleistung (thermisch) des Quellwiderstandes und V die Leistungsverstärkung ist. F ist ein Verhältnis und kann in dB angegeben werden, und zwar wieder bei 1000 Hz und 1 Hz Bandbreite. Wegen der Frequenz-

abhängigkeit von N_{RA} mit $1/f$ ergibt sich die gleiche Abnahme von F mit der Frequenz. Der Rauschfaktor wächst schließlich noch mit steigender Kollektorspannung, ist jedoch vom Kollektorstrom unabhängig. Es ist daher notwendig, die Eingangsstufen von NF-Verstärkern mit kleiner Kollektorspannung von z. B. 1 V zu betreiben. Der Rauschfaktor liegt bei Flächen-transistoren in der Größenordnung 5... 26 dB.

In neuerer Zeit wurde eine Korrelation zwischen eingangs- und ausgangseitigem Rauschen festgestellt.

Leistungs-transistoren

Die bisher betrachteten Transistoren sind sämtlich für kleine Leistungen bestimmt, d. h., die Kollektor-Verlustleistung liegt zwischen 10 und 150 mW. Für zahlreiche Anwendungen, z. B. NF-Verstärker, sind jedoch Transistoren mit höheren Leistungen erwünscht.

Der Bau solcher Leistungs-transistoren wird in erster Linie durch die Schwierigkeiten bei der Abfuhr der entstehenden Wärme behindert. Man könnte bereits normale Niederwert-Typen mit höheren Strömen betreiben, wenn man für eine entsprechende Wärmeabfuhr sorgt. Fließt doch bei einem Transistor, der im A-Betrieb mit 10 V Betriebsspannung arbeitet, bei einer Leistung im Ruhearbeitspunkt von 3 W immerhin schon ein Strom von 0,3 A! Die Leistung wird im Transistor in Wärme umgesetzt und bewirkt eine Temperaturerhöhung der Transistorschichten, die in ihren Leitfähigkeiten dadurch stark verändert werden.

Der Aufbau von Transistoren bis zu einigen Watt Leistung unterscheidet sich nur wenig von denen für niedrigere Belastung. Es müssen nur besondere Mittel für die Abfuhr der Wärme vorgesehen werden. Die Wärmeabgabe kann durch Strahlung, Ableitung und Konvektion erfolgen. Z. B. ist es möglich, das

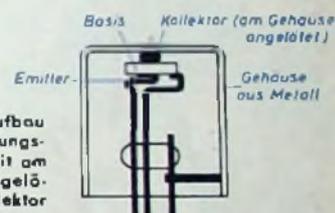


Abb. 15. Aufbau eines Leistungs-transistors mit am Gehäuse angelegtem Kollektor

Innere des Transistorgehäuses mit einer geeigneten Flüssigkeit zu füllen, so daß die Wärme vom Gehäuse durch Strahlung abgegeben wird. Als zweckmäßiger hat es sich erwiesen, eine der Transistorelektroden, z. B. den Kollektor (Abb. 15), unmittelbar mit dem Metallmantel zu verlöten. Kühlflügel, Kühlrippen u. a. sind anwendbar. Ferner kann eine gute Wärmeabfuhr dadurch erreicht werden, daß der Metallmantel auf möglichst großer Fläche mit dem Gerätechassis verbunden wird. Der Transistorkristall ist bei Leistungstypen natürlich größer als bei Niederwert-Ausführungen. Die Anwendung solcher Transistoren ist daher auf den Niederfrequenzbereich beschränkt. Durch besondere Anordnungen, z. B. rechenförmige Anbringung der Emitterschicht- und Kollektorelektroden auf einer größeren Germaniumscheibe, ist es gelungen, Leistungen bis zu 100 W zu verarbeiten. Die Entwicklung ist noch stark im Fluß, wendgleich in den USA schon Leistungs-transistoren bis 3 W im Handel sind.

Schrifttum

- [1] • Shea, R. F.: Principles of Transistor Circuits. New York 1947. Wiley u. Sons
- [2] • Strutt, M. J. O.: Transistoren. Zürich 1954. Hirzel
- [3] • Rost, R.: Kristalldotentechnik. Berlin 1954. Ernst und Sohn
- [4] • Spenke, E.: Elektronische Halbleiter. Berlin 1955. Springer
- [5] • Schottky, W.: Halbleiterprobleme. Braunschweig 1954. Vieweg

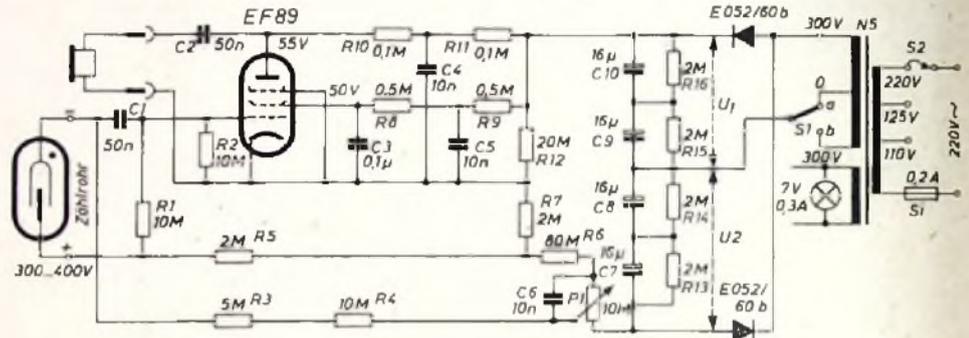
Einstufiger Verstärker für Geiger-Müller-Zählrohre

Einstufiger Pentodenverstärker mit EF 89 • Kopfhörerausgang • Hochspannungs-Netzteil (Spannungsverdopplung) umschaltbar auf 300 V oder 600 Volt Wechselspannung • Stufenlose Regelung der Zählrohrspannung • Kontaktsicherer abgeschirmter Zählrohranschluß

Schaltungseinzelheiten

Im Prinzip handelt es sich um einen Hochspannungs-Netzteil, der die Betriebsspannung für Zählrohre verschiedener Art auch in Selbstbau-Ausführung liefern kann und sich mit Hilfe handelsüblicher Einzelteile aufbauen läßt. Der einstufige Verstärker mit der EF 89 ist ausreichend, um die Zählrohrimpulse sehr lautstark im Kopfhörer wiedergeben zu können. Legt man den Kopfhörer auf den Tisch, so ist das Knacken deutlich wahrnehmbar.

Als Netztransformator dient der Engel-Typ „N 5“, dessen Sekundärseite 2X 300 V \sim liefert. Je nach Wahl der Wicklung sind Betriebsspannungen für Zählrohre mit niedrigem oder höherem Spannungsbedarf zu erhalten. Ein Selengleichrichter sperrt jeweils die positive, ein zweiter die negative Halbwelle. Um Elektrolytkondensatoren mit normalen Betriebsspannungswerten verwenden zu können, sind insgesamt vier Elektrolytkondensatoren (je 16 μ F, 350/385 V) in Reihe geschaltet worden. Die den Kon-



Schaltung des einstufigen Verstärkers. Mit Röhrevoltmeter gemessene Spannungswerte: U_1 bei $S_1 - a = 450 V_-$; $U_g = U_1 + U_2 = 900 V_-$; U_1 bei $S_1 + b = 800 V_-$; $U_g = U_1 + U_2 = 1600 V_-$

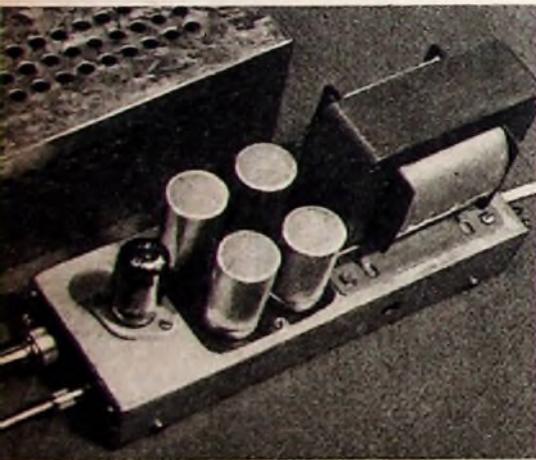
Impulse des Zählrohres gelangen über den hochohmigen Schutzwiderstand R1 (10 MOhm) an das Steuergitter der EF 89. Zum Betrieb des Mustergerätes diente ein Zählrohr mit einer Zählrohrspannung von 300 - 400 V. Dementsprechend sind R6, P1 so ausgelegt, daß der interessierende Spannungsbereich mit Hilfe von P1 geregelt werden kann. Kondensator C6 dämpft etwa beim Regeln auftretende Störgeräusche. Die Widerstände R3, R4 sind Schutzwiderstände.

Es sei noch darauf hingewiesen, daß die negative Regelung der Spannung durch die Schaltung der Verstärkerröhre bedingt ist. Die durchgehende Minusleitung darf nicht mit dem Chassis verbunden

sein, um jede Berührungsfahr auszuschließen. Das gesamte Verstärkergehäuse wirkt als Abschirmung, wenn man es erdet.

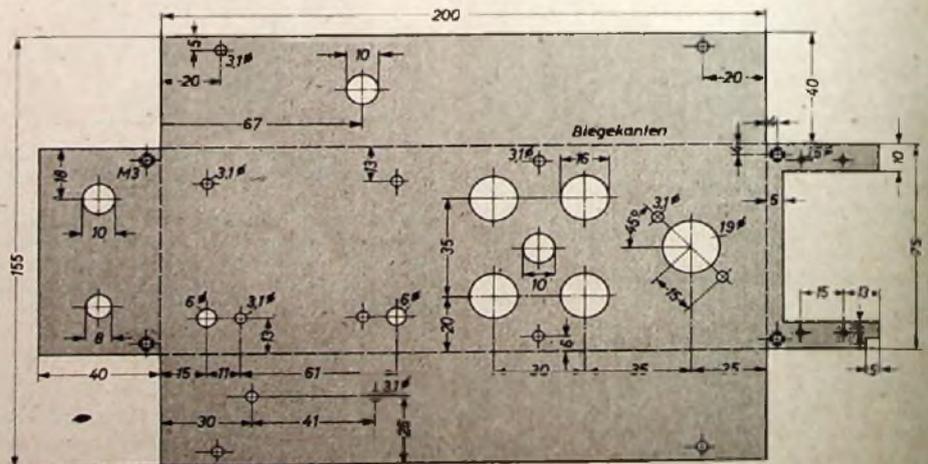
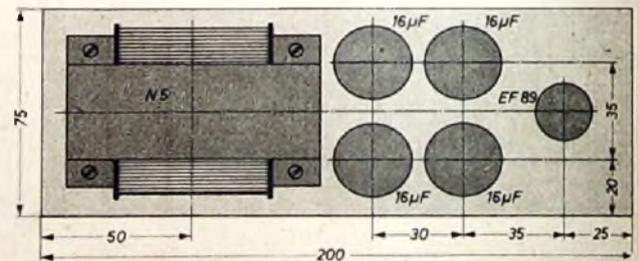
Das ganze Gerät kann in einem handelsüblichen Klein-Metallgehäuse (Chassis-Abmessungen: 200x75x40 mm; Abmessungen der Haube: 202x95x73 mm) der Fa. P. Leistner untergebracht werden. Zeichnungen und Fotos lassen die genaue Anordnung der Einzelteile erkennen.

Sämtliche Siebkondensatoren sind auf einer Hartpapierplatte 65x65 mm montiert und vom Chassis isoliert befestigt. An der einen schmalen Seitenwand befinden sich Netzschalter und Kontroll-



Gesamtansicht des Verstärkers und des Hochspannungs-Netztes für Zählrohre

Anordnung der Einzelteile auf dem Verstärker-Chassis



Maßskizze und Bohrplan des Verstärker-Chassis

densatoren parallel geschalteten Festwiderstände (je 2 MOhm) dienen zum Schutz der Elektrolytkondensatoren.

Die Katode ist gegenüber dem Minuspotential des Zählrohres hochgelegt. Dadurch wird ein normales Spannungsverhältnis zwischen Anode und Katode der EF 89 erreicht. Die Spannungsteiler im Anoden- und Schirmgitterkreis sind unbedingt notwendig, um das bei starken Zählrohrimpulsen auftretende Brummen zu vermeiden. Die Werte der Kondensatoren C4 und C5 sind für eindeutige Impulswiedergabe bemessen. Der Kopfhörer ist gleichstromfrei über 50 nF an die Anode der EF 89 angekoppelt. Er muß für hohe Betriebsspannung (mindestens 1500 V \sim) ausgelegt sein, um Isolationsschäden auszuschließen. Noch betriebssicherer ist transformatorische Ankopplung.

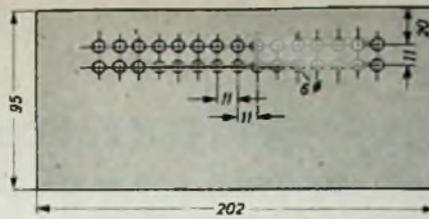
Wie ferner aus dem Schaltbild zu entnehmen ist, wird das Steuergitter der EF 89 über C1 an die Minusseite des Zählrohres angekoppelt. Die positiven

lämpchen, während an der anderen Seitenwand nach entsprechendem Ausschnitt eine Hartpapierplatte 65x35x5 mm angeschraubt wird, auf der sich die Kuppelungsteile „PK 1“ und „KK 1“ für die Schraub- und Steckverbindungen einbauen lassen. Für den Anschluß des Zählrohres eignet sich die Peiker-Schraubverbindung „PK 1“ und „PK 2“. Der Kopfhörer ist bequem mit Hilfe der Peiker-Mikro-Steckkupplung „KK 1“ und „KK 2“ anzuschließen. Da der Regler P 1 nur für die einmalige Einstellung benötigt wird, befindet er sich unterhalb der Montageplatte an einem Montagewinkel. Die Achse kann durch eine Chassisöffnung mit Hilfe eines Schraubenziehers gegebenenfalls nachgestellt werden.

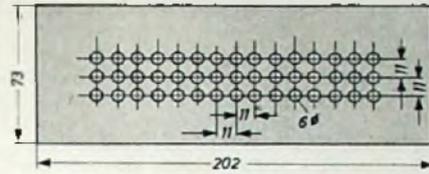
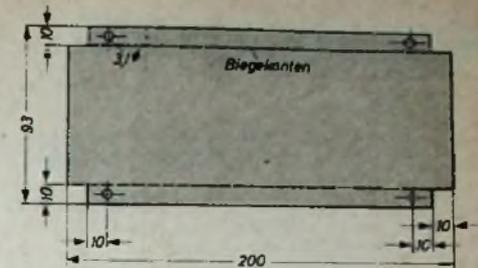
Der 80-MOhm-Widerstand wurde aus vier parallel geschalteten Widerständen zu je 330 MOhm gebildet.

Ratschläge für das Arbeiten mit Zählrohren

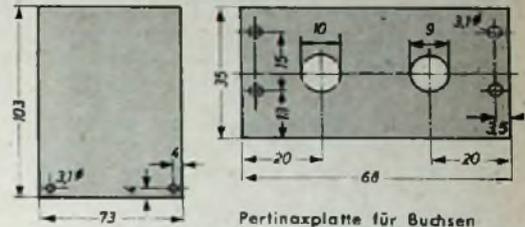
Sehr wichtig ist die Schraubverbindung zwischen Verstärker und Zählrohr, denn dadurch sind bei nicht einwandfreier Steckverbindung auftretende Störgeräusche zu vermeiden, die von den eigentlichen Zählrohrimpulsen kaum zu



Front- und Rückwand sowie (rechts) Bodenplatte



Deckplatte und (rechts) Seitenteile



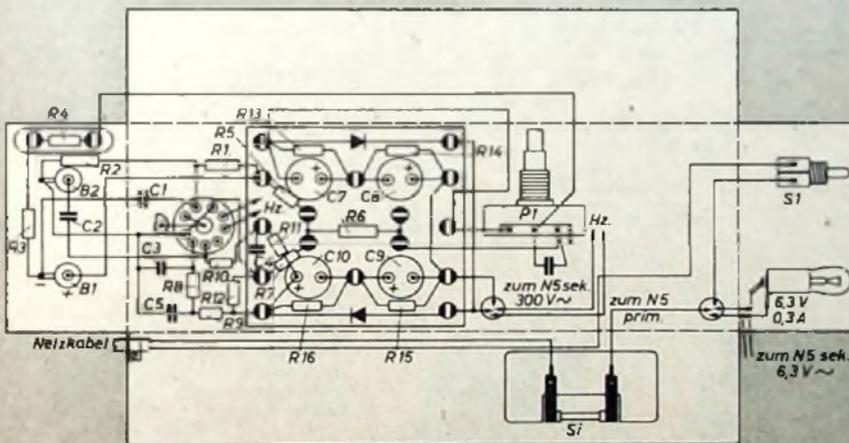
Perlinaxplatte für Buchsen

unterscheiden sind. Das Zuleitungskabel muß abgeschirmt sein. Sehr gut eignet sich z. B. das Telos-Antennenkabel. Nach dem Einschalten des Zählrohrverstärkers ist zunächst die Zählrohrspannung mit einem Röhrenvoltmeter zu messen. Für Niederspannungszählrohre steht der Spannungswähler S 1 in Stellung a. Der Netzteil liefert dann in der angewandten Spannungsverdopplerschaltung maximal etwa 900 V. Dieser Wert wird durch R 6 auf etwa 450 V maximal begrenzt und schließlich durch P 1 z. B. auf 350 V eingeregelt. Bei Hochspannungszählrohren, die mit Spannungen von über 1000 V arbeiten, ist S 1 in Stellung b. Es steht dann eine Maximal-Zählrohr-Gleichspannung von 1500 V zur Verfügung. Verkleinert man den Wider-

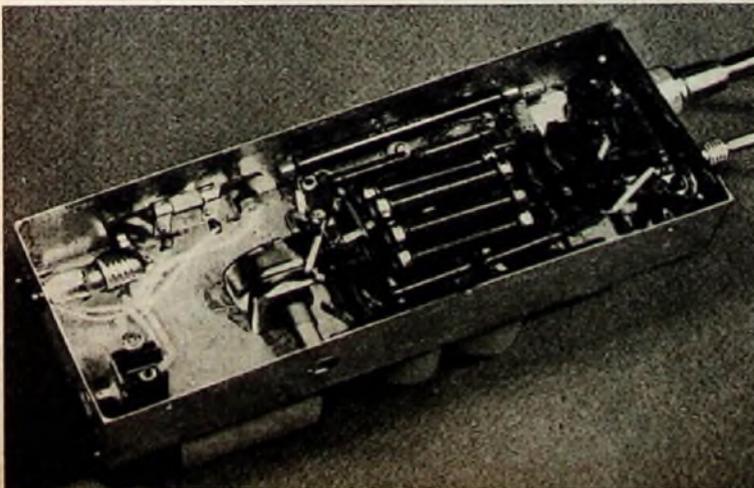
stand R 6, dann kann man in beiden Betriebsarten mit noch höheren Zählrohrspannungen rechnen. Zählrohrimpulse lassen sich z. B. mit Hilfe einer Armbanduhr mit Leuchtziffern feststellen. Armbanduhr mit sehr wirksamer Leuchtzifferschicht sind zu bevorzugen. Beim langsamen Bewegen der Uhr in Längsrichtung des Zählrohres tritt das im Hörer sehr laut feststellbare charakteristische Knacken der Impulse auf. Die Lautstärke des Knackens kann durch langsames Erhöhen der Zählrohrspannung gesteigert werden. Allerdings darf man die vorgeschriebene maximale Zählrohrspannung nicht überschreiten, da sonst das Zählrohr zerstört werden kann. Bei längeren Zählrohrversuchen sind in bestimmten Zeitabständen auftretende Impulse zu bemerken. Es handelt sich dabei um Höhenstrahlung, die die Erdatmosphäre durchdringt und auch durch starke Bleiabschirmungen praktisch kaum zu dämpfen ist.

Liste der Spezialteile

Netztransformator „N 5“, 2x 300 V, 6,3 V, 1 A	(Engel)
2 Selengleichrichter EO 52/60 b, 1500 V	(AEG)
Potentiometer, 10 MΩ, lin.	(Preh)
Schraubkupplung „PK 1“, „PK 2“	(Peiker)
Mikro-Steckkupplung „KK 1“, „KK 2“	(Peiker)
4 Elektrolytkondensatoren je 16 µF, 350/385 V	(Schaleco)
Kondensatoren	(Wima)
Widerstände	(Dralwid)
Röhre EF 89	(Valvo)



Verdrahtungsplan des einstufigen Verstärkers



Verdrahtungsansicht des einfachen Zählrohrverstärkers mit Netzteil

ELEKTRONISCHE RUNDSCHAU

bringt unter anderem im Juniheft folgende Beiträge

Ergebnisse und Probleme der Radioastronomie

Grenzen der Realisierbarkeit differenzierender und integrierender Netzwerke

Der Kontrast im Fernsehbild

Werkstoffprüfung mit Ultraschall nach dem Echolotverfahren

Lastverteilerschaltung für Ignitron-Schweißbrenner

Hochfrequenz- und Tantechnik auf der Deutschen Industrie-Messe Hannover 1955

Fachtagung Rauschen der NTG

**Zeitschriftenauslese • Patentschau
Vorträge • Neue Bücher**

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

Zu beziehen

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

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

Grid-Dip-Meter für Dezimeterwellen

Frequenzbereich: 340...545 MHz (77...55 cm)

Orientierende Messungen an passiven Schwingkreisen lassen sich einfach und schnell mit Hilfe eines Grid-Dip-Meters durchführen. Das Grid-Dip-Meter ist ein frequenzgeeichter Einstufen-Oszillator mit einem meist im Gitterstromweg liegenden Drehspulmeßwerk. Übliche Ausführungen sind mit mehreren Frequenzbereichen ausgestattet, die mittels Steckspulen oder Wellenumschalter gewechselt werden. Die Arbeitsweise des Grid-Dip-Meters beruht auf Absorption und

starkem Energieentzug, können Frequenzsprünge auftreten, oder die Schwingungen setzen ganz aus. Besonders im Gebiet der Dezimeterwellen ist die Herstellung von Abstimmkreisen mit zahlreichen Unsicherheitsfaktoren behaftet, die sich bei Vorausberechnungen nur schwer bestimmen lassen. Kapazitäten und Induktivitäten sind bei Dezischwingkreisen nicht mehr getrennt erfaßbar, so daß Messungen nur noch einen Sinn haben, wenn sie bei den Arbeitsfrequenzen vorgenommen werden. Daher ist die Verwendung eines Grid-Dip-Meters im Dezimeterwellengebiet geradezu ideal. Den KW-Amateuren, die sich 70-cm-Empfänger und -Sender bauen, den Fernlenk-Amateuren, die es mit der Fernlenkfrequenz 465 MHz probieren wollen, und den Fernseh Technikern, die sich in Kürze mit Fernsehempfängern und Konvertern für das Fernsehband IV

(470 ... 585 MHz) auseinandersetzen müssen, kann ein Grid-Dip-Meter für diese Frequenzen zu einem unentbehrlichen Meßhilfsmittel werden.

