

FUNK



ZEITSCHRIFT DES FUNKWESENS

Einzelpreis 50 Pfennig

WEIDMANNSCHE VERLAGSBUCHHANDLUNG • BERLIN

1. Dezember 1938

Heft 23

INHALT

S. MANSFELD, Die Elektrizitätsleistung i. Metallen	625
HELMUT PITSCH, Die obere Grenzfrequenz bei der Übertragerkopplung	628
K. KÖNIG, Ein Allwellen-Zweikreis guter Wiedergabe mit drei Kurzwellen-Bereichen	631
Widerstandsbrücke mit sehr großem Meßbereich	636
ROLF OEHME, Universal-Vorsatzgerät	637
Patentschau	639

KURZWELLEN-BEILAGE

ROLF WIGAND, Fünfzehn Jahre Kurzwellen-Transatlantik-Verkehr	641
--	-----

Vom Schreibtischentwurf in die Praxis, Nr. 21	643
Zwei Bandspreizverfahren	643
CQ an der Eismeerküste	645
Quarzfilter	646
Strahlungsversuche mit Sendeantennen im 10-m-Band	647

HJ.-FUNK

Verbesserungen am HJ.-Einheitsempfänger	649
Die elektrotechnischen Grundlagen der Funktechnik	650
Grundlagen der Meßtechnik	652
Praktische Winke	652



Die Speisespannung kann schwanken, die Stromverbraucher können ein- und ausgeschaltet werden, die »stabilisierten« Gleichspannungen bleiben jedoch konstant. Ein »stabilisierter« Gleichrichter, Umformer oder Dynamo ist einer leistungsfähigen Batterie gleichwertig. Der Stabilisator arbeitet mit Gasentladung, enthält keine Flüssigkeit, ist leicht, klein, betriebssicher, billig. — Ströme bis 200 mA, Spannungen unbegrenzt hoch bei je 70 V unterteilt.

Spannungs-konstanz: $\pm 0,1\%$ bei $\pm 10\%$ Netzschwankungen, 1-2% zw. Leerlauf u. Vollast, 0,02% ist die Abhängigkeit der Teilspannungen untereinander.

Stabilisator

Beschreibungen
sendet kostenlos:

STABILOVOLT G M BH

Berlin SW 68 · Wilhelmstraße 130
Fernruf A 9 Blücher 2784

der trägheitslose Spannungsregler
und Spannungsteiler



CALIT-SPULEN HOHER KONSTANZ

Aufgebrannte
metallisch ver-
stärkte
Windungen

Garantierter
Mindest-
Gütefaktor

Induktivitäts-
Werte

1 1000 μ H
0,1 200 μ H
0,2 8 μ H

HESCHO

HERMSDORF, THÜR.

Wer basteln will, nimmt Görler



Hochleistungs- Bau- und Zubehöriteile,

sie sind zuverlässig, betriebssicher, form-
schön. Die tausendfach bewährten Görler-
Baupläne für Empfangsgeräte bieten eine
gute Grundlage für den Selbstbau. Ver-
langen Sie Listen 395/97 mit dem großen
Lieferprogramm und Bauplanverzeichnis.

J.K.GÖRLER

BERLIN-CHARLOTTENBURG



Aus Aclt's Schlagecliste!



Undy Phonochassis
aus Kestposten. Vollautomatisch mit Induktionsmotor und Qualitäts- tonarm mit vollautomatischem elek- trischem Schalter. Alle Teile auf einer Metallplatte montiert, daher kein Zerbrechen od. Verziehen mög- lich. Für Wechselstrom 110/240 Volt aussehbarer mit 27,50



Schallplatten selbst aufnehmen
kann jeder Bastler mit seinem Radioapparat. Er braucht außer dem bereits vorhandenen Platten- spieler nur noch die Schallplatten- rillenführung. Es macht sehr viel Spaß, und die selbstgeschnittenen Platten sind von den Industrie- schallplatten kaum zu unterscheiden. Preis des kompletten Führungs- satzes mit genauer Beschreibung RM 21.—



Modernes Tefal-Gehäuse
Ein schönes Industriegehäuse, wie es Bastler suchen. Die schöne Negativ- skala ist oben angeordnet. Schöne Mittelquerleisten aus Hell-Ahorn. Gehäuse kaukasisch Nussbaum mit künstlerisch ausgesucht. Furnieren. Eingeb. Chassis, Skala, Schallwand, Seide. Innenmaße: 450x360x320 mm RM 17.50

Orli's Rekord-Katalog
Er heißt Rekord-Katalog, weil er in jeder Hinsicht ein Rekord ist. Er enthält 7117 Apparate u. Bastler- teile mit 1511 Abbildg. über 260 Seiten, davon 48 Seiten mit neuen Bastlerzeichnungen — wenn wir noch sagen, daß er allein 3909 Schlag- angebote enthält, dann wird jeder Radiofreund erkennen, daß er sich auch für ihn bezahlt macht. Preis RM 0.50 + 0.30 (in Marken)

Orli's Gratis-Bastlerliste
enthält 3909 Schlag-Angebote und 1527 neueste Bastlerzeile mit über 1000 schönen Bildern.

Orli's Apparate-Katalog
enthält alle neuen und preisfreien Radio-Apparate mit interessantem Fragebogen und Teil- zahlungsbedingungen **Gratis!**

Schreiben Sie bitte sofort!
Walter Aclt & Co.
Radio-Handel
Berlin-Charlottenburg 1
Berliner Str. 48-50
Postcheck-Konto: Berlin 152 267

Drehbant Universal-Kombination mit Band- u. Dekupiersäge, Zahn- räderfräseapparat ist eine kompl. Werkstatt für Gewerbe und Bastler. Ferner: Leistungsfähige Klein-Fräsmaschine
Prospekt F durch: **A. Stöckert, Breslau 18**

BASTLER

kaufen bei

Radio-Huppert

BERLIN-NEUKÖLLN F
BERLINER STRASSE 35-39

Fordern Sie noch heute
Gratislisten und Spezial-
angebote über alle
Neuheiten

Gelegenheit!
Völlig neuwertig!

**Telefunken-
Kondensator-Mikrofon**
mit hochempfindlicher CM 3-Kapsel
einstufig. Neupreis insgesamt RM
638.—, evtl. mit Edison-Akku.

**Telefunken-
Kammer-Mikrofon**
Neupreis insgesamt RM 93.60, weil
überzählig, preiswert verkäuflich.

Angebote an:
Spreiher
Rln.-Schöneberg, Erfurter Str. 2

EMINENT

Hochohm- und
Draht-Widerstände
Potentiometer
Pappelallee 24
PAUL ZÖLLNER BERLIN N58

BASTLER!

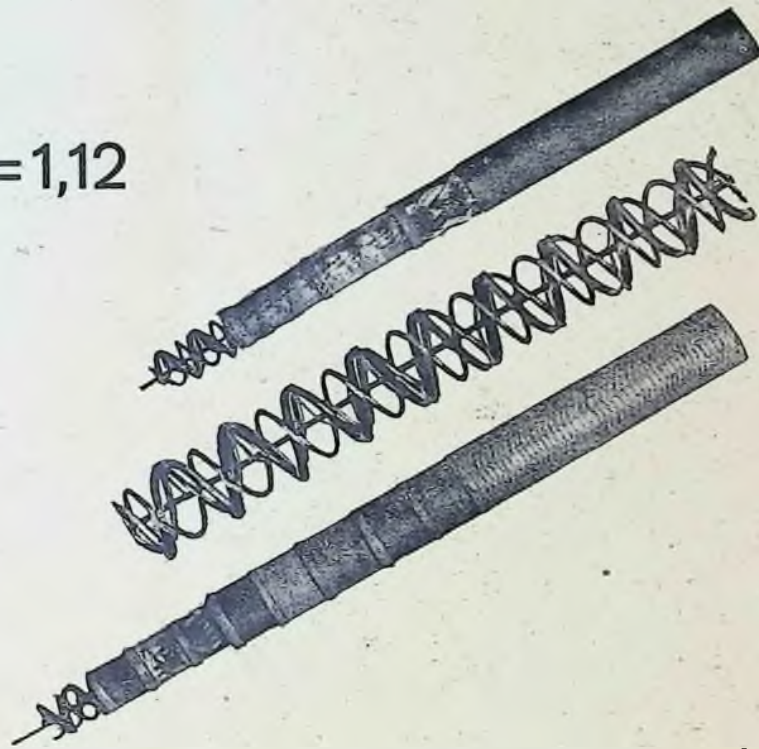
Sie versäumen etwas Wichtiges, wenn Sie
nicht noch heute das

**RIM-
Bastel-Jahrbuch 1939**
anfordern, 112 Seiten. Viele erprobte
Schaltungen vom einfachsten Gerät bis
zum Stahlröhren-Großsuper mit genauen
Werten. Zahlreiche Tabellen und gute
Bilder gegen 45 Pfg. Voreinsendung von

RADIO-RIM
MÜNCHEN, BAYERSTRASSE 25

N O R D K A B E L

$\epsilon = 1,12$



HOCHFREQUENZ - FADENKABEL

Eine neue biegsame konzentrische Leitung für Hochfrequenzbetrieb
Einige Werte: Dielektrizitätskonstante $\epsilon = 1,12$. Dämpfung bei 1000 kHz = 0,5 N/km.
Wellenwiderstand = 145 Ohm. Kapazität = 25 pF/m (Werte unserer Type A)

ANWENDUNG:

Anschlußkabel — Meßleitungen — Schaltkabel — Experimentierleitungen
Abgeschirmte Antennenleitungen, besonders für Kurzwellenbetrieb
Sämtliches Zubehör für betriebsfertige Verlegung.

NORDDEUTSCHE KABELWERKE

A K T I E N G E S E L L S C H A F T
B E R L I N - N E U K Ö L L N

Rundfunknachrichten aus aller Welt

Ein Reichssender für den Sudetengau

Des Großdeutschen Reiches jüngster Gau — der Sudetengau — wird einen eigenen Reichssender bekommen, und bis zu dessen Errichtung wird von Karlsbad aus mit einer behelfsmäßigen Anlage der einstweilige Sendebetrieb durchgeführt. Mit Rücksichtnahme auf die besonderen Verhältnisse im Sudetenland und unter Würdigung der kulturellen, politischen und wirtschaftlichen Bedeutung des Rundfunks hat der Schirmherr des Deutschen Rundfunks der Errichtung eines neuen Reichssenders zugestimmt, nachdem Gauleiter Konrad Henlein ihn darum gebeten hat. Eine größere Freude als mit dieser Mitteilung hat der Präsident der Reichsrundfunkkammer — Reichsamtseiter Kriegler — Mitte November den Bewohnern des Sudetengaus sicher nicht machen können, als er in Reichenberg, der Hauptstadt des Sudetengaus, im Rahmen einer Veranstaltung des Reichssenders Breslau das Wort ergriff.

Reichsamtseiter Kriegler wies weiter darauf hin, daß die Eingliederung des Sudetengaus in das Reich nunmehr auch eine nicht unerhebliche Produktionssteigerung bei den politischen Volkseräten mit sich gebracht habe. Die Auflage von 700 000 Kleinempfängern, die bis Mitte Dezember greifbar sein werden, ist mit einer zusätzlichen Quote von 300 000 Stück er-

weitert worden, so daß von dem DKE 1938 schon im ersten Jahr nach seinem Erscheinen 1 Million Stück gebaut werden. Die notwendig gewordene Mehrproduktion wird im starken Maße besonders im Sudetengau untergebracht werden. Daneben machte sich auch eine Aufstockung von 50 vH. bei den neuen Volksempfänger „VE 301 Dyn“ erforderlich, so daß hiervon nicht wie vorgesehen 300 000 Stück, sondern 450 000 Geräte hergestellt werden. Es ergibt sich somit für das derzeit laufende Rundfunkjahr eine Gesamtproduktion von 1 450 000 Stück der neuen Volkseräte, das ist eine Auflage, wie sie niemals zuvor und in keinem Lande der Welt zu verzeichnen gewesen ist.

