

BERLIN

FUNK- TECHNIK

Fernsehen Elektronik



22

1954

Fernsehen mit

SABA

T 44
T 45
S 44

Das Fernsehnetz wird immer mehr ausgebaut. Damit wächst auch die Zahl der Fernsehhänger. Es liegt jetzt an Ihnen, Ihren Umsatz in Fernsehgeräten zu steigern. Dafür geben wir Ihnen einen Tip: Ein Fernsehgerät kauft man nicht alle Jahre. Der Käufer verlangt mit Recht ein Gerät, daß auch in zukünftigen Jahren kommenden Anforderungen genügt. Mit einem Wort: Das Fernsehgerät muß zukunftssicher sein. Und das sind SABA-Fernsehgeräte! Fachleute wissen das und empfehlen ihren Kunden diese drei SABA-Fernsehgeräte:

Schauinsland
T 44



43 cm Bildrohr, 18 Röhren, 10 Fernsehkanäle + 2 Reserve-Kanäle, hochglanzpoliertes Edelholzgehäuse, 51,2x44,8x48,4 cm. Netzspannung 220 Volt, Wechselstrom. Anschluß für Fernbedienungsteil. DM 948.—

Schauinsland
T 45



53 cm Bildrohr, 18 Röhren, 10 Fernsehkanäle + 2 Reserve-Kanäle, Selektion 40 bzw. 36 db, getastete Verstärkungsregelung, hochwertiger Konzertsprecher, hochglanzpoliertes Edelholzgehäuse, 62x57,2x51,9 cm. Netzspannung 220 Volt Wechselstrom, Anschluß für Fernbedienungsteil. DM 1158.—

Schauinsland
S 44

mit 3-D-Raumklang, 43 cm Bildrohr, 18 Röhren, 10 Fernsehkanäle + 2 Reserve-Kanäle, getastete Verstärkungsregelung, hochwertiger Konzertsprecher sowie 2 dynamische Seitenstrahler, hochglanzpoliertes Edelholzgehäuse 56x88x53,4 cm, Netzspannung 220 Volt Wechselstrom, Anschluß für Fernbedienungsteil. DM 1198.—



SABA

Villingen/Schwarzwald

AUS DEM INHALT

2. NOVEMBERHEFT 1954

Ein wichtiges Thema: Vom Wert der Meßtechnik	613
Feinheiten neuer Rundfunkempfänger	
Niederfrequenz-Teil und Raumklangtechnik	614
Eine Musiktruhe	
mit Lautsprecher in Baßreflex-Box	617
Telefunken 10 Jahre in Ulm	618
Atombatterie im Taschenformat	620
FT-Kurznachrichten	620
Interessante Anwendungen der Transistortechnik	621
Moderner Steuersender für die Amateurbänder	
um 144 und 435 MHz, Schluß	623
Von Sendern und Frequenzen	624
Abgleichgerät für ZF-Bandfilter	625
Was ist eine Frequenzmarke?	627
XVII. Salon National de la Radio et de la	
Télévision	628
Das Kompensationsvoltmeter	629
Schaltungswinke	
Ein kleiner magnetischer	
Spannungsgleichhalter	631
Messungen zur Bestimmung des Frequenzhubes	632
Aus Zeitschriften und Büchern	
Taschenoszillator für Tonfrequenzprüfungen	633
Meßgerät für Rundfunkspulen	634
Die Messung kleiner Spannungsänderung	635

Beilagen:

Schaltungstechnik

Funkenlöschung in Gleichstromkreisen

FT-Experimente ⑰

Frequenzgang von Verstärkern

FT-Experimente ⑱

Kennlinien von Potentiometern

Unser Titelbild: Ein mit Meßgeräten der Minireihe ausgerüsteter Arbeitsplatz im Laboratorium der FUNK-TECHNIK Aufnahme: FT-Schwahn

Aufnahmen vom FT-Labor: Schwahn (1); Zeichnungen vom FT-Labor nach Angaben der Verfasser: Baumelburg (24), Kortus (35), Ullrich (20). Seiten 637 und 638 ohne redaktionellen Teil.

Verlag: VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH, Berlin-Borsigwalde (Westsektor), Eichborndamm 141-167. Telefon: Sammelnummer 492331. Telegrammanschrift: Funktechnik Berlin. Chefredakteur: Wilhelm Roth, Berlin-Frahrau; Stellvertreter: Albert Jänick, Berlin-Spandau, Chalkorrespondent: W. Diefenbach, Berlin und Kempten/Allgäu, Telefon 2025, Postfach 229, Anzeigen: Leitung und verantwortlich für den Inhalt: Walther Bartsch, Berlin. Nach dem Pressegesetz in Österreich verantwortlich: Dr. W. Rab, Innsbruck, Schöpfstraße 2. Postcheckkonten FUNK-TECHNIK: Berlin, PSchA Berlin West Nr. 2493; Frankfurt/Main, PSchA Frankfurt/Main Nr. 25474; Stuttgart, PSchA Stuttgart Nr. 22740. Bestellungen beim Verlag, bei den Postämtern und beim Buch- und Zeitschriftenhandel. FUNK-TECHNIK erscheint zweimal monatlich mit Genehmigung der französischen Militärregierung unter Lizenz Nr. 47/4d. Der Nachdruck von Beiträgen ist nicht gestattet. Die FUNK-TECHNIK darf nicht in Lesezirkel aufgenommen werden. Druck: Druckhaus Tempelhof, Berlin.



Chefredakteur: WILHELM ROTH
 Chefkorrespondent: WERNER W. DIEFENBACH

FUNK-TECHNIK

Fernsehen Elektronik

Ein wichtiges Thema

Vom Wert der Meßtechnik

In den Anfangszeiten der Funktechnik wurde sehr viel probiert. Diese Feststellung kennzeichnet die Situation einer neuen Technik, deren Aufgaben und Anwendungsmöglichkeiten kaum vorauszusehen waren. In diesem Zeitabschnitt dominierte der praktische Versuch, denn exakte wissenschaftliche Arbeit, die zu mathematischen Begriffen führte, war erst viel später möglich. Blättert man im Schrifttum der damaligen Zeit, so fällt der verhältnismäßig primitive Stand der Meßtechnik auf. Wenn Messungen durchgeführt wurden, so befriedigte ihre Genauigkeit häufig nur bei Gleich- und Wechselstrommessungen. Die meisten Meßverfahren auf dem Gebiete der HF-Technik genügten wohl den damaligen Ansprüchen, erlaubten jedoch selten, neue richtungweisende Wege aufzuspüren.

Mit dem Beginn der industriellen Produktion und der Auswertung der funktechnischen Erkenntnisse auf breiter Grundlage gewann die Meßtechnik wesentlich an Bedeutung. Schaltungs- und Konstruktionstechnik wurden im Meßgerätebau außerordentlich verfeinert. Die hohe Genauigkeit der Meßeinrichtungen erschloß den Entwicklungsstätten neue Möglichkeiten. Nennenswerte Fortschritte auf den Gebieten der Radio- und Fernsehtechnik sowie der Elektronik kann man sich gegenwärtig ohne Meßtechnik kaum noch vorstellen.

Diese Tatsache ließ eine leistungsfähige Meßgeräteindustrie entstehen. Die führenden deutschen Spezialfabriken dieser Art erreichten bald Weltruf. Die Programme der meisten Hersteller enthalten hochwertige Meßeinrichtungen für Wissenschaft und Forschung, aber auch für den täglichen praktischen Gebrauch. Naturgemäß müssen an Meßeinrichtungen, die in erster Linie für Forschungsbetriebe bestimmt sind, wesentlich höhere Anforderungen gestellt werden als an Betriebsmeßgeräte für Fabrikation und Service. Bei der ersten Gruppe spielt die Preisfrage keine ausschlaggebende Rolle. Man treibt größeren Aufwand, um Betriebssicherheit, Stabilität und Meßgenauigkeit zu erhöhen, wählt kostspieligere Antriebe, Präzisionsskalen und eine speziellen Anforderungen genügende Ausstattung. Bei den typischen Betriebsmeßgeräten überwiegen dagegen oft rationelle Gesichtspunkte. Ausschlaggebend für guten Absatz solcher Geräte sind universelle Verwendbarkeit, zufriedenstellende Meßgenauigkeit und günstiger Anschaffungspreis. Gerade der letzte Punkt gilt für das Service-Gerät der Radio- und Fernsehwerkstätten besonders, denn dort fordert gebieterisch der nicht immer rentable Reparaturbetrieb geringe Unkosten. Auch heute sind leider noch nicht alle Rundfunk-Reparaturwerkstätten mit dem erforderlichen Minimum an Meßeinrichtungen ausgestattet, obwohl die kommende Fernseh-Service-Entwicklung an die Werkstätten neue, harte Anforderungen stellen dürfte.

Bezeichnend für die Leistungen unserer mit erstklassigen Meßgeräten ausgestatteten Industrie-Labors ist der heutige hohe technische Stand der Rundfunk- und Fernsehempfänger. Es hieß Eulen nach Athen tragen, wenn man im einzelnen die Fortschritte aufzählen wollte, die mit Verdienste der Meßtechnik sind; der Hinweis auf die moderne Raumklangtechnik möge als Beispiel genügen. Die Schnelligkeit, mit der sich größtenteils kurz nach dem Neuheitstermin fast die gesamte

Empfängerindustrie in einigen Preisklassen auf 3 D-Geräte verlegt hat, ist ein überzeugendes Ergebnis der Meßtechnik. Strahlungs-Richtdiagramme überzeugten den Konstrukteur von dem erreichten Gewinn an Breitenstrahlung. Noch genauere Meßergebnisse ermittelten die Nachrichteninstitute verschiedener Technischen Hochschulen, die über einen großen Meßgerätepark und geeignete schalltote Räume verfügen.

Die FUNK-TECHNIK pflegt das Gebiet der Meßtechnik mit gebotener Gründlichkeit; Fachbeiträge und eine weitgehende Berichterstattung über Neuerungen an Meßgeräten gehören zum ständigen Inhalt. Eine Übersicht über die industrielle Fertigung boten z. B. die Berichte über die Technischen Messen. Praktisch für jede Meßaufgabe (und sei sie noch so speziell) stehen heute Meßgeräte und -einrichtungen zur Verfügung.

Aus vielen Zuschriften geht aber ferner hervor, wie wichtig für kleinere Werkstätten und Amateure auch Selbstbau-Hinweise sein können. Dort fehlt es manchmal an Mitteln, um sofort fertige Meßeinrichtungen zu kaufen. Die Anforderungen an die benötigten Meßgeräte sind nun oft nicht allzu hoch. Häufig genügt es, zu prüfen oder nur Maximalwerte festzustellen. Hier füllt das Selbstbaugerät eine Lücke. Diese Zusammenhänge veranlaßten uns z. B., im vergangenen Jahr die Meßgeräte-Serie „Minitest“ zu starten. Sie entspricht den oben genannten Anforderungen, ist in der Schaltungstechnik möglichst unkompliziert, in der Konstruktionstechnik modern und im Aufwand bescheiden. Den größten Nachbauerfolg erreichten der Signalverfolger „Minitracer“ und das Röhrenvoltmeter „Minimeter“. Diese beiden Geräte dürften sehr wirtschaftlich sein, denn man kann damit die Zeit der Fehlersuche ganz erheblich abkürzen und rationeller reparieren. Es ist beabsichtigt, demnächst die Bauanleitungsserie „Minitest“ mit den Beschreibungen eines zum Oszillografen „Miniskop“ gehörenden Wobblers und verschiedener Tasköpfe abzuschließen und später noch das eine oder andere Gerät in noch zweckmäßiger Bauweise vorzustellen.

Wer messen will, muß wissen, wie die Messung auszuführen ist. Die Lehrlings- und Gesellenausbildung mancher Werkstätten läßt in dieser Hinsicht viele Wünsche offen. Die Prüfungskommissionen des Handwerks und der Industrie könnten zu diesem Thema reiche Erfahrungen beisteuern. Der Nachwuchsschulung gerade auf diesem Gebiet sollen u. a. die bewußt einfach gehaltenen FT-EXPERIMENTE mit einer leicht faßlichen Einführung in die praktische Meßtechnik dienen.

Für den Werkstatt-Techniker genügt es aber nicht, daß er die Meßverfahren kennt, sondern er muß auch in der Lage sein, das Meßergebnis kritisch zu beurteilen. Auf die gegebenen Zusammenhänge wird in Werkstätten oft viel zu wenig Wert gelegt. Gewisse Fehlmessungen sind allein schon durch das verwendete Meßverfahren gegeben. Hinzu kommen weitere Fehlerquellen durch das Meßgerät selbst, durch die Ablesung usw. Der verantwortungsbewußte Meßtechniker sollte deshalb mindestens über drei Voraussetzungen verfügen: ein gutes Meßgerät, Kenntnis der Meßverfahren und vorurteilsfreie Kritik der Messung.

Niederfrequenz-Teil

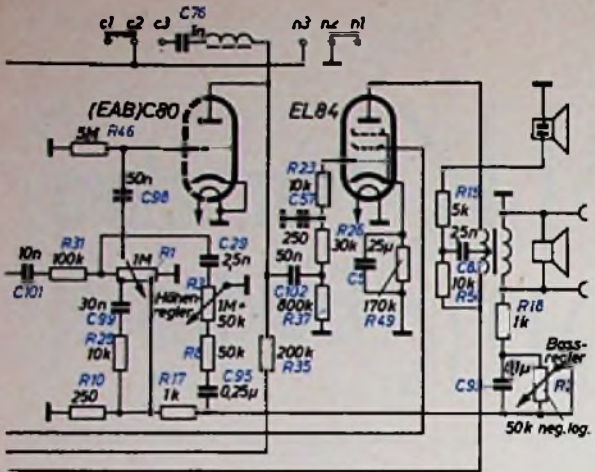


Abb. 1. Standardschaltung für einen Niederfrequenz-Teil mit den Röhren EAB 80 und EL 84

Noch vor wenigen Jahren schien es, als ob für eine Steigerung der Wiedergabequalität des Rundfunkempfängers keine wesentlichen Verbesserungen zu erwarten seien. Solange nur AM-Geräte hergestellt wurden und auch der ausnutzbare Schallplatten-Wiedergabebereich unter 10 000 Hz lag, waren wirtschaftlich vertretbare Fortschritte kaum vorzusehen. Optimale Wiedergabequalität blieb damals vorwiegend den Spitzenkonstruktionen der hohen Preisklassen vorbehalten; aber auch diese vermochten den kritischen Musikfreund nur teilweise zufriedenzustellen, denn eine wirklich brillante Wiedergabe bedarf des seinerzeit im Übertragungswege fehlenden Tonfrequenzbandes von 10 000 bis 15 000 Hz.

Einen Wendepunkt brachte die Einführung des UKW-Rundfunks mit seinen erheblich besseren Wiedergabemöglichkeiten. Der Hörer hat sich heute eindeutig für den UKW-Rundfunk entschieden. Er bevorzugt das breitere NF-Band der FM-Sendung und die vielen anderen Vorteile, wie z. B. die gute Dynamik, die größere Störfreiheit und den geringeren Rauschpegel. Auch die verbesserte Wiedergabegüte der modernen Langspielplatte eröffnete der NF-Technik neue Möglichkeiten.

Die Entwicklungslabors der Rundfunkindustrie unternahmen deshalb in den letzten Jahren vieles,

zuletzt herausgekommenen Neukonstruktionen dem bisher etwas stiefmütterlich behandelten Abstrahlproblem zu. Die neue Raumklangtechnik gehört zu jenen klanglichen Verfeinerungen, die zumindest vom Publikum als wesentlicher Fortschritt gewertet werden. In den letzten Heften der FUNK-TECHNIK war öfters Gelegenheit, über interessante schaltungstechnische Neuerungen im NF-Teil des heutigen Rundfunkempfängers und über verschiedene Lösungen der Raumklangtechnik zu berichten. Der heutige Beitrag stellt nach einer Beschreibung der grundsätzlichen Schaltungstechnik von NF-Teilen mit der Endpentode EL 84 einige weitere Schaltungen als Beispiele der Entwicklungstendenz vor und geht auch auf Abstrahlungs-Charakteristiken verschiedener Raumklangempfänger ein.

Standard-NF-Teil mit EL 84

Der Mittelklassensuper verwendet heute fast stets einen zweistufigen NF-Teil mit dem Triodensystem der EAB 80 als NF-Vorröhre und der EL 84 als Endstufe. Ein Beispiel für eine solche Schaltung bietet Abb. 1. Bemerkenswert an diesem im Melz-Super „306 WF“ angeordneten NF-Teil sind physiologische Lautstärkeregelung und ein von der Sekundärseite des Ausgangsübertragers zum Fußpunkt des Lautstärkereglers verlaufender Gegenkopplungskanal mit Baßregler

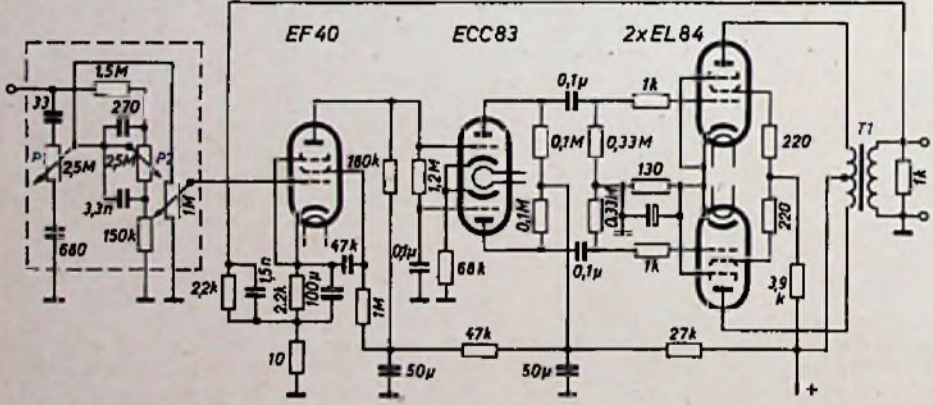


Abb. 2. Schaltung eines dreistufigen NF-Teils mit der NF-Vorröhre EF 40, der Phasen-Umkehröhre ECC 83 und der Gegentaktendstufe 2x EL 84

um den NF-Teil den Anforderungen der UKW- und Schallplattentechnik anzupassen. Der Frequenzgang von Rundfunkempfängern wird schon in der Mittelklasse für eine einwandfreie Wiedergabe des verfügbaren Tonbereichs über 10 000 Hz ausgelegt. Auch die Ausgangsleistung ist in vielen Geräten von 4,5 W auf mindestens 5,5 W erhöht worden. Damit wird es möglich, oft bisher unvermeidbare Verzerrungen bei größerer Lautstärke zu verringern. Diesen Leistungsanforderungen entspricht z. B. die EL 84, die bei einem Wirkungsgrad von 50 % eine Ausgangsleistung von rund 6 W zuläßt. Die meisten Empfängerfabriken bestücken deshalb ihre komplette Wechselstrom-Empfängerserie im neuen Baujahr mit dieser vorteilhaften Endpentode.

Ganz abgesehen davon, daß der Frequenzgang des modernen NF-Teiles sorgfältig ausgewogen wird und ein Kennzeichen des modernen Supers getrennte Regelmöglichkeit der Höhen und Tiefen ist, wendet sich die deutsche Industrie mit den

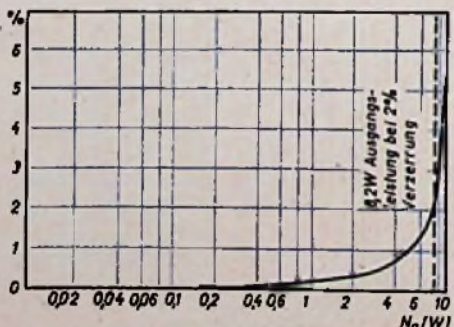


Abb. 4. Verzerrung durch Kombinationstöne in Abhängigkeit von der Verstärker-Ausgangsleistung

Abb. 5. Frequenzgang des Verstärkers nach Abb. 2

($K = 50$ kOhm) und Höhenregler ($R 3 = 1$ MOhm + 50 kOhm). Mit dieser unkomplizierten Schaltung erhält man in Verbindung mit einem permanent-dynamischen 6-W-Lautsprecher (26x18 cm) und einem elektrostatischen Hochtonsystem eine recht gute Klangqualität.

NF-Verstärker mit Gegentaktendstufe 2x EL 84

In Spitzensupern sind Ausgangsleistung und Aufwand naturgemäß wesentlich größer. Die EL 84 bietet die Möglichkeit, in Gegentaktanordnung etwa 11 W Ausgangsleistung zu erreichen. Das Philips-Schaltbild eines kompletten Verstärkers mit Gegentaktendstufe 2x EL 84 zeigt Abb. 2. Der Aufbau ist einfach gehalten. Verstärkungsgrad und Eingangsschaltung sind für den Anschluß eines Kristall-Tonabnehmers üblicher Ausführung bemessen. Eingangsseitig sind außer dem üblichen Lautstärkereglers (1 MOhm) zwei Potentiometer (je 2,5 MOhm) für die getrennte Regelung der hohen und tiefen Frequenzen ange-

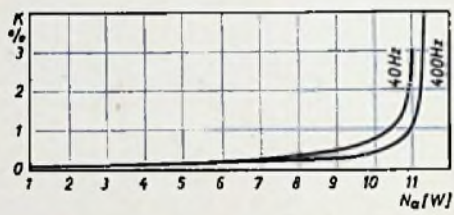
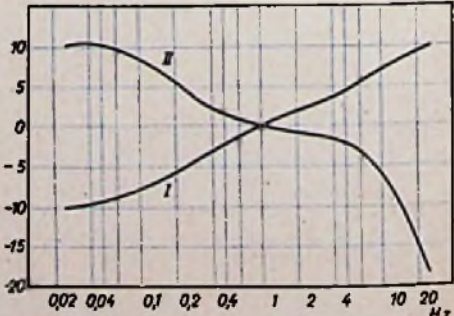


Abb. 3. Klirrfaktor-Kurven des Verstärkers nach Abb. 2, abhängig von der Ausgangsleistung

ordnet. Die Vorverstärkeröhre EF 40 ist anodenseitig direkt an das Gitter der sich anschließenden Phasenumkehrstufe mit der ECC 83 gelegt. Die beiden Triodensysteme sind durch einen gemeinsamen Katodenwiderstand gekoppelt (68 kOhm). An den beiden Anoden der Röhre ECC 83 treten gegenphasige Spannungen zur Aussteuerung der Gegentaktendstufe mit 2x EL 84 auf, die in AB-Schaltung arbeitet.

Bei Aussteuerung steigt die Stromaufnahme der Endröhren auf über 90 mA. Unter Berücksichtigung der Katodenspannung und des Gleichspannungsabfalles im Ausgangstransformator und in den Schirmgitterwiderständen stehen bei 320 V Betriebsspannung an Anoden- und Schirmgitterspannungen 300 V bzw. 280 V zur Verfügung. Der Verstärkungsgrad hängt bei 800 Hz kaum von der Stellung des Klangfarbereglers ab. Bei 800 Hz ist für 11 W Ausgangsleistung die erforderliche Eingangsspannung am Steuergitter der EF 40 rund 43 mV_{eff}. Durch den Verlust im Verhältnis 10:1 für die Tonregelschaltung benötigt man an den Eingangsbuchsen des Verstärkers etwa 430 mV_{eff}. Dieser Wert entspricht ungefähr der mittleren Spannung eines hochwertigen Kristall-Tonabnehmers beim Abspülen einer Langspielplatte. Die Leistung von 11 W wurde bei diesen Werten an einem parallel zum Ausgang geschalteten 7-Ohm-Widerstand gemessen. Berücksichtigt man den Wirkungsgrad von 80 % des Ausgangstransformators, so ist die von den Endröhren abgegebene Leistung 13,8 W.



Dieser hat zwei Anzapfungen, mit denen man eine gute gehörrichtige Lautstärkeregelung erreichen kann. Über die eine Anzapfung wird die vom Ausgangstransformator gelieferte Gegenkopplungsspannung zugeführt, nachdem sie verschiedene Entzerrungsglieder durchlaufen hat. Der Fußpunkt von P1 liegt an Null. Die Lautstärke läßt sich dadurch bis auf den Wert Null herunterregeln. Der Höhenregler R1 schwächt über den Kondensator C1 die Höhen ab und schaltet gleichzeitig die Höhenentzerrung C2, R2 und R3 ein. Als Baßregler dient P2. Ein am Kondensator C3 entstehender Baßstau wird durch P2 entweder kurzgeschlossen, so daß keine Gegenkopplung auftritt, oder andererseits zum Triodengitter EABC 80 durchgelassen. An die EABC 80 schließt sich eine EC 92 als Phasenumkehrstufe an. Von Anode und Katode werden zwei gegenphasige Spannungen abgenommen, die zu den beiden EL 84 gelangen. In den Katodenleitungen der EL 84 liegt eine Gegentaktt-9-kHz-Sperre, die bei FM kurzgeschlossen wird. Dadurch ergibt sich ein steiler Abfall der AM-Übertragungskurve ab etwa 6 kHz. Um ein Gleichgewicht zwischen Höhen und Bässen herzustellen, ist ein Kondensator am Ausgang des AM-Modulators mit nur 2,5 nF bemessen. Man erhält so bei AM eine Baßabsenkung.

und Raumklangtechnik

Für die Beurteilung eines Verstärkers sind Klirrfaktor und Frequenzgang von Bedeutung. Besonders interessant sind die in Abb. 3 gezeigten Kurven, die den Gesamt-Klirrfaktor des Verstärkers als Funktion der Ausgangsleistung zeigen. Bei der angegebenen Leistung ist die Verzerrung durch Obertöne für 400 Hz nur 1/10; ein Wert, der kaum noch wahrgenommen werden kann. Ungünstiger fällt die Klirrfaktorkurve für 40 Hz aus, doch ergeben sich 1/10 Klirrfaktor erst bei 10,5 W. Aus Abb. 4 ist die Verzerrung durch Kombinations-töne in Abhängigkeit von der Ausgangs-

leistung zu entnehmen. Bei etwa 8,2 W ergibt sich ein Klirrgrad von 2%. Die dargestellte Kurve wurde mit zwei gleichzeitig dem Verstärker zugeführten Frequenzen von 40 Hz und 400 Hz (Amplitudenverhältnis 4 : 1) gemessen. In der Praxis kann ein Klirrgrad von 2% vom menschlichen Ohr nicht mehr festgestellt werden. Die günstigen Verzerrungsgrade erhält man durch die von der Sekundärseite des Ausgangsübertragers zum Katodenwiderstand (2,2 kOhm) der EF 40 geführte Gegenkopplung sowie durch die Bemessung der Phasenumkehrstufe. Die Gegenkopplung vermeidet ferner ein zu hohes Ansteigen der Anodenwechselspannung und der Schirmgitter-Verlustleistung, wenn eine Unterbrechung der Lautsprecher-Leitung auftreten sollte. Der Gesamt-Frequenzgang ist aus Abb. 5 zu entnehmen. Kurve I gilt für den Fall, daß Hochtonregler auf Maximum und Baßregler auf Minimum eingestellt sind, während bei Kurve II der Hochtonregler Minimum und der Baßregler Maximum erreicht haben.

Der beschriebene Philips-Verstärker weist beachtenswerte Schaltungsvarianten auf. Es ist z. B. nicht notwendig, ausgesuchte Endpentoden für Gegentaktbetrieb zu benutzen, wenn man den Katodenwiderstand der EL 84 (130 Ohm) auf etwa 5% einhält und die Schirmgitter der EL 84 über einen gemeinsamen Vorwiderstand speist (3,9 kOhm). Dadurch werden dynamische Unsymmetrien in den Endröhren ausgeglichen. Ferner befinden sich vor den Schirmgittern und Steuergittern der beiden EL 84 Schutzwiderstände (je 220 Ohm, bzw. 1 kOhm) gegen Selbsterregung. In der Phasenumkehrstufe fällt die Kopplung der ECC 83-Trioden durch einen gemeinsamen Katodenwiderstand auf. Dieses Verfahren liefert zwar geringere Ausgangsspannungen bei Phasenumkehrschaltungen mit überbrücktem Außenwiderstand, hat jedoch den Vorzug eines recht geringen Klirrfaktors auch bei hohen Ausgangsspannungen. Eine andere Besonderheit, die erwähnte direkte Kopplung der EF 40 mit der ECC 83, garantiert die bei einem hohen Katodenwiderstand (68 kOhm) erforderliche positive Vorspannung für die Gitter der ECC 83 und vermeidet die Gefahr der Selbsterregung. Ein anderer Selbsterregungsschutz im Gegenkopplungskanal ist der 1500-pF-Kondensator (parallel zu 2,2 kOhm).

Ein gutes Beispiel bietet ferner der NF-Teil des Nordmende „Tannhäuser“ (Abb. 6). Die Gegentaktenstufe mit 2x EL 84 gibt bei 10% Klirrfaktor etwa 14 W ab. Bei 12 W Ausgangsleistung ist die Wiedergabe praktisch noch verzerrungsfrei. Die von den Demodulatoren der EABC 80 gelieferte NF-Spannung gelangt über den Lautstärkereglern P1 zum Triodengitter der EABC 80.

Abb. 7 zeigt den Frequenzverlauf für FM und AM am Ausgangstransformator. Durch den reichlich dimensionierten Ausgangstransformator rückt die Baßspitze bis 40 Hz herunter. In der Truhenausführung werden sogar noch 30 Hz wiedergegeben. Bemerkenswert ist, daß die Baßanhebung im wesentlichen nur durch Abbau und nicht durch Rückkopplung hergestellt wird. Bei der Nordmende-Musiktruhe „Arabella“ wird eine zusätzliche Baßsenkung durchgeführt, die die Größenverhältnisse der Truhe berücksichtigt. Die Endstufe betreibt drei Lautsprecher: ein Oval-Trioton-System (32x21 cm) und über einen Kondensator einen dynamischen Hochton-Lautsprecher. Zur Steigerung der Brillanz ist noch ein Kristall-System mit sehr hohem Wirkungsgrad angeschlossen, das etwa ab 10 kHz kräftig abstrahlt.

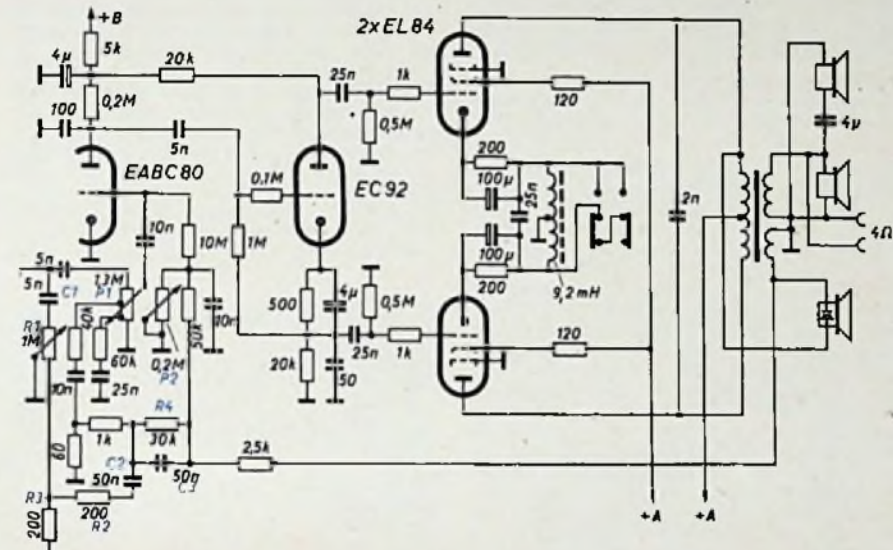


Abb. 6. NF-Teil-Schaltung; Spitzensuper Nordmende „Tannhäuser“

Abb. 7. Frequenzgang des „Tannhäuser“

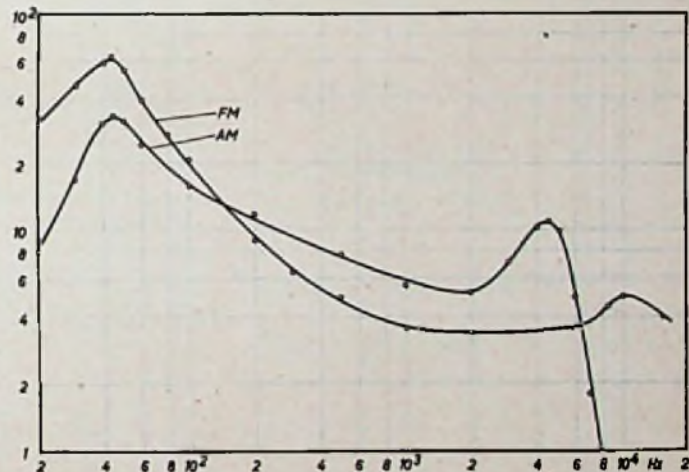
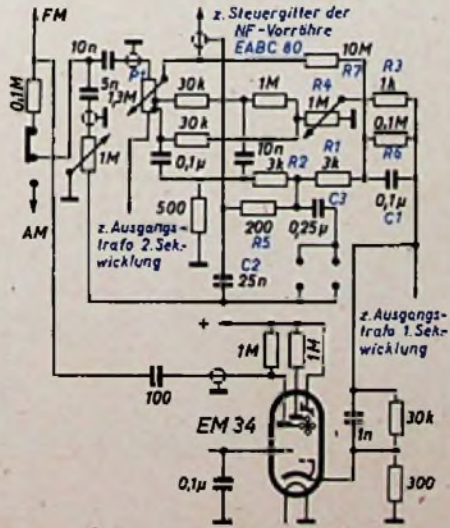


Abb. 8 (unten). Vierkanal-Gegenkopplung in Graetz-Empfängern



eingehend besprochen worden ist. Unter Verzicht auf komplizierte und manchmal nicht leicht zu überblickende Gegenkopplungsschaltungen wurde hier ein Weg gefunden, um die sonst leicht auftretenden Intermodulationsverzerrungen auf einfache Weise zu beherrschen und eine sonst oft bei der Wiedergabe als störend empfundene Rauigkeit des Tones zu vermeiden. Auch das Problem der Klangregelung läßt sich bei einer derartigen Anordnung sehr elegant lösen. Inzwischen sind noch weitere Geräte mit Zweikanal-Verstärker erschienen. Der Imperial-Raumklang-Spitzensuper „S19-W-3-D-Stereo“ von Conilnental enthält als zusätzliche technische Besonderheit ein Netzwerk, das durch frequenzabhängige Laufzeitverschiebung zur Verbesserung des pseudostereofonischen Eindrucks beiträgt. Für die vollendete Wiedergabe von Schallplatten liefert Nora die „Hi-Fi-Truhe“, deren Daten im Heft 20, S. 552 genannt sind. Die Klangregelung erfolgt hier für Höhen und Tiefen unabhängig voneinander in verschiedenen Kanälen.

