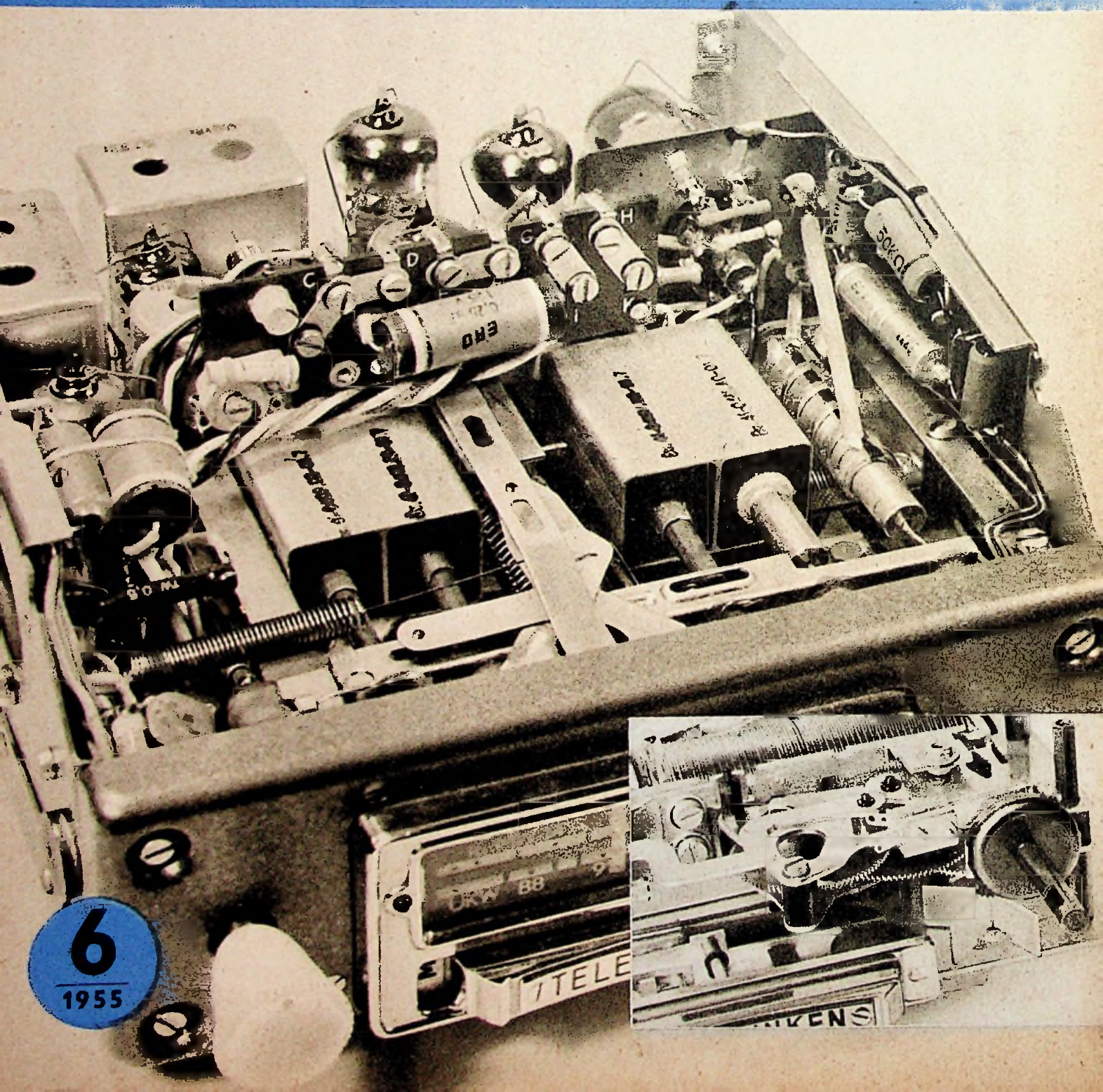


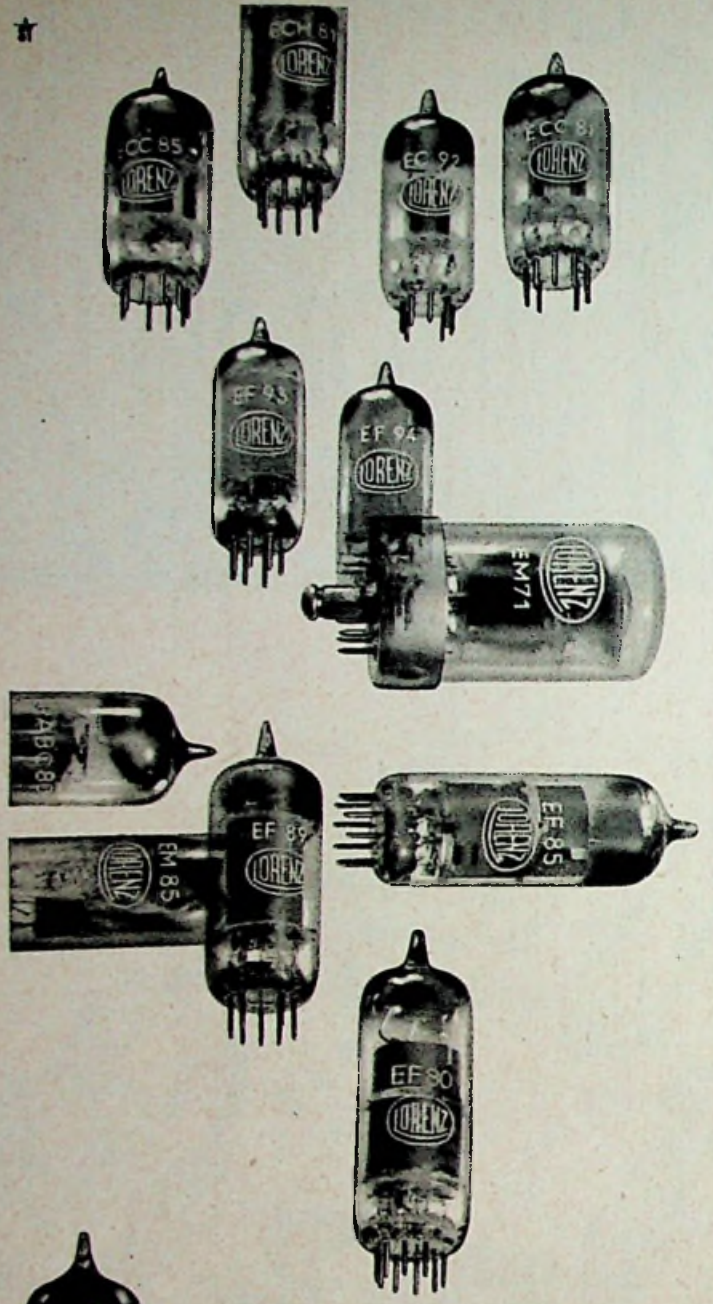
FUNK- TECHNIK

Fernsehen Elektronik



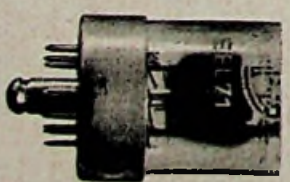
6
1955

★



Wozu noch mehr Röhrentypen?

Diese wenigen genügen, um Rundfunkgeräte jeder Größe optimal zu bestücken. Lorenz baut sie in großen Mengen! Verfahren, Werkzeuge und Handarbeit konnten dadurch zur höchsten Perfektion gebracht werden. Daher sind Lorenz-Röhren auch so gut!



C. LORENZ AKTIENGESELLSCHAFT STUTTGART

AUS DEM INHALT

2. MÄRZHEFT 1955

Rentabilitätsfragen bei Selbstbaugeräten.....	143
Neue leistungsfähigere Koffersuper	144
Moderner Diversity-Empfang	148
4-C-Synchronschaltung	150
FT-Kurznachrichten	150
Ein Beitrag zur Zeitdehnung von Oszillogrammen	151
Stabilität mehrstufig gegengekoppelter NF-Verstärker	152
Steuersender mit durchschwingendem Oszillator für Zwischenrufverkehr (BK) in den Taspausen.....	154
Elektrischer Gong mit 4-W-Verstärker	155
Kleine Probleme	
Innerer Widerstand von Spannungsteilerschal- tungen	157
Impuls-Trennstufe und Ablenktell in einem Fernseh- empfänger	158
Magnetrons für sehr kurze Wellen, Schluß	161
Von Sendern und Frequenzen	162
Aus Zeitschriften und Büchern	
Übertragung von Steuersignalen durch Licht- modulation	164
Gegenkopplung im Transistorverstärker	165
Dämpfungs- und Bandbreiten-Begrenzung bei Ent- zerrungs- und Anpassungs-Netzwerken	166
FT-Briefkasten.....	166

Beilagen:

- Schaltungstechnik
- Hochspannungserzeugung für Bildröhren
- Prüf- und Meßgeräte (6a)
- Elektrodynamische Meßwerke
- Prüfen und Messen (6b)
- Leistungsmessung

Unser Titelbild: Eine Spitzenleistung der neuen Saison, der Telefunken-Autosuper „Selektor“; rechts unten: Blick auf die Mechanik der automatischen Senderwahl. Ausführlicher Bericht über die neuen Autoempfänger folgt im Heft 7 der FUNK-TECHNIK. Aufnahme: FT-Kunze.

Aufnahmen vom FT-Labor: Kunze (1); Zeichnungen vom FT-Labor (Beumelburg, Kortus, Trester, Ullrich) nach Angaben der Verfasser. Seiten 167 und 168 ohne redaktionellen Teil

Verlag: VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH, Berlin-Borsigwalde, Eichborndamm 141-167, Telefon: Sammelnummer 49 23 31. Telegrammanschrift: Funktechnik Berlin. Chefredakteur: Wilhelm Roth, Berlin-Frohnau; Stellvertreter: Albert Jänicke, Berlin-Spandau, Chefkorrespondent: W. Diefenbach, Berlin und Kempten/Allgäu, Telefon 2025, Postfach 229. Anzeigenleitung: Walter Bartsch, Berlin. Nach dem Pressegesetz in Österreich verantwortlich: Dr. W. Rob, Innsbruck, Schöpfstraße 2. Postscheckkonten FUNK-TECHNIK: Berlin, PSchA Berlin West Nr. 24 93; Frankfurt/Main, PSchA Frankfurt/Main Nr. 254 74. Bestellungen beim Verlag, bei der Post und beim Buch- und Zeitschriftenhandel. FUNK-TECHNIK erscheint zweimal monatlich 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

Rentabilitätsfragen bei Selbstbaugeräten

Mit dem Selbstbau von Empfängern, Verstärkern, Meßeinrichtungen und Sondergeräten befaßt sich heute ein relativ eng begrenzter Kreis von Technikern. Darüber hinaus gehört der Amateur zur Gemeinschaft der Radiopraktiker, die aus Begeisterung zur Funktechnik ihre Freizeit mit Experimenten, Versuchsschaltungen und dem Aufbau von Geräten der verschiedensten Art verbringen. Es wird oft die Frage gestellt, ob sich diese Betätigung heute noch lohnt, denn eine einfache Rechnung zeigt, daß in vielen Fällen der Selbstbau mindestens ebenso teuer kommt wie das fertig gekaufte Gerät, dessen technische Leistungen darüber hinaus oft noch besser sind.

Diese Frage ist durchaus berechtigt und gibt zugleich eine Antwort darauf, warum der typischen Bastilergilde, die in den Anfangszeiten des Rundfunks für dessen schnelle Ausbreitung große Verdienste erworben hat, nicht mehr die frühere Bedeutung zukommt. Wer sich heute einen Empfänger bauen möchte, um billiger zu einem leistungsfähigen Gerät zu kommen, wird dieses Ziel in fast allen Fällen nicht erreichen können. Die Preise der jetzt in Großserien hergestellten Rundfunkempfänger liegen so niedrig, daß der für den Selbstbau benötigte Einzelteilersatz oft schon teurer kommt als das fertige Industriegerät. Diese Tatsache läßt es nicht mehr lohnend erscheinen, komplizierte und dementsprechend teure Spezialbauteile, wie z. B. einen AM/FM-Spulensatz für einen 6/9-Super, in großen Stückzahlen für den Selbstbau herauszubringen. Es gibt nur wenige Firmen, die heute noch komplette AM/FM-Spulensätze listenmäßig liefern. Es fehlt auch der Anreiz für die Einzelteileindustrie, sich in größerem Umfang mit der Herstellung solcher Spulensätze zu beschäftigen, denn die meisten Empfängerfabrikanten fertigen ihre Spulensätze selbst, um eine optimale Anpassung an die elektrischen Werte der Schaltung und an die konstruktiven Besonderheiten des Chassis zu erreichen.

Ein anderes Hindernis für den Selbstbau von Empfängern ist der verhältnismäßig komplizierte Bezug der benötigten Einzelteile. Früher gab es in allen Großstädten und vielen Kleinstädten Einzelhändler mit einem sorgfältig sortierten Lager von der kleinsten Schraube bis zum Einbaugeschäube. Heute beschränkt sich der Einzelteilebezug vorwiegend auf den Einkauf in Versandgeschäften, wo eine reiche Auswahl zur Verfügung steht.

Im Ausland sind Bestrebungen im Gange, den Selbstbau von Fernsehempfängern durch preiswerte Baukästen zu fördern. In der Schweiz gelang es auf diese Weise, Selbstbau-Fernsehempfänger zu schaffen, deren Zusammenbau billiger kommt als das vom Handel angebotene Industriegerät. Wenn man den Absatzmeldungen Glauben schenken darf, haben solche Selbstbau-Fernsehempfänger eine gewisse Bedeutung erlangt. Für Deutschland erscheint dagegen der Selbstbau von Fernsehempfängern aus verschiedenen Gründen wenig aussichtsreich. Berücksichtigt man den niedrigen Preis des gegenwärtigen Fernseh-Standardempfängers, der durch die Fernsehgeräte mit 36-cm-Bildröhre noch wesentlich unterboten wird, so kann man heute schon feststellen, daß sich der Selbstbau in Deutschland nicht lohnt, wenn es nicht gelingt, billige Baukästen auf den Markt zu bringen.

Die Frage nach der Rentabilität des Selbstbaugerätes läßt sich nicht allgemein beantworten. Es gibt zahlreiche Fälle, in denen der Selbstbau rentabel sein kann. Hier sind die Industriepreise für die interessierenden Geräte infolge kleiner Stückzahlen recht hoch. Verschiedene Meßgeräte können wesentlich billiger selbst gebaut werden, wenn man gewisse Vereinfachungen vornimmt und Konzessionen hinsichtlich der Meßgenauigkeit macht. Vor allem für den üblichen Werkstattbetrieb lohnen solche Meßeinrichtungen durchaus, denn hier kommt es nicht immer auf höchste

Meßgenauigkeit an. Nach diesen Grundsätzen ist auch die bekannte „Minitest-Kleinmeßgeräteserie“ aufgebaut, die mit der Veröffentlichung des Wobblers „Miniwob“ im letzten Heft der FUNK-TECHNIK vorläufig abgeschlossen ist. Diese mit wenigen Röhren und geringem Aufwand entwickelten Meß- und Prüfgeräte zeigen einen Weg, durch Selbstbau zu einer wirklich preiswerten Meßgeräteserie zu kommen. Vor allem die Radiowerkstätten werden diese Möglichkeit begrüßen. Wegen der bekannten Amortisationsschwierigkeiten ist es vielfach in den kleineren Betrieben nur durch Selbstbau möglich, die Einrichtungen zu modernisieren und zu erweitern. In der flauen Geschäftszeit bietet der Selbstbau von Geräten zudem dann eine Möglichkeit, das Werkstättenpersonal nutzbringend zu beschäftigen.

Ähnliches gilt auch für den Selbstbau von Verstärkern. Wer hier über gewisse Erfahrungen verfügt, ist durchaus in der Lage, einen oder mehrere Verstärker preiswert aufzubauen. Das Geschäft in Ela-Anlagen kann rentabel werden, wenn man über mehrere Leihverstärker verfügt und diese an Vereine, Sportklubs und sonstige Interessenten vermietet. Allerdings müssen diese Verstärker betriebssicher sein und sorgfältig aufgebaut werden, wenn sie ihrer Aufgabe gerecht werden sollen. Lohnend ist ferner der Selbstbau von Zusatzgeräten zu Ela-Anlagen, z. B. von kleinen Mikrofon-Vorverstärkern, Mischeinrichtungen, Signalanlagen oder eines elektrischen Gongs, wie er in diesem Heft beschrieben wird.

Die vielen Selbstbaufreunde sehen aber den Hauptgewinn ihrer Tätigkeit in der ideellen Seite. Unter den vielen hobby ist wohl die Radiopraxis eines der dankbarsten. Erfolg oder Mißerfolg sind das Fazit der eigenen Leistung, und nichts ist für den Praktiker beglückender als ein selbst entworfenes, sauber aufgebautes und gut funktionierendes Selbstbaugerät. So muß man auch die Begeisterung verstehen, mit der z. B. berufliche Außenseiter als Amateure ihre Sende- und Empfangsanlagen fast ohne Hilfe von Fachleuten aufbauen und zum Arbeiten bringen. Bei jeder Betätigung funksportlicher Art kommt noch der große Anreiz hinzu, mit einem kleinen Gerät von der Wohnungsecke aus Verbindung mit der ganzen Welt aufnehmen zu können. Die sogenannten Bastler der früheren Zeit, denen es nur darauf ankam, einen Rundfunkempfänger selbst zu bauen und sich mit dieser Leistung zunächst zu begnügen, trifft man heute nur noch selten an. Die große Anzahl der in Deutschland tätigen KW-Amateure beweist aber, in welcher Richtung sich das Interesse der Selbstbaufreunde verschoben hat.

Schließlich darf man nicht übersehen, daß der funktechnische Nachwuchs auch aus beruflichen Gründen zur Radiopraxis findet. Wer als Radiomechanikerlehrling mit den Ausbildungsmöglichkeiten der Berufsschule zufrieden ist und nach Ablauf der täglichen Arbeitszeit in der Ausbildungswerkstatt zu Hause sich nicht in irgendeiner Form praktisch betätigt, wird das Ausbildungspensum vielfach nur mit Mühe bewältigen und später in beruflichen Sonderfragen, die mehr Können und Wissen voraussetzen, nichts Außergewöhnliches bieten können. Man kann immer wieder feststellen, daß der Radiomechaniker mit großer Selbstbau-erfahrung an alle funktechnischen Probleme zielsicher und mit Feingefühl herangeht und es nicht nötig hat, sich mit Kompromißlösungen zu begnügen.

Ohne Selbstbau kommt auch der Ingenieur bei der Erprobung neuer Schaltungen, bei Messungen verschiedenster Art und beim Entwurf neuer Geräte nicht aus. Er wird zwar vielfach über ein gut eingerichtetes Labor verfügen, aber nicht alle praktischen Versuche seinen Radiomechanikern überlassen.

Neue leistungsfähigere Koffersuper

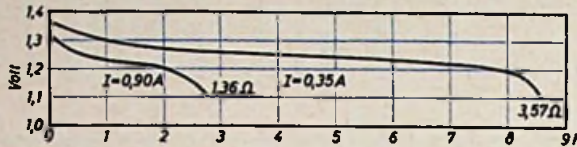
Auf dem Gebiet des Koffereempfängerbaues ist es heute noch schwieriger als in der Heimempfänger-Entwicklung, echte Fortschritte zu erreichen, da die meisten technischen und wirtschaftlichen Probleme zu sehr ineinandergreifen. Will man z. B. das Gewicht wesentlich verringern, so muß man mit starken Einbußen an Empfangsleistung und Klangqualität rechnen. Die Kleinbauweise stellt andererseits hohe Anforderungen an die Bauelemente-Industrie. Miniaturbauteile kommen meistens teurer als Einzelteile standardisierter Abmessungen. Bei dem heutigen Stand der Technik sind Reisesuper, wenn sie ein bestimmtes Volumen und Gewicht unterschreiten, noch keine rentablen Absatzobjekte im Sinne eines Verkaufschlagers. An diese Zusammenhänge hat sich im Laufe der Jahre auch der Kunde gewöhnt. Er bevorzugt oft mittelgroße Reisesuper, von denen man günstigen Preis, angemessene Empfangsleistung und einen noch guten Klang erwarten darf.

Zu den Hauptabnehmergruppen des Reisesuper gehören junge Leute, die an Sport und Spiel Freude haben, und jene Berufstätigen, die häufig reisen, aber in der Zwischenzeit die täglichen Ereignisse in Politik, Kultur und Wirtschaft nicht übersehen wollen. Die Forderungen dieser Interessentenkreise darf man etwa folgendermaßen formulieren: Erwünscht sind Koffersuper hoher Empfangsleistung und gediegener Klangqualität in Bauformen, die man unterwegs vielseitig verwenden kann und deren Betriebskosten als wirtschaftlich gelten. Fast in jedem Jahr ist die Reisesuper-Industrie um einen Schritt weitergekommen. Leistungsfähigere Röhren kleinerer Abmessungen und geringeren Stromverbrauchs, raumsparende Batterien höherer Wirtschaftlichkeit und kleinere Bauelemente sind die wichtigsten Träger des Fortschrittes.

Erweiterte Röhrenserien

Sonderaufgaben stellt vor allem der UKW-Teil. Auch im Reisesuper darf man eine bestimmte Anzahl von ZF-Röhren nicht unterschreiten, wenn erstklassiger UKW-Empfang erzielt werden soll. Koffersuper mit sieben Röhren sind daher keine Seltenheit. Es ist sehr wichtig, bei den AM/FM-Reiseempfängern vor allem den Heizstromverbrauch gering zu halten.

Schon vor einem Jahre brachte die Röhrenindustrie die Reihe der 25-mA-Batterieröhren heraus. Sie ist jetzt um Typen ergänzt worden, die einen sparsameren Heizstromverbrauch im UKW-Super zulassen. Wo die Heizstromersparnis ausschlaggebend ist, kann man heute in der UKW-Mischstufe an Stelle der 50-mA-Röhre DC 90 die neue 25-mA-Triode DC 96 verwenden. Einen weiteren Fortschritt bedeutet die 25-mA-Pentode DF 97. Sie entspricht der bekannten DF 96, hat jedoch ein herausgeführtes Bremsgitter, so daß sie sich auch als multiplikative Mischröhre verwenden



Entladekurven des Deac-Stahlakku „D 3“ bei verschiedenen Stromstärken

läßt. Bei etwa 10 V Oszillatorspannung an g_3 ergeben sich günstigste Werte für die Mischsteilheit.

Unter Verwendung der neuen 25-mA-Röhren kann man einen AM/FM-Koffersuper in den Anfangsstufen mit den Röhren DC 96, DF 97 und DF 96 bestücken. Bei AM-Betrieb dient dann die DC 96 als selbstschwingende Mischröhre, während die beiden anderen Röhren als erster und zweiter ZF-Verstärker geschaltet sind. In AM-Schaltung arbeitet die DF 97 als multiplikative Mischröhre, die DC 96 als Oszillator und die DF 96 als ZF-Verstärker. Auch additive selbstschwingende AM-Mischstufen werden wieder stärker herausgestellt (s. FUNK-TECHNIK Bd. 10 (1955) Nr. 4, S. 94).

Höhere Ausgangsleistung

Ein typisches Merkmal des hochqualifizierten Reisesuper ist der hohe Aufwand im NF-Teil. Man bevorzugt heute den Hochleistungs-lautsprecher, findet häufig Ovalsysteme hoher Magnetfeldstärken und bleibt bemüht, die Ausgangsleistung durch vorteilhaftere Endpentoden zu erhöhen.

In Empfängern mit Batterie-Netzbetrieb setzt sich der Gedanke der dem Heimsuper ähnlichen Wiedergabe mit Hilfe einer normalen Endpentode aus den Röhrenserien für Netzbetrieb mehr und mehr durch.

Die hohe Klangqualität des UKW-Teils läßt den Gedanken aufkommen, nunmehr auch Lautsprecher zu verwenden, die der FM-Breitbandcharakteristik entsprechen. Sehr gut eignet sich hierzu z. B. der jetzt von Philips benutzte Duo-Lautsprecher.

Gasdichte Sammler

Die Erfahrungen mit den ersten Kofferserien, die einige Firmen mit dem gasdichten Deac-Nickel-Cadmium-Akkumulator sammeln konnten, ermutigten auch die anderen Hersteller, in dieser Saison den Stahlakku in großem Umfang anzuwenden. Er erwies sich als außerordentlich betriebssicher und in der Wartung sehr bequem. Heute benutzen fünf Koffersuper-Hersteller Stahlakkus.

Es gibt viele Argumente, die für den gasdichten Sammler sprechen. Er erspart das Einsetzen besonderer Heizbatterien, ist raumsparend und hat eine lange Lebensdauer. Seine Spannungskonstanz schont ferner die Röhren. Während die Monozelle z. B. von 1,6 V auf 0,9 V im Laufe des Betriebes abfällt, ist die Spannungsdifferenz zwischen geladenem und entladendem Stahlakku wesentlich geringer (1,35—1,1 V).

Im modernen Reisesuper bevorzugt man Stahlakkus mit einer Betriebsdauer von z. B. 20

bis 30 Stunden je Ladung. Der entladene Stahlakku wird in fast allen Fällen bei dreitägigem Netzbetrieb des Koffers automatisch aufgeladen. Die Ladekosten sind so gering, daß sie praktisch vernachlässigt werden können (z. B. 1 ... 2 Pfennig). Ist der Akku entladen, ohne daß er sich aus dem Netz sofort aufladen läßt, so genügt es, eine oder zwei 1,5-V-Monozellen parallel zu schalten. Dann kann man wieder etwa 25 Stunden hören.

Ein weiterer Vorzug ist der Pufferbetrieb bei Netzspeisung. In diesem Falle bleibt der Stahlakku angeschaltet und gleicht Netzspannungsschwankungen an den Heizfäden völlig aus. Selbst bei den stärksten Unterspannungen ist die Heizspannung unverändert.

Ferner spart man durch den Stahlakku im Heizspannungsnetzteil kostspielige und in den Abmessungen unvorteilhafte Elektrolytkondensatoren hoher Kapazitätswerte. Eine kleine Stahlakku-Knopfzelle hat beispielsweise eine Kapazität von etwa 2000 μ F. Die meistgebräuchliche Stahlbatterie „D 1,7“ erreicht eine Kapazität von rund 10 000 μ F. Dieser Kapazitätswert variiert naturgemäß in Abhängigkeit vom Ladezustand.

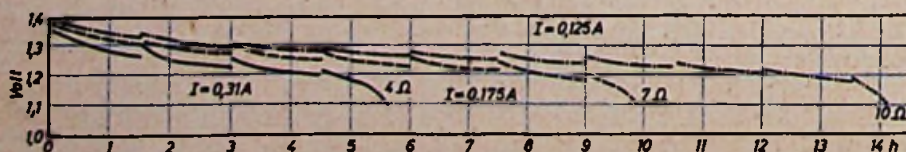
Nach Untersuchungen von Telefunken im Zusammenhang mit Messungen am „Bajazzo 55“ stellt sich der Zusatzheizbetrieb mit zwei Heizmonozellen am günstigsten. In diesem Falle ist die Kapazität der Heizzellen der Kapazität des Stahlsammlers besonders gut angepaßt. Während z. B. beim Koffersuper „Bajazzo 55“ zwei Monozellen ohne Stahlakku eine Betriebsdauer von etwa 18 Stunden ergeben, erreicht man bei Parallelbetrieb mit dem Stahlakku eine Ergiebigkeit von rund 28 Stunden. Der Stundengewinn ist also ungefähr 50 %. Bei vollgeladenem Akku und einer Nachbestückung von zwei Heizmonozellen kann man in diesem Falle mit einer Betriebsheizdauer von gut 50 Stunden rechnen. Diese Stundenangaben erhöhen sich noch bei Sparbetrieb um etwa 20 ... 30 %.

Die Verwendung der Stahlakkus wirkt sich auf die Betriebskosten recht günstig aus. Für die Hörstunde bei einem 7-Röhren-Spitzen-super mit UKW muß man unter 10 Pfg. ausgeben, wenn das Gerät völlig aus Batterien versorgt wird.

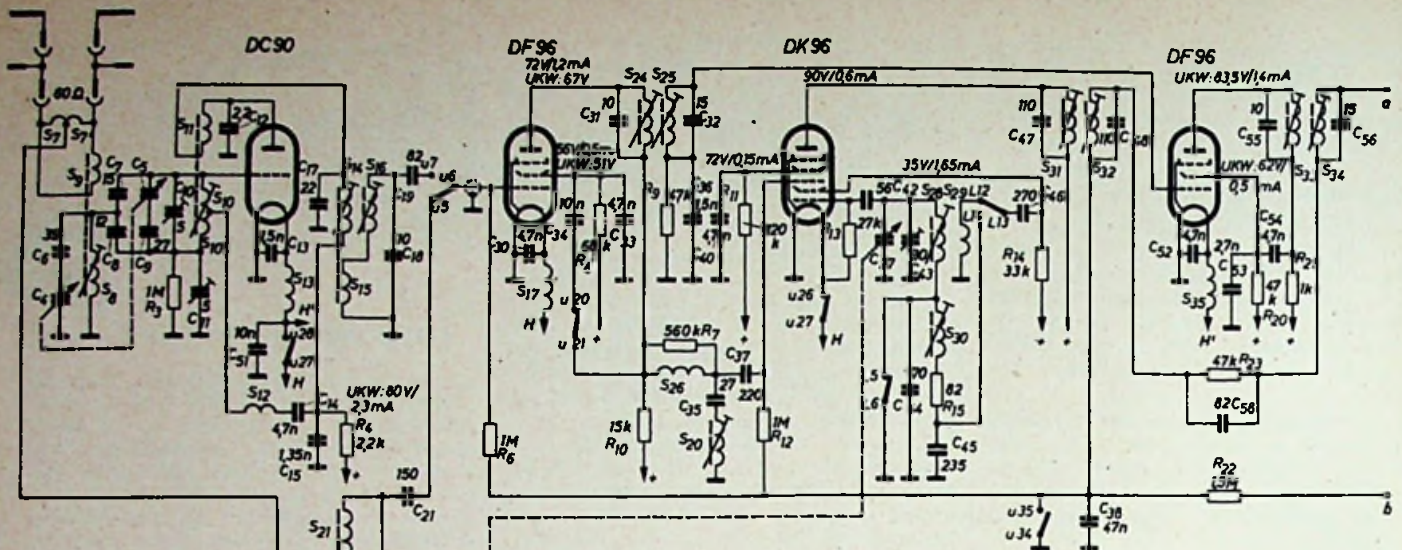
Zerhackerbetrieb mit Autobatterie

Vor Jahren kam ein Koffer mit eingebautem Zerhacker für Netz-, Batterie- und Autobatteriebetrieb auf den Markt. Damals war es fraglich, ob sich dieser Universaltyp durchsetzen würde. In dieser Saison erscheinen überraschend viel Koffergeräte, die auch aus der Autobatterie versorgt werden können.

