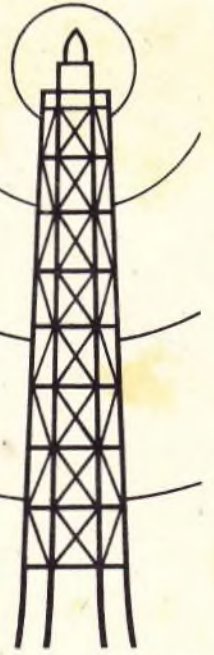
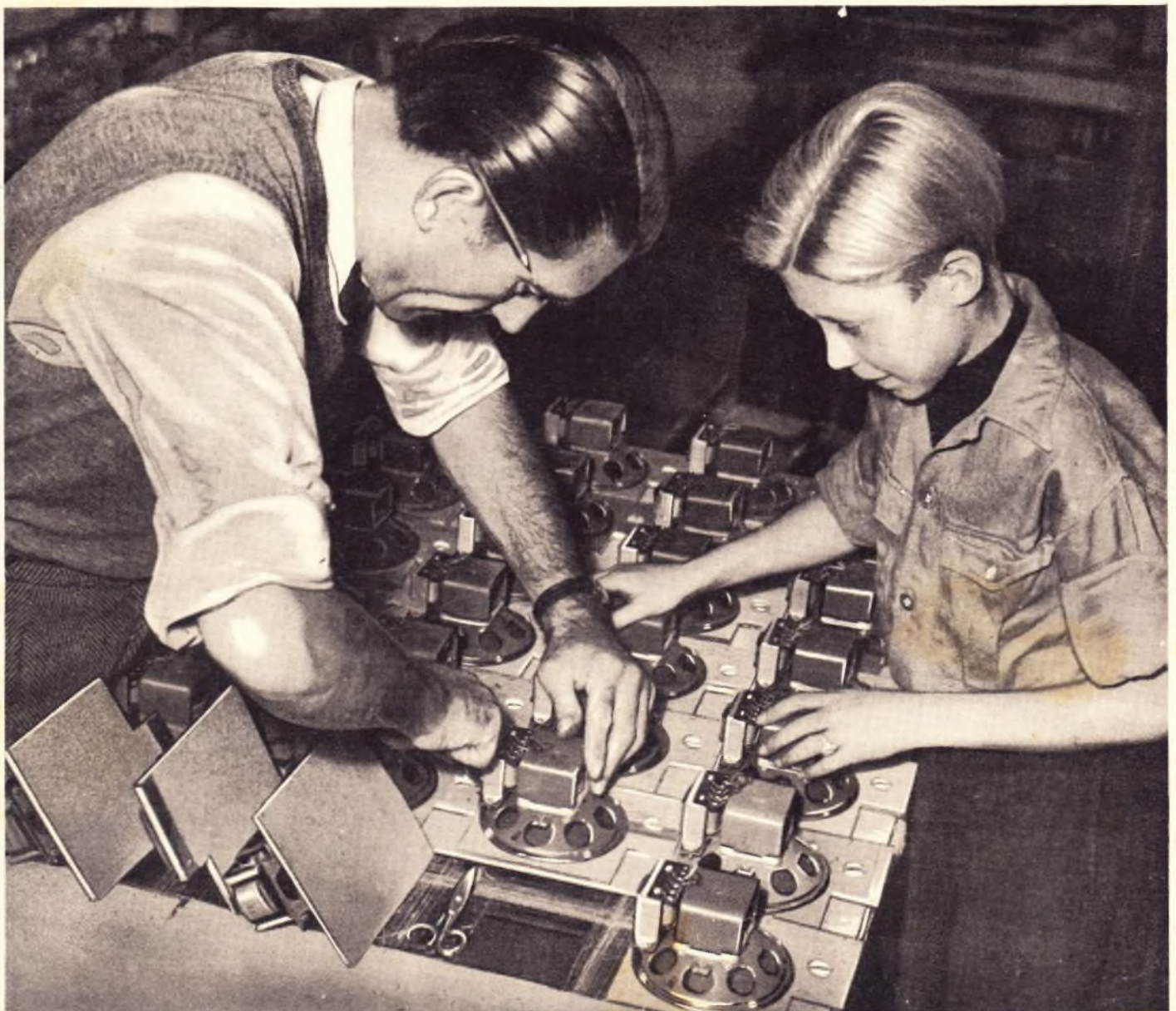


FUNK- TECHNIK



ZEITSCHRIFT FÜR DAS GESAMTE ELEKTRO-RADIO-UND MUSIKWARENFACH

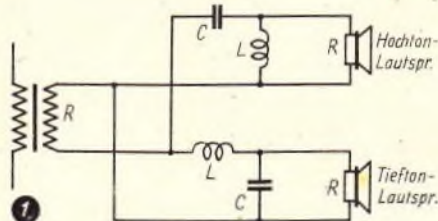




TABELLEN FÜR DEN PRAKTIKER

Nomogramm für Hoch- und Tiefpaßfilter

Um eine befriedigende Wiedergabe des gesamten Tonfrequenzumfanges zu erzielen, werden in größeren Geräten vielfach zwei getrennte Lautsprecher verwendet. Der Tieftonlautsprecher besitzt dabei einen relativ großen Membrandurchmesser, und er ist infolge seiner größeren mechanischen Trägheit vorzugsweise für die Abstrahlung der tiefen Tonfrequenzen geeignet. Der Hochtonlautsprecher ist dagegen meistens eine kleine Ausführung, dessen Anschaltung oft nur über einen passenden Kondensator erfolgt, wodurch dann eine gewisse Trennung der den einzelnen Lautsprechern zugeführten Frequenzbereiche erzielt wird.

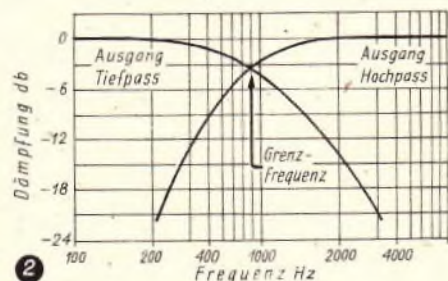


Eine exaktere Trennung des hohen und tiefen Frequenzbereiches läßt sich jedoch dadurch bewirken, daß die beiden Lautsprecher über ein Hoch- bzw. Tiefpaßfilter angeschlossen werden (Electronics Febr. 1948):

$$L = \frac{R \cdot \sqrt{2}}{2\pi f}; \quad C = \frac{1}{2\pi f \cdot R \cdot \sqrt{2}}$$

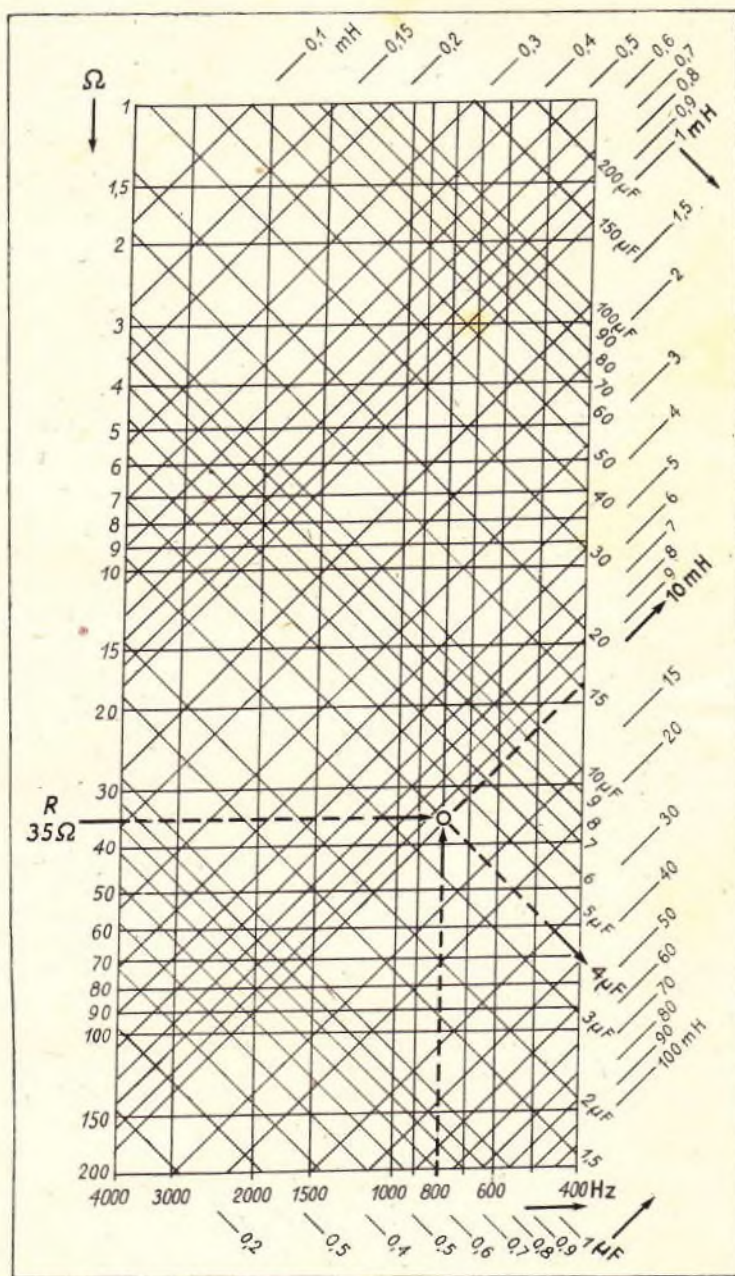
L = Henry, R = Ohm, C = Farad, f = Hertz.

Die Grenzfrequenz beider Filter kann etwa zwischen 800 ... 1000 Hz liegen, und es ergeben sich dann Dämpfungskurven, wie sie schematisch in Abb. 2 für die hohen und tiefen Tonfrequenzen dargestellt sind. Die Filter werden für die Impedanz der Lautsprecherverbindungsleitung bemessen. Um die Erzeugung von



unerwünschten Harmonischen zu verhindern, werden die Drosseln zweckmäßig als Luftspulen ausgeführt, deren Güte für die Grenzfrequenzen etwa 20 betragen soll.

Dem Nomogramm liegt die für Drossel und Kondensator angegebene Beziehung zugrunde. Es sind Impedanzen zwischen 1 und 200 Ω aufgetragen sowie ein Frequenzbereich zwischen 400 und 4000 Hz. Man geht von der gegebenen Leitungsimpedanz aus, z. B. 35 Ω , legt beispielsweise die Grenzfrequenz zu 800 Hz fest und liest den notwendigen Kapazitätswert von 4 μF sowie



eine Selbstinduktion von 10 mH ab. Bei einer gegebenen Selbstinduktion von 4 mH muß für die obere Grenzfrequenz von 4 kHz die Leitungsimpedanz auf 70 Ω angepaßt werden. C ist dabei 0,4 μF .

C. M.

A U S D E M I N H A L T

Nomogramm für Hoch- und Tiefpaßfilter	414	Über die Gegenkopplung	422	Absorptionstrequenzmesser für Kurzwellen	434
Zur Patentlage auf dem Gebiete der Rundfunkindustrie	415	Der Laufzeiteffekt in Elektronenröhren	424	Verfahren zur Messung ohmscher Widerstände	436
Elektro- und Radiowirtschaft	416	Der Elektronenstrahl-Oszillograf	426	Arithmetik und Algebra	438
Die Arbeitsweise der Empfängerröhre FT-EMPFÄNGERKARTEI	418	Eine Universalschaltung	428	FT-BRIEFKASTEN	438
Philips RW 148 E, Nora 147	419	Schwingkreisprüfer praktisch ausgeführt	431	FT-LEXIKON	438
		Freiluft-Schaltanlagen	432	FT-ZEITSCHRIFTENDIENST	439

Zu unserem Titelbild: Das Aufleimen der Lautsprecher-Bespannung. Um Faltenbildung zu vermeiden, beklebt man zunächst die ganze — straff gespannte — Stoffbreite mit Schallwänden, die dann nach dem Trocknen einzeln herausgeschnitten werden

Aufnahme für die FUNK-TECHNIK von E. Schwahn

Zur Patentlage auf dem Gebiete der Rundfunkindustrie

Von Patentanwalt Dipl.-Ing. C. WALLACH, Berlin

Zu Beginn unserer Betrachtungen sei an jene Wochen und Monate erinnert, die auf den Mai 1945 folgten, und in denen in Deutschland kaum die Möglichkeit eines brieflichen Verkehrs, geschweige denn die Möglichkeit zur Unterrichtung über patentrechtliche Fragen bestand. Erst allmählich wurden dem einzelnen die tief einschneidenden Veränderungen der politischen, wirtschaftlichen und rechtlichen Gegebenheiten seiner Umwelt erkennbar, und nur langsam konnte die notwendig gewordene Klärung und Umgestaltung der Rechtsverhältnisse in Angriff genommen werden.

Auf dem Gebiete des Erfindungsschutzes begann diese Konsolidierung, als — etwa seit Anfang des Jahres 1946 — an verschiedenen Landgerichten auf erhobene Klagen wegen Patentverletzung oder Nachahmung von Erfindungen, zum Teil von wieder errichteten Spezialkammern, Urteile ergingen, in denen die (bis dahin umstrittene) Frage, ob die deutschen Patente trotz der durch die Alliierten verfügten Schließung des Patentamtes rechtswirksam seien, grundsätzlich, und zwar für das gesamte deutsche Wirtschaftsgebiet, im positiven Sinne entschieden wurde. Es folgte die Wiedergründung von Vereinigungen für gewerblichen Rechtsschutz in Hamburg, Köln, Frankfurt, Baden-Baden und Berlin im Laufe der Jahre 1946 und 1947. Weitere Etappen dieser Konsolidierung sind: die Proklamation Nr. 7 der amerikanischen (und eine gleichlautende Verordnung der britischen) Militärregierung vom Februar d. J., durch die dem Wirtschaftsrat die Zuständigkeit der Gesetzgebung über Patente, Urheberrechte und Markenschutz übertragen wurde, ferner das auf Grund dieser Ermächtigung verkündete Annahmestellen-Gesetz¹⁾ mit der für den 1. Okt. 1948 vorgesehenen Eröffnung der ersten Annahmestellen und schließlich die am 3. Aug. 1948 erfolgte Wiedereröffnung des Lesesaales im Patentamt in Berlin, in dem erstmals wieder seit Kriegsende die Patent-, Gebrauchsmuster- und Warenzeichenrollen der Öffentlichkeit zugänglich gemacht wurden.

Die Patentsituation auf dem Rundfunkgebiet war bekanntlich, als vor nunmehr 25 Jahren der deutsche Rundfunk ins Leben gerufen wurde, insofern eine besondere, als die junge, sozusagen über Nacht entstandene Rundfunkindustrie sich auf die Mitbenutzung des Erfindungsbesitzes angewiesen sah, der im Laufe der vorangegangenen Entwicklungszeit bei einigen wenigen, bis dahin auf dem Gebiet der Funktechnik tätig gewesenen Firmen erwachsen und in einer Gruppe von wertvollen, für die Herstellung von Empfangsgeräten der damaligen Bauart unentbehrlichen Schutzrechten verkörpert war.

Aus den Erfordernissen dieser Lage heraus erfolgte damals die Gründung des Verbandes der Funkindustrie e. V. (später Interessengemeinschaft für Rundfunkschutzrechte e. V.), in dem sich die neuen Firmen des Rundfunkgebietes zusammenschlossen. Diesem Verband trat als Vertragspartner die Telefunken-Gesellschaft (Berlin) gegenüber, der eine Reihe von grundlegenden Schutzrechten gehörte oder zur Verfügung stand. Ein zwischen dem VdF bzw. der IGR einerseits und Telefunken andererseits geschlossener Rahmenvertrag sicherte

jeder Mitgliedsfirma des Verbandes gegen Übernahme einheitlich festgesetzter Verpflichtungen den Abschluß eines Einzelvertrages über die Bauerlaubnis für die Empfängerherstellung.

Auf die Einzelheiten dieses Vertragswerkes näher einzugehen, würde den Rahmen dieser Ausführungen überschreiten. Jedoch sei hervorgehoben, daß auch in den folgenden Jahren die so geschaffene Form der Organisation beibehalten wurde. Die getroffene Regelung führte vor allem dazu, daß die Rundfunkindustrie in der Folgezeit, von Lizenzforderungen und Herstellungsverböten außenstehender Patentinhaber unangefochten, unter dem Schirm des geschlossenen, von Telefunken vertretenen Patentbesitzes und unter Ausnutzung des in diesem repräsentierten technischen Fortschritts sich der eigenen Weiterentwicklung ihrer Geräte widmen konnte. Um die Bedeutung dieser „Schirmwirkung“ zu ermessen, ist in Betracht zu ziehen, daß in diesen Patentbesitz außer den der Telefunken-Gesellschaft gehörenden Schutzrechten auch die Schutzrechte ihrer Stammfirmen (AEG, Siemens & Halske), ferner die Schutzrechte von weiteren deutschen Firmen (C. Lorenz AG, Radio AG Loewe) und schließlich die Schutzrechte der bedeutendsten Firmen des Auslandes (wie Philips, Marconi, Radio Corporation of America, Westinghouse, General Electric Co. u. a.) einbezogen waren.

Nach dem Mai 1945 trat an Stelle des bestehenden Vertragsverhältnisses ein Vakuum, ein vertragsloser Zustand, und man darf es als ein weiteres Zeichen der Konsolidierung werten, daß Ende des vorigen Jahres ein Schritt unternommen wurde, um auch hier, und zwar rückwirkend vom 1. 7. 45, eine Neuordnung zu schaffen. Sie beschränkt sich, wie besonders zu betonen ist, zunächst auf das Gebiet der westlichen Besatzungszonen. Zu diesem Zweck haben sich etwa zehn in den westlichen Zonen ansässige Firmen zu der „Vereinigung der Lizenznehmer von Rundfunkschutzrechten e. V. (VLR)“ zusammengeschlossen, die als Vertragspartner der Telefunken G. m. b. H. (Zentrale West) den Rahmenvertrag für die zwischen dieser Firma und den Mitgliedern der Vereinigung abzuschließenden Einzelverträge abgeschlossen hat. Die Hersteller von Empfangsgeräten werden also im Hinblick auf die in der Rundfunktechnik besonders gelagerten Patentverhältnisse zukünftig ihre Interessen gegenüber den Patentinhabern wieder gemeinsam wahrnehmen. Das Schwergewicht liegt dabei auf der Frage, ob und inwieweit sich die patentrechtlichen Grundlagen der heutigen Situation gegen früher verschoben haben, eine Frage, die maßgeblich von der zu erwartenden, im gegenwärtigen Zeitpunkt freilich noch unbekanntem Regelung der Kriegsverlängerung der Patentdauer²⁾ beeinflusst wird. Unabhängig davon ist die jetzt gegebene Lage gegen früher dadurch verändert, daß vertragliche Bindungen mit ausländischen Inhabern deutscher Patente, durch die ehemals den deutschen Lizenznehmern der Telefunken-Gesellschaft das Mitbenutzungsrecht an diesen Schutzrechten gesichert wurde, nicht mehr bestehen.

Einzelheiten und andere Fragen der hier nur angedeuteten Probleme sollen einem weiteren Beitrag vorbehalten bleiben.

1) Gesetz über die Errichtung von Annahmestellen für Patent-, Gebrauchsmuster- und Warenzeichenanmeldungen vom 5. Juli 1948.

2) Verordnung über außerordentliche Maßnahmen im Patent- und Gebrauchsmusterrecht vom 10. 1. 42.

festem Eisenkern. Für die kürzeren Kurzwellen, etwa von 5 ... 31 m, hat man Luftspulen.

Über die Schaltungen selbst ist nicht viel zu sagen. Triode-Heptoden und Triode-Hexoden werden durchweg als Misch- und Oszillatortröhren verwendet; in einigen Großsupern aber wird eine Heptode als Mischröhre und eine gesonderte Triode als Oszillatortröhre benutzt. Für die HF- und Zwischenfrequenzstufen erfreut sich neuerdings die Mullard EF 39 besonderer Beliebtheit. Ich gebe in Abb. 1 das Schaltschema eines von mir entwickelten und gebauten Großsupers, der in Kürze serienweise hergestellt werden dürfte, um zu zeigen, wie die neuesten englischen Großgeräte aussehen werden.

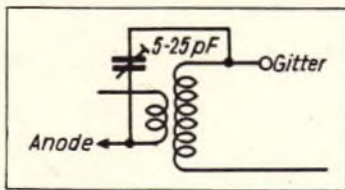


Abb. 2

Es ist dies ein Siebenröhren-Zwölfkreis-Superhet, der zwei HF-Vorstufen besitzt. Dadurch macht sich das Rauschen der Mischröhre wenig bemerkbar, und es wird ein recht guter KW-Empfang erzielt. Beachtenswert ist der ZF-Verstärker, in dem 4 Bandfilter verwendet werden. Nach der ersten ZF-Röhre sind zwei Filter durch einen kleinen, einstellbaren Trimmer gekoppelt, während der letzte ZF-Transformator eine veränderbare Spulenkopplung enthält. Beide Einstellmöglichkeiten gestatten die ZF-Bandbreite extremen Empfangsbedingungen anzupassen.

BERLIN

Frühere Zulassungsbeseitigung als Rundfunkhändler

Das Archiv der früheren W.D.R.I. (Wirtschaftsstelle der deutschen Rundfunkindustrie e.V.) Berlin W 35, Winterfeldtstraße 4, bittet uns, noch einmal darauf hinzuweisen, daß von ihr Rundfunkhändler bei genauer Angabe der alten Geschäftsanschrift Beseitigungen über ihre früheren Zulassungen als Groß- und Einzelhändler sowie als Instandsetzer aus der Zeit vor dem Mai 1945 erhalten können.

BIZONE

Vorbereitendes Gesetz für Patentschutz in den Westzonen

Der Wirtschaftsrat hat ein Gesetz über die Errichtung von Annahmestellen für Patent-, Gebrauchsmuster- und Warenzeichen-Anmeldungen verabschiedet. Danach wird — zunächst dem Vernehmen nach — eine Annahmestelle für Patente in den Westzonen errichtet. Die Anmeldung soll vor allem einmal die Priorität festlegen; eine patentamtliche Bearbeitung, eine Prüfung und Bekanntmachung der Anmeldungen, eine Patent-

erteilung oder Eintragung von Gebrauchsmustern und Warenzeichen findet nicht statt. Deshalb wird von zuständiger Stelle die Benutzung dieser Annahmestelle sozusagen nur „auf eigene Gefahr“ empfohlen, zumal die Lage im gewerblichen Rechtsschutz hinsichtlich eines späteren Friedensvertrages noch völlig ungewiß ist. — Weitere Annahmestellen in den Westzonen und vor allem eine Annahmestelle in Berlin sollen später eröffnet werden.

Neue Elektrizitätstarife in der Bi-Zone?

80 ... 85 % der Elektrizitätswerke der Bi-Zone sind Wärmekraftwerke. Zwar weicht der Anteil der Kosten für Kohle an den Betriebskosten bei den einzelnen Werken stark ab; da aber die Werke teilweise schon jetzt infolge ganz allgemein erhöhter Betriebskosten mit Verlust arbeiten, ist die Energiewirtschaft durch die jüngst verfügte Kohlenpreiserhöhung sehr schwer getroffen. Über kurz oder lang dürfte eine Erhöhung der Elektrizitätstarife nicht zu umgehen sein, trotzdem die Wirtschaftsverwaltung der Doppelzone dahingehende Anträge der Energiewirtschaft zunächst zurückgestellt hat.

Elektrische Artikel bezugscheinfrei

Ab sofort sind in der Bi-Zone offene Heizplatten, elektrische Bratröhren, Tauchsieder, Kochkisten, Schnellkocher, Raumheizgeräte aller Art, Bügeleisen jeder Größe, Heizkissen und Heißwasserspeicher nicht mehr bewirtschaftet. Lediglich gedeckte Kochplatten unterliegen noch der Bewirtschaftung, wohl wegen ihres verhältnismäßig großen Materialbedarfs.

Die deutsche Elektroindustrie im Ausland gesucht — im Export behindert

Das Institut für Weltwirtschaft in Kiel hat zusammen mit dem rheinisch-westfälischen Institut für praktische Wirtschaftsforschung in Essen und der Forschungsstelle der Universität Münster eine Gemeinschaftsarbeit unter dem Titel „Deutsche Wirtschaft und Industrieplan“ vorgelegt. Daraus geht unter anderem hervor, daß nach dem neuen Industrieplan die Elektroindustrie — zusammen mit einigen anderen Industrien — um mehr als 50% eingeschränkt werden müßte, während umgekehrt die Ausfuhr gerade dieser Industrie besonders nötig wäre, weil sie seit je im Ausland gute und sichere Abnehmer besaß. Insgesamt müßte, um Deutschland ein bescheidenes Auskommen aus eigener Kraft zu gewährleisten, fast ein Drittel der Industrieproduktion ausgeführt werden. Hier liegt also eine Diskrepanz vor, die zu weiteren Untersuchungen und ge rechterweise zu Korrekturen des Industrieplanes führen müßte.

Bau eines Neckar-Kanals

Zwischen Heilbronn und Plochingen (östlich Stuttgart) ist ein Kanal im Bau, der der Erweiterung der Schifffahrt auf dem Neckar dienen soll. Die Bauarbeiten sollen sobald wie möglich mit verdoppelten Kräften wiederaufgenommen werden.

AUSLANDSMELDUNGEN

Kapitalerhöhung bei PHILIPS

Von den N. V. Philips Gloeilampenfabrieken in Eindhoven/Holland wurde eine Anleihe ausgegeben und eine Kapitalerhöhung durchgeführt, wodurch der Gesellschaft rund 200 Millionen hfl neu zufließen.

Das Aktienkapital in Höhe von 52 Millionen hfl wurde zum Kurs von 200 %, das 6%ige kumulative Vorzugs-Aktienkapital in Höhe von 18,5 Millionen hfl zum Kurs von 120 % verdoppelt. Außerdem wird eine 3½%ige Obligationsanleihe in Höhe von 75 Millionen hfl zum Kurs von 101 % ausgegeben.

Elektro- und Atomforschung in Indien

Die Fortschritte, die die modernen Naturwissenschaften in Indien gemacht haben, sind in Europa kaum beachtet worden. Die indische Regierung weiß die Bedeutung der Forschung im Daseinskampf der Völker sehr wohl zu schätzen. Noch während des zweiten Weltkrieges wurden Pläne zur Errichtung von fünf Forschungsinstituten gebilligt, mit deren Bau inzwischen begonnen worden ist. Zu diesen fünf Instituten, und zwar je eines für Physik, Chemie, Metallurgie, Brennstoffe sowie Glas und Keramik, kommt nun noch ein weiteres für Atomforschung, dessen Mittelpunkt das Tata-Institut für Grundlagenforschung in Bombay ist, wo ein großes Belatron für 300 MeV aufgestellt wird. Ferner soll das Laboratorium für Kernforschung an der Universität Kalkutta ein Zyklotron betreiben, und am Bose-Institut wird ein Forschungsprogramm für Transurane und Kernspaltung durchgeführt.

Am Staatlichen Physikalischen Laboratorium ist u. a. eine Abteilung für Elektrizität eingerichtet, die drei Unterabteilungen hat: elektrische Normen, Elektrotechnik und Röntgentechnik nebst Radiologie. Außerdem besteht die Abteilung für Elektronik und Schall, die sich der Ionosphärenforschung widmet und sich mit den Aufgaben des Funkmeßwesens und der Elektronenmikroskopie beschäftigen will. Die Baukosten dieses Institutes wurden auf 300 000 Pfund veranschlagt, und der jährliche Haushaltsplan ist auf 75 000 Pfund festgesetzt worden. Bei den vorzüglichen Kenntnissen der indischen Spezialforscher darf man daher erhebliche Beiträge zur Förderung der wissenschaftlichen Erkenntnisse erwarten. M.

Mehr Elektroenergie in den USA

Die Gesellschaft, die das Tennessee-Tal-Kraftwerk betreibt, ist von Präsident Truman aufgefordert worden, die Energie-Erzeugung weiter zu steigern. Die amerikanische Wirtschaft brauche ganz allgemein hinsichtlich der internationalen Lage mehr Energie, die im südlichen Zentralgebiet heimische Industrie verlangen vor allem danach für die Aluminiumerzeugung und die Erzeugung chemischer Produkte.

Die Arbeitsweise der Empfängerröhre

(Fortsetzung aus FUNK-TECHNIK, Bd. 3, Seite 392)

Einen Vergleich der drei Betriebsarten eines Endverstärkers zeigt Abb. 6.

Wie man daraus ersieht, hat jede Betriebsart ihren günstigsten Arbeitsbereich, der von der jeweils zur Verfügung stehenden Anodenspannung und Verlustleistung der

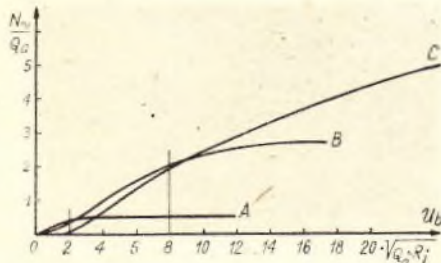


Abb. 6. Die Abhängigkeit der Wechsellistung N_g von der Verlustleistung Q_a und der Betriebsspannung U_b beim A-, B- und C-Verstärker

Röhre abhängt. Dieser Arbeitsbereich ist für

A-Verstärker durch $U_b < 2 \cdot \sqrt{Q_a \cdot R_i}$

B-Verstärker

$$2 \sqrt{Q_a \cdot R_i} < U_b < 8 \cdot \sqrt{Q_a \cdot R_i}$$

C-Verstärker durch $U_b > 8 \cdot \sqrt{Q_a \cdot R_i}$

gegeben.

Die einer Röhre entnehmbare Wechselleistung läßt sich besonders gut im $I_a - U_a$ -Diagramm übersehen (Abb. 7).

In dieses Diagramm sind einmal die statischen Kennlinien der Röhre eingezeichnet, zum anderen die sog. Widerstandsgrade des Außenwiderstandes. Dann ist die entnehmbare Wechselleistung dargestellt durch je eins der schraffierten Dreiecke, während die Gleichstromleistung durch das rote Rechteck gebildet wird. Der erforderliche Scheitelwert der Gitterspannung ist ebenfalls abzulesen.

Zur Erzielung eines möglichst hohen Wirkungsgrades benutzt man bei Endverstärkern den sog. Gegentaktverstärker (Abb. 4g). Die beiden Röhren arbeiten dann so, als ob ihre Kennlinien aneinandergerührt werden (Gegentakt-B-Verstärker). Aus der Abb. 8 geht seine Arbeitsweise hervor.

Praktisch verschiebt man den Arbeitspunkt aus dem Nullpunkt der Kennlinie so, daß ein kleiner Anodenruhestrom vorhanden ist (A—B-Betrieb). Dadurch ist auch bei kleinen Gitterwechselspannungen die Verstärkung, die von der Steilheit abhängt, annähernd gleich der bei größeren Spannungen. Wichtig ist bei allen Gegentaktverstärkern ein völlig gleicher Verlauf der Anodenstrom- und Steilheitskennlinien, da sonst starke Verzerrungen auftreten. Weil die beiden Anodengleichströme den Ausgangstransformator im entgegengesetzten Sinne durchfließen, erzeugen sie in diesem kein magnetisches Feld, so daß man bei Eisentransformatoren hier keine Verzerrungen durch eine Vormagnetisierung des Eisens erhält.

Auch bei den Endverstärkern ergibt die Schirmgitterröhre Vorteile gegenüber der Eingitterröhre. Vor allen Dingen fällt hier die hohe Steilheit ins Gewicht, so daß zur Steuerung der gleichen Ausgangsleistung bei einer Pentode eine geringere Gitterwechselspannung benötigt wird. Als Nachteil ergibt sich aber, daß außer den sog. Steilheitsverzerrungen, die durch die Krümmung der Kennlinie hervorgerufen werden, bei Mehrgitterröhren infolge der wechselnden Stromverteilung auf die einzelnen Elektroden sog. Durchgriffsverzerrungen auftreten, die um so größer sind, je größer das Verhältnis R_a zu R_i wird (Abb. 9).

Durch Gegenkopplung hat man aber auch hier ein Mittel in der Hand, die günstigsten Verhältnisse einzustellen.