Vierkanal-Gegenkopplung

Mit einem einzigen Gegenkopplungskanal kommen heute vielfach nur die billigeren Mittelsuper aus, bei denen man verständlicherweise den Aufwand kleinhalten muß; die größeren Super benutzen häufig zwei, nicht selten drei und (wie das Beispiel von Graetz zeigt) gelegentlich sogar vier Gegenkopplungskanäle.

Aus Abb. 8 geht die sogenannte Vierkanal-Gegenkopplung des Graetz „Melodia“ hervor. Der Baßanhebungskanal verläuft von der Sekundärseite des Ausgangsübertragers über C1, R1 und R2. Die maximale Amplitude liegt bei etwa 60...90 Hz. Während für Baßabsenkung R3, R4 maßgebend sind, wird die Höhenanhebung (R5, C2, C3) ab etwa 1000 Hz wirksam. Bei AM bewegt sich die maximale Amplitude im Bereich von 4...6 kHz, bei FM liegt sie entsprechend höher (8...10 kHz). Schließlich ist eine Höhenkorrektur vorgesehen (C1, R6, R7) für den Fall, daß der Lautstärkereger P1 weit aufgedreht wird.

NF-Kurven verschiedener Empfängerklassen

Schon die gezeigten Schaltbildauszüge lassen erkennen, mit welcher Sorgfalt in den Entwicklungslabors der „ideale Frequenzgang“ ausgebügelt

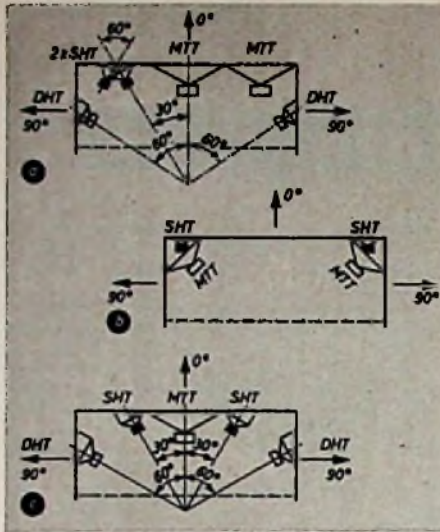


Abb. 12. Lautsprecher-Anordnung von Telefunken-TS-Empfängern (a = „Opus 55 TS“, b = Konzertschraube „Dominante TS“, c = „Concertino TS“)

worden ist. Dies gilt im allgemeinen für alle Fabrikate. Die Frequenzkurven von Empfängern der verschiedensten Preisklassen zeigen sehr deutlich die Absenkung des mittleren Tonfrequenzbereiches sowie die Überhöhung der Tiefsen und Höhen. Zum Vergleich seien noch drei verschiedene NF-Kurven von typischen Empfängern aus einer neuen Geräteserie angeführt.

Abb. 9 zeigt den NF-Frequenzgang mit Reglerbereich der beiden Höhen- und Tiefenregler des Siemens-Phonosupers „K 43“. Die maximal einstellbare Überhöhung ist 1:30. Die weitgehende Regelmöglichkeit der Höhen- und Tiefenwiedergabe bietet vor allem bei einem Phonosuper große Vorzüge. In Abb. 10 ist der Verlauf der NF-Spannung für die Siemens-Schaltulle „M 47“ wiedergegeben. Dieser Großsuper hat eine Gegentaktenstufe mit 2 x EL 84, die es gestattet, bei Baßwiedergabe eine zehn- bis zwanzigmal höhere Spannung an die Lautsprecher abzugeben als bei 1000 Hz. Der NF-Frequenzgang läßt deutlich die physiologische Regelung erkennen, die eine lautstärkeabhängige Anhebung der Höhen und Tiefen erlaubt. Abb. 11 enthält die NF-Kurven für die Siemens-Kammermusikschaltulle „P 48“. Auch dieser Super hat Gegentaktenstufe 2 x EL 84 und verwendet insgesamt vier Lautsprecher von 20 cm Ø. Die NF-Kurven gelten für UKW und bei Einstellung des Lautstärkereglers für Zimmerlautstärke.

Lautsprecheranordnungen für Raumklangwiedergabe

Den Konstrukteuren kommt es bei der neuen Raumklangtechnik hauptsächlich darauf an, den gesamten Frequenzbereich rings um den Empfänger gleichmäßig abzustrahlen und die Schallquelle so zu verbreitern, daß der örtlich begrenzte Lautsprecherereindruck verschwindet. Gute Lösungen hierfür bringen fast alle Firmen.

Zahlreiche Geräte arbeiten mit seitlich angeordneten Zusatzlautsprechern, wobei teilweise reine Hochtonsysteme, teilweise aber auch Systeme mit Mittel- und Hochtoncharakteristik benutzt werden. Andere Anordnungen versuchen, ohne seitlichen Zusatzlautsprecher auszukommen und verwenden zwei um 90° gegeneinander versetzte Hochtonflächen, die eine angenähert halbkugelförmige Abstrahlung der hohen Frequenzen ergeben. Über das Prinzip der von Telefunken benutzten Anordnungen wurde bereits im Heft 19, Seite 518 berichtet. Das Gerät „Rondo TS“ von Telefunken ist z. B. seitlich durch zwei dynamische Lautsprecher ergänzt, während das Spitzengerät „Opus 55 TS“ (Abb. 12a) insgesamt sechs verschiedene Systeme benutzt; zwei davon dienen für die



Abb. 14. Rückansicht des UKW-Großsupers „Melodia 4 R“, die den Resonanzboden im oberen Gehäuseteil des Empfängers gut erkennen läßt

seitliche Abstrahlung der Höhen. An der Vorderseite befinden sich zwei Mittel- und Tieftonsysteme und zwei einander überkreuzende statische Hochtonlautsprecher. Zwei Lautsprecherpaare sind in der Truhe „Dominante TS“ beiderseits des Chassis in einem günstigen Winkel angeordnet (Abb. 12b). Interessant ist auch die Lautsprechergruppierung des „Concertino 55 TS“. Es werden insgesamt fünf Lautsprecher verwendet. An der Frontseite befinden sich beiderseits eines 21-cm-Ovallautsprechers für die tiefen und mittleren Frequenzen zwei statische Hochtonsysteme (7 cm Ø) in einem Winkel von 30°. Ferner strahlen zwei dynamische Seltenlautsprecher (je 10 cm Ø) in einem Winkel von 60° das mittlere und hohe Frequenzband ab (Abb. 12c). Mit diesem Lautsprechersystem ergibt sich eine gleichmäßige

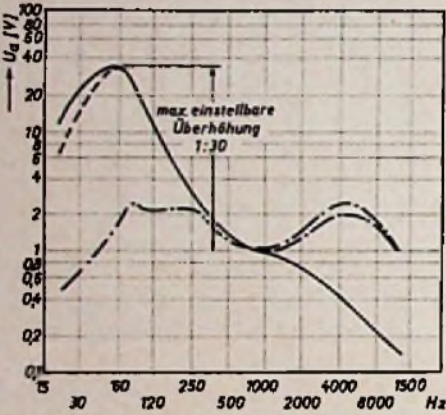


Abb. 9. NF-Frequenzgang des Siemens-Phonosupers „K 43“

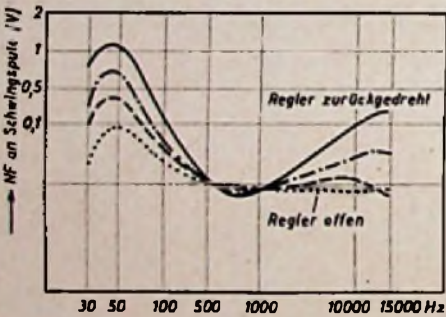


Abb. 10. Frequenzkurven der Siemens-Schaltulle „M 47“

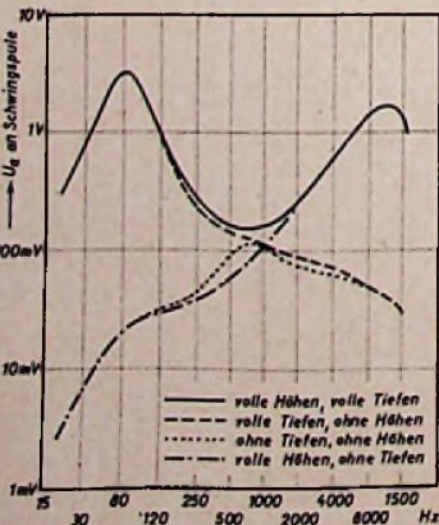


Abb. 11. UKW-Frequenzgang der Kammermusikschaltulle

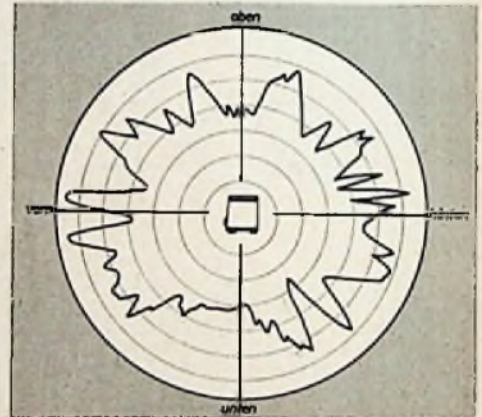


Abb. 15. Schalldruck-Richtdiagramm (Graetz „Melodia 4 R“)

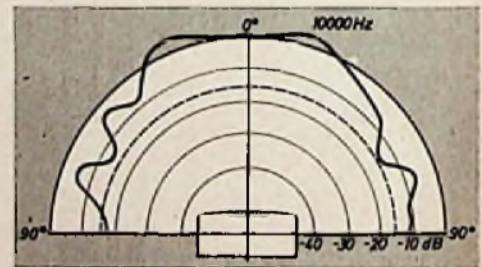


Abb. 16. Horizontal-Charakteristik des Nara „Csardas“

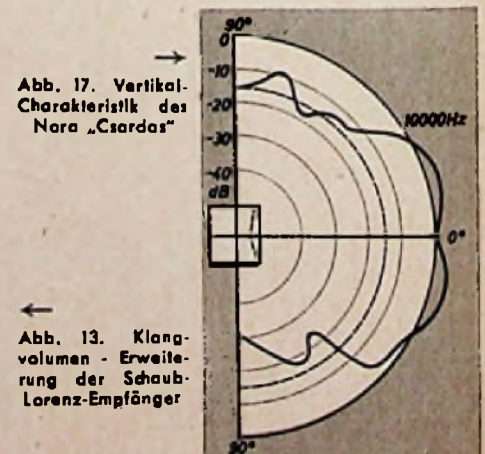


Abb. 17. Vertikal-Charakteristik des Nara „Csardas“

Abb. 13. Klangvolumen-Erweiterung der Schaub-Lorenz-Empfänger

Kreischarakteristik über den ganzen Klangbereich.

Phillips bringt zwei Empfänger in 3-D-Raumklangausführung heraus, „Jupiter 543“ und „Capella 643“. Der plastische Raumklangeffekt wird hier durch einen zusätzlichen Lautsprecher erreicht, der die mittleren und hohen Töne nach vorn oben abstrahlt. Diese Lösung hat den besonderen Vorteil, daß die Schallreflexionen weitgehend von den akustischen Verhältnissen im Wiedergaberaum unabhängig sind, weil im Gegensatz zu den sehr unterschiedlichen Reflexions- und Absorptionsverhältnissen der Raumwände die Decke praktisch immer angenähert konstante Verhältnisse aufweist. Vor allem die „Capella 643“ mit Zweikanal-Verstärker ist in besonderem Maße für diesen Zweck geeignet.

Einen interessanten Weg ist auch Nora bei der „Hi-Fi-Truhe“ gegangen, indem hier für die drei Lautsprecher (ein System 320x210 mm, zwei Systeme 250x170 mm) ein „Dreikammer-System“ (getrennte Schallführung für jeden Lautsprecher) angewendet wird.

Verschiedene Richtdiagramme

Eine einwandfreie Beurteilung der Raumklangeffekte gestalten Richtdiagramme. Die Klangvolumen-Erweiterung durch 3-D-Abstrahlung wird z. B. durch die Abb. 13 gut wiedergegeben, die für die Schaub-Lorenz-Raumklangsper gilt. Die gestrichelte Linie bezieht sich auf Geräte mit 3-D-Lautsprecheranordnung.

Auf die 4-R-Rundstrahl-Raumklang-Technik der Graetz-Super konnte schon in FUNK-TECHNIK, Bd. 9 (1954), H. 20, S. 552, hingewiesen werden.

Wie Abb. 15 beweist, wird eine sehr zufriedenstellende Rundstrahl-Raumklangeffekte erreicht.

Durch die Kombination des Hauptlautsprechers mit zwei um 90° versetzten Hochton-Fächern erreicht Nora (um ein weiteres Beispiel anzuführen) eine halbkugelförmige Abstrahlung nach vorn, und zwar in der Horizontalen nach rechts und links und in der Vertikalen nach oben und unten. Die horizontale Richtcharakteristik (Abb. 16) läßt zusammen mit der vertikalen (Abb. 17) erkennen, daß die Schallabstrahlung für alle Frequenzen nahezu halbkugelförmig ist und das Vorbild der Schallabstrahlung des Orchesters weitgehend erreicht.

Überhaupt machen sich die Empfänger-Konstrukteure ernsthaft darüber Gedanken, mit welchen Mitteln die Klangwirkung eines Orchesters annähernd naturähnlich nachzuahmen ist. So ordnet Nordmende im Spitzensuper „Tannhäuser“ die Lautsprecher auf der Schallwand z. B. so an, daß der Zuhörer einen konzertsaalähnlichen Eindruck gewinnt. An der linken Seite, an der im Orchester im allgemeinen die Kontrabässe placiert sind, befindet sich der Tiefton-Lautsprecher, und rechts (dort sind im Orchester die obertonreichen Trompeten gruppiert) wird das Kristall-Hochton-System eingebaut. In der Mitte ist der dynamische Hochton-Lautsprecher befestigt; diese Placierung entspricht etwa der der Flöten und Geigen im Orchester.

Die Schallcharakteristik der hohen Frequenzen ist bei den Siemens-Schalltulen unabhängig und unbeeinflusst von der Aufstellung des Gerätes. Durch Wahl der Lautsprecher, günstige Anordnung, durch die Falltüren und den vorhandenen Luftraum



Abb. 18. Gewinn an Breitenstrahlung bei den Siemens-Schalltulen (Türen geöffnet bzw. geschlossen)

zwischen den Türen und der Schallwand wird die Abstrahlcharakteristik für die hohen Töne wesentlich verbreitert. Sie stimmt mit der Schallfeldkurve bei tiefen Frequenzen weitgehend überein.

Schuldtumsabweise

... und was uns technisch auffiel“, FUNK-TECHNIK, Bd. 9 (1954), H. 14, S. 378

Dipl.-Ing. W. Kausch, „Die Schallabstrahlung moderner Rundfunkempfänger“, FUNK-TECHNIK, Bd. 9 (1954), H. 19, S. 518

„HF-Technik auf der Deutschen Industrie-Ausstellung Berlin 1954“, FUNK-TECHNIK, Bd. 9 (1954), H. 20, S. 552

„Die Endverstärkerröhre EL 84“, Elektro Spezial GmbH, Hamburg, Hauptgruppe Elektronenröhren

Eine Musiktruhe mit Lautsprecher in Baßreflex-Box

Wird an Stelle des üblichen offenen Lautsprechergehäuses ein vollständig geschlossenes Gehäuse verwendet, dann ist eine solche Anordnung in bezug auf die Abstrahlung tiefer Frequenzen mit einer unendlich großen Schallwand vergleichbar, jedoch mit dem Unterschied, daß in einem derartigen Gehäuse die eingeschlossene Luftmenge eine zusätzliche Rückstellkraft darstellt, die die Lautsprecherresonanz im eingebauten Zustand erhöht. Dieser Effekt nimmt mit kleiner werdenden Gehäuseabmessungen immer mehr zu, so daß schließlich ein erheblicher Verlust an Bässen eintritt. Da unterhalb der erhöhten Eigenresonanz des gesamten Systems der Schalldruck sehr schnell abfällt.

Verseht man das geschlossene Gehäuse auf der Vorderseite mit einer Öffnung entsprechender Größe, dann tritt durch diese eine phasenverschobene Abstrahlung, die — sofern die Resonanz des Lautsprechersystems und die Kastenresonanz (Helmholtz-Resonator) übereinstimmen — die direkte Strahlung der Membrane bei tiefen Frequenzen erhöht.

Dieser, auch unter dem Namen „Baßreflex-Box“ bekannte Lautsprecher hat also zwei gekoppelte akustische Schwingkreise, deren Vorhandensein bei richtiger Anpassung an dem typisch zweihäckerigen Verlauf der elektrischen Impedanzkurve zu erkennen ist und deren beide Spitzen etwa symmetrisch zur Eigenfrequenz des Lautsprechers liegen sollen.

Mit Hilfe einer solchen Box wird eine bessere Baßwiedergabe erreicht, und es ist außerdem möglich, mit kleineren räumlichen Abmessungen der Anlage auszukommen. Ferner kann eine weitere Verringerung des Gehäusevolumens durch Anbringung eines Schachtes in der Resonatoröffnung erreicht werden, dessen Länge jedoch nicht zu groß (maximal etwa 1/10 der Resonatorwelle) sein darf.

Die Leistungsfähigkeit eines Reflexsystems bezüglich Baßanhebung ist allein von dessen Größe abhängig. Mit einem sehr großen Gehäuse und

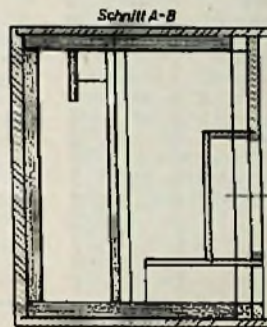
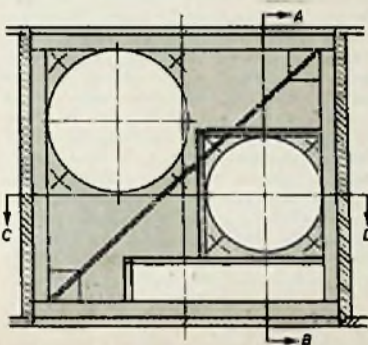


Abb. 1. Ausführungsskizze der in der Philips-Capella-Truhe „FD 744 A“ eingebauten Baßreflex-Box (Maßstab etwa 1:10)

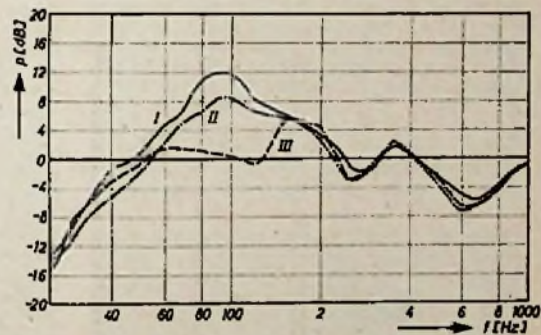
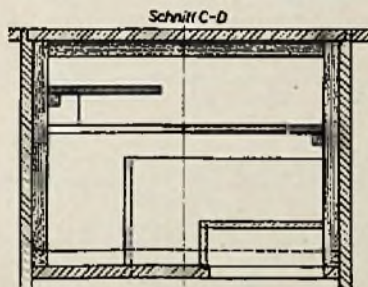


Abb. 2. Kurve I: Gemessener Schalldruckverlauf im Baßbereich; Kurve II: Resonatoröffnung geschlossen; Kurve III: Rückwand der Baßreflex-Box geöffnet

einer großen Öffnung kann die akustische Wiedergabekurve im Baßbereich eine Spitze bekommen, während ein zu kleines Resonatorgehäuse mit kleiner Öffnung fast die gleiche Wirkung hat, wie ein völlig geschlossenes Gehäuse, d. h., es kann Baßverlust eintreten.

Zwischen diesen beiden Extremen gibt es eine Gehäusegröße, welche die beste Annäherung an eine flache akustische Wiedergabekurve ergibt. Das Volumen, das für diese letzte Bedingung benötigt wird, hängt von der Lautsprechereinheit und dem Ausgangswiderstand des Verstärkers ab. Die größere Belastbarkeit im Baßbereich entsteht hauptsächlich durch den erhöhten Luftwiderstand der Membrane und ihrer dementsprechend kleinen Amplitude, die bei tiefen Frequenzen eine höhere Schall-Leistung bringt.

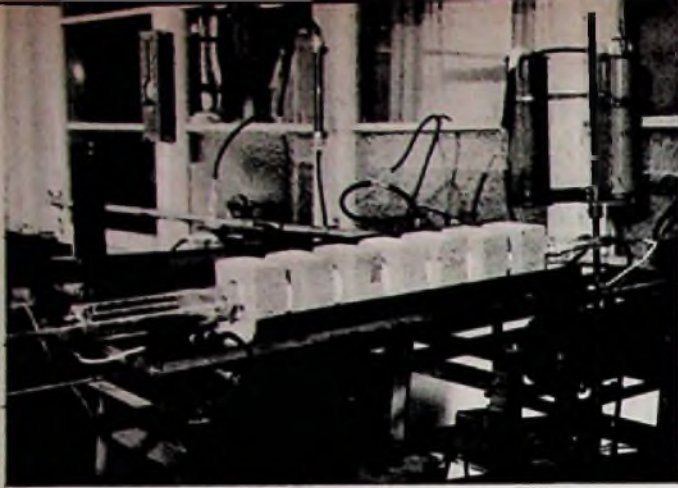
Erstmals wurde in die Philips-Capella-Truhe „FD 744 A“ eine Baßreflex-Box (nach Abb. 1) organisch eingebaut. Es war hierbei notwendig, die eigenliche Box, um Gehäuseerschwingungen zu verhindern, aus starkem Holz zu fertigen, während das übrige Gehäuse in der gewohnten Leichtbauweise ausgeführt werden konnte. Das Innere der Box mußte zur Dämpfung und um stehende Wellen zu verhindern, mit 2 cm starken Glaswollmatten ausgelegt werden. Dieser Dämpfungsbelag darf

nur so dick sein, daß Frequenzen über 150 Hz absorbiert und alle darunterliegenden nach Möglichkeit nur wenig geschwächt werden.

Da diese Truhe mit einem Zweikanalverstärker ausgerüstet wurde und beide Lautsprecher in einem gemeinsamen Gehäuse untergebracht werden sollten, mußte der Hochtonlautsprecher (ebenso wie die Box) zusätzlich rückwärts luftdicht verschlossen werden.

Trotz des verhältnismäßig kleinen Raumes von nur etwa 55 dm³, der für die Schallbox zur Verfügung stand, wurde eine gut hörbare Verbesserung der Baßwiedergabe und eine bedeutend höhere Belastbarkeit des Lautsprechersystems bei tiefen Frequenzen erreicht. Verzerrungen, die normalerweise in offenen Geräten durch zu große Membranamplituden verursacht werden, waren an diesem Gerät selbst bei großen Lautstärken nicht zu beobachten.

Die Kurve I der Abb. 2 zeigt den gemessenen Schalldruckverlauf im Baßbereich. Wird die Resonatoröffnung verschlossen (Kurve II), so tritt ein Abfall von etwa 4 dB ein. Bei offener Rückwand (Kurve III) erfolgt abermals ein Absinken des Schalldruckes um 8 dB. Sämtliche Kurven wurden in einem Abstand von 50 m bei konstanter Eingangsspannung des NF-Teiles aufgenommen.



Siebenzonen-Schmelzapparatur für die Reinigung von Germanium

Unser Reisebericht

TELEFUNKEN 10 Jahre in Ulm

Ende Oktober bestand das Röhrenwerk Ulm der *Telefunken GmbH* 10 Jahre. Anlässlich einiger Veranstaltungen war Gelegenheit, einen Einblick in das Schaffen der Arbeiter und Ingenieure zu nehmen, die dort mit Fleiß und einer unendlichen Liebe zur Hochfrequenztechnik mit dazu beitragen, der deutschen Technik ihre Weltgeltung zu verschaffen und zu erhalten. Über 1900 Mitarbeiter sind heute wieder bei *Telefunken* in Ulm beschäftigt, davon etwa 25% Ingenieure. Nach einer Begrüßung durch den Hausherrn, Herrn Dr. Stelmel, gab in einer Feierstunde der Vorsitzende des *Telefunken*-Vorstandes, Herr Dr. Heyne, einen umfassenden Bericht über den Aufbau der *Telefunken*-Organisation und über die Beziehungen des Ulmer Werkes zu den anderen *Telefunken*-Werken. Er zeichnete eindringlich die wechselvolle Geschichte des Hauses. Immer wieder gelang es dem begeltesten Aufbauwillen der Mitarbeiter, auch nach praktisch völligen Zerstörungen die *Telefunken*-Gesellschaft aufzurichten zu lassen. Herr Prof. Dr. Rukop, der Altmeister der Hochfrequenztechnik, berichtete anschließend in launigen Worten über die Aufbaujahre des Werkes.

*

Im Röhrenwerk Ulm — entstanden 1944 durch Aufbau eines aus dem Ostrau verlagerten Fabrikbetriebes, durch Bombenangriffe schwer zerstört — wurde unmittelbar nach Kriegsende mit einem kleinen Bestand an geretteten Maschinen die Herstellung der RV 12 P 2000 wiederaufgenommen. An die Fertigung von E-Röhren in Stahl- ausführung konnte noch nicht gedacht werden, weil die notwendigen Produktionsmittel fehlten. Deshalb wurden als Austauschröhren die Röhren der E-Serie mit Glaskolben geschaffen. Entsprechend der im Ausland sich einbürgern- den Technik verkleinerte man auch die Abmessungen der neuentwickelten Röhrenserien, und als erste neue Röhrenserie nach dem Kriege entstand die *Pico-Röhrenserie*.



Grundsätzliche Entwicklungsarbeiten waren bald notwendig, um Spezialröhren für den UKW-Empfang zu schaffen. Die beispielsweise bis dahin in der Mischstufe von Rundfunkempfängern vorzugsweise verwendeten Trioden-Hexoden-Systeme erwiesen sich im UKW-Bereich wegen der Elektroden-Laufzeiteffekte als unbrauchbar. Mit Erfolg konnte zur additiven Mischung übergegangen werden. Gegenüber der bei den Hexoden benutzten multiplikativen Mischung ergab sich als zusätzlicher Vorteil, daß die Mischtheilheit bei additiver Mischung etwa drei- bis viermal größer ist.

Durch die Übernahme weiterer Gebäude und durch eine neue Maschinenausstattung wurde die Ulmer Röhrenfabrik auf den modernsten Stand gebracht. Das Berliner Röhrenwerk übernahm in der Folge hauptsächlich die Fertigung von Rundfunkröhren in Großserien und die Fertigung von Sender- röhren. In Ulm werden jetzt Rundfunk- und Fernsehempfänger-Röhren gebaut, daneben Sonder- röhren für Spezialaufgaben sowie Bild- und Oszillografenröhren. Auch der Sitz der Röhrenentwicklung mit den dazugehörigen gut ausgerüsteten Labors ist in Ulm. Für die Bildröhrenfertigung entsteht ferner in Ulm ein nach neuzeitlichen Gesichtspunkten ausgerüsteter Neubau. Dieses Röhrenwerk wird im Endausbau eine Produktionskapazität von 40 000 Bildröhren im Monat haben.

Als weiteres Aufgabengebiet kam in den letzten Jahren die Halbleiter-Technik hinzu. Germanium-Dioden werden heute im Serienbau gefertigt. Daneben steht der Transistor im Vordergrund des Interesses. Spitzentransistoren fertigt *Telefunken* nicht, da (abgesehen von den außerordentlichen Schwierigkeiten der Serienfabrikation) diese Typen wahrscheinlich nur noch Bedeutung als Ein-Aus- schalter (Flip-Flop) haben dürften. Aller Voraus- sicht nach lassen sie sich auch durch einfacher zu fabrizierende Anordnungen (z. B. durch Doppel- basis-Dioden) ersetzen. Der Flächen-Transistor gewinnt mehr und mehr an Bedeutung. Er besteht aus einem Germanium-Einkristall, der drei Zonen enthält. Die beiden äußeren Zonen sind positiv (p-)leitend, während der mittlere Teil elek- tronennegativ oder n-)leitend ist.

Telefunken hat sich bei der Transistor-Entwick- lung (ebenso wie bei der Germanium-Dioden-Ent- wicklung) von dem Gesichtspunkt leiten lassen, eine Produktionsbasis zu schaffen, die eine be- stimmte Type innerhalb erträglicher Toleranzen serienmäßig ohne Aussuchen und ohne große Ausfälle liefert. Als erstes Produkt liegt die Type „OC 602“ vor. Sie enthält ein n-)leitendes Germaniumplättchen von 0,14 mm Dicke, in das von beiden Seiten Indiumperlen (etwa von der Fläche $\frac{1}{8} \times \frac{1}{8}$ mm²) einlegiert sind, so daß auf diese Weise ein p-n-p-Transistor entsteht, bei dem die Mittelschicht etwa 5...10 μ Dicke auf- weist. Die Indiumperlen und das Germaniumplätt- chen werden mit Anschlußdrähten verbunden, die in einen Glassockel eingeschmolzen sind. Die ganze Anordnung wird luftdicht in ein Glasge- häuse eingeschlossen.

Kommerzielle Funktechnik

Neben dem Röhrenwerk befindet sich in Ulm auch die Entwicklungs- und Fabrikationsstätte für HF- Anlagen, wie tragbare Funksprechgeräte, Richt- funkstrecken, Weltverkehrs-Empfangsanlagen und

In der Germanium-Dreh-Zieh-Apparatur wird das hochreine Germanium mit bestimmten Zusätzen geschmolzen, um eine gewünschte Leitfähigkeit für Elemente vom n- oder p-Typ zu erzeugen

Peiler. Unter der bewährten Leitung von Prof. Dr. Runge wird im neugegründeten *Telefunken*-Forschungsinstitut in Ulm die Grundlagenforschung für alle Gebiete der Hochfrequenz- und Fern- meldetechnik zusammengefaßt. In einer Sonderver- anstaltung gab Herr Prof. Runge einen Überblick über das Gebiet der kommerziellen Geräte- und Anlagentechnik.

An Empfänger für den transatlantischen Funk- dienst werden Anforderungen gestellt, die sich mit den Bedingungen für Rundfunkempfänger nicht mehr vergleichen lassen. Im Gegensatz zur Rund- funktechnik, bei der ein Sender von Hunder- tausenden empfangen wird, steht in der kommer- ziellen Technik einem einzigen Sender, der einen Wert von u. U. mehr als einer Million DM prä- sentiert, nur ein einziger Empfänger gegenüber. Jeder technische Aufwand, der die Sicherheit der Verbindung erhöht, ist deshalb im kommerziellen Empfänger gerechtfertigt. Hinzukommt, daß der technische Aufwand zur Verbesserung der Ver- kehrssicherheit im Empfänger meistens geringer



Gezüchteter Germanium- Einkristall (etwa 140 mm lang) als Ausgangsmate- rial für Gleichrichter und für Transistoren



Die Germaniumplättchen für Leistungstransistoren lassen das Hervor- treten der p-n-Übergänge zwischen dem Germanium und Indium gut erkennen

ist als beim Sender. Jede Verbesserung des Emp- fängers nutzt deshalb auch den Sender besser aus. Der Entwicklung geeigneter Empfänger wurde daher besondere Aufmerksamkeit geschenkt. Die jetzt gebauten kommerziellen Empfangsanlagen entsprechen den schärfsten Anforderungen.

Für die außerordentliche Betriebssicherheit der mit *Telefunken*-Anlagen betriebenen Strecken spricht die Tatsache, daß seit Einführung der neuen Empfänger auf das doppelte Senden eines jeden Telegramms verzichtet werden konnte, so daß praktisch damit die ausnutzbare Betriebszeit verdoppelt wird. Ebenso ist beim Übergang von Tag- auf Nachtwelle die Umschaltung der Fre- quenz ohne Betriebsunterbrechung durchzuführen. Ein schöner Beweis für die internationale An- erkennung der Qualität der *Telefunken*-Anlagen ist z. B. die Tatsache, daß über die Empfangs- stelle in Frankfurt a. M. heute bereits ein großer Teil des Europa-Verkehrs mit den USA abge- wickelt wird, der von Frankfurt aus über Kabel in andere europäische Länder weitergeleitet wird.

Für die Betriebssicherheit einer kommerziellen Funkstrecke ist es wichtig, daß unbehindert von Störungen und Schwunderscheinungen Schnelltele- grafie oder Vielfach-Fernschreibsendungen fehler- frei übertragen und bei Fernsprechübertragungen Störungen und Rauschen soweit als möglich unter- drückt werden. Jede angeforderte Verkehrs-

Frequenz muß sich ohne Suchen unmittelbar auf etwa 1 kHz genau einstellen lassen und über mehrere Tage mit der Konstanz des quartzesteuerten Senders unverändert eingehalten werden. Auch an die Selektion sind unerhörte Anforderungen zu stellen. Ein Störsender, der im Abstand von 1 kHz neben dem Empfangssender arbeitet und am Empfangsort tausendmal so stark wie der empfangene ferne Sender einfällt, ist durch Selektionsmittel des Empfängers völlig auszuscheiden. Hinzu kommen die Probleme der Kreuzmodulation in den Röhrenstufen, die vor dem Selektionsfilter liegen. Um auch bei Schwund einen möglichst ungestörten Empfang zu liefern, muß man die Empfindlichkeit der Empfänger bis zur technisch erreichbaren Grenze treiben.