Man geht dabei zwei verschiedene Wege. Bei dem einen Verfahren ist der Zerhackerteil schon im Koffersuper eingebaut, und es bedarf lediglich der Umschaltung, wenn der Empfänger an der Autobatterie betrieben werden soll. Für Koffersuper ohne eingebauten Zerhacker steht ein getrennter, in einem Me-



Verschiedene Entladekurven des Deac-Stahlakku „D 1,7“ für intermittierenden Betrieb



Schaltbild des Philips UKW-Koffersupers „LD 452 AB“

ein. Es erscheint in dieser Saison als „Pascha 55“ mit verschiedenen Verbesserungen.

Eine wichtige Neuerung ist für die Röhrenheizung der Deac-Stahlakku 4 x „D 6,5“, der bei Netzbetrieb dauernd gepuffert, also stets aufgeladen wird. Der Stromversorgungsteil verzichtet auf eine Anodenbatterie. Bei Stahlakku- und Autobatteriebetrieb liefert ein Wechselrichterteil die Anodengleichspannung unter Verwendung des Brückengleichrichters SSF B 155 C 75. In diesem Falle kann auch auf Sparbetrieb geschaltet werden.

Dieser 8/10-Kreissuper kommt gegenüber dem Vorläufertyp in äußerlich gleicher Form auf den Markt, benutzt jetzt allerdings Drucktastenumschaltung für die drei Wellenbereiche (UKW, KW, MW). Durch Einstöpseln des Netzsteckers in die Zehackerbuchsen wird der Koffersuper automatisch von Netz- auf Batteriebetrieb umgeschaltet. Die Umschaltvorrichtung von 110 auf 220 V Netzspannung ist direkt im Netzstecker untergebracht. Ferner leuchtet bei Netzbetrieb die Skala auf. Das Anzeigelämpchen dient gleichzeitig zur Kontrolle des Aufladevorganges. An einem Kontrollinstrument kann man den Ladezustand des Akkus erkennen.

Erhebliche Entwicklungsarbeit wurde außerdem im HF- und ZF-Teil geleistet: Transschärfe und Empfindlichkeit sind im UKW-Bereich angestiegen; auch auf Mittelwellen hat die Empfangsleistung zugenommen.

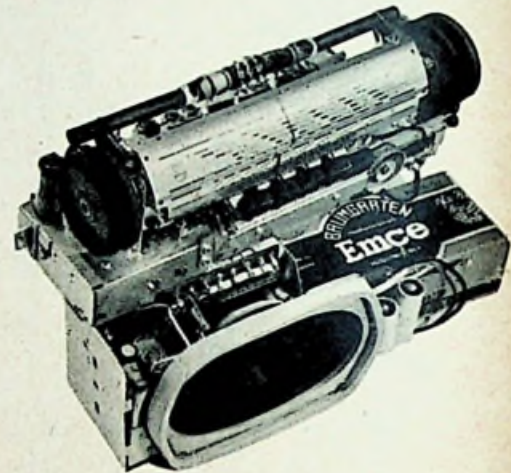
Philips

Eine besondere Überraschung bedeutet für den deutschen Radiomarkt das Erscheinen des Philips-UKW-Koffersupers „LD 452 AB“, denn er nutzt alle schaltungstechnischen Fortschritte aus und bevorzugt kleine und moderne Bauelemente.

Als 7-Röhren-8/10-Kreissuper ist dieser für Batterie- und Wechselstrombetrieb bestimmte Reiseempfänger mit den Röhren DC 90, DF 96, DK 96, DF 96, DAF 96 und DL 96 bestückt. Im Ratiodetektor werden die Germaniumdioden 2 x RL 232 b verwendet. Der eingebaute Duo-Ovallautesprecher (100 x 150 mm, 12 000 Gauß) sorgt im Zusammenwirken mit dem Klangregler für hochwertige, individuell zu beeinflussende Wiedergabegüte. Ferner ergibt ein eingebaute Stahlakku geringe Betriebskosten.

Für AM-Empfang auf MW und LW steht eine Ferritantenne, für den FM-Teil ein eingebauter, versenkbarer Teleskop-Dipol zur Verfügung. Der AM-Kanal enthält eine HF-Vorstufe, während bei UKW insgesamt drei ZF-Stufen wirksam sind. Man hat ferner auf einfache Bedienung großen Wert gelegt (Drucktasten für Bereichs- und Betriebswahl, getrennte AM/FM-Abstimmung und automatische Umschaltung bei Übergang von Batterie- auf Netzbetrieb und umgekehrt).

Das gefällige Gehäuse mit den Abmessungen 300 x 220 x 120 mm besteht aus Sperrholz und wird flaschengrün, madelrötlich oder in Hahnentrümmel geliefert. Bei Batteriebetrieb ergeben sich 140 Stunden Lebensdauer für die Anodenbatterie (Emce „780“) und etwa 33 Stunden für den Stahlakku mit einer Ladung und parallel geschalteter Monozelle.



Chassisansicht des Philips UKW-Koffersupers

Schaub-Lorenz

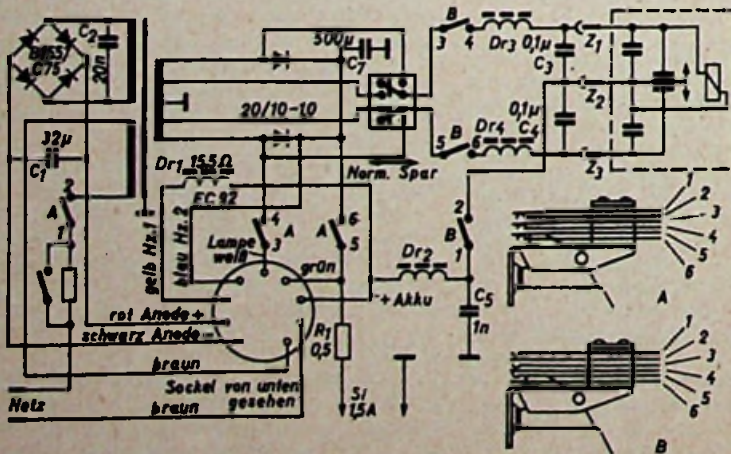
Gegenüber dem Vorläufertyp statten Schaub-Lorenz das Gerät „Polo II/Golf II“ nunmehr mit drei Drucktasten aus. Beide Empfänger, über die wir schon berichteten, unterscheiden sich durch das verschiedenfarbige Gehäuse (Polo II: dunkelgrün; Golf II: weinrot).

Besonders interessant im schaltungstechnischen Aufbau des gleichfalls weiterentwickelten Koffersupers „Camping II/Touring II“, dessen technische Daten bereits früher veröffentlicht wurden, ist u. a. die Schaltung des Stromversorgungsteiles, der gleichzeitig auch den Wechselrichterteil für Autobatteriebetrieb enthält.

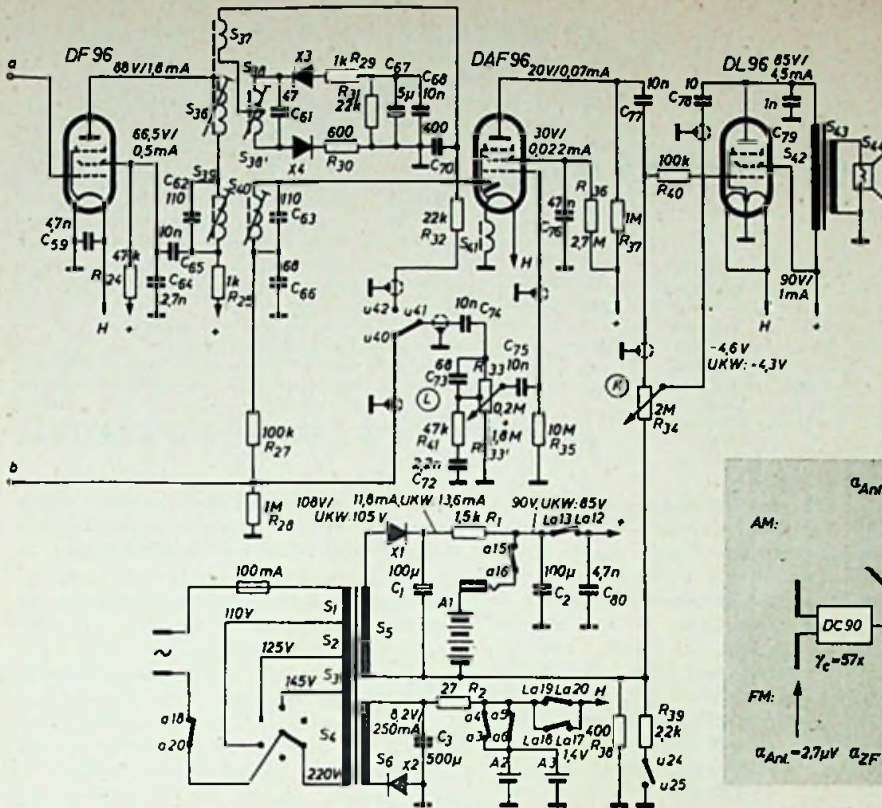
Darüber hinaus gestattet der Stromversorgungsteil den Betrieb aus den eingebauten Batterien oder aus dem Wechselstromnetz. Da verschiedene Bauelemente doppelt verwendet werden, konnte ein größerer Aufwand vermieden werden. So dient der Netztransformator bei Autobatteriebetrieb gleichzeitig als Zehackertransformator; für die Stromzuführung wird auch in diesem Falle die Netzschur benutzt.

Ebenso sinnreich wurde die Gittervorspannungserzeugung gelöst. Man verzichtet auf Katodenwiderstände und verwendet eine Dauer-Gitterbatterie in Kombination mit einem aus der Oszillatorspannung gleichgerichteten Anteil. Bei der Aussteuerung kann also der Arbeitspunkt nicht mehr verschoben werden. Der größte Vorzug ist aber, daß für die Endstufe bei Batteriebetrieb die volle Anodenspannung zur Verfügung steht.

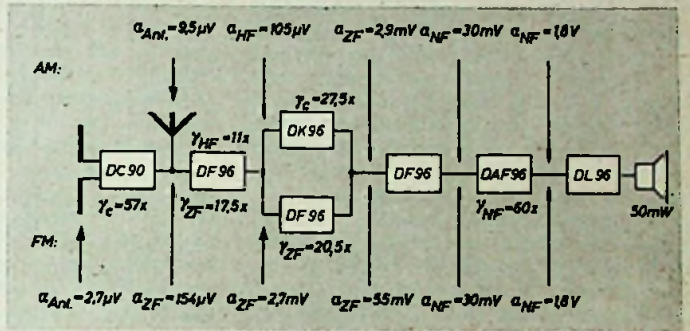
Die Empfängerröhren sind parallel geheizt. Dieses Verfahren gestattet, auf Entkopplungs-



Stromversorgungsteil Kroffli „Pascha 55“



fen mit den Röhren DF 96 verstärkt. Als FM-Demodulator verwendet dieser Großsuper Radiodetektor mit zwei Germaniumdioden. Auch die Schaltung des NF-Teils ist ausgeklügelt. So wird die erste FM-ZF-Röhre als Phasenumkehröhre für die Gegentaktendstufe mit 2 x DL 96 benutzt. Die Entkopplungsschwierigkeiten konnten durch Schaltung der DF 96 als NF-Triode vermieden werden. Es arbeitet dann das Schirmgitter dieser Röhre als Anode. In der Gegentaktschaltung wird das AB-Prinzip angewandt, das mit 5 mA Anodenstrom wirtschaftlicher ist als der Eintaktbetrieb mit der DL 94. Wer diesen vorbildlichen Universal-Koffersuper erproben konnte, wird über die hervorragende Empfangsleistung und Klangqualität erfreut sein.



glieder im Heizkreis zu verzichten und einen kleinen Stahlakku anzuordnen („E 1“), der bei Netzbetrieb den Heizstrom siebt. Zur Stabilisierung der Heizspannung bei Netz- und Autobatteriebetrieb ist ferner ein Selengleichrichter vorhanden. Drückt man die „Aus“-Taste nur zur Hälfte ein, so wird bei Batteriebetrieb die Sparschaltung wirksam. Sie setzt gleichzeitig Heiz- und Anodenstrom herab, da je eine Heizfadenhälfte der Endröhren abgeschaltet wird und dementsprechend auch deren Anodenstrom zurückgeht. Ferner kann parallel zu den Heizfäden ein 1,4-V-Kleinakku geschaltet werden. Bei Netzbetrieb wird dieser Sammler allmählich aufgeladen. Eine Schnellladung mit etwa 0,3 A Ladestrom ist nach Betätigen des Ladeschalters möglich. Die hohe UKW-Leistung erklärt sich aus der FM-Doppelüberlagerung. Als erste FM-Mischröhre dient die DC 90, deren selbstschwingende Mischschaltung eine Empfindlichkeit von etwa 2,5 μV gewährleistet. An die nun folgende 10,7-MHz-FM-Stufe schließt sich als

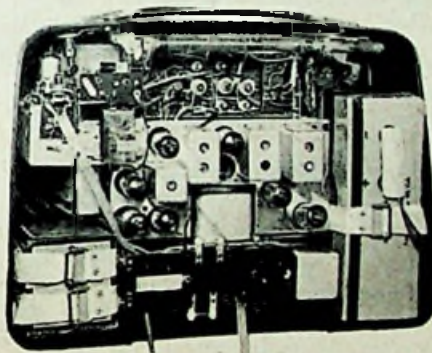
zweite Mischröhre die auch bei AM als Pentagrid-Converter arbeitende DK 96 mit einer Oszillatorfrequenz von 4,2 MHz an. Die entstehende zweite Zwischenfrequenz hat 6,5 MHz und wird noch in zwei weiteren Stu-

Empfindlichkeit und Verstärkung der einzelnen Stufen des Philips UKW-Koffersupers „LD 452 AB“

Telefunken

Ein Musterbeispiel für hohe Leistungsfähigkeit bei weitgehender Rationalisierung bietet die Schaltung des verbesserten Telefunken-Koffersupers „Bajazzo 55“. Die UKW-Einheit ist mit den Röhren DC 90 und DF 96 bestückt, an die sich ein dreistufiger ZF-Teil bei FM anschließt. In der Demodulationsstufe werden zwei Germaniumdioden als Radiodetektor verwendet.

Welche Vereinfachung der Stahlakku in schaltungstechnischer Hinsicht gestattet, zeigt der



Innenansicht des „Schaub-Camping II“

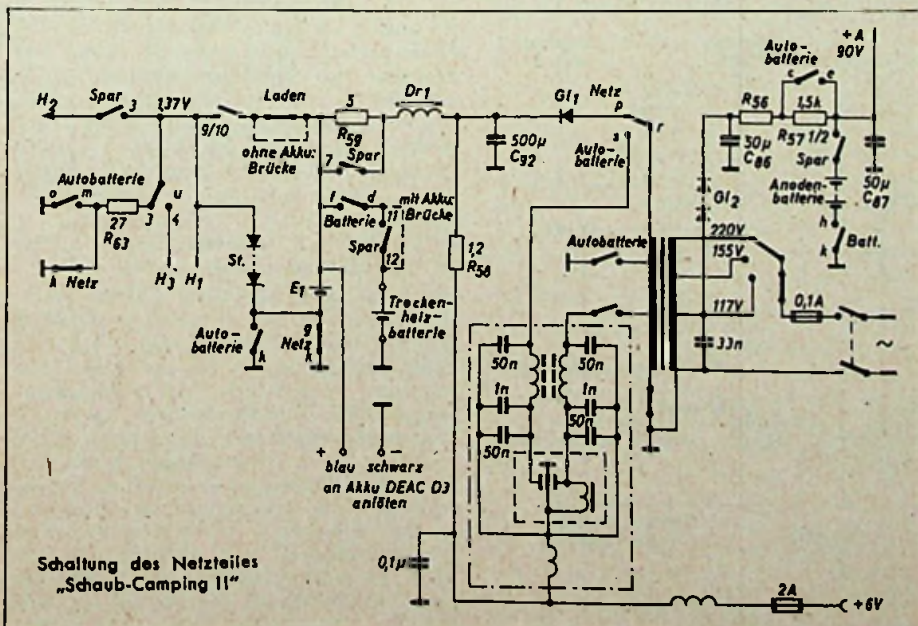


Ein bewährter Koffersuper mit Tradition, der Telefunken „Bajazzo 55“

Heizstromkreis des „Bajazzo 55“ besonders deutlich. An Siebmitteln sind lediglich ein 250- μF -Kondensator und ein ohmscher Widerstand angeordnet.

Metz

Nach Redaktionsschluss kündete Metz noch das „Babyphon-S“ an. Das Preßstoffgehäuse in modischen Farben enthält einen 9-AM-/10-FM-Kreis-Super für UKW und MW mit 6 Röhren, 3 Germaniumdioden, 2 Selengleichrichtern und einem Selenstabilisator für Batterie- und Netzbetrieb. Ferrit-Ovalkernantenne und ausziehbare symmetrische Spezial-UKW-Federbandantenne bürgen für guten Empfang. Zusätzlich können eine MW- und eine UKW-Außenantenne angeschlossen werden. Als Plattenspieler ist das bewährte Modell des Vorjahres eingebaut.



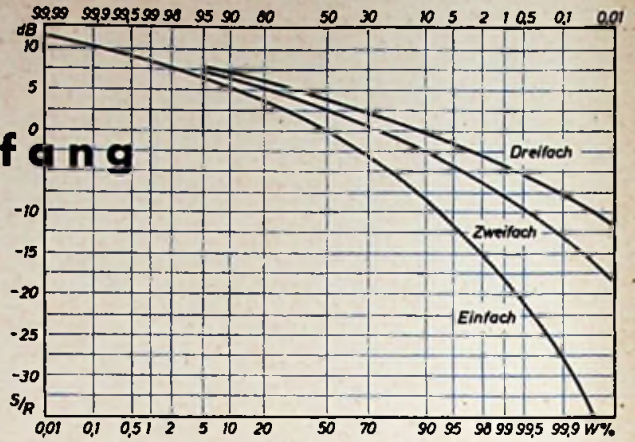
Schaltung des Netzteiles „Schaub-Camping II“

Moderner Diversity-Empfang

Unter Diversity- oder Mehrfachempfang versteht man Empfangsverfahren, bei denen mehrere Empfänger dieselbe Nachricht auf einen gemeinsamen Ausgang weitergeben. Der Diversity-Empfang wird vornehmlich bei der Übertragung von Nachrichten im Kurzwellenbereich zwischen 1 und 30 MHz angewendet. In diesem Frequenzbereich können Funk-Nachrichtenverbindungen außer von atmosphärischen Störungen vor allem durch den sogenannten Selektivschwund beeinflusst werden. Diese Schwunderscheinungen entstehen durch das Vorhandensein mehrerer Empfangswege mit unterschiedlicher Länge. Das ist z. B. der Fall, wenn dem Empfänger außer der Bodenwelle eines Senders auch eine über die Heavyside-Schicht gespiegelte Welle zugeführt wird. Es ist aber auch möglich, daß mehrere, an den einzelnen Schichten der Ionosphäre reflektierte Wellenzüge am Empfangsort miteinander interferieren. Da nun die Längen über solche Reflexionswege nicht konstant sind — der Grund hierfür ist teilweise in dem Schwanken der Schichthöhen zu suchen —, sind die Phasen- und Amplitudenverhältnisse zwischen den einzelnen Wellenzügen nicht gleichbleibend, sondern ändern sich laufend.

Die Amplitude der Gesamtspannung, die ja für einen Funkempfänger maßgebend ist, wechselt aus diesem Grunde zwischen Minimal- und Maximalwerten hin und her. Dies sei an Hand eines kleinen Beispiels näher erläutert. In der Empfangs-Antenne wird durch die Bodenwelle eines Senders eine Spannung U_1 induziert. Gleichzeitig entsteht durch eine an der Ionosphäre gespiegelte Welle eine Spannung der Größe U_2 in der Antenne. Bei jeder Höhenänderung der reflektierenden Schicht ändert sich die Phasenlage der beiden Spannungen. Jedesmal, wenn die Weglänge um eine halbe Wellenlänge zu- oder abnimmt, durchläuft der Phasenwinkel einen Betrag von 180° . Die Vektorsumme der beiden Spannungen nimmt demzufolge alle Werte zwischen $U_1 + U_2$ und $U_1 - U_2$ an. Sind beide Spannungen gleich

Abb. 1. Gewinn an Störabstand bei Diversity-Empfang, dargestellt durch die Wahrscheinlichkeit für das Erreichen eines bestimmten Störabstandes bei Einfach-Betrieb, Zweifach- u. Dreifach-Diversity (nach Kotowski, P., u. Sobotka, H.: Drahtloser Überseeverkehr, Leipzig 1950)



groß, so tritt beim Phasenwinkel 180° vollständige Auslöschung auf. Die Folgen solcher Mehrwegeausbreitungen sind jedem Rundfunkhörer bekannt, der in den Abendstunden im Mittelwellenbereich einen Fernsender zu empfangen versucht. Neben starken Schwankungen der Lautstärke treten auch Verzerrungen der Modulation auf, wenn der oben beschriebene Selektivschwund nicht das gesamte vom Sender ausgestrahlte Spektrum, sondern nur einen Teil hiervon erfäßt. Um nun trotz dieser Schwunderscheinungen einen ungestörten Empfang zu erreichen, ordnet man mehrere Empfänger so an, daß sie nicht alle gleichzeitig von Schwund betroffen werden, und entnimmt ihren Ausgängen das zu empfangende Signal. Solche Anlagen nennt man Diversity-Empfangsanlagen. Je nachdem, ob man die Empfangs-Antennen räumlich voneinander trennt, oder sie so anordnet, daß sie auf verschiedene Komponenten der Empfangswelle reagieren, spricht man von „Raum-“ oder „Polarisations“-Diversity. Beim „Frequenz“-Diversity-Verfahren wird eine Nachricht auf zwei getrennten Frequenzen gesendet und empfangen.

Bei allen diesen Anlagen sind die Antennen so angeordnet, daß die Schwunderscheinungen nicht gleichzeitig auftreten. Nach der Anzahl der verwendeten Antennen und Empfänger unterscheidet man Zweifach- oder Dreifach-Diversity-Anlagen.

Abb. 1 gibt Aufschluß über die bei Diversity-Betrieb zu erwartende Verbesserung des Empfangs. Auf der Ordinate ist der Störabstand (das Verhältnis von Signal zu Rauschen), auf der Abszisse die Wahrscheinlichkeit für das

Überschreiten eines Augenblickswertes aufgetragen. Die Kurven gelten für Einfachempfang, Zweifach- und Dreifach-Diversity-Empfang.

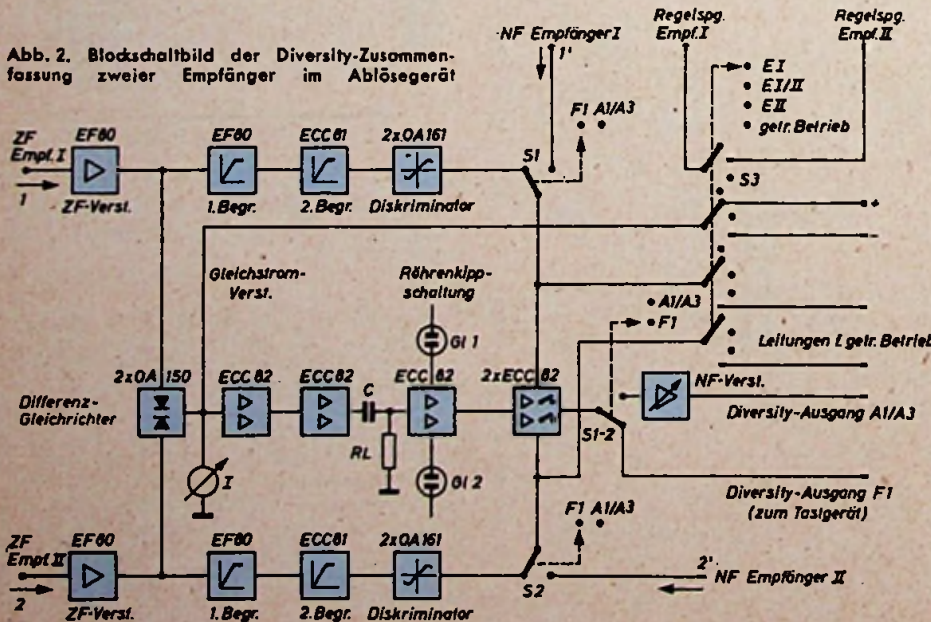
Die technisch ausgeführten Diversity-Anlagen unterscheiden sich vor allem hinsichtlich der Zusammenfassung der aus den einzelnen Empfängern kommenden Signale.

Früher war es üblich, die Ausgänge der einzelnen Empfänger parallel auf einen Ausgang zu schalten. Dieses Verfahren hat den Nachteil, daß der im Schwundminimum arbeitende Empfänger zur gemeinsamen Ausgangsleistung beiträgt und so den Störabstand der Sendung unnötig verschlechtert. Prinzipiell unterscheidet sich ein solches Verfahren nicht von der Verwendung zweier Antennen für einen Empfänger.

Eine grundsätzliche Verbesserung läßt sich dadurch herbeiführen, daß man die Regelleitungen beider Empfänger so zusammenfaßt, daß jeweils nur der Empfänger mit dem besseren Signal die Größe der Regelspannung bestimmt. Der Empfänger mit dem schlechteren Störabstand wird dann zumindest bei großen Unterschieden der Eingangsspannungen so weit zurückgeregelt, daß er nicht zur Erzeugung der Ausgangsspannung beiträgt. Sind jedoch beide Antennenspannungen annähernd gleich groß, so steigt der Ausgangspegel an. Dies führt beim Übergang von einem Empfänger auf den anderen zu einem Pegelanstieg. Sind die Ausgangsspannungen der Empfänger nicht phasengleich, so entstehen zusätzlich während einer solchen Übergangszeit Verzerrungen, die den Empfang beeinflussen. Derartige Störungen sind vor allem bei Telegrafieempfang sehr unerwünscht, da sie falsche Zeichen vortäuschen können. Um dieser Erscheinung zu begegnen, wendet man zusätzlich zur Regelspannungszusammenfassung noch einen Umschalter an, der jeweils nur einen Empfänger, nämlich den mit dem besseren Signal, auf den Ausgang schaltet. Ein derartiges Gerät zur Diversity-Zusammenfassung zweier Empfänger wurde unter dem Namen „Ablösegerät“ Type „Abl 305/1“ in letzter Zeit von Telefunken entwickelt und soll hier kurz beschrieben werden.

Das Gerät ist als DIN-Gestellanschub ausgeführt, kann aber auch in einem Blechgehäuse geliefert werden. Als Empfänger sind alle Telefunken-Empfänger, wie der Kurzwellenempfänger „Kiel E 127/4“, der Verkehrsempfänger „Kurz E 104/Kw 4“ bzw. „Kw 7“, der Längstwellenempfänger „Langenberg E 108 Lw“ oder ein Spezialempfänger „E 305“ verwendbar. Alle diese Geräte liefern bei A1- und A3-Betrieb die demodulierte Niederfrequenz an das Ablösegerät, während bei F1-Betrieb (Funkfern schreiben und Schnellmorsebetrieb durch Frequenzumtastung) die Zwischenfrequenz der Empfänger weiterverarbeitet wird. Das Gerät besteht aus fünf getrennten Ein-

Abb. 2. Blockschaltbild der Diversity-Zusammenfassung zweier Empfänger im Ablösegerät



heiten: zwei Demodulatoren für F1-Betrieb, bestehend aus je einem zweistufigen Begrenzer und einem Diskriminator, einem elektronischen Umschalter, dem sogenannten Auswahlgerät, einem NF-Verstärker und dem Stromversorgungsgerät. Das Blockschaltbild (Abb. 2) gibt Aufschluß über das Zusammenwirken der einzelnen Baugruppen. Über die Eingangsleitungen 1 und 2 bzw. 1' und 2' werden dem Ablösegerät die ZF- bzw. NF-Ausgangsspannungen der Empfänger zugeleitet. Nach entsprechender Vorverstärkung wird die ZF-Spannung einem zweistufigen Begrenzer zugeführt. Die besondere Schaltung der zweiten Begrenzerstufe gewährleistet ein praktisch trägheitsloses Arbeiten des Begrenzers. Es können auch Impulse von sehr kurzer Dauer, z. B. Zündstörungen von Kraftwagen u. dgl. unterdrückt werden. Die Begrenzung erfolgt durch eine Doppeltriode ECC 81. Das erste System dieser Röhre arbeitet als Katodenverstärker, während das zweite

Hinter den Eingangsstufen wird die verstärkte ZF abgenommen und einem Differenzgleichrichter zugeführt. Die Ausgangsspannung dieses Gleichrichters ist positiv oder negativ, je nachdem, welcher der zwei Empfänger das stärkere ZF-Signal liefert. Über einen Gleichstromverstärker wird diese Differenzspannung einer zweistufigen bistabilen Röhrenkippschaltung zugeführt. Die zwei Gleichgewichtslagen dieser Schaltung hängen von der Ausgangsspannung des Differenzgleichrichters ab. Um den Umschaltvorgang sehr schnell ablaufen zu lassen, werden die von der ersten Röhrenkippschaltung gebildeten Schaltimpulse über eine RC-Kombination differenziert und dem zweiten Röhrenkipper zugeführt. Die Ausgangsspannung dieser Stufe steuert eine sogenannte Tor-Röhrenschaltung. Diese Schaltungsanordnung, bestehend aus zwei Röhren ECC 82, hat zwei Eingänge und einen Ausgang. Die beiden Eingänge sind mit dem oben erwähnten Betriebsartenschalter verbunden. Die Röhrenkippschaltung steuert die Tor-

abstand, über ein CCIR-Filter gemessen, mehr als 60 dB beträgt.

Bei der Betriebsart F1, die vor allem für das Funkfernsehen in Betracht kommt, wird die Ausgangsspannung der Tor-Röhrenschaltung unter Umgehung des NF-Teiles an die Auswerteeinrichtung (Fernschreiber-Tastgerät) weitergegeben. Durch den Empfänger-Auswahlschalter S3 erfolgt die Anpassung des Gerätes an den jeweiligen Betriebszustand. In Stellung „Getrennter Betrieb“ sind die Betriebsartenschalter direkt mit den entsprechenden Ausgängen verbunden. In dieser Schaltstellung können die zwei Empfänger einer Diversity-Anlage voneinander unabhängig betrieben werden.