Ein weiteres Anwendungsgebiet der Röhre liegt in der Gleichrichtung von Wechselspannungen. Wir wollen dabei unterscheiden zwischen den Gleichrichtern für sinusförmigen Wechselstrom einer Frequenz und der Gleichrichtung von Wechselstrom, der aus mehreren Frequenzen zusammengesetzt ist (modulierter Wechselstrom). Im ersteren Falle, der z. B. durch die Gleichrichtung eines Netzwechselstromes gegeben ist, kann die Röhre eine sehr einfache Form besitzen: es wird nur eine Katode und eine Anode benötigt. Bezüglich der Schaltung ergeben sich keine grundsätzlichen Unterschiede gegenüber einem Trockengleichrichter. Man unterscheidet nun bei den Röhrenschaltungen solche mit Hochvakuumröhren und andere mit gasgefüllten Röhren. Solange es sich um Ströme bis zu etwa 1 A handelt, ist die Verwendung von Hochvakuumröhren vorteilhafter. Bei größeren Strömen zeigt sich die gasgefüllte Röhre infolge ihres höheren Wirkungsgrades und ihrer kleineren Abmessungen überlegen. Die (meist mit Quecksilberdampf) gasgefüllte Röhre ergibt, auch wenn man gegen die Selbsterregung und Rückzündung eine Hilfs- elektrode einbaut, eine große Temperaturabhängigkeit, d. h. eine Abhängigkeit der Stromspannungskennlinie vom Quecksilberdampfdruck. Außerdem zeigt sie aber eine besondere Art hochfrequenter Störungen, die generell bei jeder Gasentladung auftreten und etwa dem Rauschen der Hochvakuum-Verstärker- röhre ähnlich sind, wobei aber ihre Intensität vielmal größer ist. Deswegen muß bei ihrer Verwendung in Empfängern und Verstärkern ein kostspieliger und raumbesprechender Aufwand an Sieb- und Abschirmmitteln getrieben werden.

Der Hochvakuumgleichrichter besitzt im Gerät stets die am höchsten beanspruchte Katode, da alle Röhrenströme mit Ausnahme der Heizung durch ihn hindurch gehen. Die Gleichrichtung erfolgt durch die Ventilwirkung der Röhre. Diese muß also so bemessen sein, daß sie eine bestimmte Höchstspannung verträgt. Die Beseitigung der Welligkeit des erhaltenen

Stromes erfordert die Anwendung eines Ladekondensators und weiterer Siebmittel. Sie ist besonders gering bei Zweiweggleichrichtung.

Die Größe der Gleichspannung U und der Welligkeit u/U ist stets abhängig von dem entnommenen Gleichstrom I , wobei man den Scheitelwert der an der Röhre liegenden Wechselspannung $u \sim$, ihre Frequenz f , den Innenwiderstand R_i der Röhre, den Ersatzwiderstand R_{Tr} , des Netztransformators, den Verbraucherwiderstand R_V sowie die Größe des Ladekondensators C in Rechnung stellen muß. Der Spitzenstrom I_{Sp} , den die Katode abgeben muß, ist dann

$$I_{Sp} \sim \frac{u \sim - U}{R_i - R_{Tr}} \quad (17)$$

Der Innenwiderstand R_i ist für die übliche Gleichrichterröhre in nachstehender Tabelle aufgeführt:

Röhre	max. Wechselspannung (V _{eff})	max. Gleichstrom (mA)	Innenwiderstand je Gleichrichterstrecke (Ω)
RGN 1064 =			
AZ 1 = AZ 11	2 × 500	60	450
RGN 1404	800	100	240
RGN 2004	2 × 350	160	210
RGN 4004	2 × 350	300	160
AZ 12	2 × 500	120	210
EZ 12	2 × 500	100	240
UY 11	250	140	90

Beispiel (Abb. 10):

Zweiweggleichrichter AZ 1: $I = 60$ mA; $U = 350$ V, $u \sim = 460$ V; $R_i = 450$ Ohm; $R_{Tr} = 100$ Ohm; $C = 16$ μF, ergibt einen Spitzenstrom $I_{Sp} = 200$ mA.

Bei allen Geräten mit indirekt geheiztem Verstärker und direkt geheizter Gleichrichterröhre muß bei der Bemessung des Ladekondensators darauf Rücksicht genommen werden, daß infolge der wesentlich kürzeren Anheizzeit der Gleichrichterröhre eine Zeitlang eine recht hohe Leerlaufspannung an ihm auftritt. Diese Spannung kann man unter Umständen durch einen zusätzlichen Belastungswiderstand ausgleichen. Der Ladekondensator darf auch mit Rücksicht auf die Beanspruchung der Katode der Gleichrichterröhre nicht zu groß gemacht werden, da er im ersten Augenblick des Einschaltens des Gleichrichters einen sehr hohen Strom durchläßt, der nur von dem Widerstand des Transformators begrenzt wird. Dann wird aber die Raumladungswolke vor der Oxydkatode völlig aufgebraucht, und die Emissionszentren müssen selbst den Strombedarf decken. Dabei werden gerade die ergiebigsten von ihnen durch Überlastung zerstört und reißen zum Teil heraus, die Katode „spritzt“. Im Laufe der Zeit erholt sie sich infolge ihrer selbsttätigen Regenerierung natürlich wieder, zumal der Kondensator bald aufgeladen ist, insbesondere wenn die Verstärker- röhren mit indirekter Heizung noch keinen Anodenstrom verbrauchen. Man muß also bei Verwendung

(Fortsetzung auf Seite 121)



Sechskreis-Vierröhren-Kleinform-Superhet

PHILIPS RW 148 E

HERSTELLER: PHILIPS VALVO WERKE, ZWEIGSTELLE BERLIN



1. Lautstärkereger, 2. Abstimmung normal, 3. Abstimmung fein (f.KW), 4. Wellenschalter

Stromart: Wechselstrom
 Betriebsspannungen: 120/220 V
 Leistungsaufnahme: ca. 38 W
 Sicherung: 0,3 ... 0,5 A
 Wellenbereiche: kurz I 12,6 ... 34 m
 kurz II 30 ... 90 m
 mittel 197 ... 577 m

Röhrenbestückung:
 ECH 4, ECH 4, EBL 1
 Gleichrichterröhre: AZ 1
 Trockengleichrichter: —
 Skalenlampe: 6,3 V/0,3 A
 Schaltung: Superhet
 Zahl der Kreise: Sechs
 abstimmbare: 2, fest: 4

Rückkopplung: —
 Zwischenfrequenz: 468 ... 472 kHz
 HF-Gleichrichtung: Diodengleichrichtung
 Schwundausgleich: auf 2 Röhren wirkend
 Bandbreitenregelung: —
 Bandspreizung: —
 Optische Abstimmanzeige: —
 Ortsfernswitcher: —
 ZF-Sperrkreis: Saugkreis eingebaut
 Gegenkopplung: vorhanden, amplitudenabhängig
 Lautstärkereger: stetig niederfrequent (mit Netzschalter komb.)
 Tonblende: Musik-Sprache-Schalter. Gegenkopplung umschaltbar; auf 1) stark wirksam: Schalterstellung „Musik“; 2) weniger wirksam: Schalterstellung „Sprache“ (Musik — geringere Empfangsempfindlichkeit, dafür gute Tonqualität. Sprache — große Empfindlichkeit, dafür Tonqualität geringer)
 Baßanhebung: durch Gegenkopplung
 Lautsprecher: el. dyn. 2 Watt
 Membrandurchmesser: 110 mm
 Tonabnehmeranschluß: vorhanden

Anschluß für 2. Lautsprecher: vorhanden

Besonderheiten: Wahl der Betriebsspannung durch Einsetzen der Sicherung gemäß Anweisung auf der Innenseite der Rückwand

Gehäuse: Edelholz

Abmessungen: Breite 285 mm
Höhe 210 mm
Tiefe 170 mm

Gewicht: ca. 5 kg

Preis mit Röhren: 560 DM.



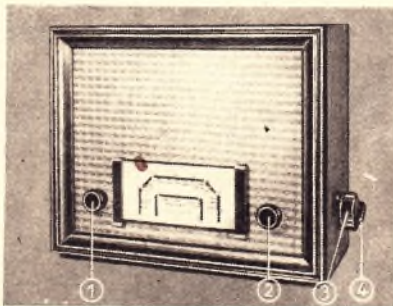
1. Saugkreis, 2. 1. ECH 4, 3. Antennen- und Erdanschluß, 4. 1. ZF-Filter, 5. 2. ECH 4, 6. Lautsprecher, 7. 2. ZF-Filter, 8. Tonabnehmeranschluß, 9. Anschluß für zweiten Lautsprecher, 10. Schalter für Gegenkopplung, 11. Sicherung, 12. EBL 1, 13. Ausgangstransformator



Einkreis-Geradeaus-Empfänger

NORA GW 147

HERSTELLER: HELIOWATT-WERKE, BERLIN-CHARLOTTENBURG 4



1. Rückkopplung, 2. SenderEinstellung (Abstimmung), 3. Wellenschalter, 4. Lautstärkereger

Stromart: Allstrom
 Umschaltbar auf: 110, 150, 220 V
 Leistungsaufnahme bei 220 V: ca. 15 W
 Sicherung: 220 V, 0,4 A
 Wellenbereiche: lang 800 ... 2300 m
 mittel 200 ... 590 m
 kurz 17 ... 55 m

Röhrenbestückung: VEL 11
 Gleichrichterröhre: VY 2
 Trockengleichrichter: —
 Skalenlampe: —

Schaltung: Geradeaus
 Zahl der Kreise: 1
 abstimmbare: 1, fest: —
 Rückkopplung: einstellbar
 Zwischenfrequenz: —
 HF-Gleichrichtung: Audion
 Schwundausgleich: —
 Bandbreitenregelung: —
 Bandspreizung: —
 Optische Abstimmanzeige: —
 Ortsfernswitcher: —
 Sperrkreis: eingebaut
 Lautstärkereger: HF-seitig
 Klangfarbenregler: —
 Musik-Sprache-Schalter: —
 Baßanhebung: —
 9-kHz-Sperre: —
 Gegenkopplung: vorhanden
 Gegentaktendstufe: —
 Lautsprecher: 2 Watt
 Membrandurchmesser: 120 mm
 Tonabnehmeranschluß: —
 Anschluß für 2. Lautsprecher: nein

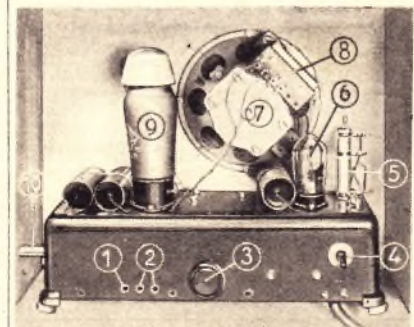
Besonderheiten: Lautstärkenregelung durch Abstandsänderung der Antennenspule; Gegenkopplung zwischen den Antennen beider Röhrensysteme

Gehäuse: Holz

Abmessungen: Breite 340 mm
Höhe 290 mm
Tiefe 140 mm

Gewicht: ca. 2,5 kg

Preis mit Röhren: 315 DM.



1. Erde, 2. Antenne, 3. Sperrkreis, 4. Netzschalter, 5. Heizwiderstand, 6. VY 2, 7. perm. dyn. Lautsprecher, 8. Anpassungstrafo, 9. VEL 11, 10. Achse für Wellenschalter

großer Ladekondensatoren stets auf einen reichlichen Transformatorwiderstand achten. Auch ist es zweckmäßig, in bestimmten Schaltungen die Heizung der Gleichrichter durchlaufen zu lassen und nur die Anodenwechselspannung zu schalten, damit stets eine große warme Kathodenoberfläche zur Verfügung steht.

Man hat in letzter Zeit den Netzgleichrichter häufig mit einem Trockengleichrichter ausgerüstet. Dieser hat allgemein

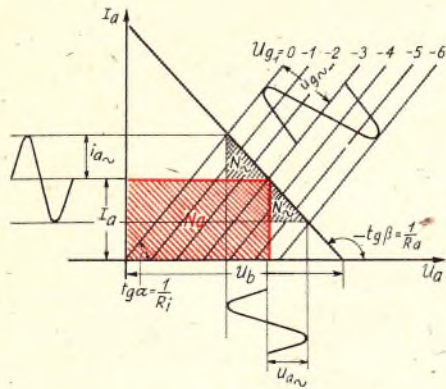


Abb. 7. Die Ermittlung der Wechselleistung $N_{\sim} = u_a i_{a\sim}$ und der gesamten Gleichstromleistung $N_a = U_a \cdot I_a$ aus der Kennlinie

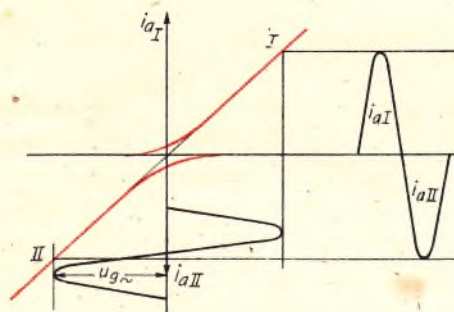


Abb. 8. Die Kennlinie des Gegenaktverstärkers

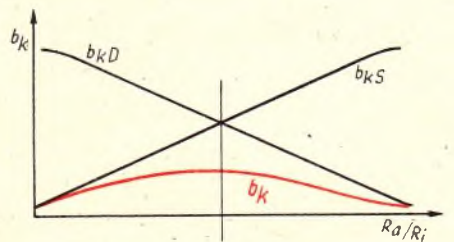


Abb. 9. Die Zusammensetzung der gesamten Klirrdämpfung b_k aus der Durchgriffsverzerrung b_{kD} und der Steilheitsverzerrung b_{kS} in Abhängigkeit von dem Verhältnis R_a/R_i

den Nachteil der Temperatur- und Feuchtigkeitsempfindlichkeit. Ferner hat man bei ihm infolge des geringeren Sperrwiderstandes einen, wenn auch kleinen Rückstrom in Rechnung zu setzen, so daß die Welligkeit der abgegebenen Gleichspannung stets etwas größer ist als beim Hochvakuum-Röhrengleichrichter bei gleich großen Siebmitteln. Als Vorteil kann er dagegen das Fehlen einer besonderen Heizung und im allgemeinen eine sehr lange Lebensdauer von etwa 50 000 bis 100 000 Stunden aufweisen. Der Raumbedarf ist bei beiden Gleichrichterarten etwa gleich. Nun hat aber der Trockengleichrichter, insbesondere der Selen-gleichrichter, im Verlaufe seiner Fertigung

eine Zeitlang außerordentlich schlechte Lebensdauerwerte gezeigt, die ihn sehr stark in Mißkredit gebracht haben. Man ist seitdem sehr mißtrauisch gegen ihn geworden, da natürlich das Auswechseln eines fest eingebauten Schaltungsteiles wesentlich unangenehmer ist als das Einsetzen einer neuen Röhre.

Bei der Demodulation eines trägerfrequenten Wechselstromes verwendet man bei kleinen Wechselspannungen Trioden oder Pentoden in Audionschaltung (Abb. 11), wobei sich noch eine Verstärkung durch die Röhre erzielen läßt, da der Arbeitspunkt im steilsten Teile der Anodenstromkennlinie liegt. Durch Verwendung einer Rückkopplung kann die Empfindlichkeit des Audions durch Entdämpfen der Schwingkreise wesentlich erhöht werden. Für die Wirkungsweise der Audiongleichrichtung ist der Gitterstrom maßgebend. Über den Gitterkondensator, der nur die Hochfrequenz (a) durchläßt, gelangt diese an das Gitter der Röhre. Hier werden die hochfrequenten Wechselströme gleichgerichtet, wobei jeweils in der positiven Halperiode ein Gitterstrom (b) fließt, der einmal den Kondensator auflädt, zum anderen an dem Widerstand einen Spannungsabfall (c) hervorruft, durch den der Arbeitspunkt in den negativen Bereich verschoben wird. So wird allmählich der gleichgerichtete Strom kleiner. Dann aber entlädt sich der Kondensator über den Widerstand und der ursprüngliche Arbeitspunkt stellt sich wieder ein. Der Anodenstrom (d) ist dabei abhängig von der Gitterspannung. Die Größe des Aussteuerungsbereichs ist durch die auftretenden Verzerrungen begrenzt, da der Audioneffekt vom Gitterstrom abhängt. Wichtig für ein gutes Arbeiten ist die richtige Bemessung des Gitterkondensators und -widerstandes. Der Kondensator soll gegenüber der Gitterkathodenkapazität der Röhre möglichst groß sein, damit die Wechselspannung möglichst voll am Gitter wirksam ist (kapazitive Spannungsteilung). Der Gitterwiderstand soll groß für die nach der Gleichrichtung verbleibende Niederfrequenz sein. Andererseits soll das Produkt von $R \cdot C$ (Zeitkonstante) genügend klein sein, daß der Entladevorgang des Kondensators nicht in den Hörbereich fällt, sonst erhält man ein „Tröpfeln“ des Audions. Praktisch macht man daher $C = 150 \dots 300 \text{ pF}$ und $R = 1 \dots 2 \text{ MOhm}$. Audionröhren werden wegen des auftretenden Gitterstromes mit starken Gitterdrähten ausgerüstet. Besonders bei Pentoden läßt sich die Verstärkung der Röhre durch einen großen Schirmgitterwiderstand verbessern. Allerdings leidet hierdurch die Größe des Aussteuerbereiches.

Bei großen Wechselspannungen verwendet man deshalb besser die Diodengleichrichtung, die eine merklich geringere Verzerrung ergibt. Wesentlich sind hier kleine Elektrodenkapazitäten und ein großes Verhältnis von Sperr- zu Durchlaßwiderstand. Dann besitzt die Diode den Vorteil einer nahezu linearen Gleichrichtung. Die Diodengleichrichtung kann sowohl zur Demodulation einer amplitudenmodulierten Schwingung wie auch zur Erzeugung einer Gleichspannung für die Regelröhren aus der modulierten oder unmodulierten Trägerwechselspannung dienen (Abb. 12).

Ähnlich wie die Diodengleichrichtung arbeitet die Anodengleichrichtung (Abb. 13). Durch eine hohe negative Vorspannung wird der Arbeitspunkt in den unteren Teil der Kennlinie verschoben. Der hohe ohmsche Widerstand R im Anodenkreis verflacht die Röhrenkennlinie (lineare Gleichrichtung), so daß sich bei großen Aussteuerungen eine verzerrungsfreie Gleichrichtung ergibt.

Nun treten aber bei der Demodulation im allgemeinen einige typische Erscheinungen auf, die eine Verzerrung der erhaltenen Signale verursachen. Sie äußern sich einmal in einer Änderung des ursprünglichen Modulationsgrades m , ferner in dem Auftreten von Oberschwingungen, vor allem einer zweiten Harmonischen in der erzeugten Niederfrequenz. Beide sind abhängig von der Klirrdämpfung der Röhre.

(Fortsetzung folgt)

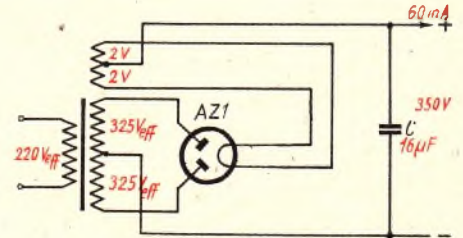


Abb. 10. Zweiweg-Gleichrichter-Schaltung

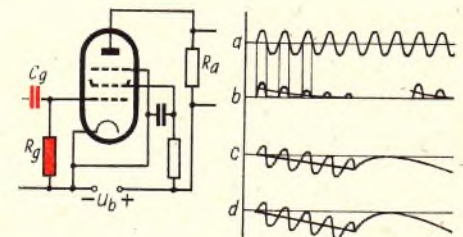


Abb. 11. Audiongleichrichtung

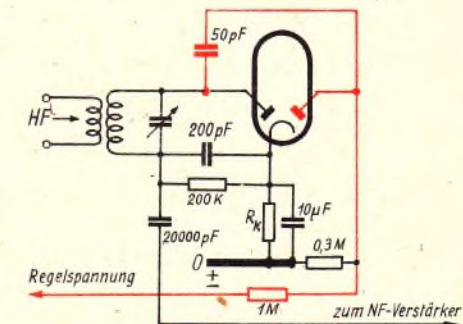


Abb. 12. Duodioden-Gleichrichtung zur Demodulation und Regelspannungserzeugung

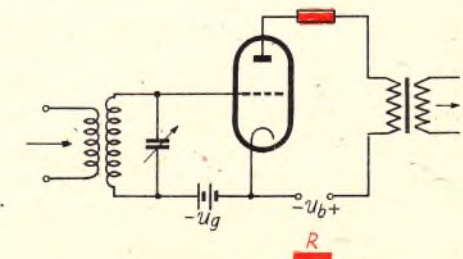


Abb. 13. Anodengleichrichtung

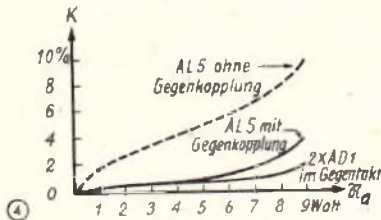
ÜBER DIE GEGENKOPPLUNG

II. Schaltungen und ihre näherungsweise Berechnung

Neben der bisher erläuterten Veränderung der Röhreneigenschaften kommt es aber bei Einführung der Gegenkopplung noch zu einer entscheidenden

Herabsetzung des Klirrfaktors

der entsprechenden Stufe. Allerdings gilt dies nur bis in den Bereich mittlerer Aussteuerung. Die Verringerung des Klirrgrades läßt sich aus folgender Überlegung erkennen: in einer Röhre entstehen die Verzerrungen in erster Linie durch die Bildung der 2. und 3. Harmonischen. Diese sind in der Anodenwechselspannung enthalten, nicht aber in der zugeführten Gitterwechselspannung. Durch die Gegenkopplungsspannung gelangen nun Anteile dieser Harmonischen auf das Gitter, so daß die entstehenden Oberwellen viel stärker vermindert werden als die eigentliche Grundwelle. Diese ist stets größer als die Gegenkopplungsspannung, was jedoch vergleichsweise für die Harmonischen nicht zutrifft. Bei stärkerer Aussteuerung ergeben sich für die



gegengekoppelte Spannung zusätzlich neue Verzerrungen, so daß der Klirrfaktor wieder ansteigt. Dies ist aus Abb. 4 zu erkennen. Es sind dort die Klirrfaktoren K der AL 5 und zweier in Gegentaktschaltung AD 1 in Abhängigkeit von der Ausgangsleistung P_a eingetragen¹⁾. Wie ersichtlich ist, liefert die mit $g = 0,25$ gegengekoppelte AL 5 bis zu einer Ausgangsleistung von etwa 6 Watt genau so wenig Verzerrungen wie die normale Gegentaktschaltung, welche ja verzerrungsmäßig recht günstig arbeitet. Der Vorteil einer Gegenkopplung liegt also in diesem Falle darin, daß dadurch mit einer Röhre ein der Gegentaktschaltung gleichwertiger Verstärker aufgebaut werden kann, der jedoch nur die Hälfte des Anodenstromes der beiden AD 1 benötigt. Nur bei größerer Ausgangsleistung steigt der Klirrfaktor der gegengekoppelten AL 5 wieder an, bleibt aber immer noch erheblich kleiner als der einer normal betriebenen AL 5. Die Verringerung des Klirrgrades ist

¹⁾ Funk 1940, H. 1.

selbstverständlich auf die gleiche Stufe zu beziehen, wenn diese einmal ohne und zum anderen mit Gegenkopplung betrieben wird. Um dann die geringere Verstärkung einer gegengekoppelten Röhre auszugleichen, muß die Eingangsspannung der entsprechenden Stufe um den Wert $1/g$ größer gemacht werden, wie dies auch aus den Zahlenbeispielen zu entnehmen ist. Die notwendige Erhöhung dieser Eingangsspannung ist eine Grenze für die Gegenkopplung, da normalerweise die Verstärkung in den Vorstufen nicht beliebig vergrößert werden kann, ohne daß dort neue Verzerrungen entstehen.

Zur Erläuterung der Spannungsgegenkopplung wurde in Abb. 3 eine transformatorische Kopplung zugrundegelegt, da bei dieser die Gegenkopplungsspannung tatsächlich in Reihe mit der NF-Wechselspannung liegt. Bei der entsprechenden Widerstandskopplung nach Abb. 5 ist das nicht mehr der Fall. Vielmehr liegt hier die Eingangsspannung zwischen Steuergitter und Masse, also zum Teil parallel zur Gegenkopplungsspannung $a \cdot U_a$. Der Außenwiderstand der Vorröhre ist jetzt von Bedeutung, da die Gegenkopplungsspannung u. U. an R_a zusammenbricht, wenn dieser bzw. der wirksame Außenwiderstand zu klein ist. Um dieses zu verhindern, wird der Widerstand R_3 eingefügt.

Das Widerstandsverhältnis a errechnet sich für diese Schaltung mit einem Ersatzwiderstand R_{II} , der sich aus der Parallelschaltung von R_a und R_3 mit dem Widerstand R_2 in folgender Weise ergibt:

$$\frac{1}{R_{II}} = \frac{1}{R_3 + R_a} + \frac{1}{R_2}$$

Damit erhält man dann: $a = \frac{R_{II}}{R_{II} + R_1}$.

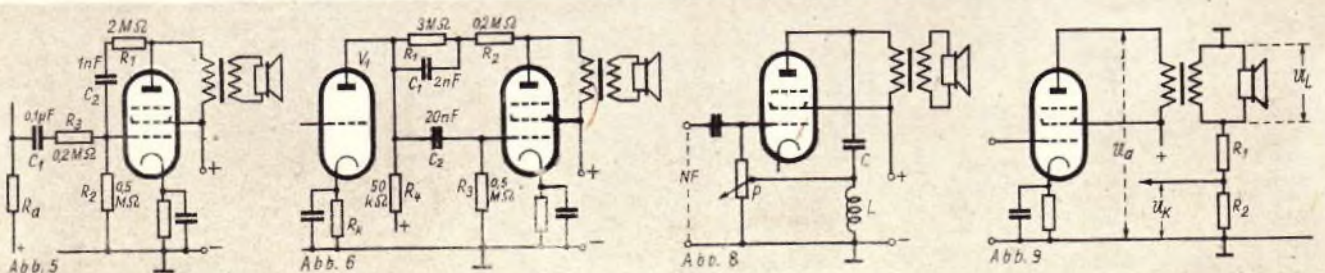
Wird als Vorröhre eine Triode verwendet, so muß an Stelle von R_a deren kleinerer Innenwiderstand R_i berücksichtigt werden. Sind die kapazitiven Widerstände der Kondensatoren nicht mehr zu vernachlässigen, was in der Praxis wohl meistens der Fall sein wird, so addiert man bei den gegebenen Frequenzen den Wechselstromwiderstand von C_1 zu R_3 und den von C_2 zu R_1 . Die in Abb. 5 angegebenen Werte gelten für eine Gegenkopplung mit Tiefenanhebung.

Bei dieser Gegenkopplungsart wird außerdem der Eingangswiderstand der Schal-

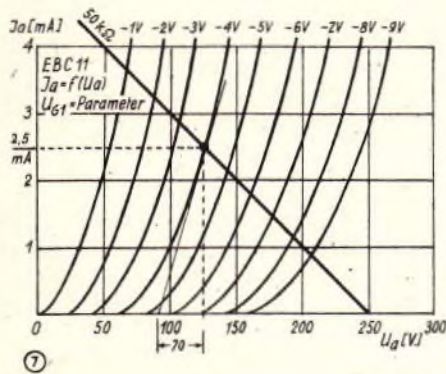
tung herabgesetzt. Der Gegenkopplungsweg bedeutet für den Gitterkreis eine zusätzliche Belastung; Die über C_1 eingekoppelte NF-Wechselspannung verteilt sich auf den wirksamen Arbeitswiderstand der vorausgehenden Röhre und den Eingangswiderstand der Schaltung entsprechend deren Verhältnis zueinander. Bei wirksamer Gegenkopplung entfällt je nach dem Gegenkopplungsgrad ein mehr oder weniger kleiner Anteil der NF-Wechselspannung auf R_2 . Da jedoch der Arbeitswiderstand der Vorröhre und die zugeführte NF-Wechselspannung unverändert geblieben sind, wirkt sich die Gegenkopplung so aus, als sei R_2 verkleinert worden. Man kann dieses durch Vergrößerung von C_1 berücksichtigen.

Abb. 6 zeigt eine vielfach anzutreffende Schaltung, bei der die Gegenkopplungsspannung in den Anodenkreis der Vorröhre rückgeführt wird. Ein gelegentlicher Kurzschluß im Kondensator C_1 kann hier keine nachteiligen Folgen für die Endröhre haben. In dieser Schaltung kommt es aus ähnlichen Gründen, wie sie eben erläutert wurden, zu einer scheinbaren Herabsetzung des Außenwiderstandes für V_1 . Dies ist besonders dann von Bedeutung, wenn als Vorröhre eine Triode eingesetzt wird, bei der ja der Klirrfaktor mit kleiner werdendem Außenwiderstand steigt. Damit man den geringeren Klirrfaktor der Röhre V_2 nicht durch einen größeren in der Vorröhre wieder ausgleicht, geht man praktisch in diesem Falle nicht über einen Gegenkopplungsgrad von $g = 0,5$ hinaus. Als scheinbarer Außenwiderstand ist dann nur noch $R/4$ wirksam. Außerdem vergrößert sich u. U. der Klirrfaktor von V_1 noch dadurch, daß zum Ausgleich der kleineren Verstärkung in der Endröhre eine höhere Aussteuerung der Vorröhre notwendig wird.

Die Gegenkopplung wird im allgemeinen nicht nur mit rein ohmschen Widerständen, sondern auch frequenzabhängig durchgeführt. Selbstinduktion und Kapazität sind Wechselstromwiderstände, die je nach der Art, wie sie in den Kopplungsweg gelegt werden, hohe oder tiefe Frequenzen mehr oder weniger stark gegenkoppeln. Für den jeweiligen Zweck können dann Überschlagsrechnungen mit den wirksamen Wechselstromwiderständen zeigen, welche Dimensionierung die gewünschte Wirkung hat.



Ein Zahlenbeispiel soll zeigen, wie die überschlägige Berechnung einer Gegenkopplungsschaltung durchgeführt werden kann. Abb. 6 dient hierzu als Unterlage. Zunächst werden die Betriebsdaten der Vorröhre festgelegt: die Röhre V_1 sei das Triodensystem einer EBC 11. Bei einer Speisespannung von 250 Volt werden folgende Werte eingesetzt: $R_4 = 50 \text{ k}\Omega$; $R_3 = 0,5 \text{ M}\Omega$; $C_2 = 20 \text{ nF}$. Aus dem Kennlinienfeld der EBC 11 (Abb. 7) entnimmt man bei $R_4 = 50 \text{ k}\Omega$ und einer Gittervorspannung von -4 Volt einen Anodenstrom von ca. $2,5 \text{ mA}$. Hierfür ist der Katodenwiderstand $R_k = 1,8 \text{ k}\Omega$. Außerdem wird der Innenwiderstand im Arbeitspunkt aus dem Kennlinienfeld er-



mittelt (Tangente an die Kennlinie im Arbeitspunkt), und es ist:

$$R_i = \frac{70}{2,5 \cdot 10^{-3}} = 28 \text{ k}\Omega$$

Die Parallelschaltung von R_i und R_4 ergibt die wirksame Wechselstrombelastung:

$$R = \frac{R_i \cdot R_4}{R_i + R_4} = \frac{28 \cdot 50}{28 + 50} = 18 \text{ k}\Omega$$

Die Steilheit im Arbeitspunkt beträgt dabei: $S_a \sim 0,05 \text{ mA/V}$, und für $R \ll R_3$ ist die Verstärkung der nicht gegengekoppelten Röhre:

$V = R \cdot S_a = 18 \cdot 10^3 \cdot 0,05 \cdot 10^{-3} = \text{rd } 12$
Durch die Einführung der Gegenkopplung soll nun der Klirrgrad auf die Hälfte seines Wertes vermindert werden. Da auch die Verstärkung annähernd in dem gleichen Maße zurückgeht, ist also:

$$V' = 0,5 \cdot V = 6$$

Hiermit kann das Verhältnis a des zwischen den Röhren liegenden Spannungsteilers bestimmt werden. R_1 sei dabei die Impedanz des oberen Zweiges, bestehend aus C_1 ; R_1 ; R_2 ; und R_3 sei die Impedanz der unteren Glieder C_2 ; R_3 ; R_4 . Wie bereits erläutert, gilt für den Spannungsteiler:

$$\frac{R_2}{R_1 + R_2} = a = \frac{1}{V'} = \frac{1}{6}$$

Mit den oben errechneten Verstärkungszahlen erhält man $a \sim 0,084$. Zur Auswertung ist jetzt der Frequenzgang des Spannungsteilers $R_1 - R_2$ zu bestimmen. Um hierfür einige Anhaltspunkte zu haben ist es günstig, eine obere Grenzfrequenz (Index h) und eine untere (Index u) einzuführen. Damit erhält man für die beiden Impedanzen jeweils zwei Werte, die sich wie folgt ergeben:

Für die hohen Frequenzen ist $1/\omega_h C_2$ klein gegen ($R_4 \ll R_3$), so daß R_{2h} allein

durch die Parallelschaltung von R_1 und R_4 gegeben ist:

$$R_{2h} = R = 18 \text{ k}\Omega$$

Mit dem Verhältnis a des Spannungsteilers wird dann:

$$R_{1h} = R_{2h} \frac{1-a}{a} = 18 \cdot 10^3 \frac{(1-0,084)}{0,084} \sim 200 \text{ k}\Omega$$

Da auch hier $1/\omega_h C_1$ klein gegen den Widerstand ist, so erhält man $R_2 = 0,2 \text{ M}\Omega$. Der Widerstand R_1 dient zur Linearisierung des Frequenzganges. Es sei angenommen, daß ein Wert zwischen $2 \dots 5 \text{ M}\Omega$ eine ausreichende Phasendrehung bewirkt, so daß R_1 in der Rechnung auch wegen $R \ll R_1$ nicht berücksichtigt zu werden braucht.