Das hier beschriebene Grid-Dip-Meter hat nur einen Meßbereich, der besonders auf die Ansprüche der 70-cm-KW-Amateure und 60-cm-Fernlenkamateure abgestimmt wurde. Grid-Dip-Meter für mehrere Frequenzbereiche lassen sich mit normalen Werkstattmitteln nur bis etwa 200 MHz oberer Arbeitsfrequenz herstellen. Über 200 MHz werfen die stark eingehenden Kapazitäten und Induktivitäten für Buchsen, Schalter und Röhren besondere Konstruktionsprobleme auf. Über 400 MHz sind ferner kapazitive Abstimmittel für größere Frequenzvariationen nicht mehr realisierbar. Es bleibt also nur die „induktive“ Abstimmung, wenn man von der Sonderstellung der sogenannten Schmetterlingskreise absieht.

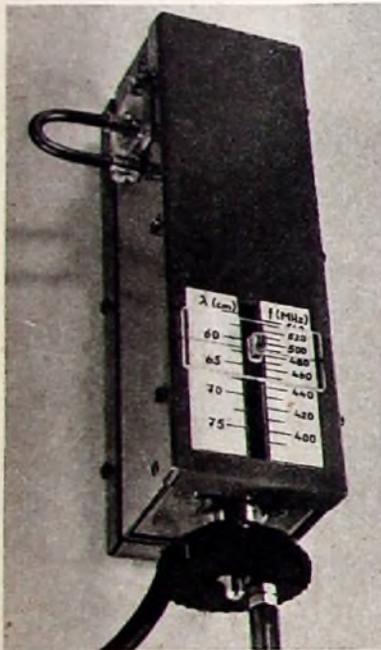


Abb. 1. Das Grid-Dip-Meter für Dezimeterwellen im betriebsfertigen Zustand. Auf der Oberseite (Verschlußdeckel) befinden sich rechts und links der Zeigerhalterung 2 Skalen mit cm- und MHz-Einteilung. An der linken Seite können wahlweise Ankopplungsbügel oder -stäbe eingesetzt werden

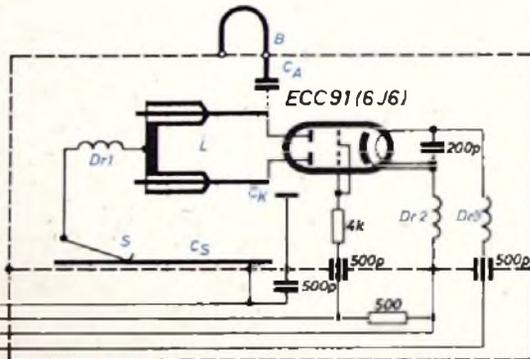
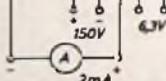


Abb. 2. Schaltbild des Grid-Dip-Meters für Dezimeterwellen



Schaltung und Aufbau

Das Grid-Dip-Meter ist als Gegentakt-Oszillator geschaltet. Oszillatortöhre ist die ECC 91 oder deren Äquivalenztyp 6 J 6. Der Schwingkreis besteht aus einem in der Länge veränderbaren symmetrischen Parallelsystem (Lechersystem), dessen (geometrische) Länge auf $\lambda/4$ abgestimmt wird. Ein U-förmiger, verschiebbarer Kurzschluß-Bügel wird über eine Gewindespindel auf zwei Stäben gehalten. Die kegelförmigen Ansätze sind geschlitzt, damit sie die fest montierten Stäbe federnd umschließen. Als Röhrenfassung dient eine besonders hergerichtete keramische Normalausführung (Dra-lowid; Kenn-Nr. 304), bei der der Metallhalterung vorsichtig entfernt werden muß. Die Befestigung der Fassung erfolgt im Mittelloch. Bedauerlicherweise arbeitet die 6 J 6 nicht absolut symmetrisch, da der die Getterpille tragende Steg mit einer Anode verbunden ist und dadurch

Abb. 3. Die Zuführungen des Heiz- und Gitterstroms werden über Durchführungskondensatoren in den Anschlußschacht geleitet. Die Anodenspannung wird im Anschlußschacht an eine der isolierten Befestigungsschrauben des „Kontaktbahn“-Kondensators C_A (Abb. 2) angeschlossen

den dadurch verursachten Rückwirkungen auf den Arbeitspunkt des Schwingungserzeugers. Befinden sich Abstimmkreise der selbstschwingenden Stufe und ein angekoppelter, zu messender Schwingkreis auf gleicher Resonanzfrequenz, so entzieht der angekoppelte Schwingkreis dem Schwingungserzeuger HF-Energie. Dabei tritt eine Verlagerung des Arbeitspunktes auf; der Gitterstrom sinkt, der Anodenstrom steigt. Soll also die Resonanzfrequenz des zu messenden Kreises ermittelt werden, dann variiert man die Abstimmfrequenz des Grid-Dip-Meters so lange, bis sich der Gitterstrom ändert bzw. vom Meßwerk ein Gitterstromdip (Stromminimum!) angezeigt wird. Je nach Güte des Meßkreises und Kopplungsgrad zwischen diesem und dem Schwingkreis des Grid-Dip-Meters ist der Gitterstromdip stark oder schwach, scharf oder flach. Bei zu starker Ankopplung, also bei zu

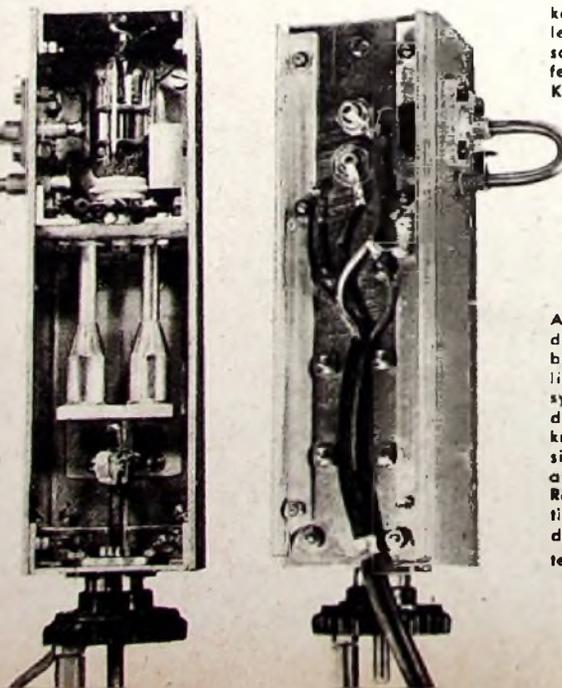
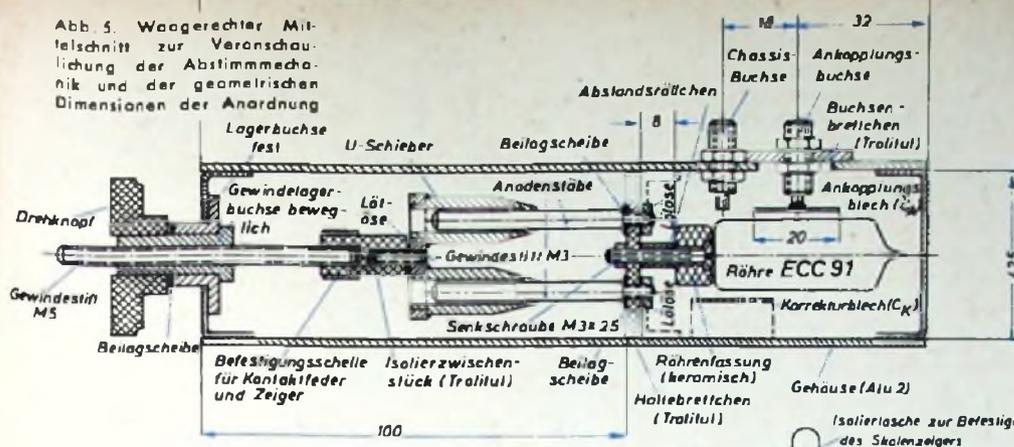


Abb. 4 (links außen). Der Innenaufbau des Grid-Dip-Meters entspricht einer Aufbauteknik, die bei Dezimetergeräten üblich ist. Vorn: Das symmetrische Abstimm-system, dessen beweglicher Teil (U-Bügel) durch den in Abb. 1 vorn sichtbaren Drehknopf betätigt wird. Die dünneren Stäbe sind auf eine Trolitulplatte geschraubt; auf der anderen Seite der Platte ist die Röhrenfassung für die ECC 91 (6 J 6) montiert. An der linken Seite der Röhre liegt das Ankopplungsblech (C_A), an der rechten der Röhre das Korrekturblech (C_K)



hier beschriebenen Grid-Dip-Meters ist besser als 0,5 %/a. Heiz- und Katodenleitungen sind verdrosselt (Dr_1 , Dr_2 und Dr_3 sind freitragende Spulen aus 0,5 CuL-Draht, etwa 5 mm Durchmesser und 18 cm Drahtlänge). Die 6,3 V gegen Null führende Heizzuleitung und die Gitterzuleitung werden über Durchführungskondensatoren (Dralowid; Supracond, Form „FN“) in den Anschlußschacht geführt. Die Anodenspannung wird am Strombauch des U-Bügels eingesteigt. Über das Rundisolierstück (Abb. 7i) sind Gewindestab und U-Bügel starr verbunden.

die Spannungsendpunkte im Spannungsbauch gegeneinander verschoben werden. Die Folge ist ein unerwünschtes HF-Potential auf der Katode, das im Gebiet der Grenzwellenlänge die Symmetrie einer Gegentaktschaltung empfindlich stört und Abstimmungsschwierigkeiten bereitet. Um diese nachteilige Erscheinung wenigstens teilweise kompensieren zu können, wurde die Kapazität der „kürzeren“ Anode zur Katode mittels eines außen eng anliegenden Bleches (C_K) erhöht. Im Gegensatz zu den beiden mit den Anoden unmittelbar verbundenen Stäben hat der U-Bügel einen kleineren Wellenwiderstand. Bei höchster Abstimmungsfrequenz überdeckt der Bügel die Stäbe ganz, so daß der resultierende Wellenwiderstand einen kleineren Wert annimmt. Durch diese Maßnahme konnte nicht nur der mechanische Hub über den gesamten Abstimmungsbereich verkleinert werden, es bleiben dabei auch die Änderungen der Arbeitsströme, insbesondere des gemessenen Gitterstromes (vgl. Abb. 9), verhältnismäßig klein. Die beiden Steuergitter der 6J6 werden über eine Kupferfolie so kurz wie möglich miteinander verbunden. Der Rückkopplungsweg geht also über die Gitteranodenkapazitäten der Röhre. Die ganze Anordnung befindet sich in einem schmalen Alu-Gehäuse, um Strahlungsverluste und Mehrdeutigkeiten bei der Messung zu vermeiden. Die Auskopplung der HF erfolgt kapazitiv über ein in der Nähe der „längeren“ Anode liegendes Kupferblech, das an eine nach außen führende Buchse angelötet ist. An der Außenseite des Grid-Dip-Meter-Gehäuses können wahlweise Bügel oder Stäbe eingesteckt werden. Von besonderer Wichtigkeit ist, daß die Eigenfrequenz der Ankopplungsvorrichtung nicht in den Meßbereich fallen darf. Bei richtiger Verwendung der in Abb. 8 gezeigten Ankopplungsbügel und -stäbe ist die Viertelwellenlänge des Kopplungszwischengliedes stets kleiner als die der Meßwellenlänge. Die dabei auftretenden Transformationen der Blindwerte verstimmen auf Grund der losen Ankopplung an den Oszillator diesen nur geringfügig, so daß es keine Schwierigkeiten macht, sie in die Eichung mit einzubeziehen. Die Frequenzgenauigkeit des

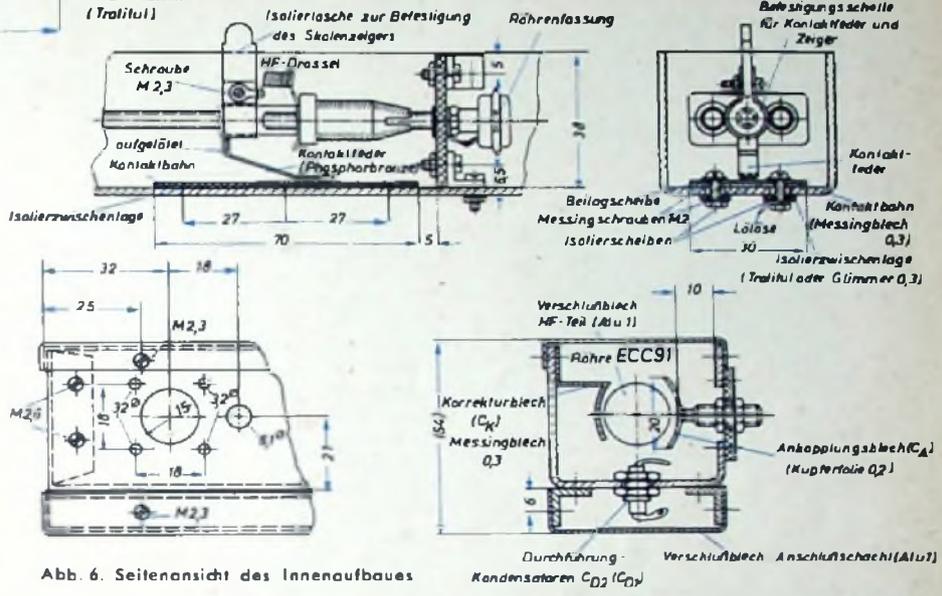


Abb. 6. Seitenansicht des Innenaufbaues

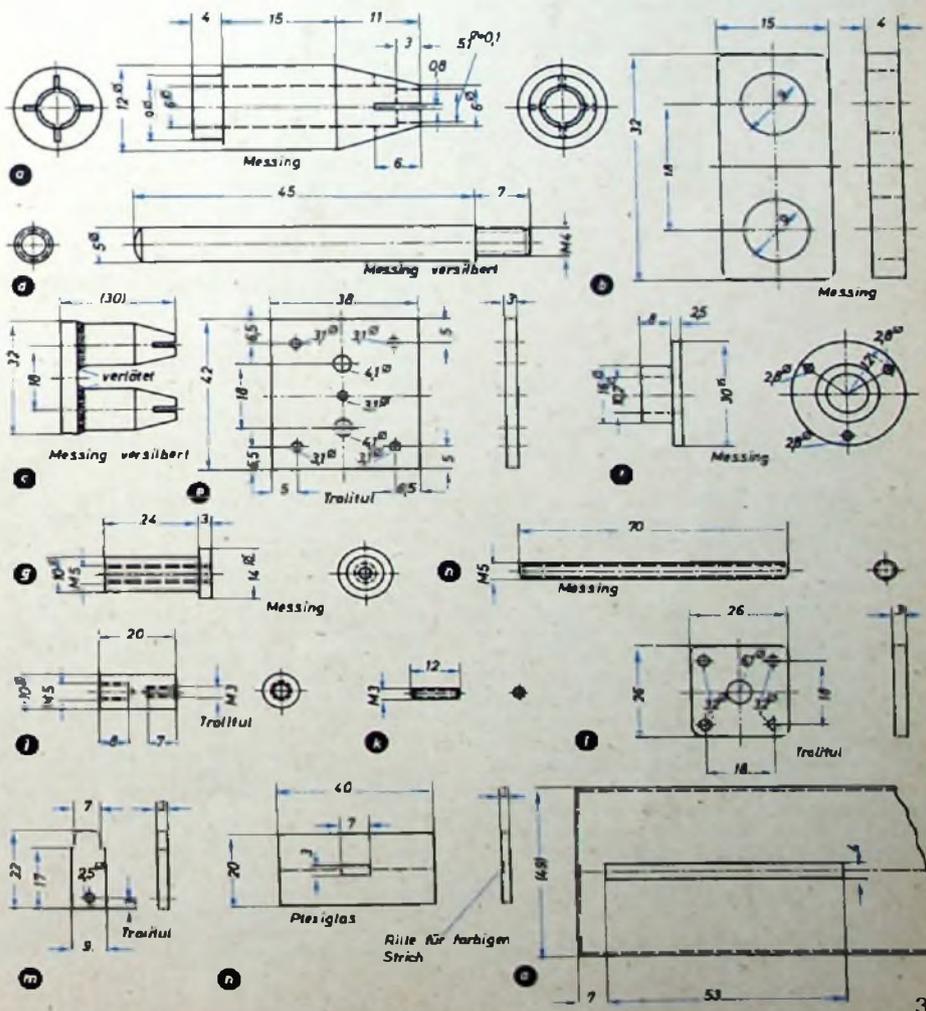


Abb. 7. Maßstäbliche Zeichnungen der Einzelteile, die besonders angefertigt werden müssen. a) Rundstück des U-Bügels (wird zweimal benötigt); b) Querplatte des U-Bügels; c) U-Bügel im fertigen Zustand; d) Stifte, die auf die Traitolulplatte fest montiert werden; e) Traitolulplatte (wird zweimal benötigt); f) Lagermuffe für festen Einbau; g) Gewindelagermuffe, beweglich; h) Gewindestift für den U-Bügeltransport; i) Isolierstück; k) Gewindestift für Befestigung des Rundstücks an den U-Bügel; l) Isolierplatte für Ankopplungsbuchse; m) Haltesteg für Skalenzeiger; n) Ausschnitt im oberen Verschlussdeckel des Grid-Dip-Meters für die Führung des Haltestegs

Außerdem trägt es eine Schelle, an die nach oben der Haltesteg für den Skalenzeiger und nach unten eine Kontaktfeder angebracht sind, über die der Anodenstrom geleitet wird. Die Feder schleift auf einem Messingblech, das über eine Trolitul- oder Glimmerfolie ans Gehäuse „geklatscht“ ist. Von dem Anschlußschacht, der durch einen Blechdeckel abgeschlossen wird, führt ein vieradriges Gummikabel für die Stromversorgung und den Anschluß des Gitterstromanzeigers M (Drehspul-Meßwerk, Endwert 2 oder 2,5 mA) nach außen. Heiz- und Anodenspannung werden von einem getrennten Netzgerät bezogen. Für besondere Meßfälle kann das Grid-Dip-Meter auch batteriebetrieben werden. Als Anodenbatterie eignet sich der Pertrix-Typ „62“ (125 V), als Heizbatterie der Sonnenschein-Klein-Akku „3 KS 5“ (6,0 V).

Die Eichung des Grid-Dip-Meters

Die Eichung erfolgt mit Hilfe einer abstimmbaren Lecherleitung. Diese besteht z. B. aus zwei gut gespannten, versilberten Kupferdrähten (je 1 mm Drahtdurchmesser) mit etwa 10...12 cm gegenseitigem Abstand und etwa 150 cm Drahtlänge. Auf der einen Seite ist die

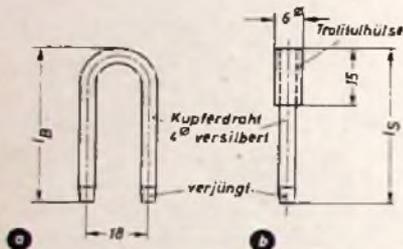


Abb. 8. Bügel (a) und Stäbe (b) für die Ankopplungsvorrichtung. Für den Bereich von 390...480 MHz sind $l_B = 40$ mm und $l_S = 50$ mm, für den Bereich von 450...545 MHz sind $l_B = 30$ mm und $l_S = 35$ mm günstige Werte der Längen

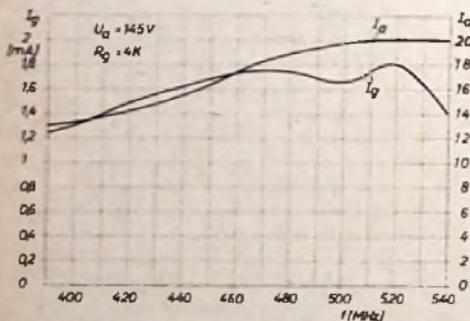


Abb. 9. Verlauf des Gitter- und Anodenstromes in Abhängigkeit von der Abstimmfrequenz f

Doppelleitung offen; an der Ankopplungsseite wird eine Schleife angeschlossen, in deren Nähe das Grid-Dip-Meter aufgestellt und in Betrieb gesetzt wird. Ein entlang der Leitung transportierbarer Kurzschlußschieber wird so lange hin- und hergeschoben, bis der Gitterstromdip angezeigt wird. In diesem Falle bilden sich auf der Leitung stehende Wellen. Man sucht hierauf durch Verschieben des Schiebers die nächste Stelle, bei der der gleiche Effekt auftritt. Der geometrische Abstand der beiden Stellen entspricht der halben Wellenlänge der Arbeitsfrequenz. Da wegen der Strahlung eine kleine Korrektur vorgenommen werden muß, gilt die Formel

$$l = \frac{29500}{2f}$$

f in MHz; l in cm (geometr. Abstand!).