Die verbleibenden drei Stellungen des Schalters dienen zur Einleitung und Durchführung des Diversity-Betriebes. In der Mittenstellung des Schalters (E I / E II) arbeitet das Gerät in Diversity-Schaltung wie vorhin beschrieben. Die Regelleitungen der beiden Empfänger sind miteinander verbunden, und der Differenzgleichrichter steuert die Tor-Röhrenschaltung. In den zwei Stellungen E I und E II bleibt zwar ausgangsseitig die Schaltung für den Diversity-Betrieb bestehen, jedoch wird durch das Anlegen einer positiven bzw. negativen Hilfsspannung an den Gleichstromverstärker die Tor-Röhrenschaltung fest auf einen Empfänger umgeschaltet. Die Verbindung der Regelleitungen bleibt aufgetrennt. Der für den Diversity-Kanal gesperrte Empfänger kann z. B. abgestimmt oder eingepegelt werden, und anschließend erfolgt durch Betätigen des Betriebsartenschalters der Übergang zum normalen Diversity-Betrieb.

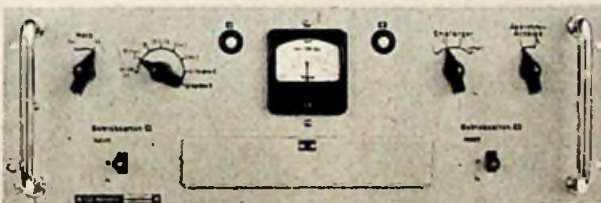
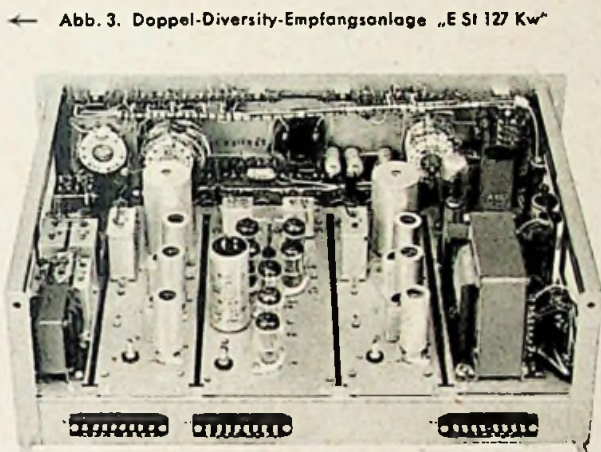
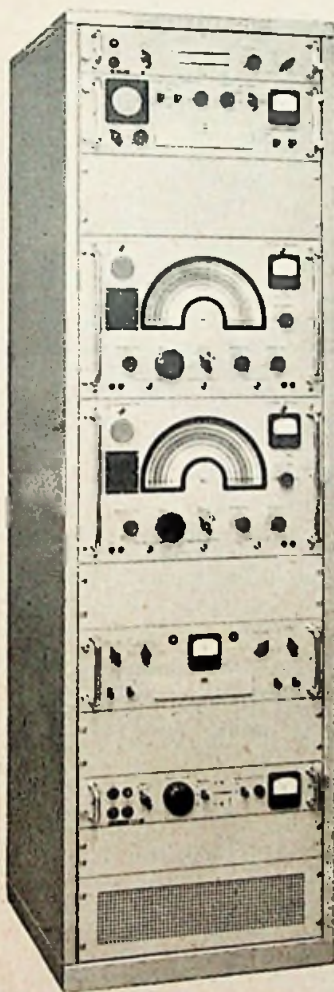
Je nach der Betriebsweise der zwei Empfänger kann mit dem Gerät Raum-, Polarisations- oder Frequenz-Diversity-Empfang durchgeführt werden.

Abb. 3 zeigt eine komplette Doppel-Diversity-Empfangsanlage mit zwei Empfängern „Kiel“, einem Ablösegerät und einem Fernschreiber-Tastgerät. Diese Anlage gestattet die Abwicklung folgender Betriebsarten: A1 und A2 (tonlose bzw. tönende Telegrafie), A3 (Zweiseitenband-Telefonie), A4 (Bildfunk) sowie F1 (Telegrafie mit Frequenzumtastung) und F3 (Telefonie bei Schmalband-Frequenzmodulation).

Ganz oben im Gestellschrank ist ein Abhörverstärker angeordnet; es folgen das Fernschreiber-Tastgerät, die zwei Empfänger, das Ablösegerät und ein Doppelstromgerät, das die vom Tastgerät erzeugten Einfach-Impulse in Doppelstromzeichen umsetzt.

Abb. 4 und 5 zeigen ein Ablösegerät ohne Gehäuse. Die Aufteilung des Gerätes in fünf Einheiten ist aus Abb. 4 gut ersichtlich, während Abb. 5 die Anordnung der Bedienelemente an der Frontplatte zeigt. Außer den bereits besprochenen Schaltern und dem Anzeigeelement mit den beiden Glimmlampen sind an der Frontplatte ein Umschalter für das Meßinstrument, ein Netzschalter und ein Wahlschalter für die im Fernschreiber-Tastgerät angeordnete Abstimmangelegung untergebracht.

Mit Hilfe des Instrumentenumschalters wird das Instrument wahlweise als Pegelzeiger, als Abstimmanzeige, als Anzeigeelement für die relative Feldstärke oder zur Kontrolle des Differenzgleichrichters benutzt. Die Betriebsartenwahlschalter haben außer den im Text angegebenen Stellungen A1/A3/F3 und F1 noch eine dritte Schaltstellung Tw. Diese Schaltstellung ist für den Empfang von Twi-plex- oder Duplex-Sendungen vorgesehen. Gegenüber der Demodulation von normalen Fernschreibersendungen ergeben sich für das Ablösegerät nur unbedeutende Abweichungen.



← Abb. 3. Doppel-Diversity-Empfangsanlage „E St 127 Kw“

Abb. 4. Doppel-Diversity-Ablösegerät „Abl 305/1“

Abb. 5. Doppel-Diversity-Ablösegerät „Abl 305/1“, von vorn gesehen

System über den gemeinsamen Katodenwiderstand in Gitterbasissteuerung betrieben wird. Bei geeigneter Dimensionierung der Schaltelemente gelingt es, einen Begrenzer zu bauen, der ohne eine RC-Kombination im Gitterkreis auskommt, also völlig trägheitslos arbeitet.

Auf jeden der zwei Begrenzer folgt als Frequenz-Diskriminator ein temperaturkompensierter Rieggkreis mit zwei Germaniumdioden OA 161. Der Ausgang der Diskriminatoren ist mit den Betriebsartenschaltern S1 und S2 verbunden, die je nach ihrer Lage das vom Empfänger kommende amplitudenmodulierte Signal oder die vom Diskriminator abgegebene Spannung an einen elektronischen Schalter weitergeben.

Röhren so, daß jeweils der Empfänger mit dem stärkeren Signal auf den Ausgang durchgeschaltet wird, während der andere Empfänger gesperrt bleibt. Die Umschaltzeit der gesamten Anordnung ist sehr kurz, sie beträgt einige μ s. Hierdurch wird gewährleistet, daß z. B. während eines Fernschreibzeichens mehrere Male zwischen den beiden Empfängern umgeschaltet werden kann und tatsächlich zu jedem Zeitpunkt der Empfänger mit dem besseren Störabstand die Ausgangsspannung bestimmt. Durch starke Gegenkopplung und Symmetrierung der Tor-Röhren kann man die Umschaltstörungen auf ein nicht mehr wahrnehmbares Maß herabdrücken. Zwei Glimmlampen, G11 und G12, zeigen an, welcher der beiden Empfänger auf den gemeinsamen Ausgang durchgeschaltet ist. Ein Instrument 1 ermöglicht das Einpegeln des Gerätes und die Überwachung des Differenzgleichrichters.

Der Ausgang der Tor-Röhrenschaltung ist bei den tonfrequenten Betriebsarten mit einem NF-Verstärker verbunden, der die Signale auf einen Ausgangspegel von maximal +8 dB an 600 Ohm verstärkt. Der Klirrfaktor des Verstärkers ist $\leq 4\%$, während der Geräusch-

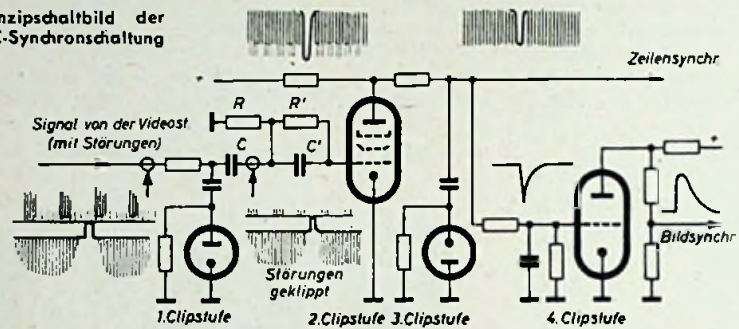
4-C-Synchronschaltung

Nordmende verwendet neuerdings in den Fernsehgeräten die 4-C-Synchronschaltung, um eine besonders hohe Störfestigkeit in den Ablenkeilen zu erreichen. Diese Schaltung ist eine neuartige Kombination der an sich bekannten Clip-Schaltungen, die bei relativ geringem Aufwand in ihrer Wirkung an die komplizierteren Schaltungen heranreicht. Das Amplitudensieb hat in jedem FS-Empfänger die Aufgabe, das Impulsgemisch vom Bildinhalt zu befreien und nur die Synchronisierimpulse den Kippgeräten zuzuleiten. Beim einstufigen Amplitudensieb (Abb. 1) wird das Signal an der Gitter-Katoden-Strecke der Röhre gleichgerichtet, wobei sich der Kondensator C nahezu auf die Spitzenspannung des Signals negativ auflädt. Aus der Kennlinie ersieht man, daß dann nur noch die Impulse des Signals in den Aussteuerbereich der Kennlinie fallen, und der Anodenstrom nur noch von diesen Impulsen gesteuert wird. Durch niedrige Schirmgitter- und Anodenspannung hält man den Aussteuerbereich der Röhre so klein, daß auch bei kleinen Signalamplituden die Abschneidewirkung erhalten bleibt.

Das Amplitudensieb muß schaltungsmäßig so ausgebildet werden, daß seine Arbeitsweise durch zusätzliche Störimpulse nicht beeinträchtigt wird. Neben der indirekten Synchronisierung mit Schwingradkreis für die Zeile sind weitere Methoden bekanntgeworden, die ein Austasten der Störung erreichen. Die neue 4-C-Synchronschaltung enthält im Prinzip zusätzliche Clip-Stufen, die teils vor, teils hinter dem eigentlichen Amplitudensieb liegen. Der Vorteil einer solchen Schaltung liegt in der Hauptsache in der Einfachheit und hohen Betriebssicherheit, die auch durch Röhrenalterung kaum beeinträchtigt wird. Weiterhin beeinflußt die Amplitude des Signals die Wirksamkeit der Schaltung kaum, da sich die Clip-Stufen so dimensionieren lassen, daß sich der Abschneidepunkt auto-

tives Potential auflädt und sich über R nur langsam entlädt. Während dieser Zeit wäre die Röhre vollständig gesperrt. Obwohl diese Gefahr durch die erste Clip-Stufe bereits weitgehend verringert wird, ist zusätzlich noch ein zweites Glied C'/R' mit kurzer Zeitkonstante zwischengeschaltet, das dem Zuspuffen dadurch entgegenwirkt, daß bei kurzen, starken Störimpulsen der kleine Kondensator C' den Hauptanteil der negativen Spannung aufnimmt und sich über den kleinen Widerstand R' schnell entlädt.

Abb. 2. Prinzipschaltbild der 4-C-Synchronschaltung



Dadurch hat praktisch nach Beendigung des Störimpulses das Gitter wieder seinen richtigen Arbeitspunkt erreicht. An der Anode des Amplitudensiebs erhält man dann die vom Bildinhalt befreiten Synchronisierimpulse, auf denen aber noch restliche Störspitzen zu beobachten sind, die infolge der Phasendrehung in der Röhre jetzt

nach unten weisen. Deshalb muß die nachfolgende dritte Clip-Stufe — wieder ein Dioden-Clipper — umgekehrt gepolt sein. Am Ausgang dieser Stufe sind die Impulse von Störspitzen völlig befreit und können in dieser Form direkt zur Synchronisation der Zeilen-Ablenkstufe benutzt werden. Ein Integrierglied siebt die Bildimpulse aus und führt sie der vierten Stufe zu, die deshalb zweckmäßig ist, weil Störungen, die länger als der Bildimpuls sind, trotz der vorhergehenden Beschneidung wegen der Integration vor der vierten Clip-Stufe wieder zu höheren Spitzen anwachsen können. In der vierten Clip-Stufe, die mit einer Triode arbeitet, wird die Höhe dieser Spitzen auf die eines normalen Bildimpulses zurückgeführt.

Da die Triode mit niedriger Anodenspannung arbeitet, ist der Aussteuerbereich so klein, daß der normale aussteuerte Bildimpuls die Röhre vollständig durchsteuert und damit an den Anoden den größtmöglichen Impuls erzeugt. Treten trotzdem am Gitter höhere Impulse auf, dann können diese anodenseitig keine größeren Impulse mehr hervorbringen. —h.

FT - KURZNACHRICHTEN

Breitband-Fensterantenne „Tefo 1000“

Unter dieser Bezeichnung bringt Tefo eine neue Breitband-Fensterantenne für Fernsehempfang in den Kanälen 5 ... 11 heraus. In Sendernähe kann diese Empfangsantenne durchaus zweckmäßig sein, weil die Kombination von Schleifendipol mit Reflektor innerhalb gewisser Grenzen die Ausblendung unerwünschter Reflexionen ermöglicht. Der Spannungsgewinn beträgt 3,5 dB, das Vor-/Rückverhältnis ist 3:1, der Fußpunktwiderstand 240 Ohm. Die Antenne wird mit dem erforderlichen Zubehör (Bandkabel, Bananenstecker, Abstandsisolatoren und Befestigungsschrauben) geliefert.

Service-Anleitung

Telefunken kündigt die in Kürze erscheinende Service-Anleitung für den Fernsehempfänger „FE 10“ an, die alle für die Wartung und Fehlerbeseitigung notwendigen Hinweise neben einer genauen Schaltungsanalyse enthält.

Breitband-Pentode E 180 F

Valvo hat kürzlich die Serienfertigung der neuen Breitbandverstärker-Pentode E 180 F aufgenommen. Die Röhre hat ein S/C -Verhältnis von 1,7 und ist deshalb für die Verwendung in Koaxialkabelverstärkern und in ZF-Verstärkern von Richtfunksystemen besonders geeignet. Der Phasenwinkel der Steilheit, der bei gegengekoppelten Breitbandverstärkern eine große Rolle spielt, konnte durch geeignete Elektrodenanordnung auf 9° bei einer Frequenz von 50 MHz reduziert werden. Zur Vermeidung von Kontaktschwierigkeiten sind die Röhrenstifte vergoldet. Es empfiehlt sich, die Fassung 5908/46 bzw. 5908/45 (mit Abschirmkragen) zu verwenden, bei denen die Kontaktfedern ebenfalls voll vergoldet sind.

Transistoren

mit erhöhter Kollektor-Verlustleistung

Nach einer Mitteilung von Valvo konnte die Kollektor-Verlustleistung für die PNP-Flächentransistoren „OC 70“ und „OC 71“ auf 25 mW erhöht

werden. Dadurch sind diese Typen außer für Hörgeräte auch für weitere Anwendungsgebiete in der Übertragungs- und Regeltechnik von aktuellem Interesse geworden.

Schwingquarze

Drei neue Prospekte über Schwingquarze legt die Firma Dr. Steeg & Reuter vor. Die erste Liste enthält Schwingquarze für Amateurfunkanlagen und Modellfernsteuerungen, die zweite Schwingquarze für Prüffeldwerkstatt und Labor und die dritte technische Unterlagen über den 1000-kHz-Eichquarz für den weitverbreiteten amerikanischen Frequenzmesser „BC 221“ („SCR 211“) und andere Meßgeräte. Die Prospekte können beim Alleinvertrieb Hermann Reuter, Bad Homburg v. d. H., angefordert werden.

Neue Ela-Verstärker

Die Deutsche Philips GmbH hat zur Verwendung in kleinen Ruf- oder Abböranlagen den neuen Verstärker „VE 1306“ mit 12 W Ausgangsleistung herausgebracht. Er hat einen regelbaren Eingang für Tauchspulen- oder Kristallmikrofon (5 mV an 1 MOhm), einen 100-V-Lautsprecherausgang an 830 Ohm und einen 3-V-Steuerausgang zur Aussteuerung von Endstufen oder weiteren Mischpultverstärkern über längere nichtabgeschirmte Modulations- oder Fernsprechleitungen. Der Klirrfaktor bei 1000 Hz ist $< 2\%$ für 12 W Ausgangsleistung; der Störpegel —55 dB.

Der 120-W-Mischpultverstärker „EL 6431“ hat zwei getrennt regelbare Mikrofoneingänge und einen umschalt- und regelbaren Eingang für Plattenspieler, Tonband- und Rundfunkgerät. Die für alle Kanäle wirkende getrennte Höhen- und Tiefenregelung gestattet in weiten Grenzen eine Anpassung der Wiedergabe an die jeweiligen Übertragungs- und Raumverhältnisse. Die Ausgangsspannung ist in 6 Stufen von 10 ... 100 V umschaltbar; außerdem verfügt der Verstärker über einen 4-V-Steuerausgang. Die Gegentaktendstufe mit $4 \times EC 34$ arbeitet in B-Schaltung. Zur Gleichrichtung der Gittervorspannung dient eine Germaniumdiode.

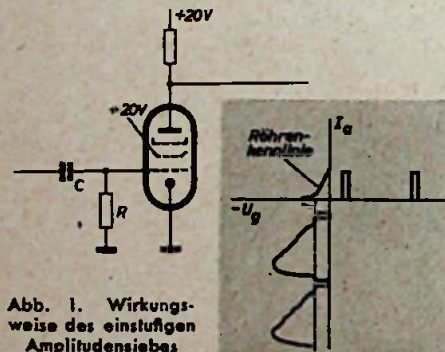


Abb. 1. Wirkungsweise des einstufigen Amplitudensiebs

matisch der Amplitude des zugeführten Signals anpaßt. An die automatische Regelung werden deshalb keine übertriebenen Anforderungen gestellt, und die Schaltung arbeitet auch bei Weitempfang dann noch sicher, wenn das Signal zu schwach ist, um die automatische Regelung wirksam zu beeinflussen.

Aus der Prinzipschaltung ersieht man (Abb. 2), daß das mit Störungen behaftete Signal zunächst der ersten Clip-Stufe, einem Dioden-Clipper, zugeführt wird. Schwache Störungen und Rauschspitzen werden hier weitgehend abgeschnitten. Die geringen Reste stärkerer Störungen beseitigen die folgenden Stufen. Dem Dioden-Clipper folgt ein normales Amplitudensieb mit Pentode. Der im Gitterkreis liegende Ladekondensator C und der Arbeitswiderstand R haben eine große Zeitkonstante, so daß bei starken Störsignalen der sogenannte „Zuspuff-Effekt“ auftreten kann, wenn C sich auf ein hohes nega-

Ein Beitrag zur Zeitdehnung von Oszillogrammen

Die Zeitdehnung von Oszillogrammen hat bei der Untersuchung von periodischen Vorgängen, die kurz gegenüber der Periode selbst sind, in letzter Zeit besondere Bedeutung erlangt. Die wichtigsten Verfahren wurden bereits eingehend im Schrifttum beschrieben [1, 2, 3, 4, 5, 6]. Im wesentlichen wird in diesen Veröffentlichungen zwischen zwei Hauptgruppen unterschieden. Bei der ersten handelt es sich um eine Vergrößerung der Zeitspannungs-Amplitude, die sägezahn- oder sinusförmig sein kann. Die Meßspannung wird hierbei mit der Ablenkspannung synchronisiert. Die zweite Verfahrensgruppe arbeitet nach dem Prinzip der Triggerung. Alles Nähere hierüber kann den schon erwähnten Veröffentlichungen, insbesondere den grundlegenden Arbeiten von Czech, entnommen werden.

Nachstehend seien ergänzend zwei weitere Zeitdehnungsverfahren besprochen, deren Anwendung in gewissen Fällen vorteilhaft sein kann. Damit soll jedoch nicht gesagt sein, daß die zu besprechenden Methoden den bisher bekannten Verfahren in irgendeiner Form überlegen sind.

Abb. 1 zeigt eine Schaltung zur Zeitdehnung, deren Prinzip grundsätzlich auf das der ersten der obenerwähnten Hauptgruppen hinausläuft. Während man jedoch bei der Zeitdehnung durch Amplitudenvergrößerung der Ablenkspannung sehr große Spannungswerte benötigt, die den Kathodenstrahl weit über den Schirm hinaus ablenken müssen, wird in der Schaltung nach Abb. 1 der nicht benötigte Teil der Ablenkspannung elektrisch kompensiert. Die Wirkungsweise ist an sich sehr einfach. Parallel zu einem beliebigen, von der Meßspannung normal synchronisierten Kippgenerator (Spannung U_1) liegt die Reihenschaltung einer Diode D , eines Potentiometers P_1 und eines Potentiometers P , das mit der Kapazität C überbrückt wird. Mit P kann der Diode eine negative Vorspannung $-U_2$ erteilt werden, die sich zwischen 0 und der Kippspannungsamplitude bewegt. Erreicht der Augenblickswert der Kippspannung in einem bestimmten Zeitpunkt den Wert der durch P eingestellten Vorspannung, so wird die Diode leitend, und es bildet sich an P_1 ein sägezahnförmiger Spannungsanstieg U_3 aus, der einen Ausschnitt aus der gesamten Kippspannungskurve darstellt. Selbstverständlich ist die Amplitude dieser Kippspannung kleiner als die Ausgangsspannung des Kippgenerators. Um sie zur Zeitablenkung heranzuziehen, muß sie daher in einem Verstärker vergrößert werden. Sie kann dann als Spannung U_4 den Zeitplatten des Oszillografen zugeführt werden. In Abb. 2 sind die sich hierbei ergebenden Verhältnisse veranschaulicht. a) zeigt den Verlauf der Spannung U_1 des Kippgenerators. In b) ist die Spannung U_3 am Potentiometer P_1 dargestellt. Die obere Kurve gilt für einen relativ kleinen Wert der Vorspannung ($U_{2(1)}$). Es wird ein relativ großer Teil der Kippamplitude ausgenutzt, und die Zeitdehnung ist verhältnismäßig gering. Die unten

gezeichnete Kurve gilt für die wesentlich größere Vorspannung $-U_{2(2)}$. Am Potentiometer P_1 kommt jetzt ein entsprechend kleinerer Teil der Gesamtspannung zur Auswirkung, und die Kippamplitude ist demgemäß kleiner. Dafür ergibt sich eine wesentlich größere Zeitdehnung. In Abb. 2c ist die Form der verstärkten Spannung U_4 dargestellt.

Wie man sieht, läßt sich mit diesem Verfahren eine in weiten Grenzen regelbare Zeitdehnung herstellen. Je größer diese ist, um so mehr muß die Spannung U_3 verstärkt werden. Der wegen der Anwesenheit der Diode nicht ausgenutzte Bereich der vom Kippgenerator gelieferten Spannung entspricht demjenigen Spannungsbereich beim Verfahren der ersten, obenerwähnten Hauptgruppe, der den Kathodenstrahl über den Schirm hinaus ablenkt. Das ist bei dem vorliegenden Verfahren nicht der Fall, denn die Verstärkung wird gerade so groß gewählt, daß der Leuchtschirm voll ausgesteuert ist.

Selbstverständlich gelangen alle Einzelheiten des Meßspannungsverlaufs, die außerhalb des benutzten Ausschnittes der Kippkurve liegen, bei diesem Verfahren nicht zur Wiedergabe. Man muß daher durch ein Verzögerungsglied zwischen der Meßspannung und den Synchronisierklemmen des Kippgenerators dafür sorgen, daß die interessierenden Oszillogrammteile in den ausgenutzten Bereich geschoben werden. Hierfür kann man die aus dem Schrifttum [2, 3; 5, 6, 7] bekannten Ver-

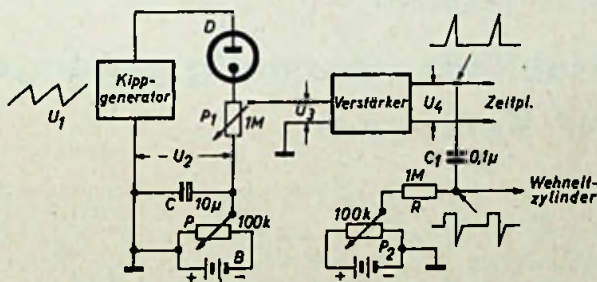


Abb. 1. Prinzipschaltung zur Zeitdehnung von Oszillogrammen

zögerungs-Multivibratoren verwenden. In Abb. 3 ist in Form einer Blockschaltung die Wirkungsweise angedeutet, während Abb. 4 zeigt, wie sich das Einführen der Verzögerung elektrisch auswirkt. Löst man mit dem in Abb. 4a dargestellten ersten Impuls zur Zeit t_1 durch einfache Synchronisation den Rücklauf der Kippspannung aus, so wird bei unverzögerter Auslösung der darzustellende Impuls in den Rücklauf der Kippspannung fallen, also überhaupt nicht wiedergegeben. Wird dagegen die Kippspannung um die Zeit t verzögert ausgelöst, tritt also das Umkippen im Zeitpunkt t_2 ein, so wird der nächste Impuls der Impulsreihe ohne weiteres zeitgedehnt auf dem Leuchtschirm erscheinen können. Die nach dem Triggerprinzip arbeitenden Verfahren sind in dieser Hinsicht zweifellos im Vorteil, denn hier beginnt die Zeitablenkung praktisch gleichzeitig mit dem Auftreten der ersten, in der Meßgröße enthaltenen Spannungsänderung zu arbeiten. Die in der Größenordnung von einigen zehntel Mikrosekunden liegende Verzögerung t' , wie

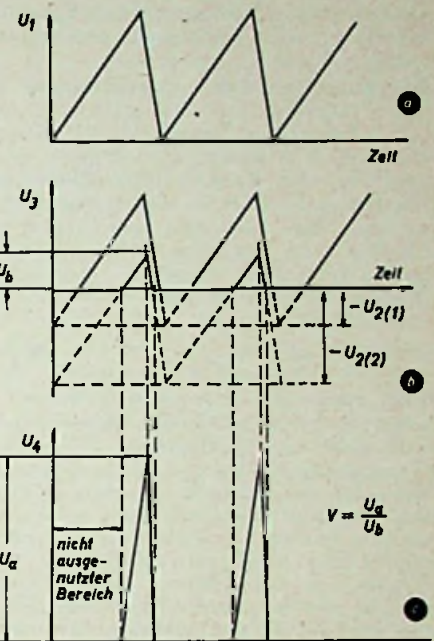


Abb. 2. Verlauf der Spannungen a) U_1 , b) U_3 und c) U_4

sie beim Triggern auftritt (gestrichelte Kurve in Abb. 4b), ist im allgemeinen belanglos, wenn es sich nicht gerade um die originalgetreue Darstellung einer Impulsflanke mit sehr kurzer Anstiegszeit handelt (Beispiel: Horizontal-Synchronisierimpuls beim Fernsehen).

Der Kathodenstrahl der Oszillografenröhre läßt sich während der Ablenkzeit leicht mit irgendeinem, aus der Impulstechnik bekannten Verfahren helltasten. Eine Maßnahme ist beispielsweise in Abb. 1 angedeutet. Die Ablenkspannung U_4 wird über den Kondensator C_1 auf den Widerstand R geleitet. Bei passender Wahl der Werte fließt durch C_1 während des Hinlaufs von U_4 ein konstanter Strom, der an R eine konstante positive Spannung

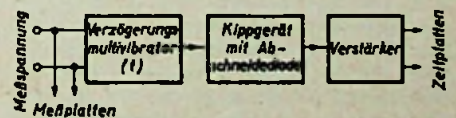


Abb. 3. Schema des Verzögerungs-Multivibrators

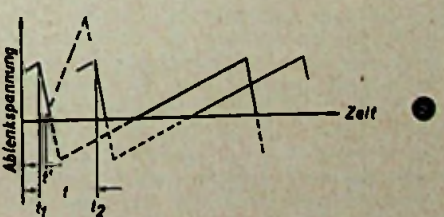
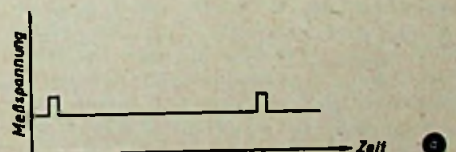


Abb. 4. Verzögerung des Spannungsverlaufes

nung hervorruft. Diese Spannung wird der negativen, an P_2 eingestellten Wehnelt-Vorspannung überlagert und zur Hellsteuerung der Röhre herangezogen.

Beim praktischen Aufbau einer Schaltung nach Abb. 1 wird man die Potentiometer P und P_1 zweckmäßigerweise mechanisch kuppeln, so daß sie mit einem Griff bedient werden können. Bei richtiger Ausgestaltung der Widerstandskurven läßt sich erreichen, daß die Spannung U_3 und damit auch U_4 unabhängig von der Zeitdehnung gleich groß bleiben.

Ein zweiter Vorschlag zur Zeitdehnung ist in Abb. 5 dargestellt. Die Schaltung sei als „Impuls-Suchmikroskop“ bezeichnet, weil sie gestattet, einen diskreten, frei wählbaren Ausschnitt aus der gesamten Hinlaufkurve der Kippspannung zeitlich zu dehnen. Das ist erwünscht, wenn man zwar eine bestimmte Einzelheit der gesamten Meßspannungsperiode zeitgedehnt betrachten, gleichzeitig aber den Überblick über die ganze Periode nicht verlieren möchte.

Die Schaltung nach Abb. 5 arbeitet folgendermaßen: Die gasgefüllte Entladerröhre $R\delta_1$ bildet zusammen mit der linearisierend wirkenden Hochvakuum-Laderöhre $R\delta_2$ eine normale Schaltung zur Erzeugung zeitlinearer Kippspannungen. Mit P_1 wird in bekannter Weise die Kippamplitude eingestellt (Variation der Zündspannung von $R\delta_1$), das Potentiometer P_2 dient zur Einstellung des Ladestromes und damit zur Feinregelung der Kippfrequenz. Der Kippkondensator C wird von $R\delta_2$ mit konstantem Strom aufgeladen und über $R\delta_1$ entladen. Das Kippgerät kann am Gitter von $R\delta_1$, wie üblich von der Meßspannung synchronisiert werden.