Wie weiter mitgeteilt wurde, wird die ehemalige Sendestation von Mährisch-Ostau in Zukunft „Troppau“ heißen und als Nebensender dem Reichssender Breslau angeschlossen bleiben, der damit drei Nebensender (Görlitz, Gleiwitz und Troppau) hat.

11602 neue Rundfunkteilnehmer in der Ostmark

Nach den neuesten Feststellungen der Deutschen Reichspost gab es am 1. November in der deutschen Ostmark insgesamt 654 991 Rundfunkteilnehmer. Da die Teilnehmerzahl am



**DRALOWID
REPORTER**
das Mikrophon für jeden Zweck

RM. 38,30

DRALOWID-WERK-TELTOU/BLN
STEATIT-MAGNESIA AKTIENGESELLSCHAFT

Ein Weihnachtsgeschenk

für Lehrlinge und Gehilfen, das unentbehrliche
Handwerkzeug eines jeden Elektroinstallateurs

ist der neue Bode

Vorbereitung für die Gehilfen- und Meisterprüfung im Elektroinstallateur-Gewerbe

Herausgegeben im Auftrag des Reichsinnungs-
verbandes des Elektro-Installateur-Handwerks.

19. Auflage (75.—79. Tausend)
477 Seiten mit 353 Abbildungen

Ganzleinen-Taschenformat / Preis nur RM 4,50

Auch die 19. Auflage bringt Ergänzungen und Änderungen durch die Umstellvorschriften des VDE. Erwähnt seien nur die neuen Belastungs- und Sicherungstabellen für Kupfer- und Aluminiumleitungen. Neu aufgenommen wurden einige Schaltbilder für Anlauf und Betrieb zur Verwendung des normalen Drehstrommotors für einphasigen Betrieb.

Anfang Dezember erscheint unsere neue „**Fachbuch-**
liste“ **bedeutend erweitert!** Bestellen Sie sofort!

Otto Eichler G.m.b.H., Berlin SW 68
Technische Buchhandlung
Zimmerstr. 94



Bastler
kaufen
Jahre-Blocks

Richard Jahre Spezialfabrik für Kondensatoren
Berlin S046 Abt. Rundfunk

Elektrolyt-Kondensatoren
Glimmer-Kondensatoren
Mikroblocks / Anodensummen
Gleichstrom-Transformatoren
Illustrierter Gesamtkatalog kostenlos

FUNK

DIE ZEITSCHRIFT DES FUNKWESENS

SCHRIFTFÜHRUNG: LOTHAR BAND

WEIDMANNSCHE VERLAGSBUCHHANDLUNG / BERLIN SW 68

Bezugspreis monatlich RM 3,— / Beim Postbezug sind hierin die Zeitungsgebühr von 5 Pf. und die Verpackungskosten von 1 Pf. enthalten / Die Zustellungsgebühr beträgt im Monat 4 Pf.

1. DEZEMBER 1938

HEFT 23

Die Elektrizitätsleitung in Metallen

Von DR. S. MANSFELD

Die physikalischen Forschungen haben bewiesen, daß Elektrizität nicht aus dem Nichts geschaffen und auch nicht vernichtet werden kann, ebenso wie die Materie bei allen chemischen und physikalischen Vorgängen erhalten bleibt; es treten nur Verschiebungen in der Verteilung der Materie ein. Die Erfahrungen haben zu dem Satz geführt, daß alle im Weltall vorhandene positive und negative Elektrizität in der Summe konstant ist und bleibt. Wird mit irgendwelchen Vorgängen an einem Körper eine positive elektrische Aufladung erreicht, so zeigt sich, daß an einer anderen Stelle eine gleich große Menge negativer Elektrizität vorhanden ist, die sich gegenseitig aufheben würden und die Summe Null ergeben. Bei der sog. Erzeugung von Elektrizität treten also nur Ladungsverschiebungen auf. Jeder Körper hat an und für sich eine große und gleiche Menge von positiver und negativer Elektrizität, die sich gegenseitig aufheben und die Summe Null ergeben (neutral). Aufladungen bedingen eine Störung dieses neutralen Zustandes, indem die eine Art der Elektrizität beispielsweise auf einen anderen Körper übertragen wird, während der Körper selbst das Vorzeichen der verbliebenen Elektrizität zeigt. Die Elektrizität unterliegt demnach dem Erhaltungsgesetz wie schon drei andere Erscheinungen, nämlich Materie, Energie und Bewegungsgröße.

Früher glaubte man, daß Elektrizität ein Zustand sei mit einem unwägbaren, masselosen, also unmateriellen Fluidum mit positivem oder negativem Vorzeichen. Diese Fluida sollten von gleicher Art sein (dualistische Theorie der Elektrizität). Im Laufe der fortschreitenden Erkenntnisse der physikalischen Forschung wurde, vor allem durch die Vorgänge in der Kathodenstrahlröhre dazu angeregt, eine andere Erklärung für richtig befunden, danach gibt es keine Elektrizität ohne Materie, keine Materie ohne Elektrizität. Beide sind streng miteinander verknüpft.

Unter Materie versteht man alles, was aus den chemischen Grundstoffen aufgebaut ist. Bei der fortgesetzten Teilung der Materie gelangt man schließlich zu der kleinsten Form, dem Atom. Die Atome können selbständig auftreten und gelten als Bauelemente aller Materie. Die chemische Analyse zeigt, daß alle Körper aus verschiedenen Grundstoffen, den Elementen, bestehen. Bisher sind 92 Elemente bekannt. Demnach gibt es 92 Arten

verschiedener Atome. Die Wissenschaft hat im Laufe der Zeit auch den Aufbau der Atome näher untersucht. Man neigte zu der Annahme, daß die verschiedenen Atome teilbar wären und aus einem allen gemeinsamen Urstoff beständen. Die Arbeiten auf dem Gebiet der Radioaktivität und der Röntgenstrahlen brachten wertvolle Erkenntnisse in dieser Richtung.

Die Atomphysik lehrt, daß alle Atome der verschiedenen Elemente aus zwei Bestandteilen bestehen, die elektrischer Art sind: Negativ geladene Elektronen und positive Kerne. In den Atomen sind Elektronen und Kerne in verschiedener Zusammenstellung und Anordnung zusammengefügt. Dieser unterschiedliche Aufbau ergibt die Verschiedenheit der Atome der einzelnen Elemente. Den Aufbau eines Atomes erklärt man nach dem RUTHERFORDSchen Atom-Modell. Der Kern ist Träger der Hauptmasse und der gesamten positiven Ladung des Atoms. Die Größe dieser Ladung ist stets ein ganzzahliges Vielfaches einer bestimmten Elektrizitätsmenge, die als elektrisches Elementarquantum bezeichnet wird. Die Zahl der positiven Elementarladungen eines Kernes ist gleich der Ordnungszahl des betr. Elementes (die dem Element im periodischen System zugeordnete Nummer): Also ein Wasserstoffkern 1, ein Heliumkern 2, usw. bis Uran mit 92. Dieser Kern wird von Elektronen „umkreist“. Die Anschauung entspricht dem „Kreisen“ der Planeten um die Sonne.

Das Elektron ist ein Körper kleinster Masse, sie beträgt nur $\frac{1}{1846}$ der Masse eines Wasserstoffatoms (kleinstes Atom). Die Elektronen besitzen negative Ladung von der Größe eines Elementarquantums. Zum Unterschied von den Kernen sind alle Elektronen gleich in der Ladung. Ein Atom (neutral) besitzt so viele Elektronen, wie der Kern positive Elementarquantum trägt. Das elektrische Elementarquantum ist eine äußerst kleine Elektrizitätsmenge; sie ist

$$e = 1,59 \cdot 10^{-19} \text{ Coulomb.}$$

Die Masse des kleinsten Atoms, des Wasserstoffatoms, beträgt

$$m_H = 1,66 \cdot 10^{-24} \text{ g,}$$

die Masse eines Elektrons demnach

$$m_e = \frac{1,66 \cdot 10^{-24}}{1846} = 8,98 \cdot 10^{-28} \text{ g.}$$

Die negative Elektrizität ist an das Elektron gebunden,

die positive an den Kern. Da die Kerne der einzelnen Atome verschieden sind, müssen auch die Ladungen verschieden sein. Als kleinste positive Ladung kann der Kern des Wasserstoffatoms auftreten. Er führt den Namen „Proton“ und besitzt eine positive Elementarladung. Die Masse des Protons ist gleich der des Wasserstoffatoms vermindert um die Masse eines Elektrons.

$$m_p = 1,660 \cdot 10^{-24} - 0,0009 \cdot 10^{-24} = \text{ungefähr } 1,660 \cdot 10^{-24} \text{ g.}$$

Der Durchmesser des Elektrons beträgt:

$$d_e = 10^{-13} \text{ cm}$$

der des Protons: $d_p = 10^{-11} \text{ cm.}$

Da die Masse der Elektronen gegenüber der Kernmasse klein ist, wird vielfach die Atommasse mit der Kernmasse (bzw. der positiven Ladung) identifiziert.

Das Wasserstoffatom besteht aus dem Kern und einem in elliptischen Bahnen laufenden Elektron (KEPLERsche Planetenbahnen). Die Kerne der höheren Elemente weisen eine bestimmte, im allgemeinen komplizierte Struktur auf. Wie die Versuche mit β -Strahlen bewiesen haben, müssen an dem Kernaufbau auch Elektronen teilhaben. Jeder Kern (außer dem Wasserstoffkern) besteht aus Protonen und Elektronen (Kernelektronen). Beide sind fest miteinander verkoppelt. Da die Kernelektronen eine ihrer Anzahl entsprechende Zahl von Protonen neutralisieren, gibt die Kernladungszahl (Ordnungszahl) die Differenz der Protonen und der Kernelektronen.

$$z = p - n.$$

Das periodische System beginnt in der Aufstellung mit der kleinsten Atommasse, des Wasserstoffes, und setzt diese Masse gleich 1 (genauer = 1,008). Auf diese Einheit sind nun alle weiteren Atome bezogen. Jedes Atom im System hat ein bestimmtes Gewicht und eine bestimmte Masse. Die Größe der Atommasse ist ungefähr gleich der Zahl der Protonen:

$$p = m.$$

Der Kern eines Atoms von der Ordnungszahl z wird von z einzeln umlaufenden Elektronen umgeben (Elektronenhülle, -schale). Die Bewegung geschieht in Form der KEPLERschen Planetenbahnen. Die einzelnen Elektronen „kreisen“ nicht willkürlich, sondern sind je nach Anzahl zu Schalen zusammengefaßt. Die Schalen tragen in steigender Reihenfolge 2, 8, 8, 18, 18, 32 Elektronen. Je mehr Elektronen um einen Kern laufen, um so mehr Schalen sind vorhanden. Der Abstand der Schalen vom Kernmittelpunkt nimmt mit jeder Schale zu. Die Abmessungen der äußeren Schale liegt in der Größenordnung von 10^{-8} cm. Durch diese Angaben ist zugleich die Atomgröße definiert. Die Bahn-Elektronen verteilen sich auf die einzelnen Schalen entsprechend dem gesetzmäßigen Aufbau. Beim Schalenaufbau sind auch Zwischenstufen vorhanden. Es kann eine Schale voll, eine neue Schale begonnen worden sein, eine neue kurz vor der Vollendung stehen und schließlich eine neue Schale gerade voll geworden sein. Diese Einstufungen wiederholen sich im periodischen System der Elemente nacheinander. Die Zahl der in nicht vollendeten Schalen laufenden Elektronen steht mit der Wertigkeit in engem Zusammenhange.