Um die Rechnung zu vereinfachen, soll für die tiefen Frequenzen ein Verstärkungsabfall von ca. 80% zugelassen werden.

Dies tritt ein, wenn $1/\omega_u C_2 = R_3$ ist. In diesem Fall ist angenähert:

$$R_{2u} \sim \frac{R_3}{\sqrt{2}} = \frac{0,5 \cdot 10^6}{1,41} \sim 350 \text{ k}\Omega$$

Mit diesen drei Größen R_{1h} ; R_{2h} ; R_{2u} kann nun R_{1u} bestimmt werden, denn für eine frequenzunabhängige Gegenkopplung muß gelten:

$$\frac{R_{1u}}{R_{2u}} = \frac{R_{1h}}{R_{2h}}$$

Daraus erhält man:

$$R_{1u} = \frac{0,2 \cdot 0,85}{0,018} = 3,9 \text{ M}\Omega$$

Unter Vernachlässigung von R_1 muß dieser Wert für die tiefen Frequenzen durch die Reihenschaltung von C_1 und R_2 erzielt werden, und es ist:

$$R_1 = \sqrt{R_2^2 + \frac{1}{\omega_u^2 C_1^2}}$$

Bevor nun C_1 hieraus bestimmt wird, ist zu untersuchen, welche Frequenz ω_u bezeichnet. Wählt man diejenige, bei der R_{2u} berechnet wurde, so müßte man bei einer unteren Grenzfrequenz von 50 Hz für C_2 etwa 6000 pF einsetzen, wenn für ω_u der Verstärkungsabfall 80% betragen soll. Da jedoch bei der Berechnung von R_1 einige Vereinfachungen gemacht wurden, ist eine weitere Frequenzabhängigkeit im Eingang der Endröhre unzweckmäßig. Der vorgesehene Wert von $C_2 = 20 \text{ nF}$ wird deshalb beibehalten. Dabei ist der Verstärkungsrückgang natürlich geringer als 80%. In der Praxis bestimmt man die untere Grenzfrequenz vielfach nach der Beziehung $\omega_u = 10^4/C_2$ [pF] und im vorliegenden Falle ist also $\omega_u = 50$ zur Errechnung von C_1 einzusetzen:

$$C_1 = \frac{1}{\omega_u \sqrt{R_{1u}^2 - R_2^2}}$$

Mit dem sich hieraus ergebenden Wert von rd. 5 nF sind dann die Glieder für eine annähernd frequenzunabhängige Gegenkopplung bestimmt. Sollen nun die tiefen Frequenzen etwa um 150% angehoben werden, so ist es nur erforderlich, R_{1u} um

den 1,5fachen Wert zu vergrößern. (Die tiefen Frequenzen müssen entsprechend weniger gegengekoppelt werden als die hohen). R_{1u} ist also dafür mit rd. $10 \text{ M}\Omega$ einzusetzen, und man erhält:

$$C_1 = \frac{1}{50 \sqrt{10^8 \cdot 10^{12} - 0,2^2 \cdot 10^{12}}} \sim 2 \text{ nF}$$

Dieser Wert ist in Abb. 6 eingetragen und bewirkt somit eine Tiefenanhebung von etwa 1:2,5.

Der hier gezeigte Rechnungsgang kann selbstverständlich nur zur näherungsweise Orientierung dienen. Über die Phasenlage bzw. die Stabilität der Schaltung gibt die Rechnung keinen Aufschluß. Gegebenenfalls kann man den Gegenkopplungsgrad noch für einzelne, genau definierte Frequenzen bestimmen, jedoch kommt man oft mit der praktischen Erprobung schneller zum Ziel.

Es lassen sich natürlich alle möglichen Frequenzabhängigkeiten herstellen, und in Abb. 8 ist z. B. eine recht wirksame Störlösende gezeichnet, die im Bereich des Leitkreises L, C (gegebenenfalls 9 kHz!) je nach der Stellung des Potentiometers einen gedämpften Saugkreis darstellt, oder aber den Bereich der Störfrequenzen stark gegenkoppelt.

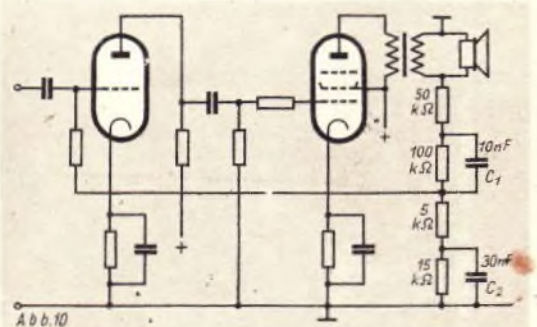
Eine weitere Schaltungsart für die Gegenkopplung zeigt Abb. 9. Die Gegenkopplungsspannung wird hierbei von der Sekundärwicklung des Ausgangstransformators abgenommen. Die Gegenkopplungsspannung ist hier

$$U_K = \frac{R_2}{R_2 + R_1} U_L$$

wenn U_L die Spannung an der sekundären Wicklung ist. Mit dem Übersetzungsverhältnis $ü$ des Transformators gilt dann:

$$U_L = \frac{U_a}{ü} \text{ und damit: } U_K = \frac{a}{ü} U_a$$

Mit der Größe $a/ü$ kann die Arbeitsweise der gegengekoppelten Röhre in gleicher Weise wie oben ermittelt werden. Die zur



Verfügung stehende höchste Gegenkopplungsspannung ist hier geringer als z. B. in Abb. 3, so daß diese Art der Gegenkopplung vorzugsweise über mehrere Stufen angewendet wird. Der Spannungsteiler $R_1 + R_2$ soll wieder groß gegenüber dem Lautsprecherwiderstand sein, und für dynamische Lautsprecher macht man beide Widerstände zusammen zweckmäßig nicht kleiner als etwa 300Ω . Beispiele für diese Schaltungsart sind an dieser Stelle schon mehrfach gegeben worden²⁾.

(Fortsetzung auf Seite 435)

²⁾ FUNK-TECHNIK Bd. 2 (1947) Nr. 24, S. 7; Bd. 3 (1948) S. 8 und S. 134.

Der Laufzeiteffekt in Elektronenröhren

Für Zwecke der Mikrowellentechnik sind in den letzten 15 Jahren verschiedene Arten von Oszillator- und Verstärkerröhren entstanden, die als Laufzeitröhren bezeichnet werden. Die bekanntesten Vertreter dieser Röhrengattung sind das Klystron und das Magnetron. — Da die wichtigste Entstehungszeit der Laufzeitröhren in die Jahre vor und während des zweiten Weltkrieges fiel, unterlagen besonders in Deutschland viele Entwicklungsergebnisse der Geheimhaltung. Selbst die Grundlagen des Laufzeitprinzips sind daher nicht allgemein verbreitet und nicht so bekannt, wie es für das Verständnis der Wirkungsweise der Laufzeitröhren notwendig ist. Sie sollen daher, obwohl es sich keineswegs um neue Erkenntnisse handelt, im folgenden nachholend erläutert werden.

Solange in der Funktechnik Elektronenröhren bei verhältnismäßig niedrigen Frequenzen angewendet wurden, war der Laufzeiteffekt ein unbekannter Begriff. Zwar zeigte die Erfahrung, daß jede Elektronenröhre nur bis zu einer gewissen unteren Wellenlänge verwendbar ist, aber man ging den Gründen dafür zunächst nicht näher nach. Erst als die Technik in das Gebiet der ultrakurzen Wellen vorzudringen begann, erkannte man den Einfluß, den die keineswegs unendlich kurze Laufzeit der Elektronen zwischen Katode und Gitter und Anode bzw. zwischen Katode und Gitter bei sehr hohen Frequenzen der Gitter-Steuer-Spannung ausübt. Aus diesem zunächst nur störenden Effekt konnte später ein äußerst wirksames Mittel zur Schwingungserzeugung bei Ultrahochfrequenzen entwickelt werden: das Laufzeitprinzip.

Elektronenlaufzeit und Gittersteuerung

In einer Elektronenröhre üblicher Bauart wandern die an der Katode freigesetzten Elektronen in einem elektrischen Feld zur Anode. Wenn ein unveränderliches Feld vorliegt, werden sie dabei durch eine Potentialdifferenz U (Volt) gleichförmig beschleunigt und treffen mit der Geschwindigkeit

$$v = 5,93 \cdot 10^6 \cdot \sqrt{U} \text{ [mm/s]}$$

an der Anode ein¹⁾. Ist der dabei zurückgelegte Weg gleich a (mm), so muß die Laufzeit der Elektronen

$$t = \frac{2a}{v} \text{ [s]}$$

betragen. (Bei unbeschleunigter Bewegung mit der Geschwindigkeit v_0 , also in einem Raum ohne elektrisches Feld, wäre die Laufzeit $t = a/v_0$.)

Enthält die Elektronenröhre ein Steuergitter, so ergibt sich unter Berücksichtigung der in Abb. 1 dargestellten Verhältnisse aus den beiden Gleichungen oben die Laufzeit der Elektronen zwischen Katode und Gitter zu

$$t = 0,34 \cdot 10^{-8} \frac{a_1}{\sqrt{U_1}} \text{ [s]},$$

wobei U_1 die aus Anoden- und Steuer-Spannung zusammengesetzte Potentialdifferenz darstellt. Der tatsächliche Wert für t unter Berücksichtigung der Raumladung ist etwas größer.

Bei gewöhnlichen Dreipolröhren liegt die Elektronenlaufzeit im Katoden-Gitter-Raum in der Größenordnung von 10^{-9} s. Hat die angelegte Steuerwechselspannung eine Periodendauer von beispielsweise 10^{-6} s (entsprechend 1 MHz oder 300 m), ist dies ohne wesentlichen

Einfluß. Während ein Elektron seinen Weg von der Katode zur Anode zurücklegt, ändert sich nämlich die Gitterspannung kaum, weil die Laufzeit im Vergleich zur Dauer einer vollen oder Viertelperiode der Wechselspannung am Gitter verschwindend klein ist. Infolgedessen unterliegen Elektronenschichten, die von der Katode in dicht aufeinanderfolgenden Augenblicken abgehen, der Beschleunigung eines nur unmerklich geänderten Potentialverlaufes und kommen auf der Anode praktisch alle mit gleicher Geschwindigkeit an und in den gleichen Abständen, mit denen sie die Katode verließen.

Aus diesem Grunde bleibt die Verteilung der Elektronendichte längs des Weges während der Laufzeit gleich groß und ändert sich nur mit der Zeitdauer einer Viertelperiode, die 250mal länger dauert als die Reise eines Elektrons. Der gesamte Anodenstrom folgt also der „langsam“ schwankenden Spannung am Gitter, d. h. der Elektronenfluß wird der Dichte nach gesteuert.

Anders, wenn die Frequenz der Steuer-Spannung so groß ist, daß die Periodendauer in der Nähe der Elektronenlaufzeit liegt: beträgt sie beispielsweise im Mittel $3,3 \cdot 10^{-9}$ s, entsprechend 1 m Wellenlänge oder 300 MHz, dann verändert sich die Gitterspannung während der Elektronenlaufzeit von Katode zu Anode beträchtlich, und ein Teil der Elektronen erlebt auf ihrem Wege sogar einen Vorzeichenwechsel der Gitterspannung. Die in aufeinander folgenden Augenblicken betrachteten Elektronenschichten werden daher von jeweils wesentlich verschiedenen Potentialen beschleunigt. Sie haben infolgedessen auch einen verschiedenen Geschwindigkeitsverlauf und kommen, je nachdem, ob die Steuerspannung während ihrer Reise ansteigt oder abfällt, schneller oder

langsamer, verfrüht oder verspätet auf der Anode an.

Der Elektronenfluß (Konvektionsstrom) erfährt also eine Steuerung nach der Geschwindigkeit. Die Elektronendichte (Raumladung) bzw. ihre Verteilung längs des Laufweges kann nunmehr während der Laufzeit nicht gleich bleiben, sondern unterliegt beträchtlichen Veränderungen.

Diese Verhältnisse sind in Abb. 2 anschaulich gemacht. Die Tatsache, daß sich die Elektronenlaufzeit auch bei langwelliger Gitterspannung etwas ändern muß (Periodendauer 10^{-6} s), kommt in dem Schaubild trotz Maßstabverzerrung nicht zum Ausdruck, weil die Änderungsbeträge zu klein sind. Dichte- und Geschwindigkeitssteuerung sind in der technischen Praxis nie völlig getrennt. Jene allein würde die Laufzeit Null und diese den Laufweg Null ver-langen.

Die hier aufgezeigten Verhältnisse machen nur einen Teil des Laufzeiteffektes aus. Sie lassen aber bereits erkennen, daß die übliche Dichtesteuerung des Elektronenflusses mit Annäherung an eine kritische untere Wellenlänge für gewöhnliche Elektronenröhren immer unwirksamer werden muß. Durch Verringern des Abstandes Katode—Gitter konnte zwar die Verwendbarkeit solcher Röhrenbauarten als Oszillatoren hinausgeschoben werden. Sie liegt heute für gittergesteuerte Röhren etwa bei 10 cm Wellenlänge, wobei allerdings nur noch niedrige Wirkungsgrade erreichbar sind.

Influenzwirkung des Elektronenstromes

Eine weitere Erscheinung, die dem Laufzeiteffekt hinzuzurechnen ist, ergibt sich aus der Influenzwirkung des Elektronenstromes in einer Röhre auf das Gitter. Um diesen Einfluß klar erkennen zu können,

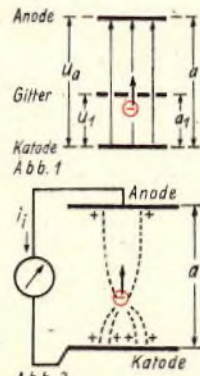


Abb. 1

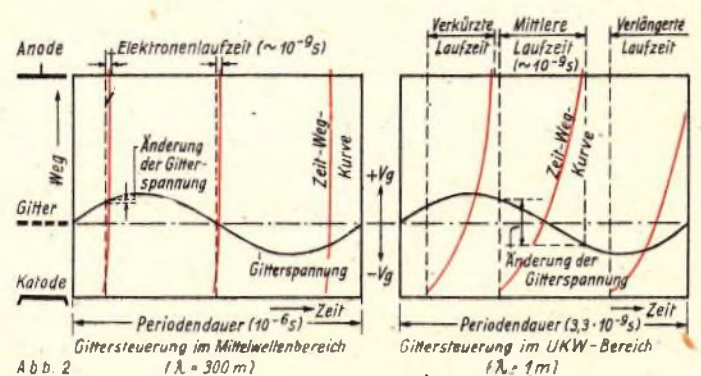


Abb. 2



Abb. 3

Abb. 1. Potential- und Größenverhältnisse in einer Dreipolröhre. Abb. 2. Zeit-Weg-Schaubilder für die Elektronen in einer Dreipolröhre. Links bei Mittelfrequenz, rechts bei ultrahoher Frequenz. Abb. 3. Ein zwischen zwei Elektroden sich bewegendes Elektron erzeugt einen Influenzstrom entgegen seiner Bewegungsrichtung

¹⁾ vgl. Elektronenballistik; FUNK-TECHNIK, Bd. 2 (1947), H. 10, S. 11.

seien zunächst die Verhältnisse an einem einzelnen Elektron betrachtet, das sich zwischen zwei Elektroden bewegt:

Wie in Abb. 3 dargestellt, bedingt die Anwesenheit eines Elektrons zwischen zwei Polen, wenn elektrostatisches Gleichgewicht bestehen soll, das Vorliegen einer Ladung auf den Elektroden. Diese induzierte und natürlich positive Ladung verteilt sich auf Katode und Anode nach dem jeweiligen Standort des Elektrons. Befindet es sich nahe der Ausgangselektrode (Katode), so ist nach den Gesetzen der Elektrostatik an dieser die größte Ladung vorhanden; je mehr es sich der Anode nähert, desto größer wird die Ladung an dieser und desto kleiner an jener. Es wird also Ladung von der Katode auf die Anode befördert. Dies bedeutet, wenn die Elek-

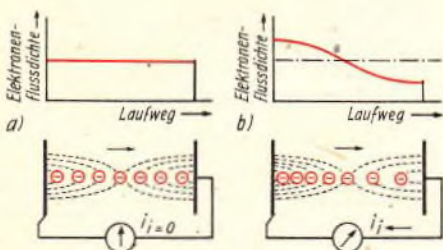


Abb. 4. Influenzwirkung eines gleichförmigen (links) und veränderlichen (rechts) Elektronenflusses. Der Vereinfachung halber ist beschleunigungsfreie Bewegung in einem feldfreien Raum angenommen

troden durch einen äußeren Leiter verbunden sind, daß in ihm ein Influenzstrom i_i fließt (in umgekehrter Richtung der Bewegung der positiven Ladungen), der aus den von der Anode verdrängten negativen Ladungen besteht. Die Stromstärke hängt dabei ab von der Elektronengeschwindigkeit v und dem zurückgelegten Weg a . Sie ist

$$i_i = -e \frac{v}{a},$$

worin $-e$ die elektrische Ladungseinheit darstellt ($1,602 \cdot 10^{-19}$ Coul.). Sowie das Elektron auf die Anode auftrifft, gleichen sich die Ladungen aus und der Stromfluß im Außenleiter hört auf.

Der Influenzstrom fließt nur, solange sich freie Elektronen zwischen den Elektroden bewegen und dabei Ladungen von der Katode zur Anode verschoben werden.

Letzteres ist aber offensichtlich nur so lange möglich, wie die Elektronen im Bewegungsraum über die Weglänge nicht gleichmäßig verteilt sind. Im anderen Fall nämlich, bei gleichmäßiger Elektronenverteilung oder -dichte, müssen an Katode und Anode gleich viele Ladungen induziert sein (Abb. 4a). Mit anderen Worten: wenn in einer Elektronenröhre ein vollkommener Gleichstrom fließt, kann es keinen Influenzstrom im äußeren Kreis geben, sondern nur die durch die Elektronenverschiebung im Röhreninneren bedingte Stromleitung.

Sowie aber die Elektronendichte längs des Weges ungleichmäßig wird, entstehen verschieden große Influenzladungen an den Elektroden und damit ein

Influenzstrom, (Abb. 4b). Dies gilt sowohl für schnelle Stromdichteänderungen im Rahmen der Laufzeit als auch für langsame Schwankungen, deren Periodendauer die Laufzeit um ein Vielfaches übertrifft.

Demnach wird eine sinusförmige Wechselspannung, die der Anodengleichspannung einer Zweipol-Elektronenröhre überlagert ist und eine veränderliche Elektronendichte hervorruft, auch einen sinusförmigen Influenzstrom zur Folge haben. Handelt es sich bei der überlagerten Wechselspannung um eine Frequenz, bei der die Spannungsänderungen während der Elektronenlaufzeit nur sehr klein sind (Lang- und Mittelwellenbereich), dann läßt sich die Phasenlage des Influenzstromes leicht bestimmen. Die Influenzspannung hat ihren größten Wert da, wo die schwankende Anodenspannung durch Null geht (Stelle der größten Dichteänderung des Elektronenflusses); umgekehrt ist sie Null an den Stellen der Anodenspannungs-Scheitelwerte. Der Influenzstrom eilt also dem Anodenstrom um 90° vor und ist somit ein Blindstrom; er wirkt wie eine Kapazität parallel zum Raum zwischen Katode und Anode. Diese Verhältnisse sind in Abb. 5 anschaulich dargestellt.

Die Influenzwirkung auf das Gitter einer Dreipolröhre ist nicht ganz so einfach zu übersehen. Sie setzt sich aus zwei Komponenten zusammen: einmal aus der Influenz infolge der Elektronenbewegung im Raum Katode-Gitter und zum anderen aus der im Raum Gitter-Anode. Während des ersten Wegeabschnittes der Elektronen fließt der Influenzstrom vom Gitter zur Katode, während des zweiten von der Anode zum Gitter. Für die Gitterinfluenz gibt es dann zwei Möglichkeiten:

1. Das Gitter wird mit einer „langsamen“ Wechselspannung gesteuert, also ohne Laufzeiteinfluß. In diesem Fall ist zwar die Augenblicksdichte des Elektronenflusses längs des ganzen Weges bis zur Anode nicht gleichmäßig verteilt, weil die Elektronen beschleunigt werden und sich zur Anode hin auseinanderziehen, aber diese Verteilung bleibt auch mit der Dichtesteuerung durch das Gitter erhalten. Bei Mittellage des Gitters befinden sich daher in jedem Augenblick auf der Strecke Katode-Gitter mehr Elektronen als im Gitter-Anode-Raum. Dafür ist hier ihre Geschwindigkeit größer; der Influenzstrom aus der Elektronenbewegung im Anodenraum kann daher demjenigen aus dem Katodenraum trotz verschiedener Dichte die Waage halten und damit gleichen sich die beiden Influenzkomponenten auf das Gitter aus. Dies ist der Grund, weswegen bei Elektronenröhren, die im Normalwellenbereich arbeiten, die Gitterinfluenz keine Rolle spielt.

2. Das Gitter wird mit einer Wechselspannung gesteuert, deren Periodendauer ungefähr so groß ist wie die Elektronenlaufzeit. Nunmehr ändert sich die Dichteverteilung im Elektronenfluß schon während der Laufzeit, ohne daß aber der gesamte Elektronenfluß selbst

(Zahl der Elektronen im Laufrum) mit der Steuerspannung schwankt. Ein Influenzausgleich kann jetzt nicht mehr stattfinden, und auf das Gitter wirkt ein abwechselnd zu- und abnehmender Influenzstrom. Damit aber ist die Grundlage der üblichen Dichtesteuerung zerstört.

Vom Stör- zum Nutzeffekt

Die Erläuterung der Wirkung von Laufzeit und Influenz bei ultrahohen Frequenzen auf das Arbeiten einer Elektronenröhre läßt sich im einzelnen noch auf das Problem des Energieaustausches zwischen Elektronen und Gitterfeld, auf das Verhalten der Dämpfung usw. ausdehnen.

Es zeigt sich dabei, daß die meisten Auswirkungen des Laufzeiteffektes störender Art sind und mit steigender Frequenz zunehmen. Es mag hier genügen, auf die Verhältnisse hinsichtlich der Eingangsdämpfung in Elektronenröhren hinzuweisen.

Mit zunehmendem Einfluß der Laufzeit (steigende Steuerfrequenz) verändert sich die oben gezeigte Phasenverschiebung zwischen Influenz und Wechselspannung am Gitter einer Dreipolröhre. Dies erfolgt im Sinne eines immer geringer werdenden Phasenunterschiedes, was zunächst eine Abnahme der ohmschen Komponente des Eingangswiderstandes für den Raum Katode-Gitter, d. h. eine Dämpfungsabnahme im Gitterkreis, mit sich bringt. Nach einem bestimmten Grenzverhältnis Laufzeit / Periodendauer steigt die Dämpfung wieder

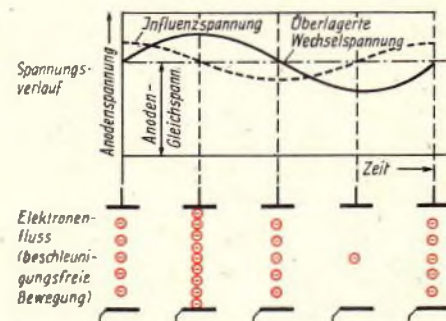


Abb. 5. Influenzwirkung des in einer Zweipolröhre fließenden Elektronenstromes, der infolge einer Anodenspannung mit Wechselstromüberlagerung sinusförmig schwankt. Es ist vernachlässigbar kleine Elektronenlaufzeit angenommen (Mittelwellenbereich)

an, schlägt aber bei weiterem Vordringen in den UKW-Bereich in eine Entdämpfung (negativer Eingangswiderstand) um.

Hieraus ergibt sich die Möglichkeit, den störenden Laufzeiteffekt bewußt zur Erzeugung ultrahoher Schwingungen auszunutzen. Elektronenröhren, die sich der Entdämpfung eines Schwingungskreises über einen Influenzwechselstrom an Stelle des Rückkopplungsprinzips bedienen, bilden eine Gruppe der als Laufzeitröhren bekannten Oszillatoranordnungen. Eine andere Gruppe hat die Umwandlung der aus dem Laufzeiteffekt herrührenden Geschwindigkeitssteuerung in eine Dichtemodulation des Elektronenflusses zur Grundlage.

Elektronenstrahl-Oszillograf

3. ZEITABLENKGERÄT



Darstellung von Zustandsänderungen

Die große Bedeutung des Elektronenstrahl-Oszillografen beruht vor allem darauf, daß damit in einzigartig anschaulicher und umfassender Weise der zeitliche Verlauf von Zustandsänderungen unmittelbar sichtbar gemacht werden kann. Je nachdem, ob der betreffende Vorgang in der erwarteten Form oder nicht — stetig oder unstetig („verzerrt“) — erscheint, ergeben sich daraus wertvolle Erkenntnisse für weitere Maßnahmen.

Bei der Erläuterung des Zeitauflosungs-vorganges mit dem Oszillografen ist es — wie die Erfahrung immer wieder bestätigt — zum bestmöglichen Verständnis unbedingt ratsam, von der in Physik und Technik allgemein angewandten Darstellungsart des zeitlichen Verlaufes einer Größe auszugehen. Dabei ist es üblich, von einem Nullpunkt aus in senkrechter Richtung jeweils die Augenblickswerte der Meßgröße in einem zu wählenden Maßstab aufzutragen, und in waagerechter Richtung fortschreitend nach rechts die Zeit — „Zeitachse“ (gewissermaßen die aneinandergereihten Augenblicke) — ebenfalls in einem geeigneten Maßstab anzunehmen.

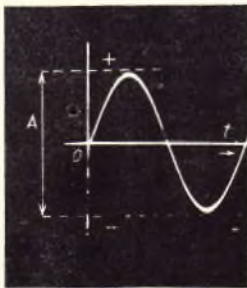


Abb. 1. Beispiel der Darstellung des zeitlichen Verlaufs einer Größe. A Amplitude, der Meßgröße entsprechend, t Zeitachse, nach rechts fortschreitend

Oberhalb der Null-Linie werden dabei die positiven Werte, unterhalb die negativen angegeben. Die Verbindung der einzelnen Augenblickswerte, welche jeweils um ein der verflossenen Zeit entsprechendes Stück nach rechts verschoben erscheinen, ergibt als zusammenhängende Linie eine Kurve, welche die „Funktion des Vorganges in Abhängigkeit von der Zeit“ wiedergibt*. Zum besseren Verständnis wird in Abb. 1 als Beispiel der Verlauf einer sich sinusförmig ändernden Spannung als Funktion der Zeit gezeigt.

* Siehe hierzu auch Abschnitt A 1 „Elektronenstrahl-Röhre“, FUNK-TECHNIK, Bd. 3 (1948), Nr. 6, S. 139.

Diese Methode wird so allgemein angewandt, daß man dabei einfach von dem Bild des Vorganges zu sprechen pflegt. Es sind jedoch auch andere Darstellungsarten möglich. Für die allgemeine Radio-Werkstatt-Technik sind sie jedoch kaum von Bedeutung, so daß wir uns in diesem Zusammenhange auf die vorgenannte Methode beschränken können. Lediglich im Abschnitt C 4 „Besondere Messungen“ wird auf die Darstellung in Polarkoordinaten etwas eingegangen werden.

Zeitablenkung

Um mit dem Elektronenstrahl-Oszillografen ein Bild vom zeitlichen Verlauf der Meßgröße zu erhalten, ist es erforderlich, die Zustandsänderungen in einem für die Beurteilung genügend großen Zeitabschnitt übersehen zu können. Dies bedeutet mit anderen Worten, daß die Leuchtfleckablenkungen durch die einzelnen Augenblickswerte der Meßgröße dem Auge des Beobachters so dargeboten werden müssen, daß es diese in dem gewählten Zeitabschnitt „gleichzeitig“ wahrnehmen kann bzw. wahrzunehmen glaubt. Hierzu wird an die Meßplatten die der Meßgröße entsprechende Spannung angeschlossen, so daß der Leuchtfleck in vertikaler Richtung entsprechend den Augenblickswerten dieser Spannung bewegt wird (s. FUNK-TECHNIK, Bd. 3 (1948), H. 4, S. 89). An die Zeitplatten legt man gleichzeitig eine Spannung, welche in den einzelnen Zeitabschnitten gleichmäßig immer um den gleichen Wert zunimmt und dadurch den Leuchtfleck mit konstanter Geschwindigkeit — zeitlinear — nach rechts verschiebt. Infolgedessen entstehen die Vertikalauslenkungen durch die Meßspannung nicht auf einer senkrechten Linie, sondern nach rechts fortschreitend nebeneinander. Der Leuchtfleck am Schirm beschreibt so vollkommen analog der eingangs geschilderten Darstellungsart eine Kurve, welche die Änderungen der

beobachteten Größe in Abhängigkeit von der Zeit wiedergibt.

Nun wäre es aber sinnlos, den Bildfleck durch die Zeitablenkungsspannung über den Schirm hinaus abzulenken. Höchstens nach Erreichen des rechten Bildrandes läßt man deshalb die Zeitplatten-spannung wieder Null werden, so daß dann der Leuchtfleck an seinen linken Ausgangspunkt zurückkehrt.

Zur Erläuterung der Entstehung des Leuchtschirmbildes aus gleichzeitiger Vertikal- und Horizontalablenkung soll Abb. 2 dienen. Es wird eine Zeitablenkungsperiode betrachtet, welche in 12 kleine Zeitabschnitte aufgeteilt wurde. Der zeitliche Verlauf der Meßspannung ist rechts von dem Schirmbild in mehreren Wechsellern dargestellt. Unterhalb des Schirmbildes ist dazu die Spannungsänderung an den Zeitplatten durch die zeitlineare Spannung angedeutet, wobei die Zeit, ebenfalls vom Nullpunkt ausgehend, nach unten fortschreitend angenommen wird. Führt man nun von

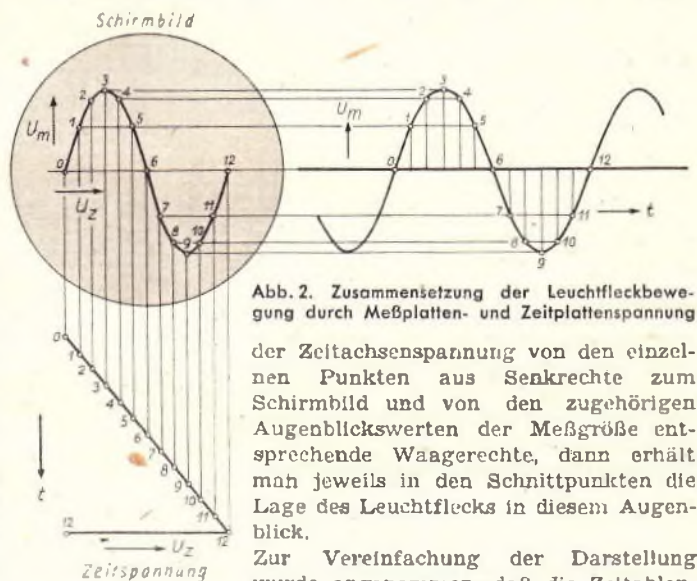


Abb. 2. Zusammensetzung der Leuchtfleckbewegung durch Meßplatten- und Zeitplattenspannung

der Zeitachsenspannung von den einzelnen Punkten aus Senkrechte zum Schirmbild und von den zugehörigen Augenblickswerten der Meßgröße entsprechende Waagerechte, dann erhält man jeweils in den Schnittpunkten die Lage des Leuchtflecks in diesem Augenblick.