Der an den Ausgang eines solchen Empfängers angeschaltete Lautsprecher ist nur von untergeordneter Bedeutung; er dient lediglich zum Mit-hören und zur Überwachung. An die eigentlichen Ausgänge des Empfängers werden der Recorder für Schreiberempfang von Schnellmorse, der eine oder mehrere Fernschreibmaschinen angeschlossen. Der transkontinentale Fernschreibverkehr nimmt immer mehr an Bedeutung zu, und es ist zu erwarten, daß in absehbarer Zeit eine transozeanische Fernschreibverbindung ebenso durch Direktwahl hergestellt werden kann, wie es im inner-europäischen Verkehr schon heute der Fall ist. Es wird also möglich sein, daß der Teilnehmer in Deutschland direkt mit einem Fernschreibteilnehmer in den USA arbeitet. Ein Spezialgerät für den Fernschreibverkehr ist das Fernschreiber-Tastgerät Type „Tg Fs 102“ mit Zeichenregenerierung. Unabhängig von Form und Amplitude des ankommenden Signals werden die Zeichen zur Rechteckform verformt. Zum Ausgleich von Schwunderscheinungen wird mit Diversity-Betrieb gearbeitet. Ein automatisches Auswahlgerät schaltet selbst bei Schnelltelegrafie den jeweils besseren Empfänger unmerkbar auf den Ausgang der Anlage, wobei die Zeitdauer der Umschaltung unter 10 µs liegt.

Für Telefonie-Übertragungen wird mit Einseitenband-Betrieb gearbeitet, um die ganze Energie

in das Seitenband zu verlagern. Bei dieser Betriebsart kann der meist selektive Schwund verlängert werden. Bei Telefonie-Übertragung fallen dann nur einzelne Frequenzen aus, wodurch zwar die Klangfarbe geringfügig verändert, aber der Empfang nicht merklich gestört wird. Zum Betrieb mehrerer Empfänger an einer einzigen Antenne steht ein elektronischer Antennenverteiler für Kurzwellen-Empfangsanlagen im Bereich von 1,6 ... 30 MHz zur Verfügung. Für die Betriebssicherheit ist es außerordentlich wichtig, Interferenztöne, Oberwellenbildung und Kreuzmodulation zu vermeiden, um auch in der Nähe von Sendeanlagen mit dem Antennenverteiler arbeiten zu können.

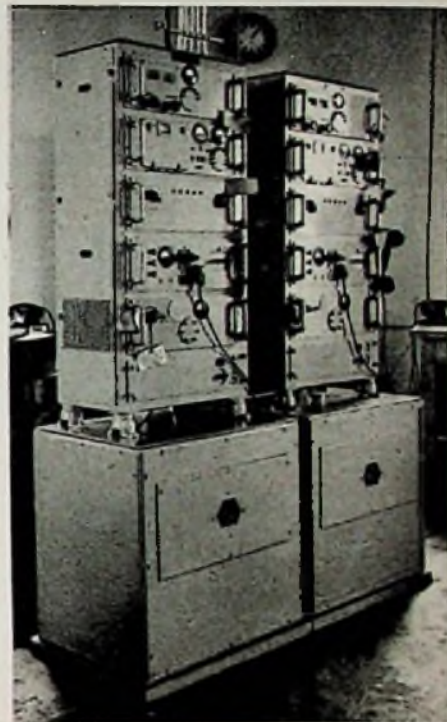
Bei Neubeginn der Peiler-Entwicklung nach dem Kriege schuf Telefunken ein Goniometer nach dem klassischen Prinzip, aber mit einer bis dahin unerreichten Vollkommenheit an Präzision und Empfindlichkeit. Die damit ausgerüsteten Peiler gestatten den Anschluß eines festen Kreuzrahmens über Kabel bis zu 15 m Länge. Ein Signal von nur 10 µV/m Feldstärke wird bereits mit 1 Grad Minimumbreite empfangen. Auch im Grenzwellenbereich zwischen 80 und 160 m sind die Wellen bis herab zu 80 m einwandfrei peilbar. Eine Betriebsüberwachungsschaltung erlaubt es jederzeit, den Peilzustand der Anlage zu überprüfen.

Da der Rahmenpeiler nur für die einwandfreie Peilung der Bodenwelle zu verwenden ist, müssen zur Vermeidung des sogenannten Nacheffektes (der durch den Einfall der Raumwelle entsteht) und zur Peilung von Kurzwellen (deren Peilung vorzugsweise über die Ionosphäre erfolgt) Peilsysteme vorhanden sein, die auch unter diesen Verhältnissen eine einwandfreie Bestimmung des Großkreises erlauben. Für diesen Zweck sind Adcock-Peiler für das Kurzwellenband von 1,5 bis 75 MHz entwickelt worden. Diese höchstempfindlichen 6-Mast-Adcock-Peiler mit Goniometer sind technisch sehr interessant; es gelang, die 8,5 m hohen Masten mit einer aperiodischen Schaltung so auszuführen, daß ihr Fußpunkt-Widerstand und ihr Vertikal-Diagramm in dem gesamten Frequenzbereich angenähert unverändert bleiben, obwohl bei 34-m-Wellen die 1/2-Resonanz und bei 17-m-Wellen die 1/4-Resonanz durchlaufen werden. Die Anlagen sind transportabel und können auf Lastwagen verladen und auf geeigneten Plätzen in etwa einer Stunde betriebsfähig aufgestellt werden.

Als Neuentwicklung entsteht in den Telefunken-Laboratorien jetzt auch ein Astro-Peiler, der für die moderne Astronomie deshalb von so großer Bedeutung ist, weil mit ihm Beobachtungen zu jeder Tages- und Nachtzeit möglich sind. Ferner sind damit Objekte der Beobachtung zugänglich, die mit optischem System nicht erfaßt werden

können (s. a. PUNK-TECHNIK, Bd. 9 [1954], H. 16, S. 438 und H. 18, S. 502).

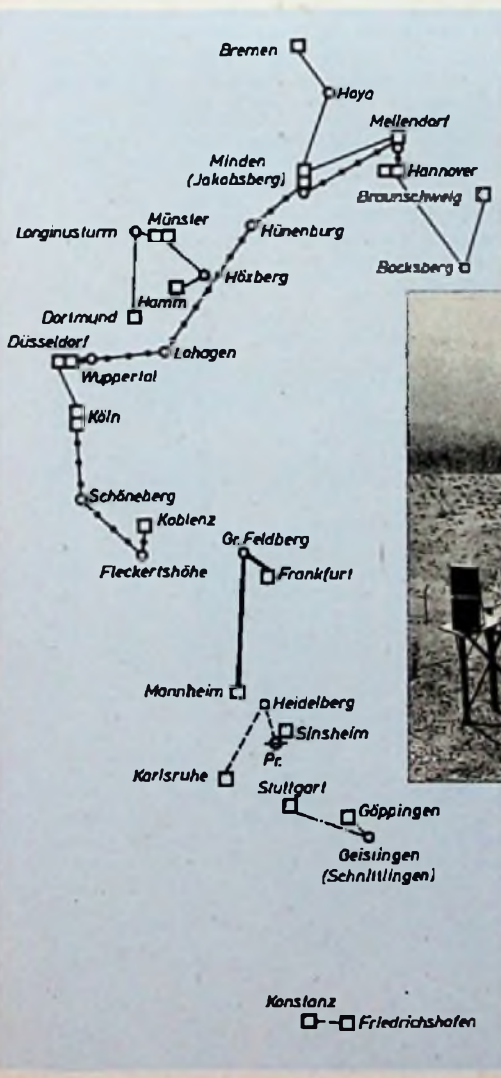
Über die tragbaren Funksprechgeräte ist in der PUNK-TECHNIK verschiedentlich berichtet worden. Bekannt ist das „Teleport II“ u. a. durch seine Verwendung bei der Nanga-Parbat-Expedition. Eine Variante dieses Gerätes mit 12 Hochfrequenzkanälen ist das „Teleport III“, das hauptsächlich im Polizeifunk eingesetzt wird. Der Übergang von der Miniaturlatur-Technik zur Subminiaturlatur-Technik wird auch hier in nächster Zukunft die Entwicklung maßgebend beeinflussen. Es muß eine neue Gerätebautechnik angewandt werden, die entsprechend kleine Bauelemente voraussetzt. Ein



PPM-Richtverbindungsanlage in Eggestorf

vollständiges Kleinfunkgerät mit 1/2 W Leistung, hochempfindlichem Empfänger mit drei Kanälen für Frequenzmodulation (ein Gerät mit insgesamt 22 Röhren) wiegt ohne Stromquelle in dieser Bauart nur noch 1,3 kg.

Als erste neue Richtfunkanlage nach 1945 entstand für Vielfach-Telefonie die Anlage „IDA 22“, die auf 2000 MHz mit Impulsmodulation arbeitet. Eine Weiterentwicklung ist die neuere, jetzt in Serie gebaute Type „PPM 24“. Für die Richtfunkstrecken des Fernbetriebs lieferte Telefunken ebenfalls fremdgesteuerte frequenzmodulierte Richtfunkstrecken im Frequenzgebiet um 2000 MHz; sie stellen heute täglich im Rahmen des deutschen Fernsehens ihre Betriebssicherheit unter Beweis. Eine Abwandlung dieser Geräte gestattet auch den Anschluß normaler Trägerfrequenzrichtungen der Post an eine Richtfunkanlage mit bis zu 240 Fernsprechanal. Der technische Fortschritt führt aber immer weiter in das Gebiet höherer Frequenzen, und so werden in nächster Zukunft hochwertige Vielkanal-Richtfunkstrecken im 4000-MHz-Bereich entstehen. Ferner laufen schon Vorarbeiten für Anlagen im Bereich von 6000 MHz. Voraussetzung für den Aufbau derartiger Richtfunkverbindungen sind geeignete Röhren für diesen Frequenzbereich. Die Wanderfeldröhre „TL 6“ von Telefunken ergibt eine Verstärkung von 30 dB und entspricht damit der Verstärkung von drei bis vier Trioden. Als Oszillator ist die „TK 7“, ein Klystron, entwickelt worden, das im Bereich von 7 ... 8,59 cm arbeitet und eine maximale Nutzleistung von 4 W abgibt; der Oszillator ist mechanisch durchstimmbar. Für die Radartechnik des zivilen Bedarfs wird ein Reflex-Klystron unter der Typenbezeichnung „2K 25“ (alt „723 AB“) für den Betrieb im 3-cm-Bereich geliefert. Die Technik dieser neuen Röhren macht grundsätzliche Untersuchungen über elektronenoptische Fragen notwendig. Die bisher vorliegenden Ergebnisse bezogen sich im allgemeinen auf Elektronenstrahlen mit kleiner Raumladung. Um den Einfluß der Raumladung bei diesen Röhren zu untersuchen, sind deshalb in Zukunft noch neue weitgehende Forschungsarbeiten zu erfüllen. -H



Antennenanlage der Relaisstelle Bocksborg

- PPM-Richtfunkstrecken mit Telefunken-Anlagen
- Endstelle; ○ Relaisstelle; ⊕ Pass. Relaisst.
 - PPM 24/2200-Strecke
 - 2 x PPM 24 2200-Strecke
 - - - PPM 22 2000-Strecke
 - · · PPM 24 2200-Strecken im Aufbau
 - · · PPM 24/2200-Strecken, projektiert

Atombatterie im Taschenformat

Vor kurzem konnte der Präsident der R. C. A., D. Sarnoff, der Presse in New York die erste Atom-Taschenbatterie vorführen. Bemerkenswert daran ist, daß hierbei die elektrische Energie gegenüber dem umständlichen Vorgang beim Leistungsreaktor direkt aus der Atomreaktion gewonnen wird.

In einem Leistungsreaktor (Abb. 1) wird die elektrische Energie auf dem Umweg über die bei der Kernspaltung entstehende Wärme gewonnen, wobei man die Wärme zur Dampferzeugung und Spelung einer Turbogruppe benutzt, die wiederum indirekt (über einen von ihr angetriebenen Generator) elektrische Energie liefert.

Es gibt viele Arten von Kernreaktoren. Die Ausführung nach Abb. 1 zeigt einen thermischen Reaktor, in dem die Neutronen stark abgebremst werden. Der Reaktor besteht im wesentlichen aus fünf Hauptteilen: Brennstoff, Moderator, Kühlmittel, Reguliervorrichtungen und Schutzmantel. Der innere Teil des Reaktors ist oft eine Stahlkugel (z. B. von 6 m ϕ für einen Druck von über 50 at); sie enthält schweres Wasser (D_2O), in das die in einer dünnen Hölle eingeschlossenen Uranstäbe tauchen. Das schwere Wasser dient sowohl als Moderator und Reflektor wie auch als Kühlmittel. Bei einer Außentemperatur des schweren Wassers von etwa 226° C wird die Oberfläche der Stäbe auf die Grenztemperatur von 240° C erwärmt. Die hierbei erreichte Wärmeenergie gibt man an die Dampferzeuger ab. An Stelle des schweren Wassers läßt sich auch ein sogenanntes

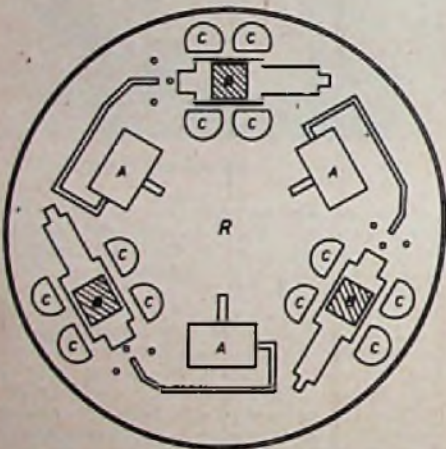


Abb. 1. Thermischer Reaktor mit Schwerwasser-Moderator einer amerikanischen 225-MW-Zentrale (Commonwealth Editor Co., Public Service Co.). B = Reaktor, A = Dampferzeuger, B = Turbinengruppe (80 000 kW Leistung), C = Kondensator

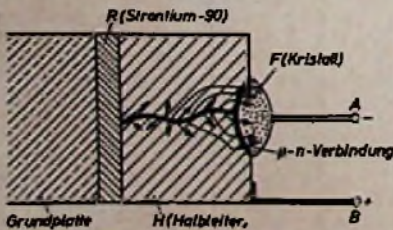


Abb. 2. Prinzipdarstellung der Atombatterie der RCA

leichtes Wasser verwenden. In Zukunft dürften jedoch auch Schnellreaktoren, die ohne Moderator Spaltneutronen hoher Energie für die Kettenreaktion benutzen, Bedeutung erlangen.

Bei der neuen Taschen-Atombatterie wird nun unter Umgehung eines langwierigen Weges, die elektrische Energie auf direktem Wege aus dem Atomzerfall erhalten. Bei der in Abb. 2 im Prinzip dargestellten Batterie ist ein Flächenkontakt-element F (z. B. ein Germanium- oder Silicium-

Kristall, ähnlich einem Transistor in p-n-Verbindung) auf einer Halbleiterschicht H von 6 mm Durchmesser angebracht. Die entgegengesetzte Seite des Halbleiters trägt eine radioaktive Schicht R, die aus „Strontium-90“ besteht. Diese Batterie benutzt die Wirkung der Beta-Teilchen. Von der Schicht R ausgesandte Beta-Teilchen lösen beim Durchdringen durch den Halbleiter eine gewaltige Kettenreaktion aus; ein einziges Teilchen vermag etwa 200 000 Elektronen aus dem Halbleiter herauszuschlagen, die nach der F-Schicht wandern. Da jedes Material, das Elektronen aussendet, schließlich eine positive Ladung aufweist, so bildet sich zwischen den Anschlüssen A und B eine Potentialdifferenz von etwa 150... 200 mV (Abb. 3). Mit einem Laboratoriumsmodell ließ sich eine maximale Leistung von 1 μ W erzielen. Mit mehreren parallel geschalteten Elementen kommt man schließlich zu industriell auswertbaren Energien. Der Wirkungsgrad liegt bei 1%. Die Lebensdauer der Batterie ist theoretisch unbegrenzt; man rechnet bei späteren praktischen Ausführungen mit einer Lebensdauer von etwa 20 Jahren.

Das verwendete Material ist relativ billig; es kann als Abfall-Endprodukt aus dem Atomreaktor in einfacher Weise gewonnen werden. „Strontium-90“ hat eine besonders reiche Abstrahlung an Beta-Teilchen.

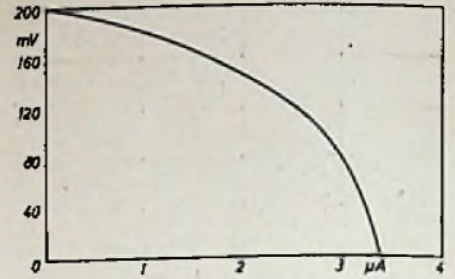


Abb. 3. Diagramm eines Versuchsmodells der Atombatterie; Spannung als Funktion des Stromes

Noch manches Problem bleibt allerdings zu lösen. So sendet ein verunreinigtes Strontium-Metall neben Beta- auch noch unerwünschte, schädliche Gamma-Strahlen aus, die einer guten Abschirmung bedürfen. Es gilt also noch das Problem zu meistern, den Germanium-Kristall vor allzu starkem Elektronenbeschuß und damit vorzeitiger Zerstörung zu schützen.

Als erstes Industriemodell ist für das Jahr 1960 ein Gehörlosengerät mit einer solchen Atombatterie geplant. Dipl.-Ing. R. Hübner

FT - KURZNACHRICHTEN

H. Bredow 75 Jahre

Am 26. November 1954 wird Staatssekretär a. D. Dr.-Ing. E. h. Hans Bredow 75 Jahre. 1903 trat er als Ingenieur bei der AEG ein und übernahm anschließend in der neugegründeten *Telefunken-Gesellschaft* viele Aufgaben. Zusammen mit Graf von Arco gelang es ihm, ein unabhängiges deutsches Funkwesen zu schaffen. 1919 wurde Bredow als Ministerialdirektor in das Reichspostministerium berufen.

Dem Rundfunk galt seine besondere Liebe. Schon 1913 führte er in New York vor der Presse unter Verwendung einer Hochfrequenzmaschine ein Rundfunkprogramm vor. Seinen Plan, in Deutschland einen Unterhaltungsrundfunk zu organisieren, trug er 1919 in einem öffentlichen Vortrag in der Berliner Urania vor. Es waren aber noch manche Bedenken bei den maßgebenden Stellen zu beseitigen, bis sich im Jahre 1923 die Reichspost dazu entschloß, ein sich über ganz Deutschland erstreckendes Sendernetz aufzubauen. Unter der Leitung von H. Bredow nahm der deutsche Rundfunk einen schnellen Aufstieg.

1933 erhielt Staatssekretär Dr.-Ing. E. h. H. Bredow aus politischen Gründen Betätigungsverbot; später wurde er verhaftet und 15 Monate im Untersuchungsgefängnis festgehalten. Nach Wiesbaden siedelte er 1937 über und baute dort ein historisches Funkarchiv auf.

1945 übernahm der unermüdete Arbeiter sofort wieder neue Aufgaben: Regierungspräsident in Wiesbaden, Mitwirkung beim Wiederaufbau der hessischen Stahl- und Eisenindustrie — das waren aber nur Zwischenstationen, die ihn bald wieder zum Rundfunk führten. 1947 legte er den Entwurf für eine gesetzliche Regelung des Rundfunks vor. Seine Vorschläge wurden weitgehend in den Rundfunkgesetzen der Länder berücksichtigt. Ab 1949 war er Vorsitzender des Verwaltungsrats des Hessischen Rundfunks, legte aber 1951 dieses Amt wieder nieder, um sich unabhängig mit allgemeinen Rundfunkproblemen befassen zu können. Sehr viele Ehrungen wurden dem Jubilar im Laufe der Jahre zuteil, aber auch manche Bitternis mußte er auf Grund seines unerschrockenen Eintretens für seine Mitarbeiter und seiner fanatischen Liebe für den Rundfunk hinnehmen. Mit seinen vielen Freunden wünscht auch die FUNK-TECHNIK, daß sich der Herzenswunsch dieses Pioniers des deutschen Funkverkehrs und Schöpfers des deutschen Rundfunks — Rundfunk und auch das Fernsehen allen zu vermitteln — weiter erfüllen möge.

Ausschuß für ferngelenkte Modellboote und Modellfahrzeuge

Der Ausschuß für Fernlenkmodelle im DAeC hat angeregt, mit der technischen Tagung des Ausschusses im April 1955 in Darmstadt eine Ausstellung ferngelenkter Modellboote und Modell-

fahrzeuge sowie eine Ausstellung von Funksteueranlagen zu verbinden. Gleichzeitig soll bei dieser Gelegenheit ein Ausschuß für ferngelenkte Modellboote und ferngelenkte Modellfahrzeuge gebildet werden. Die *Gesellschaft für Fernlenkmodelle*, Darmstadt, Schulstr. 9, erbittet Meldungen bis zum 31. Dezember 1954.

Funk-Fernsteuerungsanlagen

Die Firma *Ing. W. Muschner, Herford/Westf.*, liefert jetzt unter der Typenbezeichnung „OMU 105“ Funk-Fernsteuerungsanlagen. Der Sender ist mit 2X DL 94 bestückt, hat eine Sendeleistung von rd. 1,5 W, arbeitet auf 27 120 kHz und wiegt im tragbaren, kunstlederbezogenen Holzgehäuse einschließlich Batterien und Steuerrelais 425 g. Der zugehörige Fernsteuerungsempfänger (bestückt mit DAF 96, 2X DL 96, DM 70 und OA 50) wiegt 160 g.

Neue Röhren

Für alle Aufgaben, bei denen elektrische oder mechanische Vorgänge und Größen nur qualitativ angezeigt oder beobachtet werden sollen, wird eine preisgünstige Katodenstrahlröhre benötigt, die mit niedrigen und daher bequem zu erzeugenden Anodenspannungen betrieben werden kann. Valvo liefert jetzt für diesen Zweck unter der Typenbezeichnung DG 7-32 eine sogenannte Anzeigeröhre. Die neue Röhre arbeitet bereits mit Anodenspannungen von 500 V und läßt sich deshalb bequem z. B. zur Überwachung und Kontrolle in Geräten, Netzwerken und Schalttafeln einsetzen. Die Röhre ist für symmetrische Ablenkung eingerichtet. Fokussierung und Ablenkung erfolgen elektrostatisch.

Nachdem vor kurzem von der *Elektro Spezial GmbH* mit der Auslieferung des Edelgas-Thyratrons PL 5544 begonnen wurde, ist jetzt auch die Röhre PL 5545 lieferbar; es handelt sich um eine direkt geheizte Triode mit einem mittleren Anodenstrom von 6,4 A, die dank der Edelgasfüllung Spitzenströme bis zu 80 A abzugeben vermag. Die wesentlichsten Vorzüge der mit Edelgas gefüllten Thyratrons PL 5544 und PL 5545 gegenüber ähnlichen Typen mit Quecksilberdampf-füllung sind die Temperaturunabhängigkeit der Kennlinien, die kurze Anheizzeit (60 s) und die geringe Entionisierungszeit. Beide Röhren sind gegen die amerikanischen Äquivalenztypen 5544 und 5545 austauschbar.

Die äußeren Abmessungen der Thyratronröhre PL 5557 werden demnächst in Angleichung an die amerikanische Äquivalenztupe 5557 verringert. Gleichzeitig darf für beide Ausführungen der zulässige Anodenstrom erheblich erhöht werden. Für den Scheitelwert der Anodenspannung von maximal 1500 V bzw. der Sperrspannung von maximal 1500 V wird ab sofort ein mittlerer Anodenstrom von maximal 1 A und ein Scheitelwert von maximal 4 A für Frequenzen < 25 Hz zugelassen.

Interessante Anwendungen der Transistortechnik

Noch vor Jahresfrist forderten die deutschen Transistorhersteller interessierte Kreise der Radio- und Fernsehtechnik, des Fernmeldewesens und der elektronischen Industrie auf, rentable Anwendungsmöglichkeiten für Transistoren zu erproben. In der Zwischenzeit befaßten sich zahlreiche Labors ernsthaft mit diesem Problem. Die Ergebnisse bestätigen die bisherige Auffassung, daß der Transistor kein allgemeiner Ersatz für Elektronenröhren sein kann. Die Frage, ob in einem bestimmten Fall der Transistor der Röhre vorzuziehen sei, läßt sich nur bei voller Kenntnis der Probleme und der Möglichkeiten der Transistortechnik beantworten.

Auch im europäischen Ausland wurden ähnliche Erfahrungen gesammelt. Die z. B. von der Philips AG, Abt. Electronica, Zürich, in letzter Zeit fertiggestellten Konstruktionen auf den Gebieten der NF- und Meßtechnik sowie der Industrie-Elektronik zeigen anregende Beispiele für die vielseitige Anwendung der Transistoren. Unser Beitrag gibt Schaltbilder, technische Daten und Aufbau einiger typischer Geräte wieder.

Transistor-Tonverstärker

Bei tragbaren Plattenspielern, Tonbandgeräten usw. legt man Wert auf geringen Stromverbrauch des benutzten Verstärkers. Ebenso wichtig sind aber auch kleine Abmessungen. Welche Möglichkeiten hier die Transistortechnik bietet, zeigt ein mit vier Transistoren OC 71 bestückter Verstärker, der in den Tonarm des Plattenspielers eingebaut werden kann und zum Betrieb eine aus gewöhnlichen Taschenlampenbatterien zusammensetzbare 12-V-Stromquelle benötigt. Dieser Verstärker gibt bei einer Stromaufnahme von etwa 19 mA eine Nutzleistung von rund 60 mW ab. Die Be-

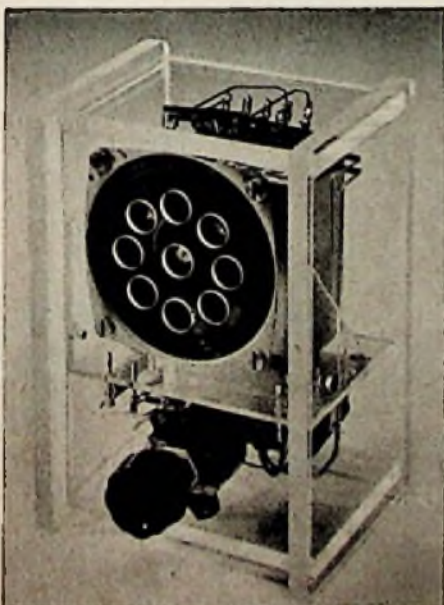


Abb. 3. Ansicht des Metronoms mit regelbarem Taktmaß nach Abb. 4 (Philips, Zürich)

Abb. 4. Kippschaltung mit OC 71 für Metronom

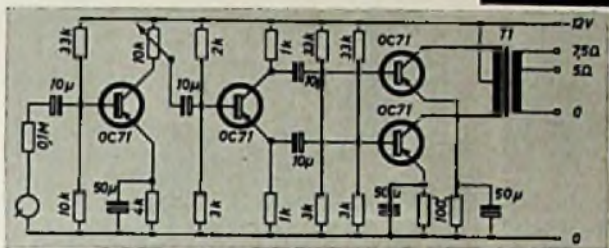


Abb. 1. Schaltung eines in einen Tonarm eingebauten Verstärkers mit OC 71 (Philips, Zürich)

triebskosten sind recht niedrig und liegen bei etwa 1 Pfennig je Stunde. Sämtliche Stufen des Verstärkers sind widerstandsgekoppelt. Der Ausgangstransformator für die Gegentaktstufe kann sekundärseitig an übliche Lautsprecher-Impedanzen angepaßt werden.

Mit Hilfe neuer Leistungstransistoren ist es sogar möglich, mehrere Watt Ausgangsleistung zu erreichen. Wie die Vorführung eines solchen Phonoverstärkers in Zürich bewies, lassen sich mit einem unter Verwendung der Leistungstransistoren aufgebauten Verstärker Lautstärken erzeugen, die man durchaus mit denen üblicher Netz-Heimempfänger vergleichen darf. Über Schaltung und Aufbau eines solchen Verstärkers veröffentlichten wir in FUNK-TECHNIK, Bd. 9 [1954], H. 19, S. 537, nähere Angaben. Auch im Schwerhörigen-Verstärker konnte sich inzwischen der Transistor einführen.

Transistor-Generatoren

In den USA schätzt man den Transistor als Miniatur-Bauelement in Mikrosendern, Phono-Oszillatoren, RC-Generatoren usw. Generatoren dieser Art wird man dann mit dem Transistor ausstatten, wenn es auf kleinste Bauformen ankommt.

Bei einem Metronom z. B. wird andererseits geringer Stromverbrauch verlangt, eine Bedingung, die mit einer Transistor-schaltung leicht erfüllt werden kann. Das Schaltbild ist denkbar unkompliziert. Es handelt sich um eine Kippschaltung mit dem Transistor OC 71. Das Taktmaß regelt das 1-MOhm-Potentiometer zwischen 30 und 200 je Minute. Der eingebaute Lautsprecher wird an eine Anzapfung der Sekundärseite des Übertragers geschaltet. Zum Betrieb dieses Transistor-Oszillators reicht eine 22,5-V-Miniaturbatterie aus.

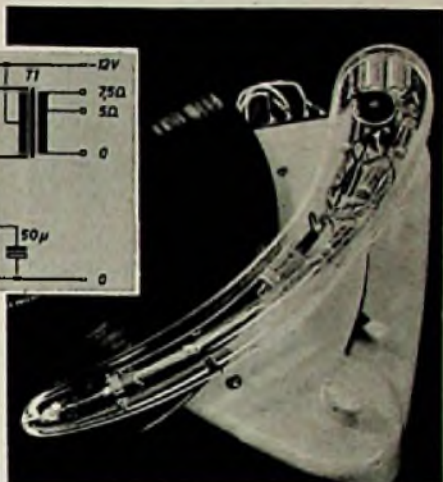
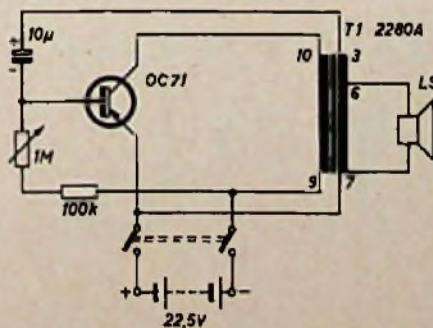


Abb. 2. Ansicht eines Plattenspielers mit dem im Tonarm (Plexiglasmodell) eingebauten Verstärker

Dreistufige Transistor-Meßgeräte

Meßgeräte sollen häufig netzunabhängig und, wenn sie mit Batterien betrieben werden, sparsam im Stromverbrauch sein. Verwendet man Transistoren, so wirkt sich der Batteriebetrieb nicht mehr störend aus.

Ein gutes Beispiel für ein modernes Transistor-Meßgerät bildet eine dreistufige Anordnung, die aus einem Meßoszillator, einem Transistor-Voltmeter und einer Prüfeinheit besteht. Der Meßoszillator (Abb. 6) verwendet eine Rückkopplungsschaltung und ist frequenz- und amplitudenstabilisiert. Es wird ein Transformator mit drei Wicklungen benutzt. Die auf der Sekundärseite entnommene Oszillatorfrequenz von 1000 Hz kann mit Hilfe eines Potentiometers geregelt werden. Die maximale Ausgangsspannung ist 100 mV. Bei einer Batteriespannung von 6 V hat der Meßoszillator den geringen Stromverbrauch von 1,25 mA.

Auch das Voltmeter bedient sich des Transistors OC 71. Für die Gleichrichtung sind Germaniumdioden vorgesehen. Als Empfindlichkeit werden 20 mV_{eff} Endausschlag bei einer Eingangsimpedanz von 50 kOhm genannt. In der Prüfeinheit stellt man den zu messenden Transistor auf den Arbeitspunkt ein. Dann können I_{co} und α' gemessen werden. Dieses Meßgerät verzichtet völlig auf Röhren, kommt mit insgesamt vier Transistoren aus und hat einen Gesamtstromverbrauch von 2,5 mA bei 6 V Batteriespannung.

Transistorgeräte für Industrie-Elektronik

Eine interessante Konstruktion im Bereich der Industrie-Elektronik ist ein mit fotoelektrischem Relais kombinierter Zeitgeber. Dieses Gerät nutzt den Photoeffekt des Halbleitermaterials (s. FUNK-TECHNIK, Bd. 9 [1954], H. 21, Beilage). L1 (Abb. 7) sendet einen Lichtstrahl aus, der auf den Foto-Transistor trifft. Wird der Lichtstrahl kurzzeitig unterbrochen, dann ändert sich der Kollektorstrom des Foto-Transistors und betätigt das Kleinrelais R1. Dadurch wird der Zeit-

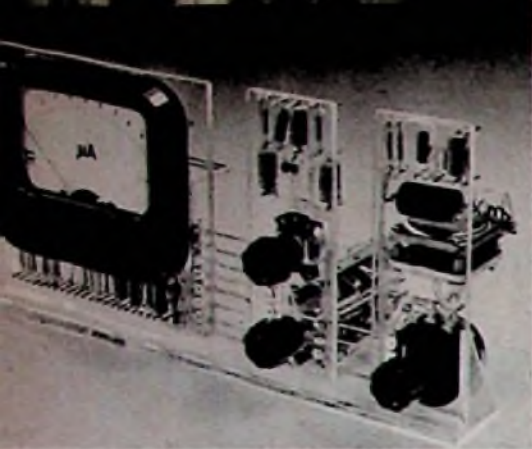


Abb. 5. Ansicht des Modelles nach Abb. 6

geber eingeschaltet, der über das Umschalt-Relais R2 mit den beiden Motoren verbunden ist. Der Zeitgeber arbeitet mit dem Transistor OC 71. Mit Hilfe des Potentiometers P1 (0,1 kOhm) kann die Umschaltzeit geregelt werden. Zum Betrieb des Gesamtgerätes sind eine Taschenlampenbatterie für die Speisung des Glühlämpchens L1 und eine 22,5-V-Miniaturbatterie notwendig. Der Stromverbrauch des fotoelektrischen Schalters ist bei der genannten Batteriespannung 1,2 bis 1,5 mA, während der Zeitgeber zwischen 1 bis 2,5 mA benötigt.