Parallel zu C liegt nun die Reihenschaltung einer Diode D , eines Widerstandes R und eines Potentiometers P_4 , das mit der Batterie B verbunden ist. Überwindet die an C auftretende Kippspannung den gerade eingestellten Wert der Gegenspannung am Potentiometer P_4 , so wird D leitend, und es entsteht an R ein negativer Impuls, der über C_2 auf das Steuergitter der Röhre $R\delta_4$ übertragen wird. Diese Röhre bildet zusammen mit $R\delta_3$ eine Flip-Flop-Schaltung mit einer stabilen Gleichgewichtslage. Wird der vorhin erwähnte negative Impuls am Gitter von $R\delta_4$ wirksam, so verringert sich der Anodenstrom dieser Röhre und damit der Spannungsabfall an R_2 , so daß $R\delta_3$ stromführend wird. Infolgedessen stellt sich an R_3 ein negativer und an R_4 ein positiver Rechteckimpuls ein, dessen Dauer im wesentlichen durch den Wert der Zeitkonstante $C_3 R_1$ gegeben ist. Man verwendet nun entweder den positiven oder den negativen Impuls, um den Aufladestrom des Kippkondensators C durch Beeinflussung des Steuergitters der Aufladeröhre $R\delta_2$ zu verändern. Zu diesem Zweck wird der Impuls über C_1 auf das Steuergitter von $R\delta_2$ geschaltet, wobei $C_1 R_5$ genügend groß sein muß, damit der Impuls nicht differenziert wird. Mit Hilfe des Schalters S kann dem Steuergitter wahlweise ein negativer oder ein positiver Impuls zugeführt werden. Der Arbeitspunkt von $R\delta_2$ läßt sich mit P_3 einstellen.

Bei positivem Steuerimpuls wird der Ladestrom von $R\delta_2$ während der Dauer des Impulses um einen bestimmten konstanten Betrag erhöht. Während dieser Zeit wird daher die Steilheit des Hinlaufs der Kippkurve vergrößert. Beim Anlegen eines negativen Impulses ergibt sich das Gegenteil, d. h., die Anstiegsteilheit verringert sich. Bei positiven Steuerimpulsen erhält man also eine Zeitdehnung, bei negativen Impulsen dagegen eine „Zeitkompression“, die in bestimmten

Fällen erwünscht sein kann. Wichtig ist jedoch vor allem die mit dieser Schaltung erreichbare Zeitdehnung, die sich nur auf ein bestimmtes, mit P_4 wählbares Stück des Hinlaufes erstreckt. Die zeitliche Dauer der Dehnung läßt sich, wie verständlich sein dürfte, durch R_1 beeinflussen. Die Vorrichtung wirkt

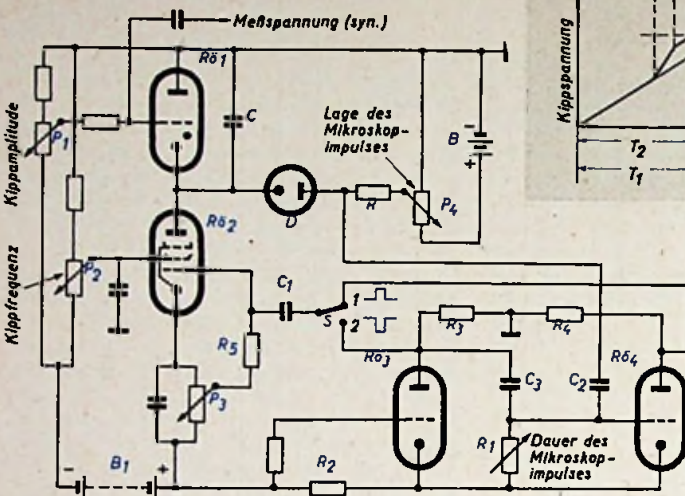


Abb. 6. Verlauf des Ladestromes (a) und sprunghafte Vergrößerung der Steilheit des Anstiegs der Kippspannungs-Amplitude (b)

Abb. 5. Schaltung des „Impuls-Suchmikroskops“

— wenn ein Vergleich aus der Optik gestattet ist — wie eine Lupe, die längs der Zeitachse verschoben wird. In Abb. 6 ist der Vorgang ergänzend grafisch erläutert. a) zeigt den Verlauf des Ladestromes unter dem Einfluß des Impulses am Steuergitter von $R\delta_2$. Mit I_1 ist die normale Größe des konstanten Ladestromes bezeichnet. Während des Impulses steigt der Strom auf den Wert I_2 . Die Auswirkung kann Abb. 6 b entnommen werden. Die Steilheit des Kippspannungsanstiegs wird während des Impulses sprunghaft vergrößert, um nach

Aufhören des Impulses wieder auf den alten Wert zu fallen. Selbstverständlich wird die Dauer der Kipp-Periode verkleinert; sie erreicht nur den Wert T_2 , während sich bei nichtvorhandenem Steuerimpuls der größere Wert T_1 einstellen würde. Der Dehnungsimpuls führt also zu einer Vergrößerung der Kippfrequenz, so daß zur Synchronisierung mit der Meßspannung ein Nachregeln des Potentiometers P_2 in Abb. 5 erforderlich ist. Bei Steuerung mit negativen Impulsen gilt sinngemäß das Umgekehrte.

Schluß auf Seite 163

W. ASCHERMANN

Stabilität mehrstufig gegengekoppelter NF-Verstärker

Ein Beispiel möge die Hinweise im ersten Teil noch weiter erläutern. Gegeben sei ein dreistufiger Verstärker mit Gegengkopplung von der Sekundärseite des Ausgangstrafos auf die Katode der ersten Röhre, $\alpha \cdot g_m = 15$, $f_u = 30$ Hz. Der Sicherheitsfaktor sei zu $s = 0,5$ gewählt.

$$A = \frac{s}{\alpha \cdot g_m} = \frac{0,5}{15} = 0,033$$

Kurve 4a liefert hierzu $\frac{T_{max}}{T_{min}} = 18$. Mit

$$T_{min} = \frac{1}{\omega_a} = \frac{1}{2\pi \cdot 30} = 0,0053$$

wird

$$T_{max} = 18 \cdot 0,0053 = 0,095$$

Setzt man für R_g die gebräuchlichen Werte von 1 MOhm ein, dann liefert Gleichung (7a)

$$C_{k \min} = \frac{0,0053}{10^9} = 5,3 \text{ nF} \approx 5 \text{ nF}$$

$$C_{k \max} = \frac{0,095}{10^9} = 95 \text{ nF} \approx 0,1 \mu\text{F}$$

Die Kapazitätswerte sind also durchaus herstellbar. Es sei bei dieser Gelegenheit darauf hingewiesen, daß eine solche Bemessung nur dann die Stabilität des Verstärkers sichert, wenn nicht andere RC-Glieder zusätzlich Phasendrehungen ergeben. In Frage kommen hier vorwiegend Siebglieder der Stromver-

Schluß aus FUNK-TECHNIK Bd. 10 (1955), Nr. 5, S. 124

sorgungsleitungen, deren Zeitkonstante man zweckmäßigerweise mindestens fünfmal größer als T_{max} wählt. Hierzu gehören auch kapazitiv überbrückte Katodenwiderstände und RC-Glieder in der Gleichstromversorgung der Steuergitter.

An der oberen Grenze des Übertragungsbereiches zeigt ein gegengekoppelter Verstärker ein ganz ähnliches Verhalten, wie es im 1. Teil beschrieben wurde. Dennoch muß man bei der Dimensionierung einen anderen Weg einschlagen. Jetzt sind nämlich die Blindwiderstände — Schaltkapazitäten parallel zu den Anodenwiderständen und Streuinduktivitäten des Ausgangstrafos — unbekannt und praktisch auch unveränderbar. Das schließt eine Berechnung als sinnlos aus; trotzdem ist eine näherer Betrachtung empfehlenswert, um zielloses und zeitraubendes Probieren zu vermeiden.

In Abb. 7 ist das Ersatzbild der Stufe nach Abb. 1 für hohe Frequenzen dargestellt, in Abb. 8 das gleiche für die Ausgangsstufe nach Abb. 2. Die Gleichungen (6) und (6a) gelten auch hier; für Abb. 7 ergibt sich b zu

$$b = \frac{1}{\sqrt{1 + \omega^2 C_g^2 R^2}} \cdot e^{j\varphi} = \frac{1}{\sqrt{1 + \omega^2 T^2}} \cdot e^{j\varphi} = \cos \varphi \cdot e^{j\varphi} \quad (15)$$

$$\text{mit } T = C_g \cdot R \quad (15a)$$

Zur Vereinfachung wird die Anordnung nach Abb. 8 wie zwei getrennte Glieder behandelt, obgleich sich durch die gegenseitige Beeinflussung ein etwas anderes Verhalten ergibt. Das Glied aus G_i und C_n ist schon durch (15) beschrieben. Die Serienschaltung aus L_n und R_n' liefert

$$b = \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{\omega^2 L_n^2}{R_n'^2}}} \cdot e^{j\varphi}$$

$$= \frac{1}{\sqrt{1 + \omega^2 T^2}} \cdot e^{j\varphi} = \cos \varphi \cdot e^{j\varphi} \quad (16)$$

mit $T = \frac{L_n}{R_n'}$ (16a)

Damit ergeben (15) und (16) den gleichen Ausdruck wie (9), liefern nach Einsetzen in (1) also wieder (10). Die Selbsterregungsbedingung — ausgedrückt durch (11) und (12) — ist ebenfalls die gleiche, führt also zu den gleichen Folgerungen, nämlich den Kurven der Abb. 3 und 4. Damit wäre nachgewiesen, daß es auch bei den hohen Frequenzen darauf ankommt, zwei Zeitkonstanten möglichst unterschiedlich zu machen, während die dritte — zweckmäßigerweise wieder die aus L_n und R_n gebildete — unberücksichtigt bleibt.

Durch die obige Vereinfachung bei der Betrachtung der Endstufe erhält diese zwei phasendrehende Glieder zugeordnet. Damit ist bei jedem Verstärker die Zahl der Glieder bei den hohen Frequenzen um eins größer als bei den Bässen, die größere Gefahr der Selbsterregung liegt also bei Frequenzen über dem Durchlaßbereich. Die für dieses Gebiet angestellten Überlegungen für drei Glieder gelten demnach für einen Verstärker mit zwei Stufen. Das auf S. 152 angeführte Beispiel eines dreistufigen Verstärkers liefert dann schon vier Glieder, für die die Kurven nach Abb. 4 nur noch sinngemäß gelten (d. h.,

ein größeres Verhältnis $\frac{T_{max}}{T_{min}}$ bringt auch

hier kleinere Werte für A), doch liegen die Kurven für vier Glieder über denen für drei; zur Erreichung eines bestimmten A-Wertes ist also bei vier Gliedern ein größeres Verhältnis $\frac{T_{max}}{T_{min}}$ erforderlich.

Damit nun dieses Verhältnis noch einigermaßen darstellbare Werte behält, verkleinert man in Gleichung (12) nicht nur das cos-Produkt A, sondern auch die Verstärkung g_m , allerdings erst außerhalb des Durchlaßbereiches.

Dabei geht man etwa folgendermaßen vor: Man ordnet der Stufe mit dem größten Außenwiderstand auch die größere Zeitkonstante T_{max} zu und macht diese durch Parallelschalten einer Zusatzkapazität C_z zu

$$T_{max} = \frac{1}{\omega_0}$$

Das Kennzeichen hierfür ist das Absinken der Stufenverstärkung ohne Gegenkopplung bei der oberen Bandgrenze f_0 auf den 0,7fachen Wert; eine Bedingung, die sich leicht meßtechnisch erfassen läßt.

Genügt diese Maßnahme, um die Selbsterregung zu unterbinden, dann empfiehlt sich eine Messung des Frequenzganges, um das

Verhältnis $\frac{g'_{max}}{g'_m}$ und damit die Sicherheit

gegen Anschwingen zu bestimmen. Diese Messung ist weit über die höchste zu übertragende Frequenz hinaus auszudehnen, um die obere „Resonanzstelle“ wirklich zu erfassen. Es sind Fälle bekannt, bei denen diese erst im MW-Bereich lag. Die Wirkung der

durch g'_{max} dargestellten Verstärkungsspitze läßt sich hier nicht durch einen vorgeschalteten Tiefpaß analog zum Hochpaß der Bässe ausschalten. Verirren sich nämlich zwei benachbarte Oberwellen in die Gegend dieser Spitze, dann werden sie besonders hoch verstärkt. Sind sie auch selbst nicht hörbar, so kann doch ihr Mischprodukt im Hörbereich liegen. Auch der Mischvorgang erfolgt bevorzugt, da die in eine Mitkopplung umgeschlagene Gegenkopplung die Nichtlinearitäten vergrößert. Das wirkt sich als Vergrößerung der Intermodulationsstörungen für ganz bestimmte Frequenzen aus.

Steht eine entsprechende Meßeinrichtung nicht zur Verfügung, dann kann man die Ausgangsspannung oszillografisch auf HF kontrollieren. Dabei ist der Verstärker mit einer niedrigen Frequenz (50 Hz) voll durchzusteuern, weil auch Geräte, die ohne Signal keine HF erzeugen, bei der Durchsteuerung in Gebiete

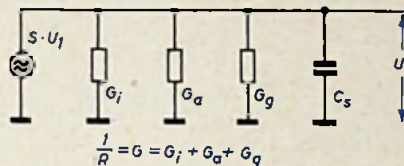


Abb. 7. Widerstandsverstärkerstufe, Ersatzbild für hohe Frequenzen

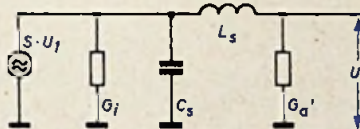


Abb. 8. Endverstärkerstufe, Ersatzbild für hohe Frequenzen

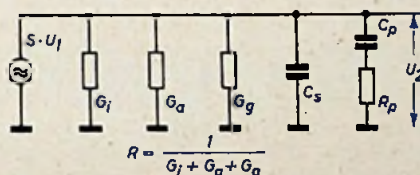


Abb. 9. Widerstandsverstärkerstufe, Ersatzbild für Anbringung eines RC-Gliedes zur Verkleinerung der Zeitkonstante aus R und C_n . Die Parallelschaltung von R_p zu R wird durch C_p erst wirksam oberhalb der Frequenz f_0 , daher keine Änderung der Nutzfrequenz

größerer Steilheit Anschwingvorgänge zeigen. Dies äußert sich im Oszillografenbild durch unscharfe, bauchige Stellen in Scheitelnähe der sonst scharfen NF-Sinuskurve oder auch nur durch eine Helligkeitsmodulation, wenn die HF eine kleinere Frequenz und größere Amplitude (Strahl nicht mehr sichtbar) hat. Treten solche Effekte trotz der oben erwähnten Vergrößerung von T_{max} noch auf, oder

ist das Verhältnis $\frac{g'_{max}}{g'_m}$ noch zu groß, dann

ist nun auch noch T_{min} (dem Ausgang einer anderen Vorstufe oder der Primärseite des Ausgangstrafos zugeordnet) zu verkleinern,

um das Verhältnis $\frac{T_{max}}{T_{min}}$ weiter zu steigern.

Da die Schaltkapazität nicht zu verringern ist, muß also nach (15a) der Widerstand R verkleinert werden. Dies würde jedoch auch die Stufenverstärkung senken. Deshalb erreicht man diese Verkleinerung durch die Parallelschaltung eines zweiten Widerstandes, der aber mit einer so gewählten Kapazität in Serie liegt, daß die Widerstandsverkleinerung erst oberhalb der höchsten zu übertragenden

Frequenz f_0 wirksam wird. Man erhält dann eine Schaltung nach Abb. 9 [6].

Die Einstellung erfolgt so, daß man R_p zunächst direkt parallel schaltet und so lange verkleinert, bis das Verhältnis $\frac{g'_{max}}{g'_m}$ den ge-

forderten Wert bildet, oder — falls man dies nicht messen kann — bis der Widerstand den 0,5...0,8fachen Wert des gerade zur Unterdrückung der Selbsterregung notwendigen erreicht. Die Wirkung von R_p wird dadurch erhöht, daß in Gleichung (12) für hohe Frequenzen nicht mehr g_m — die Verstärkung in Bandmitte —, sondern ein verkleinerter Wert

$$g_p = g_m \cdot \frac{G}{G + G_p} \quad (17)$$

einzusetzen ist, so daß der Wert A (14) jetzt, in

$$A = \frac{s}{\alpha \cdot g_p} \quad (17a)$$

übergeht, also größer werden darf. Das macht wiederum ein kleineres Zeitkonstantenverhältnis $\frac{T_{max}}{T_{min}}$ zulässig.

Man könnte nun auf den Gedanken kommen, grundsätzlich R_p so klein zu wählen, daß $\alpha \cdot g_p < 8$ wird, wodurch die Selbsterregung bei hohen Frequenzen ausgeschaltet wäre. Leider ist dies kein sicherer Weg, denn je kleiner R_p gegen R wird, um so mehr wirkt

in dem Bereich $\frac{1}{\omega C_p} > R_p$ die Kapazität

C_p als Parallelkapazität zu C_n , vergrößert also die eigentlich zu verringernde Zeitkonstante T_{min} und damit die Selbsterregungsgefahr.

Aber auch für die erstgenannte Dimensionierung von R_p ist es bereits schwierig, Vorschriften für die Wahl von C_p zu geben. Als Richtwert möge dienen, daß die durch T_p charakterisierte Frequenz

$$\omega_p = \frac{1}{T_p} = \frac{1}{R_p \cdot C_p}$$

etwa in der Mitte zwischen ω_n (obere Bandgrenze) und ω_s (Selbsterregungs- oder „Resonanz“frequenz) liegen soll.

Wenn auch bei den Stabilitätsbetrachtungen der hohen Frequenzen das Ziel nicht durch eine verhältnismäßig einfache Rechnung wie bei den Bässen zu erreichen ist, so sind doch die angegebenen Meßverfahren in den meisten Fällen weniger zeitraubend als reines Probieren, zumal wenn man dabei — in der irrigen Meinung, den Frequenzgang durch HF-Sperren begrenzen zu wollen — nur noch Phasenschieber einbaut. Voraussetzung für die Wirksamkeit der Abhilfemaßnahmen ist allerdings auch hier wieder, daß die Selbsterregung wirklich über die Gegenkopplungsleitung vor sich geht. Geräte, die durch wilde Kopplung zwischen Ein- und Ausgang schwingen, sind damit nicht zu kurieren.

Schrifttum

- [1] ● Voorhoeve, N. A. S.: Niederfrequenzverstärkertechnik. Philips' Technische Bibliothek
- [2] ● Rothe u. Kleen: Elektronenröhren als Anfangsstufenverstärker (S. 57 ff). Akademische Verlagsgesellschaft Geest u. Poritz KG, Leipzig
- [3] Pichlmayer, A.: Entzerrung durch Gegenkopplung. FUNK-TECHNIK, Bd. 8 (1953), Nr. 7, S. 212 u. Nr. 8, S. 246
- [4] Langelöttich: Kennlinienzeichnung für gegengekoppelte Verstärker. FUNK-TECHNIK, Bd. 8 (1953), Nr. 22, S. 720 u. Nr. 23, S. 751
- [5] Graphical Solution for Feedback Amplifiers. Electronics, Nov. 1950, S. 204
- [6] ● Bartels, H.: Grundlagen der Verstärkertechnik (S. 226 ff). S. Hirzel, Leipzig

Steuersender mit durchschwingendem Oszillator für Zwischenrufverkehr (BK) in den Tastpausen

Es sei hier eine Methode beschrieben, die hundertprozentigen Kristallton bei BK-Möglichkeit bietet und zudem — das stellt den größten Vorteil der Schaltung dar — geringsten Aufwand an Röhren und Bauteilen erfordert. Ebenso kann jeder Sender sofort auf diese Tastungsart umgebaut werden. Sie bietet ferner noch folgende Vorteile:

1. Klarer Zeicheneinsatz ohne Einschwingvorgänge und Klicks,
2. Entbehrlichkeit einer Temperaturkompensation,
3. keine Laständerungen des Steuersenders, daher Fortfall des Stabilisators für diesen Zweck.

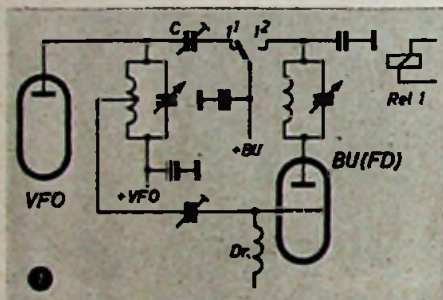


Abb. 1. Prinzipschaltung des Steuersenders für Zwischenrufverkehr in den Tastpausen

Ein polarisiertes Relais Rel 1 (S & H 64a oder 54a) schließt nach Abb. 1 mit dem Ruhekontakt I^1 eine kleine Verstellkapazität an den Kreis des Steuersenders, so daß dieser auf der Frequenz $\omega_0 + \Delta\omega$ schwingt. Mit dem Drücken der Taste schließt man den Speisestromkreis von Rel 1; die Relaiszunge wird vom Ruhekontakt I^1 auf den Arbeitskontakt I^2 umgesteuert und trennt dadurch die Verstellkapazität ab. Der Steuersender schwingt nunmehr auf ω_0 der Sollfrequenz. Die Relaiszunge liegt aber an der Anodenspannungsquelle der nächsten Stufe und schließt deshalb bei Auftreffen auf den Arbeitskontakt über diesen den Anodenstromkreis der folgenden Röhre. Die anschließenden Stufen können jetzt vom Steuersender mit ω_0 angesteuert werden.

$\Delta\omega$ wird zweckmäßigerweise ≤ 50 kHz gewählt. $\Delta\omega < 50$ kHz ist dadurch begrenzt, daß die Umgebung von ω_0 im Empfänger für BK frei sein muß, und $\Delta\omega > 50$ kHz ist aus später angeführten Gründen zu vermeiden.

Man hat jetzt folgendes erreicht: In der Zeit t_0 , die das Relais braucht, um vom Ruhe- auf den Arbeitskontakt zu schalten, ist der Einschwingvorgang, der notgedrungen stattfindet, wenn ein Kreis von einer Frequenz ω_1 auf eine Frequenz ω_2 umgestimmt wird, längst beendet, und die nachfolgende Stufe bekommt beim Anlaufen bereits eine saubere Frequenz zur Aussteuerung.

Folgende Überlegung zeigt, daß nach dem Auftrennen des Ruhekontaktes, also dem Abschalten des Verstellkondensators, noch kein hundertprozentig stabiler Zustand des Kreises besteht. Die Schaltkapazität c des Relais liegt nämlich in Serie mit der Verstellkapazität C . c hat aber den Wert ∞ beim Aufliegen auf dem Ruhekontakt. Das Gesamt-C ist dann

$$C_g = \frac{C \cdot c}{C + c}; \quad C_g \lim_{c \rightarrow \infty} \frac{C}{0+1} = C$$

Beim Verlassen des Ruhekontaktes bis zum Auftreffen auf den Arbeitskontakt durchläuft c in der Schaltzeit t_0 nach einer Hyperbel alle Werte von ∞ bis zu einem kleinen Wert a , der eigentlichen Schaltkapazität des Relais im Ruhezustand, so daß nach der Formel

$$C_g = \frac{C \cdot c}{C + c}$$

auch die Kurve der Gesamtverstellkapazität von $C_g = C$ bis $C_g < a$ hyperbelförmig ist (Abb. 2).

Da aber die Hyperbel asymptotisch gegen den Wert $0 \sim a$ geht, ist die Verstimung des Kreises in den letzten drei Vierteln von t_0 für die Erzeugung von Einschwingvorgängen vollständig zu vernachlässigen.

Man kann also sagen, es herrscht von $t_0/4$ ab bereits ein Zustand im Kreis, der keinen Anlaß zu Einschwingvorgängen mehr gibt, d. h., der Einschwingvorgang, der von der Zeit vor $t_0/4$ herrührt, kann in den nachfolgenden $3/4 t_0$ vollständig abklingen. Nach $1/4 t_0$ werden dann erst die nachfolgenden Stufen angeschaltet. Nebenbei sei erwähnt, daß der Einschwingvorgang beim Umtasten von $\omega_0 + \Delta\omega$ auf ω_0 um so kürzer ist und um so weniger Oberwellen enthält, je kleiner $\Delta\omega$ ist.

Bei den gebräuchlichen Tastungen wird aber der ganze Steuersender abgeschaltet (d. h. $\Delta\omega = \omega_0$, denn es wird von $\omega = 0$ auf $\omega = \omega_0$ geschaltet). Das bedeutet einen großen Oberwellenreichtum des Einschwingvorganges. Hier zeigt sich jetzt die große Überlegenheit der beschriebenen Tastungsart. Der Beweis läßt sich mit einer Fourieranalyse überzeu-

gend liefern. Zudem tritt bei dieser Fl-Tastung im Steuersender keine Gleichstromunterbrechung im Anodenkreis, d. h. auch kein Gibbssches Phänomen auf (Abb. 3), das sonst zur Oberwellenbildung im frequenzbestimmenden Kreis beiträgt und sich in Form von Klicks äußert. Beim Loslassen der Taste werden die folgenden Verstärkerstufen sofort wieder abgeschaltet (Arbeitskontakt aufgetrennt); der Sender kann deshalb beim Zurückfedern der Relaiszunge nicht mehr strahlen und von seiner Frequenz ω_0 als „Chirp“ abweichen.

Man erhält also saubere, eckige Zeichen, ohne BCI befürchten zu müssen. Zwei weitere, nicht zu unterschätzende Vorteile sind nebenbei erreicht: Der Steuersender schwingt dauernd durch; es entstehen keine Laständerungen im Schwingkreis oder in der Röhre, so daß keine Temperatur-Driften nach Erreichen der Betriebstemperatur auftreten können ($\tan \delta = f[\omega]$; C fällt nicht ins Gewicht, da $\Delta\omega$ zu klein). Ferner wird die Anodenspannungsquelle gleichmäßig belastet, der Stabilisator für den Steuersender gegen Laständerungen beim Tasten fällt weg.

Das Relais S & H 64a oder 54a ist zweckmäßigerweise mit 3... 4 mA in der hochohmigen Wicklung zu steuern. Der Weg der Relaiszunge soll nicht zu lang sein, da sonst ein Prellen der Relaiskontakte auftreten kann. Dagegen ist die niederohmigste Wicklung des Relais mit einem niederohmigen Widerstand abzuschließen; es ergibt sich dann ähnlich wie beim Ballistischen Galvanometer eine Dämpfung durch Selbstinduktion. Der Wert des Widerstandes muß durch Versuch ermittelt werden. Auch andere Relais lassen sich verwenden. Es hat sich aber gezeigt, daß die Relais 64a und 54a wegen ihrer geringen Trägheit am besten geeignet sind und leicht bis zu 180 Buchstaben/min arbeiten. Außerdem haben die Relais Keramikkontakthalterung, so daß keine HF-Verluste zu befürchten sind.

Wichtig ist es, das Relais so zu montieren, daß die kleinen Schalt-Erschütterungen den Kreis des Steuersenders nicht beeinflussen können. Auf vollständige Sauberkeit und Fettfreiheit der Relaiskontakte (HF-Schaltseite) ist in erster Linie zu achten. Sonstige Schwierigkeiten sind nicht zu befürchten.

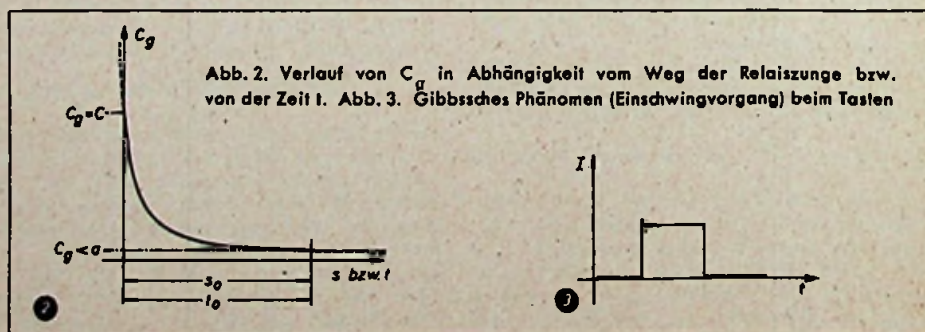


Abb. 2. Verlauf von C_g in Abhängigkeit vom Weg der Relaiszunge bzw. von der Zeit t . Abb. 3. Gibbssches Phänomen (Einschwingvorgang) beim Tasten

Hochspannungserzeugung für Bildröhren

Nachfolgend werden die wichtigsten Schaltungen zur Hochspannungserzeugung für Bildröhren in Wirkungsweise und Dimensionierung besprochen.

1. Hochspannungserzeugung aus der Netzwechselfspannung

Normale Einweg- oder Zweiweg-Netzgleichrichter kommen wegen des hohen Preises und Platzbedarfs der Transformatoren praktisch nicht mehr zur Anwendung. Man benutzt — allerdings nur noch in Ausnahmefällen, wenn es auf kleine Innenwiderstände ankommt — höchstens Spannungsverdopplerschaltungen nach Abb. 1. Der Transformator T liefert se-

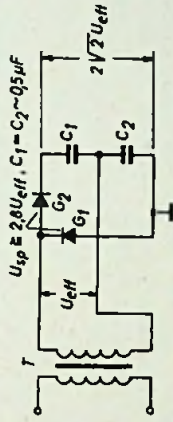


Abb. 1. Spannungsverdopplerschaltung für Betrieb aus dem Netz

2. Hochspannungserzeugung mit Hochfrequenzgeneratoren

Diese Anordnungen waren in den USA längere Zeit in Heimempfängern in Gebrauch, sind heute jedoch von den unter Abschnitt 4 beschriebenen Verfahren verdrängt worden. Die Schaltungen lassen sich aber mit verhältnismäßig einfachen Mitteln aufbauen und liefern bei richtiger Bemessung sehr konstante Gleichspannungen. Die sich ergebenden Innenwiderstände sind klein genug, um ein Zusammenbrechen der Hochspannung auch bei Belastungsströmen bis etwa 0,5 mA zu vermeiden.