Auf Grund des Schalenaufbaues können ganz allgemein vier Gruppen aufgestellt werden:

1. Edelgase: Atom mit gesättigter Schale. Weder Abgabe noch Aufnahme von Elektronen.
2. Metalle: Neue Schale erst begonnen. Geben leicht wieder Elektronen ab.
3. Amphotere: Neue Schale ist halb fertig. Geben Elektronen ab oder nehmen auf.
4. Binder: Neue Schale fast fertig. Nehmen gern Elektronen auf.

Ein elektrisch neutrales Atom besitzt soviel Elektronen, wie es positive Elementarladungen aufweist.

Verliert ein Atom Elektronen, dann hat es insgesamt positiven Ladungsüberschuß. Treten zu einem neutralen Atom noch Elektronen hinzu, so hat es negative Ladung. Elektrisch geladene Atome (oder auch Moleküle) bezeichnet man als Ionen. Aus Protonen und Elektronen sind die Atomkerne, aus diesen und den sie umhüllenden Schalelektronen wiederum die Atome aufgebaut. Daraus folgt: Elektrizität ist die Ursubstanz der ganzen körperlichen Welt. Was im allgemeinen unter „Elektrizität“ verstanden wird, ist keine Elektrizität sondern elektrische Energie. Ein Elektrizitätswerk liefert keine Elektrizität sondern Energie. Die Materie besteht im Urstoff aus Elektrizität. Zeigt sich in solcher Materie ein elektrischer Stromfluß, so kann nicht gesagt werden, in dem Stoff fließe Elektrizität. Bei einer elektrischen Leitung handelt es sich nur um Verschiebungen innerhalb des atomaren Aufbaues der Materie, also um reine energetische Vorgänge.

Die Theorie der metallischen Elektrizitätsleitung bietet gegenüber der Leitung in Elektrolyten und Gasen große Schwierigkeiten, da die atomare Beschaffenheit der Gase und Elektrolyte genügend erforscht ist, dagegen die Theorie des Aufbaues der Metalle noch Lücken aufzuweisen hat. Doch zeigt sich die Elektronentheorie der Metalle bisher in Übereinstimmung mit den beobachteten Vorgängen.

Nach dieser Theorie sind die Elektronen die Träger der metallischen Leitfähigkeit. Ein kleiner Beweis, daß die Leitung nicht von positiven Elektrizitätsträgern übernommen wird, besteht in folgender Tatsache: Positive Elektrizität ist an den Atomkern und damit an die Hauptmasse des Atoms gebunden. Eine Strömung der Atomkerne würde damit zu Materialverschiebungen führen, die sich meßbar bemerkbar machen müßten. Solche Materialbewegungen sind jedoch nicht festzustellen, also kann die Leitung nur mittels der viel kleineren Elektronen vorstatten gehen. Auch bei der Leitung durch Elektronen wird nun der Einwand gemacht, daß das Elektron Masse besitzt und demnach bei Ladungsvorgängen auch Masseänderungen eintreten müßten, die wägbare seien. Bisher konnte aber bei allen Untersuchungen noch keine Gewichtsänderung festgestellt werden.

Aber der praktische Fall zeigt die Unmöglichkeit solcher Wägungen. Die Masse eines Elektrons beträgt $8,98 \cdot 10^{-28} \text{ g.}$ Es müßten auf eine Kugel 10^{20} Elektronen aufgebracht werden, ehe mit empfindlichsten Methoden eine Gewichtsänderung feststellbar wäre. Das würde aber die Aufladung auf viele Millionen Volt voraussetzen, und dies ist praktisch nicht möglich. Auf Grund der Elektronentheorie ist aber zu berücksichtigen, daß ein neuer Begriff der Masse geschaffen worden ist. Der Begriff der Masse des Elektrons ist vom Begriff „Masse gleich Materie“ loszulösen. Die Masse des Elektrons gibt nach neueren Auffassungen die Trägheit des elektromagnetischen Feldes, das von den Elektronen hervorgerufen wird, an.

Die Tatsache, einem nichtmateriellen Stoff Masse zuschreiben zu müssen, erfordert eine bedeutende Umstellung der bisherigen Denkgewohnheiten. Es zeigt sich ganz allgemein, daß jede Energie, z. B. auch Licht, Masse hat. KAUFMANN machte zudem die Feststellung, daß die spezifische Ladung des Elektrons e/m um so kleiner wird, je größer die Geschwindigkeit des Elektrons ist. Da die Elementarladung e als konstant angesehen wird, folgt, daß die Masse m veränderlich ist. Das Elektron stellt also den einzigen Ladungsträger dar, der frei von Materie ist. Derart selbständige bewegliche Teile sind bereits bei vielen Versuchen festgestellt worden. Als solche waren bekannt: Die Kathodenstrahlen der selbständigen Entladung in der Vakuumröhre, die Elektronen aus einer WEHNELTischen Oxydkathode, die Glühelatronen des

RICHARDSONSchen Effektes (Elektronenröhre), die durch Licht beliebiger Wellenlänge (also auch Röntgenstrahlen und γ -Strahlen) ausgelösten Photoelektronen, die β -Strahlen der radioaktiven Substanzen, die durch α -Strahlen sekundär ausgelösten Elektronen (δ -Strahlen). Alle Versuche in dieser Richtung befinden sich mit den klaren Erkenntnissen der Atomphysik in Einklang.

Die Metalle zeigen im atomaren Aufbau bei den Bahn-Elektronen eine angefangene Schale, deren Elektronen sich leicht abspalten lassen. Nach LENARD besteht die Anschauung, daß im Inneren der Metalle eine Nähwirkung stattfindet. Schon aus der Existenz der positiv geladenen elektrolytischen Metallionen geht hervor, daß die große Nähe der elektrischen Felder benachbarter Atome eine leichte Abtrennung der Elektronen von den Metallatomen bewirkt. Demnach ist innerhalb eines metallisch leitenden Körpers stets eine Anzahl von Elektronen vorhanden, die als freibeweglich angesprochen werden können und sich zwischen den Atomen und Metallionen bewegen.

Nach den Vorstellungen der kinetischen Wärmetheorie kann den Elektronen eine ungeordnete, regellose Bewegung zugeschrieben werden. Ihre mittlere kinetische Energie ist analog der mittleren kinetischen Energie der Gasmoleküle bei gleicher Temperatur. Die Geschwindigkeit des Elektrons beträgt etwa 100 km/sec, da die Masse äußerst gering ist. Die Bewegungen der „freien“ Elektronen gehen nach allen Richtungen und beruhen auf thermischen Einwirkungen. Im Mittel sind in jeder Richtung eine gleich große Anzahl sich bewogender Elektronen vorhanden. Die Metallionen sind dagegen an die Struktur des Gitters gebunden. Der Ionenabstand beträgt etwa 10^{-8} cm. Auch die Ionen sind infolge thermischer Einflüsse gewissen Verschiebungen ausgesetzt. Naheliegender ist natürlich, daß den Atomkernen ein viel größerer Widerstand bei ihren Bewegungen entgegenwirkt als den kleinen Elektronen; denn der Atomkern ist fast 2000mal größer als das Elektron. Da die Ionen die Eckpunkte des Raumgitters des Metalles darstellen und diese einen Abstand von 10^{-8} cm haben, kann der Raum als fast leer angesprochen werden.

Wird nun in dem Metall ein elektrisches Feld erzeugt, indem an den Endflächen Elektroden angelegt werden, die mit einer Spannung verbunden sind, so tritt eine polare Wirkung ein. Die freibeweglichen negativen Elektronen werden der positiven Elektrode zustreben. Dabei steht den Elektronen in dem weiten Raumgitter kein großer Widerstand entgegen. Allerdings sind die tatsächlichen Bewegungen der Elektronen nur gering. Ein wanderndes Elektron wird auf dem Wege zur positiven Elektrode sehr schnell von einem anderen Atom aufgenommen oder von einem Ion festgehalten. An dessen Stelle muß ein anderes, bisher an der Stelle sitzendes Elektron weiter wandern. Im Mittel bleibt die Zahl der wandernden Elektronen konstant. Die Anzahl der Elektronen pro Volumeneinheit ergibt die Dichte der Leitungselektronen. Dieser Elektronenfluß ist ganz ähnlich dem Flug der Elektronen der Kathodenstrahlen, indem die Elektronen in der Richtung des Feldes eine Geschwindigkeitskomponente erhalten. Nur wird das Elektron in der metallischen Leitung nach einiger Zeit zur Ruhe gebracht. Die Elektronen legen einen Weg zurück vom Ausgangspunkt bis zu dem Punkt, an dem sie von einem anderen Atom oder Ion aufgenommen werden. Dieses Stück ist die freie Weglänge des Elektrons.

Die Abbremsung der Elektronen verlangt, daß die kinetische Energie an die Atome oder Ionen abgegeben wird. Aus der in einer Richtung wirkenden kinetischen Energie wird ungeordnete, die sich in Wärme auswirkt. Ein Teil der elektrischen Energie geht also durch das Einwirken der Atome und Ionen in Wärme über (Joulesche

Wärme). Nach diesen Vorstellungen bewegen sich die Elektronen durch das Gefüge eines Metalles unter der Wirkung eines elektrischen Feldes wie in einem reibenden Medium. Je größer die Geschwindigkeit des Elektron, also je größer die Feldstärke bei gleicher Materie ist, um so größer wird der in Wärme verwandelte Anteil der elektrischen Arbeit. Unter der Einwirkung des Feldes stellt sich schließlich eine mittlere Geschwindigkeit ein. Je größer die mittlere Geschwindigkeit der Elektronen ist, um so größere Elektrizitätsmengen werden in dem Leiter fortbewegt, um so größer ist die Stromstärke. Die Elektronendichte pro Leitungsquerschnitt ist ebenso wie die mittlere Weglänge eine Konstante für jeden metallischen Leiter. Sie zusammen ergeben den spezifischen Widerstand.