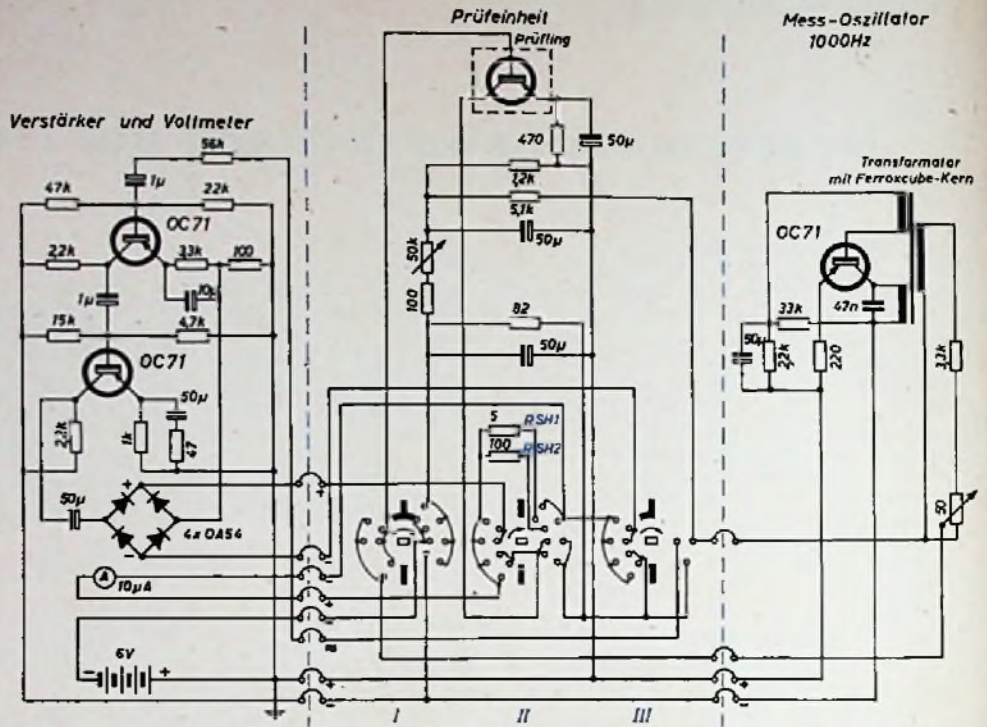


Abb. 6. Schaltung des Demonstrationsmodells eines Transistor-Meßgerätes (Philips, Zürich)

Gleichspannungen zu transformieren. Ein ähnliches Prinzip wird z. B. auch für die Erzeugung negativer Gittervorspannungen in Allstrom-Verstärkern angewandt. Die zu transformierende Gleichspannung speist einen Transistor-Oszillator, der eine entsprechend hohe Wechselspannung liefert, die man auf den gewünschten Wechselspannungswert transformiert und dann gleichrichtet. Ein gutes Beispiel für die Anwendung des Transistor-Gleichstrom-Transformators bietet ein in handlicher Form gebauter Indikator. Er ist nicht größer als eine Pistole und gestattet es, Radioaktivität festzustellen. Bei einer Eingangs-Speisung von 3 V steht hinter dem Gleichrichter eine Gleichspannung von 500 V zur Verfügung, die für den Betrieb des Geiger-Müller-Zählrohres Valvo 18 503 ausreicht. Der benutzte Transformator ist eine Ferroxcube-Type und hat recht kleine Abmessungen. Der Transistor-Gleichstrom-Transformator ist dazu berufen, in Sonderfällen den bisher vielfach üblichen elektro-mechanischen Vibrator abzulösen, und es wäre durchaus denkbar, daß er später einmal im transportablen Rundfunkempfänger Bedeutung erlangt.

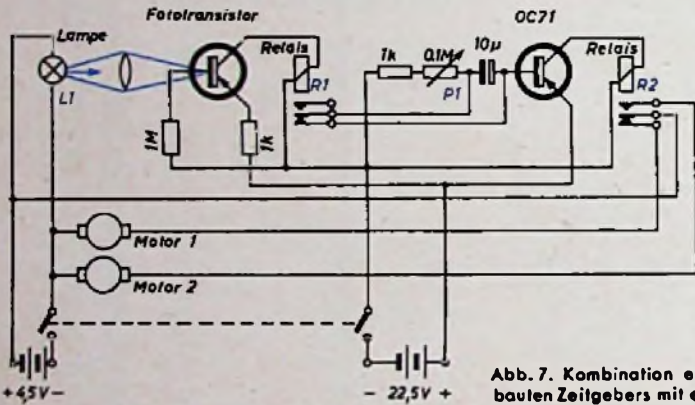


Abb. 7. Kombination eines mit Transistoren aufgebauten Zeitgebers mit einem fotoelektrischen Relais

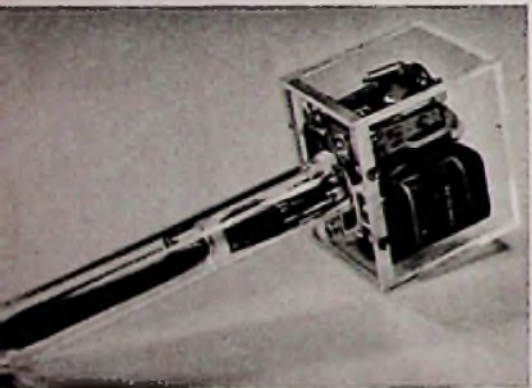


Abb. 8. Aufbaubeispiel eines Feldindikators zur Feststellung von magnetischen Wechselfeldern

Magnetische Wechselfelder im Tonfrequenzgebiet lassen sich mit Hilfe eines einfachen Feldindikators nachweisen, der mit zwei Transistoren auskommt. Zur Aufnahme des Wechselfeldes dient ein Ferroxcube-Stab mit entsprechender Wicklung. Die Eingangsspannung wird in einem zweistufigen Transistor-Verstärker mit Widerstandskopplung so verstärkt, daß ein ausgangsseitig angeordnetes Kleinrelais gesteuert werden kann. Dieses Relais schaltet den Anzeigekreis (z. B. Glühlämpchen, Meßinstrument). Die Empfindlichkeit für die Betätigung des Relais ist 15 mV_{eff} bei 1000 Hz, der Stromverbrauch 4 mA bei 22,5 V Betriebsspannung.

Mit Hilfe des Transistors hat man ferner auf elegante Weise die Möglichkeit,

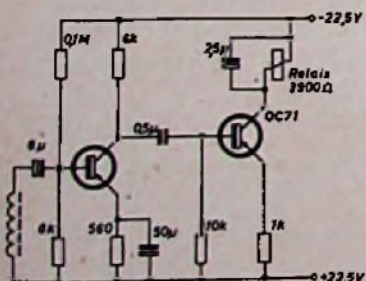


Abb. 9. Feldindikator zur Feststellung von magnetischen NF-Wechselfeldern mit zweistufigem Transistor-Verstärker

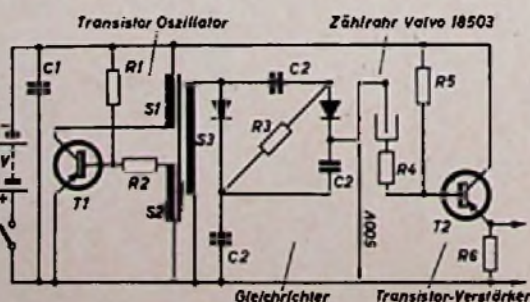


Abb. 10. Der Indikator für Radioaktivität

Abb. 11. Schaltung eines Indikators für Radioaktivität unter Verwendung von Transistoren

Moderner Steuersender für die Amateurbänder um 144 und 435 MHz

Schluß aus FUNK-TECHNIK, Bd. 9 [1954], H. 21, S. 596

Zum Aufbau des Senders

Die Zusammenfassung von Hochfrequenzteil und Netzversorgung auf einem Chassis ist etwas unkonventionell. Die herkömmliche Methode der Unterbringung der Netzteile auf einem oder mehreren separaten Chassis hat jedoch nur den Vorteil für sich, daß man die Netzteile auch für andere Geräte verwenden kann. Wenn man den Gleichrichter und andere Einzelteile der Spannungsversorgung mit auf das Chassis nimmt, das die Stufen der Erzeugung und Verstärkung der benötigten Hochfrequenz trägt, muß man zwar die Anordnung der Bauelemente sehr sorgfältig überlegen, hat aber den Vorteil, eine organische Einheit zu erhalten, mit der zu experimentieren ein nicht durch einen Kabelbaum oder zahlreiche Verbindungsleitungen getrübt Genuß ist. Beim Einsatz als Mobilstation ist nur ein Chassis zu transportieren.

relative Anordnung der Einzelteile untereinander hat sich als sehr glücklich erwiesen und kann ohne weiteres aus den Abbildungen übernommen werden.

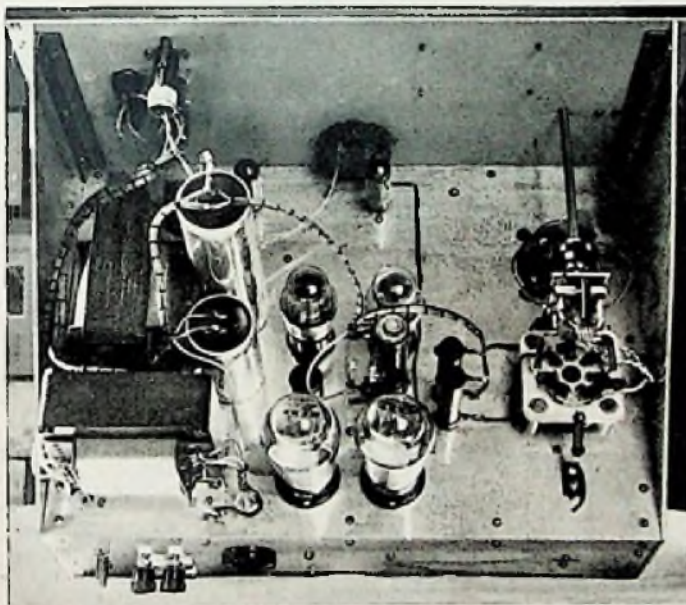
Zur Verdrahtung des Steuersenders

Alle Tiefpunktcondensatoren des Hochfrequenzteiles sind Scheibenausführungen, die mit möglichst wenig Anschlußdraht eingelötet werden.

Die Abstimmkondensatoren der ersten beiden Stufen liegen mit dem Rotor un-

zugeschnittenen Kupferblechen, die mit dem Katodenanschluß des Sockels verlötet und mit dem Chassis verschraubt wurden.

Die Sockel der 832 sind mit Hilfe von Abstandsrollen so weit vom Chassis distanziert, daß das innere Abschirmblech der Doppeltetroden mit der Chassisebene abschließt. Eine 832 schaut aus dem Chassis heraus, die andere schaut hinein, so daß die Gitter- und Anodenseiten richtig orientiert werden.



Das verwendete Chassis hat die Abmessungen $400 \times 290 \times 100$ mm und ist aus 3 mm starkem, hartem Aluminium gefertigt. Die Frontplatte mißt 440×270 mm. Die Seitenplatten des vierseitig geschlossenen Chassis bilden mit den versteifenden Winkeln eine Einheit. Alle fünf Einzelstücke, aus denen sich der Einschub zusammensetzt, sind mit Messingwinkeln 15×15 mm verbunden, so daß ein außerordentlich stabiles und gegen Verwindungen geschütztes Gebilde entsteht. Die Herstellung aus dem Rohmaterial und die Ausarbeitung der notwendigen Ausschnitte ist für jemanden, der keine Werkstatt zur Verfügung hat, recht mühsam. Die Freude am stabilen Gerät läßt aber alle Schweißtropfen vergessen. Die Fotos lassen die Anordnung der Einzelteile gut erkennen. Eine genaue Maßskizze zu geben wäre wenig sinnvoll, da wohl kaum ein anderer Amateur die hier willkürlich gewählten Chassisabmessungen übernehmen wird. Die

Abb. 5. Unteransicht des Einschubes. Oben links Teile der Spannungsversorgung mit Relais; unten und rechts Hochfrequenzteil

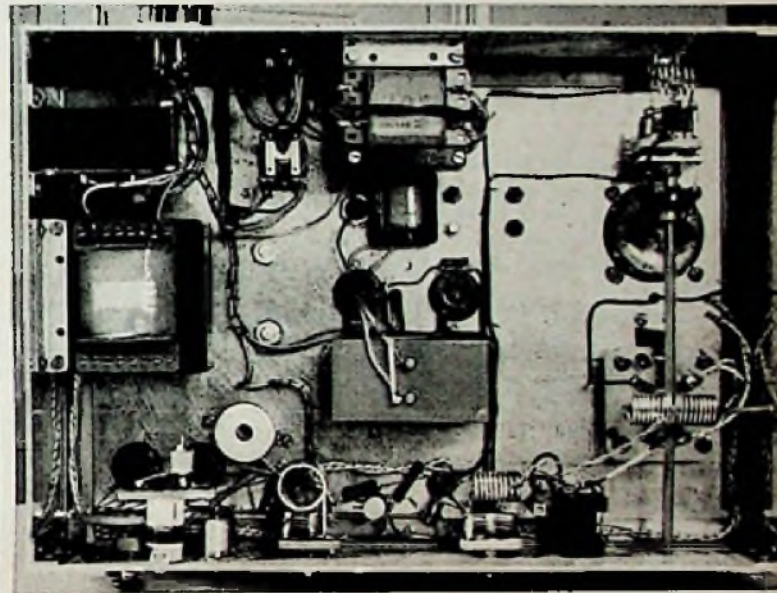


Abb. 4. Blick auf das Chassis. Links Netzteil, rechts Verdreifacher und Endstufe

mittelbar an Masse. Die Anodenkreispulen werden an einen Statoranschluß und an eine Lötöse gelötet, die im Mustergerät in ein freies Loch der keramischen Deckplatte des Drehkondensators geschraubt wurde. Von hier aus geht der Tiefpunktcondensator der Spule unmittelbar an den Rotoranschluß des Kondensators.

Die Linkleitung zwischen der zweiten 6 AR 5 und der ersten 832 wurde aus igelitisoliertem Schaltaht hergestellt; über das kalte Ende der einen und über die Mitte der anderen Spule wurden je zwei Windungen gewickelt und mit „Uhu“ fixiert. Nach Erhärtung des Klebstoffes lassen sich die freien Drahtenden verdrillen und miteinander verlöten. Die Verwendung von dünnem Koaxialkabel ist nicht notwendig, da von der 6 AR 5 mehr als genügend Steuerspannung an die Gitter der 832 geliefert wird. Die Katodenverbindung der beiden 832 mit Masse erfolgte mit zwei trapezförmig

Die zum Anodenstrominstrument zurückgeführte Anodenspannungsleitung der zweiten 832 wird am besten mit abgeschirmtem Draht verlegt. Im Originalgerät war die Anodenspannungszuführung der ersten 832 die Ursache einer kleinen Huth-Kühn-Erregung der Endstufen-832, da sie von der zweiten 832 Hochfrequenz aufnahm. Eine hochfrequenzmäßige Erdung des spulfernen Endes des $100\text{-}\Omega$ -Widerstandes des Ausgangskreises mit einem Scheibenkondensator beseitigte die Störung restlos.



Abb. 6. Die erste Stufe mit Quarzschalter. Zwischen diesem und der Koaxbuchse Eingangskreis für VFO. Im Becher Katoden-, rechts Anodenkreis

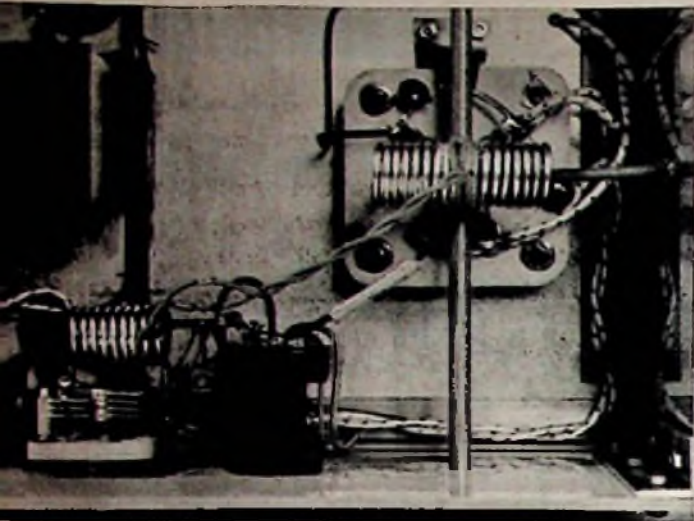
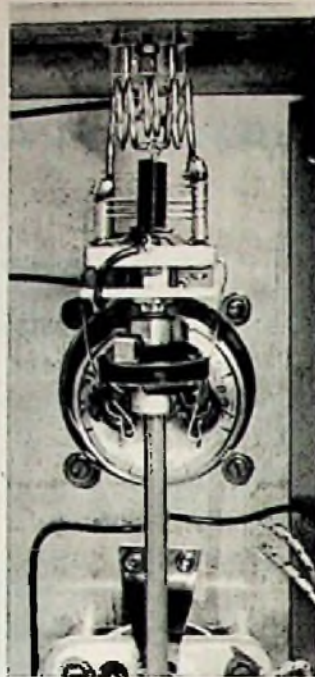


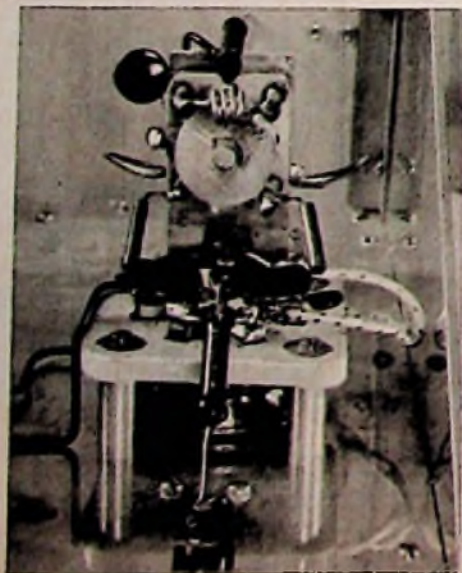
Abb. 7. Zweite und dritte Stufe. Links der auf 48 MHz abgestimmte Anodenkreis, rechts der mit regelbarem Eisenkern versehene Gitterkreis des Verdreifachers. Die Linkleitung sieht man zwischen beiden Kreisen; in der Mitte unten die AEG-Schaltbuchsen des Anschlusses für die Toste. Abb. 8 (rechts). Die 144-MHz-Endstufe. Am unteren Bildrand ist das Kupferband, das die Katode des Verdreifachers an Masse legt, sichtbar



Zum Abgleich des Steuersenders

Die Abstimmung der einzelnen Stufen erfolgt ohne Mühe. Mit Hilfe eines Absorptionskreises wird die richtige Lage der einzelnen Ausgangsfrequenzen festgestellt.

Zunächst wird nur die Quarzoszillatöröhre eingesteckt, der Katodenkippschalter geöffnet und der Schalter am Steuer-gitter auf einen Quarz gestellt. An Stelle des Festkondensators parallel zum Katodenkreis ist ein 200-pF-Drehkondensator einzulöten. Man dreht ihn langsam ein und beobachtet ein in die Anodenleitung hinter die Drossel geschaltetes Milliampere-meter. Beim Eindrehen des Kondensators sinkt der Anodenstrom zunächst langsam, dann immer schneller, um schließlich plötzlich nach oben zu schnellen. Jetzt muß der Kondensator bis auf einen Wert, der 30 bis 40 Grad hinter dem Einsatzpunkt der Schwingungen liegt, zurückgedreht werden. Der Drehkondensator wird ausgelötet, der eingestellte Kapazitätswert gemessen und eine entsprechende Festkapazität eingelötet. Es ist wichtig, daß der Katodenschwingkreis weit nach der hochfrequenten Seite des Schwingbereiches des Quarzes eingestellt ist, da andernfalls die Ausgangsleistung der ersten Stufe schnell absinkt. Im unbelasteten Zustande sinkt der



Anodenstrom der ersten 6 AR 5 bei der Abstimmung auf 24 MHz von etwa 22 auf 8 mA.

Nun nimmt man die zweite und alle folgenden Stufen in Betrieb und prüft die sich einstellenden Resonanzfrequenzen auf ihre Richtigkeit. Der Gitterkreis der ersten 832 wird mit Hilfe des Eisenkernes auf genaue Resonanz gebracht. Die von dieser Röhre gelieferte Ausgangsspannung ist bei 300 V Anodenspannung so hoch, daß die zweite 832 übersteuert wird, was sich durch ein Nachlassen der Ausgangsleistung bemerkbar macht. Dies ist mit einer über die Ausgangskoppelspele gelegten Glühlampe von 25 W festzustellen. Nun erhöht man den Schirmgittervorwiderstand der ersten 832 so lange, bis beim Durchdrehen ihres Anodenkreises durch die Resonanzstelle die Glühlampe heller und nicht dunkler aufleuchtet.

Ohne Last darf die Endstufe nicht beginnen, in Selbsterregung zu schwingen.

Die Leistung des Steuersenders

Bei einer Anodenspannung von 300 V und einer Eingangsleistung der Endstufe von 18 W ist die Ausgangsleistung 12 W. Im Mustergerät werden vier Quarze verwendet, von denen einer englischen, zwei amerikanischen und einer deutschen Ursprungs ist. Nach einer Vervierundfünzigfachung der Frequenz wandert die Ausgangsfrequenz des deutschen Quarzes um 20 kHz nach höheren Frequenzen zu aus. Die anderen Quarze sind absolut frequenzstabil.

Mit diesem Steuersender kann eine 144-MHz-Endstufe mit der 829 B oder QQE 06/40 angesteuert werden. Verfasser steuert mit ihm einen Verdreifacher von 144 auf 435 MHz mit der QQE 06/40 aus, der seinerseits eine weitere QQE 06/40 treibt.

Für die wertvolle materielle Unterstützung sei Herrn Heinz Schütze, DL 1 AT, und Herrn Dr. Charles Meist-roff, W 4 TFA, gedankt.

Abb. 9. Der Anodenkreis des Verdreifachers. Der Scheibenkondensator unterdrückt die Selbsterregung; Koppelkondensatoren, Gitterdrosseln und Gitterableitwiderstand der Endstufe des Steuersenders sind imVordergrund gut zu erkennen

Von Sendern und Frequenzen

Weitere UKW-Sender

Seit Ende Oktober strahlt ein zusätzlicher UKW-Sender der Station Bielstein/Teuloburger Wald des NWDR auf der Frequenz 90,6 MHz das MW-Programm mit einer wirksamen Leistung von 100 kW aus. Der schon vorhandene Sender für das UKW-Programm West benutzt jetzt die neue Frequenz 94,2 MHz und wurde auf 100 kW verstärkt.

Für die zusätzliche Programm-Ausstrahlung der MW-Sendungen auf UKW sollen im Laufe der nächsten Monate weitere NWDR-Sender in Nordheide/Sauerland, Heide/Dithm. und Bungsberg/Halst. errichtet werden.

Kürzlich wurde in Waldenburg ein weiterer UKW-Sender mit 10 kW Leistung in Betrieb genommen, der ganztägig das Erste Programm des Süddeutschen Rundfunks überträgt. Mit der Fertigstellung dieses UKW-Senders ist der Ausbau der zweiten UKW-Senderkette des Süddeutschen Rundfunks beendet.

Den Versuchsbetrieb konnte ferner der UKW-Sender Geilingsen-Oberböhingen 1 des Süddeutschen Rundfunks auf der Frequenz 91,2 MHz (Kanal 14) mit einer Leistung von 0,25 kW eröffnen. Er überträgt das Erste Programm von Sendebeginn bis Sendeschluß.

Deutsche Fernsehsender

Vom bayerischen Innenministerium wurde kürzlich der Bau einer Rundfunk- und Fernsehstation auf dem Dillberg im Landkreis Neumarkt/Oberpfalz genehmigt. Der Antennenurm wird etwa 206 m hoch sein.

Nach dem Endergebnis der kürzlich vom Südwestfunk im Südschwarzwald durchgeführten Ausbreitungsmessungen mit einem Hubschrauber eignet sich der Belchen nicht als Aufstellungs-ort eines künftigen Fernseh-Flächenversorgungsenders, da vor allem die Abstrahlung in östlicher Richtung durch das Berggelände behindert würde.

In Ulm a. d. Donau wurden kürzlich Empfangsversuche mit den Sendungen des Wendelstein-Senders gemacht, der 170 km entfernt ist. An einem nach Süden hin offenen Berghang war eine einfache Fernsehantenne auf einem Mast etwa 3 m über dem Dach aufgerichtet. Zwei Telefonen-Empfänger „FE 10“ waren angeschlossen. Sie ergaben einen einwandfreien Empfang hinsichtlich der Bildgüte und ein hervorragend stehendes, störungsfreies Bild.

Vom europäischen Fernsehen

Am 1. November wurde die „Zweite Eurovision“ offiziell eröffnet. Bis zum Jahresende sollen etwa 20 Übertragungen unter den sieben beteiligten Ländern ausgetauscht werden. Am 1. November begann ferner offiziell das „Deutsche Fernsehen“. Von diesem Zeitpunkt an sind sämtliche Rundfunkanstalten am Gemeinschaftsprogramm beteiligt.

Die für den 1. November in der Westschweiz vorgesehene Inbetriebnahme des Fernsehsenders auf der Dôle konnte infolge verzögerter Lieferfristen der elektronischen Industrie nicht eingehalten werden. Aus diesem Grunde werden die Sendungen der Genfer Fernsehstiftung bis zum endgültigen Betriebsbeginn des Fernseh-Großsenders auf der Dôle fortgesetzt.

Tagungen der UER

Auf der letzten UER-Tagung in London wurde ein Fünfjahresplan für die modernisierte Neuausstattung der technischen Forschungs-, Meß- und Kontrollzentren in Jurbise (Belgien) genehmigt. Die neuen Meßeinrichtungen sollen eine wirksamere Wellenüberwachung gestatten, ferner auch Messungen im UKW-FM-Bereich zulassen. Für den Programmaustausch der Eurovision wird in Brüssel eine Koordinationsstelle eingerichtet werden.

Ferner wurden im Rahmen der Tagungen Verhandlungen mit Delegationen der Internationalen Künstlerverbände angeknüpft, um bezüglich der finanziellen Forderungen der Mitwirkenden bei Fernseh-Austauschprogrammen zu einem für beide Teile befriedigenden Vertrag zu kommen.

Belastung von

$$N = \frac{n}{2} L i_0^2 \quad (12)$$

zu bemessen. Ist R nicht vernachlässigbar, dann teilt sich die Leistung proportional den Widerständen auf

$$N = \frac{n}{2} L i_0^2 \frac{R'}{R + R'} \quad (13)$$

Der für die Bemessung des Gleichrichters ausschlaggebende Effektivwert des Ausgleichsstromes ergibt sich daraus zu

$$I_{\text{eff}} = \sqrt{\frac{n L i_0^2}{2(R + R')}} \quad (14)$$

Hierbei wird der Gleichrichter zweckmäßigerweise als praktisch widerstandlos angesehen, da sein Durchlaßwiderstand im allgemeinen erheblich unter dem Widerstand der Spulwicklung liegt. Die Belastung des Gleichrichters entspricht weitgehend den Verhältnissen beim Betrieb als Netzelektrolyseur bei Kondensatorlast, d. h., die Stromflußdauer ist kurz gegenüber der Periodendauer. Bei geschlossenem Schalter liegt am Gleichrichter die volle Spannung der Stromquelle. Die Plattenzahl ist daher so wählen, daß eine Sperrspannung von etwa 20 V je Platte nicht überschritten wird.

1. Beispiel:

Funktionslöschung für ein Relais (nach Abb. 6)

$$R = 400 \text{ Ohm}; L = 1 \text{ H}; I = 40 \cdot 10^{-3} \text{ A}; U_m = 16 \text{ V}; n = 25^{-1}$$

Durch Versuche sei festgestellt, daß der Löschwiderstand R' mit Rücksicht auf eine ausreichend kleine Abfallzeit nicht kleiner als 100 Ohm sein darf. Der Widerstand muß nach (13) für eine Belastbarkeit von

$$N = \frac{2}{2} \cdot 1 \cdot 1600 \cdot 10^{-6} \cdot \frac{100}{100 + 400} = 0,32 \cdot 10^{-3} \text{ W}$$

bemessen sein. Zweckmäßig ist in diesem Falle ein Widerstand von 0,1...0,25 W Belastbarkeit.

Der Gleichrichter muß nach (14) für einen Belastungsstrom von

$$I_{\text{eff}} = \sqrt{\frac{2 \cdot 1 \cdot 1600 \cdot 10^{-6}}{2(400 + 100)}} = 1,27 \cdot 10^{-3} \text{ A}$$

ausgelegt sein. Man kommt daher mit einer Type für 2 mA Nennstrom bei Kondensatorlast aus. Da die Betriebsspannung 16 V ist, genügt in diesem Fall eine Zelle.

2. Beispiel

Funktionslöschung für einen Hubmagnet (nach Abb. 6)

$$R = 25 \text{ Ohm}; L = 1,2 \text{ H}; I = 0,9 \text{ A}; U_m = 22,5 \text{ V}; n = 25^{-1}$$

Der Versuch ergab einen Mindestwert des Löschwiderstandes von $R' = 20 \text{ Ohm}$. Die geforderte Belastbarkeit des Widerstandes wird dann mit den obigen Daten nach (13)

$$N = \frac{2}{2} \cdot 1,2 \cdot 0,81 \cdot \frac{20}{20 + 25} = 0,432 \text{ W}$$

Ein Widerstand mit 0,5...1,0 W Belastbarkeit genügt daher.

Der Gleichrichter ist nach (14) für einen Nennstrom von

$$I_{\text{eff}} = \sqrt{\frac{2 \cdot 1,2 \cdot 0,81}{2 \cdot 45}} = 0,147 \text{ A zu bemessen.}$$

Gewicht wird ein Gleichrichter mit 0,15...0,2 A Belastbarkeit. Da die Betriebsspannung den Wert von 20 V übersteigt, sind jedoch zwei Platten erforderlich.

H. Schöfle

Schrifttum

[1] R. Rüdtenberg: Elektrische Schaltvorgänge; Berlin, Springer, 1923 (und spätere Auflagen).

[2] R. Seeliger: Physik der Gasentladungen; Leipzig, Barth, 1934.

[3] A. v. Engel und M. Steenbeck: Elektrische Gasentladungen, I. und II. Teil; Berlin, Springer, 1932.

[4] W. Finkelburg: Physik und Technik des Hochstromkohlebogens; Leipzig, Akademische Verl. Ges., 1944.

[5] W. Weizel und R. Rompe: Theorie elektrischer Lichtbögen und Funken; Leipzig, Barth, 1949.

[6] W. Burslyn: Elektrische Kontakte und Schaltvorgänge; Berlin/Göttingen/Heidelberg, Springer, 1950.

[7] H. Hertwig: Induktivitäten; Berlin, VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH, 1954.

[8] „VDR“, Spannungsabhängige Widerstände; Druckschriftenreihe „Industrielle Einzelteile“ der Deutschen Philips GmbH.

Funkenlöschung in Gleichstromkreisen

Durch jede Veränderung des Aufbaues eines beliebigen Stromkreises wird der in diesem Stromkreis ursprünglich herrschende stationäre Zustand geändert. Es treten Einschwingvorgänge auf, deren Art und Dauer vom Aufbau des Stromkreises, von der Art der Änderung und auch von der Geschwindigkeit der Änderung abhängig sind. Erst nach Abklingen der Einschwingvorgänge wird ein neuer stationärer Zustand erreicht. R. Rüdenberg hat in seinem Buch „Schaltvorgänge“ [1] diese vielfältigen Probleme eingehend behandelt.

Die in der Praxis am häufigsten durchgeführte Veränderung eines Stromkreises ist das Einschalten und Ausschalten. Beim Schalten entstehen vielfach Schaltfunken, die u. U. in einen Lichtbogen übergehen. Die Löschung oder Unterdrückung solcher Lichtbogen und Funken ist ein Wunsch, der so alt wie die Elektrotechnik selbst ist.

Einen Einblick in die Physik des elektrischen Lichtbogens und des Funkens vermitteln unzählige Forschungsarbeiten; R. Seeliger [2], A. v. Engel und M. Steenbeck [3], W. Finckelburg [4], W. Weizel und R. Rompe [5], Gaben z. B. übersehtliche, zusammenfassende Bücher über dieses Thema heraus.

Aber nicht nur elektrische, sondern auch viele physikalische und mechanische Probleme sind für den Aufbau eines einwandfreien Schalters zu berücksichtigen. Hingewiesen sei auf die Erwärmung des Schalters, das Wandern des Kontaktmaterials, das Prellen, Schweben und Schweißen der Kontakte usw. W. Burstyn [6] hat u. a. viele dieser Fragen, die beim Ausschalten von Gleichstrom in ohmschen und induktiven Kreisen, beim Ausschalten von Wechselstrom in ohmschen, induktiven und kapazitiven Kreisen sowie beim Einschalten von Gleich- und Wechselstrom auftreten, in ausführlicher Form beschrieben.

Auf die Berechnung der Ausschaltvorgänge in Stromkreisen mit Widerstand, Induktivität und Kapazität verweist (um noch ein Beispiel zu nennen) auch H. Hertwig [7]. Weitere Literatur ist in den genannten Büchern angeführt. Auch Firmendruckschriften [8] enthalten Vorschläge für die Funkenlöschung.

Abgesehen von den elektrischen, physikalischen und mechanischen Problemen zwingt heute aber selbst bei sehr kleinen Schaltern ein weiterer Gesichtspunkt zu möglichst weitgehender Funkenlöschung. Durch jeden Funkenübergang entsteht eine freie Ausstrahlung

eines Frequenzbandes, die sich sehr unangenehm in Rundfunk- und Fernsehempfängern sowie in kommerziellen Funkanlagen als Störung bemerkbar machen kann. Besonders hartnäckig wirken sich in dieser Hinsicht periodisch oder oftmals auftretende Schaltantriebenen Geräten (Büromaschinen usw.) vor. Die nachstehenden Hinweise auf eine bewährte Funkenlöschschaltung sind sowohl auf Stromkreise geringer Leistung als auch, bei entsprechender Bemessung, auf Stromkreise mit recht erheblichen Leistungen anwendbar.