Das Arbeiten mit dem Grid-Dip-Meter

Als Ankopplungszwischenglieder sind je zwei Bügel und Stäbe verschiedener Abmessungen vorhanden (Abb. 8). Die Bügel werden in die Ankopplungs- und in die Chassisbuchse eingesteckt. Die Bügel kommen hauptsächlich für Messungen an offenen Schwingkreisen, z. B. auf $\lambda/4$, $\lambda/2$ und $3/4 \lambda$ abgestimmte Parallelsysteme in symmetrischem oder unsymmetrischem Aufbau, in Betracht. Da die Bügel hauptsächlich induktiv wirken, koppelt man im Strombauch des Meßobjektes ein. Man beachte, daß sich der Strombauch des Ankopplungszwischengliedes nicht in Nähe der Krümmung des Bügels, sondern an der Chassisbuchse befindet. Bei Messungen an geschlossenen Dezi-Schwingkreisen (Rohr- oder Topfkreise) ist die kapazitive Ankopplung u. U. günstiger. Zu diesem Zweck wird in die Ankopplungsbuchse ein nach Abb. 8 vorbereiteter Stift eingesteckt. Durch eine entsprechende Öffnung in der Nähe des Spannungsbauches des Rohr- oder Topfkreises wird dann der Stift 3 bis 5 mm eingetaucht und die Messung sinngemäß vollzogen. Um eindeutige Messungen zu erreichen, wird es meist notwendig sein, das Grid-Dip-Meter zum Meßobjekt mechanisch zu fixieren. In den meisten Fällen wird man das Meßobjekt im endgültigen Aufbau (also einschließlich der angekoppelten Glieder, wie Röhren, Dioden, Antennen) untersuchen wollen. Der Prüfende wird dann von Fall zu Fall entscheiden müssen, welche Ankopplungsart sich am günstigsten durchführen läßt.

Mit der dargestellten Gebrauchsweise sind die Aufgaben eines Grid-Dip-Meters nicht erschöpft. Es ist auch dann noch einsatzfähig, wenn die Energieübertragung so schwach ist, daß kein Gitterstromdip mehr zu erkennen ist. Die von einem Meßobjekt aufgenommene HF-Energie kann dann oft noch von einer Dioden-Meßanordnung nachgewiesen werden (Abb. 11). Auch bei der Dioden-Meßanordnung gilt die Bedingung, daß die Eigenfrequenz nicht in den Meßbereich fallen darf. Messungen mit rei-

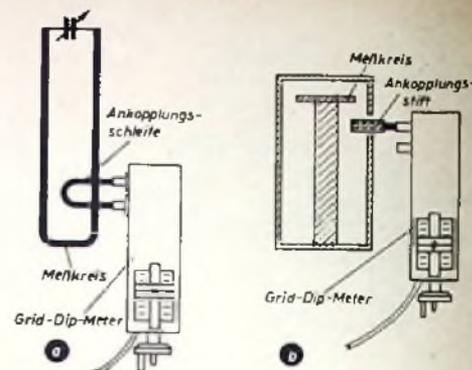


Abb. 10. Ankopplungsarten zwischen Grid-Dip-Meter und Meßkreis. a) Paralleldraht-Lecher-Systeme (hier: $\lambda/4$ -Abstimmung); b) Topf- oder Rohrkreise (ebenfalls $\lambda/4$ -Abstimmung)

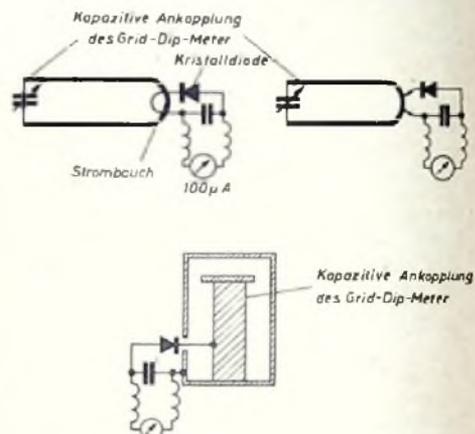


Abb. 11. Verwendung einer Dioden-Meßanordnung bei schwacher Energieübertragung

ner Strahlungskopplung sind noch ein Schritt weiter. Das Grid-Dip-Meter arbeitet dann als Prüfsender für den Abgleich von Empfängern usw. Die Resonanzanzeige wird z. B. aus dem Verhalten der Gitter- oder Anodenströme, evtl. auch erst an der Demodulationsstufe, gewonnen. Schließlich sollen auch die Möglichkeiten, die sich für Antennenmessungen ergeben, nicht unerwähnt bleiben.

Ausstellungen: Rundfunk auf der »Foire de Paris«

Die größte französische Industrie- und Landwirtschaftsausstellung, die „Foire de Paris“, fand in diesem Jahr zwischen dem 15. und 30. Mai statt. Ausländische Aussteller waren in diesem Jahre besonders zahlreich vertreten.

Frankreich hat jedes Jahr noch zwei andere, die Branchen des Rundfunks und der Elektronik interessierende Ausstellungen: die Einzelteil-Ausstellung im Februar und die nationale Radio- und Fernsehschau im Oktober. Neuhelten werden daher im allgemeinen für diese Ausstellungen reserviert. Die „Foire de Paris“ gibt aber trotzdem einen recht vollständigen Querschnitt durch die französische Geräteproduktion.

Eine deutliche Änderung war allgemein in der Gehäusegestaltung zu verspüren. Der mit glitzernden Zielerleuchten versehene Empfänger nimmt sich zwar im Schaufenster recht verlockend aus, aber der Kunde kauft eben doch lieber etwas, das sich harmonisch in seine Wohneinrichtung einfügt. Jetzt ist man deshalb in der Gehäusegestaltung fast zu einem Einheitsstyp gekommen: eine lange, leicht geneigte dunkle Skala unter dem Lautsprecher und darunter entweder vier bis fünf Drehknöpfe oder (seltener) Klaviertasten. Im vorigen Jahr stachen die von den Vertretern der deutschen Firmen ausgestellten Geräte durch ihre nüchterne Aufmachung noch sichtlich ab; in diesem Jahre mußte man oft die Firmenschilder ansehen, um das Herkunftsland zu erkennen. Die meisten Empfänger der höheren Preisklasse waren mit Rahmenantenne versehen. Jeder größere

Fabrikant zeigte ferner mindestens ein Modell mit FM. Das Interesse der Kundschaft an FM-UKW-Empfängern ist jedoch nach wie vor gering. Das mag daran liegen, daß die Gebiete, in denen man z. Z. frequenzmodulierte UKW-Sendungen hören kann, ebenfalls sehr gut mit MW- und LW-Programmen in französischer Sprache versorgt sind. Bei den Reiseempfängern versucht man weiterhin Platz zu sparen; die Abmessungen eines von E.C.R. hergestellten Gerätes waren $220 \times 115 \times 65$ mm. Pizna-Broz zeigte neben Tropfenmodellen also Batterieempfänger mit Uhr. Ein Fahrradempfänger, auf der Lenkstange zu befestigen, wurde von Pygmy vorgeführt. Das Angebot an zusätzlichen Rahmenantennen schien in diesem Jahr etwas geringer.

Etwa die Hälfte aller ausgestellten Fernsehempfänger hatte eine Bildhöhe von 54 cm, während man im letzten Jahr Größen von 45 cm am häufigsten sah. Mit Kanalwählern waren fast nur Mehrstandard-Geräte ausgerüstet.

Besonders für das große Publikum bestimmt, zeigte die „Foire de Paris“ wenig auf dem Gebiete der Elektronik und der Meßgeräte. Es wäre u. a. nur ein von R.T.C. hergestelltes automatisches Ohmmeter zu nennen, bei dem es genügt, einen Widerstand zwischen 1 Ohm und Unendlich anzuschließen, damit das Gerät sich automatisch auf den betreffenden Bereich einschaltet und den gesuchten Wert anzeigt. Transistoren sah man nur in einem Hörgerät von Sonophone. H. S.

Universelles Zusatzgerät zum Kurzzeitoszillografen

Das nachstehend beschriebene Zusatzgerät ist besonders als Ergänzung des in FUNK-TECHNIK Bd. 10 (1955) Nr. 3, S. 66, und Nr. 4, S. 105 beschriebenen Selbstbau-Oszillografen gedacht, läßt sich aber auch zusammen mit anderen Elektronenstrahl-Oszillografen verwenden. Es enthält einen Elektronenstrahl-Schalter für Zweifach-Oszillografie, der gleichzeitig als Rechteck-generator für Meßzwecke herangezogen werden kann, einen Impulsgeber mit beliebig einstellbarem Tastverhältnis und einen Phasenschieber, der vor allem beim Triggern nahezu unentbehrlich ist. Der Selbstbau-Oszillograf wird daher in Verbindung mit diesem Zusatzgerät zu einem kompletten Impuls-Meßplatz erweitert.

Die in Abb. 1 gezeigte Schaltung enthält als Kernstück einen symmetrisch oder unsymmetrisch arbeitenden Multivibrator (Rö 3 und Rö 4), der die rechteck- bzw. impulsförmigen Signale liefert. Zur Herstellung von Zweifach-Oszillogrammen sind die Schaltrohren Rö 2 und Rö 5 vorhanden, während der Bildab-

stand mit Hilfe der Röhre Rö 6 eingestellt werden kann. Rö 7 bildet die Endstufe, mit der die Spannungen der beiden Teilbilder ausreichend verstärkt werden. Zur Verstärkung und Verzerrung von Synchronisierungssignalen dient Rö 1. Der Phasenschieber, mit dem sich Verschiebungen zwischen 0 und 360 Grad herstellen lassen, besteht aus einer Phasen-Vorwählstufe mit der Röhre Rö 12 und einem monostabilen Flip-Flop-System (Rö 13 und Rö 14/15). Zur eindeutigen Netzsynchonisierung ist Rö 16 gedacht, während das elektronisch stabilisierte Netzgerät mit Rö 8 ... Rö 11 bestückt ist.

Rechteckgenerator und Impulsgenerator

Zur Erzeugung der Schwingungen werden die Katoden-Steuergritter-Schirmgittersysteme von Rö 3 und Rö 4 herangezogen, während die Ausgangsspannung an den Anodenwiderständen dieser Röhren abgegriffen wird. Die Anoden liegen außerdem an einer kleineren Betriebsspannung (Vorwiderstand R 1). Dadurch fällt die Anodenspannung fast bis zur

Restspannung ab, so daß störende, für den Multivibrator typische Umladeerscheinungen unterdrückt werden. Die Oszillogramme Abb. 2 und Abb. 3 zeigen das Aussehen der resultierenden Rechteckspannung für 3 bzw. 30 kHz. Bei Frequenzen unter 1 kHz sind die

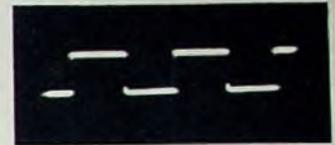


Abb. 2. Oszillogramm der Rechteckspannung bei 3 kHz

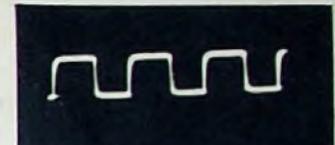


Abb. 3. Oszillogramm der Rechteckspannung bei 30 kHz

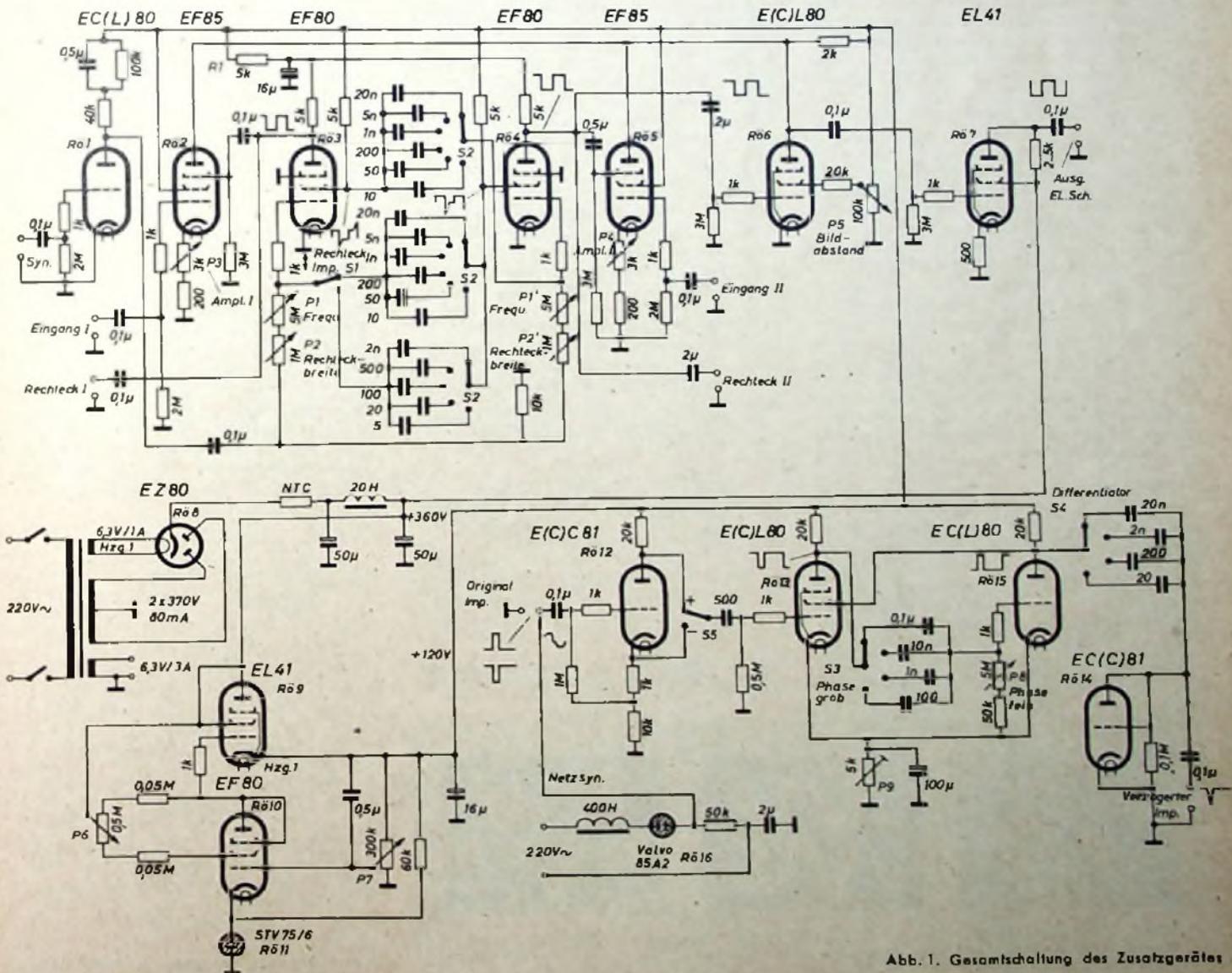


Abb. 1. Gesamtschaltung des Zusatzgerätes

senkrechten Flanken im Oszillogramm nicht mehr zu sehen. Die Folgefrequenz wird mit dem Schalter S2 in sechs Stufen grob eingestellt, während die Feinregelung mit dem Doppelpotentiometer P1/P1' erfolgt. Decken sich die Widerstandskennlinien dieser Potentiometer, so bleiben das Zeitkonstantenverhältnis und damit die symmetrische Rechteckform beim Regeln erhalten (als besonders geeignet erwies sich eine Ausführung der Firma Ruf). Zur Justierung kleinerer Abweichungen ist ein weiteres Doppelpotentiometer P2/P2' (Ruf) vorhanden, das gegenläufig geschaltet sein muß; bei einer bestimmten Drehrichtung soll sich also der Widerstand der einen Hälfte erhöhen, der der anderen dagegen erniedrigen. Mit diesem Potentiometer kann außerdem das Tastverhältnis von Impulsspannungen eingestellt werden, die dann auftreten, wenn der Schalter S1 auf „Impuls“ steht. Der Multivibrator arbeitet dann wegen der kleineren Gitterkondensatoren in der linken Hälfte unsymmetrisch, so daß man an den Anschlüssen „Rechteck I“ und „Rechteck II“ Impulse mit positiver bzw. negativer Polarität abnehmen kann. Dieselben Anschlüsse geben Rechteckspannungen ab, wenn S1 auf „Rechteck“ steht.

Schaltröhren

Den Steuergittern der Schältröhren R62 und R65 werden jeweils zwei verschiedene Vorgänge zugeführt, die als Zweifachoszillogramm sichtbar gemacht werden sollen (Eingang I und II). Mit den Potentiometern P3 und P4 läßt sich die Verstärkung der Regelröhren EF85 ändern. Die Widerstände werden, um Verzerrungen bei der Wiedergabe von Impulsen zu vermeiden, nicht überblockt. Den Bremsgittern der Schältröhren führt man die jeweils um 180 Grad verschobenen Rechteckspannungen des Multivibrators zu. Infolgedessen ist in der ersten Halbperiode die eine und in der zweiten die andere Röhre verriegelt bzw. geöffnet. Die Anoden der Schältröhren arbeiten auf einen gemeinsamen Außenwiderstand von 2 kOhm, so daß an diesem die beiden Oszillogramme — zunächst aufeinanderliegend — auftreten. Beim Aufbau bzw. bei der Verdrahtung ist darauf zu achten, daß die Schaltstöße am Bremsgitter die Steuergitter mit den angeschlossenen Leitungen nicht beeinflussen können; andernfalls werden die Stöße an den offenen Steuergittern wirksam und bringen „Zipfel“ in die Oszillogramme, die das differenzierte Bremsgittersignal darstellen und mitunter störend sind. Man kann diese Einflüsse übrigens auch durch kleine, passend angeordnete Kapazitäten neutralisieren.

Synchronisierung

Die Multivibratorspannungen lassen sich von einer Fremdspannung synchronisieren, wenn man diese in die Gitterkreise des Multivibrators koppelt. Zu diesem Zweck legt man die Enden von P2/P2' über einen gemeinsamen Widerstand von 10 kOhm an Masse und führt diesem die von R61 verstärkten bzw. verzerrten Signale zu. Die Schaltglieder im Gitter- und Anodenkreis geben dieser Röhre eine starke Begrenzerwirkung, so daß

besonders bei Übersteuerung scharfe Umkehrpunkte in der Anodenwechselspannung enthalten sind, mit denen man gut synchronisieren kann. Das ist im Hinblick auf die später zu besprechenden verschiedenen Betriebsarten des Elektronenstrahlchalters von Wichtigkeit.

Bildhöhenregelung

Um bei der Zweifachoszillografie die beiden Vorgänge gut voneinander unterscheiden zu können, müssen sie sich gegenseitig auf dem Leuchtschirm in vertikaler Richtung verschieben lassen. Zu diesem Zweck wird das Steuergitter von R66 von der rechten Multivibratorhalfte angetastet. Daher liefert diese Röhre immer nur während einer Rechteck-Halbwelle Anodenstrom; während der anderen bleibt sie stromlos. Da die Anode von R66 ebenfalls auf den Schältröhren-Außenwiderstand von 2 kOhm arbeitet, wird der Strahl der Oszillografenröhre für die Dauer einer Halbwelle zusätzlich nach oben abgelenkt, so daß man die erwünschte Bildverschiebung erhält. Die kontinuierliche Regelung des Bildabstands erfolgt mit P5, das die Schirmgitterspannung von R66 dosiert.

Endstufe

Dem Steuergitter der Endstufe mit der Röhre R67 wird das resultierende Spannungsgemisch am Außenwiderstand von R62, R65 und R66 zugeführt. Der Katodenwiderstand bleibt wie bei den Schältröhren ohne Parallelkondensator. Bei der Wahl der Größe des Außenwiderstandes von R67 ist ein Kompromiß zwischen Ausgangsamplitude und Breitbandigkeit zu schließen; es empfehlen sich Werte zwischen 2 und 5 kOhm. Der Ausgang des Elektronenstrahlchalters wird mit den Meßplatten unmittelbar verbunden, d. h., ein eventuell vorhandener Oszillografenverstärker muß abgeschaltet bleiben.

Wie aus der Schaltung ersichtlich, weisen die Koppelzeitkonstanten zwischen den einzelnen Röhren teilweise erhebliche Werte auf; kleinere Zeitkonstanten führen bei den tiefen Rechteckfrequenzen schnell zu einer Abschärfung der horizontalen Dächer, was insbesondere bei der Zweifachoszillografie zu unscharfen Bildern Anlaß gibt.

Betriebsarten des Elektronenstrahlchalters

Der Multivibrator gestattet eine stufenweise bzw. kontinuierliche Frequenzregelung zwischen etwa 5 Hz und 30 kHz, so daß man in

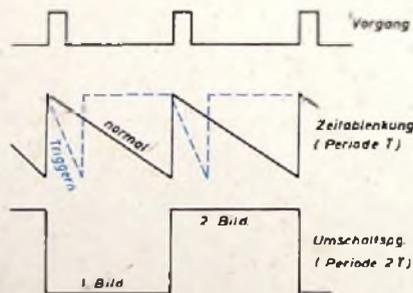


Abb. 6. Arbeitsweise des Elektronenstrahlchalters bei einem Frequenzverhältnis von 1:2

der Wahl des Verhältnisses zwischen Vorgangsfrequenz und Umschaltfrequenz weitgehend freie Hand hat. Niederfrequente Vorgänge bis zu etwa 200 Hz wird man mit möglichst hohen Umschaltfrequenzen darstellen, während man bei höherfrequenten Vorgängen (über etwa 500 Hz) umgekehrt verfährt. Ist die Umschaltfrequenz im Verhältnis zur Vorgangsfrequenz zu klein, dann wird der Vorgang selbst nicht genügend fein aufgelöst (s. Abb. 4). Bei genügend großen Frequenzunterschieden ergeben sich ganz einwandfreie Zweifachoszillogramme (etwa nach Abb. 5). Die sehr steil verlaufenden Umschaltstöße sind im Oszillogramm höchstens als hauchdünne Schleier zu sehen. Stört bei kleineren Frequenzverhältnissen das Wandern der Umschaltlücken, dann kann man den Multivibrator mit der Vorgangsfrequenz synchron laufen lassen. Die Lücken stehen dann still.