Die Elektronenbewegung im Metall ist vergleichbar mit dem Fallen kleiner Körper durch die Luft. Solche Fallbewegungen finden in dem STOKESschen Gesetz ihren Ausdruck. Die hemmende Kraft k ist der Geschwindigkeit v des Körpers proportional und einem Faktor a , der von dem Medium und der äußeren Form des Körpers abhängt.

$$k = a \cdot v$$

k kann als „Reibungskraft“ bezeichnet werden. Die den Körper beim Fall beschleunigende Schwerkraft $m \cdot g$ ist der Reibungskraft entgegengerichtet und gleich, so daß sich beide Kräfte aufheben und der Körper sich mit konstanter Geschwindigkeit bewegt. Auf die Elektronenbewegung übertragen heißt das:

$$a \cdot v = e \cdot \mathcal{E}$$

Die beschleunigende Kraft, vom elektrischen Felde $\mathcal{E}$ auf die Ladung des Elektrons e ausgeübt, ist gleich der „Reibungskraft“. Unwesentlich ist in dieser groben Betrachtung, daß v nur die Geschwindigkeitskomponente in der Richtung des Feldes ist und als Mittelwert gilt. Die Geschwindigkeit wird:

$$v = \frac{e}{a} \cdot \mathcal{E}$$

Je größer a wird, um so kleiner ist die Geschwindigkeit v . Durch den Querschnitt q eines Leiters fließen pro Längeneinheit in der Zeiteinheit $n \cdot q \cdot v$ Elektronen. Der Strom J als Maß der bewegten Ladungsmenge beträgt demnach:

$$J = nqv \cdot e$$

Die Feldstärke bei der Spannung U und der Leiterlänge l ist:

$$\mathcal{E} = \frac{U}{l}$$

Wird v durch die obenstehende Gleichung ausgedrückt, so ergibt sich für die Stromstärke:

$$J = nq \frac{e^2 U}{a \cdot l}$$

Das ohmsche Gesetz heißt:

$$J = \frac{U}{R}$$

Danach wird der Widerstand R in der vorletzten Gleichung:

$$R = \frac{a \cdot l}{e^2 n q}$$

Der spezifische Widerstand des Leiters beträgt also:

$$\rho = \frac{a}{e^2 n}$$

denn l und q sind Abmessungen des Leiters.

Aus diesen Darlegungen folgt, daß die Zahl der Elektrizitätsträger innerhalb des Leiters stets konstant ist. Die Elektronenzahl ist im Mittel gleich, da den abwandernden Elektronen eine gleiche Anzahl nachströmt. Die Elektronenkonzentration ist also unabhängig von Strom und Spannung. Dagegen steigt die Wanderungsgeschwindigkeit proportional der Feldstärke. Der ohmsche Widerstand des

metallischen Leiters ist demnach unabhängig von der Größe der herrschenden Feldstärke.

Es ist errechnet worden, daß die Geschwindigkeit der Ausbreitung des elektrischen Feldes der Lichtgeschwindigkeit gleich ist. Es wird dabei von dem Grundsatz ausgegangen, daß es sich bei allen im Raum ändernden elektrischen und magnetischen Feldstärken um „elektromagnetische Störungen“ handelt. Wird an einen Leiter eine Spannung gelegt, so breitet sich im Leiter mit der Geschwindigkeit $v = 300\,000$ km/sek das Feld aus, das für die Elektronen die treibende Kraft ist. In dem gleichen Moment erfahren die Elektronen an jeder Stelle des elektrischen Feldes eine Geschwindigkeitskomponente in Richtung des Feldes. Die Bewegung der Elektronen setzt mit dem Auftreten der Feldstärke ein. Die Feldstärke hat im metallischen Leiter nur einen geringen Betrag, da die Felder im Leiter sofort zusammenbrechen. Ein Cu-Draht von 10 m Länge, 1 mm Querschnitt habe einen Spannungsabfall von 1 Volt, dann beträgt die Feldstärke nur:

$$\mathcal{E} = \frac{u}{l} = 0,001 \text{ V/cm}$$

Die Geschwindigkeit der Elektronen im Leiter ist sehr klein, wie die untenstehende Rechnung noch zeigen wird. Das ist im ersten Augenblick der Betrachtung verwunderlich; denn es ist bekannt, daß die Leitung in Metallen mit Lichtgeschwindigkeit vorstatten geht. — Ein Analogon dazu bildet die Fortpflanzung einer Druckwelle in einer Flüssigkeit. Die Druckwelle pflanzt sich mit der in der betreffenden Flüssigkeit geltenden Schallgeschwindigkeit fort, dagegen hat die reine Strömungsgeschwindigkeit der Flüssigkeitsteilchen viel kleinere Werte.

Über die Geschwindigkeit der Elektronen gibt nachstehende Rechnung ein Bild: In einem Silberdraht von 1 mm² Querschnitt fließe ein Strom von 1 Amp = 1 Coulomb/sek. Es kann, mangels genauerer Kenntnisse, die Voraussetzung gemacht werden, daß die Zahl der Leitungselektronen gleich der Zahl der Atome ist.

Dann ist die Zahl der Elektronen in 1 cm³ Silber $5,9 \cdot 10^{22}$; denn so groß ist die Zahl der Atome. Mit der Einsetzung des Wertes für die Elementarladung eines Elektrons $e = 4,79 \cdot 10^{-10}$ el. stat. Einheiten = $1,59 \cdot 10^{-19}$ Coulomb ergibt die Geschwindigkeitskomponente in der Richtung des Feldes:

$$v = \frac{J}{n e q} = 0,0106 \text{ cm/sek.}$$

Wie die Elektrizitätsbewegung durch die wandernden Elektronen hervorgerufen wird, so beruht auch die Wärmeleitfähigkeit auf Elektronenwanderung. Diese Gemeinsamkeit findet im WIEDEMANN-FRANZSCHEN Gesetz seinen rechnerischen Ausdruck.

Aus den Ausführungen ist klar hervorgegangen, daß eine Elektrizitätsleitung in Richtung des elektrischen Feldes von der negativen zur positiven Elektrode erfolgt. Die alte Bezeichnung „Der Strom fließt vom Plus zum Minus“ ist tatsächlich unzutreffend, wird aber praktisch beibehalten, da eine Umstellung der Begriffe in der technischen Anwendung zu nicht geringen Schwierigkeiten führen würde, die Beibehaltung des alten Begriffes aber der Praxis kein Hindernis in der Entwicklungsarbeit darstellt.

Im Metall sind die Elektronen und Ionen stets in Bewegung, die Ionen in nur sehr geringer. Die Bewegungen sind thermischen Ursprunges. Das Steigen des Widerstandes der Metalle bei Zunahme der Temperatur ist durch die Vergrößerung der thermischen Bewegungen im Metall bedingt, die wiederum den wandernden Elektronen einen größeren Reibungswiderstand entgegensetzen. Je tiefer die Temperaturen werden, um so kleiner wird der Widerstand. Bei verschiedenen Metallen treten jedoch in der Nähe des absol. Nullpunktes (-273°C) Verhältnisse ein, die den ohmschen Widerstand fast Null werden lassen. Eine Erklärung dieser sog. Supra-Leitung, die wohl nur auf dem Wege der Quantentheorie gegeben werden kann, ist noch nicht einwandfrei gefunden worden.

Die obere Grenzfrequenz bei der Übertragerkopplung

Von Dipl.-Ing. HELMUT PITTSCH

Während die untere Grenzfrequenz einer Übertragerkopplung nach Abb. 1 durch den Innenwiderstand der ersten Röhre und die Primärinduktivität L_1 gegeben ist¹⁾, spielt bei den höheren Frequenzen des übertragenen Frequenzbereiches die Primärinduktivität keine Rolle. Man muß dann vielmehr die gesamte Streuinduktivität und die kapazitive Belastung der Sekundärseite des Übertragers berücksichtigen²⁾. Dann gilt das Ersatzschaltbild nach Abb. 2, bei welchem das Ersatzschaltbild des Übertragers³⁾ mit den Streuinduktivitäten S_1 und $\frac{S_2}{\bar{u}^2}$ (zusammen gleich $s \cdot L_1$) angewendet ist. Die Ohmschen Widerstände der Windungen seien hier vernachlässigt, nämlich der Ohmsche Widerstand der Primärwicklung von z. B. 2500 Ohm (in Reihe mit der linken Streuinduktivität S_1 liegend) und der mit dem Quadrat des Übersetzungsverhältnisses heruntertransformierte Widerstand der Sekundärwicklung von z. B. $\frac{12\,000}{3^2} = 1350$ Ohm (in Reihe mit der rechten Streuinduktivität $\frac{S_2}{\bar{u}^2}$ liegend), welche beide zu dem inneren Widerstand R_i hinzuzuzählen wären.

¹⁾ H. PITTSCH, Der Frequenzbereich bei der Übertragerkopplung, FTM 1938, Heft 11.

²⁾ BARKHAUSEN, Lehrbuch der Elektronenröhren, 2. Bd. 1933, S. 176—187.

³⁾ H. PITTSCH, Das Ersatzschaltbild des Übertragers, FTM 1938, H. 4, S. 111 und H. 7, S. 222; ferner Funk 1938, H. 21, S. 577.

Die Kapazität C in Abb. 1 setzt sich aus der Kapazität der Sekundärwicklung und der dynamischen Gitter-Kathode-Kapazität der folgenden Röhre zusammen. Ihr kapazitiver Widerstand $\frac{1}{\omega C}$ wird auf die Primärseite wie ein Ohmscher Widerstand heruntertransformiert (auf den Wert $\frac{1}{\bar{u}^2 \cdot \omega C}$, wenn $\bar{u}$ das Verhältnis der sekundären zur primären Windungszahl darstellt (z. B. 3 : 1). Deshalb erscheint die Kapazität C selbst auf der Primärseite auf den Wert $\bar{u}^2 \cdot C$ vergrößert. Die Kapazität $\bar{u}^2 \cdot C$ in Abb. 2

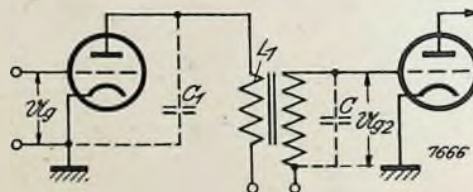


Abb. 1. Übertragerkopplung zwischen zwei Röhren

wächst also nicht nur bei größerem C , sondern auch bei größerem $\bar{u}$. Wegen der Heraustransformierung der Kapazität auf die Primärseite kann die übertragene Kapazität $\bar{u}^2 \cdot C$ beträchtliche Werte annehmen (z. B. 1000 pF). Die Kapazität der Primärwicklung, die parallel zur Reihenschaltung von R_i und dem Generator liegt, kann man da-

gegen vernachlässigen. Man kann sie sogar noch durch einen hinzugeschalteten Kondensator¹⁾ erhöhen (C_1 in Abb. 1). Die an $\ddot{u}^2 \cdot C$ in Abb. 2 gedachte Spannung U_c ist $\ddot{u}$ -mal kleiner als die Gitterwechselspannung U_{g2} der folgenden Röhre.

Nun soll das Verhalten der Schaltung bei verschiedenen Frequenzen betrachtet werden.