Zur Vereinfachung der Darstellung wurde angenommen, daß die Zeitablenkung gleich einer Periode der Meßgrößenschwankung sei und daß außerdem Meßgröße und Zeitablenkungsspannung gleichzeitig bei Null beginnen. Es entsteht am Leuchtschirm das Bild einer Periode der Spannungsschwankung des Meßvorganges.

Mit einer solchen — also einmaligen — Zeitablenkung würde aber nur einmal ein Ausschnitt aus dem Verlauf der Meßspannung entstehen. Nur bei verhältnismäßig langsam ablaufenden Erscheinungen und bei gleichzeitiger Anwendung von Nachleuchtöhren oder durch eine fotografische Aufnahme wäre es so möglich, einen verwertbaren Eindruck zu erhalten. Erst der Gedanke, die Zeitablenkung periodisch zu wiederholen, führte zur allgemein befriedigenden Lösung. Wird nämlich dabei außerdem noch durch sogenannten Gleichlaufzwang (Synchronisation) dafür gesorgt, daß die Zeitablenkung immer genau eine oder mehrere ganze Perioden des Meßvorganges umfaßt, das Verhältnis der Meßfrequenz zur Frequenz der Zeitablenkungswechsel also eine ganze Zahl ist, dann entsteht die Spur des Leuchtflecks immer wieder auf der gleichen

Stelle des Schirmes; der Beobachter empfindet durch das Nachleuchten des Röhrenschirmes, vor allem jedoch infolge der Augenträgheit, ein stillstehendes Bild²⁾.

Erzeugung der Zeitablenkspannung

Zur Zeitablenkung benötigt man also eine Spannung, welche zeitlinear bis zu einem einstellbaren Wert ansteigt und dann wieder möglichst rasch auf Null zurückfällt. Dieser Vorgang muß sich in — ebenfalls einstellbaren — regelmäßigen Zeiträumen beliebig lange konstant wiederholen lassen. In der Abb. 3 sind drei Perioden des angestrebten Verlaufes dieser Spannung gezeichnet. Es ergibt sich eine sägezahnartige Kurve. Da die Spannung nach Erreichen des Höchstwertes jeweils immer auf Null zurückkippt, spricht man auch von einer Kipp-Spannung. Diese Bezeichnung ist jedoch nicht sehr glücklich gewählt, da sie das Wesentliche vom Verlauf dieser Spannung nicht kennzeichnet. Unter Kippschwingungen versteht man ganz allgemein Spannungen, welche während einer Periode wenigstens einmal von einem Höchstwert auf Null zurückkippen. Es gibt u. a. aber auch Kippspannungen, welche zwischen beiden

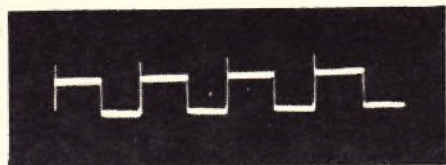
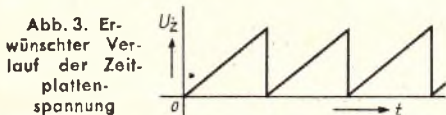


Abb. 4. Beispiel des Spannungsverlaufes einer allgemeinen Kippspannung

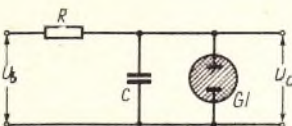


Abb. 5. Einfache Glimmlampen-Kippschaltung

Grenzwerten schnell pendeln. In Abb. 4 wird als Beispiel das Oszillogramm einer solchen Spannung gezeigt.

Eine derartige Spannung, welche zwar auch eine Kippspannung ist, wäre jedoch als Zeitablenkspannung nicht brauchbar. Es scheint deshalb zweckmäßiger, wenn schon ein kürzerer Ausdruck als „Zeitablenkspannung“ verwendet werden soll, hierfür einfach die Bezeichnung Zeitspannung oder Zeitachse (engl. z. B. „time base“) zu verwenden.

Zur Erzeugung einer Spannung mit dem gewünschten Verlauf ist u. a. die so-

2) Wenn die erforderliche Zeitablenkfrequenz allerdings niedriger als etwa 30 Hz sein muß, dann wird das Bild mit abnehmender Frequenz immer deutlicher zu flackern beginnen. Das Auge kann dann zunehmend den Entstehungsvorgang des Leuchtschirmbildes verfolgen. Daß die Bildwechselzahl, um ein ruhiges Bild zu erhalten, höher sein muß als die minimale Bildfrequenz im Kinoprojektor (min. 16 Bilder/s), ist dadurch zu erklären, daß das Bild am Leuchtschirm nicht als Ganzes entsteht, sondern nur die Spur eines wandernden Punktes ist.

nannte Glimmlampen-Kippschaltung geeignet (s. Abb. 5).

Von einer Gleichspannungsquelle U_b wird über den Widerstand R die Kapazität C aufgeladen. Parallel zur Kapazität liegt die Glimmröhre G_1 ³⁾.

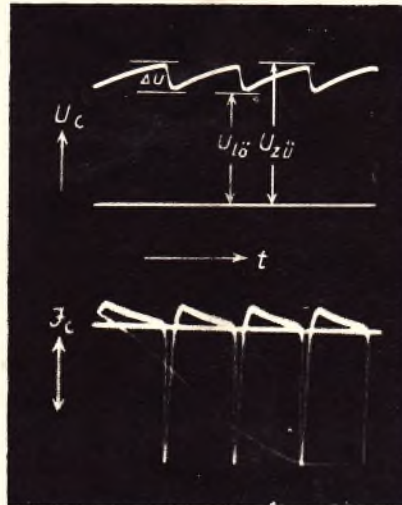


Abb. 6. a) Spannungsverlauf am Ladekondensator in einer Schaltung nach Abb. 5. $U_{z\ddot{u}}$ = Zündspannung; $U_{l\ddot{o}}$ = Löschspannung; $\Delta U = U_z$; b) Verlauf des Kondensatorstromes zu Abb. 6a. Oberhalb der Null-Linie Aufladung, unter der Linie Entladung

Erreicht die Spannung am Kondensator die Zündspannung der Röhre, dann kann die Ladung des Kondensators durch die Röhre solange abfließen, bis seine Spannung unter die Löschspannung sinkt. In diesem Augenblick hört der Stromfluß durch die Röhre auf, die Aufladung des Kondensators beginnt von neuem. Es entsteht so am Kondensator eine Spannungsschwankung, wie sie das Oszillogramm in Abb. 6a zeigt; sie ähnelt der für die Zeitablenkung geforderten Sägezahnform (s. Abb. 2 und 3). Den Verlauf des Ladestromes gibt dazu Abb. 6b wieder.

Voraussetzung für das Zustandekommen von Kippschwingungen ist, daß die Entladezeit so kurz verläuft, daß über den Widerstand R inzwischen keine erneute größere Aufladung geschehen kann. Oder anders ausgedrückt: die „Aufbauzeit“ der Entladung darf im Vergleich zu den $R \cdot C$ -Zeitkonstanten der Aufladung nur klein sein.

Die Größe der Spannungsschwankung U_z (ΔU in Abb. 6a) ist durch die Differenz zwischen Zünd- und Löschspannung der betreffenden Röhre gegeben. Die Frequenz dieser Spannungswechsel errechnet man aus der Formel:

3) Eine Glimmröhre ist eine mit Edelgas gefüllte Entladungsröhre mit wenigstens 2 Elektroden. Legt man an die beiden Elektroden eine Gleichspannung und steigert letztere, dann fließt bis zu einem bestimmten Spannungswert kein nennenswerter Strom. Erst bei Erreichen der Zündspannung tritt eine Ionisierung des Gases ein, die Röhre zündet, und es fließt ein Strom, welcher dann nur durch den Widerstand dieses Stromkreises bestimmt wird. (Der Innenwiderstand einer Gasentladungsröhre ist negativ!) Die Entladung bleibt dann so lange bestehen, bis die angelegte Spannung unter einen bestimmten Wert — die Löschspannung — fällt. In diesem Augenblick verlöscht die Entladung wieder.

$$f = \frac{I_0}{U_z \cdot C} \quad (1)$$

Sie ist also für eine bestimmte Röhre mit festliegender Spannung U_z gegeben durch den mittleren Ladestrom I_0 und durch die Größe des Ladekondensators C . Der Strom, und damit die Frequenz, kann durch Veränderung des Widerstandes R geändert werden.

In Abb. 7 wird die praktische Ausführung einer derartigen Glimmlampen-Kippschaltung und ihre Verbindung mit den Zeitplatten einer Elektronenstrahlröhre gezeigt.

Um die Gleichspannung U_b nicht an die Ablenkplatten gelangen zu lassen (sie würde den Leuchtfleck seitlich verschieben), muß zwischen Glimmlampe und Ablenkplatte der Kondensator C_k geschaltet werden. Damit jedoch der Gleichspannungszustand an dieser Platte weiterhin eindeutig bestimmt bleibt, muß diese über einen Ableitwiderstand von etwa 1...5 Megohm geerdet werden. Die andere Ablenkplatte liegt unmittelbar an Erde. (Der Anschluß der Glimmlampenspannung erfolgt also unsymmetrisch.) Die Zündspannung wurde bei Verwendung der Philips-Röhre Typ 7475 mit 110 V, die Löschspannung zu 85 V und damit die Differenz U_z mit 25 V bestimmt.

Bei Inbetriebnahme dieser Schaltung ist vor allem festzustellen, daß die Spannung nicht ausreicht, um den Leuchtfleck in waagerechter Richtung ganz über den Schirm abzulenken. Sie ist bestimmt durch die Differenz zwischen Zündspannung und Löschspannung der verwendeten Glimmröhre, wie auch aus Abb. 6a hervorgeht. Diese Spannungsdifferenz ist von der Art der Gasfüllung

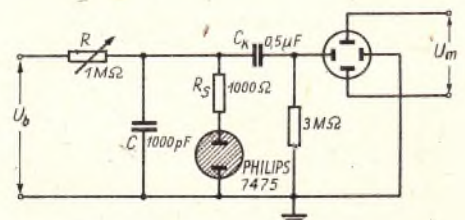
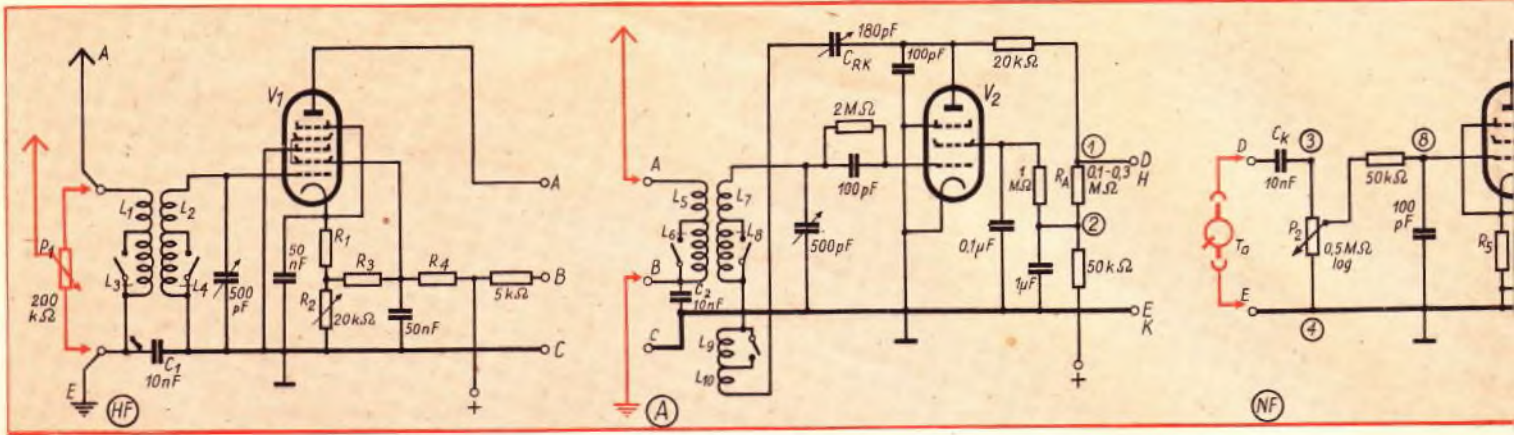


Abb. 7. Praktische Ausführung einer Glimmlampen-Kippschaltung für die Zeitachse. R_s Widerstand zur Begrenzung des Entladestromes

u. ä. abhängig. Man könnte deshalb innerhalb bestimmter Grenzen hierzu besonders geeignete Glimmröhren entwickeln, welche eine größtmögliche Differenz zwischen Zündspannung und Löschspannung aufweisen. Dieser Versuch wurde jedoch bald wieder aufgegeben, da mit den Methoden, welche später beschrieben werden, noch andere wichtige Eigenschaften der Zeitspannungsschaltung, wie Regelbarkeit der Spannungsamplitude, Gleichlaufzwang und dgl. wesentlich einfacher zu erreichen sind. Denn die mit den bestgeeigneten Glimmlampen erreichbaren Kippspannungsamplituden reichen außerdem doch bei weniger empfindlichen Elektronenstrahlröhren nicht aus, um den Leuchtschirmdurchmesser in der ganzen Breite auszunutzen.

(Fortsetzung folgt)



Die vier Teilbilder c

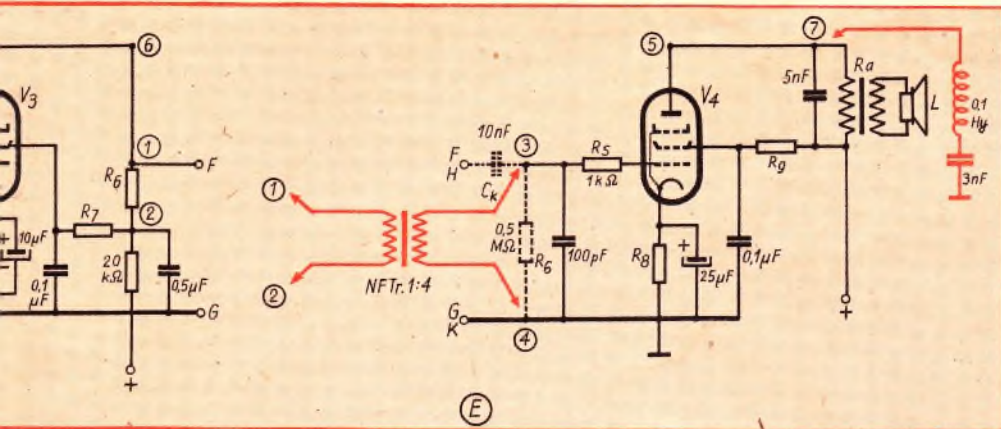
Eine Universal-Schaltung

V ₁ Röhrentyp	R ₁	R ₂	R ₃	kΩ	V ₂ Röhrentyp	R ₅	R ₆	R ₇
1 RENS 1214 ...	0,2	50	30	Regelröhren R ₂ = 20 kΩ	1 REN 904 ...	0,6	Tr	—
2 RENS 1224 ...	0,1	50	30		2 REN 914 ...	1,5	Tr	—
3 RENS 1234 ...	0,35	50	30		3 REN 914 ...	8	300	—
4 RENS 1244 ...	0,4	50	30		4 REN 924 ...	0,5	Tr	—
5 RENS 1294 ...	0,3	40	60		5 RENS 1254 ...	6	300	800
6 RENS 1819 ...	0,4	30	50		6 REN 1814 ...	1,5	Tr	—
7 RENS 1834 ...	0,35	50	30		7 REN 1814 ...	8	300	—
8 RENS 1894 ...	0,35	40	30		8 REN 1821/26 ...	0,5	Tr	—
9 AF 3; CF 3	0,3	40	30		9 RENS 1854 ...	10	300	800
10 AH 1; CH 1	0,5	40	60		10 RENS 1204 ...	2,5	100	600
11 EF 5	0,35	50	30	11 RENS				
12 EF 8	0,3	—	—	1284/1884 ...	3	200	500	
13 EF 9	0,3	—	100	12 ABC 1 ...	1,7	Tr	—	
14 EF 11	0,25	50	50	13 ABC 1 ...	4	200	—	
15 EF 13	0,4	80	80	14 AC 2 ...	0,9	Tr	—	
16 EF 22	20	—	90	15 AC 2 ...	4	200	—	
17 EBF 1/2/II	0,3	—	100	16 AF 3/7	2,5	200	400	
18 EH 2	0,4	20	25	17 CBC 1 ...	1,2	Tr	—	
19 UF 9/11/21	0,3	—	60	18 CBC 1 ...	3,6	200	—	
20 UBF 11	0,3	—	80	19 CC 2 ...	0,65	Tr	—	
21 P 2001	0,65	60	80	20 CC 2 ...	5	200	—	
22 RV 12 H 300	0,5	40	30	21 CF 7 ...	4	200	250	
23 AH 100	0,2	50	30	22 CF 3	2	200	600	
24 C 3c; 3f	0,14	30	20	23 EBC 1 ...	4	200	—	
25 E, VF 1	0,35	40	30	24 EBC 11 ...	1,6	Tr	—	
26 RENS 1204 ...	0,5	—	150	25 EBC 11 ...	5	200	—	
27 RENS 1264 ...	0,55	—	150	26 EBF 1 ...	3	200	200	
28 RENS 1274 ...	0,4	—	150	27 EBF 2 ...	2	200	150	
29 RENS 1284 ...	0,5	—	100	28 EBF 11 ...	1,5	200	600	
30 RENS 1818 ...	0,55	—	150	29 EC 2 ...	0,9	Tr	—	
31 RENS 1820 ...	0,35	—	100	30 EF 6 ...	0,6	100	300	
32 RENS 1884 ...	0,5	—	100	31 EF 9 ...	1,8	200	800	
33 A/C/VF 7 ...	0,5	—	100	32 EF 11 ...	1,5	200	600	
34 EF 12 ...	0,5	—	100	33 EF 12 ...	4	200	500	
35 E, VF 14 ...	0,3	—	20	34 EF 22 ...	1,75	200	800	
36 EF 50 ...	0,15	—	—	35 UBF 11 ...	2	200	600	
37 P 2000 ...	1	—	250	36 UF 9 ...	2,5	200	800	
38 P 3000; LV 1 ...	0,1	—	20	37 UF 11 ...	2	200	600	
39 P 4000 ...	0,5	—	150	38 UF 21 ...	2,5	200	800	
40 NF 2/4 ...	0,5	—	100	39 VC 1 ...	0,35	Tr	—	
41 LV 6 ...	0,9	—	250	40 VF 7 ...	4	200	250	
42 RD 12 Pb ...	0,25	—	150	41 P 2000 ...	3	200	800	
43 4673 ...	0,25	—	30	42 NF 2/4 ...	2	200	600	
44 CF 50 ...	1,1	—	500	43 RL 12 T 1 ...	1	Tr	—	
45 C 3b ...	0,17	—	20	44 RL 12 T 2 ...	1,2	Tr	—	
46 C 3d ...	0,15	—	10	45 LD 1 ...	0,5	Tr	—	
47 E 1 F ...	1,1	—	200	46 Bi ...	3	200	—	
48 E 3 F ...	0,3	—	—	47 AC 100 ...	0,8	Tr	—	
49 AF 100 ...	0,12	—	25	48 4673 ...	2,5	200	800	
				49 Ba ...	4	200	—	
				50 Be; Bh ...	0,55	Tr	—	
				51 C 3b; C 3d ...	2	200	400	
				52 E 1 F ...	2,5	200	500	
				53 RD 12 Pb ...	4	200	500	

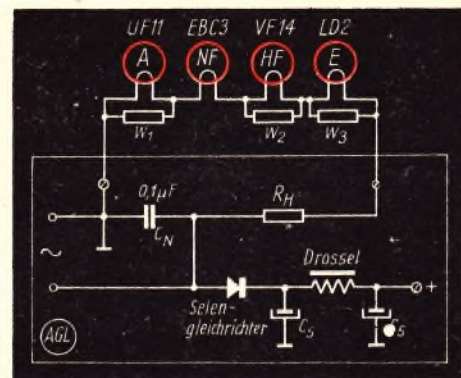
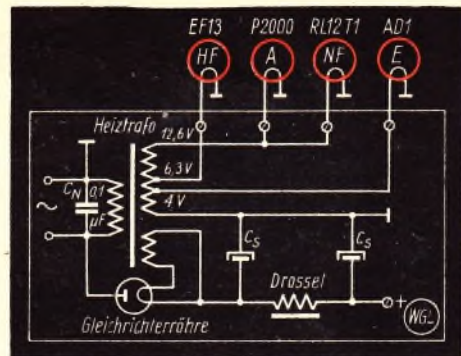
Röhrentypen, die im Audion mit einem NF-Transformator betrieben werden:
 REN 904, 924, 1821, 1826
 VC 1; EC 2; Bi; LD 1; AC 100
 RL 12 T 1; RL 12 T 2; E 1 C; Be

Auf Grund zahlreicher Leserfragen ist versucht worden, das Schaltbild eines Geradeaus-Empfängers zu entwerfen, in dem alle nur irgendwie geeigneten Röhren verwendet werden können. Für die hier nicht angeführten Röhrentypen kann man an Hand einer Vergleichstabelle die jeweils entsprechenden oder ähnlichen Röhren feststellen. Da für viele Typen keine zuverlässigen Unterlagen greifbar waren, wurden entsprechenden Betriebswerte teilweise berechnet. Hierdurch können bei einzelnen Röhren in der Praxis geringfügige Änderungen notwendig werden. Die angegebenen Größen sind gewissermaßen Richtwerte aufzufassen. Insbesondere gilt dies für Wehrmacht-End- und Senderöhren, die ja vielfach für höhere Anodenspannungen vorgesehen sind. Wenn irgend möglich, wurden die Widerstandswerte auf eine Anodenspannung von ca. 200 V bezogen, wobei manche Röhren dann nicht ihre volle Leistung abgeben. Immerhin hoffen wir, daß der eine oder andere unserer Leser durch diese Zusammenstellung in die Lage versetzt wird, mit seinen oft nutzlos herumliegenden Röhren doch noch einen Empfänger zu bauen.

Das Gesamtschaltbild eines Vierröhren-Geradeaus-Empfängers wurde in sechs Teilbilder zerlegt, so daß es leicht zusammensetzen nach den jeweiligen Gegebenheiten möglich ist. Es kann also ein Zweiröhren- oder ein Vierröhren-Empfänger sowie ein NF-Verstärker mit beliebigen Röhrentypen aufgebaut werden. Die Verbindungspunkte zwischen den einzelnen Stufen sind mit gleichen Buchstaben bezeichnet, während die möglichen Ergänzungen beziffert sind. Die in den Teilbildern angegebenen Werte können für alle Röhren beibehalten werden, während die in den Tabellen aufgeführten Widerstände bei den einzelnen Röhrentypen verschieden sind. In der Spalte, in der bei einer Röhre ein Strich angegeben ist, bedeutet dies, daß der entsprechende Widerstand entfällt. Dasselbe natürlich sinngemäß zu verstehen. Ist z. B. in der HF-Stufe für eine AF 7 unter R₃ und für R₂ ein Strich angegeben, so bedeutet dies, daß dieser Typ eine keine Regelröhre ist und sie nur mit einem Schirmgittervorwiderstand betrieben wird. Die HF-Stärkenregelung muß dann durch das Potentiometer erfolgen. Auch gibt es Röhren mit gleitender Schirmgitterspannung (z. B. EF 9), bei denen dann nur ein Widerstand R₂ entfällt und eine Regelung durch Potentiometer trotzdem möglich ist. Anderes gilt dagegen für die Spalte von R₆, ist für diesen Widerstand ein Strich angegeben, so heißt dies z. B. bei einer AL 4, daß ein Schirmgitter mit an die volle Anodenspannung angeschlossen wird. Weiterhin sind in den Röhren V₁ alle möglichen Elektrodenanschlüsse gezeichnet, es ist klar, daß man bei einer Triode in der Endstufe den Widerstand R₆ und den dazugehörigen Kondensator eben nicht braucht. Ebenso, wenn in der



Universalschaltung können je nach den Gegebenheiten zusammengesetzt oder auch einzeln verwendet werden

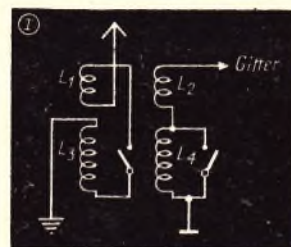


V ₄ Röhrentyp	R _g	R _a	R _g	V ₄ Röhrentyp	R _g	R _a	R _g
1 RE 114	1,2	4	—	44 RL 12 T 1	0,15	7	—
2 RE 134	1,5	12	—	45 RL 12 T 2	0,9	12	—
3 RE 304	1,4	5	—	46 RL 12 T 15	0,06	3,5	—
4 RE 604	1,1	3,5	—	47 RL 12 P 10	0,15	7	—
5 RES 164	0,8	10	100	48 RL 12 P 35	0,15	5	—
6 RES 174d	1,2	6	30	41 RL 12 P 50	0,13	5	—
7 RES 374	2	15	20	50 LD 1	0,4	12	—
8 RES 664d	0,6	13	30	51 LD 2	0,12	12	—
9 RES 964	0,35	7	—	52 LD 5/15	0,3	8	—
10 RENS 1374d	0,5	16	—	53 LS 4	0,5	3,5	—
11 RENS 1384	0,6	8	—	54 LS 30	0,5	12	—
12 RENS 1664	0,35	15	—	54 LS 50	0,13	5	—
13 RENS 1823d	0,6	10	—	55 LV 1; P 3000	0,11	12	—
14 AD 1	0,75	2,3	—	56 LV 3/30	0,1	3,5	—
15 AL 1	0,35	7	—	57 LV 13	0,05	12	—
16 AL 2	0,6	7	—	58 LV 16	0,12	7	—
17 AL 4; 3	0,15	7	—	59 RL 12 T 75	0,2	12	—
18 AL 5	0,18	3,5	—	60 AD 100	0,065	5	—
19 BL 2	0,4	5	10	61 AD 102	0,07	3,2	—
20 CL 1	0,5	8	—	62 Be	0,5	10	—
21 CL 2	0,4	5	20	63 C 408	2	12	—
22 CBL 1	0,17	4,5	—	64 Ca	0,6	12	—
23 CL 4	0,17	4,5	—	65 Cd	0,35	8	—
24 CL 6	0,19	4,5	—	66 Ce	0,65	12	—
25 EL 1	0,5	11	—	67 Da	0,6	6	—
26 EL 2	0,5	8	—	68 Eb	0,4	2,5	—
27 EL 3; EL 11	0,15	7	—	69 Ec	0,25	2,5	—
28 EL 5	0,18	3,5	—	70 Ed	0,75	2,5	—
29 EL 6; EL 12	0,09	3,5	—	71 LK 4112	0,45	7	—
30 UBL 1	0,19	3,5	—	72 LK 4140	1,2	6	—
31 UL 12	0,1	2	80	73 LK 4200	0,8	7	—
32 UBL 21	0,2	3,5	—	74 RS 241	0,3	16	—
33 VL 1	0,5	8	—	75 RV 209	0,085	6	10
34 VL 4	0,17	4,5	—	76 RV 210	0,7	4	—
35 ABL 1; EBL 1	0,15	7	—	77 E 2b	0,07	6,5	—
36 L 497 D	0,6	3,5	—	78 E 2d	0,15	6	—
37 4699	0,18	8	—	79 E 3a	0,3	8	—
38 RD 12 Te	0,4	10	—	80 E 707	2	11	—
39 RD 12 Tf	0,1	10	—	81 F 410	0,7	7	—
40 LK 4100	1,3	27	—	82 4654	0,17	3,5	—
41 L 491 D	1,2	14	—	83 4683	2	3	—
42 LK 4111	1,5	6,4	—	84 4689	0,09	5	—
43 P 2000	0,5	30	20	85 4694	0,15	7	—

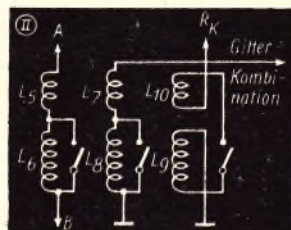
Wickeldaten für die Spulenkörper:

	L ₁	L ₂ ; L ₇	L ₃	L ₄ ; L ₈	L ₅	L ₆	L ₉	L ₁₀
Siemens H-Kern	14	56	45	184	28	100	25	12
Siemens Haspelkern	16	64	50	204	32	102	40	14
Dralowid Würfel	12	78	30	228	40	100	36	14
Draloperm Topf	12	58	45	182	29	90	30	12
Draloperm Garnrolle	10	69	50	219	35	110	30	12
Görler F 201	23	72	50	225	35	115	20	10
F 202	20	63	45	204	33	105	18	10
F 272	20	72	45	228	36	114	25	12
Nesold Garnrolle	19	76	60	252	35	125	42	16
Vogel-4-Kammerkern	20	96	85	320	45	150	50	20
Topfkern MV 311	20	66	50	210	32	105	30	12

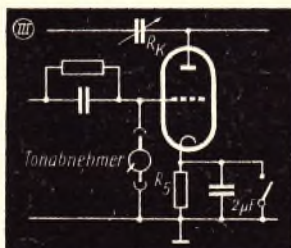
In der obenstehenden Tabelle sind die Wickeldaten für einige Spulenkörper zusammengestellt. Die einzelnen Spulen werden wie folgt jeweils zusammen auf einen Kern gewickelt: Mittelwelle L₁, L₂ bzw. L₃, L₇, L₁₀, Langwelle L₃, L₄ bzw. L₆, L₈, L₉.



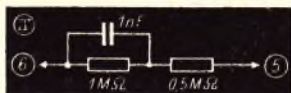
Wickelschema für den HF-Trafo



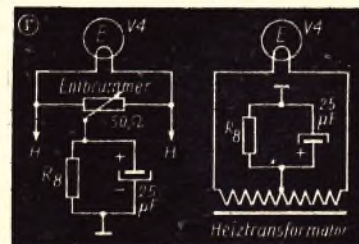
... für den Audion-Trafo



Anschaltung des Tonabnehmers in der Audionstufe



Gegenkopplungsschaltglieder



Gitterspannungserzeugung bei direkt geheizten Endröhren

Stufe statt der gezeichneten Siebenpolröhre nur eine Vierpolröhre, z. B. RENS 1204, eingesetzt ist: ein Bremsgitter ist bei dieser Röhre nicht vorhanden und kann also nicht an die Katode angeschlossen werden. Ein Gitter 3 ist in der RENS 1204 ebenfalls nicht vorhanden, kann also auch nicht an Masse gelegt werden. Bleibt nur das einzige Schirmgitter dieser Röhre übrig, das dann eben mit R_3 und R_4 verbunden wird. Aus dieser Erläuterung ist zu ersehen, unter welchen Voraussetzungen das Schaltbild und die Tabellen entworfen wurden. Dabei wurden für die einzelnen Stufen nur diejenigen Röhren aufgeführt, die man vernünftigerweise dort verwenden wird.