Das in Abb. 2 dargestellte Prinzipschema enthält als Schwingröhre eine PL 81. Im Anodenkreis befindet sich ein Schwingkreis, der aus der Spule L_1 und einer Kapazität von 1500 pF besteht. Die Spule wird so bemessen, daß sich eine Resonanzfrequenz zwischen 50 und 200 kHz einstellt. Die Spule L_2 dient zur Rückkopplung. Sie ist, ebenso wie L_1 , mit L_3 gekoppelt, wobei man L_3 zwischen L_1 und L_2 anordnet. Die Spule L_3 ist mit der vorhandenen Eigenkapazität auf

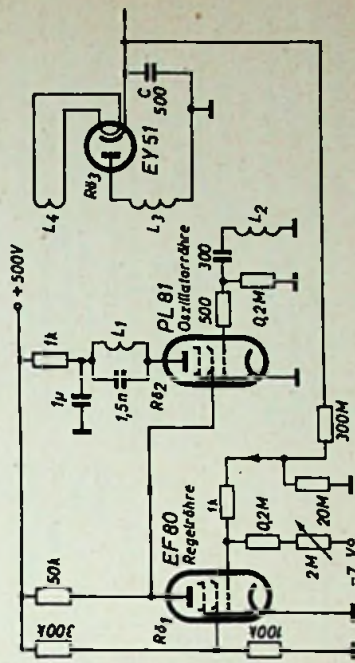


Abb. 2. Hochspannungserzeugung durch HF-Generator. R_6 1 erzeugt eine Frequenz von 50 ... 200 kHz, die über L_3 der EY 51 zugeführt und dort gleichgerichtet wird

kundsrseitig eine Spannung U_{ar} , die mit Hilfe der Gleichrichter G_1 und G_2 gleichgerichtet und verdoppelt wird. Die maximale Sperrspannung für die Gleichrichter muß $U_{sp} = 2,8 U_{eff}$ sein; für die Kondensatoren genügen Werte von rund 0,5 μ F. Bei der Reihenschaltung der beiden Kondensatoren stellt sich an ihnen eine Spannung von $2 \sqrt{2} U_{eff}$ ein. Die Schaltung kann gegebenenfalls zum Verdreifacher bzw. Vervielfacher ergänzt werden. Anordnungen mit Netzgleichrichtern kommen praktisch nur für kommerzielle Anlagen in Betracht. Die Kondensatoren müssen hochspannungssicher sein.

die Resonanzfrequenz des Anodenkreises abgestimmt. An L_3 tritt eine hochgespannte Hochfrequenzspannung auf, die mit einer EY 51 gleichgerichtet wird. Als Ladekondensator C genügt wegen der hohen Frequenz eine Kapazität von etwa 500 pF. Die EY 51 wird über eine Spule L_4 , die mit den anderen Spulen gekoppelt ist, durch Hochfrequenzstrom geheizt. Der Hochfrequenzgenerator allein hätte einen sehr großen dynamischen Innenwiderstand, so daß bei äußeren Belastungsschwankungen mit starken Hochspannungsschwankungen zu rechnen wäre. Bei Bildröhren sind diese Schwan-

Das Ziel 1955

HANNOVER

der größte Markt
der deutschen
ELEKTRO-INDUSTRIE

- umfassendes Angebot aller elektrotechnischen Produktionszweige
- günstigste Einkaufsgelegenheit für Elektroanlagen und -Konsumartikel
- beste Orientierungsmöglichkeit über den elektrotechnischen Fortschritt

nur auf der Deutschen Industrie-Messe
Hannover • 24. April — 3. Mai 1955!

Auskünfte und Prospekte durch:
Deutsche Messe- und Ausstellungs-AG., Hannover und Zentralverband
der Elektrotechnischen Industrie, Frankfurt/M., Am Hauptbahnhof 12

kungen nur innerhalb relativ enger Grenzen tragbar. Man verkleinert daher den dynamischen Innenwiderstand gewöhnlich durch eine Regelröhre, die dafür sorgt, daß die Hochspannung bei zunehmender Belastung annehmend konstant gehalten wird. In Abb. 2 ist hierfür eine EF 80 vorgesehen. Das Steuergitter erhält über einen Spannungsteiler (20 Megohm und 300 Megohm) einen Bruchteil der Hochspannung zugeführt. Sinkt diese ab, so erhöht sich die Anodenspannung der Röhre, die mit der Schirmgitterspannung der PL 81 identisch ist. Infolgedessen kehrt die Hochspannung wieder annehmend auf ihren alten Wert zurück.

Das einwandfreie Arbeiten der Schaltung hängt vor allem von der richtigen Bemessung der verschiedenen Spulen ab. Für L_1 kommt eine Kreuzwickelspule von 300 Windungen (Litzenwicklung 20 · 0,07) in Betracht. Die Selbstinduktion beträgt dann etwa 2 mH bei einem Innendurchmesser von 15 mm. Für die Rückkopplungsspule L_2 benötigt man 150 Windungen (Kupferdraht 0,1 mm CuSS). Die Hochspannungsspule L_3 setzt sich aus 10 Scheibenspulen mit je 700 Windungen Kupferdraht 0,1 CuSS zusammen. Für die Heizung der EY 51 genügen 10 bis 15 Windungen Kupferdraht 0,3 mm CuSS. Gegebenenfalls muß die Windungszahl von L_1 so lange verändert werden, bis der Glühfaden ebenso hell brennt wie der einer mit 6,3 V Gleichspannung geheizten Vergleichsröhre.

Die Kopplung zwischen L_1 und L_2 muß so fest sein, daß $kQ_1Q_2 \gg 1$ wird. Da man den Kopplungsfaktor k wegen Überschlagesgefahr nicht sehr groß machen kann (höchstens 0,2...0,3), müssen die Kreisgüten Q_1 und Q_2 so groß wie möglich sein. Man erreicht das durch einen verlustfreien Spulenkörper, durch sorgfältige Wicklung und durch Verwendung eines drahtfester, dessen Isolation möglichst kleine dielektrische Verluste hat. Wie sich aus $kQ_1Q_2 \gg 1$ ergibt, handelt es sich um ein stark überkritisch gekoppeltes Bandfilter mit zwei Koppelkreisen. Bei der kleineren Frequenz tritt die größte Spannung auf; sie ergibt auch die geringste Belastungsabhängigkeit.

Durch den Einsatz der Regelröhre kann man erreichen, daß sich ein Innenwiderstand von etwa 100 Kiloohm einstellt, während er ohne Regelröhre mehrere Megohm beträgt. Gegebenenfalls läßt sich die Hochspannung durch Anwendung von Verdoppler- oder Vielfacherschaltungen noch weiter steigern. Wichtig ist ein hochspannungssicherer Aufbau der Spule L_3 und des angeschlossenen Gleichrichterkreises. Scharfe Ecken und Kanten von spannungsführenden Teilen sind unbedingt zu vermeiden, damit keine Koronaverluste auftreten, die zu Überschlagen führen und den Wirkungsgrad der Schaltung allgemein vermindern.

3. Hochspannungserzeugung durch Impulseneratoren

Diese Art von Hochspannungserzeugung beruht auf dem gleichen Prinzip wie die durch den Zellen-Rücklaufimpuls in normalen Heilmempfängern. Da die Schaltungen aber nur für die Erzeugung von Hochspannung bestimmt sind, kann man sie hierfür optimal bemessen, wodurch sich der Wirkungsgrad verbessert.

Das Prinzipschema zeigt Abb. 3. Die Röhre R_0 wird gitterseitig von einer unvollständigen Sägezahnspannung gesteuert, die in positiver Richtung verläuft und die Röhre periodisch öffnet. Sägezahnformig ansteigende Spannungen haben gegenüber rechteckförmigen Impulsen den Vorteil, daß der Schirmgitterstrom der gesteuerten Röhre kleiner wird. Das Verhältnis zwischen Sperr- und Öffnungszeit der Röhre soll etwa 4:1 betragen, die Folgefrequenz hat 2000 Hz. Beim Öffnen der Röhre entsteht an der Spule L eine beträchtliche Selbstinduktionsspannung, die nach der Formel

$$U = L \frac{I}{C} \quad (1)$$

von der Selbstinduktion L , der Parallelkapazität C und dem Schwingspulenstrom I abhängt. Zur Erzielung großer Spannungen benötigt man also ein großes L/C -Verhältnis, muß also darauf achten, daß die schädliche Kapazität C so klein wie möglich wird. Die Spitzenspannung U kann nun gleichgerichtet bzw. vielfach gemacht werden, wofür in Abb. 3 die Kondensatoren C_1, \dots, C_4 und die Gleichrichter D_1, \dots, D_4

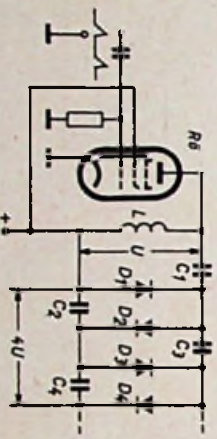


Abb. 3. Hochspannungserzeugung durch Impulseneratoren. An L entsteht bei Aussteuerung der Röhre durch eine Sägezahnspannung eine Selbstinduktionsspannung, die gleichgerichtet wird

vorgesehen sind. Man erhält dann die Spannung $4U$ an der Reihenschaltung von C_2 und C_3 . Für D_1, \dots, D_4 eignen sich die Gleichrichter- röhren EY 51, während die Kondensatoren Werte von etwa 1000 pF haben müssen. An den Kapazitäten entsteht eine Betriebsspannung von $2U$ mit Ausnahme von C_1 , an dem die Spannung U liegt. Mit diesen Vielfacherschaltungen erhält man ohne weiteres Spannungen

von mehr als 25 kV. Der durch L und die schädliche Kapazität gebildete Schwingkreis soll eine Güte von etwa $Q = 30$ haben. Bei sehr großen Spannungen werden die Gleichrichter und die Vielfacherschaltungen zweckmäßigerweise in einem Obod untergebracht. Hochspannungsgeneratoren nach dem Impulsprinzip kommen in kommerziellen Anlagen, aber auch im Projektions-Heilmempfänger vor.

4. Hochspannungserzeugung durch Zellenrücklauf

Dieses Verfahren findet heute in sämtlichen Fernseh-Heilmempfängern Anwendung. Eine passende Heimwicklung des Horizontal-Klippransformators L (Abb. 4) wird durch eine Wicklung L_1 verlängert, so daß sich die Spitzenspannung an L und L_1 addieren. Die Summenspannung wird mit einer EY 51 gleichgerichtet; als Beruhigungskondensator dient eine Kapazität von etwa 500 pF. Da es sich um unipolare Spitzenspannungen handelt, braucht die Gleichrichter- röhre gegenüber der Gleichrichtung von sinusförmigen Spannungen nur die halbe Gegenspannung auszuhalten. Wichtig ist eine möglichst kleine schädliche Kapazität, da jede Kapazitätsergößerung nach Gl. (1) ein Absinken der Hochspannung zur Folge hat. Deshalb sind der beliebigen Windungszahlerhöhung von L_1 zwecks Erreichung größerer Spannungen Grenzen gesetzt, denn jede Windungszahlerhöhung hat eine Vergrößerung der schädlichen Parallelkapazität zur Folge.

Mit Anordnungen nach Abb. 4 lassen sich ohne weiteres Spannungen bis etwa 16 kV erzeugen, was für Heilmempfänger gewöhnlich ausreicht. Eine Selbstherstellung der Zellentransformatorn ist praktisch nicht möglich, ihre Dimensionierung ergibt sich aus der Theorie der Horizontalablenkung. Um möglichst große und lineare Ablenkströme bei gutem Wirkungsgrad zu erzeugen, muß man bei der Bemessung des Transformators hinsichtlich Hochspannungserzeugung gewisse Zugeständnisse machen.

Verdopplerschaltungen sind bei der Hochspannungsgewinnung durch den Zellenrücklauf möglich, obwohl es sich um unipolare Spannungsspitzen handelt. Es kommt eine Anordnung nach Abb. 5 in Betracht. Die Spule L liefert die Impuls-Spitzenspannung. Auf diesen Wert wird C_1 über R_0 aufgeladen. Die Katoden-

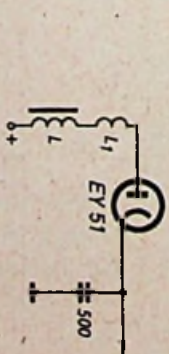


Abb. 4. Hochspannungserzeugung durch Zellenrücklauf

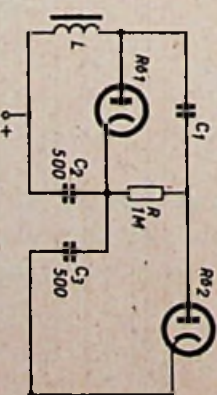


Abb. 5. Verdopplerschaltung bei Hochspannungserzeugung durch Zellenrücklauf

und man erhält an der Reihenschaltung von C_1 und C_2 den doppelten Wert der mit einer einfachen Schaltung erreichbaren Gleichspannung. Die Schaltung läßt sich auf n Stufen erweitern; die sich einstellende Endspannung beträgt dann das n -fache der Anfangsspannung. Der Innenwiderstand R_0 steigt mit zunehmender Zahl der Vielfachstufen. Er hat den Wert

$$R_0 = \frac{n^2}{f \cdot C}$$

steigt also mit dem Quadrat der Stufenzahl n und ist der Frequenz f und der Ladekapazität C umgekehrt proportional. Bei zwei Stufen kann man mit Innenwiderständen von rund 5 Megohm rechnen.

Schrifttum

- [1] • Dillenburger, W.: Aufbau und Arbeitsweise des Fernsehempfängers. Berlin 1952, Fachverlag Schiele und Schön
- [2] • Kerckhof, u. Werner: Fernsehen. Eindhoven 1951, Phillips Technische Bibliothek

*

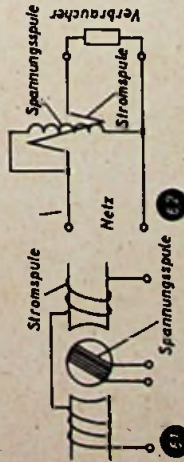
*



Elektrodynamische Meßwerke

In elektrodynamischen Meßwerken ist eine bewegliche Spule im Feld einer fest angeordneten zweiten Spule untergebracht. Bei Stromfluß durch beide Spulen stellt sich die bewegliche Spule mit ihrer magnetischen Achse parallel zu den Kraftlinien des Magnetfeldes der festen Spule ein. Die Rückstellkraft wird mechanisch durch zwei Spiralfedern bewirkt, die gleichzeitig zur Stromzuführung für die Drehspule dienen (Abb. 6.1).

Da auf die Stellung der Drehspule im Raum sowohl der Strom in der Festspule als auch der Strom in der Drehspule von Einfluß sind, können elektrodynamische Meßwerke als Produktionsmeßwerke, und zwar in erster Linie als Leistungsmesser, verwendet werden. Die Skala läßt sich unmittelbar nach der Gleichung $N = U \cdot I$ in Watt eichen. Im allgemeinen wird dabei die feste Spule mit wenigen Windungen dicken Drahtes in den „Strompfad“ gelegt und die bewegliche Spule mit vielen Windungen dünnen Drahtes als „Spannungspfad“ geschaltet (Abb. 6.2).



Prinzip-Aufbau eines elektrodynamischen Meßwerkes und Schaltung eines Leistungsmessers

Leistungsmesser sind bei Gleich- und Wechselstrom zu verwenden. Da bei jeder Halbwellen des Wechselstromes die Stromrichtung sowohl in der Strom- als auch in der Spannungsspule umgekehrt wird, bleibt die Richtung des Zeigerausschlages im Gegensatz zum Drehspulmeßwerk mit Permanentmagnet stets erhalten. Ferner wird vom elektrodynamischen Meßwerk auch selbsttätig eine Phasenverschiebung zwischen Strom und Spannung berücksichtigt. In jedem Falle zeigt das Gerät demnach die Wirkleistung $N = U \cdot I \cdot \cos \varphi$ bei Einphasen-Wechselstrom und $N = U \cdot I \cdot \cos \varphi \cdot \sqrt{3}$ bei Drehstrom an. Dabei ist die Anzeige sogar noch

bis zu etwa 500 Hz genau und unabhängig von der Kurvenform des Wechselstromes.

Gegen Fremdmagnete der ist das Meßsystem empfindlich; deshalb muß entweder dafür gesorgt werden, daß keine Fremdfelder auftreten können, oder das Meßwerk muß gegen solche Fremdfelder magnetisch abgeschirmt werden.



Skalen-Symbol für ein eisenloses elektrodynamisches Meßwerk und (rechts) Symbol für ein eisengeschlossenes elektrodynamisches Meßwerk

Die einfache Bauart bezeichnet man als eisenloses Meßwerk. Abb. 6.3 zeigt das Kennzeichen dafür. Abb. 6.4 gibt das Kennzeichen für das eisengeschlossene Meßwerk, das vorwiegend bei Betriebsmeßinstrumenten zu finden ist.

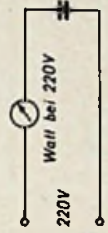
Eisenlose elektrodynamische Meßwerke werden für Präzisionsmessungen eingesetzt. In der Sonderform der astatischen Meßwerke trägt die Zeigerachse nicht nur die eine, sondern jetzt zwei Spulen, die beide vom gleichen Meßstrom durchflossen werden. Die Drehmomente beider Spulen addieren sich, die Einflüsse eines homogenen Fremdfeldes heben sich jedoch gegeneinander auf.

Bei eisengeschlossenen Meßwerken sind die Eigenschaften in starkem Maße von dem verwendeten Abschirmmaterial abhängig. Hohe Permeabilität und geringe Koerzitivkraft sind Bedingung. Infolge der Eisenverluste spielt bei diesen Mustern die Kurvenform des Wechselstromes eine stärkere Rolle als bei den eisenlosen Systemen; auch die Frequenzabhängigkeit ist stärker.

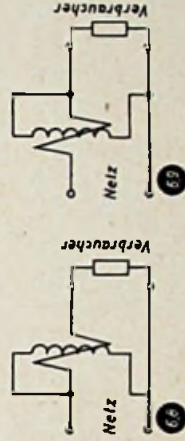
Bei den serienmäßig hergestellten Meßwerken ist die Spannungsspule meistens für 90 V oder 100 V, gelegentlich auch für 62,5 V bemessen. Der Spannungsbereich kann durch Vorwiderstände beliebig erweitert werden (Abb. 6.5). Bis zu 600 V werden Vorwiderstände eingebaut; bei noch höheren Spannungen arbeitet man bevorzugt mit Spannungswandlern.

Leistungsmessung

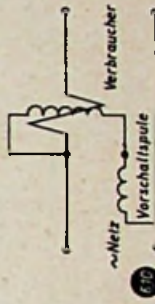
Als primitivste Methode findet man gelegentlich noch einen Strommesser — ein Weicheninstrument für Gleich- und Wechselstrom — in den Stromkreis des zu überprüfenden Gerätes geschaltet. Dieser Strommesser wird oft in Watt bei 220 V geeicht. Natürlich gilt seine Anzeige nur dann, wenn die Netzspannung tatsächlich den Nennwert einhält. Sie gilt bei Wechselstrom außerdem nur dann, wenn keine merkliche Phasenverschiebung vorhanden ist; die Eichung ist ja nur durch Multiplikation des Stromwertes mit der Spannung entstanden, entspricht also der „Scheinleistung“ und müßte mit Voltampere (VA) beschriftet sein. Ein Transformator im Leerlauf (also mit sekundärseitiger Unterbrechung) kann durch die induktive Belastung eine Anzeige von 20 Watt und mehr ergeben. Natürlich sind das nicht Watt, sondern stets Voltampere. Noch eindrucksvoller ist eine Probe mit einem Kondensator (kapazitive Belastung). Ein 4- μ F-Kondensator, an 220 V bei



Fehlmessung mit in Watt geeichtem Strommesser



Spannungsspule am Netz und (rechts) Spannungsspule am Verbraucher



Blindleistungsmessung mit Vorschalt-Spule

50 Hz angeschlossen, bewirkt bei dem in Watt geeichten Strommesser fälschlicherweise eine Anzeige von 60 Watt (Abb. 6.7).

Ein echter Leistungsmesser mit einem elektrodynamischen Meßwerk zeigt stets die Wirkleistung an, gleichgültig, ob es sich um Gleichstrom oder Einphasenwechselstrom handelt. Für die allgemeine Überprüfung kommt es nicht auf große Genauigkeit an. Will man dagegen labormäßig genaue Meßwerte erhalten, dann muß die Schaltung des elektrodynamischen Leistungsmessers berücksichtigt werden. Die Stromspule liegt stets im Strompfad. Die Spannungsspule dagegen kann entweder am Netz oder am Verbraucher liegen (Abb. 6.8 und 6.9). In beiden Fällen tritt eine geringe Fehlmessung auf. Liegt die Spannungsspule an der Netzseite, dann ist bei der Messung

1. die von der Stromquelle abgegebene Leistung gleich dem Skalenwert plus dem Eigenverbrauch des Spannungspfad.

2. die vom Verbraucher aufgenommene Leistung gleich dem Skalenwert minus dem Eigenverbrauch des Strompfad.

Liegt dagegen die Spannungsspule an der Verbraucherseite, dann ist

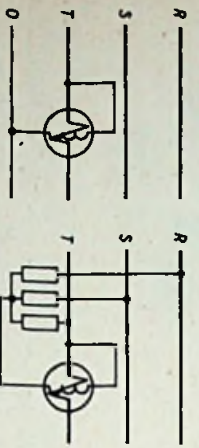
1. die von der Stromquelle abgegebene Leistung gleich dem Skalenwert plus Eigenverbrauch des Strompfad.

2. die vom Verbraucher aufgenommene Leistung gleich dem Skalenwert minus dem Verbrauch des Spannungspfad.

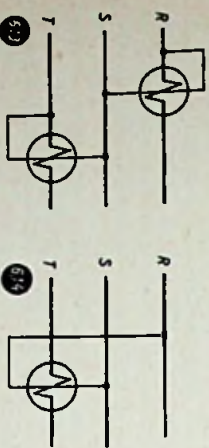
Bei der Netzüberwachung kann das elektrodynamische Meßwerk auch zur Messung der Blindleistung in Wechselstromnetzen verwendet werden. Hierfür wird der Strom in der Stromspule gegenüber der Spannungsspule um 90° in der Phase verschoben, und zwar entweder durch Verschalten eines Kondensators oder einer Selbstinduktion (Abb. 6.10).

In Drehstromnetzen sind eine Reihe verschiedener Möglichkeiten bei der Leistungsmessung zu unterscheiden. Im einfachsten Falle (Belastung aller drei Phasen gleichmäßig) wird ein einziges Meßwerk eingeschaltet (Abb. 6.11) und in der Gesamtleistung geeicht, d. h., die tatsächlich angezeigte Leistung wird bei der Skalenbeschriftung mit 3 multipliziert.

Ist der Nullleiter nicht zugänglich, dann wird durch einen dreiteiligen Nullpunktverdrstand ein künstlicher Nullpunkt erzeugt. Die drei Widerstände müssen gleich groß sein, im Meßzweig muß also der Widerstand des Spannungspfades einschließlich seines Vorwiderstandes berücksichtigt werden (Abb. 6.12).



611 Wirkungsl. im gleichmäßig belasteten Drehstromnetz mit und ohne Nullleiter



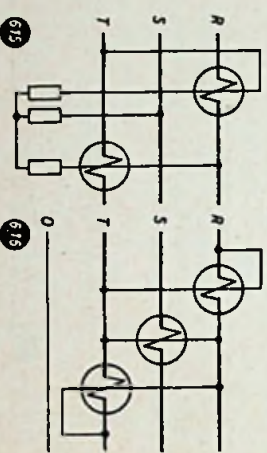
612 Zwei-Wattmeter-Methode bei ungleich belasteten Phasen und (rechts) Blindleistungsmessung bei gleichmäßig belastetem Drehstromnetz

Bei ungleicher Belastung der Phasen ist die Leistung jeder Phase einzeln zu messen. Die tatsächliche Leistung ist die Summe der drei Einzelleistungen. Behaltsmäßig kann ein einzelnes Meßinstrument zur Messung nacheinander an die drei Phasen angeschlossen werden. Im Dauerbetrieb bevorzugt man Meßgeräte, die drei Spannungsspulen auf der gemeinsamen Zeigerachse tragen. Die Drehmomente addieren sich, und die Skaleneichnung erfolgt in der Gesamtleistung. Mit der sogenannten Zwei-Wattmeter-Methode läßt sich auch im ungleich belasteten Drehstromnetz die Gesamtleistung messen, wenn die Spannungsspulen zwischen den freien dritten Leiter und den Leiter mit der Stromspule geschaltet werden (Abb. 6.13). Auch hier können entweder zwei Einzelnstrumente verwendet werden, deren Anzeige zu addieren ist, oder es wird ein Meßwerk mit zwei Spulen eingeschaltet, dessen Anzeige infolge der selbsttätigen Addition der Drehmomente unmittelbar die Gesamtleistung anzeigt.

Widerstandsmessung

Für Blindleistungsmessungen bei Drehstromnetzen kann wieder bei gleichmäßiger Belastung die Messung mit einem einzigen Meßwerk durchgeführt werden. Der Strompfad wird dabei in den einen Leiter gelegt und die Spannungsspole an die beiden anderen Leiter angeschlossen (Abb. 6.14). Die Spannungsspole liegt hierbei an der verketteten Spannung, also Sternspannung mal $\sqrt{3}$. Die Gesamtblindleistung ist gleich der Anzeige mal $\sqrt{3}$. Im allgemeinen wird allerdings bei fest eingebauten Meßgeräten die Skala gleich unter Berücksichtigung dieser Werte geeicht.

Bei ungleich belasteten Netzen ist für die Gesamt-Blindleistung die Verwendung mehrerer Einzelsysteme oder eines Mehrfach-Systems erforderlich. Bei Netzen ohne Nullleiter kann nach Abb. 6.15 geschaltet werden. Die Messung ist nur dann richtig, wenn die drei Teilspannungen gleich sind. Für die betriebsmäßige Messung trifft das im allgemeinen mit genügender Genauigkeit zu. Bei Netzen mit Nullleiter wird ein Dreifach-System nach Abb. 6.16 geschaltet. Die Spannungsspulen liegen an der verketteten Spannung. Die angezeigten Werte sind zu addieren; die Summe ist durch $\sqrt{3}$ zu teilen.



615 Blindleistungsmessung bei ungleich belastetem Drehstromnetz ohne und mit Nullleiter

Die Anzeige des Leistungsfaktors ist zur Beurteilung der Betriebsverhältnisse im Drehstromnetz von besonderer Bedeutung. Verwendet werden hierzu elektrodynamische Quotientenmesser oder Kreuzfeldmeßwerke, bei denen die Kreuzspulen feststehen, in Einphasennetzen wird die für die richtige Anzeige notwendige Phasenverschiebung durch eine vorgeschaltete Spule oder durch einen Kondensator vorgenommen. In Drehstromnetzen wird die eine Kreuzspule an die Sternspannung angeschlossen und die andere an die gegenüberliegende, um 90° phasenverschobene verkettete Spannung.

G. Rose

Eine Umschaltung des Strombereiches ist im allgemeinen nicht üblich. Das Meßwerk wird mit der gewünschten Spule für einen Höchststrom von 10 mA (als niedrigstem Wert) bis zu 10 A (als höchstem Wert) ausgerüstet. In der Starkstromtechnik wird gewöhnlich der 5-A-Bereich bevorzugt. Für höhere Ströme werden Stromwandler eingesetzt, die sekundärseitig meistens für 5 A bemessen sind (Abb. 6.6).

nach den festen Betriebsbedingungen vorgenommen werden. Bei unbekanntem Verhältnis ist eine zusätzliche Überwachung des Stromes anzurufen, da bei sehr schlechtem Leistungsfaktor die Stromspule überlastet werden kann. Ist der $\cos \varphi$ z. B. nur 0,1, dann ist der Strom bei Vollauschlag des Leistungsmessers bereits auf den zehnfachen Nennstrom angewachsen. Elektrodynamische Meßwerke mit mehreren Systemen auf der gleichen Achse oder mit einer Kupplung mehrerer Meßwerke auf einen Zeiger werden bei der Leistungsmessung in Drehstromnetzen mit ungleich belasteten Phasen verwendet.

Von den elektrodynamischen Quotientenmessern, also Kreuzspulensystemen im Feld eines Elektromagneten, wurde bereits früher gesprochen. Sie werden vorwiegend zur Messung des Leistungsfaktors $\cos \varphi$ oder des Phasenwinkels φ benutzt. Die umgekehrte Anordnung der Spulen (Kreuzspule fest, Erregerspule beweglich) nennt man Kreuzfeld-Meßwerke.

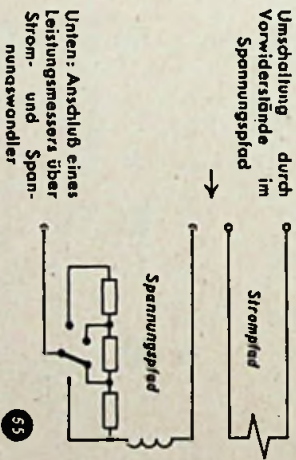
Für die Messung in Hochspannungsanlagen wird weitgehend von Meßwandlern Gebrauch gemacht. Stromwandler sind Transformatoren, die im Kurzschluß arbeiten. Das Übersetzungsverhältnis wird so gewählt, daß der höchste Strom der Primärseite sekundärseitig den Höchstwert von 5 A zur Folge hat. Spannungswandler arbeiten dagegen im Leerlauf und setzen die Nennspannung auf den Sekundärwert von gewöhnlich 100 V herab.

Zur Leistungsmessung an fest verlegten Leitungen ohne Auffremmung eines Leiters ist der „Anleger“ eingerichtet; das ist ein Stromwandler mit aufklappbarem Kern, betätigt über zwei kräftige Handgriffe. Umfaßt der Kern, der die Sekundärwicklung trägt, den die Primärwicklung vertretenden Leitungsdraht, dann liefert der Anleger den Strom für den Strompfad des Wattmeters. Da der Kern eine Stoßfuge hat, ist die Genauigkeit nicht ganz so groß wie bei festen Wandlern; sie bleibt aber unter 2,5% Fehler, wenn die Fuge sauber und frei von Rost gehalten wird. Das Meßwerk wird mit dem Anleger zusammen geeicht; Messungen mit einem fremden Leistungsmesser sind daher nicht ohne weiteres möglich.

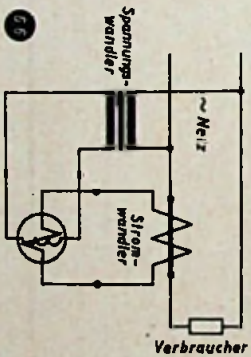
Für registrierende Meßgeräte lassen sich elektrodynamische Meßwerke ohne weiteres einsetzen. Die Papieraufgeschwindigkeit wird dabei im allgemeinen zwischen 5 und 250 mm je Stunde gewählt.