Beim Schalten von Stromkreisen, die Induktivitäten enthalten, treten vor allem beim Öffnen der Schalter Funkenüberschläge und Lichtbogen an den Kontakten auf, ist z. B. in einem Stromkreis nach Abb. 1 der Schalter S geschlossen, dann fließt ein Strom i , der in der Spule L ein magnetisches Feld aufbaut und den

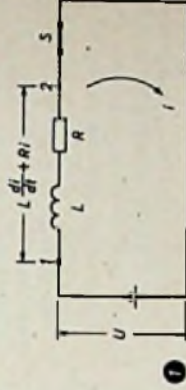


Abb. 1. Darstellung des Stromes und der Spannungen in einem Stromkreis mit Induktivitäten

Widerstand R erwärmt. Nach dem zweiten Kirchhoffschen Satz muß die Summe aller Spannungen in einem geschlossenen Stromweg Null sein. Das bedeutet, daß zwischen den Punkten 1 und 2 eine Spannung (Spannungsfal!) auftritt, die ihrem Betrag nach gleich der Batteriespannung U ist, jedoch entgegengesetztes Vorzeichen hat. Für den zeitlichen Verlauf der Ströme, die sich bei einem beliebigen Schaltvorgang in dem Stromkreis mit L und R einstellen, gilt daher die Differentialgleichung

$$L \frac{di}{dt} + Ri - U = 0 \quad (1)$$

Ist eine ausreichend lange Zeit nach dem Schließen des Schalters vergangen, dann ist der Strom i konstant. Die Selbstinduktionsspannung $L \cdot di/dt$ wird damit Null; die Gleichung nimmt

dann die Form an

$$0 + RI - U = 0 \quad (2)$$

Beim Öffnen des Stromkreises kann man sich die Unterbrechungsstelle als einen Kondensator mit der sehr kleinen Kapazität C denken, wie es in Abb. 2 angedeutet ist.



Abb. 2. Im Öffnungsmoment läßt sich die Unterbrechungsstelle mit einem Kondensator vergleichen

Die in der Induktivität L gespeicherte magnetische Energie

$$E = \frac{1}{2} L I_0^2 \quad (3)$$

wird frei. Der Strom kann nicht sofort Null werden, sondern nur schwingend abklingen, weil durch die geringe Kapazität der Unterbrechungsstelle der Dämpfungswinkel weit unter 90° liegt. Noch einer Viertelerschwingung ist er zum ersten Male Null geworden, so daß dann an der Unterbrechungsstelle ein Maximum der Spannung liegt. Da zunächst nur ein kleiner Teil der magnetischen Energie in Wärme verwandelt ist, enthält die Kapazität der Unterbrechungsstelle in diesem Augenblick fast die ganze ursprünglich vorhandene Energie des Stromkreises. Ohne großen Fehler läßt sich also setzen

$$\frac{1}{2} L I_0^2 \approx \frac{1}{2} C U^2 \quad (4)$$

Für die Spannung an der Unterbrechungsstelle ergibt sich dann

$$U \approx \sqrt{\frac{L}{C}} I_0 \quad (5)$$

Bei hoher Induktivität und hohem Anfangsstrom kann daher an der Unterbrechungsstelle eine hohe Spannung entstehen, die mit einem Funkenüberschlag einen Lichtbogen auslöst. Wird die Kapazität der Unterbrechungsstelle durch Parallelschalten eines Kondensators künstlich vergrößert, dann wird gemäß (5) die Spannung an den Kontakten kleiner.

Außerdem wächst dadurch die Schwingungsdauer. Das erste Maximum der an dem Schalter entstehenden Spannung tritt also später ein, d. h. zu einem Zeitpunkt, in dem der Kontaktabstand schon so groß geworden ist, daß

ein Funkenüberschlag nicht mehr erfolgen kann. Eine ähnliche Wirkung läßt sich erreichen, wenn man nach Abb. 3 den Kondensator parallel zur Induktivität schaltet. Die Spannung am Kondensator ist hier ebenfalls nach (5) zu ermitteln.

In der Praxis wird den Funkenlöschkondensatoren im allgemeinen ein Widerstand beigegeben (Abb. 4 u. 5). Hierdurch erhöht sich die Dämpfung des Schwingungskreises, so daß keine Schwingungen mehr auftreten und der Strom aperiodisch abklingt.

Der Dämpfungswiderstand hat außerdem noch die Aufgabe, den Entlade- bzw. Ladestrom des Kondensators beim Schließen des Schalters zu begrenzen, da sonst, besonders bei größeren Kapazitäten C , die Kontakte thermisch überlastet werden könnten.

Überbrückt man die Induktivität mit einem Widerstand (Abb. 6), dann kann sich die in der Spule gespeicherte magnetische Energie nach Öffnen des Schalters in dem durch L , R und R'

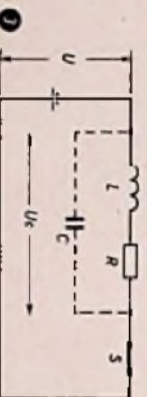


Abb. 3. Parallelschaltung einer Kapazität zur Induktivität

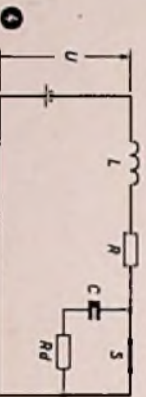


Abb. 4. Parallelschaltung eines Kondensators mit reihengeschaltetem Widerstand zur Kontaktstelle

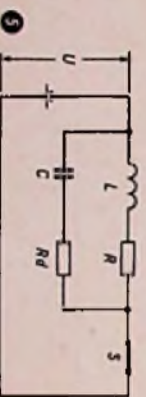


Abb. 5. Überbrückung der Induktivität durch einen Kondensator mit Serienwiderstand

gebildeten Stromkreises ebenfalls ausgleichen. Da dieser Stromkreis von der äußeren Spannungsquelle völlig unabhängig ist, nimmt (1) für diesen speziellen Fall die Form an

$$L \frac{di}{dt} + (R + R') i = 0 \quad (6)$$

Dies ist eine lineare Differentialgleichung

1. Ordnung mit konstanten Koeffizienten, deren Lösung bekannt ist. Sie hat eine Integralkonstante, die sich durch Betrachtung der Grenzbedingungen stets bestimmen läßt. Die Integration ergibt

$$\ln i + \frac{R}{L} i = K \quad (7)$$

Da im Augenblick der Schalteröffnung zur Zeit $t = 0$ noch der ursprüngliche Strom im Kreis fließt, gilt

$$i_0 = I \quad (8)$$

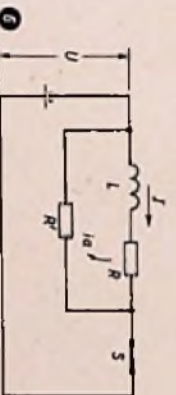


Abb. 6. Überbrückung der Induktivität durch einen parallel geschalteten Widerstand

Damit geht (7) über in

$$\ln i + \frac{R}{L} i = \ln I \quad (9)$$

Durch Delogarithmieren erhält man

$$i = I e^{-\frac{R}{L} t} \quad \text{bzw.} \quad i = I e^{-\frac{t}{T}} \quad (10)$$

wenn zur Abkürzung der Quotient

$$\frac{L}{R} = T \quad (11)$$

gesetzt wird. Dieser Ausdruck ist als Zeitkonstante des Stromkreises bekannt, da er die Dimension einer Zeit hat (Abb. 7). Der Strom klingt in einem derartigen Kreis nach einem Exponentialgesetz ab. Die Geschwindigkeit des Abklingens wird allein durch die Zeitkonstante bestimmt.

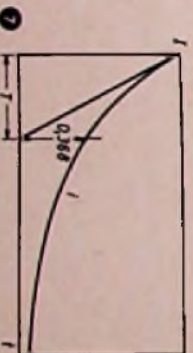


Abb. 7. Verlauf des Stromes i als Funktion der Zeit und die Zeitkonstante $T = UR$

Die Gleichung (8) besagt, daß im Augenblick der Schalteröffnung in dem durch L , R und R' gebildeten Kreis der Ausgleichsstrom die Größe des ursprünglichen Stromes hat. Die Spannung, die in diesem Augenblick an dem Überbrückungswiderstand R' herrscht, bestimmt sich demnach zu

$$u' = R' I \quad (12)$$

Durch Wahl des Widerstandes R' hat man es also in der Hand, die Höhe der Ausgleichsspannung auf den gewünschten Wert zu bringen.

Diese Form der Funkenlöschung hat den Vorteil, daß mit Sicherheit Schwingungsvorgänge ausgeschossen werden, jedoch den Nachteil, daß der Löschwiderstand einen zusätzlichen Stromverbraucher darstellt. In Fällen, in denen der Stromverbrauch keine wesentliche Rolle spielt, wird dieser Lösung wegen ihrer Einfachheit der Vorzug gegeben.

Eine Schaltung, die sämtliche Vorteile der Funkenlöschung nach Abb. 6 bietet, ohne jedoch deren Nachteile zu haben, zeigt Abb. 8. Gegenüber der Kondensatorschaltung hat sie zusätzlich den Vorteil, daß besonders bei Kreislagen mit großer magnetischer Energie sowohl der Raumbedarf als auch die Herstellungskosten geringer sind.



Abb. 8. Überbrückung der Induktivität durch einen Gleichrichter mit Serienwiderstand

Solange der Schalter S geschlossen ist, verhindert der Gleichrichter G einen Stromfluß durch den Löschwiderstand. Für den Ausgleichsstrom i_0 ist aber bei geöffnetem Schalter der Kreis geschlossen. Je nach gewünschter Zeitkonstante kann jetzt der Widerstand beliebig klein gewählt oder u. U. sogar weggelassen werden.

Wählt man den Widerstand R' groß gegenüber dem Innenwiderstand der Spule und dem Durchlaufwiderstand des Gleichrichters, dann wird während des Ausgleichsvorganges die gesamte, in der Induktivität gespeicherte Energie in diesem Widerstand in Wärme umgesetzt. Ist n die Anzahl der Schaltungen je Sekunde, dann ist der Widerstand für eine



Frequenzgang von Verstärkern

Einzelteile für die Versuche

NF-Teil eines Rundfunkgerätes; Tongenerator mit gleichbleibender Ausgangsspannung über den gesamten Tonfrequenzbereich; Vielfachmeßinstrument.

69. Versuch

Der Frequenzgang der NF-Stufe eines Rundfunkempfängers soll bestimmt werden. Hierzu ist zuerst zu kontrollieren, ob die Ausgangsspannung des verwendeten Tongenerators einigermaßen konstant bleibt (s. FT-Experimente ⑩). Der Tongenerator-Ausgang wird mit dem Plattenspieler-Eingang des Rundfunkgerätes verbunden. Die Ausgangsspannung des NF-Verstärkers wird mit einem Vielfachmeßinstrument im Wechselspannungsbereich gemessen, und zwar unter Vorschaltung eines Trennkondensators von $0,1 \mu\text{F}$ (s. FT-Experimente ⑩). Die Ausgangsspannung des Tongenerators darf nicht zu hoch sein, damit der Verstärker noch nicht übersteuert ist. Die Klangblende wird zuerst auf hell gestellt und bei unveränderter Klangblende und unveränderter Lautstärkeregelung des Verstärkers für jede eingestellte Tongenerator-Frequenz die zugehörige Ausgangsspannung abgelesen.

Tabelle der 69. Meßreihe (Tonblende hell)

Messung Nr.	Frequenz f [Hz]	Ausgangsspannung U_a [V]
231	50	1
232	100	6
233	200	10
234	400	13
235	800	16
236	1 000	17,5
237	2 000	20
238	4 000	22
239	8 000	25,5
240	10 000	23
241	12 000	17,5
242	15 000	10
243	20 000	3

Ergebnis

Die Ausgangsspannung steigt mit der Frequenz bis etwa 8000 Hz an. Danach tritt ein schneller

Rückgang ein. Die Meßwerte werden zweckmäßigerweise in ein Kurvenblatt eintragen, dessen Frequenzskala logarithmisch geteilt ist (Abb. 73). Wenn kein logarithmisch geteiltes Papier zur Verfügung steht, dann kann man sehr einfach die Skalenwerte eines Rechenschiebers auf Millimeterpapier übertragen. Je nach gewünschtem Maßstab und der Zahl der darzustellenden Dekaden wird entweder die x -Skala oder die x^2 -Skala oder die x^3 -Skala verwendet.

Für die Abb. 73 wurde ein einfach logarithmisches Netz benutzt, d. h. ein Netz, dessen y -Skala (in vorliegendem Fall die Ausgangsspannung U_a) gleichmäßig geteilt ist und dessen x -Skala dem darzustellenden Frequenzbereich von 50...20000 Hz entsprechend vier Bereiche für die Frequenzdekaden 10...100, 100...1000, 1000...10000 und 10000 bis 100000 Hz hat.

70. Versuch

Der Einfluß der Klangblende auf den Frequenzgang soll untersucht werden. Hierfür wird in gleicher Anordnung die Ausgangsspannung in Abhängigkeit von der zugeführten Tonfrequenz gemessen; diesmal wird jedoch der Klangblendenregler ganz auf „dunkel“ gestellt. Der Lautstärkeregel soll nach Möglichkeit die gleiche Stellung beibehalten wie bei der vorangegangenen Meßreihe.

Tabelle der 70. Meßreihe

(Tonblende dunkel)

Messung Nr.	Frequenz f [Hz]	Ausgangsspannung U_a [V]
244	50	6
245	100	18
246	200	25
247	400	27
248	800	21
249	1 000	18,5
250	2 000	11
251	4 000	5,5
252	8 000	2
253	10 000	1
254	12 000	0
255	15 000	0



Kennlinien von Potentiometern

Einzelteile für die Versuche

Potentiometer verschiedener Bauart; Widerstands-Meßbrücke; Vielfach-Meßinstrument.

72. Versuch

Die Kennlinie eines 100-k Ω -Potentiometers soll aufgenommen werden. Um eine genaue Ablesung des Drehwinkels zu ermöglichen, wird eine Kreisskala mit 270° von 10° zu 10° unterteilt, konzentrisch zum Befestigungspunkt des Potentiometers angebracht. Ein aufgeschraubter Zeigerknopf dient zur Anzeige. Bei der ersten Messung wird die Spannung einer Taschenlampenbatterie an die beiden Löt-fahnen für Anfang (A) und Ende (E) der Widerstandsschicht angelegt. Mit einem Vielfach-Meßinstrument wird die Spannung zwischen Anfang (A) und Schleifer (S) gemessen. Dabei zeigt sich, daß die gesamte Spannungsende-rung zwischen 0 V und der vollen Spannung innerhalb des Drehwinkels von 180° bis 240° auftritt. Unterhalb von 180° ist eine Spannungs-ablesung praktisch nicht mehr möglich.

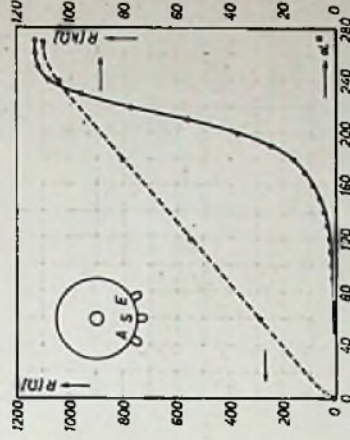
73. Versuch

Die Widerstandsmessung wird jetzt mit einer Meßbrücke durchgeführt, und zwar erfolgt die Messung zwischen Anfang der Widerstands-bahn (A) und Schleifer (S). Die normale An-ordnung der Löffelchen zeigt die Skizze in Abb. 74. 0° entspricht der Reglerdrehung ganz nach links, und 270° (der normale Drehwinkel der üblichen Potentiometer) entspricht dem Endanschlag bei Drehung nach rechts. Bei

einem Potentiometer mit der Beschriftung „0,1 M Ω + log“ wird von 10° zu 10° der Widerstand bestimmt.

Ergebnis

Der Anstieg erfolgt zuerst sehr langsam und dann immer steiler. Die Meßergebnisse werden in ein Kurvenblatt eingetragen und zeigen sehr anschaulich den Widerstandsverlauf des Po-tentiometers (Abb. 74; ausgezogene Kurve).



(74)

Diesen Verlauf nennt man „positiv logarith-misch“. Für Lautstärkeregler ist ein derartiger Verlauf geeignet, da auch das Ohr eine log-arithmische Empfindlichkeitskurve hat. Bei der Eintragung in ein logarithmisch geteiltes Blatt ergibt sich ein annähernd geradliniger Verlauf.

Tabelle der 73. Meßreihe

Messung Nr.	Drehwinkel α in Grad	Widerstand R zwischen A und S [Ω]	Messung Nr.	Drehwinkel α in Grad	Widerstand R zwischen A und S [k Ω]	Messung Nr.	Drehwinkel α in Grad	Widerstand R zwischen A und S [k Ω]
268	0	2	278	100	1,8	288	200	37
269	10	30	279	110	2,1	289	210	56
270	20	63	280	120	2,5	290	220	77
271	30	250	281	130	3,2	291	230	96
272	40	430	282	140	4,0	292	240	108
273	50	560	283	150	6,1	293	250	112
274	60	670	284	160	8,5	294	260	113
275	70	840	285	170	11,6	295	270	114
276	80	1050	286	180	16,1			
277	90	1300	287	190	24			

74. Versuch

Die Kennlinie eines Potentiometers mit der Beschriftung „1 k Ω ar“ soll aufgenommen werden. In gleicher Art wie beim 73. Versuch wird für jeden Drehwinkel der Widerstandswert zwischen Anfang und Schleifer gemessen. Bei linearem (arithmetischem) Verlauf der Widerstandskurve genügen einige wenige Meßwerte.

Tabelle der 74. Meßreihe

Messung Nr.	Drehwinkel in Grad	Widerstand R zwischen A und S [Ω]
296	0	18
297	60	290
298	120	550
299	180	800
300	240	1040
301	270	1100

Ergebnis

2

Die Widerstandsänderung erfolgt bei linearen Potentiometern geradlinig. Gleicher Drehwinkel hat die gleiche Widerstandsänderung zur Folge. Lediglich am Anfang und am Ende knickt die Kurve meist etwas ab. Die gestrichelte Kurve in Abb. 74 zeigt den Verlauf der Kurve.

75. Versuch

Ein Potentiometer mit viertem Anschluß für eine gehörtrichtige Lautstärkeregelung wird ausgemessen. Hierbei müssen wieder zahlreiche Meßwerte aufgenommen werden, damit der Kurvenverlauf richtig zum Ausdruck kommt. Der Nennwert des Potentiometers war 1,3 M Ω . Der Kurvenverlauf ist in Abb. 75 eingetragen.

Ergebnis

Der Kurvenverlauf ist bis etwa 65° Drehwinkel geradlinig. Danach steigt die Kurve bis rund 200° logarithmisch an. Der gesamte Drehwinkel ist nur 230°. Der gemessene Gesamtwiderstand beträgt 1,65 M Ω zwischen A und E. Zwischen Anfang (A) und Mittelabgriff (M) liegen 1,25 M Ω und zwischen Abgriff (M) und Ende (E) 0,4 M Ω .

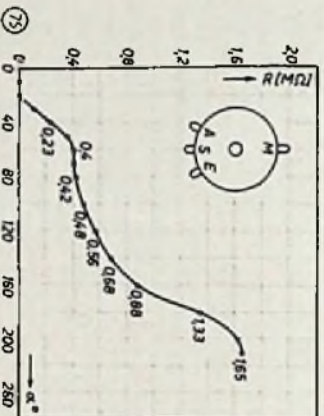
Das nächste Mal...

und

Arbeitsweise von Mikrofonen Versuche mit Plattenspielern

Die vielfältigen Regelaufgaben in modernen Verstärkern und Empfängern haben zu der Entwicklung einer großen Anzahl verschiedenster Potentiometertypen geführt. Vom kleinsten Knopp Potentiometer für Hörhilfen bis zu hochbelastbaren Ausführungen enthalten die Listen der Lieferfirmen eine große Auswahl von oft auch mit Schaltern kombinierten Modellen. Als Widerstandsmaterial dient im allgemeinen eine Kohleschicht; nur höchstbelastbare Potentiometer sind verschiedentlich Drahtpotentiometer.

Bei allen Messungen an Schichtpotentiometern ist zu beachten, daß die Widerstandsschicht durch die Messung nicht überlastet werden darf. Die kleinsten Ausführungen der üblichen



Potentiometer lassen sich zwischen Anfang und Ende nur mit 0,1 W belasten (logarithmische Potentiometer). Die größeren Ausführungen vertragen als lineare Potentiometer bis 0,8 W und als logarithmische 0,4 W. In keinem Falle darf aber die höchstzulässige Spannung überschritten werden, die bei 0,1-W-Potentiometern 100 V zwischen A und E ist, bei 0,2-W-Ausführungen 150 V, bei 0,4-W-Ausführungen 200 V und bei 0,8-W-Potentiometern 300 V. Außer den gemessenen Mustern werden auch Potentiometer mit „negativ-logarithmischer“ Kurve geliefert, bei denen in der Anfangsstellung des Schleifers der Widerstand am größten ist. Bei Umblend-Potentiometern fällt die Kurve beim ersten Potentiometer ab und steigt beim zweiten an. Die Überschneidung der Kurven in der Mitte ermöglicht ein Umblenden mit einer einzigen Drehbewegung.

Ergebnis

Das Maximum der Verstärkung liegt jetzt bereits bei 400 Hz. Nach höheren Frequenzen zu fällt die Verstärkung stetig ab. Tonfrequenzen über 12000 Hz wird nicht mehr wiedergegeben. Die Frequenzgang-Kurve kann in dasselbe Kurvenblatt eingetragenen werden und erlaubt einen guten Vergleich zwischen diesen beiden Reglerstellungen.

Schon aus diesen beiden Meßreihen geht im Schabild (Abb. 72) ganz klar die Wirkung der Tonblende hervor. Bei der Stellung „hell“ (69. Versuch) werden die tiefen Frequenzen zurückgedrängt: der Verstärker liefert für diese Frequenzen geringe Ausgangsspannungen, während die hohen Frequenzen auch hohe Verstärker-Ausgangsspannungen bringen. Die Stellung „dunkel“ gibt dagegen wünschgemäß bei den unteren Frequenzen hohe und bei den hohen Frequenzen nur geringe Ausgangsspannungen.

(Es sei noch darauf hingewiesen, daß die meisten Rundfunkempfänger der diesjährigen Saison nicht mit einer einzigen Tonblende arbeiten — wie bei diesen Versuchen angenommen — sondern vielfach getrennte Höhen- und Tiefenregelung enthalten.)

71. Versuch

Die Tonblendeneinstellung für möglichst gleichmäßige Verstärkung über den gesamten Tonfrequenzbereich soll ermittelt werden. Die Messungen sind in gleicher Weise wie bei den vorherigen Meßreihen zu wiederholen. Es zeigt sich, daß die Mittelstellung des Reglers bereits eine starke Absenkung der Höhen be-

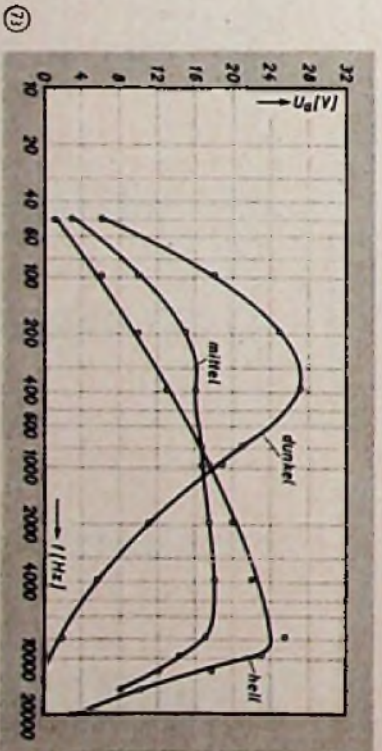
wirkt. Nach einigen Meßreihen fand sich eine Stellung mit gleichmäßiger Verstärkung. Die Stellung war ziemlich kritisch. Geringe Abweichungen hatten bereits einen starken Einfluß auf den Frequenzgang.

Tabelle der 71. Meßreihe
(Tonblende etwa letztes Drittel)

Messung Nr.	Frequenz f [Hz]	Ausgangsspannung U_a [V]
256	50	3
257	100	10
258	200	15
259	400	16
260	800	16,5
261	1 000	16,5
262	2 000	17,5
263	4 000	18
264	8 000	17
265	10 000	14
266	12 000	12
267	15 000	8

Ergebnis

Von 400 Hz bis 8000 Hz ist die Verstärkung etwa gleichmäßig. Die Meßwerte sind in dasselbe Kurvenblatt einzutragen. Beim Vergleich der drei Kurven zeigt sich, daß die Verstärkung bei 1000 Hz als mittlerer Frequenz praktisch in allen Stellungen der Tonblende gleichbleibt. Die Tiefenanhebung erfolgt etwa bei einem Maximum von 400 Hz und die Höhenanhebung bei einem Maximum von 8000 Hz.



Nebenstehend . . .

Kennlinien von Potentiometern

Abgleichgerät für ZF-Bandfilter

Das beschriebene Abgleichgerät eignet sich zum Vorabgleich von ZF-Bandfiltern. Es gestattet ohne Oszillograf einen guten Vorabgleich unter den Bedingungen, in denen die Bandfilter später im Super arbeiten. Hierbei wird jedes Bandfilter auch gleichzeitig auf seine Güte überprüft, so daß sich fehlerhafte Stücke erkennen lassen. Ferner ist das Abgleichgerät für Reparaturwerkstätten geeignet, und zwar u. a. zur schnellen Prüfung von ZF-Bandfiltern in unzureichend verstärkenden ZF-Verstärkerstufen.

Schaltung

Das Pentodensystem der Röhre EAF 42 (als Triode in normaler Rückkopplungsschaltung geschaltet) erzeugt die Zwi-

Für etwa vorhandene kleine Drehkondensatoren anderer Endkapazität läßt sich die kleine Rechnung analog durchführen. Über die Wicklung L 5/L 6 wird die Oszillatorfrequenz abgenommen; sie gelangt über einen 100-pF-Kondensator an die Diodenstrecke der EAF 42.

Der Belastungswiderstand R 1 ist zweckmäßigerweise so zu bemessen, daß sich am Mikroamperemeter A Vollausschlag erreichen läßt, wenn die Anodengleichspannung für die Oszillatoranode an P 1 entsprechend eingestellt wird. Dann arbeitet man stets mit gleicher Ampli-

Bandfilter. Über das Filter erreicht die Oszillatorfrequenz die als Triode geschaltete EF 41_{II}, in deren Anodenkreis das Mikroamperemeter B liegt, an dem die übertragene ZF-Spannung unmittelbar abgelesen werden kann. Die EF 41_{II} ist stark stromgegekoppelt, so daß ihre Kennlinie weitgehend linearisiert wird. Den Gegenkopplungsgrad regelt P 2, während sich mit P 3 die Gittervorspannung der EF 41_{II} einstellen läßt.

C 2 und C 3 bilden einen Spannungsteiler, der die Oszillatorspannung so herabsetzt, daß sich bei einem guten, kritisch ge-

Abb. 2. Gehäuseplatte (Aluminium, 3 mm dick)

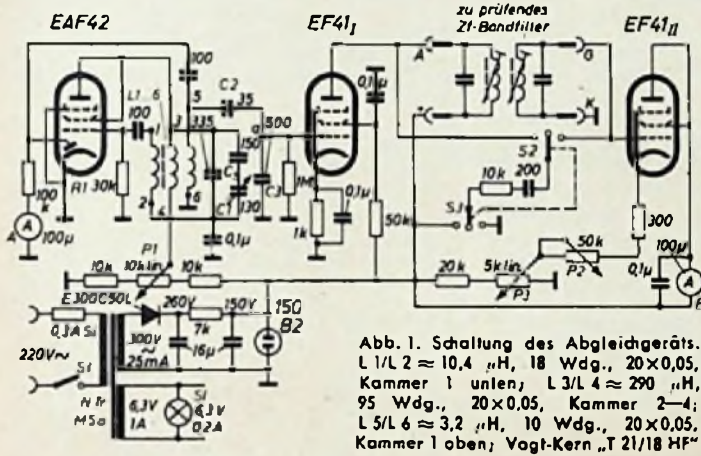
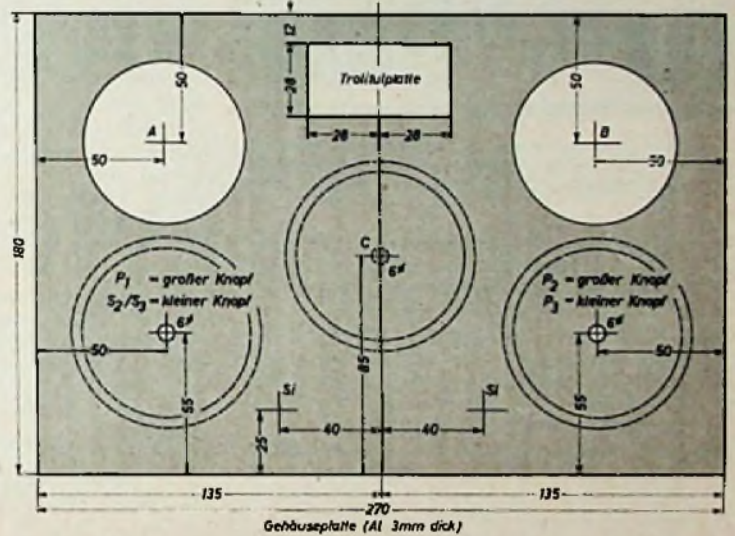


Abb. 1. Schaltung des Abgleichgeräts. L 1/L 2 ≈ 10,4 μH, 18 Wdg., 20×0,05, Kammer 1 unten; L 3/L 4 ≈ 290 μH, 95 Wdg., 20×0,05, Kammer 2—4; L 5/L 6 ≈ 3,2 μH, 10 Wdg., 20×0,05, Kammer 1 oben; Vogt-Kern „T 21/18 HF“

schensfrequenz (Abb. 1). Bei einer üblichen Zwischenfrequenz von 468 kHz und einer Verstimmung nach beiden Seiten von 20 kHz muß der Schwingungskreis den Frequenzbereich von 468 kHz ± 20 kHz umfassen. Die Frequenzverstimmung ergibt sich zu

$$100 \cdot \frac{20}{468} = \pm 4,27\%$$

Die Kapazitätsänderung muß doppelt so groß sein, also 8,54%. Mit einer Gesamtkapazität von 400 pF (einschl. einer Schaltkapazität von 30 pF) ergibt sich die Induktivität zu

$$L = \frac{25350}{0,468^2 \cdot 400} = 289,4 \mu H \approx 290 \mu H$$

Die variable Kapazität C_v folgt aus

$$C_v = \frac{400 \cdot 8,54}{100} = 34,06 \text{ pF} \approx 35 \text{ pF}$$

Da von der Mitte aus aber nach beiden Seiten verstimmt wird, muß jedoch C_v = 2 × 35 = 70 pF sein.

Ein guter kleiner Drehkondensator C 1 mit max. 130 pF konnte durch einen Serienkondensator C_s auf 70 pF gebracht werden.

$$C_s = \frac{C_1 \cdot C_v}{C_1 - C_v} = \frac{130 \cdot 70}{13 - 70} = \frac{9100}{60} \approx 150 \text{ pF}$$

Unter Berücksichtigung der Schaltkapazität von 30 pF wurde der Festkondensator mit 400—35—30 = 335 pF gewählt.

Verwendete Spezialbauteile

- Potentiometer P 1, kombiniert mit Schalter S 2/S 3 mit langer Doppelachse (Siemag, Berlin, Type „46 E II.“, 10 kΩ, mit Mayr-Schalter)
- Doppelpotentiometer P 2/P 3 mit langer Doppelachse und mit Netzschalter S 1 (Siemag, Berlin, Type „46 EE“ mit Ipol. DZ-Schalter, buchseitig lin. 50 kΩ, deckseitig lin. 5 kΩ)
- Mikroamperemeter 0 ... 100 μA (Neuberger, Type „FD 63“ für 0,1 mA Vollausschlag, Listen-Nr. 12 305)
- Spule (Vogt, Type „T 21/18 HF“)
- Aufbauscala mit Plexiglaszeiger und Prästollrahmen, 74 mm Ø (Graßmann, Type „AS 70/100 PZ“)
- Aufbauscalen mit Doppelknopf, Zeiger-Scheibe und Prästollrahmen, 74 mm Ø (Graßmann, Type „AS 70/270 NZ“, Sonderanfertigung)
- Kondensator 3×0,1 μF, 250 V (Siemens)
- Doppel-Elektrolytkondensator 16+16 μF, 400/450 V (Phillips)
- Netztransformatoren NTr: primär 220 V; sekundär 300 V, 25 mA und 6,3 V, 1 A (Erich & Fred Engel, Type „M 5a“)
- Selen-Trockengleichrichter E 300 C 50 L (AEG)
- Decklampe SI mit Fassung (Rall, L.-Nr. 948)



Abb. 3. Abgleichgerät, von oben gesehen

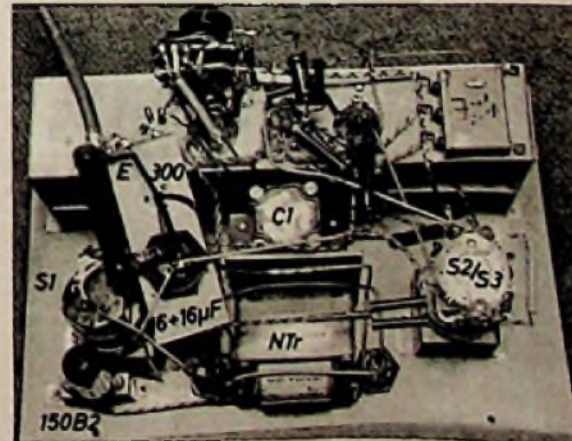


Abb. 4. Untersicht der beschalteten Deckplatte

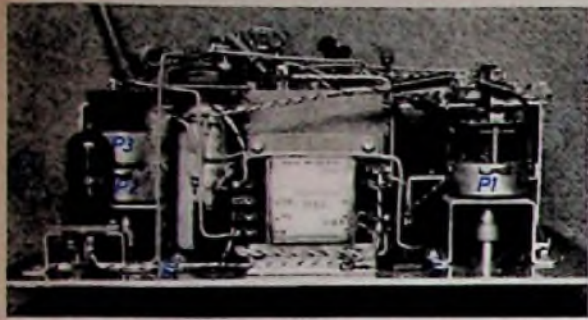


Abb. 5. Beschaltete Deckplatte (Netzseite)



Abb. 6. Seitenansicht der beschalteten Deckplatte. Die Montage der Röhren und der beiden Mikroamperemeter ist deutlich aus dem Foto erkennbar

koppeln und abgeglichenen ZF-Bandfilter ein kräftiger Ausschlag am Zeiger von B bei einer entsprechenden Einregulierung von P 2 und P 3 ergibt.

Überkritisch gekoppelte ZF-Bandfilter sind primär- oder sekundärseitig zu bedämpfen, und zwar wird mit dem Schalter S 2/S 3 das Dämpfungsglied (200 pF in Reihe mit 10 kΩ) angeschaltet.