Bei tiefen Frequenzen ist der kapazitive Widerstand von $\ddot{u}^2 \cdot C$ so groß gegen den induktiven Widerstand von L_1 , daß er bei der Berechnung der unteren Grenzfrequenz¹⁾ (linke gestrichelte senkrechte Linie in Abb. 3 für $\omega L_1 = R_i$) vernachlässigt werden kann. Bei zunehmender Frequenz sinkt jedoch der kapazitive Widerstand von $\ddot{u}^2 \cdot C$, und der

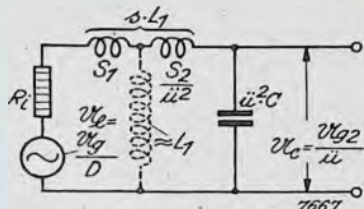


Abb. 2. Spannungsquellen-Ersatzschaltung der Abb. 1 für hohe Frequenzen (Streuressonanz zwischen $s \cdot L_1$ und $\ddot{u}^2 \cdot C$)

induktive Widerstand von L_1 nimmt zu, bis beide Widerstände im mittleren Teil des Frequenzbereiches einander gleich sind und daher einen Parallel-Resonanzkreis $L_1, \ddot{u}^2 \cdot C$ bilden. In diesem Bereich tritt die Resonanz (angekreuzte Stellen in Abb. 3) im allgemeinen nicht als Spannungserhöhung in Erscheinung, da sie durch den inneren Widerstand R_i gedämpft wird. Die Ausgangsspannung U_c ist nämlich im mittleren Frequenzbereich im wesentlichen durch R_i bestimmt¹⁾ und deshalb gleich der Leerlaufspannung U_i , da ein parallel geschalteter höherer Widerstand (induktiv unterhalb bzw. kapazitiv oberhalb der Parallelresonanz) ohne nennenswerten Einfluß ist. Die Resonanz macht sich nur bemerkbar, wenn C in Abb. 1 und 2 (oder $\ddot{u}$ bei praktisch nicht mehr herstellbarer Größe) sehr groß ist und die Resonanz deshalb bereits bei tiefen Frequenzen liegt, denn dann tritt oberhalb der Resonanz bereits ein Abfall der Kurve auf (Kurve 1 in Abb. 3), weil aus den unten genannten Gründen die Streuresonanz zwischen $s \cdot L_1$ und $\ddot{u}^2 \cdot C$ nicht anhebend wirkt, wenn bei der Streuresonanz der kapazitive Widerstand von $\ddot{u}^2 \cdot C$ klein gegen R_i ist.

Frequenzmäßig oberhalb der Resonanz zwischen L_1 und $\ddot{u}^2 \cdot C$ (angekreuzte Stellen in Abb. 3) wird der kapazitive Widerstand von $\ddot{u}^2 \cdot C$ in Abb. 2 klein gegen ωL_1 und daher wegen der Parallelschaltung dieser beiden Blindwiderstände maßgebend, so daß man die Querinduktivität L_1 in Abb. 2 vernachlässigen kann. Sie ist deshalb gestrichelt gezeichnet. Aus der dann verbleibenden Spannungsquellen-Ersatzschaltung erkennt man das Verhalten des Übertragers bei den höheren Frequenzen. Der induktive Widerstand $s \cdot \omega L_1$ ist bei tiefen Frequenzen zunächst noch klein gegen R_i . Der kapazitive Widerstand von $\ddot{u}^2 \cdot C$ ist jedoch bei tiefen Frequenzen größer als R_i und deshalb erst recht größer als das gegen R_i kleine $s \cdot \omega L_1$.

Wenn bei zunehmender Frequenz der abnehmende Widerstand $\frac{1}{\ddot{u}^2 \cdot \omega C}$ bereits auf den Wert von R_i gesunken ist, bevor der steigende Widerstand $s \cdot \omega L_1$ erreicht ist (dieser also noch klein ist), hat das Absinken der Frequenzkurve schon begonnen (Punkt a auf Kurve 1 in Abb. 3), da ja die abgesunkene Spannung an der Kapazität zur nächsten Röhre geführt wird. Die obere Grenzfrequenz, die dann ungefähr durch R_i und $\ddot{u}^2 \cdot C$ bestimmt wird, ist hiermit erreicht.

Ist dagegen die Kapazität $\ddot{u}^2 \cdot C$ so klein und deshalb ihr kapazitiver Widerstand so groß, daß bei zunehmender Frequenz ihr kapazitiver Widerstand zunächst noch nicht bis auf den Betrag von R_i abfällt, so tritt schon vorher

mit dem gleichzeitig über den Betrag von R_i angestiegenen $s \cdot \omega L_1$ eine Resonanz auf ($\frac{1}{\ddot{u}^2 \cdot \omega C} = s \cdot \omega L_1$, in Abb. 3 durch kleine Kreise angedeutet), welche „Streuressonanz“ genannt wird, da sie durch die Streuinduktivität $s \cdot L_1$ verursacht wird. Es gilt dann die Kurve 3 in Abb. 3.

Man sieht, daß bei der Streuresonanz auf Kurve 3 die durch einen senkrechten Strich angedeutete Grenze, bei der $s \cdot \omega L_1$ auf den Betrag von R_i angestiegen ist, bereits überschritten ist und deshalb $s \cdot \omega L_1$ und auch $\frac{1}{\ddot{u}^2 \cdot \omega C}$ größer als R_i geworden sind. Der Abfall der Frequenzkurve 3 oberhalb der Streuresonanz erfolgt in stärkerem Maße als oberhalb der oberen Grenzfrequenz einer Widerstandskopplung, weil nicht nur $\frac{1}{\ddot{u}^2 \cdot \omega C}$ abnimmt, sondern

weil auch der als Vorschaltwiderstand wirkende Widerstand $s \cdot \omega L_1$ zunimmt.

Sind dagegen die beiden Blindwiderstände der Streuinduktivität $s \cdot L_1$ und der Kapazität $\ddot{u}^2 \cdot C$ an der Streuresonanzstelle kleiner als R_i , so ist dann die Spannung U_c bereits unter die bei mittleren Frequenzen vorhandene Leerlaufspannung U_i abgesunken (Kreis auf Kurve 1 in Abb. 3), was weiter unten noch näher begründet werden soll. Das in bezug auf die Blindwiderstände große R_i wirkt sozusagen dämpfend. Bis zur Streuresonanz fällt die Kurve 1 umgekehrt proportional mit der Frequenz ab (weil $\frac{1}{\ddot{u}^2 \cdot \omega C} < R_i$, wie oben gesagt) und oberhalb der Streuresonanz umgekehrt proportional dem Quadrat der Frequenz (zweifache Steilheit bei doppeltlogarithmischem Maßstab), wie auch bei den Kurven 2 und 3, da der Spannungsabfall an der Streuinduktivität das Absinken beschleunigt.

Man muß also zur Erzielung einer Resonanzüberhöhung bei einer gegebenen Frequenz, bei der die Streuresonanz auftreten soll, eine genügend kleine Kapazität $\ddot{u}^2 \cdot C$ und eine entsprechend bemessene Streuinduktivität wählen. Reicht die vorhandene Streuung des Übertragers nicht aus, so kann man die Streuinduktivität durch Einschalten einer kleinen Drossel von wenigen Henry zwischen die Anode der ersten Röhre in Abb. 1 und der Primärwicklung des Übertragers vergrößern. Sie liegt dann im Ersatzschaltbild nach Abb. 2 zwischen R_i und S_1 . Legt man die Drossel dagegen auf die Sekundärseite des Übertragers, so geht die Wicklungskapazität der Sekundärseite des Übertragers nicht mehr in die Resonanz ein, sondern nur die Gitter-Kathodenkapazität der folgenden Röhre. Diese Schaltung ist also dann zweckmäßig, wenn wegen zu großer Kapazität $\ddot{u}^2 \cdot C$ keine Resonanzüberhöhung zu erzielen ist.

Zwischen den beiden Fällen, in denen die Streuresonanz gemäß Kurven 1 und 3 für

$$\frac{1}{\ddot{u}^2 \cdot \omega C} (= s \cdot \omega L_1) \text{ kleiner oder größer als } R_i$$

auftritt, liegt der Fall, in dem die Streuresonanz gerade dann vorhanden ist, wenn $\frac{1}{\ddot{u}^2 \cdot \omega C} = s \cdot \omega L_1 = R_i$ ist (Kurve 2).

Dann fällt die Frequenzkurve bei der Streuresonanz selbst weder ab, noch steigt sie an. Dies hat folgenden Grund. Wegen der angenommenen Gleichheit der beiden Blindwiderstände und von R_i bei der Streuresonanz herrscht an allen drei Widerständen dem Betrage nach die gleiche Spannung $U_{Ri} = U_{sL1} = U_c$, wie Abb. 4 zeigt. Da die Spannungen an den beiden Blindwiderständen gemäß Abb. 4 in der Phase einander entgegengesetzt sind, weil sie beide in verschiedenem Sinne um 90° gegen die Spannung U_i verschoben sind und daher die beiden Blindwiderstände zusammen wie ein Kurzschluß wirken, herrscht die volle Generatorspannung U_i an R_i und ist wegen der Gleichheit

der Spannungen an allen drei Widerständen auch an $\ddot{u}^2 \cdot C$ vorhanden. Auf der Sekundärseite herrscht deshalb die Gitterwechselspannung $U_{g2} = \ddot{u} \cdot U_1$, die auch bei tiefen und mittleren Frequenzen vorhanden ist, wie zu Anfang dieses Aufsatzes gezeigt wurde.

Sind die beiden Blindwiderstände bei der Resonanz größer als R_i , so tritt an ihnen auch eine größere Spannung als an R_i auf, also eine größere Spannung als U_1 . Die Resonanzüberhöhung ist

$$e = \frac{s \cdot \omega L_1}{R_i} \dots \dots \dots (1)$$

Auffallend ist, daß die Streuresonanzstellen in Abb. 3 alle dieselbe Spannung ergeben, was aber nur unter der vereinfachenden Annahme gilt, daß C bei größerem $\ddot{u}$ gleich groß bleibt und die Kurven 1—3 also nur verschiedenem $\ddot{u}$

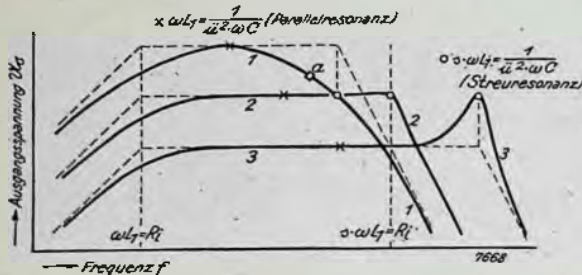


Abb. 3. Frequenzkurven einer Übertragerkopplung für ein großes (1), mittleres (2) und kleines (3) Übersetzungsverhältnis bei gleichbleibender Primärinduktivität L_1

entsprechen (Kurve 1 für großes $\ddot{u}$). Der Grund für diese auffallende Erscheinung ist aus folgender Gleichung ersichtlich, in welcher die Gitterwechselspannung U_{g2} der nachfolgenden Röhre gleich dem Produkt aus Resonanzstrom $\frac{U_1}{R_i}$ und dem kapazitiven Widerstand und dem Übersetzungsverhältnis ist:

$$U_{g2} = \frac{U_1}{R_i} \cdot \frac{1}{\ddot{u}^2 \cdot \omega C} \cdot \ddot{u} \dots \dots \dots (2)$$

Aus der Resonanzbedingung: $s \cdot \omega L_1 = \frac{1}{\ddot{u}^2 \cdot \omega C}$

erhält man: $\ddot{u} \cdot \omega = \sqrt{\frac{1}{s \cdot L_1 \cdot C}}$

Setzt man diesen Wert in Gleichung 2 ein, so sieht man, daß $\ddot{u}$ herausfällt und deshalb U_{g2} bei der Streuresonanz unabhängig von $\ddot{u}$ ist.

Zusammenfassend lassen sich folgende Bedingungen für die obere Grenzfrequenz feststellen: Die erste Bedingung lautet, daß der kapazitive Widerstand von $\ddot{u}^2 \cdot C$ für die höchste Frequenz nicht kleiner als R_i werden darf. Diese Bedingung lautet, als Gleichung ausgedrückt:

$$\frac{1}{\ddot{u}^2 \cdot \omega C} \geq R_i$$

Günstig sind also ein kleines $\ddot{u}$ und C (großer kapazitiver Widerstand) und ein kleines R_i (dies wie bei der unteren Grenzfrequenz). Gemäß Punkt a auf Kurve 1 in Abb. 3 ist bei Gleichheit der beiden Seiten der Gleichung die Kurve auf das 0,7fache des Höchstwertes gesunken.