Bei zeitgedehnten Oszillogrammen erhält eine dritte Betriebsart des Elektronenstrahlchalters besondere Bedeutung. Erzeugt man z. B. ein zeitgedehntes Zweifachoszillogramm niedriger Folgefrequenz unter Anwendung einer hohen Umschaltfrequenz, so wird die Umschaltspannung ebenfalls zeitgedehnt; dadurch treten undeutliche Bilder infolge unzureichender Auflösung auf. Man wählt dann mit Vorteil die Frequenz der Umschaltspannung genau halb so groß wie die Folgefrequenz des Vorgangs, so daß nach Abb. 6 der vollständige erste Vorgang von der ersten, der ebenso vollständige zweite Vorgang von der zweiten Halbwelle des Multivibrators dargestellt wird. Dann spielt die Zeitdehnung keine Rolle mehr, denn der Elektronenstrahl verändert seine „Grundstellung“ während der Zeitdauer eines Vorgangs überhaupt nicht. Abb. 7 zeigt das erwähnte Frequenzverhältnis für den Fall, daß die Kippfrequenz des Oszillografen der halben Vorgangsfrequenz entspricht. Voraussetzung für zufriedenstellende Ergebnisse mit diesem Verfahren sind einwandfreier Synchronismus und Phasenkonstanz zwischen Vorgangs- und Umschaltfrequenz sowie absolute Gleichheit der Rechteck-Halbwellen.

Phasenschieber

Schon bei normalen Oszillogrammen möchte man mitunter interessierendere Einzelheiten in die Mitte der Zeitlinie schieben; in erhöhtem Maße gilt das für zeitgedehnte Vorgänge, bei denen sogar recht häufig der Vorgangsbeginn von Interesse ist (Anstiegsflanke eines im Vergleich zur Periode sehr kurzzeitigen Impulses). Mit Hilfe kontinuierlich regelbarer Phasenschieber, die zwischen der Synchronisierklemme des Oszillografen-Kippgerätes und der für den Vorgang maßgebenden

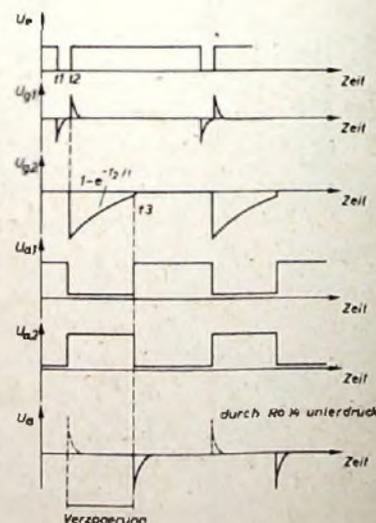


Abb. 8. Impulsfahrplan des Phasenschiebers



Abb. 4. Zweifachoszillogramm bei zu kleinem Verhältnis zwischen Umschalt- und Vorgangsfrequenz. Abb. 5. Desgl. bei vorteilhaftem Frequenzverhältnis. Abb. 7. Oszillogramm zu Abb. 6

den Spannungsquelle liegen. Ist das leicht möglich, und solche Einrichtungen kommen in Industrie-Oszillografen auch zur Anwendung. Im vorliegenden Fall wird als Phasenschleber ein monostabiler Flip-Flop verwendet, der sich aus Röhre R6 13...R6 15 mit ihren Schaltorganen zusammensetzt. Die Wirkungsweise ergibt sich aus Abb. 8. Im nichtgesteuerten Zustand führt R6 15 vollen Anodenstrom, weil ihr Steuergitter praktisch Katodenpotential hat. R6 13 ist wegen des Spannungsabfalls an P8 verriegelt. Trifft ein negativer Impuls (U_{g1}) über ein Differenzglied auf das Steuergitter von R6 13 (U_{g1}), so bleibt die Vorderflanke unwirksam, weil sie R6 13 nur noch weiter ins Negative steuert. Die Rückflanke führt hingegen zum Umkippen des Flip-Flop, das Steuergitter von R6 15 wird sprunghaft negativ (U_{g2}), so daß diese Röhre verriegelt wird. Ihre Anodenspannung U_{a2} steigt bis zur Betriebsspannung an, während U_{a1} (R6 13) infolge der Entriegelung stark abfällt. Nun wird jedoch U_{g2} nach Maßgabe der Gitterkreis-Zeitkonstante langsam positiver und wenn die Sperrspannung von R6 15 erreicht ist tritt ein neuerliches Umkippen des Flip-Flop in den ursprünglichen Zustand ein. Der Zeitpunkt des beschriebenen neuerlichen Umkippens ist lediglich eine Funktion der Gitterkreis-Zeitkonstante von R6 15 und der Rohrendaten, die bei hinreichend großer Aussteuerung außer Betracht bleiben können. Aus der abfallenden Flanke von U_{a2} kann man daher durch Differenzierung einen gegenüber dem Ursprungsvorgang verzögerten Impuls ableiten. Die Verzögerungszeit läßt sich grob durch die mit S3 umschaltbaren Gitterkondensatoren und fein durch P8 einstellen (Abb. 1). Bei richtiger Bemessung kann man so eine Phasenregelung zwischen 0 und nahezu 360 Grad erreichen.

Die Oszillogramme Abb. 9 und 10 zeigen die Wirkungsweise des Phasenschlebers. Sie entsprechen der Spannung U_{a2} nach Abb. 8. Die Zeitkonstante in Abb. 10 ist größer als in Abb. 9. Die durch das Auftreten von Gitterstrom hervorgerufenen „Zipfel“ sind unschädlich und brauchen nicht beseitigt zu werden. Der Vollständigkeit halber ist in Abb. 11 gezeigt, daß ein positiver Rechteckimpuls ohne weitere Maßnahmen ein ordnungsgemäßes Arbeiten des Phasenschlebers verhindert. Hier führt zwar die Vorderflanke zunächst zur Auslösung; die Rückflanke ruft aber sofort das neuerliche Umkippen hervor, und eine kontinuierliche Einstellung eines verzögerten Impulses ist nicht möglich. Schaltet man aber parallel zum Widerstand des Differenziergliedes eine Diode, dann kann man nach Abb. 12 und 13 den Phasenschleber sowohl von der Vorder- als auch von der Rückflanke steuern. Das mag in manchen Fällen erwünscht sein.

Zur Triggerung des Kurzzeit-Oszillografen braucht man einen sauberen, kurzen, negativen Impuls. Er wird, wie schon erwähnt, aus der Rückflanke U_{a2} nach Abb. 8 abgeleitet. Zu diesem Zweck ist in Abb. 1 ein umschaltbarer Differenziator mit anschließender Abschneidediode vorgesehen (Schalter S4 und R6 14), hinter dem ein sauberer, negativer, verzögerter Impuls entnommen und den Triggerklemmen des Oszillografen zugeführt werden kann. Die Grobumschaltung der Zeitkonstanten des Phasenschlebers ist im Hinblick auf die Erfassung eines breiten Impulsfolge-Frequenzbereichs erforderlich.

Um dem Phasenschleber unabhängig von der Polarität des Originalimpulses wahlweise einen positiven oder negativen Impuls zuführen zu können, wird eine Phasen-Vorwählstufe mit der Röhre R6 12 verwendet. Sie arbeitet entweder als Umkehrröhre oder als Katodenverstärker, die Polarität kann mit S5 entsprechend gewählt werden.

Abb. 9. Oszillogramm der Anodenspannung von R6 15 bei kleiner Gitter-Zeitkonstante. Abb. 10. Die Zeitkonstante ist hier größer

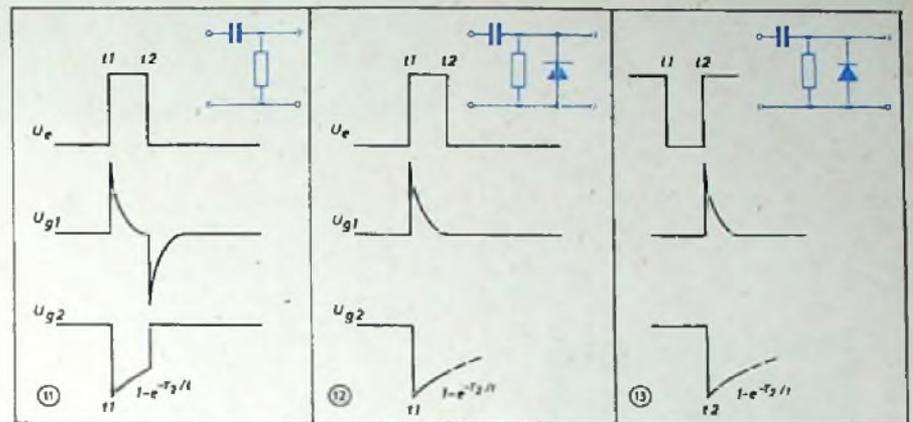
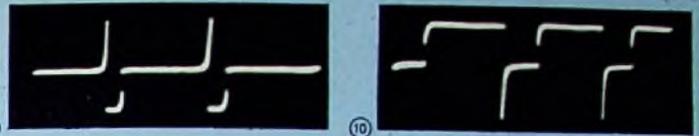


Abb. 11. Arbeitsweise des Phasenschlebers bei positivem Rechteckimpuls. Abb. 12. Wirkung einer Abschneidediode bei positivem Rechteckimpuls. Abb. 13. Wirkung bei negativem Rechteckimpuls

Unruhe bei starker Zeitdehnung

Bei sehr starker Zeitdehnung tritt des öfteren ein unruhiges Leuchtschirmbild auf, wenn die Vorgangsfrequenz der Netzfrequenz nur annähernd entspricht, mit dieser aber nicht synchron läuft. Meist enthält nämlich der zu untersuchende Vorgang Spuren der Netzwechselspannung, die zu einem An- und Abschwellen der Vorgangsspannung im Rhythmus der Differenzfrequenz führen. Dadurch verschiebt sich der Einsatzpunkt des Umkippvorgangs im Phasenschleber im gleichen Rhythmus, so daß das Leuchtschirmbild hin- und herschwankt. Man muß dann den zu untersuchenden Generator mit der Netzfrequenz so phasenstarr wie nur möglich synchronisieren. Leider enthalten die meisten Netze überlagerte Spannungen höherer Frequenz, die mit der Netzfrequenz nicht synchron laufen. Diese Spannungen müssen nach Abb. 1 durch einen Tiefpaß ausgesiebt werden, der aus einer Drossel von mehreren hundert Henry (Tondrossel) besteht. In Reihe damit liegen zweckmäßigerweise eine Glimmlampe und ein Widerstand, an dem man nun eine brauchbare Synchronisierspannung abgreifen kann. Die Glimmlampe erzeugt an diesem Widerstand einen kurzen Impuls, sobald die Netzspannung die Zünd- bzw. Löschspannung der Lampe durchläuft, sobald also der Strom kurzzeitig ansteigt und abfällt. Mit dieser Spitze wird der zu untersuchende Vorgang synchronisiert, und die Oszillogrammbilder stehen auch bei großer Zeitdehnung sehr ruhig.

Ist eine Netzsynchronisierung nicht möglich, weil sich die Vorgangsfrequenz nicht beeinflussen läßt (Vertikalfrequenz beim Fernsehen!), und haben die zu untersuchenden Generatoren große Ausgangswiderstände (z. B. Sperrschwinger in bestimmten Schaltungen), dann muß man sehr darauf achten, daß keine

Netzspannung in die Verbindungsleitungen eingestreut werden kann. Diese sind daher sorgfältig zu schirmen, die Abschirmung ist gut zu erden. Davon hängt mitunter in hohem Maße der Erfolg bei starken Zeitdehnungen ab.

Steuerung durch Vorgänge mit beliebigem zeitlichen Verlauf

Der beschriebene Phasenschleber läßt sich auch durch beliebig anders geformte Vorgänge steuern. Sinusspannungen können z. B. unmittelbar zugeführt werden; ein Differenzierglied würde nur die Phasenlage (Übergang zur Cosinusform) bzw. die Amplitude beeinflussen. Enthält der Vorgang Unstetigkeiten, so kann man mit einem Differenzierglied eine Spitze heraussieben und diese zur Steuerung des Phasenschlebers heranziehen. Hierfür baut man sich am besten ein kleines Ansteckgerät nach Abb. 14. Es enthält einen in ein Abschirmgehäuse eingebauten regelbaren Differenziator mit Abschneidediode, so daß am Ausgang ein meistens brauchbarer Impuls zur Verfügung steht. Eine richtige Erdung der Abschirmungen ist wichtig (Abb. 14). Abb. 15 zeigt eine Versuchsausführung.

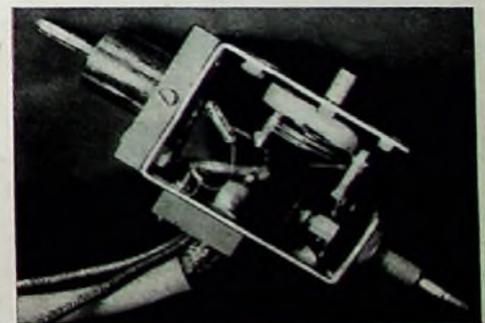


Abb. 15. Aufbau des regelbaren Differenzier-Ansteckgerätes

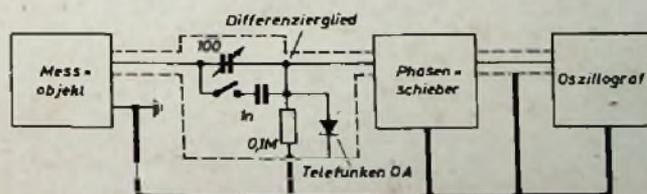


Abb. 14. Schaltung eines Differenzier-Ansteckgerätes mit Ge-Diode

Netzteil

Der Netzteil enthält nach Abb. 1 keine Besonderheiten. Er besteht aus dem Netztransformator, der Gleichrichteröhre R6, einer Siebkette und einem elektronischen Stabilisator mit den Röhren R69, R611. Da die Ausregelung von Netzspannungsstößen wichtig ist, wird Vorwärts- und Rückwärtsregelung angewendet.

Beispiele zur Arbeitsweise

Die Oszillogramme Abb. 16..20 sollen die mit dem Gerät erreichbaren Ergebnisse veranschaulichen. Abb. 16 zeigt ein Zweifachoszillogramm; das obere Bild stellt den Sperrschwingerimpuls eines Fernsehempfängers dar, der vom Vertikalimpuls des Fernsehsenders Wendelstein synchronisiert wird. Dieser Impuls ist schwach zeitgedehnt. Im unteren Bild zu sehen. Das Umkippen des Sperrschwingers fällt mit der Vorderflanke des Vertikalimpulses zusammen; die Trabanten sind deutlich zu erkennen. Die Abbildungen 17 und 18 stellen die Nützlichkeit zeitgedehnter

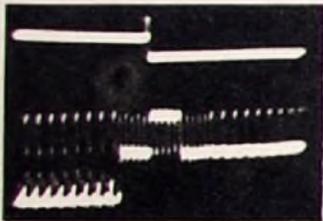


Abb. 16. Zeitgedehntes Zweifachoszillogramm, Sperrschwingerimpuls und Vertikalimpuls

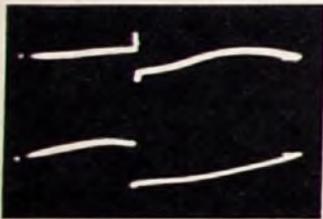


Abb. 17. Normales Zweifachoszillogramm, Sperrschwingerimpulse

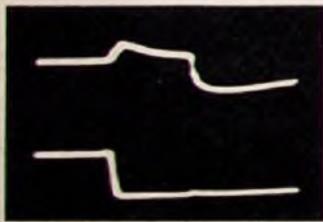


Abb. 18. Zeitgedehntes Zweifachoszillogramm nach Abb. 17

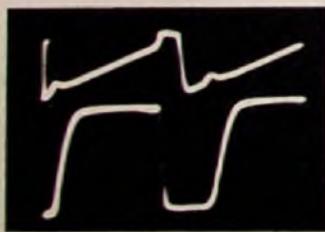


Abb. 19. Zweifachoszillogramm aus dem Horizontal-Ablenkteil eines Fernsehempfängers, großer Bildabstand

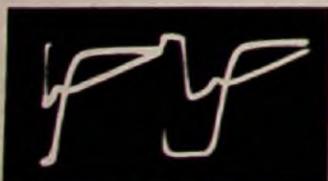


Abb. 20. Wie Abb. 19, kleiner Bildabstand

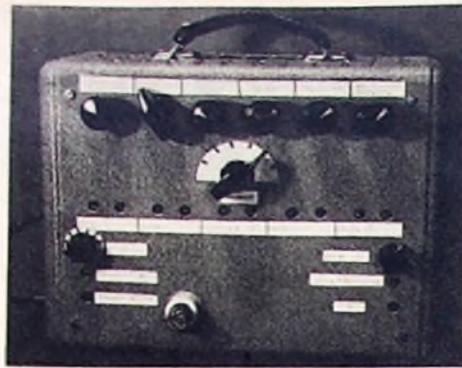


Abb. 21 Außenansicht des Zusatzgerätes

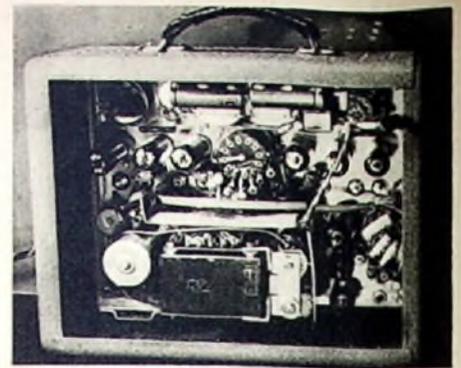


Abb. 22 Innenansicht des Zusatzgerätes

ter Zweistrahloszillogramme besonders deutlich unter Beweis. Auch hier handelt es sich um Sperrschwingerimpulse, die zwei verschiedenen Schaltungspunkten entnommen sind. Die nicht zeitgedehnte Aufnahme Abb. 17 sagt nichts Wesentliches aus, während Abb. 18 bei entsprechender Dehnung wichtige Einzelheiten erkennen läßt. Abb. 19 zeigt ein Zweistrahloszillogramm aus dem Horizontalteil eines Fernsehempfängers bei größerem Abstand der Teilbilder. Will man feststellen, an welchen Stellen sich die Teilbilder decken, dann verringert man den Bildabstand durch Regeln von P5 in Abb. 1 und erhält so eine genaue und bequeme Übersicht (Abb. 20). Sämtliche Oszillogrammaufnahmen wurden vom Bildschirm der im Kurzzeit-Oszillografen eingebauten Röhre Valvo DG 7-6 gewonnen; die Belichtungszeiten betragen bei größeren Zeitdehnungen bis zu 6 s. Die Schärfe der Aufnahmen ist ein Beweis für den absoluten Stillstand der Schirmbilder und die Güte der Röhre.

Aufbau und Verdrahtung

Durch ausschließliche Verwendung von Novalröhren konnten die Abmessungen sehr klein gehalten werden. Sämtliche Einzelteile fanden auf einer Aluminiumplatte mit den Abmessungen 240x200x3 mm Platz, die in ein passendes Gehäuse gesetzt wurde. Die Fotos Abb. 21 und 22 zeigen verschiedene Einzel-

heiten. So sieht man in der Mitte der Abb. 22 den Multivibrator-Umschalter S2 mit den angetretenen Gitterkondensatoren, darüber die *Mul*-Doppelpotentiometer. In der Mitte unten ist der Netztransformator zu erkennen, der eine statische Abschirmung aus dünner Kupferfolie erhält. Ganz rechts sieht man den zum Phasenschieber gehörenden Zeitkonstantenschalter. Die Glimmlampe R611 wird gleichzeitig als Signallampe für den eingeschalteten Zustand benutzt. Die Verdrahtung soll unter dem Gesichtspunkt großer Kapazitätsfreiheit und kürzester Leitungsführung erfolgen, damit die Schaltflanken insbesondere bei hohen Frequenzen möglichst wenig verschliffen werden. Zur Verdrahtung genügt isolierter Schmelzdraht von etwa 0,6 mm. Zwischen der Montageplatten-Vorderseite und der Innenseite des Gehäuses muß genügend Platz zur Verfügung stehen, um kleinere Widerstände, Kondensatoren und die Kontaktseiten der Röhrensockel unterbringen zu können. Alle größeren Teile einschließlich der Potentiometer werden an der Montageplatten-Innenseite nach Abb. 22 befestigt. Der geübte Techniker wird beim Nachbau dieses universellen Zusatzgerätes ebensowenig Schwierigkeiten haben wie beim Bau des Kurzzeit-Oszillografen, so daß er für relativ wenig Geld in den Besitz eines vollständigen Impuls-Meßplatzes kommt, der nicht zu hohen Ansprüchen vollkommen genügt.

H. PFEIFER

Elektronisch geregeltes Netzgerät mit besonders konstanter Ausgangsspannung

Die Prinzipschaltung elektronischer Netzgeräte darf auf Grund zahlreicher Veröffentlichungen als bekannt vorausgesetzt werden. Es wird daher im folgenden auf die Theorie der Zweiröhren-Regelschaltung nur sehr kurz eingegangen und mehr Wert auf die Beschreibung der Verbesserungen und der Gesichtspunkte, die für die Dimensionierung eines Gerätes wertvoll sein können, gelegt.