Im Netzteil arbeitet ein Trockengleichrichter E 300 C 50 L in Einwegschialtung. Die Siebkette bilden ein Doppelektrolyt 16+16 μF und ein 3-W-Widerstand 7 kΩ. Eine Valvo-Stabilisatorröhre 150 B 2 in Miniaturlausführung hält die Spannung auf 150 V konstant.

Aufbau und Einzelteile

Das Gerät wurde in ein handliches Metallgehäuse von 120 mm Höhe eingebaut. Die Deckplatte besteht aus Aluminium (3 mm dick). An ihr sind sämtliche Einzelteile montiert. Abb. 2 gibt die Deckplatte mit allen Maßen und den hauptsächlichsten Bohrungen wieder. Abb. 3 zeigt das fertige Gerät, von oben gesehen. Für den Gehäusekasten ist 1 mm dickes Aluminium zweckmäßig, 0,5-mm-Eisenblech genügt aber ebenfalls. Die fertig beschaltete und mit Rimlockröhren bestückte Deckplatte ist von unten und von den Seiten gesehen aus den Abb. 4, 5 und 6 ersichtlich.

Der an Spannung liegende Drehkondensator C 1 wurde auf einem kleinen Bock (Abb. 7) auf einer Pertinaxplatte isoliert vom Chassis montiert. An seine kurze Achse wurde mit einer Kupplungsmuffe ein weiteres Achsstück angesetzt, das den Knopf mit Plexiglas-Haarstrichanzeiger aufnimmt. Das Loch für das Achs-

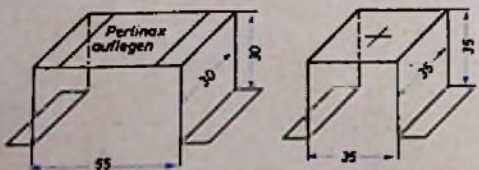


Abb. 7 (links). Bock für den Drehkondensator C 1

Abb. 8 (rechts). Zwei Böcke für die Potentiometer

stück in der Deckplatte ist gut aufzu-bohren, damit die Achse luftisoliert herausragt. P 2—P 3 ist ein Doppelpotentiometer mit langer Doppelachse. Auch das mit S 2/S 3 kombinierte Potentiometer P 1 hat eine lange Doppelachse. Diese beiden Kombiteile wurden ebenfalls auf Böcke (Abb. 8) gesetzt, damit ihre Achsen in passender Länge durch die Frontplatte ragen. Abb. 9 zeigt Maße und Aufbau des großen Bockes für die Meßinstrumente und Röhren.

Um die Mikroamperemeter auch an anderer Stelle verwenden zu können, erhielten sie 2-mm-Steckerstifte; in den Böcken wurden Aussparungen vorgesehen, die mit Pertinax abgedeckt sind. Die Pertinaxplatten nehmen je zwei Steckerbuchsen auf, wie sie beispielsweise früher zur Herstellung von Fassungen für Stiftröhren benutzt wurden. Die Klemmen A, +, G und K sitzen auf einer kleinen Trolitulplatte, die unter dem in der Deckplatte vorgesehenen Ausschnitt festgeschraubt ist. Diese Schraubverbindungen können auch als Steckanschlüsse ausgeführt werden, wenn ständig die gleichen Filtertypen zu prüfen sind.

Sämtliche Böcke sind an der Frontplatte festgenietet. Da die Nietstifte in der Frontplatte von außen versenkt wurden, bilden sie mit der Plattenoberseite eine ebene Fläche. Bei einer spritzlackierten Frontplatte sind sie nicht mehr zu sehen. Die Fassung für die Stabilisatorröhre ist auf zwei Winkeln nach Abb. 10 befestigt. Nach dem Spritzen des Metallgehäuses werden die Einzelteile montiert. Für einen Schwingungskreis hoher Güte empfiehlt sich z. B. eine Vogt-Topfkernspule

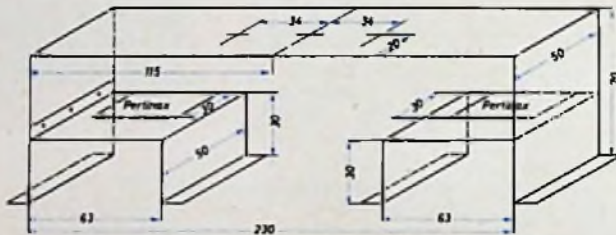
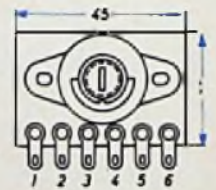


Abb. 9. Großer Bock für die Röhren und Mikroamperemeter



Abb. 10. Zwei Böcke für die Fassung der 150 B 2

Abb. 11. Spulenplatte mit Lötösen



„T 21/18 HF“. Sie läßt sich auf einer kleinen Pertinaxplatte mit sechs Anschlußlötösen aufbauen (Abb. 11). Wickeldaten für diesen Spulenkörper sind in Abb. 1 angegeben. Um die Spule später bei geschlossenem Gerät bequem von außen abgleichen zu können, erhielt das Gehäuse vor dem Spritzen an der entsprechenden Stelle ein Loch von 8 mm Durchmesser. Die Spule ist so weit auf ihrem Bock zurückzusetzen, daß der Kern weit herausgeschraubt werden kann, ohne an die Kastenwand anzustoßen. Das Spulenaggregat ist zweckmäßigerweise vor dem Einbau künstlich zu altern; dazu wird es etwa eine Woche lang einer mäßigen Wärme ausgesetzt (hinter warmen Ofen).

Für den Drehkondensator C 1 wurde ein Plexiglaszeiger mit einer Aufbauscala mit Preßstoffrahmen, 74 mm φ und einer über 180° laufenden Skalenteilung von 0... 100 benutzt. Die untere Skalenhälfte über 180° ist für Direkteichung frei. Das Doppelpotentiometer P 2/P 3 und das mit dem Schalter S 2/S 3 kombinierte Potentiometer P 1 sind über Doppelknöpfe mit Zeigerseibe und Aufbau-skala mit 270° umfassender Skalenteilung von 0... 270 zu bedienen.

Die Verdrahtung ist unkritisch. Es ist nur darauf zu achten, daß die Anodenleitung der EF 41₁ nicht mit der Gitterleitung der EF 41₁₁ koppelt; dies würde natürlich den Kopplungsgrad der Bandfilter verfäl-

schen. Abgeschirmte Leitungen waren im Mustergerät nicht notwendig. Beim Verdrahten der Röhrenfassungen haben sich Phantome gut bewährt.

Die Röhren lassen sich bequem in die Fassungen einsetzen bzw. aus diesen entfernen, obwohl die Glaskolben der Röhren nach der Deckplatte zu gerichtet sind.

Inbetriebnahme und Eichung

Zur Vororientierung werden am besten an ein besonders gut auf die Bezugsfrequenz (z. B. 468 kHz) abgeglichenes hochwertiges ZF-Bandfilter vier biegsame Drähte angelötet, so daß das Bandfilter an die Kordelschrauben A, +, G und K angeschlossen und in eine solche Lage gebracht werden kann, daß es sich nachgleichen läßt. Die Klemme K wird außerdem mit der Abschirmhaube des Filters und mit der Erde verbunden.

Nun schaltet man das ans Netz angeschlossene Gerät durch Hochziehen des rechten kleinen Drehknopfes (P 3) ein. Hierbei wird der mit diesem Doppelpotentiometer gekoppelte Netzschalter S 1 (Zug-Druck-Schalter) betätigt. Schwingt der Oszillator, dann schlägt der Zeiger des linken Mikroamperemeters A aus. Durch Drehen des linken großen Skalenknopfes (P 1) muß sich der Zeiger von A auf genau 0,1 mA einstellen lassen. Wird das nicht erreicht, dann ist der Widerstand 100 kΩ gegen einen kleineren Wert auszutauschen. Zeigt A keinen Strom an, so schwingt der Oszillator nicht. Die Anschlüsse der Rückkopplungsspule L 1—L 2 sind dann zu vertauschen. Nun wird P 2 zunächst auf 270° gestellt

und P 3 so eingeregelt, daß B etwa 0,02 mA anzeigt¹⁾. Beim Verdrehen des Skalenknopfes von C 1 muß der Zeiger von B im Resonanzfall am weitesten ausschlagen (hierbei sind P 2 und P 3 entsprechend zurückdrehen). An der Topfkernspule ist nun der Schwingungskreis so abzugleichen, daß die Resonanzfrequenz in der Mittelstellung des Drehkondensatorzeigers erreicht wird. Unter Umständen muß man das ZF-Bandfilter auf Höchstauschlag von B noch nachgleichen. Durch Ändern des Spannungsteilverhältnisses C 2 : C 3 ergibt sich die Möglichkeit, die an das Filter gelangende Oszillatorspannung zu erhöhen oder zu erniedrigen, wenn der Resonanzausschlag an B zu klein oder zu groß ausfällt und ein passender Ausschlag durch P 2 bzw. P 3 sich nicht einregeln lassen sollte. Weiter ist durch Verkleinern von C₂ im

¹⁾ Alle Potentiometer müssen so geschaltet sein, daß bei Rechtsdrehung ihrer Drehknöpfe die zugeordneten Mikroamperemeter mehr Strom anzeigen.

Bedarfsfall zu erreichen, daß das Band weiter gedehnt wird, wenn die Spannung an B beiderseits der Mittelstellung des Drehkondensatorzeigers zu rasch abfällt. Das Eichen der Drehkondensatorskala nach Frequenzen erfolgt mit einem Oszillografen und einem genau arbeitenden Prüfgenerator oder am einfachsten mit einem genau geeichten Frequenzmesser. Stehen solche Geräte nicht zur Verfügung, dann läßt man das Gerät am besten in einer gut eingerichteten Radio-Werkstatt eichen. Für den, der nur einen Prüfgenerator besitzt, sei folgendes Verfahren empfohlen:

1. Ein gutes ZF-Bandfilter wird an das Abgleichgerät angeschlossen.
2. Die Gitterleitung der EF 41₁ trennt man an Punkt a der Schaltung (Abb. 1) ab und schließt an das Gitter den Ausgang des Prüfgenerators an, der möglichst genau auf 466 kHz eingestellt ist. Seine unmodulierte HF-Ausgangsspannung ist so einzuregeln, daß an B aus der Nullstellung des Zeigers ein kräftiger Ausschlag erreicht wird, wenn das ZF-Bandfilter auf kritische Kopplung genau nachgeglichen ist.
3. Wird jetzt das Gitter der EF 41₁ bei a wieder ungeschlossen, dann ist an der Spule der Schwin-

gungskreis so hinzutrimmen, daß in der Mittelstellung des Drehkondensatorzeigers erneut Resonanz eintritt. Mit P 2/P 3 wird sich auch der gleiche Zeigerausschlag an B wieder einstellen lassen.

4. Schaltet man nunmehr den Prüfgenerator nochmals wie vor beschrieben an und regelt seine HF-Ausgangsspannung so ein, daß an B der gleiche Resonanzausschlag wie unter 3. erreicht wird, dann haben beide Generatoren auch die gleiche Oszillatorspannung. Anschließend wird der Prüfgenerator nacheinander auf 466, 464, 470 und 472 kHz eingestellt; die zugehörigen Zeigerausschläge von B sind zu notieren.

5. Das Gitter der EF 41₁ kommt erneut an den Punkt a, und der Drehkondensatorzeiger wird nach beiden Seiten auf die notierten Zeigerausschläge von B gestellt. Die gefundenen Stellungen des Drehkondensatorzeigers sind in Skalengraden (z. B. 40° für 466 kHz und 60° für 470 kHz) zu vermerken.

6. Um weiter eichen zu können, wird es nötig sein, das ZF-Bandfilter mit dem Prüfgenerator auf eine neue Zwischenfrequenz abzugleichen, z. B. auf 460 kHz. Dann läßt sich in der vorgeschriebenen Weise die Drehkondensatorskala des Abgleichgeräts auf 460, 462 und 458 kHz eichen.

7. Mit dem auf 476 kHz nachgeglichenen ZF-Bandfilter wird schließlich die Eichung für die Frequenzen 476, 474 und 478 kHz durchgeführt.

Die gefundenen Eichpunkte können auf den unteren Kreisbogen der Drehkondensatorskala eingetragen werden.

Abgleichgerät und Prüfgenerator sind vor Beginn des Eichens mindestens eine halbe Stunde vorher einzuschalten, damit beide Geräte ihre Betriebstemperatur erreicht haben und konstante Spannungen abgeben. Voraussetzung für das Gelingen dieser einfachen Eichung ist, daß der Prüfgenerator eine ausreichend hohe Spannung abgeben kann.

Verwendung

Die beiden Mikroamperemeter brauchen nicht nach Spannungen geeicht zu werden; ihre Absolutanzeige genügt. Außer dem Vorabgleich von ZF-Bandfiltern in kritischer, unterkritischer und überkritischer Kopplung ermöglicht das Abgleichgerät die Aufnahme von Bandfilterkurven und das Beurteilen der Güte von ZF-Bandfiltern nach dem Zeigerausschlag des Mikroamperemeters B. Bei überkritisch gekoppelten Bandfiltern kann das Verstimmungsglied $10\text{ k}\Omega + 200\text{ pF}$ durch Umlegen des Schalters S 2/S 3 mit dem linken kleinen Drehknopf rasch primär- oder sekundärseitig an das abzugleichende Bandfilter geschaltet werden.

HEINZ RICHTER

Was ist eine Frequenzmarke?

Viele Radiotechniker verbinden mit dem Begriff „Frequenzmarke“ auch heute noch die richtige Vorstellung. Frequenzmarken spielen bei der oszillografischen Darstellung von Frequenzkurven, die sich in der UKW- und Fernsehtechnik mehr und mehr einbürgert, zur Fixierung genauer Frequenzwerte eine große Rolle. In den einschlägigen Beschreibungen werden der Begriff Frequenzmarke und ihr Zustandekommen als bekannt vorausgesetzt. Daß das nicht immer zutrifft, geht daraus hervor, daß sich viele Radiotechniker unter Frequenzmarken Impulse vorstellen, die beispielsweise von einem Multivibrator oder einer ähnlichen Anordnung erzeugt werden.

In Abb. 1 ist nun eine der gebräuchlichsten Anordnungen der oszillografischen Darstellung von Frequenzkurven unter Beifügung von Frequenzmarken wiedergegeben. Der Ausgang eines Wobbel-Senders wird mit dem Eingang des zu untersuchenden Objektes, z. B. einer Fernseh-Empfängers, verbunden. Dessen Ausgang steht mit dem Eingang eines Oszillografenverstärkers in Verbindung, der seinerseits die Meßplatten der Oszillografenröhre steuert. An den Eingang des Meßobjektes wird außerdem über eine regelbare kleine Kapazität der „Markensender“ gelegt, der aus einem möglichst genau geeichten, unmodulierten Hochfrequenzsender besteht. Mit dem Kondensator C kann man die Amplitude der Markensenderspannung regeln.

Auf Grund der beschriebenen Meßanordnung werden die Spannungen des Wobbel-Senders und des Markensenders gleichzeitig dem Meßobjekt zugeführt und gelangen dort zur Mischung. Es ergibt sich demnach hinter dem Demodulator eine Differenzfrequenz f_x , die sich entsprechend der Frequenzverwerfung des Wobbel-Senders periodisch ändert. Ist die Markensenderfrequenz so eingestellt, daß sie bei der Mittelfrequenz des Wobbel-Senders mit dieser übereinstimmt, dann ist die Differenzfrequenz Null, während

zu den äußersten Grenzen des Wobbel-Hubes die größten Frequenzen f_x gehören. Diese Verhältnisse sind in Abb. 2 dargestellt. In der Praxis fällt die Differenzfrequenz meistens schon etwas früher auf Null, weil eine Mitnahme des einen durch den anderen Sender eintritt. Dieser Effekt ist aus der HF-Technik allgemein bekannt.

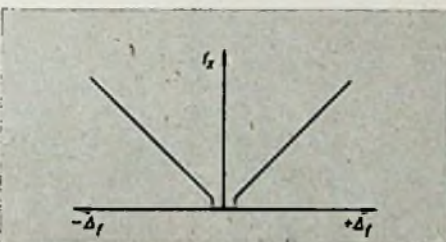


Abb. 2. Differenzfrequenz als Funktion des Hubes

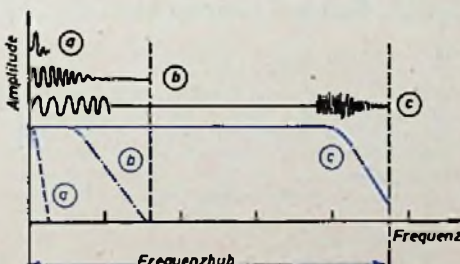


Abb. 3. Einfluß der Bandbreite des Verstärkers

Die sich bei der Mischung ergebenden Differenzfrequenzen müssen sich natürlich im Leuchtschirmbild bemerkbar machen, d. h. die zugehörigen Spannungen müssen entsprechende Ausschläge in vertikaler Richtung hervorrufen. Liegen nun sämtliche beim Wobbeln durch den Markensender erzeugten Differenzfrequenzen innerhalb der Bandbreite des Meßobjektes, dann werden die zugehörigen Amplituden in gleichmäßiger Höhe auf dem Leuchtschirm erscheinen. Im allgemeinen ist jedoch die Bandbreite hin-

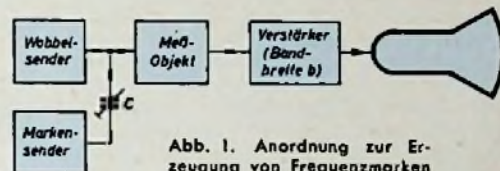


Abb. 1. Anordnung zur Erzeugung von Frequenzmarken

ter dem Demodulator des Meßobjektes begrenzt, weil man die hohen Frequenzen zur Vermeidung von Schwingerscheinungen und im Interesse einer nicht veräuschten Leuchtschirmfigur bewußt abschneidet. Das kann durch einen Kondensator erfolgen, der den Ausgang des Demodulators für höhere Frequenzen gegen Masse kurzschließt, aber auch durch einen nachgeschalteten Oszillografenverstärker entsprechend kleiner Bandbreite.

In Abb. 3 sind die sich nunmehr ergebenden Verhältnisse dargestellt. Im Fall c ist die hinter dem Demodulator wirksame Bandbreite noch vergleichbar mit dem Wobbel-Hub, also mit dem erzeugten Differenzfrequenz-Bereich. Deshalb wird ein großer Teil der Leuchtschirmfigur von den Amplituden der zugehörigen Differenzfrequenzen überlagert sein. Im Fall b ist der Wobbel-Hub schon wesentlich größer als das vom Verstärker noch zur Wiedergabe brachte Frequenzband. Im Leuchtschirmbild ist daher jetzt bereits weniger zu sehen, d. h. es kommen nur noch die zu den verhältnismäßig tiefen Frequenzen gehörenden Amplituden zur Darstellung. In Kurve a ist schließlich die wirksame Bandbreite hinter dem Demodulator verschwindend klein gegenüber dem Frequenz-Hub. Infolgedessen wird man im Leuchtschirmbild nur noch an einer eng begrenzten Stelle vertikale Ausschläge wahrnehmen, die zu den sehr tiefen, in den Durchlaßbereich des Verstärkers fallenden Differenzfrequenzen gehören. Da beim Wobbeln die Differenzfrequenz Null periodisch durchlaufen wird, treten die Ausschläge im Leuchtschirmbild natürlich zweimal auf, und zwar kurz vor und kurz nach dem Durchlaufen des Nullwertes. Diese Ausschläge stellen nun die eigentliche Frequenzmarke dar. Die Mitte der Marke entspricht genau der Differenzfrequenz Null, besagt also, daß dort die augenblickliche Wobbel-Senderfrequenz identisch ist mit der Frequenz des Markensenders, die



Abb. 4. Der Frequenz-Hub ist mit der Bandbreite des Oszillografenverstärkers vergleichbar

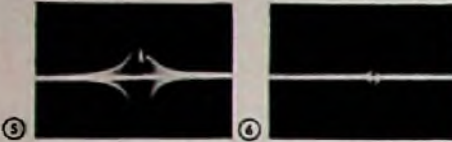


Abb. 5. Der Frequenz-Hub ist größer als die Bandbreite

Abb. 6. Der Frequenz-Hub ist sehr groß gegenüber der Bandbreite des Verstärkers

nun an dessen Skala abgelesen werden kann. Wir wissen also, daß der mit der Frequenzmarke angedeuteten Stelle des Schirmbildes genau die abgelesene Markensenderfrequenz entspricht.

Die Oszillogramme Abb. 4, 5 und 6 veranschaulichen noch einmal die in Abb. 3 skizzierten Verhältnisse. In Abb. 4 ist der Wobbel-Hub bzw. das Differenzfrequenzband mit der Bandbreite des nachgeschalteten Oszillografenverstärkers vergleichbar. Man sieht, daß die Amplituden der Differenzfrequenz von links nach rechts zunächst nach Maßgabe der mit abnehmender Frequenz immer größer werdenden Verstärkung des Oszillografenverstärkers ansteigen. Anschließend an die größte Amplitude tritt Mitnahme auf, d. h., die Differenzfrequenz wird Null. In der Mitte der Mitnahmelücke stimmen die Markensender- und die Wobbersenderfrequenz genau überein. Mit fortschreitender Wobbelung hört schließlich die Mitnahme auf, und es entsteht neuerdings eine zunächst sehr tiefe Differenzfrequenz. Die zugehörigen Amplituden werden mit zunehmender Differenzfrequenz wieder kleiner, weil allmählich die Bandbreite des Oszillografenverstärkers überschritten wird. Der schräge Abfall des zur Differenzfrequenz Null gehörenden Leuchtstriches rührt davon her, daß die sehr tiefen Frequenzen im Oszillografenverstärker nicht mehr richtig wiedergegeben werden. Es ergibt sich eine Differenzierung, wie sie von der Übertragung von Impulsen bekannt ist, deren zeitliche Dauer größer ist als die Zeitkonstante des Verstärkers. Man sieht übrigens deutlich in Abb. 4, daß die Frequenzen mit zunehmender Annäherung an die Mitnahmelücke immer kleiner werden; die Abstände der Schwingungsamplituden vergrößern sich zusehends.

In Abb. 5 ist das Verhältnis zwischen Wobbel-Hub und Bandbreite schon wesentlich größer, während es in Abb. 6 etwa dem Fall α von Abb. 3 entspricht. Hier erkennt man die Frequenzmarke so, wie sie in Wirklichkeit auf dem Leuchtschirm zu sehen ist. Sie ist also mit dem Oszillogramm nach Abb. 4 vollkommen identisch; Abb. 4 stellt gewissermaßen eine mikroskopische Vergrößerung von Abb. 6 dar.

Mit den vorstehenden Zeilen sind Entstehung und Wesen der Frequenzmarke klar umrissen. Die Frequenzmarken sind um so schmäler und um so schärfer ausgeprägt, je kleiner die Bandbreite des nachgeschalteten Verstärkers im Verhältnis zum Wobbel-Hub ist. Darauf muß man beim Entwurf von Wobbel-Einrichtungen achten. Besonders schmale Frequenzmar-

ken mit sehr großen Amplituden erhält man bei Verwendung von Verstärkern mit ausgeprägten Resonanzspitzen. Schaltet man z. B. in den Anodenkreis des Oszillografenverstärkers einen relativ dämpfungsarmen, auf etwa 500 Hz abgestimmten Schwingkreis, dann werden Differenzfrequenzen von diesem Wert besonders große Ausschläge hervorrufen, die seitlich um so schärfer begrenzt sind, je größer die Güte der Resonanzkreise ist. Allerdings gibt es hier eine durch die Einschwing-Erscheinungen bestimmte Grenze, die eine zu große Güte der Schwingkreise verbietet. Bei zu geringer Dämpfung würden auch die Amplituden wieder abnehmen, weil der Schwingkreis bei gegebener Wobbel-Geschwindigkeit keine Zeit hätte, um sich bis zur Endamplitude aufschaukeln zu können.

Die Anordnung nach Abb. 1 hat den Nachteil, daß im Meßobjekt unter allen Umständen beide Frequenzen, die des Wobbel-Senders und die des Markensenders, verarbeitet werden müssen. Wählt man die Spannung des konstanten Markensenders zu hoch, dann treten unter Umständen Übersteuerungen der Verstärkerrohren des Meßobjektes ein, die zu

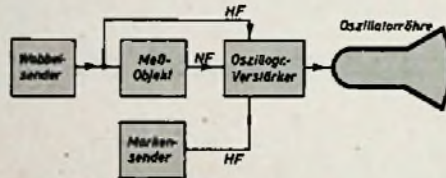


Abb. 7. Frequenzmarkenerzeugung durch Mischung in der ersten Röhre des Oszillografenverstärkers

einer Herabsetzung der Verstärkung durch Arbeitspunktverlagerungen führen. Im Leuchtschirmbild macht sich dies durch eine Verringerung der Bildhöhe, evtl. auch durch Verzerrungen der Leuchtschirmfigur selbst, bemerkbar. Will man diesen Fehler vermeiden, dann kann man sich einer Schaltung nach Abb. 7 bedienen. Dem Meßobjekt wird lediglich die Spannung des Wobbel-Senders zugeführt, der Ausgang des Meßobjektes steht mit dem Eingang des Oszillografenverstärkers in Verbindung. Dessen erste Röhre wird als Mischröhre ausgebildet,

der man nicht nur die Ausgangsspannung des Wobbel-Senders, sondern auch die des Markensenders zuführt. Es entsteht eine Frequenzmarke in der gleichen Weise wie schon beschrieben, während das Meßobjekt durch die Markensenderspannung nicht mehr beeinflusst werden kann.

Abschließend sei noch darauf hingewiesen, daß sich Frequenzmarken auch ohne Zuhilfenahme eines Markensenders erzeugen lassen¹⁾. Man verwendet kleine,

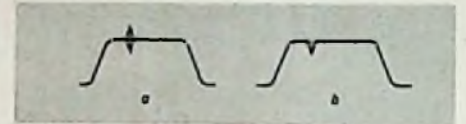


Abb. 8. Aussehen von Frequenzmarken. Fig. a: Normale Frequenzmarken, Fig. b: Frequenzmarken, durch eingekoppelte Resonanzkreise erzeugt

auf genau bekannte Frequenzen abgestimmte Schwingkreise, die in geeigneter Weise mit den im Meßobjekt vorkommenden Resonanzkreisen gekoppelt werden. Das Verfahren an sich ist z. B. von den Ton-Sperrkreisen in Fernseh-Empfängern her bekannt. Auf dem Leuchtschirm erhält man dann Frequenzmarken nach Abb. 8b, die sich vom Aussehen der bisher besprochenen Frequenzmarken nach Abb. 8a unterscheiden. Natürlich ist dieses Verfahren nur anwendbar, wenn die Resonanzkreise des Meßobjektes zugänglich sind.

Frequenzmarken lassen sich auch durch Dunkelastung der Oszillografenröhre erzeugen. Hierbei leitet man dann aus der zu der Frequenzmarke gehörenden Spannung einen negativen Impuls ab und schaltet diesen auf den Wehnelt-Zylinder der Oszillografenröhre. Weiterhin ist das Zustandekommen von Frequenzmarken nicht nur auf die Mischung der Grundwellen des Markensenders und des Wobbel-Senders beschränkt; ebensogut lassen sich die Oberwellen heranziehen, die ebenfalls zur Ausbildung der Differenzfrequenz Null führen, wie eine einfache Überlegung zeigt. Wichtig ist stets, daß man weiß, wie die Frequenzmarken zustande kommen und wovon ihr Aussehen im Leuchtschirmbild und ihre seitliche Begrenzung abhängen.

¹⁾ FUNK-TECHNIK, Bd. 9 (1954), H. 6, S. 162.

XVII. Salon National de la Radio et de la Télévision

Vom 2.—12. 10. 54 fand in Paris eine besonders für das große Publikum gedachte Ausstellung der Rundfunk- und Fernsehindustrie statt. Das Gewicht lag in diesem Jahre wieder auf dem Fernsehen; 1954 sollte endlich „l'année de la télévision“ werden. Seit der Einführung des 819-Zellen-Systems vor mehr als fünf Jahren entwickelt sich die französische Fernsehindustrie zwar stetig weiter, aber das „große Fernsehgeschäft“ blieb bisher aus.

In Frankreich gibt es jetzt vier Fernsehsender, die z. T. noch provisorisch mit niedrigen Leistungen betrieben werden. Paris ist mit Lille und Straßburg im Programmaustausch; die Richtverbindung nach Marseille ist noch nicht fertig. Von den etwa 50 Ausstellern des Salons waren 38 auf der Fernseh-Straße vertreten. Außerdem gibt es in Frankreich noch zahlreiche Fabrikanten von Fernsehgeräten, die auf fast handwerklicher Basis arbeiten.

Die Bilder gefielen und schienen noch schärfer und kontrastreicher als im Vorjahr. Die meisten Geräte waren mit Bildröhren über 36 cm ausgerüstet. Kombinierte Radio-Fernseh-Ponogeräte sind weniger gefragt.

Auch industrielles Fernsehen wurde gezeigt. Besonders fiel dabei eine Anlage von Derveaux auf, die das Bild nicht in Raster-, sondern in Spiralfarm

abtastet. Dies bringt eine bessere Ausnutzung der billigeren runden Bildröhren und zugleich wesentliche Vereinfachungen in der Ablenk- und Synchronisierungstechnik. Die veränderliche Umlaufgeschwindigkeit des Elektronenstrahls bedingt höchste, erwünschte Schärfe in der Bildmitte.

Die glitzernde und manchmal bunte Aufmachung von Rundfunkempfängern der letzten Jahre hat jetzt fast gänzlich einer schlichteren Form Platz gemacht, die sehr der in Deutschland üblichen Bauweise ähnelt. Nur die Preßstoffgehäuse der Zweitgeräte zeigen phantasievolle Gestaltungen und aufdringliche Farben.

Mehr als ein Lautsprecher ist nur in Luxusgeräten zu finden; 3 D-Raumklang oder ähnliche Werbeargumente sah man nirgends. Auch Heimgeräte mit automatischer Scharfabbildung oder Motorabstimmung wurden u. W. nicht gezeigt. Der immer noch einzige französische FM-Sender Paris gab für die Ausstellung ein besonderes Programm.

Als Fernseh-Projektion sah man auf einer Leinwand von etwa 4 m² Bilder erstaunlicher Helligkeit und Schärfe. Die Attraktion eines Fernseh-„Spiegels“ lehlte ebenfalls nicht. Zu manchen Zellen wurde das von ihm aufgenommene Bild — sozusagen als Pausenzeichen — über die Antenne abgestrahlt, ohne daß die Besucher es offenbar wußten.

H. Schreiber

Das Kompensationsvoltmeter

Der Funktechniker muß durch genaue Messungen exakte Angaben über die Arbeitsweise seiner Geräte machen können. Er hat es dabei teilweise mit sehr hochohmigen Stromkreisen zu tun (Gittervorspannung, Schwundregelung usw.). Eine Messung mit normalen (verhältnismäßig niederohmigen) Instrumenten würde das Meßergebnis verfälschen. Bei jeder Messung wird dabei dem zu messenden Stromkreis eine Leistung entnommen, die die ursprünglichen Verhältnisse im Stromkreis stört. Je kleiner die entnommene Meßleistung ist, um so genauer ist das Meßergebnis. Für empfindliche Messungen in hochohmigen Stromkreisen verwendet man deshalb z. B. Röhrevoltmeter. Allerdings sind auch dabei durch manchmal hohe Meßtoleranzen der Meßgenauigkeit Grenzen gesetzt.

Nachstehend ist nun ein Kompensationsvoltmeter beschrieben, bei dem keinerlei Eichschwierigkeiten auftreten. Der Selbstbau ist ohne Schwierigkeiten durchzuführen. Das verwendete Material muß allerdings hochwertig sein, da bei einem Voltmeter mit einem Eingangswiderstand bis zu 10^{11} Ohm an die Isolation aller Einzelteile sehr hohe Anforderungen gestellt werden müssen.

Das Meßprinzip

Normale Spannungsmessung

Durch den inneren Widerstand R_i des Instrumentes (Abb. 1) und den Vorwiderstand R_v

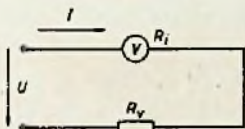


Abb. 1. Normale Spannungsmessung

treibt die Spannung U einen Strom I . Die Spannung U rufe jetzt Endausschlag des Instrumentes hervor; der Strom sei dabei I_2 . Der gesamte Innenwiderstand R_{ges} der Meßanordnung ist dann

$$R_{\text{ges}} = R_i + R_v = \frac{U}{I_2} \quad (1)$$

Kompensationsmethode

Die zu messende Spannung U wird nach Abb. 2 mit einer Hilfsspannung U_{hilfs} ver-

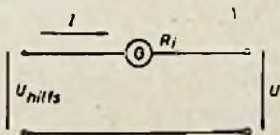


Abb. 2. Spannungsmessung mit Kompensation

glichen. Für $I = 0$ gilt $U = U_{\text{hilfs}}$. Die Spannung U_{hilfs} läßt sich ohne Schwierigkeiten messen, so daß damit U bekannt ist. Theoretisch entnimmt die Meßapparatur dem Stromkreis überhaupt keine Leistung, da $I = 0$.

In der Praxis muß aber doch mit einem kleinen Strom gerechnet werden. Für gute Instrumente mit Messerzeiger und Spiegelskala kann man diesen Strom I_0 zu etwa $1/1000$ des Stromes I_2 bei Endausschlag annehmen, so daß sich für den Innenwiderstand dieser Anordnung ergibt

$$R_{\text{ges}} = \frac{U}{I_0} = 1000 \frac{U}{I_2} \quad (2)$$

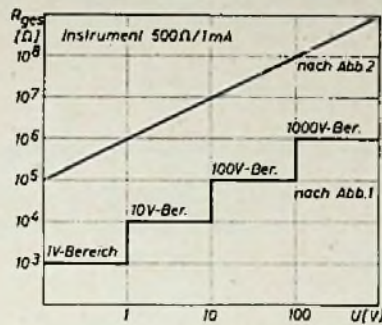


Abb. 3. Gesamtwiderstände der Anordnungen nach Abb. 1 und 2 als Funktion der Spannung

In Abb. 3 sind die Gesamtwiderstände als Funktion der angelegten Spannungen aufgetragen.