HF-Teil

In der HF-Stufe wurde eine Unterteilung in normale und Regelröhren vorgenommen. Bei letzteren erfolgt die HF-Lautstärkenregelung durch den Regelwiderstand R_4 , während bei normalen Röhren P_1 hierfür vorzusehen ist. Eine HF-Lautstärkenregelung empfiehlt sich deshalb, damit bei starken (Orts-) Sendern das nachfolgende Audion nicht übersteuert wird. Unliebsame Verzerrungen können sonst die Folge sein. Zur Abstimmung ist ein Drehkondensator von 500 pF vorgesehen. Die angegebene Spulentabelle gilt für diese Kapazität und ermöglicht die Erfassung der Wellenbereiche von 200...600 und ca. 800...2000 m. Das Wickelschema zeigt, wie die entsprechenden Spulen anzuschließen sind.

A-Teil

Im Audion können mit Ausnahme der Dioden praktisch alle vorkommenden Röhren verwendet werden. Wie bereits gesagt, wird man jedoch keine starken Endröhren hierin einsetzen. Bei Dreipolröhren entfällt selbstverständlich der Schirmgittervorwiderstand mit dem dazugehörigen Kondensator. Einige Typs der Dreipolröhren eignen sich auf Grund ihres kleineren Innenwiderstandes nicht für eine Widerstandskopplung. Bei diesen ist dann ein NF-Transformator vorzusehen, der dann in der zwischen NF- und Endstufe skizzierten Weise auch zwischen Audion und NF- bzw. Endstufe angeschlossen wird. Hierbei entfällt im Audion der Widerstand R_A und im NF-Teil der Koppelkondensator C_K in derjenigen Stufe, die auf den NF-Transformator folgt. Die für verschiedene HF-Eisenkerne zusammengestellten Wickeldaten gelten bei einem Abstimmkondensator von 500 pF für die oben angegebenen Wellenbereiche. Das Wickelschema II gibt die Anschlüsse der gleichsinnig aufgebrauchten Wicklungen. Wenn keine HF-Stufe vorgesehen wird, so ist zu beachten, daß die Wickeldaten von L_1 , L_2 an Stelle von L_5 , L_6 auf den HF-Kern des Audion-Abstimmkreises aufzubringen sind, da die Antenne ja dann an den Audionkreis angeschlossen wird. Die Rückkopplung wird am Kondensator C_{RK} geregelt. Soll im Audion ein Tonabnehmer angeschaltet werden, so schaltet man das Audion nach Skizze III. Der Widerstand R_5 in dieser Skizze stellt dabei die notwendige Gittervorspannung für die Röhre V_2 ein, und er ist natürlich beim normalen Rundfunkempfang kurzzuschließen. Den Wert für R_5 entnimmt man der Tabelle für die Röhre V_2 .

NF-Teil

Ein NF-Vorverstärker ist nicht in jedem Gerät notwendig. Wenn jedoch als Endröhre eine Triode eingesetzt wird, so ist der Einbau eines Vorverstärkers ratsam, da das Audion meist nicht genügt, um eine Dreipol-Endröhre auszusteuern. Ein Tonabnehmer kann hier an die Punkte D und E angeschlossen werden. Das Potentiometer P_2 dient zur NF-Lautstärkenregelung, der nachfolgende Widerstand von 50 k Ω als HF-Sperrwiderstand. Wird für V_2 eine entsprechende Dreipolröhre eingesetzt, so kann auch hier wieder ein NF-Transformator verwendet werden. In diesem Falle ist der Widerstand R_6 und der Koppelkondensator C_K

ähnlich wie bei der Audionstufe zu entfernen. Bei den Röhren, die für eine Transformator-kopplung geeignet sind, ist dieses in der Spalte für den Widerstand R_6 angegeben. Bei Pentoden kann im Audion an Stelle von R_A und in der NF-Stufe an Stelle von R_6 auch eine NF-Drossel mit genügend großer Selbstinduktion (100...200 H) verwendet werden.

E-Teil

In der Endstufe gilt das für den Kondensator C_K Gesagte sinngemäß ebenfalls, wenn diese Stufe auch an einen NF-Transformator angeschlossen wird. Außerdem ist es möglich, die Schaltglieder des Gitterkreises im NF-Vorverstärker auch für die Endstufe zu verwenden und umgekehrt. Diese Änderung kann dann zweckmäßig sein, wenn nur ein Zweiröhren-Empfänger mit V_3 und V_4 gebaut werden soll. Ist V_3 also nicht vorhanden, so kann das Steuergitter von V_4 nach dem Schutzwiderstand R_5 an den Punkt 8 angeschlossen werden, und man hat dann die Möglichkeit einer NF-Lautstärkenregelung auch im kleinen Einkreis-Empfänger.

Für den Ausgangstransformator ist nur der Widerstandswert R_A angegeben, der durch den Anschluß des Lautsprechers bei 800 Hz erzielt werden soll. Handelsübliche Transformatoren haben im allgemeinen mehrere Anzapfungen, so daß sich wohl meistens ein geeignetes Anpassungsverhältnis einrichten läßt. Eine Gegenkopplung zwischen den beiden NF-Stufen kann mit den Schaltgliedern der Skizze IV eingebaut werden. Allerdings ist darauf zu achten, daß zwischen den beiden Stufen keine Lautstärkenregelung durchgeführt wird, da sich sonst der Gegenkopplungsgrad mit der Regelung ändert. Korrekturen der gegebenen Werte sind in der Praxis zu erwarten. Eine 9 kHz-Sperre wird an die Anode der Endröhre V_4 am Punkt 7 angeschlossen. Der Widerstand R_9 mit dem zugehörigen Kondensator dient zur Erzeugung der Gittervorspannung. Er wird bei indirekt geheizten Röhren an die Katode angeschlossen, während bei direkt geheizten Endröhren nach Skizze V geschaltet werden kann. In diesem Fall dürfen die Heizleitungen, die ja u. U. auch noch zu anderen Röhren gehen, keine Masseverbindung haben.

Netz-Gleichrichter

Ein wichtiger Punkt bei der Verwendung beliebiger Röhren ist der Netzteil. Da ja heute in der Regel kein Netztransformator verfügbar sein wird, ist im HF- bzw. A-Teil darauf zu achten, daß auf alle Fälle die Kondensatoren C_1 und C_2 eingefügt werden. Eine Netzleitung ist in den gezeichneten Schaltungen stets die Minusleitung des Empfängers, und die beiden Kondensatoren verhüten u. U. unliebsame Kurzschlüsse beim Anschluß der Erdleitung. Bei der Benutzung stärkerer Endröhren muß einerseits darauf geachtet werden, daß der Gleichrichter die erforderliche größere Stromstärke (z. B. für eine LS 50) liefern kann, und daß andererseits auch die Siebkette ausreicht. Werte wurden für die Netz-drossel und die Siebkondensatoren C_S nicht angegeben, da man ja heute meistens das einbauen wird, was verfügbar ist. Als Richtlinie für diese Teile kann gelten, daß die Siebdrossel eine möglichst große Selbstinduktion (10...30 H) und einen möglichst geringen Gleichstromwiderstand (max. etwa 1000 Ω) besitzen soll, während für die Kondensatoren tunlichst recht große Kapazitätswerte einzusetzen sind. Der Kondensator C_N verhindert eine manchmal auftretende Brummodulation durch den Gleichrichter. Es muß natürlich nicht unbedingt im Schema AGL ein Trockengleichrichter verwendet werden und im Schema WGL eine Gleichrichterröhre, es kann auch genau umgekehrt sein, wenn für die Serienheizung eine geeignete Gleichrichterröhre zur Verfügung steht.

Es wurden zwei Schaltungen für den Netzteil angegeben: der Block AGL für einen Allstrom-

betrieb und der Block WGL mit einem Transformator für reinen Wechselstrombetrieb. Bei dem Transformator wurden nur die Wicklungen gezeichnet, die für einen Heiztransformator vorzusehen sind. Es ist natürlich möglich, auch einen vollständigen Netztransformator zu benutzen, und die Wicklung P ist dann eben die sec. Wicklung für die gleichzurichtende Anodenspannung, während die Netzwicklung so angeschlossen wird, wie es bei dem jeweilig gegebenen Transformator notwendig ist. Die im Block WGL angegebenen Empfängerröhren sind nur als Beispiel gedacht, um zu zeigen, daß die Versorgung mit Heizspannung verhältnismäßig einfach ist, wenn im Wechselstrombetrieb ein besonderer Heiztransformator vorgesehen werden kann. Wie im Schema WGL angegeben ist, muß bei Verwendung einer direkt geheizten Gleichrichterröhre eine getrennte Heizwicklung vorhanden sein, da die Heizfäden der anderen Röhren, wie gezeichnet, einpolig an Masse gelegt werden, während die Katode der Gleichrichterröhre stets den positiven Pol der Anodenspannung darstellt.

Schwieriger ist das Heizungsproblem, wenn kein Transformator verwendet werden kann. Für diesen Fall des Allstrombetriebes nach der Schaltung AGL kommen nur Röhren in Frage, deren Heizstrom nicht über 200 mA beträgt, da sonst der Betrieb zu unrentabel wird, d. h. der Vorwiderstand zuviel Wärme erzeugt. Hierbei ist die Reihenfolge der Röhren zu wählen, daß der Heizfaden der Audionröhre stets mit Masse verbunden wird.

Im Block AGL ist ebenfalls eine beliebige Zusammenstellung als Beispiel gewählt. Um die notwendigen Vor- und Nebenwiderstände zu bestimmen, ist die Kenntnis des ohmschen Gesetzes Voraussetzung, und man geht in folgender Weise vor: den höchsten Heizstrom der gezeichneten Röhren hat die EBC 3 mit 0,2 A. Dieser Strom muß im ganzen Heizkreis fließen. Es sind deshalb Nebenwiderstände (Shunts) für die anderen Röhren notwendig. Diese werden mit der jeweiligen Heizspannung und dem — gewissermaßen noch fehlenden — Strom nach dem ohmschen Gesetz errechnet. Die VF 14 verbraucht 50 mA Heizstrom. Der Nebenwiderstand muß also bei einer Spannung von 60 V noch 150 mA fließen lassen, und es ist

$$W_2 = 60/0,15 = 400 \Omega$$

Für die UF 11, bei der noch 100 mA Heizstrom fehlen, ist entsprechend:

$$W_1 = 15/0,1 = 150 \Omega$$

und für die LD 2 gilt:

$$W_3 = 12,6/0,02 = 630 \Omega$$

Diese Nebenwiderstände werden jeweils parallel zum Heizfaden der entsprechenden Röhre geschaltet, wodurch im ganzen Heizkreis ein Strom von 0,2 A fließt. Man zählt jetzt sämtliche Heizspannungen zusammen:

$$60 + 15 + 6,3 + 12,6 = 93,9 \text{ Volt.}$$

Beträgt die Netzspannung 220 V, so sind durch den gemeinsamen Vorwiderstand R_H noch $220 - 94 = 126$ Volt zu vernichten. Der Heizstrom war mit 0,2 A gegeben, und man erhält als Vorwiderstand

$$R_H = 126/0,2 = 630 \Omega$$

Die in den einzelnen Widerständen umgesetzte Leistung berechnet man aus dem Produkt von dem im Widerstand fließenden Strom und der anliegenden Spannung. Für R_H gilt also:

$$P_{RH} = 126 \times 0,2 = 25,2 \text{ Watt}$$

Entsprechend für die anderen Widerstände:

$$N_{W1} = 1,5 \text{ W, } N_{W2} = 9 \text{ W, } N_{W3} = 0,25 \text{ W}$$

Es wurden absichtlich zwei völlig beliebige Röhrenzusammenstellungen angegeben, um zu zeigen, daß man auch heizungsmäßig vollkommen verschiedene Röhren in einem Empfänger vereinigen kann. Bei der Serienheizung ist natürlich Vorsicht geboten, da nicht alle Röhren in dieser Weise verwendet werden können. Wo es irgend zugänglich ist, wird man deshalb einen Heiztransformator vorsehen.

Schwingkreisprüfer praktisch ausgeführt

In Heft 10/47 der Funktechnik wurden von C. Möller Schaltungen von Schwingkreisprüfern behandelt, aber keine praktische Ausführungsform angegeben. Hierin soll das Nachfolgende ergänzend wirken:

In der Abb. 1 wird das Instrument „I“ (etwa 1 mA Vollausschlag) über eine bis zu 0,8 m lange, zweifadrig und außen geschirmte Leitung „L₁“ angeschlossen^{*)}. Das Instrument wird so geschuntet, daß sein Vollausschlag nunmehr bei 3 mA erfolgt. Der Querwiderstand liegt innerhalb des Prüfgerätes. Auf eine Grundplatte von 290×140 mm sind alle Teile unterzubringen, auch wenn ältere, umfangreiche Drosseln, Kondensatoren usw. zu verwenden sind. Die Abb. 1 zeigt außerdem, daß auf kleine Abstimmungskreise ebenfalls verzichtet werden mußte. Der Abstimm-drehko ist ein alter, großer Luftdrehko (500 cm). Die Mittelwellenabstimmungspule ist ein Hartpapierrohr von 40 mm ø mit 100 Wdg. Für Langwelle ist die Wabenspule „L_w“ mit etwa 250 Windungen eingebaut.

Der Trafo ist ein alter Netztrafo mit zusätzlich angebrachter 12 V-Wicklung. (Es wurden 120 Wdg zugewickelt.) Drahtstärke von 0,44 ist völlig ausreichend, da für zwei RV 12 P 2000 nur 0,15 A Heizstrom gebraucht werden.

^{*)} Die Abschirmung ist hier aber nicht notwendig, wenn die Anode von V₂ durch 1000 pF mit Masse verbunden wird.

Die Schaltung ist die gleiche wie in FUNK-TECHNIK Heft 10/47, Abb. 3, angegeben. Die dort gewählten Zeichen und Nummern wurden auch in den zugehörigen Abbildungen beibehalten. Es wurden zwei RV 12 P 2000 verwandt. V₁ als Triode geschaltet. Die Gleichstromversorgung sichert eine RGN 1064. Es stehen ca. 300 Volt am Ladekondensator des Netzteilers.

Alles, was nun innerhalb des Strichfeldes der Abb. 3 liegt, ist in dem anklammerbaren Meßkörper der Abb. 2 vereint. Dieser Meßkörper stellt die wichtigste Neuerung dar. Der Körper „a“ ist ein handelsüblicher, ausgebauter Zwischensockel. Es kann auch jedes beliebige andere Hartpapierrohr genommen werden. Hineingesteckt wurde ein Heeresröhrensockel mit Röhre. An den Sockel führen über Kabel L₂ 5 Leitungen heran. Es genügt natürlich auch eine Verflechtung von 5 Stück Gummladern, wenn kein fünfadriges Kabel auftreibbar ist^{*)}. Der Röhrensockel wird im Hartpapierrohr festgekittet unter Verwendung von Gummlabstandstreifen. Als Kitt muß säurefreier, gut isolierender Kitt, z. B. „Uhu“, verwendet werden. Der Sockel mit der hindurchsteckenden Gitterkappe der Heeresröhre schaut oben heraus. Ein Heeresröhrensockel hat oben 3 Nietlöcher. In zwei dieser Löcher werden zwei kleine Abstandstücke mit Hals

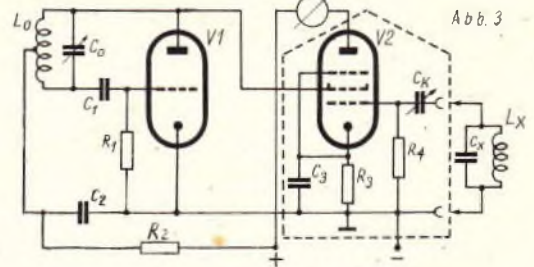
eingenietet. Sie werden die Tragstützen der Gitterkondensatorplatte „C“ des Ankopplers „CK“. Darunter liegt der Widerstand R₄ verdeckt angeordnet. Er ist in I-Rohr gebettet und einseitig mit „C“ bzw. der Gitterfahne verbunden. Die Gegenplatte des Kopplers „C_k“ ist schwenkbar um den Stift „C“ angeordnet. Der Stift „C“ ist mit M3-Gewinde als isolierter Stehbolzen im Heeresröhrensockel befestigt. Zu diesem Zweck wurde die dritte noch freie Nietbuchse im Sockel ausgebohrt und mit M3-Gewinde

^{*)} Die Leitung zum Schirmgitter von V₂ muß in diesem Falle abgeschirmt werden.

versehen. Diese Kleinarbeit kann jeder Uhrmacher oder Mechaniker ausführen, wenn eigene Werkzeuge nicht vorhanden sind. Die ganze Sockeleinheit „a“ ist nun mit einem angebauten Al-Boden mit der Klammer K verschraubt. Die Klammer hat Nullpotential, sogenannte „Akkuladeklammer“.

An der Klammer „K“ sind die Kammer-röhren 11 und 12 angelötet. Sie sind aus Weißblech gefertigt und nehmen den Katodenwiderstand R₃ und den Katodenkondensator C₃ auf.

Die praktische Arbeitsweise dürfte klar sein. Man klammert das Maul der Klammer „K“ an das Chassis des Gerätes und



kann nun auf kürzestem Wege über L₀ den Koppler „C_k“ an den Meßkreis anklammern. Auf diese Weise sind immer auf kürzestem Wege ohne Spulenausbau die entlegensten Anschlußpunkte zu erreichen. Dipl. Chem. W.-Paul Beihl

NACHRICHTEN DER ELEKTRO-INNUNG BERLIN

Fortbildungskurse für Gesellen des Elektrohandwerks
(Elektro-Installation, Elektro-Maschinenbau, Elektro-Mechanik und Rundfunk-Mechanik)

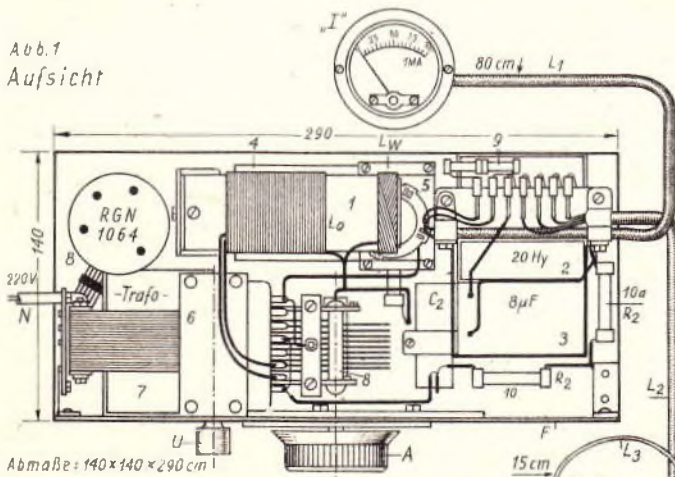
Die Elektro-Innung Berlin beabsichtigt an ihrer Fachschule mit Beginn des neuen Semesters (Anfang Oktober 1948) einen Lehrgang einzurichten, der die Gesellen der oben genannten Berufszweige für die Meisterprüfung theoretisch vorbereiten soll. Die an der Fachschule des Elektrohandwerks bereits laufenden Kurse zur Vorbereitung auf die Meisterprüfung in den vier Berufszweigen sollen dadurch nicht unmittelbar ersetzt, sondern untermauert werden. Die neben den halbjährlichen Vorbereitungskursen auf die Meisterprüfung neu beginnenden Lehrgänge erstrecken sich über 2 Semester. Der Unterricht findet wöchentlich einmal mit 3 Stunden statt. Die Teilnahme an diesen Lehrgängen wird nicht von bestimmten Voraussetzungen abhängig gemacht und ist jedem am Elektrohandwerk Interessierten erlaubt. Die Teilnehmergebühr stellt sich für ein Semester auf M 65,-.

Interessenten für die Teilnahme an diesen Lehrgängen wollen sich spätestens bis zum 15. 9. auf der Geschäftsstelle der Elektro-Innung, Berlin SW 29, Blücherstr. 31, melden.

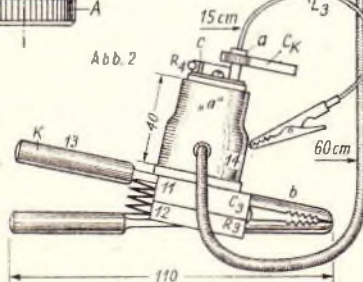
Vorbereitungskurse auf die Gesellenprüfung im Elektroinstallations- und Rundfunkmechaniker-Handwerk

Die Elektro-Innung Berlin beabsichtigt Anfang Oktober d. J. wieder einen Vorbereitungskursus auf die Gesellenprüfung im Elektroinstallations- und Rundfunkmechaniker-Handwerk für diejenigen Hilfsmonteurs usw. durchzuführen, die eine reguläre dreijährige Lehrzeit nicht absolviert haben und auf dem Ausnahmewege zur Gesellenprüfung zugelassen werden können. Die Voraussetzung für die ausnahmsweise Zulassung zur Gesellenprüfung dieses Personenkreises ist eine mindestens fünfjährige praktische Tätigkeit in einem der beiden genannten Handwerkszweige. Der Lehrgang läuft ein halbes Jahr und findet wöchentlich einmal statt. Die Kursgebühr beträgt 65,- M. Bewerber zur Teilnahme an diesem Kursus melden sich auf der Innungsgeschäftsstelle, Berlin SW 29.

Abb. 1
Aufsicht



Nr.	Gegenstand
1	Spule L ₀
2	Drossel
3	Elyt 8 μ F
4	Kondensator 8 μ F
5	Socket RV 12 P 2000
6	Schalter
7	Trafo Netz 220 V ~
8	Abstimmung
9	Widerstand: 500 Ω
10	Widerstand: 100 K Ω
11	Kondensator C ₃
12	Widerstand R ₃
13	Klammer
14	Zwischensockel



DER ELEKTROMEISTER

Freiluft-Schaltanlagen

Ausführungsformen

(Forts. aus FUNK-TECHNIK Bd. 3, S. 404)
Das Ursprungsland der Freiluftanlagen ist Nord-Amerika, wo wohl auch die größte Zahl von Bauformen vorzufinden ist und alle Witterungsverhältnisse, die wir in Europa kennen, anzutreffen sind. Zunächst fallen die recht ansehnlichen Höhen der Gerüstkonstruktionen auf. Neben dieser hohen Bauform kommen als extreme Gegenstücke flach auf den Boden gestellte Anlagen mit Rohren als Verbindungsleitungen vor. (Abb. 2) Aufbau und Leitungszug solcher 220-kV-Anlagen sind infolge des oft angewandten Zwei-Leistungsschalterverfahrens überraschend einfach (Abb. 3 erläutert den Unterschied zwischen Ein- und Zwei-Schalterausführung). Außer den beiden erwähnten Extremen gibt es alle möglichen Bauweisen von der überdachten bis zur gekapselten Freileitungsanlage. Rußland hat im Knotenpunkt großer Energiegebiete das System des Zwei-Leistungsschalterverfahrens bevorzugt,

während in allen übrigen Anlagen meist nur die Möglichkeit vorgesehen wurde, später auf dieses Verfahren überzugehen. Eine solche Anlage zeigt Abb. 4.

England entwickelte neben der Hochbauform metallgekapselte Freiluftanlagen für Spannungen bis 132 kV. Das Gußgehäuse ist hierbei in mehrere Kammern geteilt, die mit Öl, das zum Teil unter einem Druck von etwa 15 kg/cm² steht, gefüllt wird.

Frankreich baut leichtere, aufgelockerte Außenstationen, wobei Gitterkonstruktionen mit hochstrebenden Mittel- und angegliederten Seitenteilen bevorzugt werden (Abb. 5). Weit verbreitet ist auch die in Abb. 6 dargestellte Phasentrennung, bei der jede einzelne Phase ihr eigenes Gerüst erhält.

In Deutschland ging man erst im Jahre 1922 zögernd an den Bau von Freiluft-Schaltanlagen, wobei man sehr bald erkannte, daß hohe Gerüstkonstruktionen den deutschen Verhältnissen

wenig entsprechen und eine platzsparende Hochbauform nur in Sonderfällen bei Geländenot zu rechtfertigen ist. So ging die deutsche Freiluft-Bau-technik mit ihrer Flachbau-, der halbhohen- und der Hochbauform bald eigene, neuartige, grundsätzlich von den Vorgängern des Auslandes abweichende Wege. Das wesentliche Merkmal dieser Bauformen besteht in der verschiedenen

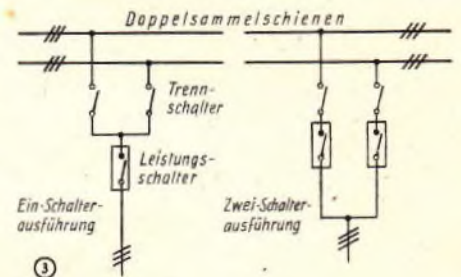


Abb. 3. Unterschied zwischen Ein- und Zwei-Schalter-Ausführung

Höhen-Anordnung der Trennschalter über dem Erdboden. Bei der Flachbauform werden die Trennschalter etwa 0,5 ... 1,0 m über dem Erdboden angeordnet, während sie bei der halbhohen Bauform auf etwa 2 m hohen Tischen stehen. Die in Sonderfällen angewandte T-Mastbauweise sah als Hochbauform eine Montage der Trennschalter in etwa 6 m Höhe über dem Erdboden vor.

Die Flachbauform hat sich in der Praxis nicht ganz durchsetzen können, da die niedrige Aufstellung der Trennschalter das Festfrieren der Schaltergestänge begünstigt. Eine Aufstellung solcher Bauweisen ist deshalb nur in Gegenden mit verhältnismäßig mildem Klima vertretbar.

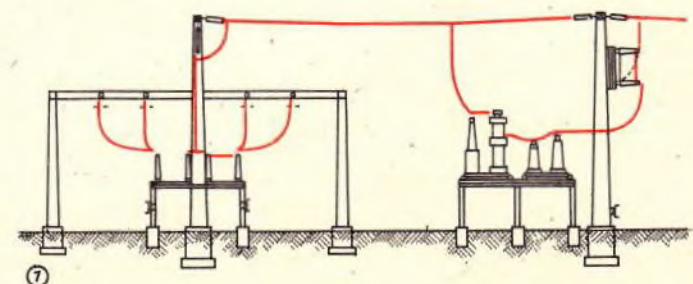
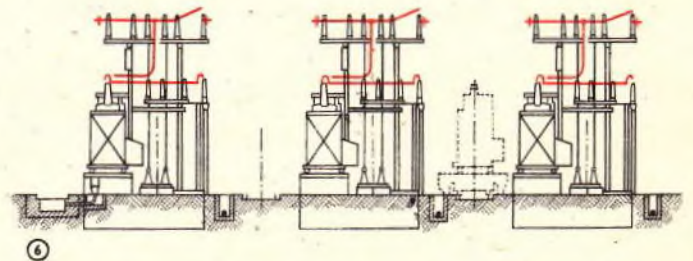
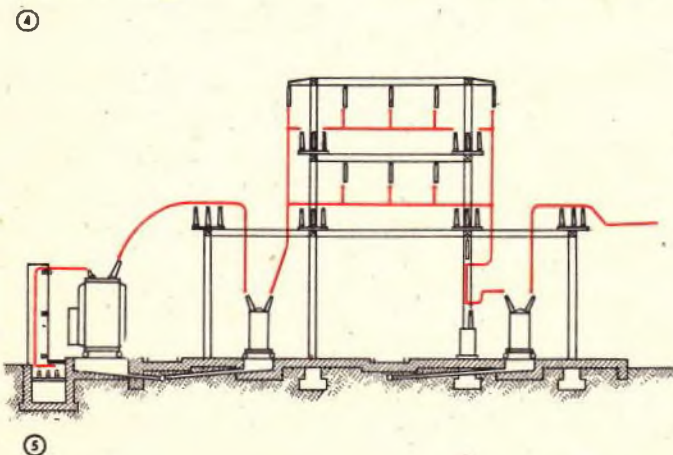
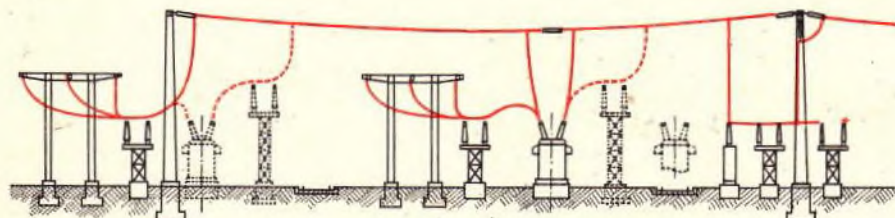
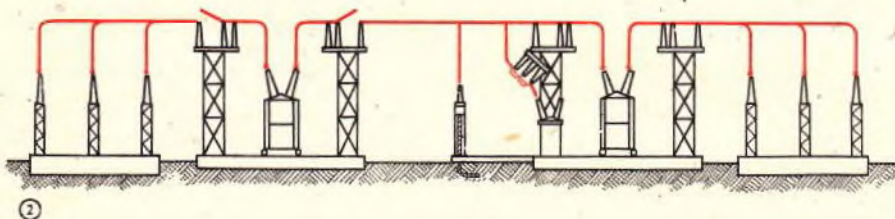


Abb. 2. Flachbauform in Rohrleitern mit zwei Leistungsschaltern je Abgang. Abb. 4. Aufbau mit Einordnungsmöglichkeit des Zweileistungsschalterverfahrens. Abb. 5. Hochbauform mit übereinander angeordneten Doppelsammelschienen. Abb. 6. Phasentrennte Umschalteranlage. Abb. 7. Halbhohes Mittelmastbauweise mit Expansionschaltern (Einphasenanlage)

Die häufigste Anwendung fand die in Abb. 7 u. 8 dargestellte halbhohere Bauform, welche für Öl- und ölose Schalter in gleicher Weise geeignet ist, und deren Bauweisen auch heute oft bevorzugt werden. (Abb. 9 zeigt den Übersichts-Schaltplan zu Abb. 8.) Die als Mittelmastbauweise näher gekennzeichnete Abbildung 7 zeigt in Abweichung von der reinen halbhohen Grundform hochgesetzte Abgangstrennschalter. Als besonderer Vorteil der halbhohen Bauform ist es anzusehen, daß alle spannungsführenden Teile einer zufälligen Berührung entzogen und die wichtigen Hilfsorgane der Schalter trotzdem vom Boden aus gut zugänglich und leicht zu kontrollieren sind.

Zur halbhohen Bauform gehört auch die sogenannte Tandem-Bauweise, bei der die Sammelschienen-Trennschalter eines Abzweiges hintereinander in Richtung der Abzweigungsachse stehen, wie Abb. 10 zeigt. Da die Trennschalterstützer auch die Sammelschienen tragen, fallen besondere Sammelschienen-Portale mit Abspannketten fort. Hierdurch wird die Bauhöhe der Anlage niedriger, was sich bei Spannungen von über 110 kV als wünschenswert und vorteilhaft erweist. Allerdings wird die benötigte Grundfläche entsprechend größer. Bei Anlagen mit Mehrfach-Sammelschienen läßt diese Bauweise besonders günstige Lösungen zu. Nach der Tandem-Bauweise entstanden in den letzten Jahren die Freiluftanlagen mehrerer 220/110 kV-Umspannwerke, wobei mit Rücksicht auf das Einfühlungsvermögen der Bedienung für die verschiedenen Spannungen ein einheitlicher Aufbau gewählt wurde.