G. Rose

Ohmmeter

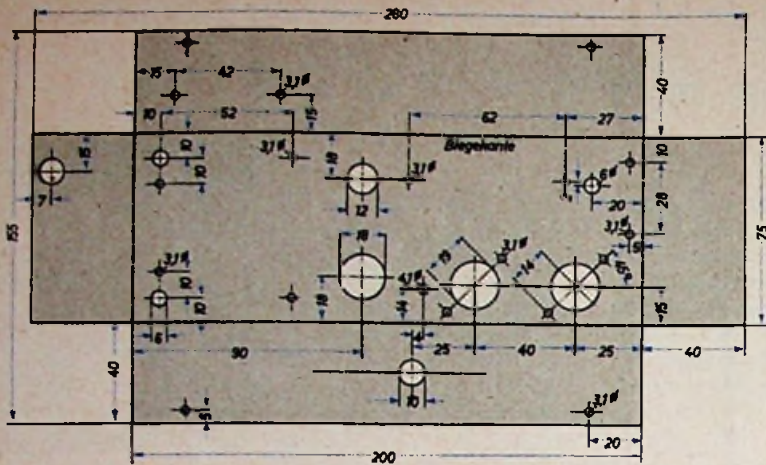


65 Unten: Anschluß eines Leistungsmessers über Strom- und Spannungswandler



66

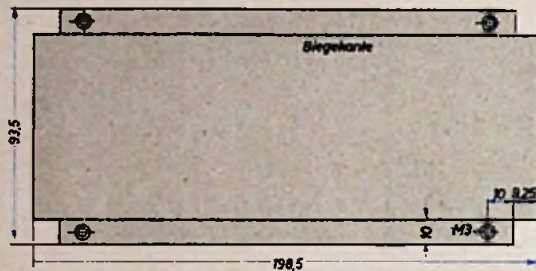
Der Eigenverbrauch für den Spannungspfad ist etwa 30 mA. Für den Strompfad kann etwa 1 bis 2 W Eigenverbrauch angesetzt werden. Für Labor-Leistungsmesser sind häufig Zusatzwiderstandskästen lieferbar, die eine Erweiterung des Spannungsbereiches und auch die Einschaltung eines dreiteiligen Widerstandes zur Schaffung eines künstlichen Nullpunktes im Drehstromnetz bei unzugänglichem Nullpunkt oder bei Dreieckschaltung gestatten. Für Schlußleiste-Instrumente kann die Bemessung



Maßskizze für das Verstärkerchassis

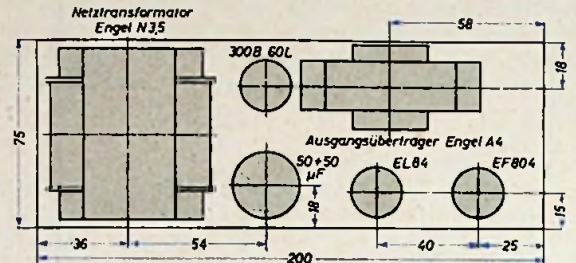
falle läßt sich jedoch ein 4- μ F-Kondensator anordnen.

Der Lautstärkeregler P_1 befindet sich vor dem Steuergitter der Endpentode EL 84. Er ist nicht mit dem Netzschalter gekoppelt, da der Lautstärkeregler nicht durch die Bedienungsplatte hindurchgeführt ist und einmal auf den günstigsten Wert eingeregelt wird. Das Katodenaggregat C_4, R_6 erzeugt die Gittervorspannung. Von der Anode der EL 84 verläuft zum Gitter 1



Oben: Einzelteileanordnung auf der Montageplatte des Verstärkers für den Gong

Links: Maßskizze für die Bodenplatte des Verstärkers



dieser Röhre ein Gegenkopplungskanal, dessen Glieder für eine Frequenzanhebung im Bereich unter 100 Hz bemessen sind. Als Ausgangsübertrager dient der Engel-Transformator „A 4“, an dessen Sekundärseite die auf die einzelnen Räume verteilten Lautsprecher angeschlossen sind.

Auch die Schaltung des Netzteiles ist dem Sonderzweck angepaßt worden. Die Kondensatoren der Anodenstromsiebkette haben $2 \times 50 \mu$ F. Bei voll aufgerehmem Lautstärkeregler tritt daher kein störendes Netzbrummen auf. Parallel zur Röh-

der Gongspirale genau der Kante des Fertinaxplättchens gegenüberliegt. Der entstehende Luftspalt soll etwa 0,3 bis 0,5 mm groß sein (die günstigste Entfernung ergibt sich durch Versuch); man kann aber auch das Spiralenende etwas abbiegen, um den besten Anschlagpunkt herauszufinden. Nach dem Justieren werden die Befestigungsschrauben des Winkels W_1 festgezogen, damit sich die Einstellung nicht mehr ändern kann.

Auf der großen Montageplatte befinden sich noch drei Lötösen für 6,3 V~ und für den Drucktastenanschluß. Die Verdrahtung ist unkritisch. Lediglich die Verbindung vom magnetischen Mikrofon zum Gong-Verstärker muß abgeschirmt sein. Um die ganze Anordnung vor Staub usw. zu schützen und den Einbau in bestehende Ela-Anlagen zu erleichtern, wurde die Montageeinheit in ein Metallgehäuse aus verzinktem Eisenblech eingebaut. Der Rahmen dieses Gehäuses läßt sich aus einem Blechstreifen mit den Abmessungen 720×45 mm herstellen.

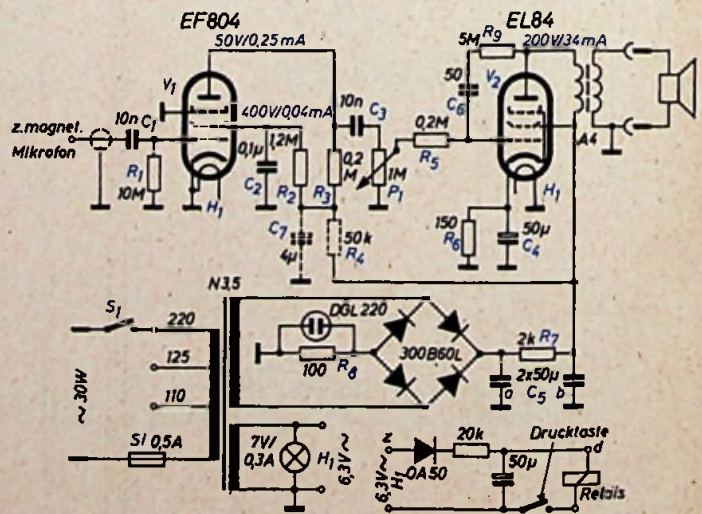
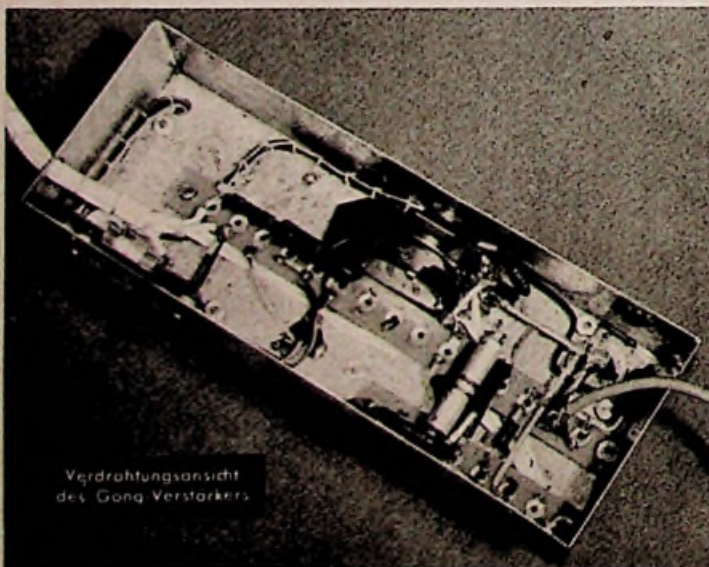
Zweistufiger Verstärker mit EL 84

Die Ausgangsspannung des elektrischen Gongs kann jedem Verstärker zugeführt werden, der über ausreichende Vorverstärkung verfügt. Allerdings muß der Verstärker in dem interessierenden Wiedergabebereich mit geringem Klirrgrad arbeiten. Ferner soll die Gegenkopplung so ausgelegt sein, daß eine hervorragende Wiedergabequalität erreicht wird und der typische Gong-Charakter erhalten bleibt. Diesen Bedingungen entspricht ein Spezialverstärker mit den Röhren EF 804 und EL 84.

Im Vorverstärker arbeitet die klingarme Pentode EF 804, deren Gitterkreis über 10 nF an das magnetische Mikrofon angekoppelt ist. Die notwendige Gittervorspannungserzeugung erfolgt durch den Anlaufstrom. Der Gitterableitwiderstand wurde mit 10 MOhm ausgelegt. Der Anodenstrom wird im Netzteil sehr gut gesiebt, so daß auf einen Siebkondensator in der Anodenstromsiebkette der EF 804 verzichtet werden könnte. Im Bedarfs-

Liste der Spezialteile

Netztransformator „N 3,5“	(Engel)
Ausgangstransformator „A 4“	(Engel)
Relais „Tris 151 b/9 TBv 6522/106“	(S & H)
Selengleichrichter 300 B 60 L	(AEG)
Doppel-elektrolytkondensator 50 + 50 μ F, 350/385 V	(NSF)
Kleinelektrolytkondensator 50 μ F, 12/15 V	(Siemens & Halske)
Potentiometer, 1 M Ω log.	(Preh)
2 Noval-Röhrenfassungen	(Preh)
Kippschalter	(Lumberg)
Sicherungshalter	(Zimmermann)
Lötösenleisten	(Zimmermann)
Verstärkergehäuse mit Haube	(Leitner)
Diode OA 50	(Valvo)
Röhren: EF 804	(Telefunken)
EL 84	(Telefunken, Valvo)
Widerstände	(Dralowid)
Kondensatoren	(Wima)

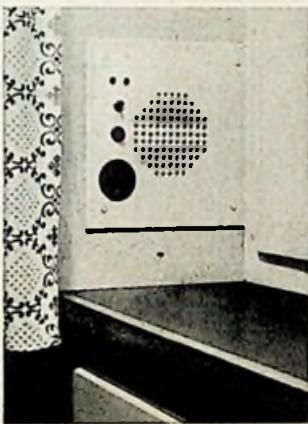


Schaltung des Gong-Verstärkers mit den Röhren EF 804 und EL 84

renheizung ist noch der Stromversorgungskreis für das Relais geschaltet. Eine Besonderheit bildet die parallel zum Schutzwiderstand R_s geschaltete Glimmlampe („DGL 220“). Sie leuchtet auf, sobald der Widerstand R_s bei irgendwelchen Schäden durchbrennt. Diese Kontrolle ergänzt die Betriebsanzeige durch das Skalenlämpchen.

Der Aufbau des Verstärkers erfolgt auf einem Kleinchassis mit den Abmessungen $40 \times 75 \times 200$ mm. Zum Chassis gehört noch eine Abdeckhaube (90×75 mm) mit Entlüftungslöchern an der Vorder- und Rückseite sowie an der Deckwand. Zeichnungen und Fotos lassen erkennen, daß der Netzteil mit Netztransformator, Selegleichrichter und Doppелеlektrolytkondensator im linken Teil des Chassis untergebracht ist, während rechts die beiden Röhren und der Ausgangstransformator Platz gefunden haben.

Beachtenswert im Aufbau unterhalb der Montageplatte sind die beiden Lötösenleisten und die nach innen versetzte Montage des Lautstärkereglers P_1 . Dieses Potentiometer wurde zwischen der großen Lötösenleiste und der einen Längs-Chassiswand an einem Winkel befestigt. Die Achse ist geschlitzt und kann von außen mit Hilfe eines Schraubenziehers nachgestellt werden. Die Verdrahtung wurde im Mustergerät übersichtlich ausgeführt und vielfach gebündelt.



Einbaubeispiel für den Verstärker mit Kontrolllautsprecher und den Bedienungsorganen in der Zimmerwand einer Küche. Das Gong-Auslösegerät befindet sich 50 cm darüber. Die untere Mehrfachbuchse gehört zu einer Gegensprechanlage, die an das Leitungsnetz angeschlossen ist

Kombinationsvorschläge

Werden Gong-Auslösegerät und Verstärker zusammengebaut, dann muß man darauf achten, daß durch den Netztransformator keine Brummbeflussung des magnetischen Mikrofons auftritt. Es empfiehlt sich daher, vor dem endgültigen Einbau die Geräte in der geplanten Anordnung versuchsweise zusammenzuschalten. Ferner ist bei der Planung zu berücksichtigen, ob die Gong-Auslösung ferngesteuert werden soll oder Gong und Verstärker im selben Raum unterzubringen sind, in dem die Anlage betätigt wird. Ferner erweist sich am Aufstellungsort ein Kontrolllautsprecher als praktisch.

Einbaubeispiel

In einem typischen Fall sollte die Gong-Anlage in einer Küche aufgestellt und hier bedient werden. Beide Geräte wurden in eine Wand unter Verwendung handelsüblicher Einbaukästen eingebaut. Für das Gong-Auslösegerät und für den Verstärker waren getrennte Wandge-

häuse zweckmäßig, damit die geschilderte Brummbeflussung unter allen Umständen vermieden wird.

Der Kasten für das Gong-Auslösegerät wurde in etwa 1,50 m Höhe über dem Fußboden in das Mauerwerk eingelassen. Eine abnehmbare Platte, die zahlreiche Entlüftungslöcher enthält, vereinfacht den gegebenenfalls nötigen Service. Etwa 50 cm darunter ist das Wandgehäuse für den Verstärker eingemauert worden. Die Blechkappe dieses Wandgehäuses wurde durch eine stabile Hartpapierplatte er-

Kleine Probleme

Innerer Widerstand von Spannungsteilerschaltungen

Bei der Verwendung von Spannungsteilern zur Regelung von Verstärkern wird oftmals die Tatsache übersehen, daß hierdurch der innere Widerstand des Generators verändert wird. Dies wirkt sich bei ungeeigneter Bemessung nachteilig auf den Frequenzgang aus. Unter Berücksichtigung bestimmter Bedingungen läßt sich diese unerwünschte Erscheinung vermeiden.

Zunächst seien die Verhältnisse an einem Generator mit dem inneren Widerstand R_i (Abb. 1) betrachtet.

Nach Messung der Leerlaufspannung an a und b belastet man mit einem äußeren Widerstand R_a , der diese Spannung auf die Hälfte reduziert. Dann ist $R_a = R_i$.

Die gleiche Untersuchung läßt sich an der Schaltung nach Abb. 2 durchführen, wobei angenommen sei, daß R_1 gegen $R_1 + R_2$ vernachlässigbar klein ist.

a und b sind somit die Generator клемmen. Bei beliebiger Reglerstellung wird jetzt eine Belastungsprobe vorgenommen, indem zuerst die Spannung im unbelasteten Zustand gemessen und dann mit einem äußeren Widerstand R_a belastet wird. Die Spannung bricht dann auf die Hälfte zusammen, wenn wieder $R_a = R_i'$, d. h., der innere Widerstand der Schaltung R_i' gleich dem Belastungswiderstand R_a ist. Führt man das gleiche Experiment bei anderen Reglerstellungen durch, dann ergibt sich für jedes Verhältnis von $R_1 : R_2$ ein anderer Wert von R_i' . Man kann mathematisch nachweisen, daß

$$R_i' = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} \text{ ist.}$$

Untersucht man diese Gleichung genauer, so findet man für R_i' ein Maximum bei $R_1 = R_2$.

Damit wird $R_{i' \max} = \frac{R_1}{2}$. Wenn man nun $R_1 + R_2 = R$ setzt, wird $R_{i' \max} = \frac{R}{4}$.

Der maximale Widerstand der Spannungsteilerschaltung liegt in der Mitte des Regelbereichs und ist $\frac{1}{4}$ des Gesamtwiderstandes. Bei hohen Frequenzen stellt sich eine unangenehme Spannungsteilung zwischen dem inneren Widerstand des Spannungsteilers R_i' und der Eingangskapazität C_s des Verstärkers ein; das hat eine andere Regelkurve gegenüber tiefen und mittleren Frequenzen zur Folge (Abb. 3). Bleibt dagegen der kapazitive Widerstand an der oberen Frequenzgrenze groß gegen R_i' , dann erhält man keine Abweichungen.

C_s setzt sich aus der Eingangskapazität der Röhre plus den dazugehörigen Schaltkapazitäten zusammen.

Beispiel

Das Eingangspotentiometer nach Abb. 4 habe einen Widerstand von 1 MOhm, die Ein-

gangs- und Ausgangskapazität der Röhre plus Schaltkapazitäten sei $C_s = 40$ pF.

Der innere Widerstand der Schaltung ist maximal $R_{i' \max} = \frac{R}{4} = 250$ k Ω .

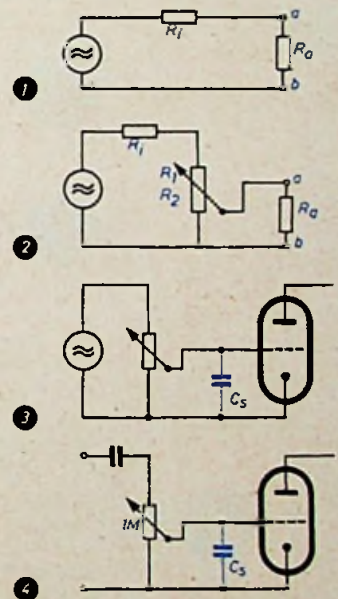
Die obere Frequenzgrenze sei erreicht, wenn $\frac{R_{i' \max}}{X_{C_s}} = \frac{1}{2}$ ist; $X_{C_s} = \frac{1}{\omega C_s} = \frac{1}{2\pi \cdot f \cdot C_s}$

Daraus ergibt sich die obere Grenzfrequenz zu

$$f = \frac{1}{R_{i' \max} \cdot C_s \cdot 4\pi}$$

Mit den Werten unseres Beispiels ist dann

$$f = \frac{1}{250000 \cdot 40 \cdot 10^{-12} \cdot 4\pi} \text{ Hz} \approx 8000 \text{ Hz}$$



Ist der innere Widerstand des Generators nicht mehr vernachlässigbar klein gegen $R_1 + R_2$, so setzt man

$$R_i' = \frac{(R_1 + R_2) \cdot R_2}{R_1 + R_2 + R_2}$$

R_i' hat seinen Maximalwert, wenn $R_1 + R_2 = R_2$ ist.

$$R_{i' \max} = \frac{R_{\text{ges}}}{4} \quad R_{\text{ges}} = R_1 + R_2 + R_2$$

Die Berücksichtigung des Generatorwiderstandes wird fast immer in Frage kommen, wenn der Spannungsteiler zwischen zwei Röhrenstufen liegt, weil aus Gründen der Anpassung beide Widerstandswerte nie extrem weit auseinanderliegen.

W. F.

E. DIRKS

Impuls-Trennstufe und Ablenkteil in einem

In jedem Fernsehempfänger hängt die Stabilität des Bildes wesentlich von der im Ablenkteil benutzten Technik ab. Es ist deshalb verständlich, daß die Entwicklungslabors der Industrie in den letzten Jahren gerade diesem Teil des Fernsehempfängers ihre besondere Aufmerksamkeit gewidmet haben. Die Anfälligkeit gegen von außen einfallende Störungen muß auf ein Minimum reduziert werden. Eine Forderung, die gerade auch für den Export besonders wichtig ist, damit deutsche Geräte gegenüber ausländischen Konstruktionen mit teilweise sehr erheblichem Aufwand in diesen Stufen bestehen können. Am Beispiel des Telefunken-Fernsehempfängers „FE 10“ soll nachstehend die Arbeitsweise dieser Stufen ausführlich dargestellt werden.

Der Empfänger „FE 10“ ist als Tisch- und Standgerät („FE 10 T“ bzw. „FE 10 St“) mit insgesamt 18 Röhren (einschließlich 43-cm-Bildröhre), 4 Germaniumdioden und 1 Selengleichrichter bestückt und für drei Kanäle im Band I und 7 Kanäle im Band III + zwei Reservekanäle eingerichtet. Den grundsätzlichen Aufbau zeigt das Blockschaltbild, aus dem zu entnehmen ist, daß das am Ausgang des mit der PL 83 bestückten Videoverstär-

kers auftretende Videosignal dem Eingang der Impuls-Trennstufe und von dort aus den Vertikal- und Horizontal-Synchronisierungs- und -Ablenkstufen zugeführt wird.

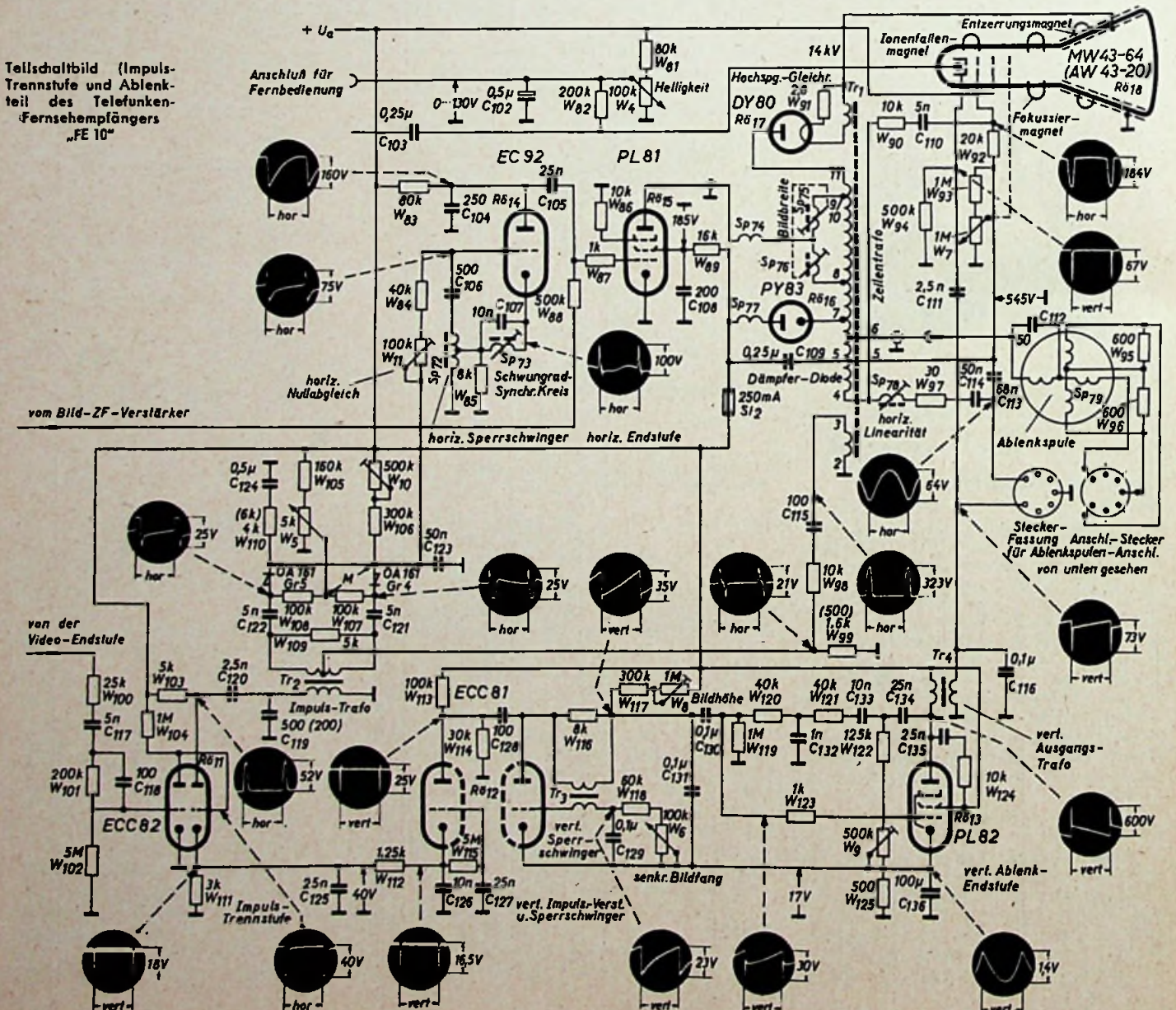
Impuls-Trennstufe

Bei der Helligkeitssteuerung der Bildröhre stören die im Videosignal enthaltenen Synchronisierimpulse nicht, da sie lediglich eine zusätzliche Dunkelsteuerung in den Rücklaufzeiten des Elektronenstrahls bewirken. Für die Synchronisierung der Horizontal- und Vertikalablenkung ist es dagegen erforderlich, das zur Helligkeitssteuerung dienende Signal völlig zu unterdrücken und nur die reinen Synchronisierimpulse aus dem Videosignal zur Synchronisierung zu verwenden. Diese Abtrennung der Synchronisierimpulse vom Bildinhalt erfolgt in der Impuls-Trennstufe, die mit der ECC 82 bestückt ist.

Das zur Helligkeitssteuerung der Bildröhre dienende Signal wird auch dem Eingang der Impuls-Trennstufe zugeführt. Die im Zuge dieser Verbindung liegende Anordnung von Widerständen und Kondensatoren verringert den Einfluß von Störungen auf das von der Trennstufe abgegebene Signal. Nur die im Videosignal enthaltenen Synchronisierimpulse

steuern das 1. System der ECC 82 auf, während der zur Helligkeitssteuerung dienende Anteil die Röhre sperrt und dadurch abgeschnitten wird. Die Anode des 1. Systems ist mit dem Gitter des 2. Systems galvanisch verbunden. An dieser Stelle sind also bereits nur noch die vom Bildinhalt befreiten Synchronisierimpulse vorhanden. Durch die weitere Verstärkung im 2. System der Röhre wird die Polarität nochmals umgedreht, und dabei wird gleichzeitig das vorherige Dach der Synchronisierimpulse abgeschnitten, so daß auch die hier noch möglichen, durch Störungen oder Rauschen verursachten Unterschiede der Impulse beseitigt werden. An der Anode des 2. Systems der Trennstufe stehen also die reinen Synchronisierimpulse, vom Bildinhalt getrennt und auf beiden Seiten geglättet, zur Verfügung.

Die Zeitkonstante der Widerstand-Kondensatorkombination im Katodenkreis des 2. Systems der ECC 82 ist so gewählt, daß diese Anordnung als Integrationsglied für die Synchronisierimpulse wirkt. Während der Zelldauer der kurzen Horizontal-Synchronisierimpulse kann sich die Spannung an der Katode dieses Systems nur um einen geringen Betrag ändern, dagegen wird durch



Fernsehempfänger

die Reihe der aufeinanderfolgenden fünf langen Vertikal-Synchronisierimpulse an dieser Stelle eine wesentlich größere Impulsspannung aufgebaut. Die Impuls-Trennstufe setzt also auch die Zeitunterschiede zwischen Horizontal- und Vertikal-Synchronisierimpulsen in Amplitudenunterschiede um und ermöglicht dadurch die Abtrennung des Vertikal-Synchronisierimpulses aus dem Impulsgemisch.

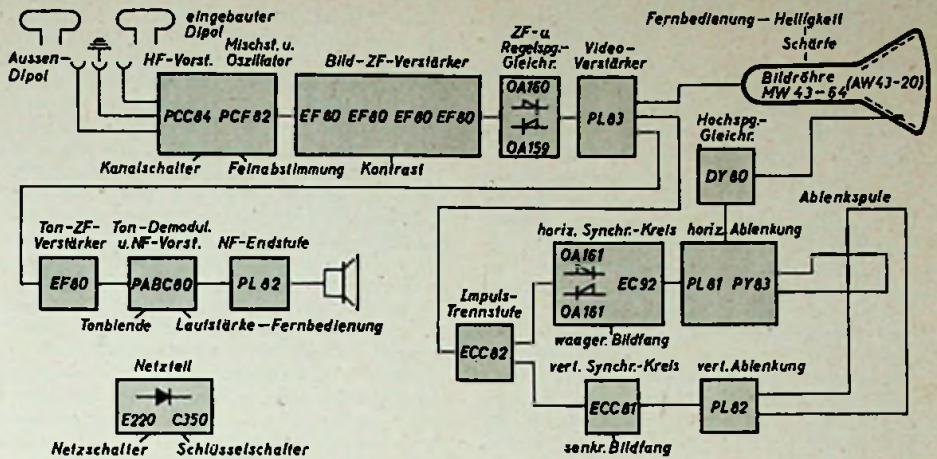
Vertikal-Synchronisierung

Von der Katode des 2. Systems der Impuls-Trennstufe gelangt der Vertikal-Synchronisierimpuls über den Widerstand W_{112} an die Katode des 1. Systems einer ECC 81. Der Widerstand W_{112} bildet mit dem Kondensator C_{126} das zweite Glied der Integrationskette für das Impulsgemisch. Der nach dem ersten Glied verbleibende Anteil der Horizontal-Synchronisierimpulse wird hier noch weiter verringert, während die Grundform des durch die Integration herausgehobenen Vertikal-Synchronisierimpulses praktisch erhalten bleibt. Durch den Impuls wird die Röhre bis zum Gitterstrom-Einsatz angesteuert, und durch den Gitterstrom wird der Kondensator C_{127} so weit negativ gegen die Katode aufgeladen, daß die Röhre in der Zeit zwischen zwei Synchronisierimpulsen vollständig gesperrt wird und dadurch auch alle Störungen unterdrückt, die während dieser Zeit noch bis zum Ausgang der Impuls-Trennstufe gelangen. Die Vertikal-Synchronisierung wird dadurch weitgehend unempfindlich gegen Störungen und ergibt einen tadellosen Zeilensprung.

Von der Anode des 1. Systems der ECC 81 wird der verstärkte negative Impuls über den Kondensator C_{128} auf die Anodenwicklung des Sperrschwingertrafos Tr_3 gegeben und gelangt als positiver Impuls an das Gitter des 2. Systems derselben ECC 81, das als Sperrschwinger arbeitet und in seinem Anodenkreis am Kondensator C_{131} die sägezahnförmige Steuerspannung für die Vertikal-Ablenkung erzeugt. Die Eigenfrequenz dieses Sperrschwingersystems wird bestimmt durch die Zeitkonstante des RC-Gliedes in seinem Gitterkreis (W_6, W_{118}, C_{129}). Durch Veränderung der Einstellung des Potentiometers W_6 („senkrechter Bildfang“) kann die Eigenfrequenz des Sperrschwingers auf einen für die Synchronisierung durch die Senderimpulse günstigen Wert eingestellt werden. Der Spannungshub der Sägezahnspannung am Kondensator C_{131} bestimmt die Amplitude der Vertikal-Ablenkung. Dieser Spannungshub ist abhängig von dem Widerstandswert, über den die Aufladung des Kondensators erfolgt (W_8, W_{117}). Das Potentiometer W_8 dient demnach zur Einstellung der „Bildhöhe“.