Außer dieser Bedingung muß aber auch noch eine zweite erfüllt sein, nämlich die, daß die Streuresonanz noch nicht überschritten ist, da hinter der Streuresonanz ein starker Abfall stattfindet. Bei Kurve 3 erfolgt wegen der Streuresonanz der Abfall schon, obwohl der kapazitive Widerstand von $\ddot{u}^2 \cdot C$ bei der Streuresonanzfrequenz noch größer als R_i ist. Bei Kurve 2 bewirkt die Streuresonanz, daß die Kurve trotz Gleichheit von kapazitivem und innerem Widerstand an der Streuresonanzstelle nicht auf den 0,7fachen Wert abgesunken ist, sondern auf dem höchsten Wert bleibt, wie an Hand der Abb. 4 erklärt wurde.

Die obere Grenzfrequenz liegt um so höher, je kleiner C , $\ddot{u}$ und s bei gegebenem R_i sind. Bei kleinem C sinkt nämlich der kapazitive Widerstand erst bei einer höheren Frequenz auf einen kritischen Wert. Das Übersetzungsverhältnis $\ddot{u}$ spielt eine Rolle, weil die Kapazität $\ddot{u}^2 \cdot C$ maßgebend ist. Eine kleine Streuinduktivität $s \cdot L_1$ bewirkt, daß die Streuresonanz erst bei einer hohen Frequenz auftritt, da erst dann der induktive Widerstand genügend groß ist. Bei größerem Streufaktor s rückt also die Streuresonanz der Kurve 3 mehr nach links. Aus diesen Gründen, d. h. zur Erzielung eines genügend kleinen $\ddot{u}^2 \cdot C$ und $s \cdot L_1$ geht man meist nicht über ein Übersetzungsverhältnis von 3 : 1 hinaus (bei $R_i \approx 10\,000$ Ohm; vgl. letzten Absatz).

Auch die rechte gestrichelte senkrechte Linie in Abb. 3 für $s \cdot \omega L_1 = R_i$ verschiebt sich bei größerem Streufaktor s' nach links, und die Kurve 2 erhält zwischen dieser neuen und der dargestellten gestrichelten Linie eine Anhebung, da

dort Gleichheit zwischen $s' \cdot \omega L_1$ und $\frac{1}{\ddot{u}^2 \cdot \omega C}$ auftritt und

zugleich diese beiden Blindwiderstände größer als R_i sind. Bei der neuen gestrichelten Linie ist ja $s' \cdot \omega L_1$ bereits auf R_i gestiegen (von tiefen Frequenzen ausgehend) und an-

dererseits $\frac{1}{\ddot{u}^2 \cdot \omega C}$ noch nicht auf R_i gesunken, so daß $s' \cdot \omega L_1$

und $\frac{1}{\ddot{u}^2 \cdot \omega C}$ bei einer bestimmten Frequenz zwischen den beiden Linien einander gleich sind.

Legt man zur Ermittlung des Frequenzbereiches vereinfachend die dargestellte Kurve 2 zugrunde, so ergibt sich als Frequenzbereich der zwischen den beiden gestrichelten Linien liegende Bereich und damit die Bedingung:

$$\omega_u L_1 = R_i = s \cdot \omega_o L_1$$

und hieraus

$$\frac{\omega_o}{\omega_u} = \frac{f_o}{f_u} = s$$

Der Frequenzbereich von f_u bis f_o ist dann durch den Streufaktor s gegeben.

Erwähnt sei noch, daß die Kurven der Abb. 3 ein anderes Aussehen erhalten, wenn man das Übersetzungsverhältnis $\ddot{u}$ nicht bei konstanter Primärwindungszahl durch Ändern der Sekundärwindungszahl verschieden groß macht, sondern bei konstanter Sekundärwindungszahl durch Ändern der Primärwindungszahl. Dann bleiben die Parallelresonanzstellen und bei gleichbleibendem Streufaktor s auch die Streuresonanzstellen je bei derselben Fre-

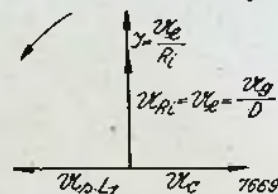


Abb. 4. Vektordiagramm für die Streuresonanz der Kurve 2 in Abb. 3

quenz²⁾. Daß $\ddot{u}$ ohne Einfluß auf die Resonanzfrequenzen ist, erkennt man aus folgendem. Wenn man L_1 z. B. auf ein Viertel erniedrigt, indem man die Windungszahl auf die Hälfte herabsetzt, steigt $\ddot{u}$ auf das Doppelte und demgemäß $\ddot{u}^2 \cdot C$ auf das Vierfache, so daß die Resonanzfrequenzen dieselben bleiben. Die Resonanzstellen machen sich nur verschieden stark bemerkbar, und zwar beide in entgegengesetztem Sinne, so daß die Kurven bei größerem $\ddot{u}$ immer schmaler werden.

Bei den käuflichen Übertragern ist weder eine konstante Primärwindungszahl noch eine konstante Sekundärwindungszahl bei verschiedenem $\ddot{u}$ angewendet. Man bewegt sich vielmehr zwischen den beiden Fällen. Wenn man nämlich bei großem $\ddot{u}$ die Primärinduktivität zu klein machen würde, wären die tiefen Frequenzen zu sehr benachteiligt.

Andererseits läßt sich die Sekundärwindungszahl nicht beliebig steigern, da sonst die Streuung und die Kapazität der Sekundärwicklung zu groß würde. Eine bestimmte Drahtstärke läßt sich ja wegen der mechanischen Festigkeit nicht unterschreiten.

Schließlich soll noch darauf hingewiesen werden, daß die Gesetze für den Frequenzbereich eines Übertragers auch dann gültig sind, wenn sich anstatt einer Röhre ein anderer Generator, z. B. ein Mikrophon, vor der Übertragerkopplung befindet. Wenn der innere Widerstand R_i dieses Generators kleiner als der einer Röhre ist, wird eine Anpassung mit Rücksicht auf die tiefste Frequenz bereits bei einer kleineren Primärinduktivität L_1 erreicht. Man kann dann ein großes $\ddot{u}$ wählen (z. B. 20 : 1 bei $R_i \approx 100 \text{ Ohm}$ oder 1000 : 1 bei $R_i \approx 0,2 \text{ Ohm}$), ohne daß die Sekundär-

wicklung und ihre Eigenkapazität zu groß wird. Ein großes $\ddot{u}$ und damit auch ein großes $\ddot{u}^2 \cdot C$ (also kleines $\frac{1}{\ddot{u}^2 \cdot \omega C}$) ist dann nämlich ohne Benachteiligung der hohen Frequenzen wegen des kleineren R_i und des kleineren $s \cdot L_1$ (infolge des kleineren L_1) zulässig. Die Grenze von $\ddot{u}$ ist wieder durch die höchste wiederzugebende Frequenz bestimmt. Zur Erfüllung der beiden obengenannten Bedingungen für die obere Frequenzgrenze bei der Übertragerkopplung darf also wieder $\ddot{u}^2 \cdot C$ nicht zu groß werden gegenüber R_i und gegen die Streuinduktivität $s \cdot L_1$. Diese ist nicht entsprechend dem kleineren L_1 in gleichem Maße kleiner, da wegen des größeren $\ddot{u}$ und der dadurch bedingten loseren Ankopplung der größeren Sekundärwicklung der Streufaktor s größer ist.

Ein Allwellen-Zweikreiser guter Wiedergabe mit drei Kurzwellenbereichen

Von K. KÖNIG

Der hier beschriebene Empfänger zeigt als Eigenart einmal den vorhandenen Kurzwellenbereich in dreifacher Unterteilung von etwa 13,8–20 m, 19–26 m und 25 bis 71 m. Zum andern wurde besonderer Wert auf eine möglichst gute Wiedergabe gelegt.

Wie die Schaltung Abb. 1 zeigt, enthält das Gerät eine Hochfrequenzstufe mit der Fünfpolsdirmröhre AF 7, eine Gleichrichterstufe mit der Zweipolröhre AB 2 und daran anschließend einen dreistufigen Niederfrequenzverstärker in Widerstandskopplung mit der Dreipolröhre AD 1 als Endstufe.

Im Interesse eines guten Kurzwellenempfanges ist eine Rückkopplung vorgesehen worden, die man jedoch bei dem normalen Rundfunkempfang gar nicht oder nur schwach betätigen soll, damit die hohen Frequenzen durch die auftretende Dämpfungsverminderung des 2. Hochfrequenzkreises keine Schwächung erfahren.

Im Eingang des Empfängers liegt ein Sperrkreis SP für den Bereich 200–600 m mit Hochfrequenzspule und verlustarmem Drehkondensator. Von den drei vorhandenen Antennenanschlüssen ist hier der mittlere A_2 gewählt worden. Bei langen Antennen oder bei sehr starken Ortssendern ist der Anschluß A_1 zu benutzen, bei mittleren und kurzen Antennen A_2 oder A_3 . Zweckmäßig wird für die jeweils vorliegenden Verhältnisse der günstigste Anschluß durch Ausprobieren festgestellt. Die

Klemme E des Sperrkreises ist über die Schaltbuchse SB_1 mit der Antennenspule des Hochfrequenztransformators HT_1 verbunden. Bei Benutzung des Apparate-Antennenanschlusses A_1 wird also mit Sperrkreis empfangen, während durch Einführung des Steckers der Antennenzuleitung in die Schaltbuchse (Anschluß A_2) der Sperrkreis automatisch abgeschaltet wird.

Die für HT_1 und HT_2 benutzten Hochfrequenztransformatoren sind hochwertige und in ihrem Aufbau interessante Spulensätze. Abb. 2 gibt uns einen Einblick in den Aufbau eines Spulensatzes, von dem die Abschirmhaube entfernt wurde. Auf einem brückenförmigen Aluminiumgestell befinden sich oben links die Spulen RL für den Rundfunk- und Langwellenbereich in Hochfrequenzeisen-ausführung; die rechts davon stehenden Kurzwellenspulen K sind auf verlustarme Amenitkörper gewickelt. Unter der Brücke befindet sich die Umschalteneinrichtung mit 14 Schaltkontakten. Die Umschaltfedern sind in einer Trolitulleiste U eingebettet, ebenso die Anschlußösen in einer Leiste AS . Die Trenn- und Schließungskontakte liegen auf der uns abgewandten Seite. Bei dem Einbau der Hochfrequenztransformatoren ist darauf zu achten, daß beide die gleiche Schalterstellung aufweisen. Legen wir die Spule so auf den Tisch, daß die Anschlußleiste AS unten liegt (umgekehrt wie in Abb. 2) und die Trennkontaktseite uns zugewandt ist und bezeichnen die