Meßfehler

Nach Abb. 4 gilt

$$U^a - U_{\text{hilfs}} = dU \quad (3)$$

R_g sei der Gesamtwiderstand aller im Kompensationsstromkreis liegenden Widerstände mit Ausnahme von R_i .

Für den Fall des Abgleichs $I = I_0$ gilt

$$dU_0 = (R_i + R_g) I_0 \quad (4)$$

Dabei ist der Fehler

$$F = \frac{dU_0}{U} \cdot 100\% \quad (5)$$

In Abb. 7 sind für verschiedene Fehler die kleinstzulässigen Spannungen über den Daten des Kompensationsstromkreises aufgetragen. Dabei ist zu beachten, daß zu diesen Fehlern noch weitere hinzukommen, und zwar insbesondere der Fehler des Voltmeters, mit dem die Hilfsspannung gemessen wird.

Normale Strommessung

Der gesamte Innenwiderstand R eines Strommeßinstrumentes soll möglichst klein sein, damit der Spannungsabfall am Instrument gering ist. In der üblichen Schaltung (Abb. 5) ist

$$R \cdot I_0 = R_i \cdot I_2 \quad (6a)$$

oder

$$R = R_i \frac{I_2}{I_0} \quad (6b)$$

Kompensations-Strommessung

Aus Abb. 6 ergibt sich, daß der Wert des Widerstandes R_k nur durch den Meßfehler nach unten hin begrenzt ist. Wie bereits gesagt, läßt sich der Strom I nicht genau auf 0 abgleichen, so daß U nicht exakt bestimmt werden kann. Für $I_0 \gg I$ gilt nun

$$dU = U - U_{\text{hilfs}} \quad (7a)$$

$$dU = I_0 (R_i + R_g) \quad (7b)$$

Dabei stellt R_g wieder sämtliche in diesem

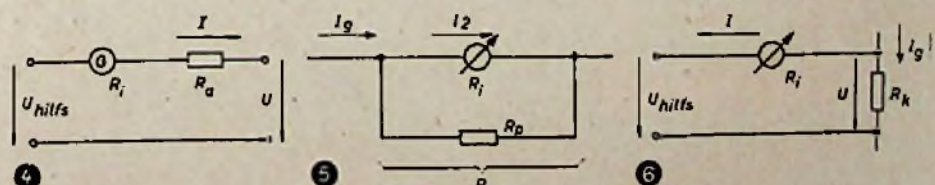


Abb. 4. Widerstände im Stromkreis bei der Spannungsmessung nach der Kompensationsmethode. Abb. 5. Normale Schaltung zur Strommessung. Abb. 6. Strommessung in Kompensationschaltung

Stromkreis liegenden Widerstände mit Ausnahme von R_i dar.

Aus Abb. 7 kann man die minimal zulässigen Spannungen für die entsprechenden Fehler ablesen.

Abb. 8 zeigt nun, daß das Verhältnis „normale Messung zu Kompensationsmessung“ hier nicht so günstig liegt wie bei der Spannungs-

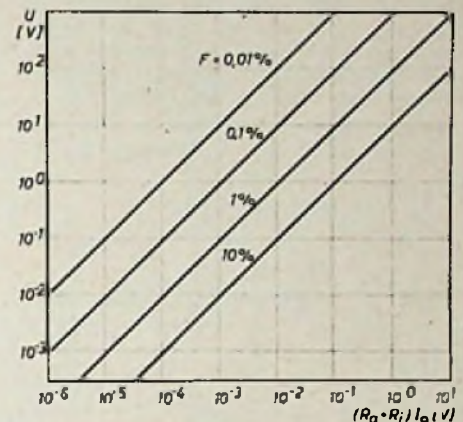


Abb. 7. Kleinstzulässige Spannungen in Abhängigkeit von $(R_g + R_i) \cdot I_0$ des Kompensationskreises

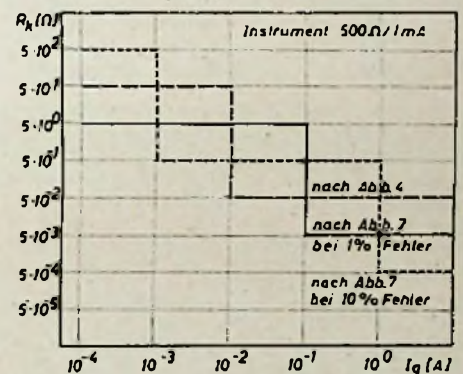


Abb. 8. Größe des zulässigen Meßwiderstandes R_k bei der Strommessung nach der Kompensationsmethode; abhängig vom zu messenden Strom

messung. In der endgültigen Schaltung, die noch einen Verstärker hat, ist jedoch auch bei der Strommessung nach der Kompensationsmethode eine sehr geringe Leistungsentnahme aus dem Meßstromkreis zu erreichen.

Eine verbesserte Schaltung

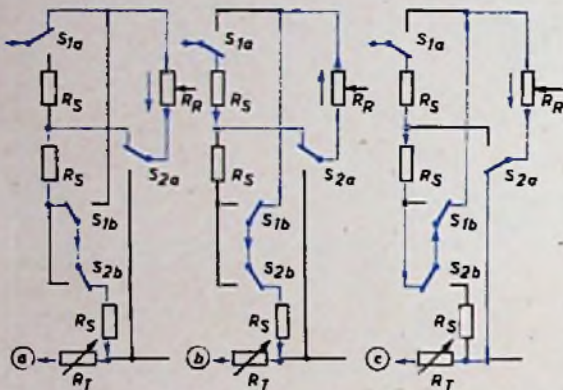
Empfindlichkeitsregelung

Um das Galvanometer nicht zu überlasten und um einen leichteren Abgleich möglich zu machen, muß die Empfindlichkeit des Galvanometers verändert werden können. Dafür kommen Parallel- und Reihenwiderstände in Frage. Die günstigste Größe dieser Widerstände hängt nun von verschiedenen Fakto-

ren ab, insbesondere vom verwendeten Galvanometer, von der zu messenden Spannung und vom Widerstand des gesamten Kompensationsstromkreises. Als sehr vorteilhaft hat sich die Schaltung nach Abb. 9 erwiesen. Der Parallelwiderstand R_p ist so zu wählen, daß bei $U_{\text{hilfs max}}$ und $R_v = 0$ das Galvanometer gerade Endausschlag anzeigt. Dann muß sein

$$R_p = \frac{I_g \cdot R_a \cdot R_i}{U_{\text{hilfs max}} - I_g (R_i + R_a)} \quad (8)$$

I_g ist hierbei der Strom bei Endausschlag. Damit ist das Instrument geschützt. Wenn keine zu hohe Spannung (maximal ist $U_{\text{hilfs max}}$ zulässig) außen an die Meßbuchsen gelegt wird, kann das Galvanometer höchstens einfach überlastet werden; es hält diese Last meistens sogar im Dauerbetrieb aus. Die Widerstände R_v sind (wie in Abb. 9 gezeigt ist) umschaltbar zu machen, da der



günstigste Widerstand R_v sehr stark vom Widerstand des zu messenden Stromkreises abhängt. Man wählt zweckmäßigerweise

$$R_{v \text{ max}} \approx \frac{U_{\text{max}}}{i_0} - (R_i + R_a \text{ max}) \quad (9)$$

Die Abstufung in etwa 6 Stufen muß logarithmisch erfolgen, nicht linear. Als kleinsten Widerstand für $R_v = 0$ setzt man $R_i + R_a \text{ min}$. Damit ergibt sich die Berechnung mit

$$\frac{R_{v \text{ max}} + R_i + R_a \text{ max}}{R_i + R_a \text{ min}} = x^n \quad (10)$$

n ist die Anzahl der Stufen.

Der x -te Vorwiderstand wird entsprechend

$$R_{v_x} = (R_i + R_a \text{ min}) (x^n - 1) \quad (11)$$

Als Schalter S_1 ist ein Kellogschalter günstig; mit diesem kann man sofort das Instrument schützen und auf größte Empfindlichkeit schalten. Dies ist bei mehreren, einander ähnlichen Messungen von Vorteil, bei denen man einen für R_v günstigen Wert eingestellt hat. Der Schalter S_2 braucht dann nicht mehr betätigt zu werden.

Der regelbare Spannungsteiler für U_{hilfs}

Um eine möglichst feine Regelung der Hilfsspannung zu erreichen, muß einiger Aufwand getrieben werden. Günstig ist die dreifache Regelung durch a) Kellogschalter in drei Stufen, b) Potentiometer und c) Regler in Reihe dazu.

Eine stufenweise, aber durchgehende Regelung ist mit der Schaltung nach Abb. 10 möglich, die zum besseren Verständnis in den drei Fällen, die durch den Kellogschalter möglich sind, gezeichnet ist. Auf die Stromrichtungspfeile am Potentiometer ist zu achten.

Um eine möglichst gleichmäßige Regelung zu erreichen, muß die Spannung U_2 (Abb. 11) eine annähernd lineare Funktion der Regelstellung Q sein; Q ist ein Maß, das sich aus dem Drehwinkel des Potentiometers und der Stellung des Kellogschalters ergibt. In Abb. 12 ist das Verhältnis U_2/U_1 in Abhängigkeit von Q und $M = R_1/R_2$ dargestellt. Für eine dieser

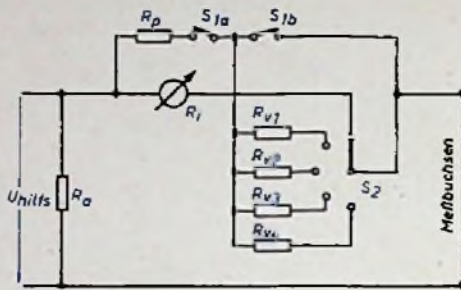
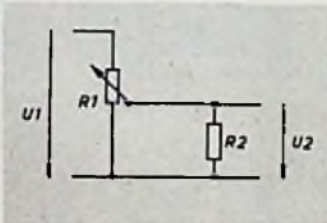


Abb. 9. Schaltung mit Galvanometer, Vor- und Parallelwiderständen

Abb. 10. Regelungsstromkreise für die Hilfsspannung bei Verwendung eines dreistufigen Kellogschalters

Abb. 11 (unten). U_2 muß eine lineare Funktion der Q -Regelstellung sein



Kurven muß man sich entscheiden und erhält dann den Gesamtwiderstand des regelbaren Spannungsteilers

$$R_1 = M R_2 \quad (12)$$

R_2 ist der Widerstand des Voltmeters bzw. der resultierende Widerstand aus diesem und allen parallelliegenden Widerständen.

R_1 besteht nun nach Abb. 10 aus der Reihenschaltung der zwei Widerstände R_k , des Widerstandes R_T und des Potentiometers R_P . Am günstigsten teilt man R_1 wie folgt auf

$$R_k = 0,3 R_1; R_T = 0,05 R_1; R_P = 0,35 R_1 \quad (13)$$

Damit sind die Werte für den regelbaren Spannungsteiler festgelegt.

Der feste Spannungsteiler

Zum Messen von kleinen Spannungen müßte man nun das am regelbaren Spannungsteiler liegende Meßinstrument auf kleinere Bereiche umschalten. Die gute Regelbarkeit des Span-

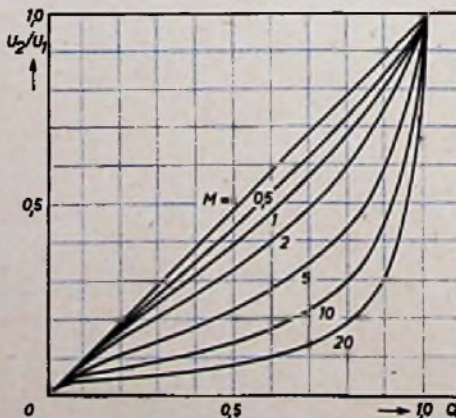


Abb. 12. Verhältnis U_2/U_1 in Abhängigkeit von der Regelstellung Q ; Parameter $M = R_1/R_2$

nungsteilers ist aber bei sehr kleinen Spannungen nicht mehr vorhanden. Aus diesen Gründen wird die Spannung noch einmal mit einem festen Spannungsteiler nach Abb. 13 unterteilt. Den Gesamtwiderstand des Spannungsteilers wählt man etwa zu

$$R_{\text{ges}} < \frac{U_{\text{max}}}{2 I_g} \quad (14)$$

I_g ist hierbei der Endausschlagstrom des Galvanometers. R_{ges} soll nicht größer als 1 MOhm sein, da größere Widerstände als 1 MOhm mit einer Toleranz von 0,5% nicht im Handel bzw. sehr teuer sind. Die Berechnung des Spannungsteilers sei wegen ihrer Einfachheit übergangen.

Netzteil

Für die Hilfsspannung genügt ein Netzteil nach Abb. 14. Spannungskonstanzhaltung mit Stabilisator o. dgl. ist nur dann erforderlich, wenn Netzspannungsschwankungen so schnell eintreten, daß ein Nullabgleich nicht mehr möglich ist. In normalen Stadtnetzen ist das nicht der Fall.

Wechselspannungsmesszusatz

Sollen mit dem beschriebenen Meßgerät auch Wechselspannungen (Niederfrequenz oder Hochfrequenz) gemessen werden, dann ist ein Gleichrichter vorzuschalten. Bewährt hat sich die Schaltung nach Abb. 15. Dabei muß gelten

$$C_1 \gg C_2 \gg C_3; \omega L_1 \ll R_1; \frac{1}{\omega C_1} \ll R_1 \quad (15)$$

R_1 in Abb. 15 ist so groß wie möglich zu machen; dabei muß natürlich die Meßtoleranz (s. Abb. 7) noch genügend klein sein. Für Frequenzen bis 1 MHz wählt man die Werte $C_1 = 0,1 \mu\text{F}$ (induktionsfrei), $C_2 = 1 \text{ nF}$ und $R_1 = 10 \text{ MOhm}$. Als Gleichrichter dient ein Kristallgleichrichter. Der Kondensator C_3 lädt sich auf die Spitzenspannung der angelegten Hochfrequenz auf.

Verstärker

Eine weitere Steigerung der Empfindlichkeit des Meßgerätes tritt ein, wenn man den

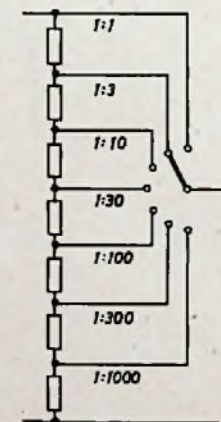


Abb. 13. Fester Spannungsteiler zur nachmaligen Unterteilung für die Messung von kleinen Spannungen

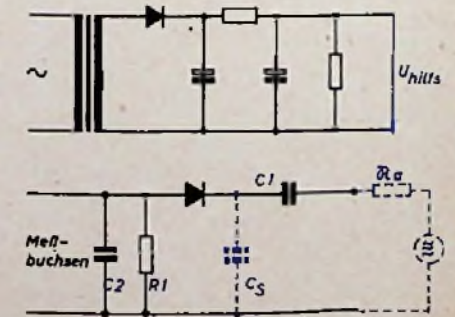


Abb. 15. Schaltung eines Meßzusatzes zur Messung von Wechsel- (NF- und HF-) Spannungen

Strom I_0 nicht direkt über das Galvanometer fließen läßt, sondern vorher noch einmal verstärkt. Der Verstärker braucht keine ge-eichte Verstärkung zu haben, ist also sehr leicht aufzubauen.

Zur Kompensation von Netzspannungsschwankungen wird eine zweite Röhre benutzt, deren Gitterspannung sich nicht ändert. Für

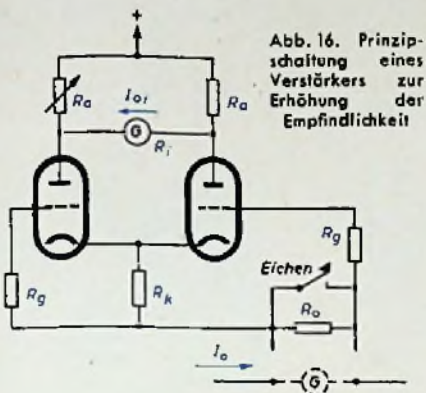


Abb. 16. Prinzipschaltung eines Verstärkers zur Erhöhung der Empfindlichkeit

die Schaltung nach Abb. 16 gilt mit $I_{01} R_i = dU$ und $I_0 R_a = dU_x$

$$\frac{dU}{dU_x} = |v| \quad (16)$$

v ist die Verstärkung der Röhre. Damit wird wegen $I_{01} \ll I_a$

$$\frac{I_{01} \cdot R_i}{I_0 \cdot R_a} \approx |v| \quad (16b)$$

Die Verstärkung v ist aus einer Röhrentabelle zu entnehmen.

Die Empfindlichkeitsregelung wird hier ähnlich wie im Abschnitt „Empfindlichkeitsregelung“ beschrieben durchgeführt, jedoch mit

$R_p = 0$. In dieser Stellung ist der Verstärker zu eichen. R_0 wird hierzu so lange geändert, bis das Galvanometer keinen Strom mehr zeigt.

Der Widerstand R_0 soll möglichst groß gewählt werden, jedoch sollte der Strom I_0 nicht kleiner als 10^{-9} A sein, da sonst an die Isolation schwer zu erfüllende Forderungen gestellt werden müssen. Für Spezialfälle, bei denen auf besonders gute Isolation geachtet wird, kann man aber I_0 noch kleiner machen. (Wird fortgesetzt)

Schaltungswinke

Ein kleiner magnetischer Spannungsgleichhalter

Angaben über die rechnerische Dimensionierung von magnetischen Spannungsgleichhaltern in CL-Serienschaltung brachte die FUNK-TECHNIK in Bd. 5 [1949], H. 22, S. 667. Aber auch mit einem kleinen Versuch kommt der Praktiker bei Kleinnetzteilen oft schnell und genau zum Ziel. Für 10-W-Netzteile genügt z. B. meistens ein C (Abb. 1) von etwa $0,5 \dots 2 \mu F$. Die Primärwindungszahl des Kleinübertragers L wird normal so berechnet, als wäre kein C vorhanden (Drahtquerschnitt evtl. um etwa 50% vergrößern). Die Größe der notwendigen Sekundärwindungszahl ergibt sich aus einer Messung: Die Primärseite des Übertragers wird in Serie mit dem C an die Netzspannung gelegt und die Spannungsüberhöhung, die meistens 30...60% ist, festgestellt. Will man möglichst genau sein, so muß man den Transformator mit einem der Leistung entsprechenden Widerstand belasten. Ein als Netzspannungsquelle benutzter Reglertrafo gestattet die Aufnahme des Reglerbereiches, der sich durch Ändern von C den

Erfordernissen anpassen läßt und der nicht übertrieben werden sollte (bei $\pm 15\%$ Netzspannungsschwankungen etwa 3% Spannungsschwankungen sekundärseitig).

Der gesättigte Eisenkern verformt die Sinuskurve sehr stark in eine trapezförmliche Form, die am Ladekondensator eine bedeutend geringere Brummspannung erzeugt und Störmittel einzusparen gestattet. Bei Koffergeräten ist diese Tatsache besonders angenehm. Versuche ergaben, daß eine Siebdrössel und zwei Elkos von $100 \dots 300 \mu F$ bereits ausreichen. Die Anordnung ist in bezug auf die Stromart laien-sicher; Gleichstrom wird durch C gesperert. Außerdem braucht der Netzteil nicht abgesichert zu werden, da bei Überlastung die Spannung an L restlos zusammenbricht und die Netzspannung an C abfällt. Mit Hilfe

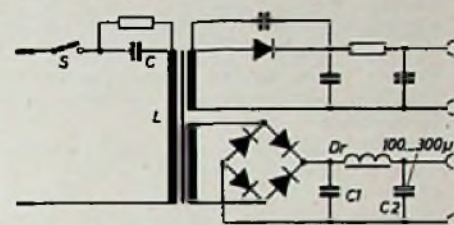
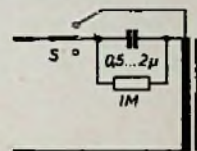


Abb. 1. Schaltung eines magnetischen Spannungsgleichhalters

Abb. 2. Betriebs-Sparschaltung



eines dreipoligen Schalters läßt sich für Betriebspäusen eine „Betriebs-Sparschaltung“ durchführen. Der Widerstand parallel zu C (1 MΩ) entlädt diesen nach dem Abschalten in kurzer Zeit. W. Schultz

TELEFUNKEN Verstärkerzentralen



TELEFUNKEN-Verstärkerzentralen für elektroakustische Anlagen präsentieren sich in neuer, moderner, den Betrieb erleichternder Form:

Ausschwenkbares Kipprahmengerüst sichert leichte Zugänglichkeit an den Einbauteilen · Da Baukastenprinzip, universelle Aufbaumöglichkeiten Normgerecht · Leichte Ausführung in zwei Größen.

Auf der Industriemesse Hannover 1954 von der Jury der Zentralstelle zur Förderung deutscher Wertarbeit e.V. für die ständige Musterschau formschöner Erzeugnisse ausgewählt.

AUSFÜHRLICHER PROSPEKT AUF WUNSCH DURCH UNSERE GESCHÄFTSSTELLEN



TELEFUNKEN · VERTRIEB ELEKTROAKUSTIK

Messungen zur Bestimmung des Frequenzhubes

Messungen des Frequenzhubes interessieren den Techniker heute vor allem beim Aufbau frequenzmodulierter Oszillatoren, wie sie beispielsweise in Frequenzwobblern, Prüf- und Meßsendern sowie bei schmalbandfrequenzmodulierten Amateursendern (NBFM) verwendet werden. Dabei ist es wichtig, den größten noch nutzbaren Frequenzhub zu kennen. Die exakteste Methode der Frequenzhub-Messung ist das oszillografische Verfahren, das jedoch einen gewissen Meßgerätepark voraussetzt. Weniger bekannt, aber sehr einfach ist die Messung mit einer veränderbaren Gleichspannung, die man einem kleinen Hilfsgerät entnehmen kann. Sie gibt durchaus brauchbare Ergebnisse und ist mit geringen Mitteln leicht durchzuführen.

Zunächst seien einmal kurz zwei der bekanntesten Frequenzmodulatorschaltungen betrachtet. Die einfachste Anordnung dürfte die Schaltung nach Abb. 1 darstellen. Sie bedient sich einer Kristalldiode als nichtlinearem Glied und wird vor allem von Kurzwellenamateuren recht häufig angewandt. Der erreichbare Frequenzhub ist verhältnismäßig

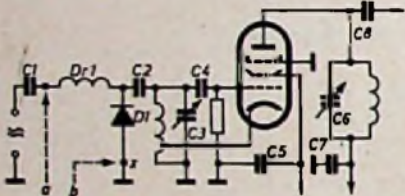


Abb. 1. Beispiel für eine Frequenzmodulatorschaltung mit Kristalldiode als Reaktanzglied

klein; er kann durch Verändern der Größe von C2 innerhalb gewisser Grenzen variiert werden. Eine andere, ebenfalls häufig aufgebaute Schaltung zeigt Abb. 2. Hier arbeitet eine Heptode als veränderbare Kapazität. Diese Anordnung erlaubt größere Frequenzhübe und arbeitet auch wesentlich linearer als die Schal-

lung nach Abb. 1, sie setzt allerdings einen entsprechend größeren Aufwand voraus. Schließlich kann man Frequenzmodulation auch auf magnetischem oder rein mechanischem Weg erreichen, wenn die Permeabilität des Oszillatortubenkerns verändert wird.

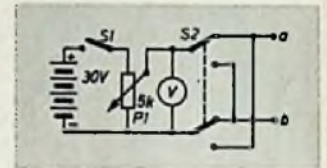
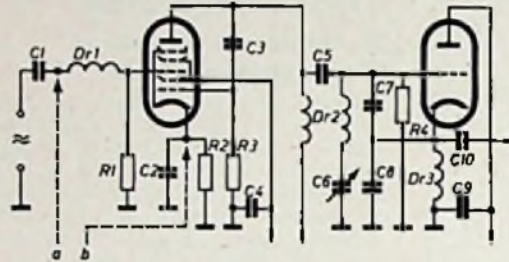


Abb. 2 (links). Frequenzmodulation mit einer als regelbaren Kapazität geschalteten Heptode. Abb. 3 (oben). Regelbare Hilfsspannung

Der Frequenzhub ist nur innerhalb eines bestimmten Abschnittes der angelegten Wechselspannung proportional. Um diesen Bereich zu ermitteln, muß die Frequenzhub-Kennlinie bekannt sein. Diese läßt sich dadurch feststellen, daß man an die in den Abb. 1 und 2 angegebenen Punkte a und b die eingangs erwähnte Gleichspannung legt. Es hat sich bewährt, ein kleines Hilfsgerät aufzubauen, das nach Abb. 3 geschaltet ist. Die von einer 30-V-Batterie (Schwerhörigenzelle od. ähnl.) gelieferte Spannung wird mit dem Potentiometer P1 auf die gewünschten Werte zwisdien 0 ... 30 V eingeregelt. Ein eingebautes Voltmeter gestattet, die Meßspannung exakt zu bestimmen. Der Polwender S2 erlaubt eine Entnahme positiver oder negativer Spannungen. Des weiteren ist noch ein Hilfsempfänger notwendig, der über eine möglichst genau geeichte Skala verfügen sollte. Ist dieser nicht vorhanden, dann kann man sich auch nach der in FUNK-TECHNIK, Bd. 8 (1953), H. 22, S. 716, beschriebenen Überlagerungsmethode behelfen.

Wird jetzt eine zunächst noch nicht genau definierte Gleichspannung an die Punkte a und b (Punkt a negativ) gelegt, dann wandert die Oszillatorfrequenz nach einer Seite aus. Zunächst ist grob die maximale Frequenzänderung zu bestimmen, um einen passenden Frequenzmaßstab für die Kurve (Abb. 4) wählen zu können. Dabei ergibt sich gleichzeitig der günstigste Spannungsmaßstab. Vor dem Aufnehmen der Kurve wird die zur Spannung 0 gehörende Frequenz ermittelt und in der Mitte der Ordinate oberhalb der Gleichspannung Null eingetragen (z. B. 470 kHz in Abb. 4). Man beginnt mit dem Aufnehmen der Kurve am besten bei den negativen Spannungen, da hier keine Überlastung der empfindlichen Reaktanzröhre zu befürchten ist. Die Spannung wird in Schritten von 1 zu 1 V geändert. Es kann sich aber u. U. als günstiger erweisen, die Spannungsschritte kleiner zu wählen. Zu der jeweiligen Spannung ist die zugehörige Frequenz durch einen Punkt aufzutragen. Nach Beenden der Messung mit negativen Spannungen wird der Polwender umgelegt und das Verfahren mit positiven Spannungen wiederholt. Die Verbindungslinie aller Punkte stellt die Frequenzhub-Kennlinie dar. Es ist zu erkennen, daß diese nur über einen Teil geradlinig verläuft, die Enden aber mehr oder weniger starke Krümmungen aufweisen. Um den linearen Teil der Kennlinie voll ausnutzen zu können, ist nun die Mitte des linearen Teiles und die dieser zugehörige Spannung zu suchen. Dabei kann es sich zeigen, daß das Reaktanzglied vorgespannt werden muß. Bei der Schaltung nach Abb. 2

läßt sich dies durch Verändern des Katodenwiderstandes durchführen, während man bei der Anordnung nach Abb. 1 eine kapazitiv überbrückte Spannungsquelle in den Fußpunkt (X) der Diode legen muß. Erst wenn die Vorspannung genau der Kennlinienmitte ent-

spricht, darf das Reaktanzglied wechsellinienmäßig voll durchgesteuert werden, um den größtmöglichen linearen Frequenzhub zu erreichen.

Mechanische oder magnetische Wobblers arbeiten in vielen Fällen mit einer Steuerröhre. Hier wird die Meßspannung an das Gitter dieser Röhre gelegt und die Kennlinie wie vorstehend beschrieben aufgenommen. Dabei ist der Spannungsmaßstab u. U. etwas größer zu wählen. Erfolgt die Wobbelung z. B. über einen Lautsprecher sehr niedriger Anschlußimpedanz (z. B. 4 Ohm), dann benutzt man an Stelle des Hilfsgerätes einen Akkumulator und einen regelbaren Vorwiderstand entsprechender Belastung. Das Voltmeter wird parallel zur Schwingspule geschaltet. Auch in diesem Falle läßt sich die Frequenzhub-Kennlinie

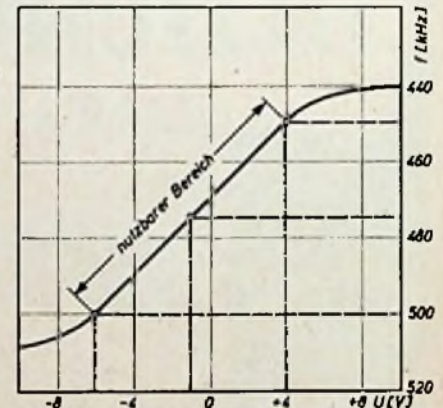


Abb. 4. Abhängigkeit der Oszillatorfrequenz von der angelegten regelbaren Hilfsspannung; nur der lineare Teil der Kurve darf für eine unverzerrte Frequenzmodulation ausgenutzt werden

recht exakt bestimmen, um so mehr, als derartige mechanische Wobblers im allgemeinen mit einer 50-Hz-Spannung arbeiten und bei dieser Frequenz die Änderung des Schwingungswiderstandes (Schwingungspulenimpedanz) praktisch noch nicht ins Gewicht fällt.

Wenn man die Ergebnisse der Messungen ausnutzen will, dann ist unbedingt zu berücksichtigen, daß mit Ausnahme des zuletzt genannten Falles der Frequenzhub durch die Spitzenwechselspannungen bestimmt wird, die um den Faktor $\sqrt{2}$ größer als die Effektivspannungen sind. Die vorgenannte Meßmethode gestattet also auch, den beim Anlegen einer gegebenen Wechselspannung vorhandenen Frequenzhub genau festzulegen. Durch einfache Umrechnung kann man den jeweiligen Hub exakt bestimmen.

FUNK UND TON

Monatsheft für Hochfrequenztechnik und Elektroakustik bringt im Novemberheft folgende Beiträge:

- Zur Beurteilung der Güte von Oszillatorschaltungen
- Verstärkerstufen mit transitorisch gekoppelten zweikreisigen Bandfiltern, insbesondere für große Bandbreiten
- Verzerrung beliebiger Kurven durch Resonanzglieder
- Sichtbarmachung von magnetischen Schallaufzeichnungen
- Verbesserungen in der Musikwiedergabe
- Zeitschriftenauslese
- Patent-Anmeldungen und -Erlösungen, Referate

FUNK UND TON erscheint monatlich Preis je Heft DM 3,-

Zu beziehen durch Buchhandlungen des In- und Auslandes, andernfalls durch den

VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH Berlin-Borsigwalde

Taschenoszillator für Tonfrequenzprüfungen

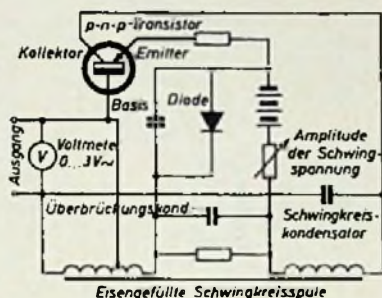
Man sollte den Transistor weniger unter dem Gesichtspunkt betrachten, daß er in vielen Fällen ein bequemer und energiesparender Ersatz für Hochvakuumröhren in elektronischen Geräten sein kann, als vielmehr im Hinblick auf die zahlreichen neuen Möglichkeiten, die überhaupt erst durch ihn erschlossen werden. Durch Fortfall der Heizung und durch seinen geringen Strombedarf bei kleinsten Spannungen gestattet er beispielsweise erstmalig, verschiedene Prüfgeräte mit kleinen Batterien langer Lebensdauer in äußerst leichtem Taschenformat auszuführen.

Die General Radio Company führt gegenwärtig ein umfangreiches Entwicklungsprogramm mit dem Ziel durch, geeignete Schaltungen und Anwendungen für Transistoren in Prüfgeräten zu finden. Als erstes Resultat dieser Arbeiten hat die Firma jetzt ein serienmäßig hergestelltes Audio-



Abb. 1. Ansicht des Taschenoszillators der „General Radio“

Abb. 2 (unten). Vereinfachtes Schallschema des Transistor-Tonfrequenz-Oszillators



Prüfgerät auf den Markt gebracht, das seinem Wesen nach ein Tonfrequenzgenerator mit zwei festen Frequenzen ist und die Durchführung quantitativer Messungen erlaubt („General Radio Experimenter“, August 1954, Seite 1). Ein geeichtes Voltmeter zeigt die Größe der Schwingspannung am Ausgang mit guter Genauigkeit an, so daß man mit Hilfe dieses neuartigen Prüfgerätes z. B. auch Verstärker, elektroakustische Anlagen und Einrichtungen sowie Oszillografen und andere Tonfrequenzeinrichtungen eichen kann. Das Gerät ist als Tonfrequenzquelle für alle Arten von Messungen und Prüfungen auf dem Niederfrequenzgebiet vorteilhaft.

Aus Abb. 1 kann man ersehen, welche kleinen Ausmaße der neue Taschenoszillator hat und daß er bequem in der Handfläche liegt.

Der Schaltung nach ist das Prüfgerät ein Hartley-Oszillator mit einem p-n-p-Flächentransistor, der die Stelle der Schwingröhre einnimmt. Da derartige und zu diesem Zweck geeignete Flächentransistoren jetzt auch in Deutschland erhältlich sind, dürfte die Schaltung (Abb. 2) vielleicht auch dem deutschen Amateur einige Anregungen geben.

Der Transistor wird in einer Schaltung mit „geerdetem“ Emitter benutzt, in der der Emitter der Kathode, die Basis dem Steuergitter und der Kollektor der Anode einer Hochvakuumröhre entsprechend angesehen werden können. Wenn man sich diese Tatsache vor Augen hält, erkennt man in Abb. 2 leicht die Hartley-Schaltung wieder. Die Selbstinduktion des Resonanzkreises ist eine eisengefüllte Spule mit Luftspalt, um die Abmessungen des Gerätes recht klein zu halten. Die Spule ist in zwei Einzelwicklungen aufgeteilt, damit den Transistorelektroden leichter die Gleichspannungen zugeführt werden können: jedoch sind beide Wicklungsteile wechselstrommäßig über einen großen Kondensator hintereinandergeschaltet.