Prinzipschaltung

Die Regelröhre R61 in Abb. 1 dient als variabler Widerstand. Die Steuerröhre R62 ist auf größtmögliche Verstärkung eingestellt. St ist ein Stabilisator, der die Katodenspannung der Röhre 2 konstant hält. Bedingung für stabiles Arbeiten der Schaltung ist

$$U_{gk} = U_{R2k} - U_{St} < 0.$$

U_{R2k} ändert sich mit der Ausgangsspannung U_a . Steigt z. B. die Ausgangsspannung, so wird die Spannung zwischen Gitter und Kathode der Pentode R62 positiver und verursacht einen höheren Anodenstrom, der seiner-

seits einen höheren Spannungsabfall am Außenwiderstand R_a hervorruft. Hierdurch wird das Gitter der Regelröhre R61 negativer, d. h. ihr Gleichstromwiderstand höher.

Verbesserte Regelschaltung

Die Regelwirkung des obigen Gerätes läßt sich durch eine Erweiterung leicht verbessern, insbesondere, wenn das Netzgerät nur eine Ausgangsspannung mit relativ kleinem Variationsbereich abzugeben hat. In der Prinzipschaltung nach Abb. 1 wird am Gitter von R62 von einer Änderung der Ausgangsspannung ΔU_a infolge der Spannungsteilung im

$$\text{Verhältnis } \alpha = \frac{R_{2k}}{R_{1g} + R_{2k}} \text{ an den Wider-$$

ständen R_{1g} und R_{2k} nur der Teil $\alpha \Delta U_a$ als Regelspannung wirksam. Ersetzt man R_{1g} durch einen zweiten Stabilisator (Abb. 2), so tritt die volle Ausgangsspannungsänderung ΔU_a als Änderung der Gittervorspannung an R62 auf. Da man wohl kaum in jedem Falle

einen Stabilisator mit der richtigen, sich für den Arbeitspunkt der Steuerröhre ergebenden Betriebsspannung zur Verfügung hat, wendet man eine Schaltung nach Abb. 3 an. Man wählt $St 2$ für eine größere Betriebsspannung

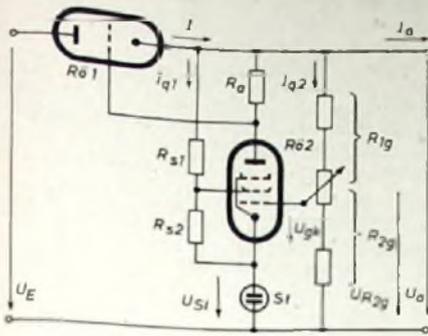


Abb. 1. Prinzip der Stabilisierungsschaltung

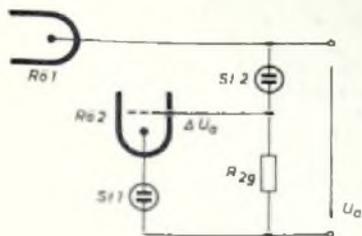


Abb. 2. Verbesserte Regelschaltung

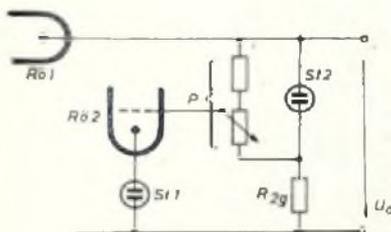


Abb. 3. Zweckmäßige Ausführung der durch hochohmigen Spannungsteiler verbesserten Schaltung

als nötig und legt parallel zu ihm einen hochohmigen Spannungsteiler P , dessen Querstrom gegen den Stabilisatorstrom klein ist. Mit P kann die Ausgangsspannung innerhalb gewisser Grenzen geregelt werden.

Ausgeführte Schaltung

Das Netzgerät soll für $U_n = 280$ V, $I_n = 180$ mA, Brummspannung ≤ 10 mV ausgelegt werden. Die Forderung bezüglich der Brummspannung ist relativ leicht erfüllbar, da die Regelung auch die Brummspannung des Gleichrichters ausregelt. Der Netzteil (Abb. 4) enthält einen LC-Eingang, also keinen Ladekondensator. Man erhält dadurch eine arithmetische Gleichrichtung, die von der Belastung sehr viel unabhängiger als die übliche Spitzengleichrichtung ist. Die Drossel wird nicht nach Siebfaktor sondern ausschließlich nach der Bedingung $L_{[H]} = R_n [k\Omega]$ bemessen.

$$R_n = \frac{\text{Gleichspannung [V]}}{\text{min Stromentnahme [mA]}}$$

Parallel zum Siebkondensator $C 3$ liegt $R 1$ mit 60 kOhm. Dieser Widerstand ist mit einem Querstrom von ungefähr 10 mA belastet und verhindert eine zu hohe Leerlaufspannung (die sonst auftreten würde, solange die Röhren noch nicht betriebsbereit sind). Zu dieser Grundlast kommen noch die beiden Querströme durch die Stabilisatoren $St 1$ und $St 2$ mit je 10 mA, so daß der Eigenverbrauch des Netzgerätes ungefähr 30 mA ist.

Als variabler Widerstand wird (um der geforderten Leistung zu genügen) eine LS 50 ($I_{kmax} = 230$ mA) in Triodenschaltung verwendet. Ihr Gleichstromwiderstand R_{ij} be-

trägt bei einem Strom von $I = (180 + 20)$ mA

$$\text{ungefähr } \frac{220 \text{ V}}{200 \text{ mA}} = 1,1 \text{ kOhm. } R_{ij} \text{ wird für}$$

einen Arbeitspunkt ermittelt, der aus Sicherheitsgründen mehr als nötig ins Negative geschoben ist, damit auch bei Netzunterspannungen die Röhre nicht ins Gitterstromgebiet geregelt wird. Damit ist die an der Anode der LS 50 erforderliche Gleichspannung bei Vollast $(280 + 220)$ V = 500 V. An der Drossel L fallen noch ungefähr 40 V entsprechend einem Gleichstromwiderstand von 200 Ohm

$$\text{ab. Damit wird } R_n \approx \frac{550 \text{ V}}{30 \text{ mA}} = 18,5 \text{ kOhm}$$

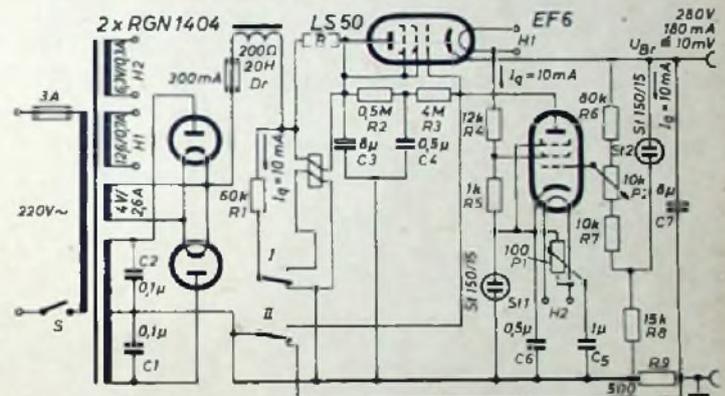
(ungefähre Spannung am Eingang des Siebgliedes dividiert durch den Eigenverbrauch). Nach obiger Bedingung erhält L eine Induktivität von $\geq 18,5$ H. L muß für eine entsprechende Gleichstrommagnetisierung ausgelegt werden (Luftspalt!). Der Gleichstromwiderstand darf ungefähr 200 Ohm sein. Ohne Berücksichtigung der inneren Spannungsabfälle erhält man aus einem arithmetischen Zweiweggleichrichter die Spannung

$$U_n = 0,9 U_{eff}$$

Dann wird die erforderliche Wechselspannung

$$U_{eff} = \frac{U_n}{0,9} = \frac{550 \text{ V}}{0,9} = 615 \text{ V. Aus Sicherheitsgründen ist der Netztrafo so auszulegen, daß er bei Vollast } 625 \text{ V abgeben kann}$$

Abb. 4. Schaltung des Netzgerätes



Der sekundär dem Trafo entnommene Wechselstrom ist bei Gleichrichtung mit Drosselgang (also ohne Ladekondensator!)

$$\frac{I_{eff}}{I_n} = \frac{1}{\sqrt{n}} \quad n = \text{Phasenzahl}$$

Für I_n muß der maximale Gleichstrom, also größter entnommener Strom + Eigenverbrauch = $180 + 30 = 210$ mA, eingesetzt werden. Für Zweiweggleichrichtung ($n = 2$) ergibt sich somit

$$I_{eff} = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot I_n = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot 210 \text{ mA} = 150 \text{ mA}$$

Man berechnet den Netztrafo so, daß er einen möglichst kleinen Innenwiderstand erhält. I_{eff} wird dann mit großer Sicherheit entnommen werden können. Für den Transformator wird ein Blechschnitt M 150x140 mit $F_k = 15$ cm², $B = 12.000$ G verwendet. Als sekundärer Spannungsabfall wurde 7% angenommen.

Als Steuerröhre lassen sich eine EF 6 oder ähnliche Röhren (EF 12, EF 40 usw.) ohne Schwierigkeiten verwenden. Wie aus der Schaltung (Abb. 4) ersichtlich, wird die EF 6 mit einem ungewöhnlich großen Außenwiderstand $R 3 = 4$ MOhm betrieben, wobei die Anodenspannung vor der Regelröhre über ein Siebglied $R 2, C 4$ abgenommen wird. Damit nutzt man die relativ hohe Spannung an der

1) Philips Bücherreihe, Bd 5, S 384

Anode der IS 50 aus. Man erhält einmal eine sehr hohe Verstärkung und außerdem bleibt die Änderung des Querstromes des in der Katode liegenden Stabilisators $St 1$ durch den bei der Regelung sich ändernden Röhrenstrom gering, weil der Röhrenstrom gegen den Stabilisatorstrom sehr klein ist. Daher arbeitet der Stabilisator immer nahezu im gleichen Arbeitspunkt und garantiert so eine sehr konstante Vergleichsspannung. Die Schwankungen der Spannung vor der Regelröhre gehen zwar in die Anodenspannung ein, verursachen aber wegen der sehr flach im Kennlinienfeld liegenden Widerstandsgeraden nur eine geringfügige Stromänderung. Der Schirmgitterspannungsteiler ist gleichzeitig Vorwiderstand für $St 1$. Die Schirmgitterspannung ist nach der minimalen Brummspannung — das entspricht der maximalen Verstärkung der Schaltung — einzustellen und hat bei etwa 10 V ihren günstigsten Wert.

Wie bereits oben beschrieben, muß die Summe der Brennspannungen der beiden Stabilisatoren $U_{St1} + U_{St2} > U_n$ sein. Mit Hilfe der verwendeten Typen läßt sich die Gittervorspannung auf -20 V herunterregeln. Zum Schutz gegen Überlastung ist ein Anodenüberstromrelais vorgesehen. Es trägt eine hochohmige Haltewicklung mit 10.000 Wdg, $0,1$ CuL und eine niederohmige Stromwicklung mit 300 Wdg, $0,6$ CuL. Die beiden Wechselkontakte sind so justiert, daß beim Erreichen des Überstromes zuerst der Kontaktsatz I umschaltet und damit die Halte-

wicklung in den Stromkreis der Grundlast legt. Erst dann öffnet Kontakt II den Kurzschluß des in der Minusleitung liegenden Widerstandes $R_n = 500$ Ohm und legt die an R_n auftretende große negative Spannung ans Gitter der Regelröhre, wodurch auch bei völligem Kurzschluß der Ausgangsklemmen der Strom auf 130 mA begrenzt wird. Wegen der zeitlich versetzten Bewegung von Kontakt II kann das Relais nicht klappern, sondern schaltet bei Überlast momentan ab. Das Gerät muß mit Rücksicht auf Brummeinstreuungen sorgfältig verdrahtet werden. Im ersten Entwicklungsstand lieferte das Mustergerät noch eine Brummspannung von $\approx 2,5$ mV. Durch Verdrillen der Plus- und Minusleitung und Vermeiden offener Schleifen konnte die Brummspannung auf $U_{Br} \leq 1$ mV gesenkt werden.

Abschließende Messungen

Zwischen Leerlauf und Vollast ($I_n = 180$ mA) fällt die Spannung um $\Delta U = 0,13$ V ab. Das ist bezogen auf die Sollspannung von 280 V $p = 0,46\%$ und entspricht einem $R_{ij} = 0,72$ Ohm. Ändert man die Netzspannung um 20 V, d. h. $9,1\%$ gegen die Sollspannung, so fällt bei Vollast die Ausgangsspannung um $\Delta U = 0,125$ V, d. h. $0,445\%$ gegen die Sollspannung, ab. Das entspricht einem Regelverhältnis von $r \approx 1:200$. Die Brummspannung an der Anode der LS 50 ist $U_{Br1} = 3,5$ V, am Ausgang $U_{Br2} = 1$ mV.

So arbeitet mein Super

③

III. Der Zwischenfrequenzverstärker

Schon im ersten Aufsatz dieser Reihe wurde darauf hingewiesen, daß der ZF-Verstärker für Empfindlichkeit und Trennschärfe eines Supers entscheidend ist. Man versteht daher die Bemühungen der Herstellerfirmen, gerade diese Schaltstufen besonders sorgfältig auszubilden.

Die Grundschialtung (ohne Berücksichtigung von FM) zeigt Abb. 1. Dargestellt ist ein zweistufiger Verstärker mit den Röhren R01 und R02, wobei ausschließlich Pentoden zur Anwendung kommen. Trioden sind wegen der durch die große Gitter-Anodenkapazität bedingten Selbsterregungsgefahr ungeeignet, obwohl man in den Anfangsjahren auch diesen Röhrentyp verwendete; allerdings waren

von R02, deren Außenwiderstand durch das dritte Filter C4, L4/C5, L5 gebildet wird. Die Gittervorspannung für die Röhren wird durch Katodenwiderstände erzeugt, die für die Zwischenfrequenz mit Kondensatoren überbrückt sind.

Sehr wichtig ist die Anwesenheit der verschiedenen Siebgliedern in den Schirmgitter- und Anodenleitungen, die für eine hochfrequenzmäßige Entkopplung der einzelnen Stufen untereinander sorgen. Würden diese Glieder fehlen, so hätte man bei mehreren Stufen mit schädlichen Rückkopplungen zu rechnen, die in leichteren Fällen zu einer Verformung der Durchlaßkurve, in schwierigeren Fällen zur Selbsterregung des Verstär-

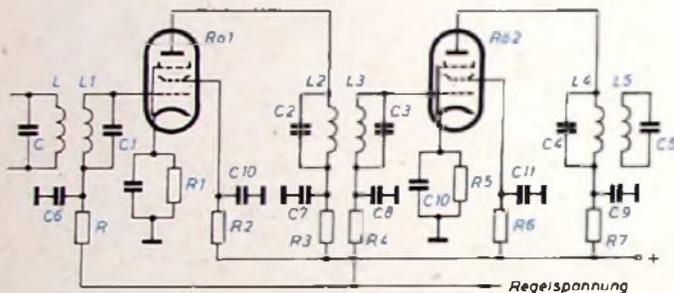


Abb. 1. Grundschialtung eines ZF-Verstärkers (ohne FM)

dabei umfangreiche Neutralisierungsmaßnahmen unvermeidlich, die sich bei Pentoden — wenigstens zum größten Teil — erübrigen.

Charakteristisch für einen modernen ZF-Verstärker ist die Verwendung von Bandfiltern in den unterschiedlichsten Ausführungen, angefangen vom einfachen zweikreisigen Filter bis zum Vierfachfilter mit „Nullstellen“. Von einem guten Rundfunkempfänger muß man fordern, daß er nicht nur sehr trennscharf ist, sondern auch ein genügend breites Frequenzband in der Umgebung des Trägers hindurchläßt, damit die Wiedergabe natürlich bleibt. Beide Forderungen widersprechen sich teilweise und sind mit gewöhnlichen Abstimmkreisen nicht zu erfüllen. Ein Bandfilter hingegen kommt der idealen, rechteckigen Durchlaßkurve schon wesentlich näher und hat sich daher im ZF-Teil weitgehend durchgesetzt.

Schon zweikreisige Filter vermögen Ansprüchen zu genügen, wie sie heute vor allem im Mittelwellenband im Hinblick auf die dicht besetzten Kanäle gestellt werden müssen. Der Frequenzgang wird im allgemeinen um so besser, je mehr Schwingkreise in Form von Bandfiltern vorkommen. Mit etwa sechs Kreisen, also drei zweikreisigen Bandfiltern, ist bereits sehr viel zu erreichen. Es hat sich eingebürgert, die Zahl der insgesamt in einem Empfänger vorkommenden Kreise als „Gütemerkmal“ hinsichtlich Trennschärfe anzugeben, und in den Firmenprospekten wird eifrig davon Gebrauch gemacht.

Wie Abb. 1 zeigt, bilden die Bandfilter die Koppelglieder zwischen zwei Röhren. Das erste Filter besteht aus den Kreisen L, C und L1, C1. Sein Sekundärkreis steuert das Gitter der ersten ZF-Röhre, in deren Anodenkreis der Primärkreis des zweiten Filters liegt. Der Sekundärkreis steuert das Gitter

von R02, deren Außenwiderstand durch das dritte Filter C4, L4/C5, L5 gebildet wird. Die Gittervorspannung für die Röhren wird durch Katodenwiderstände erzeugt, die für die Zwischenfrequenz mit Kondensatoren überbrückt sind. Sehr wichtig ist die Anwesenheit der verschiedenen Siebgliedern in den Schirmgitter- und Anodenleitungen, die für eine hochfrequenzmäßige Entkopplung der einzelnen Stufen untereinander sorgen. Würden diese Glieder fehlen, so hätte man bei mehreren Stufen mit schädlichen Rückkopplungen zu rechnen, die in leichteren Fällen zu einer Verformung der Durchlaßkurve, in schwierigeren Fällen zur Selbsterregung des Verstär-

kers führen würden. Aus denselben Gründen müssen der mechanische Aufbau und die Verdrahtung sehr sorgfältig erfolgen, damit schädliche induktive und kapazitive Kopplungen nicht auftreten können. Vor allem müssen die Spulen gut abgeschirmt sein. Außerdem ist schon bei den üblichen AM-Zwischenfrequenzen von rund 450 kHz auf einwandfrei gewählte Erdpunkte Rücksicht zu nehmen, damit Verkopplungen durch Chassisströme so weit wie möglich unterdrückt werden. Schließlich bleibt noch der Einfluß der Gitter-Anodenkapazität übrig, der zwar bei modernen Pentoden geringfügig, aber insbesondere bei der hohen FM-Zwischenfrequenz durchaus nicht vernachlässigbar ist. Deshalb hat man sich — vor allem in den letzten Jahren — um eine besonders sorgfältige Neutralisation bemüht und zahlreiche Schaltungen entwickelt, die den meisten Anforderungen entsprechen.

Wichtig ist, daß die Gefahr einer Verformung der Durchlaßkurve und der Selbsterregung um so größer ist, je größer das Produkt aus Gitterkreiswiderstand, Anodenkreiswiderstand, Frequenz, Röhrensteilheit und Gitter-Anodenkapazität wird. Bestimmte Höchstwerte dieses Produktes dürfen nicht überschritten werden, so daß man bei gegebener Frequenz und bei einem bestimmten Röhrentyp in der Wahl der Resonanzwiderstände nach oben begrenzt ist. Abhilfe ist nicht nur durch Neutralisation, sondern auch

durch Spulenzapflungen möglich, wovon auch mitunter Gebrauch gemacht wird. Allerdings muß man dann mit einem gewissen Verstärkungsverlust rechnen, der aber bei den modernen Röhren meistens tragbar ist.

Jeder moderne ZF-Verstärker läßt sich in seiner Verstärkung regeln, was von Hand, aber auch selbsttätig erfolgen kann. Für diesen Zweck werden die seit langem bekannten Regelröhren verwendet, deren Steilheit von der Größe der jeweils angelegten Gittervorspannung abhängt. Es kommt dabei sehr auf die Form der Kennlinie an, denn jeder Regelvorgang ist mit mehr oder weniger großen Verzerrungen verbunden. Die Röhrenkonstrukteure haben daher die Röhrenkennlinien so ausgestaltet, daß diese Verzerrungen möglichst klein bleiben. Auch schaltungstechnische Maßnahmen, z. B. die „gleitende Schirmgittervorspannung“ usw., gehören hierher. Die letzte ZF-Röhre, auf die der Demodulator folgt, wird gewöhnlich nicht mehr mitgeregelt, weil die ZF-Amplituden dort schon so groß sind, daß eine verzerrungsfreie Regelung nicht mehr möglich ist.

Über die verschiedenen Bandfilterarten und die Bandbreitenregelung bringen spätere Abschnitte Näheres.

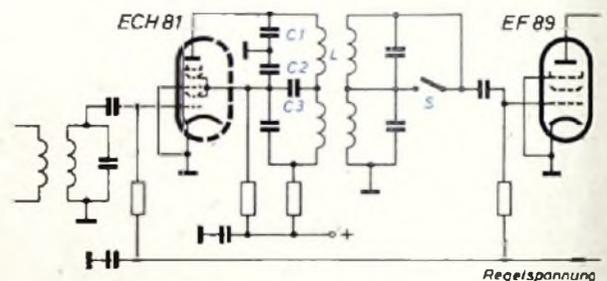


Abb. 2. Schaltung eines ZF-Verstärkers für AM u. FM

Besonderheiten bei FM

Aus Gründen der Wirtschaftlichkeit ist man bemüht, die im AM-ZF-Teil benutzten Röhren auch für die FM-ZF-Verstärkung heranzuziehen. Daß das leicht möglich ist, verdanken wir dem großen Unterschied zwischen AM- und FM-Zwischenfrequenz. Er beträgt etwa 1 : 20, und das bedeutet, daß der auf die AM-Zwischenfrequenz abgestimmte Schwingkreis für die hohe FM-Zwischenfrequenz von 10,7 MHz praktisch wie ein (kapazitiver) Kurzschluß wirkt. Ein auf die FM-Zwischenfrequenz abgestimmter Kreis dagegen bedeutet für die AM-Zwischenfrequenz einen (induktiven) Kurzschluß, denn die niederinduktive Spule stellt für eine Frequenz von etwa 450 kHz keinen nennenswerten Widerstand mehr dar. Aus diesen Gründen kann man die AM-Kreise mit den FM-Kreisen im ZF-Teil einfach in Serie schalten, benötigt also nicht einmal Wellenschalterkontakte. Das führt zu erheblichen Aufbau- und Verdrahtungsvereinfachungen.