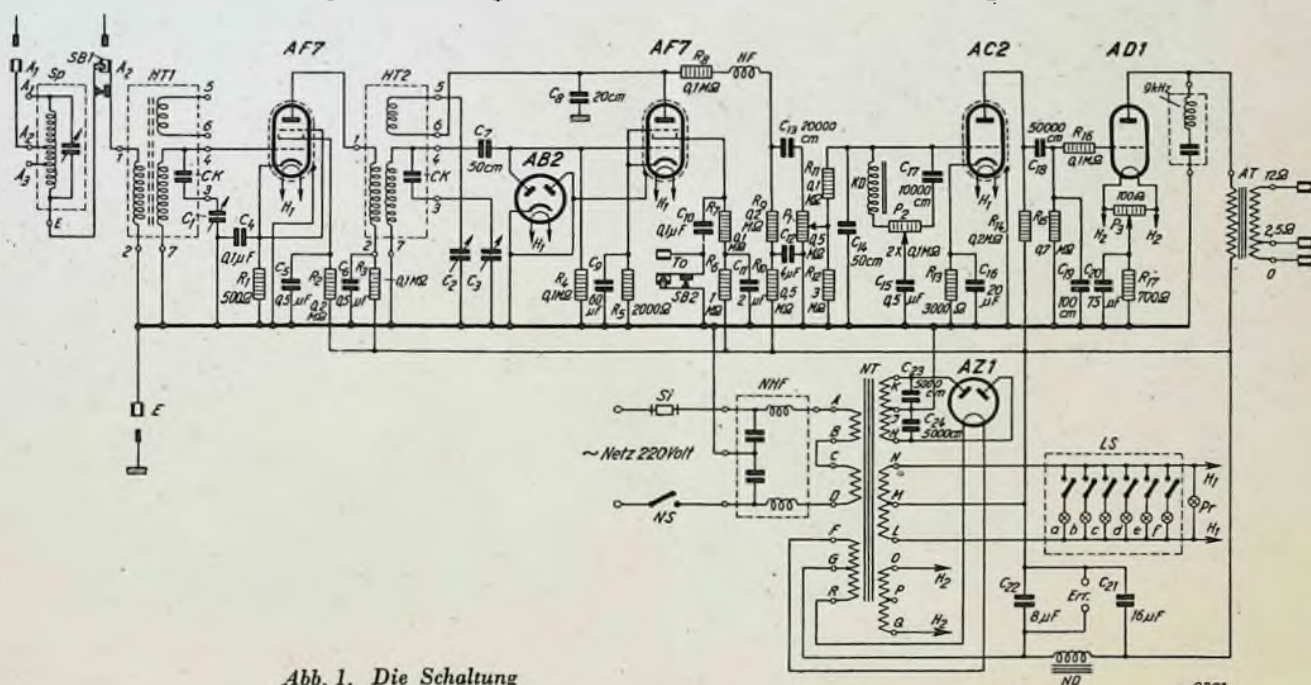


Abb. 1. Die Schaltung

Schaltkontakte von links nach rechts mit den Zahlen 1—14, so ergeben sich für die einzelnen Bereiche die Stellungen, wie sie aus der Abb. 3 ersichtlich sind.

Der Stator von C_1 bzw. C_3 liegt nicht, wie gewöhnlich, unmittelbar am gitterseitigen Ende 4 der Gitterkreisspule 4—7, sondern er ist an eine besondere Klemme 3 geführt. Dies hängt damit zusammen, daß beim Kurzwellenempfang Zusatzkapazitäten, die im Spulensatz eingebaut sind (angedeutet durch CK), dem Abstimmkondensator C_1 bzw. C_3 zugeschaltet werden, so daß sich die Abstimmkapazität dadurch auf etwa 100 cm verkleinert, um Abstimmungsschwierigkeiten zu beseitigen. Beim Umschalten auf Rundfunk- oder Langwellenbereich wird durch besondere Schaltkontakte der Stator unmittelbar an das gitterseitige Spulenende gelegt. Mit der Umschaltung auf „Tonabnehmer“ sind also im ganzen sechs verschiedene Schaltstellungen vorhanden (vgl. Abb. 3). Bei der Schalterstellung VI werden die Spulen hochfrequenzmäßig kurzgeschlossen, so daß der Rundfunkempfang in dieser Stellung unterbunden ist.

In der Hochfrequenzstufe wird die Fünfpolschirmröhre AF 7 benutzt. Sie erhält in üblicher Weise ihre Gittervorspannung durch den Kathodenwiderstand R_1 , der für die Hochfrequenz durch den Kondensator C_4 überbrückt ist. Für die Erzeugung der Schirmgitterspannung ist ein aus zwei Widerständen bestehender Spannungsteiler nicht erforderlich, sondern es genügt ein einfacher Vorwiderstand R_2 , der durch den Kondensator C_5 überbrückt wird. Das Schirmgitter liegt, ebenso wie bei der zweiten Röhre AF 7, über den Überbrückungskondensator C_1 (bzw. C_9) an der Bezugsleitung (Erde, Metallgestell), die Außenmetallisierung liegt unmittelbar daran. Die Hochfrequenzröhre erhält ihre Anodenspannung über den

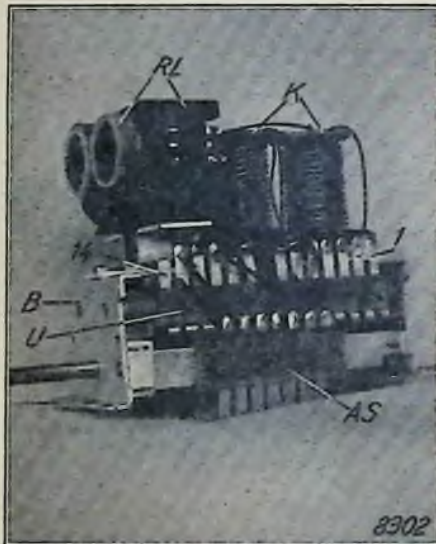


Abb. 2. Der Aufbau der Hochfrequenztransformatoren

Widerstand R_3 , der mit C_6 eine zusätzliche Siebkette bildet, und über die Primärseite des zweiten Hochfrequenztransformators HT_2 .

Die durch die erste Röhre verstärkte Hochfrequenzspannung gelangt über die Primärseite 1—2 in die Gitterkreisspule 4—7 des zweiten Spulensatzes und damit in den zweiten Abstimmkreis. Über den Kondensator C_7 wird die Hochfrequenz der Zweipolröhre zugeführt und hier gleichgerichtet. Ein restlicher Teil von Hochfrequenz, der noch in die folgende Röhre AF 2 gelangt, wird zur Rückkopplung ausgenutzt über die Rückkopplungsspule 5—6 und den Rückkopplungskondensator C_2 . Der Gitterableitwiderstand R_4 erhält mit Rücksicht auf die Zweipolröhre einen wesentlich kleineren Wert als bei der normalen Audionschaltung. Da die Röhre AF 7 als Verstärker arbeitet, bekommt sie eine Gittervorspannung

durch einen Kathodenwiderstand (R_1), der, ebenso wie bei den beiden folgenden Röhren, durch einen Kondensator überbrückt wird. Der Widerstand R_8 und die Hochfrequenzdrossel HF dienen als Sperre gegen das Eindringen von Hochfrequenz in den Niederfrequenzteil, und zwar R_8 als annähernd frequenzunabhängiger Sperrwiderstand für den Kurzwellenbereich, die Drossel HF für den Rundfunk- und Langwellenbereich. Der Kondensator C_8 dient zur Erzielung eines gleichmäßigen und weichen Schwingungseinsatzes der Rückkopplung.

Bereich	S ₁	S ₂	S ₃	S ₄	S ₅	S ₆	S ₇	S ₈	S ₉	S ₁₀	S ₁₁	S ₁₂	S ₁₃	S ₁₄
I 13—20 m	●	●	●											
II 19—26 m				●	●	●						●		
III 25—58 m				●	●		●					●		
IV 200—600 m							●	●	●	●	●		●	●
V 800—2000 m							●	●	●	●	●			●
VI Tonabnehmer							●	●						

● = geschlossen

8303

Abb. 3. Schalterstellung der Hochfrequenztransformatoren

Der Tonabnehmer liegt nicht, wie meist üblich, am Steuergitter, weil diese Anschaltung bekanntermaßen oft Schwierigkeiten mit sich bringt; sehr häufig werden durch irgendwelche benachbarte, Wechselstrom führende Leitungen infolge der Empfindlichkeit des Gitterkreises Brummgeräusche induziert, deren Beseitigung selbst bei sorgfältiger Abschirmung der Tonabnehmeranschlüsse oft nicht einfach ist. Man umgeht diese Schwierigkeiten, wenn man die von der Tonabnehmerdose erzeugten Wechselspannungen an das Schirmgitter führt; dies geschieht hier in einer Schaltungsart, wie wir sie auch in verschiedenen letztjährigen Industriegeräten finden. Um den Tonabnehmer an einem Widerstand von 0,1 Megohm arbeiten zu lassen, legen wir zwischen Schirmgitter und eigentlichen Schirmgitterwiderstand R_6 noch den Belastungswiderstand R_7 . Wird durch den Anschluß des Tonabnehmers bei der Schaltbuchse SB_2 der Kondensator C_{10} von der Bezugsleitung getrennt, so liegt der eine Tonabnehmeranschluß an Erde, der andere über C_{10} am Schirmgitter der AF 7. Der verhältnismäßig große Kapazitätswert von C_{11} wirkt in diesem Falle für die Tonfrequenz als Erdung, so daß der Tonabnehmer dann praktisch an dem Widerstand R_7 arbeitet.

Die Ankopplung der Röhre AF 7 an die folgende Dreipolröhre AC 2 erfolgt in Widerstands-Kondensatorkopplung, ebenso die Kopplung zwischen AC 2 und der Endröhre. Die Kopplungskondensatoren C_{13} bzw. C_{18} haben mit Rücksicht auf die gute Wiedergabe der tiefen Frequenzen einen höheren Kapazitätswert als allgemein üblich. Mit Rücksicht auf die erstrebte Brummsfreiheit ist auch der Überbrückungskondensator C_{12} mit 4 μF verhältnismäßig hoch bemessen. R_{11} — C_{14} dienen als Hochfrequenzsperre. Der Drehspannungsteiler P_1 wird als niederfrequenter Lautstärkenregler benutzt. Die Einschaltung des Widerstandes R_{12} zwischen P_1 und Erde stellt nur eine Sicherheitsmaßnahme dar für den Fall, daß der Schleifer von P_1 einmal keinen sicheren oder gar keinen Kontakt geben sollte. Am Gitter der AC 2 liegt noch ein zweiseitig wirkender Klangregler, bestehend aus der Drossel KD , dem Regler P_2 und den Kondensatoren C_{15} und C_{17} . Wird der Schleifer von P_2 nach links bewegt, so werden die tiefen Frequenzen geschwächt, steht er mehr nach rechts, so erfolgt eine Schwächung der hohen Töne. Als praktische Einrichtung besitzt der Regler für die Mittelstellung, bei der elektrisches Gleichgewicht herrscht und damit weder eine „Verdunkelung“ noch „Aufhellung“ erfolgt, eine Einrastung, wodurch die Einstellung auf die gewünschte Wirkung wesentlich erleichtert wird. Damit von beiden Seiten eine dem Gehör angepaßte Klangreglung erfolgt, besitzt der Regler P_2 eine S-Kurve mit logarithmischem Einsatz an beiden Seiten. Die Gittervorspannung wird sowohl in

der Vorverstärkerstufe als auch in der Endstufe durch Kathodenwiderstände erzeugt. Vor dem Gitter der Endröhre liegt nochmals eine Hochfrequenzsperre $R_{10}-C_{10}$. Zu erwähnen ist die 9-kHz-Sperre an der Anode der Endröhre. Die Anschaltung des Lautsprechers erfolgt über einen Ausgangstransformator AT, der hier für niederohmige dynamische Lautsprecher bemessen ist.