Die Hochbauform ist ohne Zweifel nur dort am Platze und berechtigt, wo durch eine zu kleine Grundfläche oder ungünstige Bodenverhältnisse, z. B. dicht bebaute Industriezentren oder enge Ge-

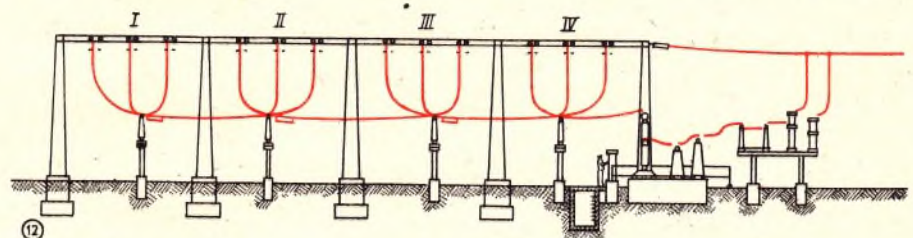
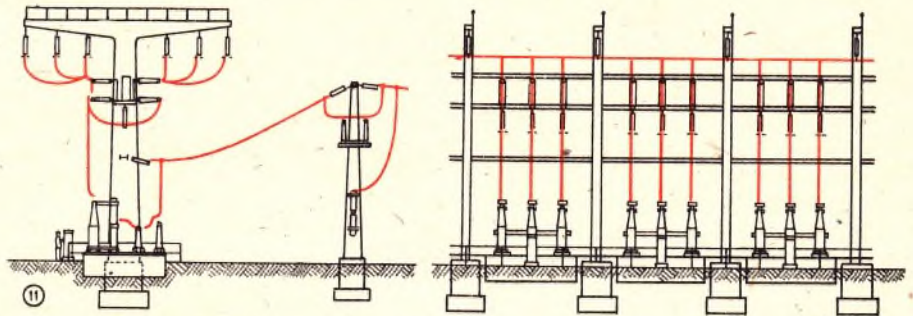
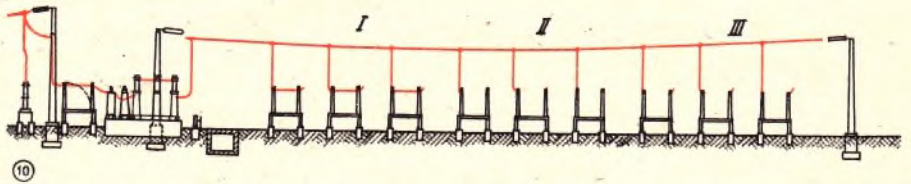
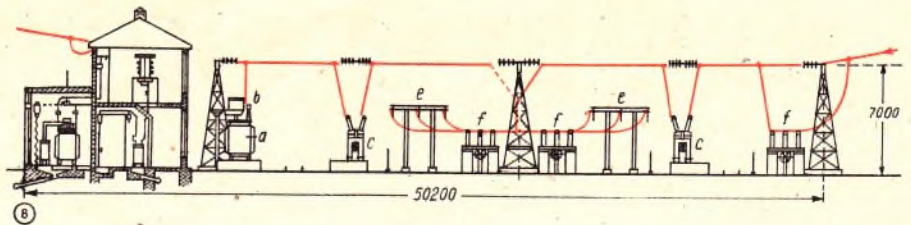


Abb. 8. Halbhohere Bauweise, Umspannwerk Sörnewitz. a Transformator, b Ausdehnungsgaß, c Öl-schalter, e Sammelschienen, f Trennschalter. Abb. 10. Tandem-Bauweise mit Dreifachsammelschienen. Abb. 11. T-Mast-Bauweise, Quer- und Längsschnitt. Abb. 12. Freileitungsschnitt mit Vierfachsam-melschiene in Kiellinienbauweise

Die Kiellinienbauweise

Außer besonderen Vorzügen besitzt sie alle günstigen Eigenschaften der halbhohen Bauform, als deren Vertreterin sie anzusehen ist. Ihren Namen erhielt sie nach der kiellinienförmigen Aufstellung der Sammelschienen-Trennschalter gleichen Systems in Richtung der Sammelschienen (Abb. 12). Bei dieser eisensparenden Bauweise werden vorwiegend bekannte und bewährte Konstruktionselemente des Freileitungsbaues, wie Seile, Freileitungsklemmen, Hängeketten und Abspannportale, verwendet. Da der Aufwand an Leitung und Isoliermaterial sehr gering ist, verringern sich die Fehlerquellen und die Reinigungsarbeiten. Die wenigen, leicht gehaltenen Portale und Geräteteile erfordern zu ihrer Gründung nur geringen Erdaushub und wenig Betonarbeiten, so daß die Bauzeiten entsprechend kurz werden. Die Leitungen zwischen den Sammelschienen und Ab-

gangsgeschirren werden ausschließlich von den Geräteklammern getragen, wodurch übersichtliche Leitungszüge entstehen. Als Sammelschienen sind Freileitungsselle zwischen Abspannketten gezogen.

Allgemeines

Die im vorstehenden Abschnitt enthaltenen Beschreibungen und Einschränkungen lassen erkennen, daß keine Bauweise sämtliche Möglichkeiten und orts- oder betriebsbedingte Forderungen universell und gleichzeitig ideal erfassen und erfüllen kann. Bei der Projektierung ist daher vor jeder Entscheidung genau zu prüfen, welchen örtlichen Verhältnissen und betrieblichen Forderungen Rechnung getragen und welche Bauform bzw. Bauweise hierfür am besten geeignet ist.

Um Freiluftanlagen vor Überspannungen durch atmosphärische Entladungen zu schützen, d. h. zu deren Ableitung sowie zur Erfassung von Erdschlußströmen ist es oft notwendig, mindestens empfehlenswert, Schutzgeräte einzubauen. Dagegen werden besondere Freiluft-Strom- und Spannungswandler überflüssig, wenn die Ölschalterdurchführungen auch zur Spannungsmessung nach dem Kondensatorprinzip herangezogen werden.

(Fortsetzung folgt)

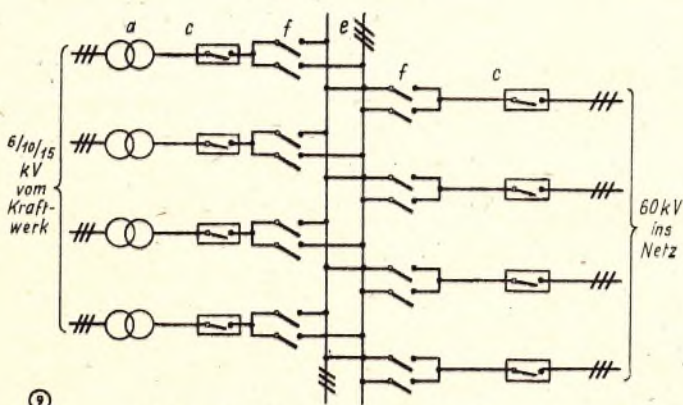


Abb. 9. Übersichts-Schaltplan zur Abbildung 8

birgstäler, die Aufstellung einer halbhohen Bauform oder einer Innenraum-anlage mit geringster Grundfläche unmöglich ist. Eine günstige Hochbauform für solche Zwecke stellt die T-Mastbauweise dar, für die, wie aus Abb. 11 ersichtlich ist, ein breitausladendes T das Kernstück der Anlage bildet. Diese Bauweise läßt noch am besten eine Erweiterung oder den Ausbau eines Reservefeldes während des Betriebes zu.

Absorptionsfrequenzmesser für Kurzwellen

Für jeden Amateur, der sich näher mit dem Gebiet der Kurzwellen ($\lambda = \text{ca. } 5 \dots 160 \text{ m}$) befaßt, ist der Besitz einer möglichst genauen Einrichtung zur Frequenzmessung ein wertvolles Hilfsmittel, für den Sendeamateur ein unbedingtes Erfordernis. Man kann die Messung nach dem Resonanz- oder nach dem Interferenzprinzip vornehmen.

Der Resonanzfrequenzmesser ist ein rein passives Gerät, d. h. er erzeugt keine HF-Schwingungen. Er besteht in seiner Grundform aus einem Schwingkreis, dessen Kapazität stetig, und dessen Selbstinduktion stufenweise je nach Frequenzbereich veränderbar ist. Dieser Schwingkreis wird mit dem Kreis des Gerätes, dessen Frequenz gemessen werden soll, also etwa einem Sender oder einem Empfänger, lose gekoppelt, und der Kondensator des Frequenzmesserkreises durchgedreht. Das Eintreten der Resonanzlage kann auf verschiedene Weise festgestellt werden: bei einem Sender beobachtet man als Kriterium eine kleine Änderung des Anoden- oder Gitterstromes. Bei einem Empfänger stellt man die Rückkopplung so ein, daß das Audion gerade schwingt. In der Resonanzstellung ist dann im Empfänger ein deutliches Knacken (Aussetzen der Schwingungen) zu hören. Ist die Kopplung zwischen Frequenzmesser und Empfänger zu fest, dann tritt der „Absorptionsknack“ an zwei Stellen auf.

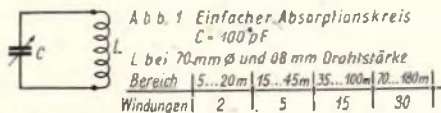


Abb. 1

Dies ist zu vermeiden, da dann die Ungenauigkeiten zu groß sind. Die Stromänderung bzw. das Knacken entsteht dadurch, daß der Resonanzkreis dem Gerät, dessen Frequenz bestimmt werden soll, Energie entzieht (absorbiert). Man nennt deshalb den Resonanzfrequenzmesser auch Absorptionsfrequenzmesser. Führt man mit einem derartigen Gerät Messungen an Sendern durch, so bringt man zweckmäßig am Frequenzmesser selbst einen Anzeiger der Resonanzlage an (Glühlampe, Glimmlampe oder Gleichstrommeßinstrument in Verbindung mit Detektor oder Röhre). Man bekommt dadurch Vorteile in bezug auf die Empfindlichkeit, Genauigkeit und Bequemlichkeit der Messung. Auch bei Messungen an Empfängern bestehen Möglichkeiten zu Verbesserungen, indem man entweder in den Anoden- oder Gitterkreis der Audionröhre ein Instrument von ca. 5 mA bzw. 0,1 ... 0,2 mA

Vollausschlag legt, und die Stromänderung bei Resonanz feststellt; oder man stellt bei der Messung der Frequenz eines im Empfänger zu hörenden Senders den schwingenden Empfänger nicht genau auf Schwebungsnull, sondern auf einen im Hörbereich liegenden Ton ein. Damit diese Verstimmung des Empfängers möglichst klein bleibt, wählt man den Ton möglichst tief (400 ... 800 Hz). Dreht man dann den Frequenzmesser durch die Resonanzlage, so tritt eine

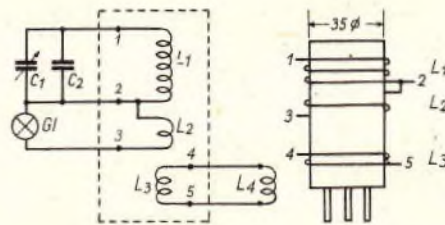


Abb. 2

$C_1 = 100 \text{ pF}$, $C_2 = 10 \text{ pF}$, $G_1 = \text{Glühlampe } 4\text{V} - 0,04\text{A}$
 $L_1 - L_2 - L_3$ auf Spulenkörper von 35 mm ϕ
 L_4 Ankopplungsspule von 50 mm ϕ

Abb. 2

Abb. 2a Ansicht des Standardgerätes (nach CQ Heft H. 1936)

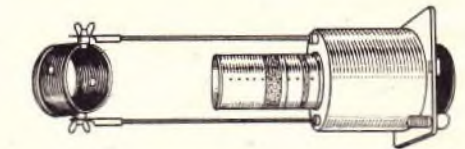


Abb. 2a

kleine Änderung der Tonhöhe ein. Diese ist wesentlich genauer als die Knackmethode. Die Genauigkeit eines Absorptionsfrequenzmessers liegt je nach Aufbau und Art der Feststellung der Resonanzlage bei ca. 0,5 ... 5 %. Er eignet sich daher nur für Grobmessungen. Man arbeite stets mit möglichst geringer Kopplung. Die Messungen sind eindeutig. Für Feinmessungen benötigen wir jedoch einen Interferenzfrequenzmesser.

In seinem abstimmbaren Schwingkreis werden durch eine rückgekoppelte Röhre Schwingungen erzeugt, die mit der zu messenden Frequenz zur Interferenz gebracht, also auf Schwebungsnull eingestellt werden. Hierbei lassen sich sehr

große Genauigkeiten erzielen. Da nicht nur die Grundfrequenz, sondern auch die Harmonischen zur Interferenz gebracht werden können, ist der Frequenzbereich wesentlich größer. Es besteht aber die Gefahr, daß man sich bei der Bestimmung der richtigen Harmonischen irrt. Die Größe der unbekannt Frequenz ist daher zunächst grob zu bestimmen. Da viele Amateure entsprechende Unterlagen über Schaltung und Bemessung derartiger Frequenzmesser nicht mehr besitzen, soll im folgenden eine Übersicht über verschiedene Möglichkeiten gegeben werden. In einem späteren Aufsatz sollen dann die Punkte behandelt werden, die auf die Genauigkeit Einfluß haben, und die ihre Konstanz bestimmen. Es sei jetzt nur kurz erwähnt, daß die zu verwendenden Einzelteile elektrisch und mechanisch hochwertig sein müssen. Das Gerät selbst ist mechanisch sehr stabil aufzubauen. Einzelteile, die Wärme abgeben, wie Röhren und Netztransformatoren usw. sind von den Elementen des Schwingkreises möglichst entfernt zu halten, um Frequenzänderung durch Temperatureinfluß klein zu halten. Wichtig ist auch eine gute Skala, deren Feintrieb ohne toten Gang arbeiten und Noniusablesung haben soll. Die Abb. 1 zeigt den einfachsten Frequenzmesser dieser Art, einen Absorp-

tionkreis. Der Aufwand ist sehr klein. Die Spulen können als Steckspulen auswechselbar oder mit einem einfachen Stufenschalter umschaltbar ausgeführt werden. Man bringt dabei die für den gewünschten kleinsten Frequenzbereich notwendige Windungszahl auf. Für die höheren Frequenzbereiche werden die entsprechenden Windungen angezapft. Bei der angegebenen Verteilung bekommt man in jedem Bereich zwei Amateurbänder.

Die Standardschaltung Nr. 8 des ehemaligen DARD ist in Abb. 2 dargestellt. Ein besonderer Vorteil dieses Gerätes besteht in der getrennten Ankopplungsspule L_4 . Sie wird an den Enden zweier Zuleitungsstäbe drehbar angebracht

Wickeldaten

Bereich MHz	L_1	Abstand $L_1 - L_2$	L_2	Abstand $L_2 - L_3$	L_3	L_4
2,6 ... 8,0	35,5 Wdg. 0,8 ϕ	3 mm	2,5 Wdg. 0,8 ϕ	5 mm	7,5 Wdg.* 0,5 ϕ	4,5 Wdg. 0,5 ϕ
5,0 ... 12,5	13,5 Wdg. 0,8 ϕ	5 mm		5 mm	7,5 Wdg. 0,5 ϕ	
12,0 ... 28,0	5,5 Wdg. 0,8 ϕ	5 mm		5 mm	6,5 Wdg. 0,5 ϕ	
22,4 ... 45,0	2 Wdg. 1,0 ϕ	10 mm		10 mm	5,5 Wdg. 0,5 ϕ	

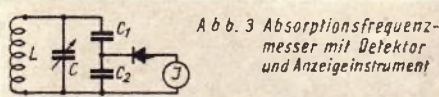


Abb. 3 Absorptionsfrequenzmesser mit Detektor und Anzeigeelement

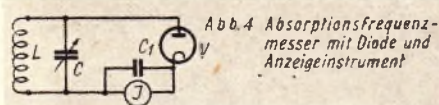


Abb. 4 Absorptionsfrequenzmesser mit Diode und Anzeigeelement

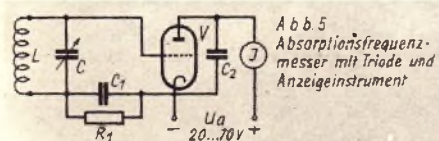


Abb. 5 Absorptionsfrequenzmesser mit Triode und Anzeigeelement

$C = 50 \mu\text{F}$, $C_1 = 100 \mu\text{F}$, $C_2 = 1000 \mu\text{F}$, $L =$ siehe Abb. 4, $R_1 = 10 \dots 30 \text{ M}\Omega$, $J = 0,2 \dots 2 \text{ mA}$ (s. Text) $V =$ Triode (s. Text)

Spulentafel

Bereich (MHz)	Körper \varnothing (mm)	Wdg.-Länge (mm)	Draht- \varnothing (mm)	Windungszahl
44 ... 84	50	25	4	2
23 ... 44	50	50	4	5
12 ... 23	50	50	2,5	9
6,7 ... 12	50	50	1,5	17
3,4 ... 6,7	50	50	0,8	31
1,8 ... 3,4	50	50	0,5	62
0,95 ... 1,8	50	50	0,3	114

(Abb. 2a), so daß man auch an schwer zugängliche Schwingkreise herankommen kann. Die Spulen L_1, L_2, L_3 sind für jeden Bereich auf einen gemeinsamen Steckspulenkörper gewickelt. Verwendet man das Gerät nur zur Messung an Empfängern, so kann die Glühlampe wegleiben.

Abb. 3 bringt das Prinzipschaltbild eines Frequenzmessers mit Detektor und Anzeigeelement. Letzteres ist ein möglichst empfindliches Gleichstrommeßgerät mit 0,1 ... 0,5 mA Vollausschlag. Für größere Empfindlichkeiten kann man vorteilhaft ein Galvanometer verwenden. Der Detektorkreis ist zur Verringerung der Dämpfung des Schwingkreises über einen Spannungsteiler C_1-C_2 lose angekoppelt. An Stelle des Detektors ist auch ein Sirutor verwendbar.

Einen Frequenzmesser unter Verwendung einer Diode zeigt Abb. 4. Für normale Ansprüche genügt eine der im Rundfunkbetrieb üblichen Dioden wie AB 2, CB 2, KB 2 o. ä. Bei Arbeiten auf höheren Frequenzen ist die Verwendung einer für UKW-Betrieb geeigneten Diode zweckmäßiger. Es sind dies z. B. SA 100, RCA 955 oder Röhren der ehemaligen Wehrmacht wie LG 1, LG 2 usw. Notfalls kann auch eine Triode oder sonstige Mehrgitterröhre durch Zusammenschalten der übrigen Gitter mit der Anode benutzt werden. Zur Speisung des Heizfadens der Röhre kann eine kleine Heizbatterie in den Frequenzmesser eingebaut werden. Man bekommt dann ein Gerät, welches vielseitig und unabhängig verwendbar ist. Der Normalfall wird jedoch die Speisung aus einem Netztransformator sein. Aber auch ein Betrieb über einen Vorschaltwiderstand oder bei Wechselstrom über einen Vor-

schaltkondensator ist möglich; wobei dann allerdings eine galvanische Verbindung des Gerätes mit dem Lichtnetz vorhanden ist. Bei geringeren Ansprüchen an Genauigkeit und Empfindlichkeit kann das Instrument einen Vollausschlag bis max. 2 mA haben, die Dämpfung des Kreises ist dabei größer. Günstiger in bezug auf Empfindlichkeit und Genauigkeit der Messungen arbeitet ein Gerät mit einer Triode in Audionschaltung nach Abb. 5. An Röhren kommen in Frage AC 2, CC 2, KC 1, LD 1, SD 1 A, RCA 955, P 2000 usw., wobei Mehrgitterröhren als Trioden zu schalten sind. Für die Frage der Röhrenheizung gilt das oben Gesagte entsprechend. Die Anodenspannung braucht nicht groß zu sein, so daß auch hier die Möglichkeit besteht, durch Batteriebetrieb ein unabhängig verwendbares Gerät zu schaffen. Der Anodenstrom beträgt max. einige mA, oft weniger. Bei Verwendung eines empfindlichen Instruments (0,2 mA Vollausschlag) kann es zweckmäßig sein, durch den Einbau eines zusätzlichen veränderbaren Heizwiderstandes eine leichte Einstellbarkeit auf einen bestimmten Anodenruhestromwert für einen empfindlichen Arbeitspunkt der Röhre herzustellen. Bei einer normalen Anodenspannung von ca. 50 V ist meist der Anodenruhestrom größer als 1 mA. Verwendet man nun ein Instrument mit 0,2 mA Vollausschlag, so ist entweder eine Kompensation einzuführen oder das Instrument zu shunten. Man kann aber auch die Anodenspannung herabsetzen, um einen kleinen Anodenstrom zu bekommen. Nur fällt dann auch oft die Empfindlichkeit ab. Es ist zweckmäßiger, durch Verringerung des Heizstromes die Emission herabzusetzen. Diese Verhältnisse hängen aber von der Röhre ab. Für die RCA 955 sind am besten bei $U_a = 20 \dots 25$ Volt mittels des Heizstroms 0,2 mA Anodenruhestrom einzustellen. Da die Röhre als Audion arbeitet, sinkt beim Auftreten einer Gitterwechselspannung der Anodenstrom. Der Komplex C_1-R_1 kann auch wie üblich direkt vor das Gitter geschaltet werden.

Eine Schaltung mit einer Kompensation des Anodenruhestromes zeigt Abb. 6. Das Instrument soll dann möglichst empfindlich gewählt werden (ca. 0,2 mA Vollausschlag). Die Größe der Potentiometer im Anodenkreis hängt von der Röhre und ihren Arbeitsverhältnissen ab; man bestimmt die Werte am besten durch Versuch.

Bei diesen Röhrenschaltungen kann zusätzlich in Reihe mit dem Instrument ein Kopfhörer geschaltet werden, am besten über einen NF-Transformator, um die Modulation oder den Ton eines Senders abzuhearschen. Derartige Geräte eignen sich auch zur Durchführung von relativen Feldstärkemessungen und zur Aufnahme von Diagrammen von Sendeantennen. Nötigenfalls kann man dabei eine kleine Stabantenne über einen kleinen Kondensator an das heiße Ende des Schwingkreises ankoppeln. Entfernt man die Selbstinduktion L , so kann das Gerät als einfaches Röhrenvoltmeter be-

nutzt werden. Den Gitterkomplex schaltet man dann am besten wie in Abb. 6. Falls keine Batterien verwendet werden, so erzeugt ein einfaches Netzgerät die Anodenspannung. Als Gleichrichter genügt infolge des geringen Strom- und Spannungsbedarfes ein kleiner Trockengleichrichter, eine zur HF-Gleichrichtung benutzte Diode (z. B. AB 2); eine alte Triode tut es auch. Die Verwendung eines Netztransformators zwecks Trennung vom Netz ist zweckmäßig, es geht aber auch ohne. Ein entsprechend für Allstrom geeignetes Netzgerät zeigt Abb. 7. Beschränkt man sich beim Betrieb auf die Anzeige des Instrumentes, so braucht man keine besondere Siebkette einzubauen, der Ladekondensator genügt. Benutzt man aber das Gerät zusätzlich zum Abhören des Senders, so füge man eine zweigliedrige R-C-Siebkette ein (C ca. $4 \mu\text{F}$ und R ca. $50 \text{ k}\Omega$). In Abb. 8 ist schließlich eine Schaltung dargestellt, bei der in der Röhre die Gleichrichtung der HF- und der Netzspannung gemeinsam erfolgt. Bei einem Versuchsaufbau wurde eine der P 2000 ähnliche Röhre verwendet. Man kann diese Schaltung durch Einbau eines Netztransformators gleichfalls galvanisch vom Netz trennen. Die Empfindlichkeit einer derartigen Schaltung ist nicht so groß wie bei Betrieb mit Anodengleichspannung, da die Steilheit der Röhre kleiner ist. Für manche Zwecke wird sie aber genügen.

Über die Eichung von Frequenzmessern soll in dem oben erwähnten Aufsatz näher gesprochen werden.

F. Z. — DE-1315

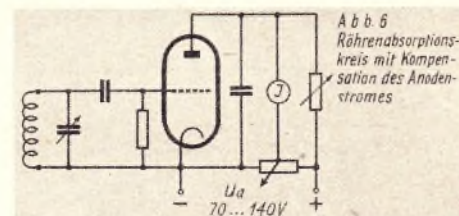


Abb. 6 Röhrenabsorptionskreis mit Kompensation des Anodenstromes

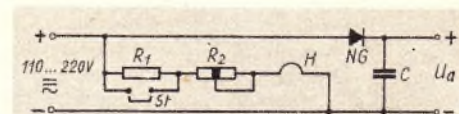


Abb. 7 Allstrom-Netzanschlussgerät für Röhrenabsorptionskreis
NG = Trockengleichrichter 220V 10mA
 $C = 4 \dots 8 \mu\text{F}$ 250 V Arbeitsspannung
 R_1, R_2 Vorwiderstände je nach Heizdaten der Röhre
H = Heizfaden der Röhre, St = Kurzschlussstecker E 110V-Netz

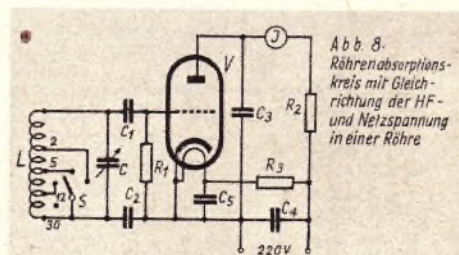


Abb. 8 Röhrenabsorptionskreis mit Gleichrichtung der HF- und Netzspannung in einer Röhre

$C = 100 \dots 120 \mu\text{F}$, $C_2 = 100 \mu\text{F}$, $C_3 = 0,2 \mu\text{F}$
 $C_4 = 1000 \mu\text{F}$, $C_5 = 2000 \mu\text{F}$, $C_6 = 2000 \mu\text{F}$
 $R_1 = 2 \text{ M}\Omega$, $R_2 = 2 \dots 5 \text{ k}\Omega$, R_3 nach Heizdaten d. Röhre
 $V =$ Triode (s. Text), $J = 1 \dots 2 \text{ mA}$ Vollausschlag
S = Stufenschalter #4
L = Umschaltspule: Spulenkörper: 35 mm \varnothing
Draht: 0,8 mm \varnothing , 30 Windungen mit Anzapfungen bei
2-5 = 12 Wdg., Frq. Bereiche ca.: 34 ... 20 MHz;
20 ... 11 MHz; H ... 5 MHz; E ... 3 MHz

FÜR DEN JUNGEN TECHNIKER

Verfahren zur Messung ohmscher Widerstände

(Fortsetzung aus FUNK-TECHNIK, Bd. 3, Seite 423)

Fall b) Parallelschaltung von R_x und R_v .

Durch eine einfache Schaltungsänderung gem. Abb. 3, nach der R_x parallel zu R_v geschaltet wird, erhält man für den Fall $U < M$ einen Meßbereich für höhere Ohmwerte. Mißt man auch in dieser Schaltung U und U' , dann gibt

$$\frac{U'}{U} = \frac{R_v}{R_x + R_v}$$

Hieraus errechnet sich

$$R_x = R_v \cdot \frac{U}{U' - U} = R_v \cdot \frac{1}{\frac{U'}{U} - 1}$$

$$\left(\text{für } U' > U\right) \text{ und } U' = 2U \cdot \frac{R_v}{R_x}$$

Gegenüber Fall a) liegt hier der Ohmmeßbereich auf dem Skalenbogen oberhalb von U . Er ist insofern eine brauchbare Ergänzung zu Fall a), als sich mit

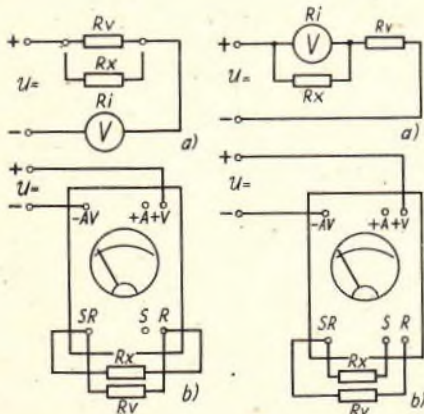


Abb. 3. Ohmmeter Fall b Abb. 4. Ohmmeter Fall c

ihm bei sonst gleichen Werten für U und R_v Ohmwerte, die im Fall a) im Bereiche vom Skalenmittelwert an aufwärts liegen, etwas genauer als dort ermitteln lassen, da sich im Fall b) der gleiche Bereich auf etwa die doppelte Skalenbogenlänge verteilt.

Analog Fall a) stellt sich hier ein Mittelwert ein bei

$$U' = 2U \text{ und damit } R_x = R_v.$$

Der Bereich der brauchbaren Ablesbarkeit läßt sich nur mit dem 10fachen des Mittelwertes festlegen. Er ist nach den niedrigen Ohmwerten hin durch M begrenzt. In dem gewählten Beispiel stellt sich der Mittelwert bei $U' = 8V$ und $R_x = R_v = 3,700 \Omega$ ein. Der Bereich der brauchbaren Ablesbarkeit liegt zwischen etwa 87,000 und 4,000 Ω . Strebt man auch hier eine möglichst große Skalenbogenlänge für den Ohmmeßbereich und

damit eine Ausdehnung der brauchbaren Ablesbarkeit an, so muß entgegen Fall a) die Meßspannung U gegenüber dem Meßbereich M möglichst klein gewählt werden.

Fall c) Parallelschaltung von R_x und R_i .

Durch eine weitere einfache Schaltungsänderung gem. Abb. 4 erhält man bei sonst gleichen Werten für U , R_v und R_i einen dritten Meßbereich für niedrige Ohmwerte. Analog Fall b) läßt sich hier folgende Proportion aufstellen:

$$\frac{U'}{U} = \frac{R_x \cdot R_i}{R_x + R_i}$$

woraus sich ermitteln läßt

$$R_x = R_i \cdot \frac{U'}{U - U'} = R_i \cdot \frac{1}{\frac{U'}{U} - 1}$$

$$\text{und } U' = U \cdot \frac{R_x}{R_i + R_x}$$

Der Ausschlag des Instrumentes geht in diesem Falle auf den Skalenmittelwert

$$\text{zurück, wenn } U' = \frac{U}{2} \text{ und } R_x = R_i.$$

Für das eingangs genannte Instrument mit $R_i = 50 \Omega$ liegt der brauchbare Ablesbereich zwischen etwa 5 und 500 Ω . Eine Veränderung dieses Bereiches ist nur bei Verwendung eines anderen Instrumentes mit einem entsprechenden inneren Widerstand R_i möglich. Soll z. B. der Meßbereich Ohmwerte von 10 bis 1000 Ω umfassen, so ist ein Voltmeter mit einem Innenwiderstand $R_i = 100 \Omega$ (Eigenstromverbrauch bei Vollausschlag $I' = 1 \text{ mA}$) erforderlich. Die Ohmskala läuft gegenüber den beiden vorhergehenden Fällen mit der Grad- oder Voltskala gleich.

Wird ein Spannungsteiler zur Einregulierung des Meßspannungswertes U verwendet, so können Fehlmessungen dadurch entstehen, daß der Querstrom durch den Spannungsteiler gegenüber dem Strom im Meßkreis nicht genügend groß ist. An Hand der folgenden Rechnung und Abb. 5 soll gezeigt werden, welcher Fehler sich ergibt, wenn die Eichung für $R_x = 0$ durchgeführt wurde.

Es sei:

U = Spannung am Spannungsteiler in V,

U_1 = Spannungsabfall an R_1 = Meßspannung in V,

U_2 = Spannungsabfall an R_2 in V,

R_1 = am Spannungsteiler abgegriffener Widerstandswert in Ω ,

R_2 = Restwiderstandswert des Spannungsteilers in Ω ,

R_i = Innenwiderstand des Voltmeters in Ω ,

R_v = Vorschaltwiderstand des Voltmeters entspr. dem Meßbereich M in Ω ,

R_x = der unbekannte Widerstand in Ω ,

I = der Gesamtstrom aus der Stromquelle in A,

I_m = der Teilstrom durch den Meßkreis in A,

I' = der Eigenstromverbrauch des Instrumentes bei Vollausschlag (hier = 0,002 A).

Zunächst ist gegeben und bekannt:

$R = R_i + R_v$ der Gesamtwiderstand des Meßkreises für $R_x = 0$,

$R_p = R_1 + R_2$ der Widerstand des Spannungsteilers, U und U_1 .