In Abb. 2 ist eine moderne AM-FM-Schaltung (nach Philips-Unterlagen) dargestellt. Als erste ZF-Röhre ist das Hexodensystem der ECH 81 vorgesehen. Im Anodenkreis liegen die beiden ZF-Kreise für AM und FM in Reihe. Der FM-Kreis wird durch L und die Kapazitäten C1, C2, C3 gebildet. Diese Kondensatoren bilden außerdem einen wesentlichen Bestandteil der Neutralisationsschaltung, die hier im Hinblick auf die hohe FM-

Zwischenfrequenz erforderlich ist¹⁾. Der untere Schwingkreis stellt den Primärkreis des Bandfilters für AM dar. Auch die Sekundärkreise liegen in Reihe, wobei allerdings der obere FM-Kreis bei AM-Betrieb durch den Schalter S kurzgeschlossen wird. Dadurch wird verhindert, daß die Oszillator-Grundwellen im Kurzwellenbereich und die Oszillator-Oberwellen in den anderen Bereichen in die Schaltung eindringen und dort zu Störungen führen, denn der FM-Kreis bildet für diese Frequenzen einen relativ hohen Widerstand, an dem beträchtliche Spannungen auftreten können.

Schaltungen nach Art der Abb. 2 kehren in modernen AM-FM-Empfängern immer wieder, wobei sich insbesondere bei den Neutralisationsschaltungen zahlreiche Varianten herausgebildet haben. Die heute zur Verfügung stehenden ZF-Verstärkerrohre erfüllen alle Anforderungen, insbesondere die im FM-Betrieb.

Maßnahmen für höchste Trennschärfe

Wie schon erwähnt, steigert sich die Trennschärfe mit der Zahl der im Gerät vorkommenden Schwingkreise. Nun kann man nicht jedem Schwingkreis eine Röhre zuordnen, weil sich dadurch der Gesteuerungspreis untragbar verteuern würde. Deshalb bemüht

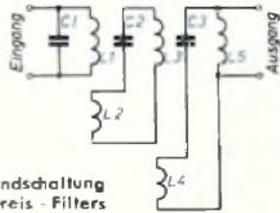


Abb. 3. Grundschaltung eines Dreikreis-Filter



Abb. 4. Grundschaltung eines Vierkreis-Filter

man sich, das Koppelglied zwischen zwei ZF-Röhren mit möglichst vielen Schwingkreisen auszustatten. Den ersten Schritt auf diesem Weg bildet das zweikreisige Bandfilter, dem dann das Dreikreisfilter und schließlich das Vierkreisfilter folgen. In Abb. 3 ist die Grundschaltung eines einfachen dreikreisigen Filters gezeigt. Zur Kopplung zwischen den einzelnen Kreisen sind die Koppelspulen L2 und L4 vorgesehen, die jeweils einen Teil der Schwingkreisinduktivitäten des zweiten und dritten Kreises bilden. Die Dämpfungen der einzelnen Kreise und die Kopplungsfaktoren bestimmen (in teilweise recht kompliziertem Zusammenhang) die elektrischen Eigenschaften des Filters. Man muß vor allem auf möglichst steil abfallende Kurvenflanken und geringe Einsattelungen innerhalb des Durchlaßbereichs achten. Da man zunächst freie Wahl bei der Bemessung hat, steht man gewissermaßen vor einer Gleichung mit mehreren Unbekannten, für die es naturgemäß die verschiedensten Lösungen gibt. Es ist Sache des Konstrukteurs, die optimale Lösung herauszusuchen, und dabei entstehen ganz von selbst verschiedene Abarten der Grundschaltung, auf die wir im einzelnen nicht eingehen wollen. Die in der FUNK-TECHNIK veröffentlichten zahlreichen Schaltungsbeschreibungen moderner Industrieröhre bieten in dieser Hinsicht ein reichhaltiges Anschauungsmaterial.

Neben der in Abb. 3 gezeigten Kopplungsart gibt es noch viele andere Kopplungsmöglich-

keiten, von denen nur die kapazitive Fußpunkt-kopplung und die kapazitive Spannungskopplung erwähnt sein mögen. So ist in Abb. 4 ein kapazitiv spannungsgekoppeltes Vierfachfilter dargestellt; die Kopplung zwischen den einzelnen Kreisen erfolgt über die Kapazitäten C4, C5 und C6. Die Lage der jeweiligen Spulenzapfungen und die Größe der Kondensatoren bestimmen die Kopplung und damit die elektrischen Eigenschaften des

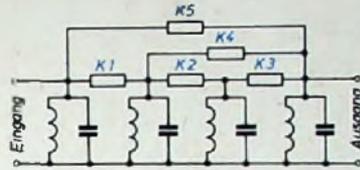


Abb. 5. Nullstellen-Filter (Grundrig)

Filters. Selbstverständlich läßt sich die Kreiszahl ohne Zuhilfenahme weiterer Verstärkerrohre nicht beliebig vermehren, denn auch die insgesamt zur Auswirkung kommende Dämpfung vergrößert sich mit der Anzahl der Kreise, so daß die Trennschärfe nicht beliebig hoch getrieben werden kann.

Nicht nur steil abfallende Kurvenflanken sind wichtig; man muß auch darauf sehen, daß an den Enden des Durchlaßbereichs praktisch überhaupt keine ZF-Spannungen mehr auftreten. Man kann nun Filter bauen, die über sogenannte Nullstellen verfügen (der Fernmeldetechniker spricht auch von Dämpfungspolen), bei denen die Spannung tatsächlich nahezu bis auf Null zurückgeht. Mit Hilfe der Netzwerktheorie lassen sich solche Anordnungen leicht entwerfen. Ein Beispiel bildet das in FUNK-TECHNIK Bd. 10 (1955) Nr. 5, S. 121 beschriebene Nullstellen-Filter der Firma Grundig, von dem wir hier (Abb. 5) nur die Prinzipschaltung zeigen. Das in der Arbeit enthaltene Oszillogramm beweist, was derartige Schaltungen zu leisten vermögen.

Bandbreiteregulierung

Die derzeitigen ungünstigen Frequenzverteilungsverhältnisse verlangen besonders in den Abend- und Nachtstunden derart hohe Trennschärfe, daß die Wiedergabe der hohen Töne zwangsläufig leiden muß. Daran sind nicht etwa Unvollkommenheiten in den Empfängern, sondern einfach die vorgegebenen Verhältnisse schuld. Man hat daher schon frühzeitig nach Kompromißlösungen gesucht, die auch auf der Basis der Bandbreiteregulierung gefunden wurden. Man geht dabei von dem Gedanken aus, daß tagsüber die Feldstärken der meisten Fernsender so klein sind, daß sie beim Empfang frequenzbenachbarter Stationen nicht mehr störend wirken. Dann ist aber ein relativ breitbandiger Empfänger nicht nur anwendbar, sondern auch sehr erwünscht, weil er die Ausnutzung des vollen Tonfrequenzbandes gestattet. In den Abend- und Nachtstunden dagegen müßte von demselben Empfänger eine große Trennschärfe gefordert werden. Es liegt daher nahe, die Bandbreite durch einen Drehgriff von Hand regelbar zu machen, wobei man grundsätzlich die Wahl zwischen abgestufter und stufenloser Regulierung hat. Beide Möglichkeiten fin-

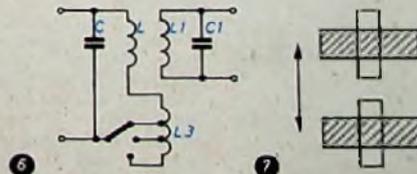


Abb. 6. Stufenweise Bandbreiteregulierung
Abb. 7. Stufenlose Bandbreiteregulierung

den wir in den modernen Supern verwirklicht, mitunter auch in kombinierter Form. Sehr häufig wird die im Zwischenfrequenzteil liegende Bandbreiteregulierung auch in sinnreicher Weise mit Regelorganen im Niederfrequenzteil verknüpft, wodurch sich besonders wirkungsvolle Effekte erzielen lassen.

Für die Bandbreiteregulierung gibt es eine Unzahl konstruktiver und elektrischer Lösungen, die sich allerdings fast immer auf einige wenige Grundschaltungen zurückführen lassen. So zeigt Abb. 6 das Prinzipschaltbild einer stufenweisen induktiven Bandbreiteregulierung. Die Kreise L, C und L1, C1 bilden ein zweikreisiges Bandfilter; die Kopplung erfolgt über die Hilfsspule L3. Je weniger Windungen mit dem Stufenschalter eingeschaltet werden, um so kleiner werden der Kopplungsfaktor und damit die Bandbreite des Filters, die ja eine Funktion der Kopplung ist. Natürlich ist diese Methode nicht frei von zusätzlichen Verstimmungen.

In Abb. 7 ist die meist gebräuchliche stufenlose induktive Bandbreiteregulierung angedeutet. Die beiden Spulen stellen die Induktivitäten eines Bandfilters dar und werden in geeigneter Weise mehr oder weniger weit voneinander entfernt. Die sich so ergebende stufenlose Veränderung des Kopplungsfaktors bewirkt eine entsprechende Bandbreiteänderung, und zwar ohne jede Verstimmlung, vorausgesetzt, daß der Aufbau mechanisch und elektrisch einwandfrei ist. Bei der Abstandsänderung kann die gemeinsame Achse der Spulen unverändert bleiben; ebensogut lassen sich aber die Spulen auch gegeneinander schwenken. Gewisse Bedenken bestehen insofern, als Abstandsänderungen zwischen den Spulen und den Innenseiten der Abschirmbecher zu Induktivitätsänderungen und damit zu Verstimmungen führen können. Um diese Erscheinung auf ein Mindestmaß herabzusetzen, kann man auch nach Abb. 8 nur einen Teil der Schwingkreisinduktivitäten beweglich machen, also nur die Kopplung zwischen den Spulen L2 und L3 verändern. Dann ist natürlich die verstimmende Wirkung der Abschirmbecher entsprechend kleiner.

Kopplung und Bandbreite von ZF-Filtern können auch kapazitiv verändert werden, wobei man sich sämtlicher bekannter Möglich-

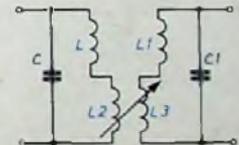


Abb. 8. Teilspeulen zur Verkleinerung der Verstimmung

keiten bedienen kann. Dazu gehört z. B. die Veränderung des Koppelkondensators bei kapazitiv spannungsgekoppelten Filtern oder die des Fußpunkt-kondensators bei Stromkopplung. Interessante und recht brauchbare Lösungen ergeben sich auch bei der Anwendung von Gegenkopplungen, die zu einer Beeinflussung der elektrischen Eigenschaften des Filters führen. Beispielsweise hat eine deutsche Industriefirma mit der sogenannten MHG-Schaltung diesen Weg recht erfolgreich beschritten (Saba).

Abschließend sei, noch erwähnt, daß in modernen Superschaltungen 1... 3 ZF-Röhren zur Anwendung kommen; schon mit zwei Röhren lassen sich ausgezeichnete Ergebnisse erreichen. Bei FM wird die letzte ZF-Röhre häufig als Begrenzer geschaltet, was man durch niedrige Schirmgitter- und Anodenspannungen und eine besondere Bemessung des RC-Gliedes vor dem Steuergitter erreichen kann. Dadurch wird die begrenzendende Wirkung des folgenden FM-Demodulators unterstützt.

(Wird fortgesetzt)

¹⁾ Näheres siehe: FM-AM-Empfängerröhren, Druckschrift Elektra Spezial GmbH., Hamburg.

Industrie- und Unterwasser-Fernsehen

Anläßlich einer Mitte Mai in Zürich durchgeführten Groß-Demonstration der englischen Elektronikfirma *Pye Ltd.*, Cambridge, die sich in erster Linie an Industrielle und Geschäftsleute aus verschiedenen europäischen Ländern wandte, hatte auch die Presse Gelegenheit, diesen weniger bekannten Zweig der Elektronik kennenzulernen. Das Hauptziel dieser Vorführungen bestand darin, die zahlreichen Anwendungsgebiete der Fernstechnik für die moderne industrielle Forschung, Produktion und Wirtschaft zu veranschaulichen. Die instruktive Schau zeigte, wie das Fernsehen in den Dienst des kaufmännischen und industriellen Betriebes, der Forschung, Demonstration, der Ausbildung und der Fernbeobachtung, etwa des Straßenverkehrs, gestellt werden kann. Der Vorteil des industriellen Fernsehens besteht in der Möglichkeit, Vorgänge zu beobachten, die sonst nur unter erschwerten Umständen oder überhaupt nicht verfolgt werden könnten. Es ermöglicht aber nicht nur das Fernsehen, sondern gestattet auch, die Zahl der gleichzeitigen Zuschauer zu steigern, was besonders bei mikroskopischen oder klinischen Demonstrationen von unschätzbarem Wert ist.

Die von *Pye* entwickelte Industrie-Fernseh-Anlage zeichnet sich durch ihre Einfachheit aus. Sie besteht aus drei getrennten Teilen, die untereinander mit Kabeln — oder im Bedarfsfalle auch drahtlos — verbunden sind: Fernsehkamera — Steuer-Verstärkergerät — Bildgerät. Die für diesen Zweck entwickelte Aufnahmeröhre, das Cathodeon-Staticon, weicht konstruktiv von den herkömmlichen Röhren ab. Sie arbeitet nach dem Prinzip der „fotoelektrischen Leitfähigkeit“, im Gegensatz zum „fotoelektrischen Emissionsvermögen“, das bei den Röhren in Fernseh-kameras benutzt wird. Dadurch wurde eine weitgehende Vereinfachung der Konstruktion möglich. Die geringen Ausmaße dieser Röhre (Länge 150 mm, Durchmesser 25 mm) trugen das ihre dazu bei. Trotzdem ist diese Staticon-Röhre kräftig gebaut und sehr robust, ist äußerst empfindlich gegen Licht aller Farben und läßt sich ohne weiteres bei Tages- und Kunstlicht verwenden. Die Vereinfachung hat aber noch einen anderen Vorteil: Bei der Röhrenherstellung läßt sich eine genaue Gütekontrolle durchführen, so daß die *Pye*-Kameras in ihrer Leistung sehr gleichmäßig sind. Dadurch wurde auch die Kamera wesentlich vereinfacht, was nicht zuletzt aus den Abmessungen (13×13×17 cm) und dem geringen Gewicht hervorgeht. Je nach den Arbeitsaufgaben läßt sich die Kamera mit Normal-, Weitwinkel- oder Teleobjektiven aus-rüsten; es können auch mehrere Objektive

Verwendung finden, ebenso läßt sich das Ganze auf einer Schwenkeinrichtung aufbauen. Objektivwahl, Linseneinstellung und Kamera-schwenkung werden vom Steuergerät aus be-dingt. Die Dimensionen dieses Teiles sind ebenfalls klein, obwohl der Steuerkoffer außerdem noch die Verstärkereinheiten, den Impulsgeber und die andern für das Fernseh-bild notwendigen elektronischen Einrichtun-gen enthält. Bei Ausfall dieses Teils kann man ohne weiteres ein anderes Steuergerät einschalten. Das Bildüberwachungsgerät schließlich ist ein handelsüblicher Empfänger, der aus praktischen Gründen in einem Metall-gehäuse untergebracht ist. Die Bildqualität der ganzen Anlage ist trotz der Vereinfachungen einwandfrei.

Neben der Vorführung industrieller Anwen-dungen erfolgte eine Demonstration des Un-terwasser-Fernsehgerätes „Komet“ auf dem Zürichsee. Heute wird dieses Instrument schon von der englischen, kanadischen und amerika-nischen Marine sowie von zahlreichen Berg-ungs- und Schiffsbau-Gesellschaften benutzt. Mit Erfolg wurde es auf der Suche nach den Trümmern des kürzlich bei der Insel Elba ab-gestürzten englischen Komet-Flugzeuges ein-gesetzt. Diese Kamera kann bis in Tiefen von 1100 m tauchen, in Regionen also, in die kein Taucher hinaufsteigen, geschweige zu arbeiten vermöchte. Die Anwendungsmögli-keiten sind äußerst zahlreich: Rettungsopera-tionen (U-Boote), Unterwasserkonstruktionen (Werften), Unterwasserbiologie, Ozeanogra-fie, Prüfen von Schleusen und Unterwasser-teilen von Schiffen, Überwachung von Taucher-arbeiten usw.

Um auch in großen Tiefen arbeiten zu können, ist die Fernsehkamera auf eine Lichtquelle angewiesen. Die benutzte Kameraröhre ist eine Image-Orthicon-Röhre von der gleichen Art, wie sie im normalen Fernseh-Studio-gerät Verwendung findet. Diese Kameraröhre kann bei geringerem Licht sehen als das menschliche Auge, so daß schon zu verschie-denen Malen durch sie Dinge entdeckt werden konnten, die einem Taucher (unter gleichen Bedingungen) verborgen geblieben wären. Um dem hohen Druck in großen Tiefen entgegen-zuwirken, ist die Kamera in einem zylind-rischen, seelesten Gehäuse untergebracht, das ein großes Ruder trägt, so daß es beim Schleppen in der richtigen Lage schwimmt. Besondere Vorsichtsmaßnahmen sind ge-troffen, um das Glasfenster und die Kabel-einführung wasserdicht zu machen. Falls trotzdem einmal Wasser eindringen sollte, sorgt eine spezielle Einrichtung für Meldung nach oben. Im Innern des Gehäuses ist die Kamera durch eine besondere Aufhängung



Industrie-Fernsehkamera in Normalausführung

festgemacht. Die Linsenscheibe trägt zwei Objektive von 35 und 50 mm Brennweite, bzw. einem Sichtwinkel von 58° und 35°, so daß sich das Sichtfeld einigermaßen den Be-dingungen anpassen läßt. Das Verbindungs-kabel dient außerdem zum Tragen des Ge-räts. Vor dem Gehäuse ist eine ungefähr 4 Meter lange Sonde angebracht, die dazu dient, den Abstand von einem Objekt fest-zustellen, da sowohl Sonde wie Gegenstand auf dem Bildschirm sichtbar sind. Ferner zeigt die Sonde an, ob die Kamera korrekt funk-tioniert, da wenn sonst nichts im Sichtbereich liegt, auf dem Bildschirm auch nichts zu sehen wäre. Abstandsmessungen können aber außerdem mit Hilfe der Fokusskala am Kon-trollgerät gemacht werden. Zur künstlichen Beleuchtung dient ein 250-Watt-Scheinwerfer, der an der Spitze des Ruders angebracht ist. Die Brennweite der Lampe wird vom Kon-trollgerät aus ferngesteuert. Das Kamerage-häuse ist 59 cm lang und hat einen Durch-messer von 33 cm. Die Ruderoberfläche ist ungefähr 2000 cm². Das Gewicht beträgt in der Luft 95 kg, im Wasser 45 kg. Das dazuge-hörige Kontrollgerät ist in einem Gehäuse (36×37×53 cm) untergebracht. Das Bildgerät hat mit allem nötigen Zubehör und Kontroll-Nebeneinrichtungen, dieselben Maße. Die Lei-stungsaufnahme ist rund 400 Watt.

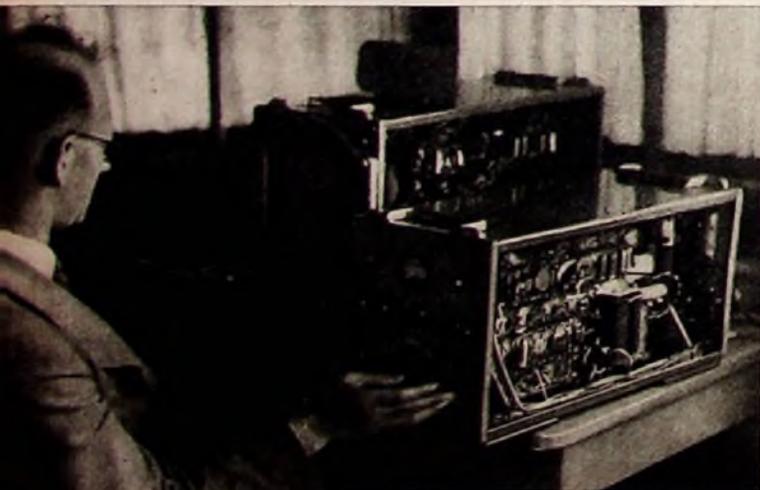
Außer diesem Typ „Komet“ stellt *Pye Ltd.* noch eine kleinere Unterwasser-Fernseh-kamera her, die nur in Tiefen Verwendung finden kann, die auch für Taucher erreichbar sind. Sie wird denn auch meist von diesen benutzt und hat zu diesem Zweck seitliche Traggriffe. Auch dieser Typ wird in allen seinen Funktionen von der Oberfläche her ferngesteuert, und der Taucher erhält durch Fernsprecher die Anweisungen, in welche Positionen er die Kamera zu bringen hat.

Das Unterwasser-Fernsehen dürfte in Zukunft an Bedeutung stark gewinnen, nicht weil es die Taucher überflüssig macht, sondern weil sein Einsatz weder zeitlich noch nach der Tiefe hin beschränkt ist. Auch beim Un-terwasser-Fernsehen lassen sich heute noch lange nicht alle Anwendungsmöglichkeiten über-blicken.