Vertikal-Ablenkung

Als Generator für den Vertikal-Ablenkstrom wird eine Röhre PL 82 verwendet. Die Anpassung dieses hochohmigen Generators an den niederohmigen Verbraucher — die Ablenkspule — erfolgt durch den Transformator Tr_4 . Infolge der im Anodenkreis liegenden Induktivitäten — der Induktivität der Ablenkspule und der primären Selbstinduktion des Transformators — entspricht jedoch der Strom in der Ablenkspule nicht mehr genau der Form des primären Röhren-Anodenstroms. Die Aussteuerung der PL 82 kann daher nicht mit einer linear ansteigenden Sägezahnspannung erfolgen; es ist vielmehr erforderlich, die steuernde Spannung am Gitter dieser Röhre so zu verformen, daß



trotz der Induktivitäten im Anodenkreis durch die Ablenkspule ein linear mit der Zeit ansteigender Strom fließt. Zur Entzerrung des Tangential-Fehlers der Ablenkung, der dadurch zustande kommt, daß die Abbildung mit konstanter Winkelgeschwindigkeit auf einem nahezu ebenen Schirm erfolgt, muß dem linearen Stromverlauf zusätzlich noch eine sinusförmige Komponente überlagert werden; außerdem muß der Röhrenstrom in der Zeit des Rücklaufs gesperrt werden.

Um die am Gitter der PL 82 erforderliche Spannungsform zu erreichen, wird der vom Sperrschwinger abgegebenen Sägezahnspannung eine Korrekturspannung zugefügt, die als Gegenkopplung von der Spannung an der Anode der PL 82 abgeleitet wird. Die Zeitkonstanten im Gegenkopplungsweig bestimmen die Form dieser Korrekturspannung und damit die Linearität der Vertikal-Ablenkung, zu der auch die parabol förmige Spannung an der Katode der PL 82 beiträgt. Durch Veränderung des im Gegenkopplungsweig liegenden Potentiometers W_9 kann die Linearität der Vertikalablenkung auf den optimalen Wert eingestellt werden. Es ist ein besonderer Vorzug dieser Schaltung, daß sich bei Einstellung der Linearität die Bildhöhe praktisch nicht verändert, so daß diese beiden Einstellungen unabhängig voneinander vorgenommen werden können. Beim Rücklauf des Ablenkstroms tritt an der Anode der PL 82 eine hohe positive Spannungsspitze auf, die auf der Sekundärseite des Transformators als negative Impulsspannung erscheint. Über den Kondensator C_{111} gelangt diese Rücklaufspannung an den Wehneltzylinder der Bildröhre und unterdrückt den Strahlstrom während der Zeit des vertikalen Rücklaufs.

Horizontal-Synchronisierung

Um die Horizontal-Ablenkung von Empfangsstörungen und von Verformungen der Senderimpulse durch Rauschen oder andere Einflüsse unabhängig zu machen, werden die Impulse für diese Ablenkung im Empfänger selbst erzeugt. Durch eine automatische Regelung, die auf einem Phasenvergleich zwischen der Impulsreihe des Senders und der im Empfänger erzeugten Impulsreihe beruht, wird die Horizontalablenkung in Frequenz und Phase mit der Sender-Impulsfolge in Übereinstimmung gehalten. Der Phasenvergleich wird in einer symmetrischen Diskriminatorschaltung mit zwei Germaniumdioden OA 161 durchgeführt. Als Signalgenerator für die Horizontalablenkung findet ein mit der EC 92 bestückter Sperrschwinger Verwendung.

Die Grundfrequenz des Horizontal-Sperrschwingers ist abhängig von der Zeitkonstante W_{11}, W_{84}, C_{106} in seinem Gitterkreis und außerdem von der Spannung am Fußpunkt des Gitterableitwiderstandes W_{11} . Diese Spannung ist durch das Potentiometer W_5 („waagerechter Bildfang“) einstellbar. Zu

dieser von Hand einstellbaren Spannung addiert oder subtrahiert sich die Spannung, die beim Phasenvergleich an den Germaniumdioden entsteht. Über die Serienschaltung W_{10}, W_{106} wird der Gitterstrom des Sperrschwingers kompensiert, der sonst eine der beiden Dioden vorspannen und damit die Schaltung unsymmetrisch machen würde. Die Einstellung der Potentiometer W_{10} und W_{11} gehört zusammen mit dem Abgleich des später beschriebenen Schwungrad-Synchronisierkreises zur Einstellung des richtigen Arbeitspunktes der automatischen Frequenz- und Phasenregelung. Dieser Arbeitspunkt ist dann erreicht, wenn bei Mittelstellung des Reglers „waagerechter Bildfang“ Frequenz und Phase der Horizontal-Ablenkung mit dem Sender-Synchronisierimpuls übereinstimmen, wobei gleichzeitig die vom Phasendiskriminator abgegebene Regelspannung, gemessen an den mit M bezeichneten Punkten, Null sein muß. Die Bezeichnungen „Nullabgleich“ und „Phasenabgleich“ geben die Merkmale an, wonach bei dieser Grundeinstellung vorzugehen ist: Der Regler „Nullabgleich“ ist so einzustellen, daß die von dem Meßinstrument angezeigte Spannung nach Null geht, und mit dem Regler „Phasenabgleich“ wird die richtige Phase der Ablenkung eingestellt.

Das Ausgangssignal der Impuls-Trennstufe wird über den Impulstrafos Tr_2 im Gegentakt auf die beiden Dioden gegeben. Da beide Dioden dasselbe Signal mit gleicher Amplitude, jedoch mit entgegengesetztem Vorzeichen erhalten, heben sich die von beiden Dioden gleichgerichteten Spannungen auf, und es kann daher auch keine Regelspannung entstehen, solange nicht der Sekundärseite des Impulstrafos eine zusätzliche Spannung zugeführt wird. Da nur während der Zeitdauer des horizontalen Rücklaufs eine Impulsspannung auf die Sekundärseite des Impulstrafos gegeben wird, können auch alle Störungen, die in der Zeit zwischen den Rückläufen auftreten und noch über die Impuls-Trennstufe hinweg in die Phasenvergleichsstufe gelangen, die horizontale Synchronisierung nicht beeinträchtigen. Die Horizontalablenkung ist daher außerordentlich unempfindlich gegen Störungen.

Aus der Spannung, die beim horizontalen Rücklauf an den Klemmen 2—3 des Zeilentrifos auftritt, wird eine Impulsform abgeleitet, die angenähert einen zur Null-Linie symmetrischen schrägen Verlauf hat. Dieser Impuls dient zum Vergleich mit der Phase der Senderimpulse, und er wird auf die Mitte der Sekundärwicklung des Impulstrafos gegeben. An die Dioden gelangt dieser Impuls mit den dazu addierten Impulsen aus der Trennstufe. Die Polarität des Vergleichsimpulses ist für jede Diodenstrecke dieselbe, der Senderimpuls wird jedoch für die eine Diode in positiver Richtung, für die zweite Diode in negativer Richtung dazugaddiert. Bei zeitlicher Übereinstimmung der beiden Im-

pulsreihen ist die Amplitude des positiven Signals ebenso groß wie die des negativen Signals. Die von den Dioden gleichgerichteten Spannungen sind dann entgegengesetzt gleich groß und heben einander auf, es wird keine Regelspannung erzeugt. Bei zu hoch liegender Eigenfrequenz des Sperrschwingers ist die Zeit zwischen zwei aufeinanderfolgenden Rückläufen der Ablenkung kleiner als der zeitliche Abstand zwischen zwei Senderimpulsen. Der Senderimpuls addiert sich infolgedessen in einer solchen Weise zum Vergleichsimpuls, daß die positive Spannungsspitze an der einen Diode kleiner, die negative Spannungsspitze an der anderen Diode größer wird. Die gleichgerichtete negative Spannung überwiegt dann die positive Spannung, und die Differenz erscheint als negative Regelspannung am Gitterableitwiderstand des Sperrschwingers und setzt dessen Eigenfrequenz herab. Überwiegt umgekehrt bei zu niedriger Eigenfrequenz des Sperrschwingers im addierten Signal die positive Spitze, dann entsteht eine positive Regelspannung, die den Sperrschwinger im richtigen Sinne nachregelt. Auf diese Weise wird die Frequenz des Sperrschwingers stets in Übereinstimmung mit der Grundfrequenz der Senderimpulse gehalten, auch wenn die Eigenfrequenz des nicht geregelten Sperrschwingers von der Senderimpulsfrequenz abweichen würde. Es entsteht in diesem Falle nur eine geringe Phasendifferenz, die gerade so groß ist, daß mit der dadurch erzeugten Regelspannung die Sperrschwingerfrequenz wieder den richtigen Wert erreicht.

Infolge der Zeitkonstante der Regelspannungserzeugung, die durch die Kondensatoren C 123 und C 124 bestimmt wird, haben Störungen einzelner Impulse keinen Einfluß auf die Regelspannung, es wird vielmehr aus einer größeren Zahl von Impulsen ein Mittelwert gebildet. Durch den Widerstand W 110 werden Einschwingvorgänge unterdrückt und die Regelspannungserzeugung aperiodisch gemacht.

In der Katodenleitung des Sperrschwingers liegt ein Resonanzkreis, der auf die Grundfrequenz der Horizontal-Ablenkung abgestimmt ist. Durch diesen Schwingrad-Synchronisierkreis wird eine Verbesserung der zeitlichen Konstanz in der Reihe der vom Sperrschwinger erzeugten Impulse und eine erhöhte Betriebssicherheit der automatischen Frequenz- und Phasenregelung erreicht. An dem im Anodenkreis des Sperrschwingers liegenden Kondensator C 104 wird eine sägezahnförmige Spannung mit exponentiell verlaufendem Anstieg erzeugt, die zur Aussteuerung der Zeilenablenk-Endstufe dient.

Horizontal-Ablenkung

Das Verfahren, an das Gitter einer Röhre eine sägezahnförmige Spannung zu legen und den ebenfalls sägezahnförmigen Anodenstrom zur Strahlableitung zu verwenden, läßt sich bei der Horizontal-Ablenkung wegen der hohen Grundfrequenz und der erforderlichen großen Amperewindungsanzahl nicht mehr anwenden, da hierbei nur außerordentlich kleine Induktivitäten im Anodenkreis zulässig wären, so daß der Stromaufwand untragbar hohe Werte annehmen würde. Die Horizontalablenkung arbeitet deshalb auf einer ganz anderen Grundlage, auf der Anwendung von Einschalt- und Einschwingvorgängen.

Das Prinzip der Arbeitsweise dieser Schaltung besteht darin, daß über einen Schalter eine konstante Spannung an eine Induktivität gelegt wird und daß infolgedessen — genügend große Zeitkonstante dieser Induktivität vorausgesetzt — durch die Induktivität ein Strom fließt, der linear mit der Zeit ansteigt. Der Induktivität liegt eine Kapazität parallel. Nach Ablauf einer Ablenkperiode wird der Schalter geöffnet. Das von dem zu dieser

Zeit fließenden Strom aufgebaute magnetische Feld der Induktivität bewirkt jetzt einen Stromfluß in die Parallelkapazität, die dadurch aufgeladen wird. Die Spannung an diesem C erreicht ihren Maximalwert in dem Zeitpunkt, in dem der Spulenstrom Null geworden, das magnetische Feld also abgebaut ist. Die Spannung am Kondensator hat jetzt einen Stromfluß durch die Induktivität in umgekehrter Richtung zur Folge, wobei die Kondensator-Spannung abgebaut wird und den Wert Null erreicht, wenn der Spulenstrom seinen Maximalwert erreicht. Würde der Schalter weiter geöffnet bleiben, so würde der aus der Induktivität mit der parallel liegenden Kapazität gebildete Resonanzkreis in seiner Eigenfrequenz weiterschwingen. Tatsächlich wird aber in dem zuletzt beschriebenen Zeitpunkt — Kondensatorspannung Null, Spulenstrom maximaler Wert in negativer Richtung — der Schalter wieder geschlossen, und der Induktivität liegt jetzt wieder die konstante Spannung parallel. Das zu diesem Zeitpunkt vorhandene magnetische Feld der Induktivität verursacht nunmehr einen Stromfluß durch die Induktivität gegen die EMK der angeschalteten Spannung, wobei dieser Strom wegen der an der Induktivität liegenden konstanten Spannung wieder linear mit der Zeit verläuft. Wenn das magnetische Feld abgebaut ist, der Strom also den Wert Null erreicht hat, schließt sich bei weiter geschlossenem Schalter dann wieder ein linearer Stromanstieg in positiver Richtung bis zu dem Zeitpunkt an, zu dem zur Einleitung der nächsten Ablenkperiode der Schalter wieder geöffnet wird.

Solange der Schalter geschlossen ist, verläuft der Strom in der Induktivität von einem negativen Maximalwert linear mit der Zeit über den Wert Null bis zu einem positiven Maximalwert; er bewirkt den Hinlauf der Zeile. Bei geöffnetem Schalter entsteht eine halbe Sinusschwingung des aus der Induktivität und der parallel liegenden Kapazität bestehenden Resonanzkreises; das ist die Rücklaufzeit der Zeilenablenkung. Während der zweiten Hälfte des Hinlaufs wird der Spannungsquelle eine bestimmte Leistung entnommen und zum Aufbau eines Magnetfeldes verwendet. Nach Öffnen des Schalters wird die in diesem Magnetfeld gespeicherte Energie zunächst in elektrostatische Energie des Kondensators und dann wieder in magnetische Energie umgewandelt. Die zu Beginn des Hinlaufs im Magnetfeld gespeicherte Energie liefert dann in die Spannungsquelle die gleiche Leistung zurück, die vorher entnommen wurde. Abgesehen von den Verlusten, die der Schaltung Leistung entziehen, die wieder zugeführt werden muß, arbeitet die Schaltung also mit reinen Blindströmen und hat dadurch einen sehr hohen Wirkungsgrad.

Der Kondensator C 109 hat die Funktion der konstanten Spannungsquelle. In diesen Kondensator fließt zu Beginn des Hinlaufs die aus dem Magnetfeld zurückgewonnene Energie hinein, und in der zweiten Hälfte des Hinlaufs wird diesem Kondensator Energie entzogen. Als elektronischer Schalter wirkt die Diode PY 83. Zu Beginn des Hinlaufs wird diese Diode dadurch leitend, daß nach Beendigung des Rücklaufs die Spannung an ihrer Katode negativ gegen die auf festem Potential liegende Anode wird. In der zweiten Hälfte des Hinlaufs ist die Stromrichtung im Ablenkkreis der Durchlaßrichtung der Diode entgegengesetzt, daher wird während dieser Zeit über eine weitere Röhre — die Endröhre PL 81 — ein Strom entnommen, der etwas größer als der Ablenkstrom ist. Die Differenz zwischen dem Anodenstrom der PL 81 und dem Ablenkstrom fließt über die PY 83, so daß die Diode auch im zweiten Teil des Hinlaufs ständig stromführend ist und ihre Schalterfunktion beibehält. Der Rück-

lauf wird dadurch eingeleitet, daß die Röhre PL 81 durch eine stark negative Spannung an ihrem Gitter gesperrt wird. Durch die Stromunterbrechung wird auch die Diode stromlos, der Schalter geöffnet, und die Schaltung beginnt die freie Rücklaufschwingung.

Als Induktivität wirkt die transformierte Induktivität der Ablenkspule. Der Zeilentransformator ermöglicht außer der Hochspannungserzeugung eine optimale Dimensionierung der Ablenkspule und günstigste Anpassung der verwendeten Röhren. Durch die den bekannten L-Reglern entsprechende Anordnung der gegenseitig veränderbaren Induktivitäten Sp 75, Sp 76 ist das Stromtransformationsverhältnis für den Anodenstrom der PL 81 und damit die Zeilenamplitude regelbar („Bildbreite“). Um kurze Rücklaufzeiten zu erreichen, wird auf einen besonderen Parallelkondensator verzichtet; die Schaltung arbeitet also lediglich mit den Eigenkapazitäten der Schaltelemente und des Schaltungsaufbaues.

In Serie mit der Ablenkspule liegt der Kondensator C 113, der ebenfalls von dem sägezahnförmigen Spulenstrom durchflossen wird. An diesem Kondensator entsteht dadurch eine parabelförmige Spannung, die sich der praktisch konstanten Spannung an C 109 überlagert und eine sinusförmige Stromkomponente im Ablenkstrom bewirkt. Dadurch wird — wie bei der Vertikal-Ablenkung — der Tangentialfehler der Ablenkung auch in der horizontalen Richtung kompensiert. Der Anschluß 5 des Zeilentransfos ist ein Punkt mit praktisch konstantem Potential, und zwar mit der Gleichspannung, die sich aus der Serienschaltung der vom Netzgleichrichter gelieferten Gleichspannung mit der am Kondensator C 109 von der Zeilenablenkschaltung erzeugten Spannung ergibt (etwa +540 V). Diese Spannung liegt über W 92 am 2. Gitter der Bildröhre. Am Anschlußpunkt 4 des Zeilentransformators wird eine Impulsspannung entnommen, die — gegenphasig zur Spannung an der Ablenkspule — während des Zeilenrücklaufs negativ ist. Über W 90 und C 110 gelangt dieser negative Impuls ebenfalls auf das 2. Gitter der Bildröhre, wodurch während des Rücklaufs der Zeilenablenkung der Strahlstrom ausgetastet wird. Die Impulsspannung am Anschlußpunkt 4 des Zeilentransformators dient außerdem dazu, einen gedämpften Serien-Resonanzkreis anzustoßen (Sp 78, W 97, C 114), der einen weiteren Beitrag zu der an der Ablenkspule wirksamen Spannung liefert. Diese Korrekturspannung kompensiert im Ablenkstrom die Abweichung von dem linearen Verlauf, die durch die unvermeidbaren Verlustwiderstände und die dadurch verursachte Herabsetzung der Zeitkonstante entsteht. Durch Änderung des Induktivitätswertes von Sp 78 ist es möglich, genaue Linearität der horizontalen Ablenkung zu erzielen.

Die Drosseln Sp 74, Sp 77 an den Anoden der beiden Röhren der Zeilenablenkschaltung haben den Zweck, die Entstehung ultra-hochfrequenter Störschwingungen (Barkhausen-Kurz-Schwingungen) zu verhindern.

Die PY 83 ist strahlungsgeheizt, d. h. die Wärmeübertragung vom Heizfaden zur Katode erfolgt nicht, wie sonst bei Röhren üblich, durch Wärmeleitung; es ist vielmehr aus Isolationsgründen ein größerer Zwischenraum zwischen Faden und Katode vorhanden, und die Wärmeübertragung erfolgt durch Strahlung. Dadurch ist es möglich, trotz der hohen Impulsspannung an der Katode dieser Röhre den Heizfaden in die normale Heizfadenkette des Empfängers zu legen. Die strahlungsgeheizte Katode hat eine größere Wärmeträgheit; der Empfänger braucht deshalb etwa 2 min Anheizzeit, bis die Zeilenablenkung zu arbeiten beginnt.

Magnetrons für sehr kurze Wellen

Schluß aus FUNK-TECHNIK Bd. 10 (1955) Nr. 5, S. 134

Der Energieaustausch zwischen Elektronen und Hochfrequenzfeld
 Wie ausgeführt wurde, unterscheiden sich die Eigenschwingungen des Systems der miteinander gekoppelten Hohlraumresonatoren durch die relativen Phasenunterschiede, wobei die Phasendifferenz zwischen zwei aufeinanderfolgenden Resonatoren immer konstant ist. Diesen Vorgang kann man als einen Wellenvorgang deuten. Es handelt sich dabei gewissermaßen um ein hochfrequentes elektrisches Wellenfeld, das vom Anoden-Resonatorsystem im Kreise geführt wird. Dieses Wellenfeld hat für die verschiedenen Schwingzustände verschiedene Phasengeschwindigkeiten. Betrachtet man z. B. den Modus $n = 1$, so ist die Phasenverschiebung des Feldes zwischen aufeinanderfolgenden Resonatoren $2\pi/8$, d. h., man findet $1/8$ Periode später am benachbarten Resonator wieder das gleiche Feld vor. Während einer vollen Periode läuft dieses Feld also einmal im Kreise herum; für $n = 2$ ist die Phasenverschiebung $2\pi/4$, und während einer vollen Periode durchläuft das Feld nur die halbe Kreisbahn. Die Umlaufzeit des hochfrequenten Wellenfeldes ist also proportional $n \cdot N$.
 Zur Klarstellung des Mechanismus, der zur Verstärkung des hochfrequenten Wellenfeldes durch die Elektronenströmung führt, betrachtet man das Modell eines ebenen Magnetrons

(Abb. 14). Es soll zunächst nur ein Gleichfeld zwischen Anode und Katode bestehen, d. h., von der Anwesenheit einer HF-Spannung zwischen den Segmenten wird zunächst abgesehen. Unter Einwirken dieses Gleichfeldes E und des senkrecht hierzu gerichteten Magnetfeldes B bewegen sich die Elektronen auf einer Zykloidenbahn. Diese Bahn ist für alle Elektronen dieselbe, und die Energie, die sie bei Annäherung an die Anode dem Gleichfeld

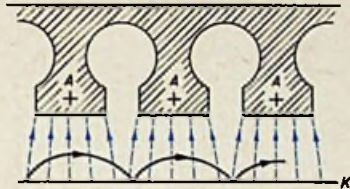


Abb. 14. Bahn eines Elektrons in einem ebenen Magnetron unter statischen Arbeitsbedingungen

entziehen, geben sie bei Rückkehr zur Katode wieder an das Feld ab. Die Geschwindigkeit, mit der die Elektroden auf der Katode landen, ist praktisch gleich Null.
 Das Bild ändert sich wesentlich, wenn eine HF-Spannung an den Resonatoren liegt, so daß benachbarte Anodensegmente abwechselnd eine mehr oder weniger hohe positive

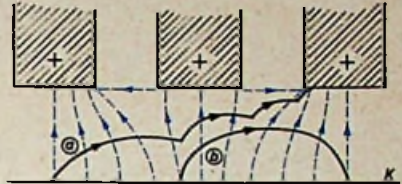


Abb. 15. Bahn zweier Elektronen in einem oszillierenden Magnetron; a) Bahn eines Energie liefernden Elektrons, b) Bahn eines Energie aus dem HF-Feld absorbierenden Elektrons

Spannung führen. Dann wird eine Feldverteilung erhalten, wie sie für einen bestimmten Augenblick Abb. 15 veranschaulicht. Das hochfrequente Wellenfeld hat eine transversale und eine longitudinale Komponente. Die Transversalkomponente addiert sich zum statischen elektrischen Querfeld. An einigen Orten ist daher die elektrische Feldstärke E und damit die translatorische Fortschrittgeschwindigkeit $v = E/B$ (Leitbahngeschwindigkeit) der Elektronen größer und an anderen Orten kleiner, als dem durch das statische Feld allein gegebenen Wert von E entspricht. Die Elektronen bewegen sich also am Ort größerer transversaler elektrischer Feldstärke schneller, an Orten kleinerer Feldstärke langsamer, so daß sie sich in gewissen Raumgebieten gruppieren.

EINE NEUHEIT SETZT SICH DURCH
SIEMENS-SCHATULLE
 MIT RAUMTON DURCH DIVERGENZGITTER

Überall werden die neuen Siemens-Schatullen vom Publikum gut aufgenommen. Es gefällt die neuartige Form, die einmal „ganz anders“ ist. Ebenso überzeugt die plastische Tonfülle des „Siemens-Raumtons“, der durch das Divergenzgitter erreicht wird.
 Siemens-Rundfunkgeräte sind immer gefragt. Sie sollten deshalb auch in der Nachsaison von jedem Fachhändler im Schaufenster und im Laden gezeigt werden.



SIEMENS
RADIO

Schatulle H 42 399,- DM
 mit Sender-Einschalt-Automatik

Siemens-Rundfunkgeräte: Reiner Klang – Reine Freude

Die longitudinale Komponente des HF-Feldes bewirkt, daß die Elektronen je nach Phasenlage des Feldes entweder zur Katode oder zur Anode hingelenkt werden. In Abb. 15 zeigt Kurve a die Bahn eines Elektrons, das

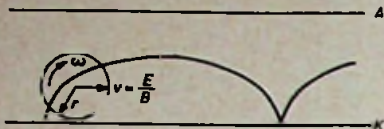


Abb. 16. Zykloidenbewegung des Elektrons in einem gekreuzten elektrischen Gleichfeld und Magnetfeld. Das elektrische Gleichfeld ist zwischen den Elektroden A und K vorhanden, das Magnetfeld steht senkrecht auf der Zeichenebene

vom longitudinalen HF-Feld gebremst wird, während die Kurve b die Bahn eines vom longitudinalen HF-Feld beschleunigten Elektrons darstellt. Die Bremsung bzw. Beschleunigung des Elektrons durch die Longitudinalkomponente des HF-Feldes beruht wegen der Lorentz-Kraft aber in keiner Änderung der kinetischen Energie des Elektrons, sondern lediglich in einer Richtungsänderung seiner Bahn. Das Elektron a, das infolge Bremsung durch das Longitudinalfeld zur Anode gelenkt wird, gibt dabei seine dem Gleichfeld entstammende potentielle Energie stufenweise an das HF-Feld ab. Dieses Elektron landet nach mehreren Zykloidschleifen schließlich auf der Anode mit einer Energie, die annähernd gleich der kinetischen Energie der Leitbahnbewegung $W = \frac{m}{2} \cdot (E/B)^2$ und wesentlich kleiner als die Gleichfeldenergie $e \cdot U$ ist. Die Differenz der Energien $\Delta W = eU - \frac{m}{2} (E/B)^2$ wird dem HF-Feld zugeführt. Der Wirkungsgrad des Magnetrons ist damit

$$\eta \approx 1 - \frac{\frac{m}{2} \cdot (E/B)^2}{e \cdot U}$$

Für $E/B \ll (2eU/m)^{1/2}$ nähert sich der Wirkungsgrad dem Wert $\eta = 1$; das ist auch experimentell bestätigt. Ein Energieaustausch zwischen Elektronenströmung und Wellenfeld ist nur möglich, wenn die Geschwindigkeit beider Partner annähernd gleich groß ist. Die Gleichheit beider Geschwindigkeiten läßt sich durch geeignete Wahl der Anodenspannung und des Magnetfeldes erreichen. In Abb. 16 ist die Zykloidenbahn eines Elektrons im ebenen Magnetron gezeichnet. Diese Bahn kann man sich durch die Bewegung eines Punktes auf dem Umfang eines Kreises, der auf der Katode abrollt, entstanden denken.

Von Sendern und Frequenzen

Empfang deutscher Fernsehsendungen in der Schweiz und in Österreich

Nach eingegangenen Empfangsberichten können die Sendungen des Fernsehsenders Reichberg des Südwestfunks auf Kanal 4 in verschiedenen Gebieten der Schweiz und auch im Fürstentum Liechtenstein gut aufgenommen werden. In Oberösterreich und in Salzburg gelingt andererseits der Empfang des Wendelstein-Senders auf Kanal 10.

Fernsehpläne in Schweden

Nach einem Plan der schwedischen Fernseh-Studienkommission wird empfohlen, mit dem Fernseh-Versuchsdienst ab Mitte 1955 zu beginnen und den regulären Programmdienst genau ein Jahr später folgen zu lassen. Die ersten Fernsehsender werden für Stockholm und Upsala vorgeschlagen; gleichzeitig sollen provisorische Sender in Göteborg und Malmö errichtet werden. Man beabsichtigt, zunächst mit 15 Wochenstunden zu beginnen und die Sendezeit später auf 25 und 35 Wochenstunden zu erweitern.

Der Radius r und die Winkelgeschwindigkeit ω dieser Kreisbewegung sind gegeben durch

$$r = \frac{m E}{e B^2} \quad \text{und} \quad \omega = \frac{e B}{m}$$

wobei E und B die elektrische und magnetische Feldstärke, e und m Ladung und Masse des Elektrons sind. Die mittlere translatorische (Leitbahn-)Geschwindigkeit der Elektronen, die für den Energieaustausch mit dem Wellenfeld maßgebend ist, entspricht der Fortpflanzungsgeschwindigkeit des Kreismittelpunktes und ist

$$v = \omega r = \frac{E}{B}$$

Die Phasengeschwindigkeit v_p des Wellenfeldes berechnet sich in Näherung zu

$$v_p \approx \frac{2\pi r}{n T_n} = \frac{2\pi r c}{n \lambda_n}$$

wobei r der mittlere Radius zwischen Anode und Katode und T_n die Schwingungsdauer des Modus n sind. Aus den beiden letzten Gleichungen ergibt sich als Bedingung für Gleichheit zwischen Elektronen-Leitbahngeschwindigkeit und Phasengeschwindigkeit des Wellenfeldes der Ausdruck

$$\frac{2\pi r c}{n \lambda_n} = \frac{E}{B}$$

Arbeitsdiagramm

Das Betriebsverhalten eines Magnetrons läßt sich an Hand seines Arbeitsdiagrammes („performance chart“) diskutieren. In Abb. 17 ist ein solches Diagramm für das Magnetron „725 A“ (siehe Abb. 4) wiedergegeben. Auf der Abszisse ist der Anodenstrom aufgetragen und auf der Ordinate die Anodenspannung. Durch Änderung von Spannung und Magnetfeldstärke lassen sich die verschiedensten Punkte des Diagrammes erreichen. Man mißt Leistung und Wirkungsgrad und bestimmt die Kurven konstanter Leistung, konstanter Wirkungsgrades und konstanter Magnetfeldstärke. Wie ersichtlich, ist die Anodenspannung ungefähr proportional der Magnetfeldstärke. Der Wirkungsgrad nimmt mit stärker werdendem Magnetfeld zu, wie zuvor schon dargelegt

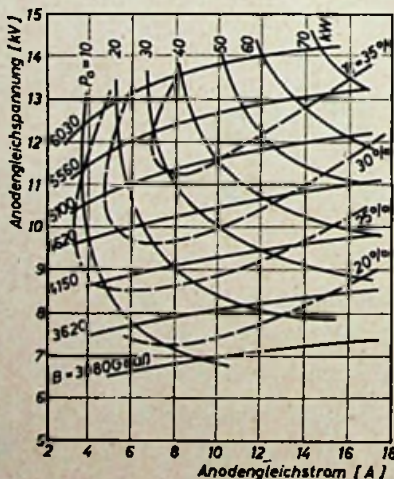


Abb. 17. Arbeitsdiagramm (performance chart) des amerikanischen Magnetrons „725 A“

wurde. Bei großem Anodenstrom nimmt der Wirkungsgrad ab, weil wegen der starken Raumladung das Gruppieren der günstigphasigen Elektronen behindert wird. In Richtung nach zunehmender Spannung und Stromstärke wird die Leistungsabgabe des Magnetrons durch die begrenzte Emissionsfähigkeit der Katode beschränkt, ferner durch die Spannungsfestigkeit der Röhre und durch

die maximale Feldstärke, die das Magnetfeld liefern kann. Häufig arbeiten Magnetrons mit permanentem Magnetfeld, so daß man nur Punkte im Arbeitsdiagramm erreichen kann, die auf der Kurve dieser konstanten Magnetfeldstärke liegen.