Der Oszillator kann auf 400 Hz und auf 1000 Hz umgeschaltet werden. Für 400 Hz liegt der Kondensator des Resonanzkreises parallel zur gesamten Schwingkreisspule (wie in Abb. 2 gezeichnet), während er für 1000 Hz an seiner einen Seite mit einer Anzapfung der Spule verbunden wird (in Abb. 2 nicht dargestellt).

Eine Kristalldiode erzeugt eine passende Vorspannung für den Emitter des Transistors. Da die Diode eine ähnliche Temperaturcharakteristik wie die Basis-Emitter-Strecke des Transistors hat, ist die Vorspannung in solchem Sinne temperaturabhängig, daß innerhalb eines größeren Temperaturbereiches ein solartiges Einschwingen des Oszillators beim Anschalten eintritt. Daher ist die Diode günstiger als der sonst übliche lineare Widerstand. Ein kleiner Widerstand zwischen Emitter und Batterie bewirkt eine Gegenkopplung, die den Klirrfaktor der Schwingspannung am Ausgang auf 5% herabsetzt.

Die Schwingspule arbeitet gleichzeitig als Ausgangstransformator, über den der Ausgang unmittelbar an den Schwingkreis angekoppelt ist und der die Ausgangsimpedanz auf den üblichen Wert von 600 Ohm bringt. Durch die unmittelbare Ankopplung ergibt sich allerdings der Nachteil, daß eine reaktive Belastung im Ausgang eine geringe Frequenzverschiebung des Oszillators verursacht. Ein 1-µF-Kondensator an den Ausgangsklemmen des Gerätes ändert dessen Schwingfrequenz beispielsweise um weniger als 10%. Eine Belastung durch einen ohmschen Widerstand ruft dagegen keine Frequenzänderung hervor.

Die Ausgangsspannung ist maximal 2 V an 600 Ohm und läßt sich durch den veränderbaren Widerstand, der mit der Batterie in Reihe liegt, regeln. Auf diese Weise kann die Batterie (drei Quecksilberelemente) bei benötigten kleineren Schwingspannungen geschont werden. Praktische Versuche haben ergeben, daß die Batterien in dem Gerät eine durchschnittliche Lebensdauer von 100 Arbeitsstunden haben. Das Gleichrichter-Voltmeter hat einen Vollausschlag von 3 V und einen Durchmesser von 6,5 cm, so daß die Ablesegenauigkeit sehr gut ist.

—g3

leicht

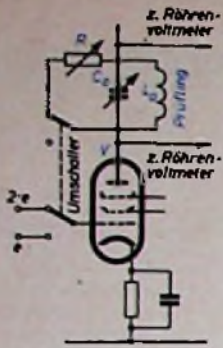
stabil

sicher

well-verpackt
leicht
stabil
sicher

schnell-verpackt

VERBAND DER WELLPAPPENINDUSTRIE - FRANKFURT/M. - SCHUBERTSTR. 2



Meßgerät für Rundfunkspulen

Abb. 1. Grundschaltung und Meßprinzip für die Bestimmung des dynamischen Widerstandes R_d

Um vorgegebene Bedingungen hinsichtlich Trennschärfe und Empfindlichkeit im Rundfunkempfänger erfüllen zu können, müssen u. a. auch die Eigenschaften der Schwingkreisspulen in erster Linie deren Selbstinduktion L und der dynamische Widerstand R_d , also der Widerstand

bei Resonanz im Parallelschwingkreis, bekannt sein. Diese beiden Größen stehen durch die Gleichung $R_d = Q \cdot L \cdot \omega^2$ miteinander in Beziehung, so daß sich bei Kenntnis von R_d und L auch der Gütefaktor Q berechnen läßt.

Eines der möglichen Verfahren zur Bestimmung des dynamischen Spulenwiderstandes R_d geht so vor, daß man die zu untersuchende Spule mit einem veränderbaren Kondensator zu einem Parallelschwingkreis ergänzt und in diesen Schwingkreis aus einer konstanten Strom liefernden Quelle einen hochfrequenten Strom mit der Frequenz ω und von bestimmter, bekannter Größe schickt. Stimmt man dann den Kreis mit Hilfe des Kondensators auf Resonanz ab und mißt den an der Spule bei der Resonanz auftretenden hochfrequenten Spannungsabfall mit einem geeigneten hochohmigen Voltmeter, etwa einem Röhrenvoltmeter, so ergibt sich R_d ohne weiteres als das Verhältnis aus dieser Spannung und dem bekannten Strom. Ist der veränderbare Kondensator noch geeicht und die Frequenz genau bekannt, dann erhält man aus der Kondensatoreinstellung unter Zuhilfenahme der Thomsonschen Formel für die Resonanzbedingung sofort auch die Selbstinduktion L der Spule. Auf dieser Grundlage arbeitet ein Meßgerät für die Untersuchung von Mittelwellenspulen, das in der Zeitschrift „Wireless World“, Bd. 60 (1954), H. 8, S. 377, beschrieben wurde und für den Selbstbau geeignet ist.

Als Quelle, die einen hochfrequenten Strom unveränderlicher Größe liefert, dient in dem Gerät eine Pentode, in deren Anodenkreis der aus dem Prüfling und dem veränderbaren Kondensator bestehende Parallelschwingkreis liegt. Der Anodenstrom der Pentode ist von ihrer Belastung praktisch unabhängig, so daß er sich nicht bei der Abstimmung des Schwingkreises (jedenfalls nicht in störender Weise) verändert. Um die Messung der Hochfrequenzkomponente im Anodenstrom der Pentode zu umgehen, wird das aus Abb. 1 hervorgehende Meßprinzip angewendet. Dem Steuergitter der Pentode V wird zunächst eine Hochfrequenzspannung geeigneter Größe e und geeigneter Frequenz zugeführt. Der dem Schwingkreis parallelliegende

veränderbare Widerstand R ist dabei ausgeschaltet. Der Kondensator C_0 wird jetzt auf Resonanz abgestimmt und der Ausschlag des Röhrenvoltmeters abgelesen. Zweckmäßigerweise stellt man die hochfrequente Steuerspannung mittels eines Potentiometers so ein, daß Ausschlag auf eine vorgegebene Marke erfolgt. Darauf wird mit Hilfe des Umschalters eine doppelt so große Hochfrequenzspannung $2 \cdot e$ an das Steuergitter gelegt und gleichzeitig R dem Schwingkreis parallel geschaltet. Nun stellt man R so ein, daß das Röhrenvoltmeter wieder den gleichen Ausschlag wie vorher zeigt. Da durch die verdoppelte Gitterspannung auch die Hochfrequenzamplitude des Anodenstromes auf den zweifachen Wert angestiegen ist, muß der eingestellte Wert des Widerstandes, der effektiv dem Schwingkreis parallel liegt, gleich dem gesuchten dynamischen Widerstand R_d der Spule L_0 sein. Der veränderbare Widerstand R soll also in Ohm geeicht sein. Wenn C_0 ebenfalls geeicht ist, dann läßt sich auch die Selbstinduktion L der Spule L_0 leicht feststellen, wenn man die Frequenz ω kennt. Diese Methode hat den Vorzug, daß man von Eichungengenauigkeiten des Röhrenvoltmeters völlig unabhängig ist. Die vollständige Schaltung des Meßgerätes ist in Abb. 2 wiedergegeben. Da die zu prüfende Spule in den Anodenkreis der Pentode V_2 gelegt wird, ist aus Sicherheitsgründen der Pluspol der Anodenspeisespannung geerdet worden, wodurch sich hinsichtlich der Erdung etwas ungewöhnliche Verhältnisse ergeben, auf die bei dem Aufbau des Gerätes sorgfältig zu achten ist.

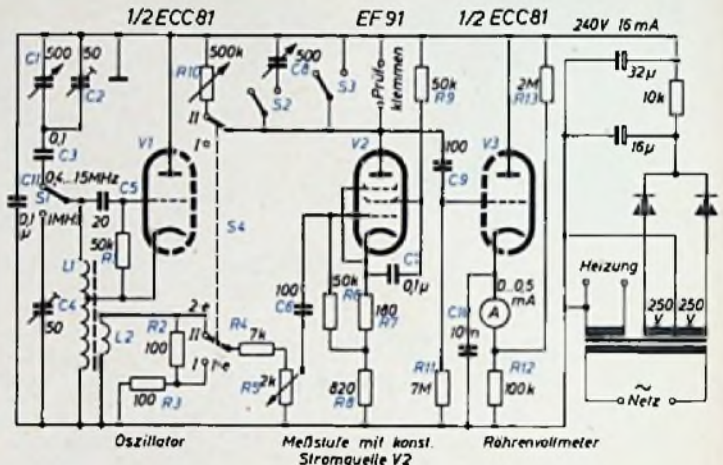
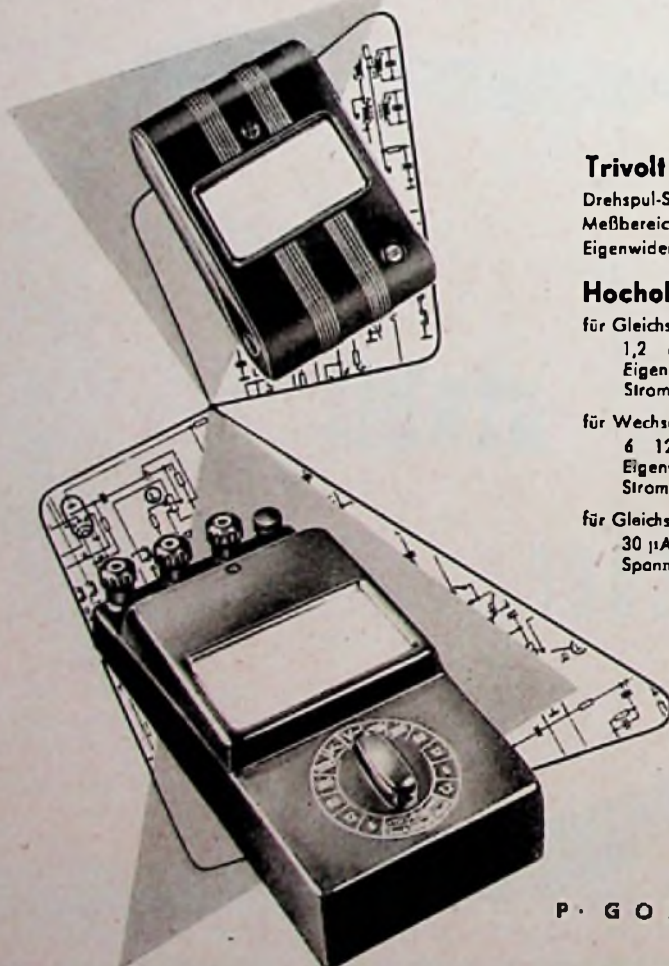


Abb. 2. Vollständiges Schaltbild des Meßgerätes



Trivolt WG

Drehspul-Spannungsmesser für Gleich- und Wechselstrom
 Meßbereiche 25 125 500 Volt Genauigkeit $\pm 2,5\%$
 Eigenwiderstand 2000 Ohm/Volt

Hochohm-UVA

für Gleichspannungsmessungen:
 1,2 6 12 60 300 1200 Volt
 Eigenwiderstand 33 333 Ohm/Volt
 Stromverbrauch 30 μ A

für Wechselspannungsmessungen
 6 12 60 300 1200 Volt
 Eigenwiderstand 10000 Ohm/Volt
 Stromverbrauch 100 μ A

für Gleichstrommessungen:
 30 μ A, 300 μ A, 3 mA
 Spannungsabfall 1,2 Volt

für Widerstandsmessungen:
 0 - 100 - 2000 - 20 000 Ohm
 0 - 1000 - 20000 - 200 000 Ohm
 0 - 10000 - 200000 - 2000 000 Ohm

Als Spannungsquelle dient eine Stab-batterie in einem ansteckbaren Batteriebehälter.

Genauigkeit:
 bei Wechselstrom bis 60 V/100 kHz $\pm 3\%$
 bei Gleichstrom $\pm 1,5\%$
 bei Wechselstrom 50 Hz $\pm 2\%$
 bei Wechselstrom bis 300 V/10 kHz $\pm 3\%$

GOSSEN

P. GOSSEN & CO. GMBH. ERLANGEN

V_1 ist ein katodengekoppelter Hartley-Oszillator, der durch den Kondensator C_1 auf Frequenzen von 400 kHz ... 1,5 MHz abgestimmt werden kann. Der Kondensator C_1 liegt über den Kapazitäten C_3 und C_{11} der Spule L_1 parallel, die einen Eisenpulverkern mit zweimal 38 Windungen hat. Außerdem kann durch den Umschalter S_1 eine feste und bekannte Frequenz von 1 MHz zur Messung der Selbstinduktion L des Prüflings eingeschaltet werden. R_{10} ist der Meßwiderstand, der dem Widerstand R in Abb. 1 entspricht, während C_2 der abstimmbare und geeichte Parallelkondensator für den Prüfling (analog C_0 in Abb. 1) ist.

Dem Steuergitter der Pentode V_2 wird eine Meßspannung von etwa 1 V zugeführt, die von dem Oszillator V_1 über eine sehr kleine Spule L_2 , die nur drei Windungen hat, abgenommen wird. Der Umschalter S_1 übt die Funktion des in Abb. 1 vorgesehenen Umschalters aus. Um eine recht genaue Spannungsverdopplung beim Umschalten zu erreichen, sollen die Widerstände R_2 und R_3 so genau wie nur irgend möglich in ihren tatsächlichen Werten übereinstimmen. R_4 ist ein Schutzwiderstand und soll eine Überlastung der Pentode V_2 verhüten. Die Katodenwiderstände R_1 und R_8 der Pentode V_2 sind nicht überbrückt und rufen eine Gegenkopplung hervor, durch die Linearität und Innenwiderstand der Röhre so weit verbessert werden, daß auf der einen Seite die doppelte Steuerspannung auch tatsächlich doppelten Anodenstrom zur Folge hat und daß auf der anderen Seite V_2 einen belastungsunabhängigen, konstanten Anodenstrom liefern kann. Der verhältnismäßig große Schirmgitterwiderstand R_3 soll eine Überlastung des Schirmgitters unterbinden, wenn einmal der Anodenkreis von V_2 versehentlich offen bleiben sollte. S_2 dient zum Kurzschließen der Prüfklemmen und ist zweckmäßigerweise ein gefederter Druckknopfschalter, der in der Ruhestellung geschlossen ist. Mit S_2 kann man den Meßkondensator C_0 herausnehmen, wenn vollständige Schwingkreise untersucht werden sollen.

Das Röhrenvoltmeter V_3 zeigt keine Besonderheiten. Der Meßbereich des Milliampereometers wurde so gewählt, daß etwa 50 V Spitzenspannung am Eingang von V_3 Vollausschlag verursachen.

Eine Beschreibung der an sich nicht schwierigen Eichung des Meßgerätes, also vor allem des Oszillators, des Widerstandes R_{10} und des Kondensators C_2 , ist in der Originalarbeit enthalten. Dr. F.

Die Messung kleiner Spannungsänderungen

Wenn man relativ geringe Änderungen oder Schwankungen von Spannungen messen will, wie sie etwa unbeabsichtigt durch Temperatureinflüsse in Schaltungen oder beabsichtigt durch Einstellungen, Justierungen usw. oder bei mit Gleichvorspannung arbeitenden Meßvorrichtungen auftreten können, sind die üblichen Methoden der Spannungsmessung unpraktisch und ungenau, da man beispielsweise auf einem Voltmeter mit einem Vollausschlag bei 300 V kaum die Schwankung einer 200-V-Spannung um 0,1 V erkennen oder gar messen könnte. Die Trennung oder Aussiebung der eigentlichen Spannungsänderungen von der konstanten Grundspannung und deren Verstärkung vor der eigentlichen Messung ist zwar das eleganteste und genaueste Ver-

fahren, ist aber mit den bekannten Mitteln in zahlreichen Fällen viel zu umständlich und mit einem zu großen Aufwand verbunden. Die neuerdings erhältlichen Polystyrolkondensatoren, die hochisolierende Folien aus Polystyrol als Dielektrikum enthalten, bieten nun aber eine Möglichkeit, derartige Messungen bequem und zuverlässig mit verhältnismäßig einfachen und wenigen Hilfsmitteln auszuführen. Ein Aufsatz in der Zeitschrift „Wireless World“, September 1954, S. 451, beschreibt Schaltungen, die für die Messung relativ kleiner Spannungsänderungen mit Hilfe von Polystyrolkondensatoren geeignet sind.

Wird durch Schließen des Schalters Sch eine Gleichspannung U an den Kondensator gelegt, so wird er auch nach Öffnen des Schalters Sch diese Span-

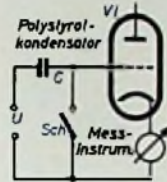


Abb. 1. Die Grundschaltung für die Messung relativ kleiner Spannungsschwankungen mittels eines hochisolierenden Kondensators C mit Polystyrolfolien. Das Meßprinzip macht von dem Umstand Gebrauch, daß der Isolationswiderstand des Polystyrolkondensators so groß ist, daß gute Polystyrolkondensatoren eine Zeitkonstante von Jahren haben

nung für ziemlich lange Zeit in praktisch unveränderter Höhe U beibehalten. Durch Öffnen des Schalters Sch wird aber das Potential des Steuergitters und damit der Anodenstrom der Röhre V_1 in keiner Weise beeinflusst. Aber bei geöffnetem Schalter Sch überträgt sich jetzt jede Änderung ΔU der Gleichspannung U vollständig auf das Steuergitter von V_1 , so daß sich die dadurch verursachte Änderung des Anodenstromes von V_1 als Maß für ΔU heranziehen und messen läßt. Mit dieser Schaltung ist daher mit guter Genauigkeit jede Änderung der Gleichspannung nach dem Augenblick des Öffnens des Schalters Sch festzustellen. Da nur die absolute Größe der Spannungsänderung das Steuergitter von V_1 erreicht und aussteuert, ist es völlig gleichgültig, wie hoch die Gleichspannung U an sich ist und welche Polung sie hat. Mit anderen Worten, man erhält das gleiche Ergebnis und die gleiche Genauigkeit, wenn man eine Schwankung um 0,1 V einer Spannung von 3 V oder einer Spannung von 300 V mißt. Der Polystyrolkondensator C trennt also die Spannungsänderungen praktisch vollkommen von der konstanten Grundspannung ab.

Natürlich ist der Isolationswiderstand des Polystyrolkondensators auch nicht „unendlich“ groß, so daß man die Messung nicht auf eine beliebige Dauer nach dem Öffnen des Schalters Sch ausdehnen darf. Aber einen größeren, und damit ausschlaggebenden Einfluß auf die unerwünschte Selbstentladung des Kondensators C hat der Gitterstrom der Röhre V_1 , der durch ionisierte Gasmoleküle entsteht. Die Brauchbarkeit der Meßeinrichtung hängt davon ab, daß man eine Röhre mit möglichst geringem Gitterstrom benutzt; am günstigsten ist naturgemäß eine für solche Zwecke bestimmte Spezial-Elektrodenröhre, doch wird man auch unter den anderen Verstärkerrohren ge-

WIMA

Tropydur

KONDENSATOREN

wurden in tropischen und subtropischen Ländern erprobt. Unsere steigenden Exporte in tropische Länder sind auf gute Beurteilung unserer Kondensatoren zurückzuführen. **WIMA-Tropydur-Kondensatoren** sind beständig unter allen Klimaten und ein modernes Bauelement für Radio- und Fernsehgeräte.

WILHELM WESTERMANN
SPEZIALFABRIK FÜR KONDENSATOREN
UNNA IN WESTFALEN

Agfa

Magnetophonband FSP

Für alle Heimgeräte

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

- ▶ Außerordentlich reißfest
- ▶ Sehr schmiegsam
- ▶ Spiegelglatte Oberfläche
- ▶ Weitestgehende Schonung der Magnetköpfe
- ▶ Wesentlich verbesserte Höhenempfindlichkeit
- ▶ Besonders gleichmäßige Wiedergabe
- ▶ Große Lautstärke

Ein feines Ohr erkennt's am Ton

Weitere Auskünfte sowie Prospektmaterial erhalten Sie durch
AGFA-MAGNETONVERKAUF · LEVERKUSEN · BAYERWERK

Hirschmann



Fernseh-Antennen

breitbandig, daher zukunftsicher

Röhrenprüfgeräte



Für das Labor
Für den Ladentisch

— Vielfachmessgeräte
Leistungsmesser

NEUBERGER

eignete Typen finden. Um den Einfluß des Gitterstromes so klein wie möglich zu halten, sollte die Kapazität des Polystyrolkondensators C so groß sein, wie es die Verhältnisse zulassen. Praktisch wird man kaum über 0,2 μF , höchstens aber bis zu 1 μF gehen können.

Die Wahl der Röhre hängt einerseits von der Größe der zu messenden Spannungsänderungen (also dem geforderten Aussteuerungsbereich) ab und andererseits von dem zulässigen Gitterstrom. Der Gasgehalt der Röhren und der durch Gasionen verursachte Gitterstrom sind für die einzelnen Röhrentypen und sogar für Röhren innerhalb der gleichen Type recht unterschiedlich, so daß man die beste Röhre durch Versuche finden muß.

Ist der Gitterstrom etwa 6 μA und hat man einen Polystyrolkondensator mit einer Kapazität von 1 μF , dann kann man den durch diesen Gitterstrom bewirkten Abfall der Spannung am Kondensator einfach nach der Formel

$$U \cdot C = I \cdot t \text{ bzw. } U/t = I/C$$

zu 6 μV je Sekunde oder 22 mV je Stunde berechnen. Will man eine Spannungsänderung von 0,1 V mit einer Genauigkeit von 1% messen, dann stünde also eine Zeit von drei Minuten nach dem Öffnen des Schalters zur Verfügung, bei der Messung von 1 V mit der gleichen Genauigkeit dagegen schon eine halbe Stunde.

Die Abb. 2 zeigt die einfachste Form einer nach dem geschilderten Prinzip arbeitenden, für die Praxis brauchbaren Schaltung. Da sie sehr empfindlich gegen Schwankungen der Anodenspannungen ist, kann sie nur mit Batterie

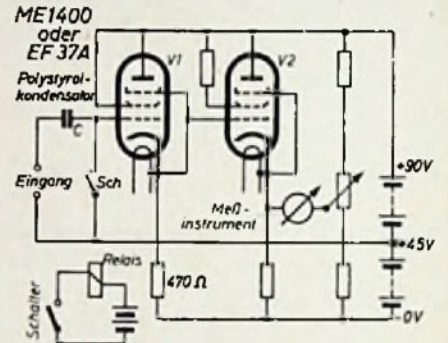


Abb. 2. Einfachste Form einer praktisch brauchbaren, batteriegespeisten Meßschaltung für die Messung von kleinen Spannungsänderungen

betrieben werden. Für Netzbetrieb ist eine symmetrische Brückenschaltung zu benutzen, die sich von Abb. 2 dadurch unterscheidet, daß der rechte Spannungsteiler aus ohmschen Widerständen, der zum Abgleich des Meßinstrumentes dient, durch zwei in der gleichen Weise wie V1 und V2 geschaltete Röhren ersetzt ist. Die Originalarbeit enthält das vollständige Schaltbild eines Meßgerätes mit Netzanschluß.

In Abb. 2 ist die Röhre V1 als Katodenverstärker geschaltet, weil das Steuergitter nur um geringe Spannungsbeträge angesteuert werden soll, damit der Gitterstrom möglichst niedrig bleibt. Da so aber der Meßbereich zu eng sein würde, ist ein Katodenverstärker vorzuziehen, bei dem zwischen Katode und Steuergitter nur eine Spannung wirksam wird, die gleich dem 1-fachen der angelegten Eingangsspannung, also der zu messenden Spannungsschwankungen ist; der Meßbereich ist auf diese Weise auf das μfache erweitert.

Der Schalter Sch wird zweckmäßigerweise, wie dargestellt, durch ein Relais betätigt. Die Verbindungsleitung zwischen dem Steuergitter von V1, dem Polystyrolkondensator C und einem Kontakt des Schalters Sch muß ein gut isoliertes (Polyäthylen) konzentrisches Kabel sein, dessen Außenleiter mit dem Becher des Kondensators und dem Schaltergehäuse geerdet ist. Da der Ausgangswiderstand des Katodenverstärkers V1 noch zu hoch ist, um ein Meßinstrument zu speisen, ist noch ein zweiter Katodenverstärker V2, der beliebiger, normaler Art sein kann, zwischengeschaltet. Dr. F.

HANDBUCH DES RUNDFUNK- UND FERNSEH-GROSSHANDELS 1954/55. Herausgegeben vom Verband Deutscher Rundfunk- und Fernseh-Großhändler (VDR) E. V., bearbeitet von der Redaktion der FUNK-TECHNIK, Berlin-Borsigwalde 1954, VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH, 304 Seiten, broschiert.

Das jetzt als 5. Folge erschienene HANDBUCH ist in den letzten Jahren ein unentbehrliches, geschätztes Handwerkzeug des Radiohändlers geworden. Es enthält die technischen Daten sowie die Abbildungen und Preise aller von der westdeutschen Industrie lieferbaren Geräte. Die diesjährige Ausgabe zeichnet sich durch eine besonders sorgfältige Auswahl der technischen Angaben und eine straffe Gliederung der einzelnen Gerätegruppen aus. In 14 Hauptabschnitten (Rundfunk-Empfänger und Phonokombinationen; Musik-schränke, Tonmöbel; Fernseh-Empfänger; Koffer-Empfänger; Auto-Empfänger; Phonogeräte; Tonabnehmer; Mikrofone; Verstärker; Magnetongeräte; Lautsprecher; Antennen, Antennenkabel; Geräte der Zwischensaison; Röhren) wurde nicht nur alles das zusammengetragen, was zur Kennzeichnung der Geräte gehört, sondern gerade auch dem vielfältigen Zubehör widmete man große Aufmerksamkeit. So sind bei den Tonabnehmern auch die erheblichen Einzelsysteme usw. aufgeführt, während z. B. die Gruppen Mikrofone, Lautsprecher und Antennen eine gute Übersicht über die überraschende Vielzahl an Ausführungen bieten. Die immer gern gesehenen Röhrendaten wurden vervollständigt. Muster einer Kundendienst- und Reparatur-Karteikarte sowie einer Lager-Karteikarte beschließen das Werk. Jessen Beliebtheit u. a. auch die Tatsache beweist, daß die gesamte Auflage bereits sofort nach Erscheinen vergriffen war.

Berichtigung

Das in Heft 20, Seite 564 (links unten) veröffentlichte Foto stellt nicht ein großes Steuerpull vom VEB Gerätewerk Leipzig, sondern einen 100-W-Verstärkerrichtisch des VEB Funkwerk Kölleda dar.



Radio-Röhren-Großhandel

H-KAETS
Berlin-Friedenau

Niedstraße 17
Telefon 83 22 20
83 30 42



ROKA



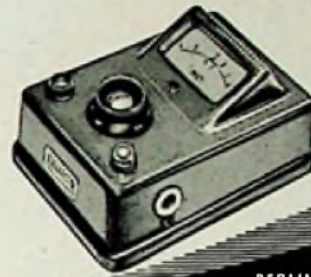
Antennen

Voraussetzung für
**GUTEN
EMPFANG**

ROBERT KARST BERLIN SW 29

Teraohmmeter Pikoamperemeter

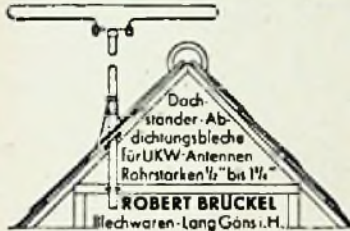
11 Typen mit je 8 Meßbereichen
bis 10^{-11} A/Skt. bzw. 10^{14} Ω



Verlangen Sie
Prospekt T 9



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



Dach-
stander-Ab-
dichtungsbleche
für UKW-Antennen
Rohrstärken 1/2" bis 1 1/2"
ROBERT BRÜCKEL
Hilfswaren-Lang-Göns i.H.

Suche Werkvertretung oder
Auslieferungslager in Rundfunk, An-
tennen, Eia, Phono für den Raum
Recklinghausen. Bei der Industrie,
Bergwerken sowie Rundfunkhandel
bestens eingeführt. Großes Lager wie
Büroräume, Kraftfahrzeug vorhanden.
Angebote unter F. N. 8083



**Klein-
Transformatorbau**
FÜR ALLE ZWECKE!
FORDERN SIE PROSPEKTE!

ING. ERICH - FRED ENGEL

METALLGEHÄUSE



FÜR
**INDUSTRIE
UND
BASTLER**

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

Tonbandgeräte

komplett oder als Bausatz ab 98,50 DM
Prospekte und Montagoplan gegen Rückporto
Tünker-Magnettontechnik · Mülheim/Ruhr



UKW- und FERNSEHBANDKABEL
Lupolen- und Igelit (PVC)-isoliert, blank, verzinkt, wetterfest

ANTENNENLITZEN
aus Kupfer und Phosphorbrunze

STAHL-SKALENSEILE
doppelt verzinkt

ERDUNGSLITZEN
Igelit (PVC)-isoliert

BERKENHOFF & DREBES AG., Drahtwerke
ASSLARERHÜTTE · Post Asslar, Krs. Wetzlar

Tüchtige, branchenkundige Vertreter für einige Gebiete noch gesucht



„AKUSTIC“
Phono-Chassis 254

KURT SCHRÖDER
Berlin-Neukölln · Finowstr. 27

DM 88,-

Kaufgesuche

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

Radioröhren, Meßgeräte (Markenfabri-
kate), Meßinstrumente, Selengleichrichter
und Platten sowie größere Posten Einzel-
teile kauft barzahlend Arlt Radio Versand,
Düsseldorf, Friedrichstraße 61a; Berlin-
Neukölln, Karl-Marx-Straße 27; Berlin-
Charlottenburg, Kaiser-Friedrich-Straße 18

Suche STV 280/40 u. Z. 280/80, 280/150,
LK 199, 75/15 Z. Herrmann, Berlin, Hohen-
zollerndamm 174, Tel.: 87 36 67

Röhrenposten, Materialposten, Kass-
enkauf, Aterradio, Bin SW11, Europabaus

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

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

Verkäufe

Gut eingeführtes
Radio- u. Elektroinstallationsgeschäft
in größ. Industriestadt Oberbay. zu
verk. Erf. 12000,- bis 15000,- DM.
Anfragen erbeten unter F. L. 8081.

Sonderposten in Meßgeräten, Meßinstru-
menten und Röhren finden Sie in unserer
kostenlosen Sonderliste. **ARLT RADIO
VERSAW WALTER ARLT**, Berlin-Neu-
kölln, Karl-Marx-Str. 27, Tel.: 60 11 04/05;
Düsseldorf, Friedrichstr. 61a, Tel.: 800 01

Präzise Röhrenvoltmeter, kompl., neu,
betriebsklar, nur DM 180,50, HF Tastkopf
DM 28,30, Hochspannungstastkopf 30 KV
DM 46,50, Dietrich Schurich, Bremen,
Meinkenstraße 18

Zwei Neumann-Schreiber

Typ P 2

Neuwert je ca. DM 3000,-, vom Hersteller generalüberholt
und auf neueste Ausführung mit E-Röhren umgestellt, deshalb
technisch völlig neuwertig, zu je DM 2000,- abzugeben.

ZUSCHRIFTEN ERBETEN UNTER F. P. 8085



auf Draht sein!



ERSA
FEINLÖTKOLBEN
Verlangen Sie ERSA-LISTE 131 T
ERNST SACHS
ERSTE SPEZIALFABRIK ELEKT. LÖTKOLBEN
BERLIN-LICHTFELDEN-W / WERTHEIM A. MAIN

Drei wichtige Neuerscheinungen



HANDBUCH FÜR HOCHFREQUENZ- UND ELEKTRO-TECHNIKER

III. BAND

Für Ingenieure und Techniker, Mechaniker, Amateure und Praktiker, für Lehrkräfte und Lernende ist der neue Band des in Praxis und Studium hervorragend bewährten Nachschlagewerkes von besonderem Wert. Das Buch vermittelt einen Überblick über wichtige, in sich abgeschlossene Teilgebiete der Hochfrequenz- und Elektrotechnik bis zur jüngsten Entwicklung. Darüber hinaus ist es eine wertvolle Ergänzung zum I. und II. Band.

AUS DEM INHALT: Stromverdrängung · Berechnung elektromagnetischer Felder nach der Maxwell'schen Theorie · Frequenzfunktion und Zeitfunktion · Oxydische Dauermagnetwerkstoffe · Bariumtitanate · Stabantennen · Wabenkaminfenster · Hohlleiter · Die Ionosphäre · Dämpfungs- und Phasenverzerrung · Hochfrequenz-Meßverfahren · Fernseh-Literaturverzeichnis

744 Seiten · 669 Abbildungen · Ganzleinen · 15,— DM



VERSTÄRKERPRAXIS

von WERNER W. DIEFENBACH

Das hervorragende Fachbuch behandelt die Verstärkertechnik von ihren Grundlagen bis zu den praktischen Anwendungsmöglichkeiten. In leichtverständlicher Form werden z. B. Schaltungstechnik, Phasenumkehrstufen, automatische Lautstärkeregelung, Entzerrungstechnik, Stromversorgung und Messungen an Verstärkern beschrieben und Bauanleitungen für moderne Verstärker gegeben. Ein wertvolles Nachschlagewerk für jeden, der sich mit der Verstärkertechnik beschäftigt oder sich mit ihr befassen möchte.

127 Seiten · 147 Abbildungen · Ganzleinen · 12,50 DM



MAGNETTONGERÄTE SELBSTGEBAUT

von C. MÖLLER

Die Broschüre enthält eine gründliche Anleitung zum Selbstbau erprobter Bandgeräte mit mehreren Abspielgeschwindigkeiten, mit hoch- und niederohmigen Tonköpfen, mit Federwerk und Batterieantrieb. Die zahlreichen Bauzeichnungen geben einen Querschnitt durch die Vielzahl der möglichen Konstruktionsformen. Der Zusammenbau zum Teil vorgefertigter Geräte sowie das Einregeln und Aussteuern von Magnettongeräten werden eingehend beschrieben.

Eine Bauanleitung, wie der Amateur sie sich wünscht: klar und verständlich geschrieben, durch Abbildungen gut erläutert und ganz auf die praktischen und mechanischen Probleme abgestellt.

59 Seiten · 60 Abbildungen · Preis 3,60 DM

Zu beziehen durch jede Buchhandlung im In- und Ausland sowie durch den Verlag