Es ergibt sich dann:

$$U_2 = R_2 \cdot I \text{ und } U_1 = R_1 \cdot (I - I_m)$$

Mit obigen Formeln läßt sich die erforderliche Einstellung des Spannungsteilers, also der Wert für R_1 in Abhängigkeit von den gewählten Größen U , U_1 und U_2 , weiterhin R_i und R_v errechnen. Es ist

$$R_1 = \frac{U_1}{I - I_m} = \frac{U_1}{\frac{U_2}{R_2} - I_m}$$

$$= \frac{U_1}{\frac{U_2}{R_p - R_1} - I_m} = \frac{U_1 \cdot (R_p - R_1)}{U_2 - I_m (R_p - R_1)}$$

oder

$$R_1 (U_2 - I_m R_p + I_m R_1) = U_1 (R_p - R_1),$$

$$I_m R_1^2 + R_1 (U_2 - I_m R_p + U_1) = U_1 \cdot R_p,$$

$$I_m R_1^2 + R_1 (U - I_m R_p) = U_1 R_p,$$

$$R_1^2 + R_1 \left(\frac{U}{I_m} - R_p \right) = \frac{U_1 R_p}{I_m}$$

Diese Formel entspricht der Normalform der quadratischen Gleichung $x^2 + x \cdot a = b$ und ergibt nach R_1 aufgelöst

$$R_1 = -\frac{U}{2 I_m} + \frac{R_p}{2} + \sqrt{\left(\frac{U}{2 I_m} - \frac{R_p}{2} \right)^2 + \frac{U_1 \cdot R_p}{I_m}}$$

Der negative Wert der Wurzel ist für die vorliegende Rechnung wertlos. Diese Gleichung für R_1 dient als Grundlage für die Fehlerberechnung, da mit ihr die Eichenstellung des Spannungsteilers ermittelt werden kann. Sind nämlich die Werte für R_1 und R_2 bekannt, dann läßt sich der größte theoretische Fehler für $R_x = \infty$ oder $I_m = 0$, also für den offenen Meßkreis, folgendermaßen berechnen:

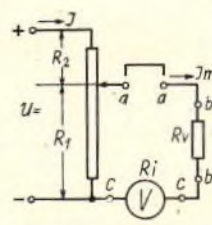


Abb. 5. Der Meßkreis am Spannungsteiler

Für $R_x = \infty$ verhalten sich am Spannungsteiler die Spannungen wie die Widerstände, also

$$\frac{U'_1}{R_1} = \frac{U}{R_p} \text{ und damit ist } U'_1 = \frac{U \cdot R_1}{R_p}$$

Der prozentuale Fehler ist dann für die bei eingeschaltetem Widerstand R_x gemessene Spannung $U_1 p = \frac{U'_1 - U_1}{U_1} \cdot 100$

z. B. $U = 4,5 \text{ V}$; $U_1 = 3 \text{ V}$; $M = 5 \text{ V}$; $R_p = 400 \Omega$.

Es ist für $R_x = 0$:

$$I_m = \frac{I' \cdot U_1}{M} = \frac{0,002 \cdot 3,0}{5} = 0,0012 \text{ A}$$

$$R_1 = -\frac{4,5}{2 \cdot 0,0012} + \frac{400}{2} +$$

$$\sqrt{\left(\frac{4,5}{2 \cdot 0,0012} - \frac{400}{2}\right)^2 + \frac{3,400}{0,0012}} = 275,8 \Omega$$

$$R_2 = R_p - R_1 = 400 - 275,8 = 124,2 \Omega$$

$$I = \frac{U - U_1}{R_2} = \frac{1,5}{124,2} \sim 0,012 \text{ A}$$

$$\text{und damit } \frac{I_m}{I} = \frac{1}{10}$$

und für $R_x = \infty$

$$U'_1 = \frac{U \cdot R_1}{R_p} = \frac{4,5 \cdot 275,8}{400} = 3,1 \text{ V}$$

Der Fehler ist für $R_x = \infty$ gegenüber $R_x = 0$

$$p = \frac{3,1 - 3,0}{3,0} \cdot 100 = 3,3 \%$$

Verringert man R_p oder, was das gleiche ist, vergrößert man den Querstrom durch den Spannungsteiler, dann verringert sich der Fehler p . So ergeben sich z. B. für $R_p = 200 \Omega$ folgende Werte: $R_1 = 135,2 \Omega$; $R_2 = 64,8 \Omega$; $I = 0,023 \text{ A}$; $I_m/I = 1/19$; $U'_1 = 3,04 \text{ V}$ und $p = 1,3\%$.

ÜBER DIE GEGENKOPPLUNG

(Fortsetzung von Seite 423)

Abb. 10 zeigt eine Gegenkopplung vom niederohmigen Ausgangskreis in den Gitterkreis der Vorröhre. Die angegebenen Werte bewirken eine Tiefen- und eine geringe Höhenanhebung. Dabei hebt der Kondensator C_1 die tiefen Frequenzen an und C_2 läßt die höheren Frequenzen etwas stärker hervortreten. Im einzelnen müssen die genauen Größen der Gegenkopplungsglieder bei den meisten Geräten durch den Versuch festgelegt werden. Nur so kann die Frequenzkurve des Verstärkers den jeweiligen Bedingungen angepaßt werden.

Die Gegenkopplung wird deshalb gern angewendet, weil Verzerrungen, Rauscheffekte u. ä. in dem gleichen Maße wie die Verstärkung abnehmen. Sie ist natürlich nicht auf das NF-Gebiet beschränkt, sondern die Gegenkopplung wird auch in Hochfrequenzstufen durchgeführt. Allerdings sind dort die auftretenden Verzerrungen geringer, so daß eine HF-Gegenkopplung nur zur Erzielung besonderer Arbeitsweisen gelegentlich eingebaut wird. Auch eine Bandbreitenregelung, die durch veränderliche Kreisdämpfung bewirkt wird, kann mit einer Gegenkopplung gesteuert werden. In Abb. 10 ist eine Methode dargestellt, wie in einer HF-Stufe wahlweise, je nach der Stellung des Potentiometers eine Gegenkopplung oder eine Rückkopplung eingestellt werden kann. Eine Stromgegenkopplung wird neuerdings in der HF-Vorstufe eines KW-Superhets angewendet. Der Überbrückungskondensator in der Katodenleitung wird soweit verkleinert, daß sich eine kapazitive Spannungsteilung zwischen C_{gk} (Steuergitter-Katode) und C_{km} (Katode-Masse) ergibt. Mit beiden Kapazitäten besteht dann eine Colpittschaltung, bei der die Rückkopplung an C_k geregelt werden kann. Mit der gleichzeitig auftretenden Stromgegenkopplung durch den verhältnismäßig kleinen Katodenkondensator wird die Steilheit in Abhängigkeit von der verstärkten HF-Amplitude beeinflusst, der Rückkopplungsgrad also verkleinert. Dadurch läßt sich eine sehr stabile Rückkopplung einstellen, die keiner Nachregelung bedarf. Hierdurch wird die Verstärkung der Stufe etwa zehnmal größer als mit normalem Katodenkondensator, und durch die Entdämpfung wird nicht zuletzt auch die Spiegelfrequenzsicherheit des Gerätes verbessert.

C. M.

Fall a)		Fall b)		Fall c)		Faktoren					
Serienschaltung $R_x - R_i - R_v$ $R_x = (R_i + R_v) \left(\frac{U}{U'} - 1\right)$		Parallelschaltung $R_x \parallel R_v$ $R_x = R_v \cdot \frac{1}{\frac{U}{U'} - 1}$		Parallelschaltung $R_x \parallel R_i$ $R_x = R_i \cdot \frac{1}{\frac{U}{U'} - 1}$		$\frac{U}{U'} - 1$		$\frac{I}{U'} - 1$		$\frac{I}{U} - 1$	
°	Ω	°	Ω	°	Ω	°		°		°	
0	∞	40	40	0	0	0	∞	0	40	0	
1	146 250	39	41	1	1,3	1	39	0,026	41	40	
2	71 250	38	42	2	2,63	2	19	0,053	42	20	
3	46 237,5	37	43	3	4,05	3	12,33	0,081	43	13,33	
4	33 750	36	44	4	5,56	4	9	0,111	44	10	
5	26 250	35	45	5	7,15	5	7	0,143	45	8	
6	21 262,5	34	46	6	8,83	6	5,67	0,176	46	6,66	
7	17 662,5	33	47	7	10,5	7	4,71	0,21	47	5,72	
8	14 960	32	48	8	12,5	8	4	0,25	48	5	
9	12 900	31	49	9	14,5	9	3,44	0,29	49	4,44	
10	11 250	30	50	10	16,65	10	3	0,333	50	4	
11	9 862,5	29	51	11	19	11	2,63	0,38	51	3,64	
12	8 737,5	28	52	12	21,5	12	2,33	0,43	52	3,33	
13	7 800	27	53	13	24	13	2,08	0,48	53	3,08	
14	6 975	26	54	14	27	14	1,86	0,54	54	2,86	
15	6 262,5	25	55	15	30	15	1,67	0,6	55	2,67	
16	5 625	24	56	16	33,3	16	1,5	0,665	56	2,5	
17	5 062,5	23	57	17	37	17	1,35	0,74	57	2,35	
18	4 575	22	58	18	41	18	1,22	0,82	58	2,22	
19	4 162,5	21	59	19	45	19	1,11	0,9	59	2,1	
20	3 750	20	60	20	50	20	1	1	60	2	
21	3 375	19	61	21	55,5	21	0,9	1,11	61	1,9	
22	3 075	18	62	22	61,2	22	0,82	1,22	62	1,82	
23	2 775	17	63	23	67,6	23	0,74	1,35	63	1,74	
24	2 493,7	16	64	24	75	24	0,665	1,5	64	1,67	
25	2 250	15	65	25	83,5	25	0,6	1,67	65	1,6	
26	2 025	14	66	26	93	26	0,54	1,86	66	1,54	
27	1 800	13	67	27	104	27	0,48	2,08	67	1,48	
28	1 612,5	12	68	28	116,5	28	0,43	2,33	68	1,43	
29	1 425	11	69	29	131,5	29	0,38	2,63	69	1,38	
30	1 237,5	10	70	30	150	30	0,333	3	70	1,33	
31	1 087,5	9	71	31	172	31	0,29	3,44	71	1,29	
32	937,5	8	72	32	200	32	0,25	4	72	1,25	
33	787,5	7	73	33	235,5	33	0,21	4,71	73	1,21	
34	660	6	74	34	283	34	0,176	5,67	74	1,18	
35	536,2	5	75	35	350	35	0,148	7	75	1,14	
36	416,8	4		36	450	36	0,111	9			
37	303,7	3		37	616,6	37	0,081	12,33			
38	198,7	2		38	950	38	0,053	19			
39	93,7	1		39	1950	39	0,026	39			
40	0	0		40	∞	40	0	∞			

Arithmetik und Algebra

(Forts. aus FUNK-TECHNIK, Bd. 3, S. 410)

Es soll noch ein Beispiel aus der Zinseszinsrechnung angefügt werden. Ein Kapital bringt $p\%$ Zinsen heißt, am Ende eines Jahres (im Regelfall) werden zum Kapital für je 100 DM p DM Zinsen zugeschlagen. Werden im folgenden Jahr von dem durch die Zinsen angewachsenen Kapital wieder die entsprechenden Zinsen zugeschlagen und sofort, so spricht man von Zinseszins. Das Anfangskapital a bringt nach einem Jahr $\frac{a \cdot p}{100}$ DM Zinsen

(100 DM bringen p DM Zinsen, 1 DM den 100. Teil, a DM a -mal so viel) und wächst

auf den Betrag $a + \frac{ap}{100} = a \left(1 + \frac{p}{100}\right)$

$= aq$ an. Für $1 + \frac{p}{100}$ wurde abkürzend q geschrieben. Man nennt q den Zinsfaktor,

er beträgt z. B. bei 3% Zinsen $1 + \frac{3}{100}$

$= 1,03$. Multipliziert man ein Kapital mit diesem Zinsfaktor, so erhält man das angewachsene Kapital nach einem Jahr. Am Ende des zweiten Jahres ist also das obige Anfangskapital auf aq^2 , am Ende des n -ten Jahres auf aq^n angewachsen. Wir stellen dementsprechend die Formel für Zinseszinsrechnung auf

$$S_n = a \cdot q^n \quad (21)$$

S_n = Kapital nach n Jahren

a = Anfangskapital

$q = 1 + \frac{p}{100}$ = Zinsfaktor

p = Prozentzahl (Zinsfuß)

Später wird gezeigt werden, wie man mit Hilfe der Logarithmentafeln die Durch-

rechnung von praktischen Aufgaben sehr leicht durchführen kann.

Übungsaufgaben

1. Vereinfache so weit wie möglich die Ausdrücke

a) $3^3 \cdot 9^2$ b) $\left(\frac{2}{3}\right)^4$ c) $\frac{3^9}{3^6}$ d) $(3^2)^3$
 $\left(\frac{4}{9}\right)^3$

2. Für welches Zahlenpaar ist $a^n = n^a$?

3. Wie groß ist der Füllfaktor für lackisolierte Drähte bei folgender Packungsart? Es sei d_i der Durchmesser der Drähte ohne Isolation, und d_a der Durchmesser mit Isolation. Welche spezielle Lösung ergibt sich für $d_i = 0,30$ mm und $d_a = 0,374$ mm?



Unter Füllfaktor wird der Quotient $P = \frac{\text{Gesamter Leiterquerschnitt}}{\text{Verfügbare Wickelraumquerschnitt}}$ verstanden.

Der Flächeninhalt eines Kreises ist $d^2 \frac{\pi}{4}$ (d = Durchmesser, $\pi = 3,14$)

4. Ein Stapel von Eisenstangen sei in folgender Art geschichtet. In der untersten Lage liegen 20 Stangen. Wieviel Stangen umfaßt der Stapel?



Auflösungen

1. a) 19683 b) $9/4$ c) 27 d) 729

2. $a = 2$ $a = 4$
 $b = 4$ $b = 2$

3. $p = \frac{\pi}{4} \left(\frac{d_i}{d_a}\right)^2$ $p \approx 0,5$ im besonderen Fall.

Jeder Wert muß unterhalb $\frac{\pi}{4} = 0,786$ liegen.

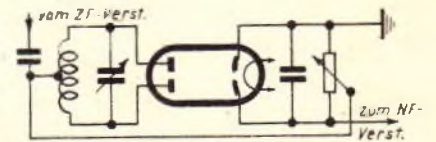
4. 210.

keine Besonderheiten. Die zulässige Anodenbelastung in der Endstufe reicht für einen noch brauchbaren Lautsprecherempfang aus.

LEXIKON

Diskriminator

Die Demodulationsstufe eines Empfängers für frequenzmodulierte Wellen wird Diskriminator (Unterscheider) genannt, weil sie eine rein frequenzmodulierte Schwingung in eine zugleich auch amplitudenmodulierte umwandelt und dann aus den Amplitudenänderungen die Tonfrequenz herstellt; sie unterscheidet also Frequenz- und Amplitudenmodulation der Schwingung. Dies wird auf ähnliche Weise erreicht wie die Gewinnung der Regelspannung bei selbsttätigen Lautstärkereglern: eine Doppeldiode mit verstimmtm Parallelresonanzkreis drückt der von der Zwischenfrequenzstufe stammenden frequenzmodulierten Schwingung eine Spannungsänderung auf, die von der Frequenzschwankung abhängt, und richtet sie gleich. Diese Kombination von Resonanzkreis und Detektor bildet den Diskriminator.



Schaltbild einer Diskriminatorstufe für einen FM-Empfänger

Dielektrische Antenne

Durch einen Dipol erregte Richtstrahler können als Rohre oder Stäbe aus dielektrischem Werkstoff ausgebildet werden. Solche dielektrische Antennen senden Wellenbündel von ziemlich kleinem Öffnungswinkel aus, sind aber bei gegebenen Abmessungen an ein bestimmtes Frequenzband gebunden. Besonders scharfe Richtwirkung läßt sich durch Gruppenanordnung mehrerer dielektrischer Strahler erreichen. Von Bedeutung sind Dielektrikantennen vor allem in der Dezimeter- und Zentimeterwellentechnik.

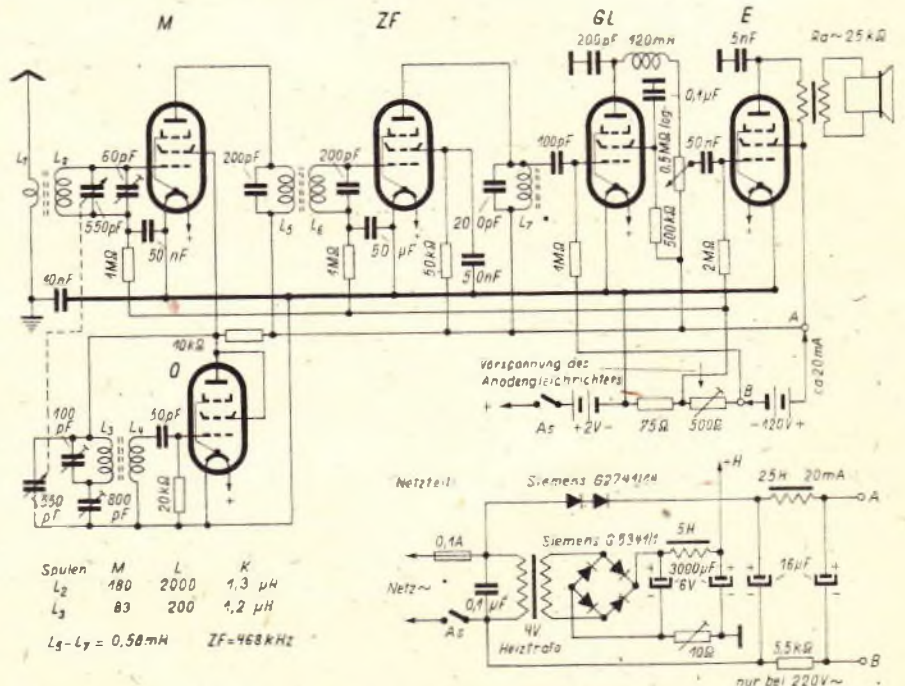
BRIEFKASTEN

Die Beantwortung von Anfragen erfolgt kostenlos und schriftlich, sofern ein frankierter Umschlag beigelegt ist. Auskünfte von allgemeinem Interesse werden an dieser Stelle veröffentlicht. Wir bitten, Einsendungen für den FT-Briefkasten möglichst kurz zu fassen.

Ludwig Trauspurger, Walldorf (Baden)

Durch die Währungsreform habe ich eine größere Anzahl Wehrmachtströhren erhalten der Typen RV 2 P 800. Praktisch genommen weiß ich damit nichts rechtes anzulangen, es sind mir auch noch keine Unterlagen in die Hände gekommen, für welchen Verwendungszweck sich diese Röhren eignen. Nun könnte ich mir denken, daß man diese zum Zusammenbau von kleinen Batterie-Geräten verwenden kann. Für einen diesbezüglichen Hinweis oder Angabe, wo ich gegebenenfalls einen kleinen Schaltplan mit einlachstem Aufbau beziehen könnte, wäre ich sehr dankbar.

Mit der P 800 läßt sich nach nebenstehender Schaltung ein recht leistungsfähiger Superhet aufbauen, der sowohl mit Batterien als auch am Wechselstromnetz betrieben werden kann. Als Oszillator wird hier eine als Triode geschaltete besondere Röhre verwendet. Größte Sorgfalt ist bei Netzbetrieb auf die Siebkette des Heizkreises zu legen. Alle anderen Einzelheiten können dem Schaltbild entnommen werden, und bieten



Spulen	M	L	K
L_2	180	2000	1,3 μ H
L_3	83	200	1,2 μ H

$L_5 - L_7 = 0,50$ mH ZF = 468 kHz

Zentrifugalschalter für Einphasenmotore

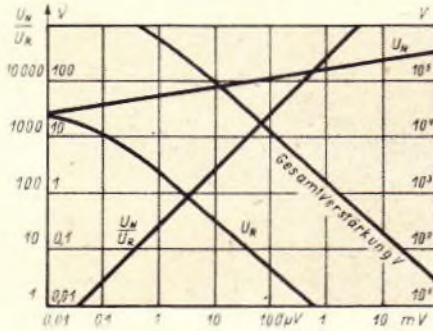
Da die kleineren Modelle des Einphasen-Synchronmotors von weniger als 1 kW Leistung recht beliebt sind, ist eine einfache und doch zuverlässige Einrichtung für den Selbstanlauf dieser Motore sehr erwünscht; zu diesem Zweck hat jetzt eine englische Firma zweiseitige Zentrifugalschalter gebaut. Der eine Teil des Schalters wird auf dem Rotor des Motors, der andere, der den eigentlichen Schalter enthält, auf dem Stator befestigt. Wenn der Motor beim Anlaufen etwa drei Viertel seiner Synchrongeschwindigkeit erreicht hat, strebt der auf dem Rotor befestigte Teil infolge der Fliehkraft nach außen, greift in eine Zunge des Statorteiles ein, öffnet den Schalter und trennt damit die Anlaufwicklung des Motors vom Netz ab. Wird der Motor ausgeschaltet und vermindert seine Geschwindigkeit, so schaltet der sich wieder zusammenziehende Rotorteil den im Statorteil befindlichen Schalter und dadurch die Anlaufwicklung wieder ein, so daß der Motor wieder startbereit ist.

(Electronic Engineering, Juni 1948)

Das Elektronenrauschen im Rundfunkempfänger

Das im Lautsprecher eines Rundfunkempfängers auftretende Rauschen wird in der Hauptsache durch die thermischen Schwankungen in der Eingangsstufe des Empfängers bestimmt, da die hier entstandenen Rauschspannungen die größte Verstärkung erfahren. Bei einem auf eine Bandbreite von 9 kHz eingestellten Empfänger kann man damit rechnen, daß in der Eingangsstufe eine Rauschleistung von etwa 10^{-16} Watt entsteht. Nimmt man als größte erträgliche Lautstärke des Rauschens im Kopfhörer oder Lautsprecher 40 Phon an, so darf die in der Eingangsstufe hervorgerufene Rauschspannung

in den nachfolgenden Stufen bei Kopfhörerempfang höchstens auf den 3,10%fachen Wert (entsprechend einer Leistungsverstärkung von 10^{11}), bei Lautsprecherempfang auf den 3,10%fachen Wert (entsprechend einer Leistungsverstärkung von 10^{15}) verstärkt werden. Bei einem Rundfunkempfänger ist also mit einer Gesamtverstärkung von $3 \cdot 10^7$ die praktische Grenze für einen sinnvollen Verstärkungsvorgang erreicht. Als Anhaltspunkt sei erwähnt, daß ein moderner Super mit den Stufen ACH 1, AF 3, AB 2, AC 2, AL 4 eine Gesamtverstärkung von etwa 10^6 hat. Ein Spitzensuper mit automatischer Lautstärkeregelung und der Röhrenbestückung EF 13, ECH 11, EBF 11, EF 11 und EL 12 hat dagegen eine Gesamtverstärkung von ungefähr 10^8 , solange die Regelung noch nicht einsetzt. Ein derartiges Spitzengerät kann also nie auf volle Lautstärke gedreht werden, solange kein oder nur ein sehr schwacher Sender empfangen wird. Wird der Empfänger auf einen schwachen Sender mit



Antennenspannung am Empfängereingang

einer Feldstärke von etwa $2 \mu\text{V/m}$ eingestellt, so wird die Verstärkung auf 10^6 zurückgeregt. Nimmt man für den Mittelwellenbereich einen Eingangswiderstand von $1,5 \cdot 10^6$ Ohm an, so entsteht an diesem bei einer

Bandbreite von 9 kHz eine Rauschspannung von nahezu $5 \mu\text{V}$ am Gitter der ersten Röhre. Bei dem erwähnten schwachen Sender hat man dann im Lautsprecher einen Störpegel (Verhältnis von Rauschspannung zur Nutzspannung) von 1 : 50. Bei einer Feldstärke des Senders von 1 mV/m geht die Verstärkung auf 10^3 herunter, und der Störpegel sinkt auf 1 : 400. Wird ein Ortssender mit einer Feldstärke von 10 mV/m empfangen, dann beträgt die Gesamtverstärkung nur noch 200, und der Störpegel geht auf 1 : 160 000 zurück. In der Abbildung sind diese Verhältnisse übersichtlich grafisch dargestellt. Bei Empfängern mit Sekundärelektronen-Vervielfachern liegen die Rauschspannungen am Empfängereingang um mindestens zwei Größenordnungen niedriger.

(Das Elektron, April/Mai 1948.)

Der Elektronenspiegel

Bildet man, etwa in einer der Braunschen Röhre ähnlichen Einrichtung, eine Glühkatode mittels elektronenoptischer Linsen auf einer hochglanzpolierten, ebenen und gegenüber der Katode negativ geladenen Metallfläche derart ab, daß auf diese Metallfläche ein Elektronenstrom mit über dem Querschnitt konstanter Stromdichte gerichtet ist, so wirkt die Metallfläche für die Elektronen ganz ähnlich wie ein optischer Zerstreungsspiegel und entwirft ein vergrößertes Bild der Glühkatode auf einem ihr gegenüber angebrachten Leuchtschirm. Die elektronenspiegelnde Wirkung der Metallfläche entsteht dadurch, daß die Elektronen durch das negative Potential der Fläche abgebremst werden und kurz vor dieser ihre Richtung umkehren, die Metallfläche also nicht erreichen.

Ist die Glühkatode eine gleichmäßig emittierende Fläche, so erscheint auch ihr gespiegeltes Elektronenbild auf dem Leuchtschirm als vergrößerte, gleichmäßig leuchtende Fläche, wenn die spiegelnde Metallfläche vollkommen eben ist und sich an allen Stellen auf dem gleichen Potential befindet. Hat aber die Spiegelfläche nicht überall das gleiche Potential, so stellt das auf dem

FOTO-KINO-TECHNIK

Das Fachblatt für Industrie und Handel

Preis 2 Mark

FUNK UND TON

Monatsheft für Hochfrequenztechnik und Elektroakustik

Preis 3 Mark

HERAUSGEBER DR. GUSTAV LEITHÄUSER

o. Professor an der Technischen Universität Berlin
Direktor des Heinrich-Hertz-Instituts
für Schwingungsforschung

Lieferung in alle Zonen

Verlag für Radio-Foto-Kinotechnik GmbH.

Berlin-Borsigwalde



SUPER PK 8

FRIEDRICH A. KUHN
MESSGERÄTE UND SPULENBAU

MÜNCHEN 8

AUSSERE WIENER STRASSE 149

Leuchtschirm erscheinende Elektronen-Spiegelbild ein Abbild der Potentialverteilung auf der Spiegelfläche dar: eine gegenüber der Umgebung positiv geladene Stelle der Spiegelfläche macht sich als heller Fleck, eine negative Stelle als dunkler Fleck auf dem Leuchtbild bemerkbar. Schon Potentialunterschiede von $1/10$ Volt auf der Spiegelfläche werden deutlich im gespiegelten Elektronenbild abgebildet. Dieses Verfahren läßt sich z. B. mit Erfolg bei der Untersuchung von mit Barium überzogenen Nickelkatoden in kaltem Zustand heranziehen, indem man diese als Spiegelflächen verwendet. Derartige Katoden emittieren nicht ganz gleichmäßig über ihre Fläche, da die Austrittsarbeit für die Elektronen an den verschiedenen Kristallflächen innerhalb der Katodenoberfläche um einige zehntel Volt schwankt. Diese geringen Potentialunterschiede genügen bei der Spiegelung, um auf dem Leuchtschirm ein Abbild der zu erwartenden Emissionsverteilung zu erhalten. Die Spiegelbilder an der kalten Katode entsprechen dann auch im großen und ganzen den Glühemissionsbildern der heißen Katode.

Seine besondere Bedeutung erhält der Elektronenspiegel aber erst, wenn man als spiegelnde Fläche eine lichtempfindliche Halbleiterschicht verwendet. Auf diese Weise entsteht eine Art Bildwandler. Projiziert man nämlich ein Lichtbild auf die Halbleiterschicht, so entsteht auf dieser eine Potentialverteilung, die den Hell-Dunkelwerten des Lichtbildes genau entspricht. Das an der Halbleiterschicht gespiegelte Elektronenbild auf dem Leuchtschirm ist daher ein Duplikat des Lichtbildes. Sehr wertvoll ist die Möglichkeit, mit dem Elektronenspiegel infrarote Bilder in sichtbare Bilder umzuwandeln. Während bei den bisherigen Infrarot-Bild-

wandlern die Elektronenemission von mit Caesium aktivierten Fotoschichten zur Erzeugung des Elektronenbildes herangezogen wird, benutzt man hier den inneren Fotoeffekt bei der als Spiegelfläche dienenden Halbleiterschicht aus Schwermetall-Sulfiden oder Seleniden. Die Empfindlichkeit dieser Halbleiterschichten reicht aber bis zu sehr viel größeren Wellenlängen im Infrarot, während sich die Empfindlichkeit der mit Caesium aktivierten Fotokatoden auf das nahe Infrarot beschränkt. So konnte man mit Elektronenspiegeln aus den erwähnten Halbleiterschichten Körper, die auf eine Temperatur von $+330^{\circ}\text{C}$ erwärmt waren, mittels ihrer Temperaturstrahlung auf dem Leuchtschirm abbilden. Das Auflösungsvermögen des Bildwandlers ist so gut, daß noch Strichabstände von $1/20$ mm, teilweise sogar von $1/50$ mm, in dem Lichtbild noch deutlich auf dem Leuchtschirm wiedergegeben werden.

(Zeitschrift für angew. Physik, 1. Bd., 2. Heft)

Beispiel einer elektrischen Strahlungsheizung

Der Chef der Beratungsstelle des Elektrizitätswerks Basel, H. Hofstetter, schildert in einem Artikel im Bull. SEV (1948) Nr. 9 anschaulich die Vorteile einer elektrischen Raumbeheizung gegenüber der Verwendung einer Zentral- oder Einzelofenanlage für Kohlenfeuerung. Zu beheizen war das Heim eines Kindergartens, das sonst unbewohnt war. Auch die Bedienung einer Heizung wäre sehr umständlich gewesen. Deshalb entschloß man sich zur Einrichtung einer Anlage mit elektrischer Strahlungsheizung, die automatisch gesteuert wurde. Das freistehende Holzhaus hat dabei eine Grundfläche von 104 m^2 . Die Schulstube mit einem Rauminhalt von 188 m^3 wurde durch vier an der Decke

montierte Heizkörper von je $4,2\text{ m}$ Länge, von denen jeder zwei Heizstäbe mit einem Anschlußwert von $1,2\text{ kW}$ enthält, ausgestattet. Entsprechend einem spezifischen Wert von 51 W/m^3 beträgt die gesamte Heizleistung $9,6\text{ kW}$. Die Garderobe mit 45 m^3 wird durch einen ebenfalls an der Decke hängenden Heizkörper mit einer Leistung von $2,4\text{ kW}$ entsprechend einem spezifischen Wert von 53 W/m^3 beheizt. Für die WC-Anlage mit 29 m^3 wurden fünf vertikal an der Wand angeordnete Heizröhren mit einer Gesamtleistung von $1,25\text{ kW}$ (entsprechend 43 W/m^3) vorgesehen. Die gesamte Heizleistung für die drei Räume beträgt also $13,25\text{ kW}$. Durch Thermostaten wird die Temperatur im Schulraum auf 18°C , in der Garderobe und den WC-Anlagen auf 10°C gehalten, wobei durch automatische Sperrschalter die Schulstube und Garderobe nur in den Zeiten von 4.30 Uhr bis 7 Uhr, 8.30 Uhr bis 11 Uhr und 13.30 Uhr bis 16.30 Uhr beheizt wird, während die Heizung der WC-Anlagen dauernd vierundzwanzigstündig erfolgt. Von Sonnabend 11 Uhr bis Montag 4.30 Uhr ist die Energieabgabe gesperrt. Die Berechnung des Verbrauchs während der Heizperiode im Winter 1946/47 ergab einen Kostenbetrag von Fr. 4.20 je Schultag bei rund 130 Schultagen und einem Energiepreis von 6 Rp/kWh. Bei Anwendung einer Ofenanlage mit täglich mindestens zweimaliger Bedienung wären die Bedienungskosten allein wesentlich größer geworden als die Betriebskosten der beschriebenen Anlage. Auch im Schulbetrieb hat sich die elektrische Heizungsanlage außerordentlich gut bewährt. Ma-

Zeichnungen nach Angaben der Verfasser vom FT-Labor: Römheld 3, Trester 45

FUNK-TECHNIK erscheint mit Genehmigung der französischen Militärregierung. Monatlich 2 Hefte. Verlag: Wedding-Verlag G. m. b. H., Berlin N 65, Müllerstr. 1a. Redaktion Berlin-Borsigwalde, Eichborndamm. Tel.: 49 66 89. Chefredakteur: Curt Rint. Bezugspreis monatlich DM 4.—. Bei Postbezug DM 4.10 (einschließlich 8 Pf. Postgebühren) zuzüglich 8 Pf. Bestellgeld. Die Abonnementsgebühren werden innerhalb Groß-Berlins durch die Filialboten der Druckerei- und Vertriebsgesellschaft m. b. H. monatlich kassiert. Bestellungen beim Verlag, bei der Druckerei- und Vertriebsgesellschaft m. b. H., Vertriebsabteilung der FUNK-TECHNIK, Berlin W 8, deren Filialen in allen Stadtteilen Berlins und bei den Postämtern aller Zonen. Der Nachdruck einzelner Beiträge ist nur mit Genehmigung des Verlages gestattet. Druck: Druckhaus Tempelhof.