*

Neben den vielen praktischen Reispie-len für Industriefernsehen umfaßte die Schau auch eine Reihe normaler Fernsehstudio-Ausrüs-tungen, von den Image-Orthicon-Kamera-Kel-ten über Impuls- und Verstärkeranlagen bis zum Kontrollempfänger. Außerdem zeigte *Pye* eine Aufnahme- und Wiedergabeeinrichtung für plas-tisches und Farben-Fernsehen in Betrieb. Das plastische Fernsehen bedient sich zweier Auf-nahme- und Wiedergabeeinrichtungen, die schließlich über Linsensysteme auf einen Bildschirm pro-jizieren, der mit polarisierenden Brillen be-trachtet wird. Eine kurze Farblensedemon-stration (im Kurzschlußverfahren) konnte man auf einer kleinen Kontroll- und einer 17"-Bildröhre verfolgen. Die Farben wirken noch etwas grell, doch sonst ziemlich natürlich. Die ganze überaus instruktive Schau ver-mittelte einen kleinen Einblick in das Tätig-keitsprogramm einer der größten englischen Radio- und Fernsehfirmen.

ck.



Die Kontrollgeräte für das Unterwasser-Fernsehgerät „Komet“ (s. Titelbild) an Bord des Schiffes; sie werden vom leitenden Ingenieur bedient. Rechts das Steuer- und Fernbedienungsgerät, in der Mitte das Kontrollgerät mit der Bildröhre und links (im Hintergrund) ein Teil der Stromversorgungsanlage

Dr. F. Herriger im Lorenz-Vorstand

Der Aufsichtsrat der C. Lorenz AG in Stuttgart hat Dr.-Ing. Felix Herriger zum stellvertretenden Vorstandsmitglied der Gesellschaft bestellt. Dr. Herriger übernahm Anfang 1954 zusammen mit Herrn Max Rieger die Geschäftsführung der G. Schaub Apparatebau GmbH in Plötzheim (seit Oktober 1954 eine Abteilung der C. Lorenz AG), nachdem er bereits seit 1937 bei Lorenz das Gebiet der Sende- und Empfängerröhren maßgebend bearbeitet hatte. Das Lorenz-Werk für Empfänger- und Bildröhren in Eßlingen ist nach dem Kriege von Dr. Herriger aufgebaut und geleitet worden. Mit der Berufung von Dr. Herriger in den Lorenz-Vorstand wird das Verbrauchsgütergeschäft von Lorenz seiner steigenden Bedeutung entsprechend künftig einheitlich gesteuert.

„Valvo-Haus“ in Hamburg

Ende Mai 1955 konnte die Verwaltung der Valvo GmbH vom „Levante-Haus“ in neue, nahegelegene Räume (Hamburg, Burghardstr. 19) einziehen. Dort entstand in den letzten Monaten ein moderner Bürohaus-Großblock, dessen Hauptmieter die Valvo GmbH wurde, die auch dem repräsentativen Gebäude den Namen gab. Die Verwaltung der Valvo GmbH, deren Geschäftsführung in den Händen der Herren Dipl.-Kaufmann Dr. Heinz Förster und Franz Hellwege liegt, hat damit zweckmäßige Arbeitsräume im Herzen der Hansestadt gefunden. Von dort aus hält sie engsten Kontakt mit ihren Fabriken, der Röhrenfabrik in Homburg-Lokstedt, den Keramischen Werken in Hamburg-Langenhorn und der Bildröhrenfabrik in Aachen-Rothe Erde. Ein Speziallaboratorium der Valvo GmbH befindet sich in Hamburg-Stellingen. In den Hamburger Valvo-Betrieben sind 4500 Menschen beschäftigt.

60 % Rundfunkempfänger mit UKW

Wie die NWDR-Hörerforschung ermittelt hat, stieg der Anteil der Rundfunkempfänger mit UKW-

Empfangsmöglichkeit in der Zeit von Dezember 1953 bis Dezember 1954 von 44 % auf rund 60 % an. Dieses erfreuliche Ergebnis darf hauptsächlich auf hochentwickelte, preiswerte Rundfunkgeräte und auf den planmäßigen Ausbau der UKW-Senderketten in den einzelnen Sendebezirken zurückgeführt werden.

Wahlprognosen durch elektronische Rechenmaschinen

Von der BBC wurde für die Sendungen am Abend des englischen Wahltages eine elektronische Rechenmaschine Typ „Deuce“, verwendet. Diese Maschine addiert und subtrahiert die einlaufenden Resultate und weist jeweils den gegenwärtigen Stand aus. Ferner dient sie für Wahlprognosen, denn es können die Änderungen nach rechts oder links in jedem Wahlkreis ausgerechnet und mit den letzten Wahlergebnissen verglichen werden. Daraus wird das arithmetische Mittel gezogen und auf die Wahlkreise angewendet, deren Ergebnisse noch nicht vorliegen. Die „Deuce“ benötigt für jede Prognose etwa 30 Sekunden.

Atomkonferenz im Rahmen der Eurovision

Der Schweizerische Fernsehdienst beabsichtigt, die Eröffnung der internationalen Atomkonferenz am 8. August d. J. zu übertragen und im Rahmen der Eurovision an andere europäische Fernsehdienste weiterzugeben. Auch das Deutsche Fernsehen wird die Übertragung übernehmen.

Tierpuppen mit Spezial-Magnetophonen

Den beiden Tierpuppen „Mecki“ und „Teddy“ die anlässlich des Firmenjubiläums des Herstellers mit einem zehn Jahre alten Waisenkind eine Flugreise um die Welt unternahm, verlieh Teletunken die Stimme. In den beiden Puppen sind kleine Lautsprecher eingebaut, die durch zwei Teletunken-Magnetophone ergänzt werden. Das eine dient

als Stereo-Kofferaufnahmegerät, dem in jedem Lande die dort gebräuchlichen Sprachen und Dialekte aufgesprochen werden. Das zweite ist als Stereo-Wiedergabegerät in ein Tischchen eingebaut, auf dem die Puppen stehen. Für die Wiedergabe werden zwei Magnetköpfe verwendet, die mit getrennten Wiedergabeverstärkern verbunden sind und jeweils nur eine Spur des Tonbandes abtasten. Da über die obere Spur die eine Puppe hören und sprechen kann und über die andere die zweite Puppe ist ein Zwiesgespräch oder ein Durcheinandersprechen möglich. Dieses Beispiel einer nicht alltäglichen Anwendung der Tonbandtechnik beleuchtet ihre vielfachen Möglichkeiten auf wirtschaftlichem Gebiet.

Mehr als nur Spannungsprüfer

Der neue Wibre-Schrauber (E. Breuninger, Heilbronn/N) ist in der üblichen Weise als Spannungsprüfer einzusetzen (bei Wechselstrom von 70 - 380 V leuchten beide Elektroden, bei Gleichstrom eine Elektrode). Der Taschenclip des schlanke Prüfers ist als Drahtlehre ausgebildet. Zu-



lassige Dauerbelastungen und die notwendige Absicherung von Leitern lassen sich an einem kleinen Fenster ablesen, wobei durch leichtes Drehen des Kopfes der Leiterquerschnitt eingestellt werden muß. Eine auf dem Schrauber eingepreßte Tabelle gibt Angaben für die in ein Rohr maximal einziehbaren NGA-Leitungen. Die Kontaktspitze ist als Schraubenzieher ausgebildet. Sehr begrüßt wird dabei sicherlich von vielen der praktische Schrauben-Festhalter. Mit Hilfe eines Drahthakens kann man die Schraube klemmend auf die Schneide des Schraubenziehers aufsetzen und so leicht auch an unzugänglichen Stellen einschrauben.

Auf die WELLPAPPEN-Verpackung kommt es an

Das V D W-Standardzeichen verbürgt Qualitätswahrheit

well-verpackt
leicht
stabil
sicher

schnell-verpackt

VERBAND DER WELLPAPPENINDUSTRIE

Intendant Beckmann wiedergewählt

Der Rundfunk des Hessischen Rundfunks hat auf seiner Sitzung am 4. 6. 55 Intendant Eberhard Beckmann mit 13 Stimmen bei zwei Stimmenthaltungen auf neun Jahre, der längsten Zeit, die das Hessische Rundfunkgesetz bestimmt, in seinem Amt bestätigt. Beckmann ist von den gegenwärtigen Rundfunkintendanten in der Bundesrepublik am längsten im Amt. Er wurde 1946 eingesetzt und 1948 vom Rundfunkrat auf sieben Jahre gewählt. An der im Juni 1950 erfolgten Gründung der Arbeitsgemeinschaft der Rundfunkanstalten, deren Vorsitzender er z. Z. ist, an der Erneuerung des deutschen Fernsehens und am Zustandekommen der Eurovision hat er maßgebenden Anteil.

UKW-Sender Nordhelle

Auf der Nordhelle bei Lüdenscheid nahm der NWDR einen neuen UKW-Sender in Betrieb, der auf der Frequenz 90,3 MHz mit einer Leistung von 16 kW das NWDR-MW-Programm überträgt.

UKW- und FS-Sender in Frankreich

Kürzlich nahm der französische Rundfunk seinen zweiten UKW-Sender in Straßburg in Betrieb. Nach im Laufe dieses Jahres soll ein weiterer starker UKW-Sender im Elsaß (Mühlhausen) fertiggestellt werden. Es ist geplant, über die drei französischen UKW-Stationen, zu denen auch ein Sender in Paris zählt, abends ein eigenes Programm zu übertragen. Die Frequenz des UKW-Senders Straßburg ist 95,0 MHz (Kanal 27).

Ein Fernseh-UMS-Etzer ist in Metz in Betrieb genommen worden. Er überträgt versuchsweise das von Straßburg im Ballempfang übernommene Fernsehprogramm.

Höhere Rundfunkgebühren auch in Frankreich

Nunmehr werden auch die französischen Rundfunkteilnehmer mit einer höheren Rundfunkgebühr rechnen müssen, da die französische Nationalversammlung einer Erhöhung auf jährlich 1500 Francs zugestimmt hat. Dieser Betrag entspricht etwa 18 DM.

UKW-Sender Innsbruck

Der auch im süddeutschen Raum hörbare UKW-Sender Innsbruck-Landhaus beendete seine Versuchsperiode und überträgt nunmehr auf 88,5 MHz von Sendebeginn bis 15.30 Uhr das Zweite Programm und anschließend bis Sendeschluß das Dritte Programm des österreichischen Rundfunks.

Österreichische Fernsehsendungen

Mit einer Leistung von 50 Watt strahlt der Fernseh-Versuchssender Wien gegenwärtig Testbilder und einen 1000-Hz-Meloton aus. Nach Fertigstellung des wesentlich stärkeren Versuchssenders auf dem Kahlenberg soll dieser Versuchssender in Linz verwendet werden. Programmversuche im Kurzschlußbetrieb finden z. Z. in der Wiener Volksoper statt.

Englische Eurovisionssendungen

Nach Fertigstellung der endgültigen Richtstrahlverbindung über den Kanal werden die englischen Fernsehfremde wieder ab Monat Juli an den Eurovisionssendungen teilnehmen können. Zunächst sind allerdings nur die Fernsehteilnehmer Sünglands einschließlich Londons ausgeschlossen.

UKW-Sender Wrotham

Kürzlich eröffnete der neue englische UKW-Sender Wrotham den regelmäßigen Betrieb. Es werden drei verschiedene Programme übertragen. Der Heimdienst (93,5 MHz), das Unterhaltungsprogramm (89,1 MHz), und das Dritte Programm (91,3 MHz).

Brand im Fernsehstudio

Wahrscheinlich infolge Kurzschluß entstand ein Brand im Amsterdamer Fernsehstudio „Irene“. Da wertvolle Geräte zerstört worden sind, müssen die Fernsehsendungen nunmehr an anderer Stelle veranstaltet werden.

Teleport IV

Das jetzt neu herausgekommene tragbare Funk-Sprechgerät „Teleport IV“ von Telefunken ist wegen der konsequenten Anwendung der Miniaturbauweise bemerkenswert. Erstmals wurden hier nicht nur Subminiaturröhren, sondern auch Subminiatur-Bauelemente verwendet, wodurch sich für das Sende-Empfangsgerät einschließlich Batterie-Stromversorgung Abmessungen von nur noch 300x210x120 mm bei einem Gewicht von 6,4 kg ergeben.

Neben den kleinen Abmessungen wurde bei der Konstruktion des Gerätes besonderer Wert auf hohe Stoß- und Schüttelfestigkeit gelegt. Das Gerät ist weiterhin wetterbeständig und spritzwasserdicht. Sender und Empfänger sind in einem Gehäuse untergebracht, während ein völlig getrenntes weiteres Gehäuse die Stromversorgung enthält. Beide Gehäuse lassen sich leicht zu einer Einheit zusammenfügen. Durch diese zweckmäßige Aufteilung ist es möglich, Sender und Empfänger aus verschiedenartigen Spannungsquellen zu speisen. Ebenso ergeben sich durch diese Aufteilung mannigfache Tragarten, die dem jeweiligen Bedarf durch ein einfaches Traggeschütz angepaßt werden können.

Im allgemeinen dient der Stromversorgung ein zetzelliger Spezialakkumulator oder bei ortsfesten Anlagen ein Netzanschlußgerät. Eine Spe-

zial-Stromversorgung enthält Kleinst-Bleibakku mit einem neuen Zerkohertell, die in einem Leibgürtel untergebracht sind.

Versicherung von FS-Empfängern und -Antennen

In einer Gemeinschaftsarbeit zwischen den an der Versicherung von Fernsehempfängern und -antennen beteiligten Versicherungsunternehmen, zu denen u. a. die *Tela Versicherungs AG für Technische Anlagen*, Berlin und München, sowie die *Württembergische Feuerversicherung AG*, Stuttgart, gehören, wurden die endgültigen Versicherungsbedingungen festgelegt.

Die Versicherung von Fernsehempfängern deckt alle Schäden, die entstehen durch Fahrlässigkeit, unsachgemäße Handhabung, von außen auf das Gerät mechanisch einwirkende Gewalt, plötzlich eintretende Ereignisse höherer Gewalt, Bildröhren-Impllosionen, Brand einschli. der beim Löschen und Retten entstehenden Schaden, Blitzschlag, Explosionen aller Art, Einbruchdiebstahl, Diebstahl, Raub, Plünderung, Sabotage und damit verbundene Vorkommnisse sowie Überschwemmungen und Wasserschaden aller Art. Die Kosten für diese Versicherung, die vor allem für Gaststätten, Hotels usw. von großer Bedeutung ist, betragen jährlich 3% der Versicherungssumme. Als Versicherungssumme gilt dabei der Anschaffungspreis für das Gerät und die Antenne einschli. der Montagekosten.

Magnettonaufnahmen urheberrechtlich geschützter Werke für persönliche Zwecke

Wer sich jetzt ein Tonbandgerät zulegt wird unter den Prospekt- und Bedienungsanweisungsblättern noch einen weiteren Hinweis der Herstellerfirma finden. Einen Hinweis rechtlicher Art, der ihn auch als Musikfreund daran gemahnt, daß er im Gestrüpp der Paragraphen wandelt. Der Hersteller ist nämlich nach höchstgerichtlicher Entscheidung des *Bundesgerichtshofes Karlsruhe* — I ZR 8/54 — verpflichtet, den Käufer darauf hinzuweisen, daß die Aufnahme und Wiedergabe von urheberrechtlich geschützten Musikwerken im privaten Kreis nur mit Genehmigung der *Gesellschaft für musikalische Aufführungs- und mechanische Vervielfältigungsrechte (Gema)* gestattet ist. Diese Verpflichtung bezieht sich nicht auf Exportgeräte.

Die *Grundig Radio-Werke GmbH*, Furth, haben als erste bekanntgegeben, daß sie ihren Tonbandgeräten einen Zettel beifügen werden, auf dem der Kunde auf das Urteil des *BGH* hingewiesen wird. Die anderen Hersteller der Branche dürften das gleiche tun.

Die rechtliche Situation kommentiert die Pressestelle des *Bundesgerichtshofes* wie folgt: „Vor dem I. Zivilsenat des *Bundesgerichtshofes* standen am 17. Mai d. J. zwei Klagen der *Gema* und eine Klage mehrerer Firmen der Schallplattenindustrie gegen Hersteller von Selbstaufnahmegegeräten für Magnettonaufnahmen an. In diesem Rechtsstreit ging es im Kern um die Frage, ob Magnettonaufnahmen urheberrechtlich geschützter Werke oder die Aufnahme von Schallplatten, die wie Werkbearbeitungen geschützt werden, von einer Urhebergebühr freigestellt seien, wenn die Aufnahme ausschließlich persönlichen Zwecken des Aufnehmenden dienen soll. Es handelt sich hierbei um ein auch in Fachkreisen des Auslandes eingehend erörtertes urheberrechtliches Problem. Die beklagten Firmen der Magnettongeräteindustrie vertreten den Standpunkt, daß die nur privaten Zwecken dienende Magnettonaufnahme unter § 15 Abs 2 des deutschen literarischen Urhebergesetzes von 1901 in der Fassung von 1910 falle, wonach die Vervielfältigung eines Werkes zulässig ist, wenn sie nur für den persönlichen Gebrauch bestimmt ist und nicht den Zweck verfolgt, eine Einnahme zu erzielen. Die *Gema* als Interessenvertrelerin der Werkschöpfer wie die Schallplattenindustrie als Inhaberin der ihr abgetretenen Arbeitnehmerurheberrechte der ausübenden Künstler waren dagegen der Ansicht, daß die privaten Magnettonaufnahmen nicht mehr unter den Sinngehalt dieser das ausschließliche Vervielfältigungsrecht des Urheberberechtigten einschränkende Ausnahmebestimmung falle, weil § 15 Abs. 2 des Urhebergesetzes nach den Vorstellungen des Gesetzgebers nur solche Vervielfältigungen von einer Erlaubnis des Urhebers habe freistellen wollen, die wegen der Mühen des Vervielfältigungsvorgangs und der Unvollkommenheit des Vervielfältigungsproduktes — es war vor allem an handschriftliche Abschriften gedacht — mit gewerblich hergestellten Vervielfältigungsexemplaren nicht

ernsthaft in Wettbewerb treten könnten. Der I. Zivilsenat des *Bundesgerichtshofes* hat entschieden, daß auch die ausschließlich für private Zwecke hergestellte Magnettonaufnahme in das dem Urheber vorbehaltene Vervielfältigungsrecht eingreift. Maßgebend für diese Entscheidung war der das Urheberrecht beherrschende Schulgedanke, wonach dem Urheber grundsätzlich für jede Nutzung seines Werkes ein angemessenes wirtschaftliches Entgelt zuzufießen soll. Diesem Schutzgedanken würde es widersprechen, wenn dem Urheber eine Vergütung für den durch die private Magnettonaufnahme vermittelten Genuß seines Werkes nur deshalb abgeschnitten würde, weil sich infolge der technischen Entwicklung der Vervielfältigungsvorgang von dem gewerblichen in den privaten Sektor verlagert hat. Würde diese neuartige Vervielfältigungsart, die durch einfache Handgriffe ohne Aufwand besonderer Mühen die Herstellung von unbegrenzt haltbaren Werkstücken ermöglicht, die einen einwandfreien Genuß des Werkes vermitteln und den gewerblich hergestellten Tonträgern, insbesondere der mit einer Urheberlizenz belasteten Schallplatte gleichwertig sind, von einer Urhebervergütung freigestellt, so würde dies eine ernsthafte Beeinträchtigung der wirtschaftlichen Belange der Urheber bedeuten. Ein solch weitgehender Einbruch in das grundsätzlich ausschließliche Vervielfältigungsrecht des Urhebers ist nach Auffassung des Senats mit Sinn und Zweck des § 15 Abs 2 LitUrHG nicht vereinbar. Der Senat hat deshalb die Hersteller von Magnettongeräten für verpflichtet gehalten, bei der Werbung und dem Vertrieb ihrer Geräte in der Bundesrepublik und Westberlin ausdrücklich darauf hinzuweisen, daß bei der Aufnahme urheberrechtlich geschützter Werke wie auch beim Überspielen von Schallplatten der klagenden Schallplattenfirmen auf Magnettonband in der Bundesrepublik und Westberlin die Erlaubnis der *Gema* bzw. der in Betracht kommenden Schallplattenfabrikanten einzuholen ist. Es bleibt abzuwarten ob diese Entscheidung zu die Urhebergebühr abgeltenden Pauschalabkommen der Beteiligten führen wird.

Die Industrie stellt mit Genugtuung fest, daß der *BGH* mit seiner Entscheidung ein vorausgegangenes Urteil des *Kommergerichtes Berlin* teilweise aufgehoben hat; danach wären die Hersteller gehalten gewesen, den Käufer nicht nur auf das Urheberrecht hinzuweisen, sondern ihn zur strengen Einhaltung ausdrücklich zu verpflichten. Ein solches Verfahren ginge auch nach Ansicht des *BGH* zu weit. Sofern der Gedanke einer Pauschalabgeltung aller *Gema*-Ansprüche aus privaten Tonband-Musikaufnahmen nicht Platz greift, wird die Frage akut, in welcher Form die *Gema* ihre Ansprüche zu sichern gedenkt. In einem öffentlichen Tanzsaal kann unauffällig ein Kontrolleur entsandt werden — vor der Tür des Dahleims, in dem jedermann zu tun gewohnt ist, was ihm beliebt, ist es unmöglich. Eine Äußerung der *Gema* zu dieser heiklen Frage steht bislang noch aus.