Katoden

An die Katoden von Magnetrons werden besonders hohe Anforderungen gestellt. Bei Betrieb mit Pulsströmungen können Katodenbelastungen von mehr als 30 A/cm^2 vorkommen. Bei diesen hohen Stromdichten und hohen Anodenspannungen von über 30 kV darf die Katode weder funken noch durch Aufprall energiereicher Elektronen zerstäuben. In Abb. 18 ist der grundsätzliche Aufbau einer typischen Magnetron-Katode wiedergegeben. Diese besteht aus einem Nickelröhrchen, das mit einem aktiven Material (einer Mischung von Barium- und Strontiumoxyden) überzogen ist, sowie einer inneren Heizspirale, die gewöhnlich aus Wolfram oder Molybdän besteht, und isoliert in einem keramischen Träger lagert. Seitlich ist die Katode durch Endplatten abgeschildert, die oft aus Nickel bestehen und die Aufgabe haben, Streuelekttronen abzuhalten, die seitlich aus-

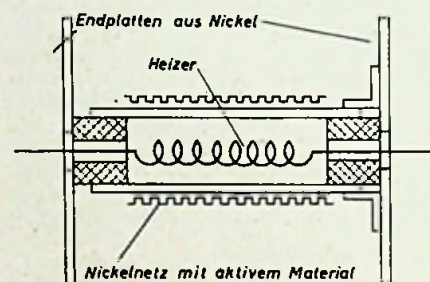


Abb. 18. Aufbau einer Magnetron-Katode

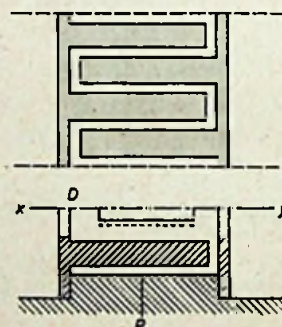


Abb. 19. Fingerförmige Resonatorleitung mit Grundebene. D Fingersegmente, P Grundebene

treten. Bei Hochleistungsmagnetrons ist eine Endplatte meistens mit dem Katodenröhrchen verbunden, damit eine gute thermische Leitfähigkeit zustandekommt und dadurch die Katode auf einer genügend niederen Temperatur gehalten werden kann. Auch Oxydkatoden werden sehr häufig verwendet; für große Leistungen (Radar-Magnetrons) benutzt man oftmals Katoden, in deren Oxydschicht ein Metallnetz angeordnet ist. Dieses hat die Aufgabe, die Oxydschicht mehr oder weniger kurzzuschließen, um Spannungsdifferenzen, die bei hohen Strömen infolge des Oxydwiderstandes entstehen, herabzusetzen.

Andere Bauformen

Außer den beschriebenen üblichen Ausführungsformen von Magnetrons gibt es noch verschiedene spezielle Arten. So wurden u. a. Magnetrons mit außenliegender Katode und innenliegender Anode gebaut. Solche Röhren arbeiten mit verhältnismäßig kleinen Anoden-

spannungen, aber starken Elektronenströmen. Mit einem derartigen „Inverted Magnetron“ [16] wurde bei Pulsspannungen von etwa 3 kV die beachtliche Hochfrequenzleistung von

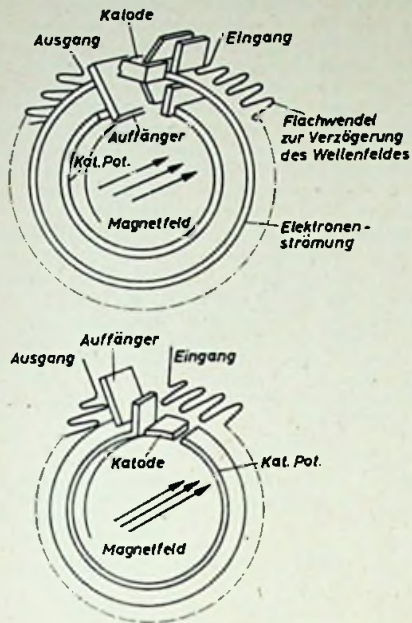


Abb. 20. Magnetron-Verstärker für Mikrowellen

1,5 MW und ein Wirkungsgrad von 50% bei einer Wellenlänge von etwa $\lambda = 10$ cm erreicht.

Andere Bauformen sehen spezielle Resonatorsysteme vor, bei denen die Eigenfrequenzen

so weit auseinander liegen, daß sich der π -Modus ohne Störung durch andere Resonanzfrequenzen erregen kann. Französische Entwickler [17] beschreiben z. B. ein System, das aus einzelnen Metallfingern besteht, die über einer gemeinsamen Metallfläche angeordnet sind (Abb. 19). Eine solche Filterleitung findet in ähnlicher Form auch bei einigen neueren Laufzeitgeneratoren (Carcinotrons) Verwendung und hat eine Serie von Eigenfrequenzen, deren spektrale Verteilung ähnlich derjenigen eines „strapped“ Magnetrons ist. Mit Magnetrons, die mit solchen Filterketten ausgestattet sind, wurden bei $\lambda = 10$ cm HF-Leistungen von etwa 400 kW bei 50% Wirkungsgrad erreicht.

Schließlich kann das Magnetron auch zur Verstärkung elektromagnetischer Wellen verwendet werden. Für diese Zwecke ersetzt man das Resonatorsystem der Anode durch eine Flächwendel, die zur Verzögerung der auf ihr fortschreitenden und zu verstärkenden Welle dient [18]. Mit solchen Magnetron-Verstärkern (Abb. 20) wurden im Gebiet um 1200 MHz bei einer Bandbreite von etwa 150 MHz eine HF-Leistung von etwa 500 W (Wirkungsgrad etwa 45%) und eine Verstärkung von 15 dB erreicht [17].

Weiteres Schrifttum

- [16] Hull, J. F.: Inverted Magnetron. Proc. I. R. E., Bd. 40 (1952), S. 1038
- [17] Warnecke, R.: Sur quelques résultats récents obtenus dans le domaine des tubes électroniques pour hyperfréquences. Ann. Radioélectr. Bd. IX (1954), S. 107
- [18] Warnecke, R., Kleen, W., Lerbs, A., Döhler, O., u. Huber, H.: The Magnetron-Type Traveling-Wave Amplifier Tube. Proc. I. R. E., Bd. 38 (1950), S. 486

Ein Beitrag zur Zeitdehnung von Oszillogrammen

Schluß von Seite 152

Die besprochenen Schaltungen lassen sich mit einfachen handelsüblichen Teilen aufbauen und eignen sich in manchen Fällen zur nachträglichen Ergänzung von selbsthergestellten Oszillografen. Ihre Anwendbarkeit ist natürlich beschränkt, aber die Schaltungen bieten weitere, interessante technische Varianten für die Zeitdehnung von Oszillogrammen.

Schrifttum

- [1] Czech, J.: Mikroskop-Zeitbasis-Gerät zur Oszillografie netzfrequenter Vorgänge und netzgekoppelter Fernsehimpulse. FUNK-TECHNIK Bd. 8 (1953) Nr. 3, S. 79 und Nr. 4, S. 111
- [2] Czech, J.: Besondere Zeitdehnungsverfahren bei Elektronenstrahl-Oszillografen. FTZ Bd. 6 (1954) Nr. 8, S. 425
- [3] Gebrauchsanweisung zum Mikroskop-Zeitbasisgerät „GM 4584“. (Elektro-Spezial GmbH, Hamburg)
- [4] Mangold, H.: Moderne Breitbandoszillografen. Rohde & Schwarz-Mitt. (1952) Nr. 2, S. 98
- [5] Impulsmessungen mit dem Oszillografen. Industrie-Elektronik (1953) Nr. 2, S. 10
- [6] v. Ferroni: Neuerungen auf dem Gebiete der Elektronenstrahl-Oszillografen. Siemens-Z. Bd. 25 (1951) Nr. 5, S. 233
- [7] Dillenburger, W.: Einführg. i. d. deutsche Fernsehtechn.. 1953, Fachverlag Schiele & Schön, Berlin, S. 220
- [8] Rodrian, G.: Ein Zeitablenkgerät für einmalige Vorgänge. FUNK-TECHNIK Bd. 10 (1955) Nr. 1, S. 12 u. Nr. 2, S. 41
- [9] Richter, H.: Ein Oszillograf für einfache Impuls- und Kurzzeituntersuchungen. FUNK-TECHNIK Bd. 10 (1955), Nr. 3, S. 66 u. Nr. 4, S. 105

2 BLAUPUNKT-NEUSCHÖPFUNGEN

Mit diesen beiden besonders formschönen und geschmackvollen Fernsehtruhen krönen wir unser diesjähriges Fernseh-Programm. Die Kombi-Truhe „Corona“ enthält neben dem Fernsehgerät mit 43 cm Bildröhre den beliebten 3D-Super „Nizza“ und einen 3 Touren-Plattenspieler. Der Fernsehschirm kann mit der versenkbaren Abdeckplatte verschlossen werden. Die Fernsehtruhe „Borneo“ ist das repräsentative Fernsehgerät mit der großen 53 cm Bildröhre für anspruchvollste Fernseh-Freunde. Beide Geräte sind mit dem Blaupunkt-3D-Ton-Raumklangsystem ausgerüstet.



KOMBITRUHE
Corona
RUNDUNK-
FERNSEHEN-
PHONO

DM 1525,-

Borneo
mit versenkbarer
Frontplatte DM 1270,-



BLAUPUNKT-WERKE GMBH HILDESHEIM

einander gekoppelt. Der 100- μ F-Kondensator im Gitterkreis der nachgeschalteten 6L6 bewirkt eine Bevorzugung der Tiefen und hat den Zweck, daß auch die längsten Impulse mit der kleinsten Folgefrequenz einwandfrei weitergegeben werden.

Im Anodenkreis der als Triode geschalteten 6L6 liegt die Glimmlampe R 1130 B, die den Anodenwiderstand der 6L6 bildet; das Maximum des von der Glimmlampe emittierten Lichtes lag bei 5200 AE (grün), und die emittierte Lichtstärke war eine praktisch lineare Funktion des durch die Glimmlampe fließenden Stromes innerhalb eines Bereiches von 5 bis 35 mA. Durch die Glimmlampe fließt der Anodenstrom der 6L6, die als A-Verstärker geschaltet ist, so daß also die Glimmlampe mit einer dem Anodenruhestrom der 6L6 entsprechenden Lichtstärke brennt, wenn keine Impulse am Sendereingang auftreten, während positive Eingangsimpulse impulsartige Lichtstöße in der Glimmlampe hervorrufen.

Als Empfänger diente ein elektrostatisch abgeschirmter und mit einem Lichtschutz umgebener Fotokathoden-Sekundärelektronen-Vervielfacher. Zur Verbesserung des Rauschabstandes wurde als Anfangsstufe im Empfangsverstärker eine gleichstrombeheizte und klickfreie 12 AY 7 verwendet, während als Kopplungselemente zwischen den einzelnen Stufen Gasglimmlampen NE 51 dienen, die einerseits auch die Gleichstromkomponente weitergeben, andererseits aber durch ihren Spannungsabfall gestatten, die Vorspannungen für die nachgeschalteten Röhren niedrig zu halten. Jeder NE 51 ist ein 50- μ F-Kondensator parallelgeschaltet, um die tiefen Frequenzen in der notwendigen Weise zu berücksichtigen.

Der Ausgang des Empfängers ist über einen — wahlweise kurzschließbaren — Kondensator an die als Katodenverstärker arbeitende Endstufe angekoppelt, um auf dem als Beobachtungsgerät dienenden Katodenstrahloszillografen die Nulllinie als Grundlinie zu erhalten.

Die Anlage gestattet die Übertragung und naturgetreue Reproduktion von Rechteckimpulsen mit Frequenzen von 1 bis 100 Hz, wobei man mit einer Genauigkeit von $\pm 10\%$ in der Wiedergabe rechnen kann und eine gute Konstanz der Schaltungen auch über lange Zeiträume zu erwarten hat. F. (Strickland, H. J.: Light-Beam Telemetering. Electronics Bd. 27 (1954) Nr. 12, S. 135.)

Gegenkopplung in Transistor-Verstärkern

Transistoren haben in den normalen Schaltungen (Basis oder Emitter geerdet) einen niedrigen Eingangswiderstand. Der Transistor ist daher in erster Linie ein Leistungsverstärker. Andererseits werden häufig Spannungsverstärker gebraucht, die einen hohen Eingangs- und einen niedrigen Ausgangswiderstand aufweisen sollen. Man kann zwar einen Transistor in Kollektorgrundschaltung betreiben und erhält dann auch einen hohen Eingangswiderstand, aber der Transistor verstärkt dann nicht mehr.

Durch Gegenkopplung lassen sich die Widerstandsverhältnisse am Eingang wesentlich ändern. Je nach Einführung der Gegenkopplungsspannung parallel oder in Serie zur Signalspannung wird entweder der Eingangswiderstand erniedrigt oder erhöht. In beiden Schaltungen ergibt sich höhere Stabilität.

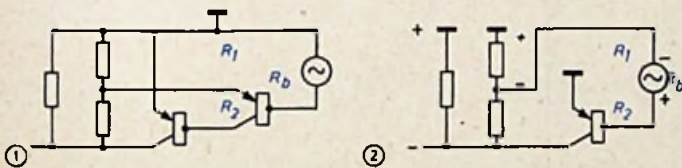


Abb. 1. Prinzipschaltung eines einstufigen gegengekoppelten Verstärkers mit Transistor. Abb. 2 (rechts). Gegengekoppelter zweistufiger Transistorverstärker

Um einen hohen Eingangswiderstand zu erzielen, muß man also Serienschaltung der Gegenkopplung anwenden.

Das Prinzip der Schaltung zeigt Abb. 1. Besonderes Interesse verdient der Fall, daß der Außenwiderstand R_b unendlich bzw. sehr groß ist. Dann wird, wenn a die Stromverstärkung ist,

$$\begin{aligned} \text{Eingangswiderstand } R_e &= \frac{R_2}{1-a} \\ \text{Ausgangswiderstand } R_a &= \frac{1-a}{R_1} \\ \text{Verstärkung } V &= \frac{R_2 + aR_1}{R_3} \end{aligned}$$

In der zweistufigen Anordnung (Abb. 2) sind für den Fall $R_b = \infty$ Verstärkung und Ausgangswiderstand etwa gleich groß wie in der einstufigen Schaltung. Der Eingangswiderstand ist jedoch wesentlich größer als bei dieser. Es wird

$$R_e = \left(\frac{R_2}{1-a_1} \right) \cdot \left(1 + \frac{a_1 a_2}{1-a_2} \right)$$

Einstufige Verstärker kann man mit Transformatoreingang bauen; die richtige Phasenlage wird durch Einspeisung der Gegenkopplung in die Primärseite des Transformators hergestellt.

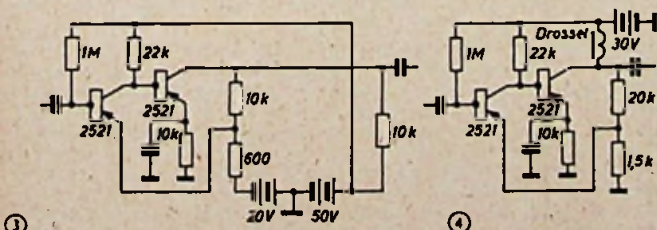


Abb. 3. Zweistufiger Transistorverstärker mit 10 Ohm Außenwiderstand. Abb. 4. Zweistufiger Verstärker mit sehr großem Außenwiderstand (Drossel)



SABA-Schauinsland T 504

DM 728.-

SABA Schwarzwälder Präzision

Mit diesem Fernseh-Empfänger bringt SABA ein zukunftsicheres Standardgerät mit 43 cm-Bildrohr auf den Markt, das für weite Kreise erschwinglich ist. Bei überaus günstigem Preis sind die letzten Errungenschaften berücksichtigt. 10 Fernsehkanäle und 2 Reserve- oder Ausweichkanäle. Vollendete Stabilisierung durch getastete Verstärkungsregelung mit neuartiger SABA-Arbeitspunkt-Automatic.

SABA Villingen/Schwarzwald

Neue Preise auch bei allen anderen Modellen:

Tischgeräte:	
SABA-Schauinsland T 44	DM 748.—
SABA-Schauinsland T 45	DM 1048.—
Luxustruhen:	
SABA-Schauinsland S 44	DM 1068.—
SABA-Schauinsland S 505	DM 1268.—

WIMA

Tropydur

KONDENSATOREN

sind fortschrittliche Bauelemente für Radio- und Fernsehgeräte. Sie sind beständig gegenüber Feuchtigkeit, Hitze und Kälte und unter allen Klimaverhältnissen einsetzbar.

WIMA-Tropydur-Kondensatoren erhöhen die Betriebssicherheit von Radio- und Fernsehgeräten.

WILHELM WESTERMANN
SPEZIALFABRIK FÜR KONDENSATOREN
UNNA IN WESTFALEN

SIE 1955

DIMENSIONALER
VOLLKLANG

FERNSEHEN

TEKADE
MURNBERG

Abb. 3 und 4 zeigen zwei praktisch ausgeführte zweistufige Anordnungen mit npn-Transistoren, einmal mit einem Außenwiderstand von 10 kOhm und das andere Mal mit einem sehr hohen Außenwiderstand in Form einer Drossel (Abb. 4). Die Eingangswiderstände sind 400 bzw. 450 kOhm und die Ausgangswiderstände 400 bzw. 550 Ohm. Die Basis des ersten Transistors ist über 1 MOhm mit der Batterie verbunden, wodurch höhere Eingangsspannungen zulässig werden. Der 22-kOhm-Widerstand dient als Kollektorwiderstand für den ersten und als Basiswiderstand für den zweiten Transistor. Der Arbeitspunkt des zweiten Transistors wird mit Hilfe des 10-kOhm-Widerstandes in der Emitterleitung stabilisiert. Abb. 4 unterscheidet sich von Abb. 3 in der Hauptsache dadurch, daß in Abb. 4 als Außenwiderstand eine Drossel vorgesehen ist, über die der Kollektorstrom zugeführt wird.

Ein Vergleich mit einem Röhrenverstärker ähnlicher Daten zeigt die Überlegenheit der Transistoranordnung. Bei Benutzung von Subminiaturröhren der Type 6112 ergibt sich ein Leistungsbedarf von etwa 2,5 W gegenüber nur 150 mW der Transistorausführung. hle

(Schenkman, S.: Feedback Simplifies Transistor Amplifiers. Electronics Bd. 27 (1954) Nr. 11, S. 129-131, 4 Abb.)

Dämpfungs- und Bandbreiten-Begrenzung bei Entzerrungs- und Anpassungs-Netzwerken

Unter Entzerrer (equalizer) ist hier ein passiver linearer Vierpol zu verstehen, der zwischen eine Stromquelle mit vorgegebenem Widerstand und einem Verbraucher mit vorgegebenem frequenzabhängigen Widerstand geschaltet, Strom, Spannung oder Leistung im Verbraucher über ein bestimmtes Frequenzband konstant hält. Dabei soll die Dämpfung im Durchlaßbereich möglichst klein sein. Im allgemeinen wird man sich bemühen, den Quotienten Bandbreite/Dämpfung möglichst groß zu machen. Zusätzlich wird meistens eine bestimmte Anpassungstoleranz auf der Generatorseite einzuhalten sein. Sie kann nur bei verlustbehafteten Netzwerken unabhängig von den übrigen Bedingungen erfüllt werden.

Jeden Verbraucher kann man sich aus einem Reaktanzvierpol und einem abschließenden Wirkwiderstand zusammengesetzt denken. Entzerrer und Reaktanzvierpol zusammen seien als „Gesamtnetzwerk“ bezeichnet. Damit das Gesamtnetzwerk und der Entzerrungsvierpol physikalisch ausführbar sind, muß eine Reihe von Bedingungen erfüllt werden. Diese werden für Leistungs- und Spannungsübertragung abgeleitet, wobei die Fälle des verlustlosen und des angepaßten Vierpols einander gegenübergestellt werden. Der Fall einer reinen Reaktanz als Abschlußwiderstand wird gesondert behandelt.

Als Beispiel für verlustbehafteten Abschluß wird die Entzerrung für einen aus L und R in Reihe bestehenden Belastungswiderstand berechnet. Als Beispiel für Abschluß mit einer reinen Reaktanz dient ein Abschlußwiderstand, der aus einem Reihenresonanzkreis besteht, zu dem eine Kapazität parallel liegt. Roe

(Carlin, H. J.: Gain-Bandwidth Limitations on Equalizers and Matching Networks. Proc. I. R. E. Bd. 42 (1954) Nr. 11, S. 1676-1685)

Schallplatte und Tonband. Von H. Sutaner. Leipzig 1954, Fachbuchverlag. 292 S. m. 193 Abb. u. 14 Tafeln. DIN B 6. Preis in Kunstleder gebunden 7,50 DM.

Eine leichtverständliche, aber trotzdem gründliche Einführung in die Technik der Schallplatte und des Tonbandes ist das vorliegende, gut ausgestattete kleine Werk. Nach einem kurzen geschichtlichen Rückblick werden die wichtigsten Grundtatsachen aus Physik und Technik der Schallplatte behandelt, um dann auf den Gang einer Schallplattenaufnahme, das Überspielen auf die Wachsplatte und das Pressen einzugehen. Größerer Raum ist der Schallplattenwiedergabe gewidmet, wobei erfreulicherweise auch die Probleme (Plattenteller und Laufwerk, Entzerrer, Plattenspieler, Plattenspieler) ausreichende Berücksichtigung finden, auf die sonst gern etwas stiefmütterlich eingegangen wird. Bei den Tonbändern sind die Kenndaten der Magnetbänder und die magnetischen Vorgänge beim Aufsprechen und Abhören ausführlich behandelt worden. Viele praktische Hinweise sind für den Tonband-Liebhaber ebenso interessant wie für den Techniker im Studio. Ausführliche technische Angaben findet man u. a. über die Geräte „BG 19-2“, „KL 15“ und „EL 3530“. Den Abschluß bilden Ausführungen über die Drahttontechnik, die vor allem für Diktiergeräte von Bedeutung ist, sowie eine Reihe von praktischen Tabellen.

Alles in allem ist das Buch eine gut gelungene Arbeit, wenn man auch an manchen Stellen noch gern etwas über andere, heute weitverbreitete Geräte gelesen hätte. -th

F - BRIEFKASTEN

G. St., A.

Ich möchte mir ein Metall-Suchgerät bauen, wie es etwa in der FUNK-TECHNIK Bd. 5 (1950), Nr. 9, S. 285, beschrieben wurde. Können Sie mir noch weitere Angaben dazu machen?

Wie in der FUNK-TECHNIK angegeben, entspricht die Schaltung einem Vorschlag nach dem Septemberheft 1948 der amerikanischen Zeitschrift Radio-Craft. Die uns bisher zugeleiteten Erfahrungen mit dieser Schaltung ergaben, daß mit dem Suchgerät nur metallische Gegenstände in Tiefen bis zu höchstens 50 cm aufgespürt werden konnten. Bei sehr kleinen Gegenständen dürfte die Tiefe noch nicht einmal so groß sein. Wir haben bei verschiedenen Versuchen selbst erfahren müssen, daß es nicht leicht ist, ein genügend empfindliches Gerät selbst herzustellen. In den letzten Jahren weisen wir deshalb immer auf industrielle Geräte. So stellt z. B. die Firma Institut Dr. Förster, Reutlingen (Württemberg), ein sehr erprobtes Suchgerät, bekannt als „Förster-Sonde“, her. Dieses Gerät wird auch u. a. von Berufsfeuerwekern zum Aufspüren von Blindgängern usw. benutzt.

Gutschein für eine kostenlose Auskunft FUNK-TECHNIK Nr. 6 / 1955



Radio-Röhren-Großhandel

H-KAETS

Berlin-Friedenau
Niedstraße 17
Telefon 83 22 20
83 30 42

MIT KAETS
BESSER GEHTS

Hochkonstant-Netzgeräte

mit Elektronischer Regelung

Magnetische Spannungs-Gleichhalter mit untersättigtem Eisenkern:

EINBAU-REGELTYPEN

mit mehreren Spannungen für Sender, Empfänger, Verstärker und Meßgeräte a. Art. Vernachlässigbar kleine Streuung, sehr geringe Eigentemperatur, kein störender Netzbrumm - Lange Lebensdauer

Normale Typen für Netzregelung werden von 10 bis 2000 Watt geliefert. Komplett anschlussfertig.



STEINLEIN, DÜSSELDORF

Regler + Verstärker

Erkratherstraße 120 / Telefon: 7 38 11

Förderer
Eine Spitzenleistung im UKW Empfang

JOHS. FÖRDERER SÖHNE G.M.B.H.
Spezialfabrik für Rundfunktechnik
NIEDERESCHACH (Schwarzwald)

HF-INGENIEUR

im Ruhrgebiet sucht existenzfähige
Vertretung mit Service-Übernahme

Angebote erbeten unter F. L. 8106.

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

HANS W. STIER, Großhandel
Berlin SW29, Hasenheide 119

Gut eingeführte schwedische Firma sucht
zum Alleinverkauf für ganz Schweden

Radio- und elektr. Geräte

Angebote seriöser Firmen umgehend erbeten unter F. S. 8113

MONT BLANC

MEISTERSTÜCK
ab DM 38,50

MITTELPREISLAGE
ab DM 24,-

Für jeden erschwinglich
ab DM 10,-

Fe-DRUCKFOLLESTIFT
von DM 6,50 bis DM 13,50

* mit extra schwerer massiv. 14 Kar. Goldfeder

METALLGEHÄUSE

FÜR
INDUSTRIE
UND
BASTLER

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

SEIT 30 JAHREN
WIESBADEN 66

Klein-
Transformatoren
FÜR ALLE ZWECKE
FORDERN SIE PROSPEKTE

ING. ERICH-FRED ENGEL

Kaufgesuche

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

Wir suchen Röhren und Stabs: 75/15,
STV 150/15, 280/40, 280/40 Z, 280/80,
280/80 Z, 280/150, 600/200, Röhren AS 1010,
AX 50, AZ 50, DG 7/1, DG 7/2, DG 9/3,
DG 9/4, LB 1, LB 8, LD 1, LD 2, LG 12,
LS 50, LV 30, LK 199, HR 1/60/05,
RG 12 D 300, RS 207, RS 337, RV 210,
Sd1A Röhrenfassungen LS 50, P 35, T 15.
Radio - Fett, Berlin - Charlottenburg 5,
Wundstraße 15

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

Röhrenrestposten, Meßinstrumente, Kassa-
ankauf. Agertradio, Blm. SW11, Europahaus

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

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

Infrarot - Sichtgerät oder Infrarot - Bild-
wandlerröhre zu kaufen gesucht. Ange-
bote unter F T 8114

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

Preisschilder

für Rundfunk-, Fernseh- und Phono-
geräte, komplett beschriftet, 3farbig,
gestanzt. Stückpreis DM 0,40

VERLAG ROLF DÖRING

(21 a) Männighöfen 425

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

ROBERT DRÜCKEL
Blechwaren-Lang Göns u.H.

Gut eingeführtes

Rundfunkgeschäft

(Laden-Werkstatt-Wohnung) in
Nordseebad zu verkaufen. Er-
forderlich ca. 10000 DM für Ware
und Werkstatt.

Anfragen erbeten unter F. U. 8115.

ZWEI NEUERSCHEINUNGEN!



DER ELEKTRONENSTRAHL-OSZILLOGRAF

von J. CZECH

AUFBAU • ARBEITSWEISE • MESSTECHNIK

Eine umfassende Darstellung des Elektronenstrahl-Oszillografen und der modernen Meßtechnik mit mehr als 600 Original-Oszillogrammen und ausführlichen Baubeschreibungen. Eine wertvolle Hilfe für den Praktiker mit wichtigen Hinweisen auf neue Meßmethoden, ein, aufschlußreiches Lehrbuch für Dozenten und Studierende.

AUS DEM INHALT:

Bauelemente – Elektronenstrahlröhren – Netzgerät – Zeitablenkgerät – Meßverstärker – Inbetriebnahme und Einstellung – Amplitudenmessung – Nullanzeige in Wechselstrom-Brückenschaltung – Hysteresisschleifen – Anwendungsmöglichkeiten der Helligkeitssteuerung – Phasenmessungen – Frequenzmessungen – Aufnahme von Lichtstrom-, Strom- und Spannungsverlauf bei Leuchtstofflampen – Einschaltvorgänge bei Beleuchtungslämpchen – Untersuchungen an Fernsehempfängern – Messung der Arbeitsweise von Zentralverschlüssen fotografischer Kameras – Aufnahme des Lichtstrom- und Zündstromverlaufs von Blitzlampen – Untersuchungen von Synchron-Kontakten.

Baubeschreibungen: Klein-Oszillograf – „FTO 2“ Oszillograf für hohe Ansprüche – Einfaches Mikroskop-Zeitbasisgerät.

356 Seiten • 385 Abbildungen • Ganzleinen • 22,50 DM

PRÜFEN • MESSEN • ABGLEICHEN

von WINFRIED KNOBLOCH

MODERNE AM/FM-REPARATURPRAXIS

Neue rationelle Wege der Reparaturtechnik, Fehlersuche mit geringem Aufwand an Prüfgeräten und Arbeitszeit, die wichtigsten meßtechnischen Vorgänge und die gebräuchlichsten Abgleichmethoden. Hervorragend geeignet für die Reparaturwerkstatt, für den KW-Amateur und den Praktiker, für Studierende und Lehrlinge.

AUS DEM INHALT:

Rationelle Fehlersuche – Hörbare Fehler – Meßinstrumente und Meßmethoden – Praktische Messungen an Rundfunkempfängern – Oszillografische Messungen – Besondere Messungen – Die Abgleichmittel – Der Abgleichvorgang – Überprüfen der abgeglichenen Kreise – Das reparierte Gerät.

67 Seiten • 50 Abbildungen 4,50 DM

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

VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH
Berlin - Borsigwalde 109