KRISTALL-MEMBRAN-MIKROPHON



„Rex“

FÜR TONFREQUENZEN VON 60-8000 Hz
NEUESTE FORTSCHRITTE:

*Hohe Empfindlichkeit
Wiedergabe tiefer Töne
Elastische Membranaufhängung
Abgedämpfte Kapselresonanz*

IN VOLLENDER AUSFÜHRUNG · PREISWERT
VERKAUF NUR DURCH DEN SACHHANDEL

ING. PAUL BEERWALD

FABRIK PIEZOELEKTRISCHER GERÄTE
BAD HOMBURG V. D. W., HESSENING 86



RADIO-OTO-Schaltbild WERKSTÄTTEN!

Das

eine vollständige Sammlung der Empfänger-Industrie-Schaltungen, in monatlichen Folgen lieferbar. Im Zwei-Farben-Druck, mit Prüf- und Abgleich-Anweisungen, die modernste Hilfe für den RADIO-INSTANDSETZER

Fordern Sie sofort kostenlos den OTO-SCHALTBIKD-Prospekt mit Musterschaltbild an durch „OTO“, Phys. Techn. Werkstätte, (14 a) Ludwigsburg 42, Postfach 157

17

Bestellschein

VERTRIEBSABTEILUNG DER FUNK-TECHNIK
BERLIN - BORSIGWALDE

Ich/Wir bestelle _____ ab Heft _____ / _____ Exemplar _____ der
FUNK-TECHNIK

für $1/4$ Jahr — $1/2$ Jahr — 1 Jahr zu den Abbonnementsbedingungen

Name: _____

Genaue Anschrift: _____



KLEINTRANSFORMATOREN ÜBERTRAGER DROSSELN

für die gesamte Fernmeldetechnik

Neuanfertigung und Reparaturen

DIPL.-ING. ERNST PLATHNER · KLEINTRANSFORMATOREN
HANNOVER, AACHENERSTRASSE 38

Rundfunk-Großhandlung

HANS W. STIER

Ab 15. September 1948 wieder: NEUKÖLLN, HASENHEIDE 119
(Fabrikgeb., II. Hof, VERKAUF 1. ETAGE). Neue Telefon-Nr.: 66 31 90



HACEFUNK
HOCHFREQUENZ-BAUTEILE

VERTRETUNG UND AUSLIEFERUNGSLAGER:

HANS GEILEN BERLIN-LANKWITZ, LANGEN-
SALZAER STR. 5 (an der Gerder Str.)
S - Bahn: Lichterfelde Ost • Telefon: 76 20 03

KURSE FÜR RUNDFUNKTECHNIK

unter Leitung bewährter Fachkräfte

Private Technische Fachschule für das Handwerk
Bautechnik • Elektrotechnik • Kraftfahrzeugtechnik

BERLIN-WILMERSDORF, Kaiserallee 187 (Volkshaus) • Fernruf: 87 10 18
Anmeldungen täglich von 8-19 Uhr

WOBLA - Kombinations-Schraubenzieher



Das Werkzeug für den Elektro-Fachmann!

ELEKTRO-GERÄTE-BLAUERT

HALLE/SAALE | GÖTTINGEN

Hallörenring 1-2 Galsmar-Landstr. 59

Verkauf nur durch den Fachhandel / Schutzrechte hinterlegt!

Kurt Krause

Inhaber:
Alfons
Carczynski

Radio-Phono-Großhandlung

BERLIN SO 36
Skalitzer Str. 104, Fernruf: 66 46 54

DAS RÖHRENMESSGERÄT UNIVERSAL

PREIS 660,- M

mit acht eingebauten Meßinstrumenten in
neuer verbesserter Ausführung
Bestellungen an Radiofirma Weidenberg

H. STÜNING WEIDENBERG b. BAYREUTH 165



PHILIPS MESSGERÄTE

Reparaturen werden kurzfristig ausgeführt

PHILIPS SCHALL G.M.B.H.
BERLIN NW 7 • CHARITÉSTRASSE 3 • TELEFON: 42 71 71

RADIO- und ELEKTRO-GROSSVERTRIEB

KARL MOROFF Bin.-Reinickendorf Ost
Verf. Koloniestr. 7-12

Ruf-Nr.: 49 52 12 • Nach Dienstschluß Ruf-Nr.: 46 30 57
Drahtanschrift: Radiomoroff, Berlin

1) Anlieferung in Berlin: durch eigene Bolen
2) Lieferung nach auswärts: Post- und Bahnversand
Geschäftszeit: 8-16 Uhr, sonnabends 8-13 Uhr

Ankauf
Verkauf



DRESDEN-A 45 • SCHLISSF. 1
Ruf: 55 72 1

Wir reparieren

Lautsprecher und Tonarme

aller Fabrikate

auch schwierige Fälle an Rundfunkgeräten

ANLIEFERUNG: Post Dresden-A 45
Bahnexpress: Bahnhof Niedersiedlitz

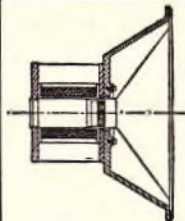


Fernsprecher: 71 15 54

INDUSTRIE-EINKAUF-BÜRO

GÜNTER POTT • GROSSHANDEL
RUNDFUNK-, ELEKTRO-INSTALLATIONSMATERIAL
(1) Berlin-Friedenau 1, Rubensstr. 3 u. 3a

Erbitten Angebot in allen einschlägigen
Rundfunk-, Elektro- und Installations-Materialien



8 Watt-Lautsprecher

Hoher Wirkungsgrad, 10 000 Gauß
im Luftspalt, nur ca. 5 Watt Er-
regung, hervorragende Klanggüte,
sogar ohne Materialhilfe zu
günstigem Preis lieferbar.



GROSSHANDEL
FABRIKATION

BERLIN N 58, BRUNNENSTR. 67, TEL. 46 16 14

Sofort ab Lager lieferbar:

Meßsender • C.R. - Maßbrücken
Röhrevoltmeter • Diodenvoltmeter

ADAM u. NAGEL

BERLIN C 2, ROSS-STRASSE 26/28, RUF: 42 91 02



Dieses
Firmenzeichen
bürgt für die
Qualität unserer
Rundfunkgeräte



T.A. KANSI

Funktechnische
Werkstätten
Berlin-Lichterfelde
West, Goerzallee 7
Telefon 76 03 97

„FEMEG“

Fabrik elektrischer u. mechanischer Einzelteile u. Geräte
Günter Pott, Bin.-Friedenau, Rubensstr. 3 u. 3a, Tel. 71 15 54

übernimmt noch Dreh-, Bohr-,
Stanz- und Montagearbeiten

Bastler-
Bedarf

Fachmännische
Beratung

Stets günstige
Kaufgelegen-
heiten

Röhren- und
Apparataustausch



BERLIN-N-113

SCHONHAUSER ALLEE 62
FOXE WICHT-STR. U+S
BÄRHOFF SCHONHAUSER

Eigene
Rundfunk-
Reparatur-
Werkstatt

Ausführung
sämtlicher
Reparaturen
aller Fabrikate

ELEKTRO • RADIO KIRCHHOFF

DORTMUND, MÜNSTERSTRASSE 49 1/2
Telefon Nr. 21 795

Nach 3jährigem Wiederaufbau
eröffnet im

25. Jubiläumjahr

Das Fachgeschäft für
Elektro und Rundfunk

Moderne Rundfunkwerkstatt

Erbitten Angebot

in allen einschlägigen Artikeln. Zahlung
gegen sofortige Kasse in neuer D-Mark

OHMMETER

FÜR NETZANSCHLUSS
von 0,5 MOhm, unterteilt in 4 Meß-
bereiche, mit Stufenschalter, Kon-
troll-Lampe und Nullenstellung,
für Reparaturbetriebe bestens
geeignet. Kurzfristig lieferbar.

HANNES KUNZ Ingenieur-Büro
BERLIN-CHARLOTTENBURG 4
Giesebrechtstr. 10 • Tel.: 32 21 69
Ab 14 Uhr

Superspulenätze

mit Abgleichanweisung ohne
Meßsender! Sofort lieferbar!

- A) Für Kleinbausuper, 6 Kreise,
K.M.L. M 30,-
- B) Für Großsuper, 6 Kreise M.L.
K-4x Bend. M 45,-
inkl. Wellenschalter/Industr.
Eisenk. HF. Lizenzw.

Liste, auch über Prüfgeräte aller Art,
durch
RADIOVERTRIEB C. WRONA
(16) WANFRIED-WERRA

Für den Fachmann liefert:

UP-HUS

Stuttgart-Untertürkheim 8
Sämtliche Rundfunk-
schaltungen in Fabrik-
ausfert. Einzelschaltungen
od. ganzen Sammlungen.
Fernr.: Deutsche und
amerikanische Röhren-
tabellen, Regenerier- u.
Superabgleichvorschrif-
ten, Röhrenaustauschlexi-
kon mit üb. 2500 Röhren-
austauschmöglichkeiten.



Spulenversand

1- und 2-Kreiser, Supersätze
Kurz-Mittel-Langwelle, Sperrkreise

Apparatebau O. F. SCHULZE
Oberingenieur
Berlin-Charlottenburg, Pestalozzi-
straße 0. Tel. 32 27 17. Teleg.-Adr.:
Miruspule Berlin - Riktoporto erbef.

FUNKGROSSHANDEL

Michael & Wilker
(19b) DESSAU, ZERBSTER STRASSE 71
Lieferung von Rundfunk-Zubehör- und
Ersatzteilen an Wiederverkäufer

Gottfried Heidrich

Ingenieur

GROSSHANDEL FÜR
RUNDFUNK- UND
ELEKTROBEDARF
APPARATEBAU

BAMBERG, LICHTENHAIDESTRASSE 3
Telefon 810

INGENIEUR

GUSTAV GUTH

SPEZIALIST in

Sonderanfertigung
von Musikschränken

in erstklassiger, nicht zu
überbietender Ausführung
und Klangfülle

Liefermöglichkeiten werden
an dieser Stelle bekanntgegeben

SALACH / WÜRTEMBERG
Telefon: Süssen 471



HANS NIEDIECK

Kondensatorenbau Grabow/Meckl.

ELEKTROLYT I ROLLBLOCK I BECHER

Regeneration und Neubau • Verlangen Sie Offerte!

Wir bitten

Herstellerfirmen von Plattenspieler-
schranken, elektrischen Platten-
laufwerken und Rundfunkgeräten

um laufende Angebote

„ERBA-RADIO“ G.m.b.H.
Berlin-Friedenau, Rheingaustraße 18

Wir reparieren

elektr. Meßinstrumente und Be-
lichtungsmesser

VERKAUF ANKAUF

Kolbow und Steinberg
Berlin SW 81, Tempelhofer Ufer 11
U-Bahnhof Heilesches Tor



ELEKTRO-KINO-RADIO

Ankauf u. Tausch von Geräten u. Einzelteilen
Berlin C 2, Prenzlauer Straße 22 I 51 5175

An- und Verkauf

ERNST SPERLING

Wir fertigen

Rundfunkgeräte HF-Spulenätze

ROMAR-Apparatebau G.m.b.H.
BERLIN SO 36, SCHMOLLERPL. 22
Telefon: 67 48 88



Am Bahnhof Altona

Bahnhofplatz • Pavillon • Ruf 42 38 43

Suchen Elektrolyt-Kondensatoren
300 - 500 mF, 25/30 Vcll, zu kaufen. Evtl.
Gegenlieferung nach Vereinb. Elektro-
Feinmechanik Mittelweide, vorm. C. Lorenz AG.,
Mittelweide/Sa., am Schwellterweid

Radio-Röhren

Ankauf • Tausch • Verkauf

Rundfunk- und Röhren-Vertrieb

WILLI SEIFERT

Berlin SO 36, Waldemarstr. 5
Telefon: 66 40 28

VERLANGEN SIE TAUSCHLISTE!

EL-dyn. Lautsprecher

1,5-2 W und 4 W sowie Membranen,
kompl. mit Spinne und Schwingspule für
Ringspallsystem 19/21, 130 u. 200 mm Ø.
GPM 366 nahtlos, unempfindlich gegen
Feuchtigkeit, sofort lieferbar.
Interessenten wollen Prospekt anfordern

Seeliger & Co. (14a) Backnang

LEUCHTSTOFF-LAMPENGESTELLE

in verschiedenen Ausführungen
fertigt an: **TISCHLEREI FISCH, BERLIN N 65**
Chausseestraße 59 • Tel.: 42 66 04

Radio-Reparaturwerkstätten

FRANZ PLEIKNER
Rundfunkmechanikermeister
Berlin W 15 - Lietzenburger Straße 37

RADIO ELEKTRO-GROSSHANDLUNG

Wilhelm Herbrecht

BERLIN SO 16, BRÜCKENSTRASSE 5b
Telefon 67 23 19

Ankauf Versand Verkauf

von Rundfunk- u. Elektromaterial,
diverse Einzelteile vorrätig

Rundfunk- u. Elektro-Großhandel
BERLIN N 20, UFERSTR. 14 • TEL. 46 30 14

GRAVIERUNGEN

von
Skalen (außer Rundfunkskalen)
Schildern
Frontplatten
Einzel- und Massenanfertlg.

H. PREUSS, Berlin-Pankow, Wollankstr. 126

Elektr. Meßgeräte

Schalttafel-Instr., Widerstandsmeß-
brücken usw. fertigt und repariert
Vorbeck u. Trier, Berlin N 65,
Pankstraße 13/14, Gerichtstraße 27

NETZTRAFOS

Spezialtrafos nach gegebenen
Angaben, fertigt an od. wickelt
neu, schnell, preiswert u. sauber

B. A. FEDER • Spezial-Trafobau
SCHWERTE/RUHR, Schließfach 114

Funkschau 1948 Düsseldorf!
im Okt. Übers. Arrang., Betreuung, Verkauf
25jähr. Erfahrg. in Nordrh. Westf. u. Export.
Auch Elektro-Phono- und Musikwaren.
Radiogroß- u. Wksvertr. Deileri (22a) Dhönn

Bastler Material

jeder Art
für Radio-Geräte u. elektr. Kocher liefert
Berliner Rundfunk-Werkstätten
Berlin NO 18, Palisadenstraße 16

Isolavi, (Hartmann und Braun), sowie
10 Röhren UM 4 abzugeben, im Tausch
gegen Röhren der A und E Serie

RADIO-THIELECKE
Berlin NO 55, Treskowsstr. 29, Tel. 42 33 94



HOCHFREQUENZBAUTEILE SPULEN UND WELLENSCHALTER

Gerd Siamann

BERLIN-REINICKENDORF OST
FLOTTENSTRASSE 28-42

Quarz - Meßsender

verschiedener Ausführungen

Eich- und Prüfgeräte mit ein-
gebauten Quarzen
Quarzgesteuerte Bandfilter-
Abgleichgeräte

Wiederfrequenz-Generatoren
und Modulationsgeräte
Quarzgesteuerte Normal-
frequenzgeneratoren von 1 kHz
an aufwärts

Handlich • preiswert • wirt-
schaftlich • geringe Röhrenzahl
Die idealen u. bewährten Hilfs-
geräte für Radio-Werkstätten,
Radio-Fabriken u. Laboratorien

Bitte Listen und Zahlungsbedingungen
anfordern. Sämtliche Preise sind
zeitgemäß herabgesetzt worden

Heinz Evertz, Piezoelektrische Werkstätte
Stockdorf bei München, Gautinger Str. 3
Ruf: 894 77

Radiogehäuse, Buche und Kiefer, roh,
40 u. 55 cm breit, saubere Verarbeitung,
ab Lager preiswert abzugeben

RADIO-THIELECKE
Berlin NO 55, Treskowsstr. 29, Tel. 42 33 94

0,75 Ohm 12 W

SPEZIALWIDERSTAND

ca. 5000 Stck. sofort ab Lager lieferbar.
Bei 1000 Stck. M 49,80 die hundert

FRABU (22) Gummersbach/Rhld.

Stets Interesse für Neuheiten

Regeneration von

Elektrolyt-Kondensatoren

Radiotechnische Werkstatt
KURT SCHELLENBERG

LEIPZIG C 1

Goldschmidtstraße 22 • Ruf: 6 33 17

Kleingleichrichter

2-4-6 Volt, maximal 1,2 Amp., um-
schaltbar 110/220 V ~ zum Laden von
Akkus, als Gleichstromquelle für Labor
und Werkstatt liefert: **HANNES KUNZ,**
Ing.-Büro, Berlin-Charlottenburg 4,
Giesebrechtstraße 10, Telefon: 32 21 69

Prüf- und Meßgeräte

Verstärker 20 - 75 W

Großlautsprecher 25 W

Mikrofone komplett
in verschiedenen Preislagen

Sirutoran S. & H., verwendbar als
Detektoren, als Ersatz für HF-Gleich-
richter-Röhren etc., sehr preiswert!

und andere Radioteile sofort
ab Lager zu ermäßigten Preisen.

Anfragen unter Funk 560 an Berliner
Werbe Dienst, Berlin W 8

HORN UND MITTELDORFF KG

Elektro-Rundfunk-Großhandlung

BERLIN-CHARLOTTENBURG 9

TELEFON
97 53 89

NUSSBAUMALLE 34



MITGLIED
DER ERM



Elektrotechnische Spezialartikel
Metallwarenfabrik
HERMANN KARLGUTH
BERLIN SO.36
REICHENBERGER STR. 23
FERNRUF: 66 62 69

Anschluß-
Steckerleisten
Lötösen-
Klemmleisten
Röhren-
fassungen
Lagerwinkel
Best.Winkel
Schellen
Kontakte
Spulenkör-
perplatten
Kondensator-
endeckel
Abschirm-
bleche
Lautsprecher-
Einzelleile
Radiobau-
teile
Spezial-
Stanzteile
Halt



RADIO-LABOR
Ing. E. Petereit
(10 a) DRESDEN-N 6 · OBERGRABEN 6

regeneriert Rundfunkröhren
schnell und mit bestem Erfolg

Bearbeitung aller deutschen Typen.
Ausnahme D.- u. kommerzielle Röhren

Eingesandte Röhren müssen mechanisch und elektrisch in Ordnung sein. (Keine Schlüsse, Unterbrechungen, Heizfadenbruch usw.). Ein geringer Emissionsauschlag muß auf dem Prüferdiagramm noch erkennbar sein

Bezirksvertretung und Annahmestelle für Groß-Berlin und Land Brandenburg:
MAX HANDRACK, BERLIN-FRIEDRICHSHAGEN, STILLERZEILE 46

Für Westdeutschland:
KARL ANUSCHAT, (22c) KÖLN-ZOLLSTOCK, NAUHEIMER STRASSE 16

« Lipsia »

RADIO- UND ELEKTROGROSSHANDELSGESELLSCHAFT

ist die Fachgroßhandlung für den
mitteleutschen Rundfunkhändler

Deshalb notieren Sie bitte für Ihre Einkäufe:

« Lipsia » RADIO- U. ELEKTROGROSSHANDELSGESELLSCHAFT
LEIPZIG C 1, QUERSTRASSE 26-28 · TELEFON: 660 12

Naturwissenschaftliche Erkenntnisse
und **technische Fortschritte**

bestimmen das Gesicht unserer Zukunft. Wer
sich über diese Gebiete unterrichten will, liest

Natur-Technik
die begehrte Halbmonatsschrift für alle

Monatlich DM 3,60 zuzüglich Postgebühren und Bestellgeld
durch die Post oder den Verlag, Berlin N 65, Müllerstraße 1 a

CHIFFREANZEIGEN
Adressierung wie folgt: Funk . . .
Anzeigenverwaltung Funk-Technik,
Berlin N 65, Chausseestraße 72

Zeichenerklärung: (US) = amer. Zone,
(Br.) = engl. Zone, (F) = franz. Zone,
(SR) = russ. Zone, (B) = Berlin

Stellenanzeigen

Mehrere perfekte Rundfunkinstandsetzer stellt ein Walter Ziegler, Rundfunk- und Verstärker-Anlagen, Jena (Thüringen), Neugasse 14. Meldungen über Amt für Arbeit u. Sozialfürsorge, Jena, Zimm. 5

Hochfrequenz-Ingenieur, der eine langjährige Tätigkeit auf dem Gebiet der Röhrenentwicklung nachweisen kann, wird evtl. als Leiter unserer Entwicklungsabteilung zum sofortigen Antritt gesucht. Sehr gute Werkwohnung vorhanden (Ostzone). Ang. unter Funk 569

Bekanntes Großhandlung der Radio-, Elektro- und Wirtschaftartikel-Industrie im amerikanischen Sektor Berlins vergibt die Alleinvertretung für die einzelnen Länder der sowjetischen, französischen, englischen und amerikanischen Besatzungszone Deutschlands. Büro, Auslieferungslager und Kautions muß gestellt werden. Geeignete Fachkräfte im Ein- und Verkauf der Branche wollen sich schriftlich bewerben, möglichst mit Lichtbild, unter (B) Funk 588

Rundfunkmechaniker, selbst arbeitend, mit abgeschl. Kaufmannsgehilfenprüfung, ledig, Führerschein Kl. 3, sucht Stelle. Angebote an Peter Fischer, Vilkerrath-Overath, Steinhäus 19, Bez. Köln

Ingenieur, 33 Jahre, Spezialist in NF-Technik, Elektr., Akustik, Schallaufnahme, Kinotechnik (In- und Auslands-tätigkeit), engl. Sprache, org. u. schrift-gewandt, politisch unbelastet, z. Z. in ungekündigt. Stellung als Betriebs-Ing., sucht selbständige, verantwortungsvolle Tätigkeit bei Industrie oder Behörde an den Westzonen. Zuzugsgenehmigung u. Unterkunft für 2 Personen erforderlich. Funk 576

Radiotechniker, 40 Jahre alt, 20 Jahre Werkstattpraxis, Spezialist schwieriger Reparaturen, sucht Stellung. RA 437 Berliner Werbe Dienst, Berlin W 8

Elektro- u. Rundfunkmechanikermeister, 45 Jahre, mit sämtlichen Montage- und Werkstattarbeiten der Elektro- u. Rundfunktechnik vertraut, sucht Stellung als Meister, Konzessionsträger oder Teilhaber. Meß- und Prüfgeräte stehen zur Verfügung. Bevorzugt wird Vertrauensstellung mit Wohnung. (Br.) Funk 573

Gut eingeführte Radio-, Elektro- und Wirtschaftsartikel-Großhandlung im amerikanischen Sektor Berlins übernimmt Auslieferungslager von gut berufenen Industrieunternehmen der einschlägigen Branche. Büro, Auslieferungslager sowie ein großer Vertreterstab in allen Zonen stehen zur Verfügung. Angebote erbiten wir unter (B) Funk 567

Tausch-Dienst

Biete: 800 Kondensatoren 125/350—10 000 pF, 30 Becherkondensatoren 3x0,1 uF, 250 V, 60 Kugellager Nr. 6200, 1 Kugellager 100x55x21, 2 Kugellager 90x50x20, 2 Walzlager 90x50x20, 1 Bosch-Lichtmaschine GTL 600/12/1200 S 104, 1 Bosch-Lichtmaschine QA 300/12/900. — Suche: AEG-Vielach-Stromwandler, evtl. mit Amperemeter, AEG-Kleinmeßbrücke 0,05 bis 50 000 Ohm. Röhren der A-, E- und V-Serie. Ich nehme auch andere Angebote entgegen. Elektro-Schäfer, (10b) Johanngeorgenstadt/Erzgebirge

Suche: DL 21, biete andere Röhren oder Vereinbarung. (B) Funk 577

Gebe: Braun D-Super mit Röhren und Batterien, kompl., neuwertig. — Suche: MP Kondensatoren 1 uF 120 Volt, Elkos 8—50 uF 275 Volt, elektr. Herd oder el. Bratrohr, Kreuzspulenmaschine, Ständer für elektr. Tischbohrmaschine, Blechschere, Spindelpressen, kleine Drehbank, Kühlschrank, Kleinbildkamera. (SR) Funk 574

2 Siemens T empf. 14 geboten. Nehme: Tauschanschlag (auch Verkauf). Stephan, Berlin N 54, Fehrbelliner Str. 37

Gebe DF 11 gegen andere Röhrentypen in Tausch. Radio-Király, Berlin-Halen-see, Kurfürstendamm 105

Fast jede Röhrentype, auch durch Postversand, können Sie im Tausch erhalten von Röhren-Hacker, Berlin-Baumschulenweg, Trojanstr. 6, am S-Bhf., Ruf 63 35 00

Biete: Selbstinduktions-Meßgerät LRH, Rohde & Schwarz. Suche: R-L-C-Meßbrücke, Type 218, Funkwerk Erfurt. (US) Funk 572

Suche: Allwellen-Groß-Super ~ oder ~, auch Kommerz. mögl. mehr Kw-Bänder oder Spreiz. Biete: Futtermittel. Suche: Klein- od. Spez.-Kw-Super ~ oder ~. Biete: Kommerz. kompl. Netzagg. (EBS 2a) neuw. für gr. Verstärkeranlage. Ausführl. Angeb. unter (SR) Funk 571

Tausche: 1 Radio-Umformer, beidseitig, 220 Volt, Gleichstrom, Ausgang 150 Volt, Wechselstrom, Leistung 150 Watt. Suche: Grammophonplatten, Zuschneidemaschine, Allstrom, mit rundem Messer, Nagelarm oder ähnliches. (B) Funk 578

Biete: AZ 1, AZ 11, AZ 12, DL 21, DC 25, DF 25, DCH 25, P. 800, P. 3, P. 4000. Suche: AK 2, AF 7, P. 2000 und sonst. A-, E-, U-Röhren. Angebote an Elektro-Schütze, Halle/S., Dölauer Str. 39

Biete: K. W. Spez. Empfänger (Quarzfilter), Frequenzmesser, Röhren u. Rundfunkteile, evtl. Verkauf. Suche: DAH 50, Schreibmaschine, Angebot (US) Funk 575

Gebe: Einanker-Umformer, 220 V, 70 VA. Suche: Zehnplattenspieler oder Angebot. Fahnick, Berlin-Schöneberg, Grunewaldstraße 95.

Kaufgesuche

Guterhaltenes Prüfergerät v. Bittorf u. Funke mit Auflegekarten gesucht. A. Szymansky, Seebad Ahlbeck

Bittorf u. Funke Röhrenprüfergerät, neueste Type, mit kompletten Zusatzkasten für W.- u. ausländ. Röhren, einwandfrei, gegen sofortige Kasse zu kaufen gesucht. Radio-Bolz, (15a) Mühlhausen/Thür., Ammerstraße 111

Radio-Röhren in größeren Mengen zu kaufen gesucht. Radio-Spedt, (22a) Wuppertal-E., Schließfach 561

Suche gute Heizspiralen für Kocher, Ersatzpatronen für Lötkolben, 80 bis 200 Watt, Heizspiralen und Glimmerheizkörper für Bügeleisen, Baananenstecker, Netz-, Geräte und Dreifachstecker. Otto Klöppel, Radio- und Elektro-Großhandlung, Berlin-Steglitz, Halskestraße 2, 1.

Verkäufe

Keramische Sonnenheizkörper, keramische Föhnheizkörper, keramische Lötkolbenheizkörper, keramische Kochplatteneinsätze, 120 und 140 mm Ø, keramische Sockel für Stützkochplatten, keramische Isolierperlen, verschiedene Größen, Porzellan-Gerätesteckerhälften, Porzellan-Isolierbrücken mit je 2 Gegenringen, Porzellan-Widerstandsträger, 107 mm lg., 30 mm Ø, Einbettmasse für Massekochplatten. Lieferbar ab Lager. F. G. Häberle & Co., (10b) Burgstädt (Sachsen).

Radioskalen und Typenschilder als Abziehbilder liefert V. Knöb, Frankfurt/M., Oederweg 63, Postfach

Ausgangsstrom, 4 Watt, liefert Hermann Meske, Lübeck, Hundestr. 58

Magnetofon, kompl., mit Bändern, Meßsender 10—100 Mhz (Rohde & Schwarz), Siemens-Hellscheiber mit Verstärker zu verkaufen. (F) Funk 579

Telefunken Ela, 25 Watt, Verstärker mit Röhren, Mikrofon, Vorverstärker, Tisch- und Schallinglautsprecher sowie 15-Watt-Kinolausprecher, sämtlich fabriknue, verkauft. BLZ 360, BWD-Filiale Berlin W 35, Potsdamer Straße 136

Neuheit! Fehlersuch- u. Prüfergerät lieferbar. Bauanweisungen hierfür sowie für Meß-Sender, Röhren-Voltmeter, Vielfachmeßgeräte usw. Ausführl. Auskunft gegen DM 1.— Ing. Krümmel Radio-techn. Werkstätten, Düsseldorf-Eller

Leistungs-Hf. Präzisionsgenerator SMLK Rohda & Schwarz, 10—100 Mhz, 10 V an 150 Ω, in bestem Zustand, mit voller Röhrenbestückung zu verkaufen (Werkpreis: 3800 M). Angebote unter (SR) Funk 580

USA Radiog. Röhren, Elkos, Einzellente voraus i. Kurze a. Fachh. lieferb. Näh. u. Auskft. H.D. postlagend (22c) Kürten

Verkäufe: Körting Kraftverstärker, 25 Watt mit Netzanschlußgerät und Lautsprecher Angebote unter (SR) Funk 570

Magnetofon, AEG. Type HT 2, Bosch-Kühlschrank, 90 Liter, und Kleinschweißgerätee Siemens, neu, verkauft: S. F. 2274 an Berliner Werbe Dienst, Bz. W 8



BERLIN SO 36, ORANIENSTRASSE 6 · TELEFON: 662114 · POSTSCHECKKONTO: BERLIN 185735

ZUR ZEIT LAUTSPRECHER-REPARATUREN

PERMAX - APPARATEBAU

JOSEF HOFFMANN GMBH



Fabrikationsprogramm

PERM.-DYNAM. LAUTSPRECHER
ELEKTRO-DYNAM. LAUTSPRECHER
SKALENANTRIEBE
SPULENSÄTZE
UND ABSTIMMGERÄTE

MÜNCHEN 13 (MILBERTSHOFEN), MOOSBACHER STRASSE 23 · TEL. 34753

Willi Knöfel



ELEKTRO- UND RADIO - GROSSHANDELUNG

BERLIN - NEUKÖLLN BREMEN - GRÖPELINGEN
WEICHELPLATZ 3-4 HOCHBUNKER HALMERWEG

*Radio-Einzelteile
Beleuchtungskörper
Lampenschirme*



GÜNTER NEUMANN

Inh. Günter und Heinz Neumann
ELEKTRO-RADIO-GROSSHANDEL
Berlin SW 61, Mehringdamm 83 (71a) · Tel.: 66 46 72

Wir liefern:

Heizkörper für Bügeleisen und Wasserkocher
(gegen Anlieferung von Chromnickelband)

**Kohlebürsten, Elektro- und
Rundfunk - Material**

Wir suchen:

Chromnickelband, Elektrolyt - Altkupfer, H. - F. -
Litze, Kupferlackdraht, Fassungen, Gerätestecker
und anderes Elektro- und Rundfunk - Material
sowie Röhren usw.

Verkauf: Dienstag, Mittwoch, Donnerstag v. 9-12 u. 14-16 Uhr



Der Funkberater

Verkauf und Ankauf von
Rundfunkgeräten, Schall-
platten, Tonmöbeln, Rund-
funk - Reparaturwerkstatt
mit modernen Meßein-
richtungen

MAX HERRMANN

RUNDFUNKMECHANIKERMEISTER

*Spezial-Reparaturabteilung für Laut-
sprecher aller Typen - Kino - Verstärker u.
Lautsprecher, Kondensator - Mikrophone*

*Der Fachmann für
Elektro - Akustik*

BERLIN N 58, CANTIANSTR. 21, TEL. 42 63 89
Nähe S- und U-Bahn Schönhauser Allee

GEGR. 1918



ELEKTRO - U. RUNDFUNK - GROSSHANDLUNG

LEHNER & KÜCHENMEISTER

HAMBURG · STUTTGART · ESSLINGEN A.N.



HAUPTNIEDERLASSUNG: ESSLINGEN A. N., LENAUSTAFFEL 1 · RUF: 173 54