Kraftverstärker mit einstellbarer Lautsprecherdämpfung

Bei der „High-Fidelity“-Wiedergabe ist schon oft darüber diskutiert worden, welche Rolle die durch den Ausgangswiderstand des Endverstärkers auf den Lautsprecher ausgeübte Dämpfung bei der Tonwiedergabe spielt und wie durch Vergrößerung der Lautsprecherdämpfung durch Verkleinern oder gar Negativmachen des Ausgangswiderstandes (Innenwiderstandes) die Wiedergabe vor allem der tiefen Frequenzen in günstigem Sinne zu beeinflussen ist. Theoretisch lassen sich die mechanischen und akustischen Resonanzen des Lautsprechersystems bzw. seines Gehäuses unterbinden, wenn man den Ausgangswiderstand (Generatorwiderstand) des Kraftverstärkers Null macht oder ihm einen solchen negativen Wert gibt, daß er den ohmschen Widerstand der Schwingspule annähernd kompensiert.

Über den praktischen Wert einer derartigen, extrem starken Lautsprecherdämpfung durch einen verschwindend kleinen oder sogar negativen Generatorwiderstand des Kraftverstärkers scheinen allerdings die Meinungen noch sehr geteilt zu sein. Obwohl diese Maßnahme keine grundsätzlichen Schwierigkeiten bietet und etwa mit Hilfe einer positiven Rückkopplung durchführbar ist und obwohl bereits verschiedentlich Abhandlungen und Vorschläge über angeblich geeignete Verstärkerschaltungen erschienen sind, war in den USA kein industrieller Kraftverstärker bekannt, mit dem eine dem jeweilig benutzten Lautsprecher anpaßbare extreme Dämpfung des Lautsprechers erreicht werden konnte. Offenbar hat sich aber die amerikanische Industrie lebhaft mit diesem Problem beschäftigt, denn die Firma David Bogen Co., Inc. ist jetzt mit zwei Kraftverstärkern auf dem Markt erschienen, deren Ausgangs- bzw. Generatorwiderstand kontinuierlich von positiven Werten (etwa gleich dem Schwingspulenwiderstand des Lautsprechers) über „Null“ nach negativen Werten beliebig veränderbar ist. Über die Schaltung und ihre Arbeitsweise berichtet eine Arbeit in der Zeitschrift Radio & Television News, April 1955, S. 48, die der Schriftleiter dieser Zeitschrift mit der Bemerkung veröffentlicht, daß sich zwar die Fachleute noch keineswegs über die Zweckmäßigkeit der einstellbaren Lautsprecherdämpfung einig und deren Grundlagen klar seien, daß der Leser aber über alle Bestrebungen und neuartigen Lösungsversuche dieser Art unterrichtet werden müsse, auch wenn diese noch umstritten seien. Mit den gleichen Vorbehalten und aus den gleichen Gründen seien Prinzip und Schaltung der neuen Verstärker hier kurz referiert.

Der Ausgangswiderstand eines Verstärkers kann durch eine positive Stromrückkopplung vom Ausgang des Verstärkers aus auf beliebig kleine und — wenn erwünscht — auch auf negative Werte gebracht werden. Die Rückkopplungsspannung wird beim Endverstärker von dem durch die Schwingspule fließenden Tonfrequenzstrom abgeleitet. Es ergibt sich hierbei das in Abb. 1 dargestellte Schema, aus dem die Wirkung der Stromrückkopplung

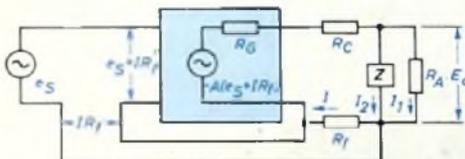


Abb. 1. Schematisches Schaltprinzip eines Leistungsverstärkers mit positiver Stromrückkopplung zur Erhöhung der Lautsprecherdämpfung

zu erkennen ist, R_G ist der Generatorwiderstand des nicht rückgekoppelten Verstärkers, der den Lautsprecher speist. Die Schwingspule hat den Gleichstrom- bzw. Verlustwiderstand R_C , während R_A der reelle, für die Schallabstrahlung wirksame Strahlungswiderstand des Lautsprechers ist. Diesem reellen Widerstand R_A liegt die Impedanz Z parallel, in der alle nichtlinearen und frequenzabhängigen Elemente des Lautsprechers zusammengefaßt sind. Der Schwingspulenstrom $I = I_1 + I_2$ fließt durch einen Rückkopplungswiderstand R_f , und die an ihm abfallende Spannung $I \cdot R_f$ wird der Eingangsspannung e_s im positiven Sinne hinzugefügt. A ist der Verstärkungsfaktor des Verstärkers.

Die an dem Strahlungswiderstand R_A des Lautsprechers wirksame Spannung E_o ergibt sich aus Abb. 1 zu

$$E_o = -A \cdot (e_s + I \cdot R_f) + I \cdot (R_G + R_C) + I \cdot R_f$$

$$= -A \cdot e_s + I \cdot (R_G + R_C) - I \cdot R_f \cdot (A-1)$$

Für eine naturgetreue Wiedergabe gilt die Bedingung

$$E_o = -A \cdot e_s$$

die sich nach obiger Gleichung dadurch erfüllen läßt, daß man

$$I \cdot (R_G + R_C) = I \cdot R_f \cdot (A-1)$$

also

$$R_f = (R_G + R_C) / (A-1)$$

macht. Nun kann man den mit der Rückkopplung wirksam werdenden Ausgangswiderstand R_o des Verstärkers nach Abb. 1 durch die Beziehung ausdrücken

$$R_o = R_G - R_f \cdot (A-1)$$

Wenn man in diese Gleichung die soeben nach Voraussetzung gefundene Be-

WIMA
Tropydur
KONDENSATOREN

sind von größter Durchschlagsfestigkeit. Wissen Sie, daß eindringende Luftfeuchtigkeit die Ursache fast aller Durchschläge ist? **WIMA-Tropydur-Kondensatoren** sind weitestgehend feuchtigkeitsbeständig und deshalb auch äußers durchschlagsicher.

WILHELM WESTERMANN
SPEZIALFABRIK FÜR KONDENSATOREN
UNNA IN WESTFALEN

PRESSLER



PHOTOZELLEN

GLIMMLAMPEN

STABILISATOREN

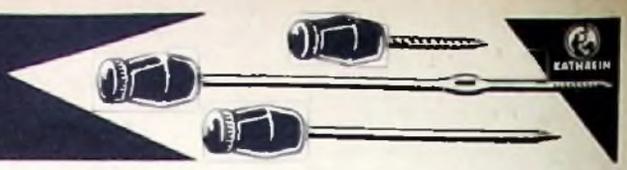
BLITZRÖHREN

SPANNUNGSPRÜFER

57
JAHRE
VAKUUM
TECHNIK

VERTRIEB IN DER BUNDESREPUBLIK
VAKUUMTECHNIK G.M.B.H. ERLANGEN

KATHREIN *Neue Isolatoren* für Band- und Rundkabel



ziehung für den Rückkopplungswiderstand R_1 einsetzt, erhält man

$$R_0 = -R_C$$

Für optimale Verhältnisse muß man somit den Gleichstromwiderstand R_C der Schwingpule durch einen negativen Widerstand gleichen Ohmwertes des Verstärkerausganges kompensieren. Diese denkbar extreme Dämpfung des Lautsprechers läßt sich durch die in Abb 1 ihrem Prinzip nach angedeutete Rückkopplung erreichen, wenn man dem Rückkopplungswiderstand R_1 den oben berechneten Wert gibt.

kungsvollsten ist. Man bedenke, daß die Unregelmäßigkeiten der Frequenzkurve des Lautsprechers mit ihren mechanischen bzw. akustischen Resonanzstellen vorwiegend in diesem Gebiet liegen und daß gerade für die Wiedergabe der tiefen Frequenzen die Dämpfung des Lautsprechersystems sehr kritisch ist. Eine Möglichkeit, diese Dämpfung für die tiefen Frequenzen auf elektrischem Wege zu korrigieren oder beliebig zu regeln, ist darum besonders wertvoll. Schließlich soll durch Beschränkung der extrem starken Dämpfung auf tiefe Frequenzen verhindert werden, daß ein etwa angeschlossener Hochtonlautsprecher — und ein solcher wird bei „High-Fidelity“-Anlagen wohl stets vorhanden sein — überbelastet wird.

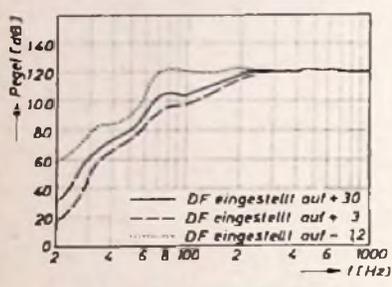


Abb 2. Der Einfluß des Dämpfungsfaktors DF (Verhältnis von Schwingspulenwiderstand zum Verstärkerausgangswiderstand) auf die nichtlinearen Verzerrungen. Die Kurven geben den Pegel für einen Klirrfaktor von 5% bei verschiedenen Dämpfungsfaktoren an.

Das Schaltschema des Verstärkers (Abb. 3) läßt gut erkennen, wie die positive Stromrückkopplung praktisch auszuführen ist. Um den Verstärker möglichst vielseitig zu machen und den unterschiedlichen Bedürfnissen der Benutzer sowie den verschiedenen Lautsprecherarten und Schwingspulenwiderständen anpassen zu können, wurde die positive Rückkopplung veränderbar ausgebildet und kann sogar kontinuierlich in eine schwach negative Stromgegenkopplung übergehen. Auf diese Weise ergibt sich eine stetige Einstellbarkeit des sogenannten Dämpfungsfaktors R_C/R_0 von $+1$ ($R_C=R_0$) über $\pm \infty$ ($R_0=0$) bis -1 ($R_0=-R_C$ = extreme Dämpfung). Diese Einstellbarkeit entsteht durch die entsprechend der Abb 1 im Sekundärkreis des Ausgangstrafos liegenden Widerstände R_1 , R_2 sowie das diesen parallel geschaltete Potentiometer R_3 . In einer dem Widerstandsverhältnis von R_1 und R_2 entsprechenden Stellung von R_3 wird keine Spannung an R_3 abgegriffen, da diese Stellung dem Erdungspunkt zwischen R_1 und R_2 analog ist.

Beim Verschieben des Schleifers von R_3 nach rechts wird eine negative, nach links eine in bezug auf die Eingangsspannung positive Rückkopplungsspannung am Potentiometer R_3 abgegriffen. Diese Rückkopplungsspannung gelangt über ein Tiefpaßfilter C_1-R_4 an die Kathode der ersten Verstärkerstufe (12 AT 7) und überlagert sich dort einer konstanten Gegenkopplungsspannung. Diese Gegenkopplung wirkt in üblicher Weise von dem oberen Ende der Sekundärwicklung des Ausgangstransformators auf die Kathode der ersten Stufe. Sie ist so gewählt, daß die wirksame Spannungsgegenkopplung selbst dann noch mindestens 17 dB beträgt, wenn die Stromrückkopplung ihren größten Wert ($R_0 = -R_C$) annimmt.

Das Tiefpaßfilter C_1-R_4 hat den Sinn, die positive Stromrückkopplung auf den Frequenzbereich unterhalb von etwa 300 Hz zu beschränken, weil in diesem Frequenzbereich die veränderbare Dämpfung ebenso wie die extrem starke Dämpfung des Lautsprechers am notwendigsten, aber auch am wir-

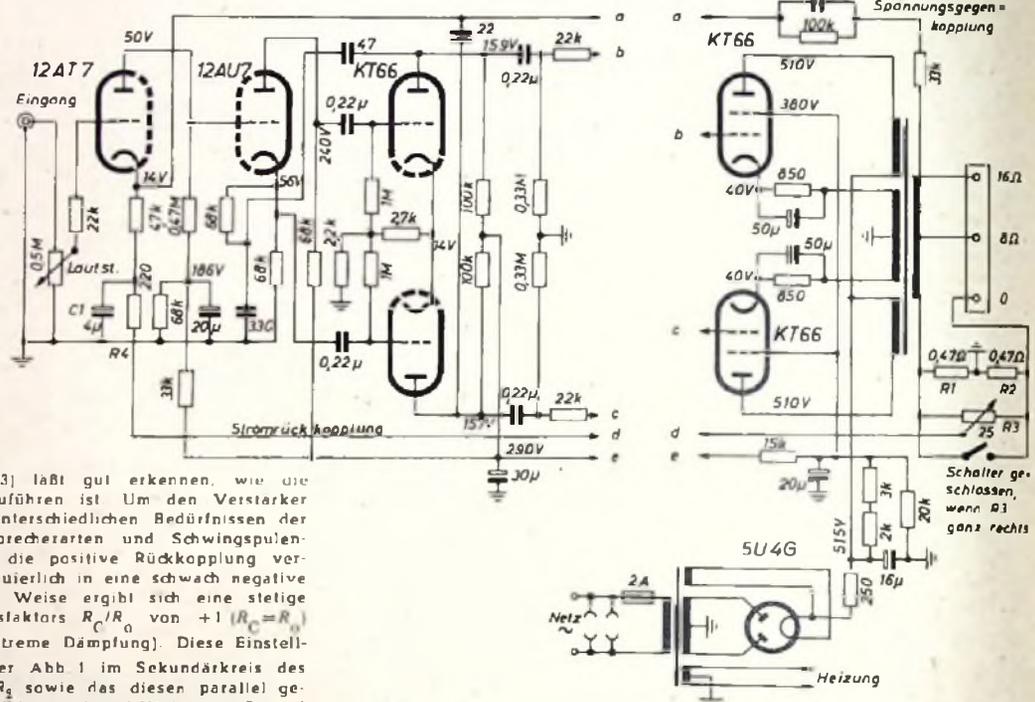
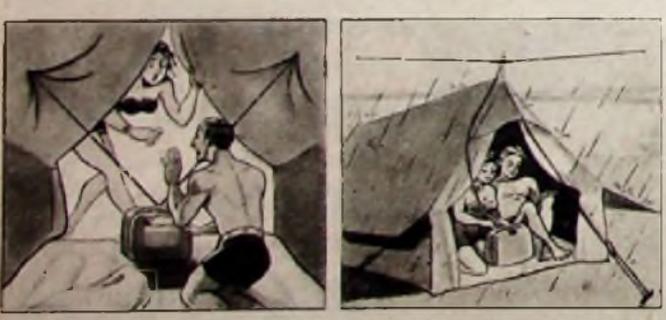


Abb 3. Schaltbild des Verstärkers mit regelbarer Stromrückkopplung, mit der sich der Ausgangswiderstand des Verstärkers Null und negativ machen läßt.

Die Kurven der Abb 2 lassen die Wirkung der Dämpfungseinstellung und der extremen Dämpfung recht anschaulich erkennen: es sind keine Frequenzkurven, sondern die drei Kurven geben jeweils den Pegel für verschiedene Frequenzen an, bei dem der Klirrfaktor gerade gleich 5% ist; sie wurden an einem handelsüblichen 30-cm-Lautsprecher in einem Baßreflex-Gehäuse gemessen. Aus ihnen läßt sich beispielsweise ablesen, daß man bei 20 Hz und einem Dämpfungsfaktor von $-1,2$ ($R_0 = -R_C/1,2$), also nahe bei der extrem starken Dämpfung, den Lautsprecher um 30 dB stärker als bei einem Dämpfungsfaktor von $+30$ oder um 40 dB stärker als bei einem Dämpfungsfaktor von $+3$ aussteuern darf, ohne daß der Klirrfaktor 5% übersteigt. Die extreme Lautsprecherdämpfung gestaltet also eine erhebliche Reduzierung der nichtlinearen Verzerrungen und soll — rein subjektiv betrachtet — die Ermüdungserscheinungen beim Zuhörer weitgehend vermeiden. Fos



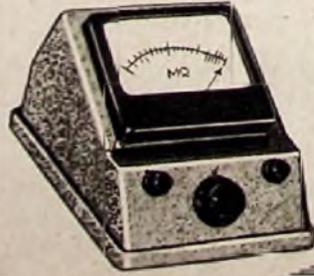
so oder so können Sie eine ROKA-Kaffertanne verwenden. Die Lösbarkeit vom Gerät ist aber ein Vorteil, den Ihnen nur eine ROKA-Antenne bietet.



Dipol ab DM 9,-
Verlängerungskabel DM 6,-
Tasche DM 3,-
ROBERT KARST, Berlin SW 29, Gnelaenaustr. 27

TERAOHMETER PIKOAMPEREMETER

zur Messung von Widerständen bis $10^{15} \Omega$ und Strömen bis 10^{-14} A Skt.



Preis: DM 350 bis 980
3 Jahre Garantie
Verlangen Sie Prospekt T 9



KNICK-MESSVERSTÄRKER
BERLIN-NIKOLASSEE-AN DER REHWIESE-26

ALWIN E. THRONICKE OHG

HANNOVER, POSTFACH 6003



Wir liefern an Großhandel und Industrie aus unseren reichhaltigen Fabriklagern:

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

UNSERE NEUE GESAMTLISTE IST ERSCHEINEN

Förderer
FERNSEHTECHNIKE WERKE

Eine gute ANTENNE ist der beste Verstärker

KATALOG GRATIS

JOHNS FÖRDERER SOHNE G.M.B.H. NIEDERESCHACH (Schwarzwald)
SPEZIALFABRIK FÜR RUMDFUNKTECHNIK

Koaxial- und Band-UKW-Kabel
preiswert für jeden Verwendungszweck am Lager!

HANS W. STIER, Großhandel
Berlin SW 29, Hasenheide 119



Ch. Rohloff - Oberwinter bei Bonn
Telefon: Rolandsteck 289

Elektrizitäts- Zähler

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

Kaufgesuche

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

HANS HERMANN FROMM sucht ständig alle Wehrmachtströhren-Typen, Stabilisatoren, Osz-Röhren usw. zu günstigen Bedingungen. Berlin-Friedenau, Hähnlestraße 14, 83 30 02

Röhrenreparaturen, Meßinstrumente, Kassan-kauf, Aheradio, Bin SW 11, Europahaus
Labor-Meßinstrumente u. -Geräte, Charlottenbg, Motoren, Berlin W 35, 24 80 75

Radioröhren, Spezialröhren zu kaufen gesucht: Krüger, München 2, Euhuberstr. 4
Röhren-Angebote stets erwünscht. Großvertrieb Hacker, Berlin-Neukölln, Silbersteinstraße 15, Telefon: 62 12 12

10 000 Stück

RL 12 P 35

bei Abnahme von:

- 10 Stück netto p. Stück DM 1,20
- 100 Stück netto p. Stück DM 1,-
- 200 Stück netto p. Stück DM 0,95
- 500 Stück netto p. Stück DM 0,80
- 1000 Stück netto p. Stück DM 0,75

Übernahmegarantie!

H. KAETS

Radio-Röhren-Großhandel
Berlin-Friedenau, Niedstraße 17



„ERPEES“ Zweck- und Wohnraumleuchten
Elektrische Kaffeemühlen
Schleif- und Poliermotoren
Radio-Kopfhörer
Radio-Hörhissen

ROBERT PFÄFFLE K.G.
Elektrotechnische Fabrik
Schwenningen am Neckar, Postfach 73

TONBANDGERÄT

„Echoton 1955“

Jetzt mit Papatmotor!

Laufzeit bis 2 x 90 Minuten, Fußschalter, Telefonadapter, 4-Watt-Endstufe | Kinderleichter Selbstbau — unerreicht preiswert!

Baumappe: DM 1,50 von:

Echoton-Radio, München, Goethestr. 32

ERNST ROEDERSTEIN SPEZIALFABRIK FÜR KONDENSATOREN GMBH · RESISTA FABRIK ELEKTRISCHER WIDERSTÄNDE GMBH LANDSHUT BAYERN

AGRI

30 Jahre
ERO

EROD
FROID
0,05 μ F
1000 V —
650 V ~

MINITYP 100
ERO
250 V

MINILYT

AXIALER WIDERSTAND TYP RSX

RESISTA

ELEKTRONISCHE RUNDSCHAU

HOCHFREQUENZ · FERNSEHEN
ELEKTROAKUSTIK
MESSEN · STEUERN · REGELN

die Fachzeitschrift für

Hersteller und Benutzer von Hochfrequenz-, Fernseh-, Ela-, Fernmelde- und elektronischen Anlagen und Geräten

Ingenieure und Techniker der Forschungs-, Entwicklungs- und Fertigungsstätten dieser Industriezweige

Betriebsleiter und Betriebsingenieure der Maschinen- und Werkzeugmaschinen-Industrie, papier-, folien- und stoffverarbeitenden Industrien, der Kautschuk-, Gummi- und Kunststoff-Industrie

Technische Betriebe der Kommunalverwaltungen
Ingenieurbüros

Radio- und Elektro-Werkstätten

Dozenten und Studierende an Hoch- und Fachschulen



**berichtet kurzfristig über die jüngsten fachlichen Fortschritte
fördert dadurch den Techniker in seiner konstruktiven Arbeit und
zeigt auch der Industrie neue Wege zur rationelleren Fertigung**

ARBEITSGEBIETE

Elektronische Bauelemente, Neuentwicklungen auf dem Gebiet der Röhren und Halbleiter (Transistoren)

Analysen von Grundsaltungen zum Aufbau elektronischer Anlagen und Geräte

Elektronische Steuerung und Regelung

Elektronische und elektrische Meßtechnik

Messungen nichtelektrischer Größen

Elektronische Rechenmaschinen

Betriebsverhalten elektronischer Anlagen

Erfahrungen in der Praxis

Hochfrequenz: Antennen, Gerätetechnik, kommerzielle Funktechnik, Rundfunktechnik, Navigation, Radartechnik

Fernsehen: Verfahren, Sender, Empfänger, Übertragungstechnik, Studiotchnik

Elektroakustik: Raum- u. Bauakustik, Mikrofone, Verstärker, Lautsprecher, Schallspeicherung, Stereophonie

Format DIN A 4 — monatlich 1 Heft — Preis 3,- DM

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

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

BERLIN-BORSIGWALDE