Der große Anodenstromverbrauch der Endröhre macht einen entsprechend kräftig bemessenen Nettransformator erforderlich, der eine besondere Heizwicklung $O-Q$ für die Endröhre besitzt, denn wenn alle Röhren an ein und dieselbe Heizwicklung angeschlossen wären, so würden dadurch automatisch die Kathoden aller Röhren um den Betrag der Gitterspannung der AD1 „hochgelegt“, das heißt, es würde zwischen Heizfaden und Kathode eine unzulässig hohe Spannung von etwa 40 Volt liegen. Die übrigen Röhren erhalten ihren Heizstrom von der Wicklung $N-L$, deren Mittelpunkt geerdet ist, während bei der Heizwicklung für die Endröhre die elektrische Mitte durch den Entbrummer P_s hergestellt wird. An der Heizwicklung $N-L$ liegen auch die sechs Skalenlampchen $a-f$, die durch den sechspoligen Schalter LS gleichmäßig mit der Wellenbereichumschaltung der Hochfrequenztransformatoren angeschaltet werden und bei der später näher beschriebenen Skala zur Bereichsanzeige dienen. Auch die Projektionslampe Pr erhält ihren Heizstrom von derselben Heizwicklung $N-L$. Der Nettransformator besitzt Anodenspannungswicklungen für 2×300 Volt und 100 mA. Da unser Gerät diesen Stromverbrauch nicht aufweist und der Nettransformator sehr reichlich bemessen ist, haben wir hinter der Netzdrossel (im Betriebszustand gemessen) eine hohe Spannung von etwa 365 Volt, so daß wir noch die Erregerspannung für einen dynamischen Lautsprecher entnehmen können. Wird eine Erregerspannung dem Netzteil nicht entnommen, so muß man durch einen entsprechend belastbaren, vor oder hinter die Netzdrossel ND geschalteten Widerstand von etwa 4000 Ohm, am besten mit Abgreifschelle, die Höchstspannung herabsetzen (bei 4000 Ohm etwa 285 Volt), so daß die Endröhre keinesfalls mehr als 300 Volt Anodenspannung erhält (listenmäßig soll sie nur 250 Volt bekommen). Die Siebkette ist normal geschaltet. Um das Eindringen von hochfrequenten Störspannungen zu verhindern, die über das Netz in den Empfänger gelangen könnten, liegt im Netzeingang das Hochfrequenz-Netzfilter NHF, das zu-

gleich die Trennschärfe verbessert, weil es die Antennenwirkung des Netzes aufhebt.

Der praktische Aufbau erfolgt nach den weiteren Abbildungen auf einem kräftigen Aluminiumboden von 3 mm Stärke, der an den beiden Längsseiten je einen rechtwinklig nach unten gebogenen Flansch besitzt. Hieran werden, nachdem alle Bohrungen und Aussparungen angebracht sind, Leisten aus Isoliermaterial verschraubt, wie aus Abb. 4 ersichtlich. Dadurch wird zugleich die Montage der Anschlußbuchsen und anderer Schaltteile erleichtert, da sich eine besondere Isolation, die im Metall erforderlich wäre, erübrigt. Ist das Gerät fertig geschaltet, so werden unter dem Zwischenboden an der linken und rechten Seite Leisten aus Sperrholz angeschraubt, so daß sich ein sehr festes Aufbaugestell ergibt. Der Zwischenboden läßt sich für sich allein weit bequemer bearbeiten, als wenn von vornherein fest angegebene Seitenwände vorhanden sind.

Die beiden Hochfrequenztransformatoren stehen am hinteren Rande der Grundplatte in einer Reihe mit dem Beleuchtungsschalter LS. Die Achsen sind miteinander gekuppelt, und es ist vor dem Einbau darauf zu achten, daß die richtige, übereinstimmende Schalterstellung vorhanden ist. Zu dem Zweck stellen wir die Schalter der Hochfrequenztransformatoren so ein, daß der Bereich I eingeschaltet ist, also (vgl. Abb. 3) die Schalterkontakte 1, 2 und 3, die am weitesten links liegen, geschlossen sind. Der Beleuchtungsschalter wird so eingestellt, daß der am weitesten links befindliche Schaltkontakt a geschlossen ist; in dieser Schalterstellung werden Transformatoren und Beleuchtungsschalter miteinander gekuppelt und dann gemeinsam bedient. Dabei wird der jeweils eingeschaltete Bereich in dem Beleuchtungskasten der Skala (Kl in Abb. 4), der hinter sechs runden, durchleuchtbaren und entsprechend beschrifteten Fensterchen sechs Lampchen enthält, angezeigt. Die Anschlüsse für die Beleuchtungslampchen liegen an der Rückseite (vgl. Abb. 4). Die Lampchen sind mit je einem Pol untereinander verbunden, und an diese Verbindung führt die am weitesten links befindliche Heizzuleitung x (Abb. 4). Die noch freien Pole der Lampchen werden mit den Schaltfedern $a-f$ des Beleuchtungsschalters LS verbunden, und zwar a mit der Lampe für den Bereich I, b mit derjenigen für den Bereich II usw. Über die sieben Leitungen, die zum Beleuchtungskasten der Skala führen, wurde ein entsprechend weiter Isolierschlauch ge-

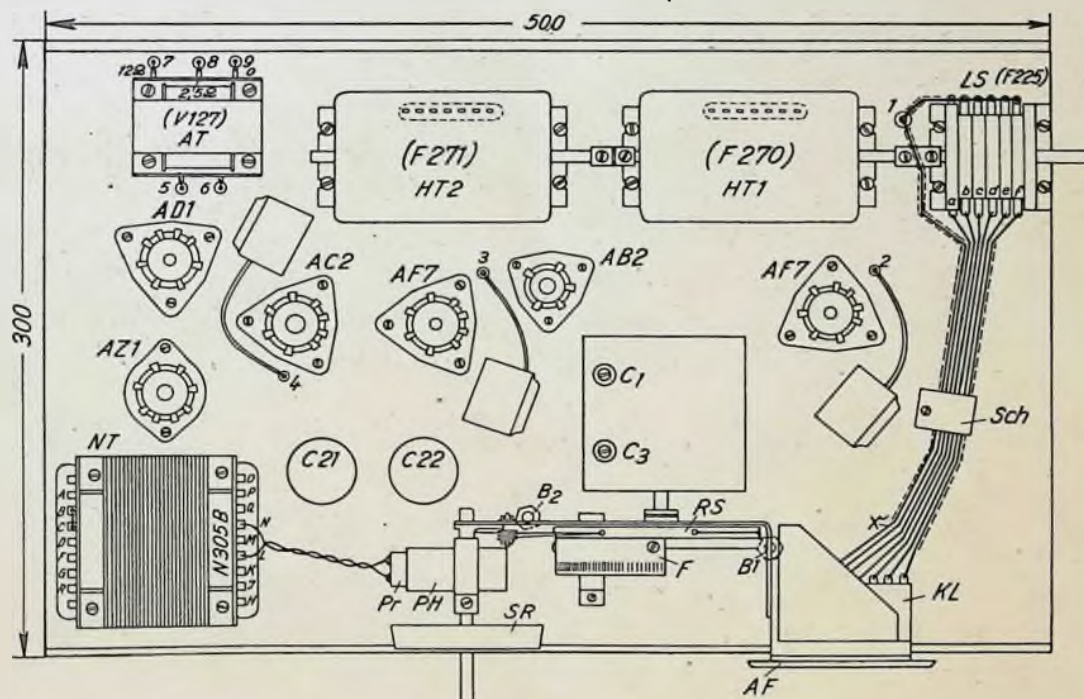


Abb. 4. Anordnung und Verdrahtung an der Oberseite

zogen und dieser dann zur Abschirmung mit Streifen von Metallfolie umwickelt. Die Schelle *Sch* dient zur Befestigung und zugleich zur Erdung der Abschirmung. Die interessante Skala, die besonders deutlich Abb. 5 zeigt, beruht auf dem Prinzip des Projektionsapparates. Wir sehen links vorn die Schwungscheibe *SR* aus Metall, an deren Achse die Einstellung der Abstimmkondensatoren

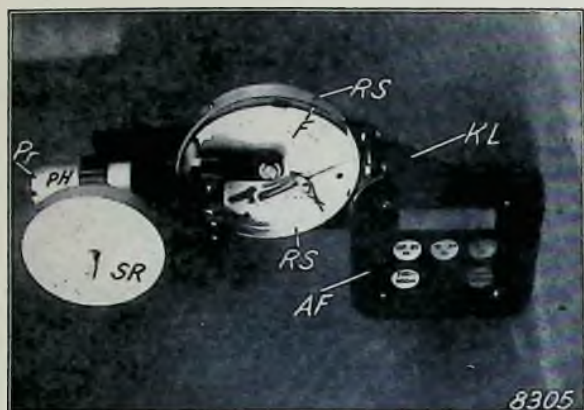


Abb. 5. Die Film-Skala

erfolgt. Hinter der Schwungscheibe, die ein Durchdrehen der Skala beschleunigt, befindet sich die Projektionslampe *Pr* in einer Hülse *PH*, in der die Projektionslinse enthalten ist. Das Licht fällt dann auf den Filmstreifen *F*, der sich auf der durch Seiltrieb mit der Schwungscheibe verbundenen Aluminiumscheibe *RS* befindet. Durch einen im Beleuchtungskasten enthaltenen Spiegel wird der projizierte Sendername auf die Mattscheibe im oberen Teil des Beleuchtungskastens geworfen, so daß man den jeweils eingestellten Sender hier ablesen kann. Die Skala wird zunächst mit einem Filmstreifen geliefert, der in Skalengrade eingeteilt ist. Nach der erfolgten Ab-

gleichung des Gerätes und der Aufstellung einer Eich-tabelle nach dem der Skalenpackung beigegebenen Vor-druck mit Anleitung wird die Eich-tabelle der Hersteller-firma eingeschickt, und diese liefert dann kostenlos einen nach den eingesandten Eichunterlagen hergestellten Film-streifen mit den entsprechenden Stationsnamen; dieser Filmstreifen wird dann statt des in Grade eingeteilten Streifens auf die Radscheibe *RS* gesetzt. *AF* ist das Ab-deckungsfenster, das beim Einsetzen des Gerätes in ein Ge-häuse oder beim Anbau einer Frontplatte abgeschraubt wird, und dann, nach Herstellung eines entsprechenden Ausschnittes, von außen aufgesetzt wird. Die Befesti-

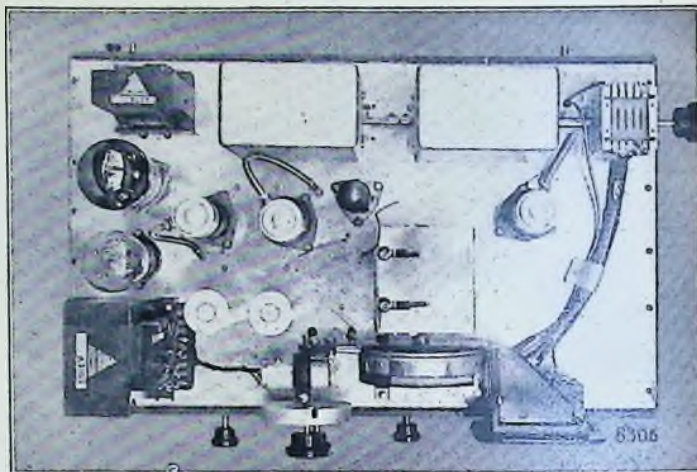


Abb. 6. Der fertige Empfänger von oben

gung auf dem Zwischenboden erfolgt nach der beigegebenen Anweisung mittels der beiden Schraubbolzen *B*₁ und *B*₂.

In der linken vorderen Ecke befindet sich der Netz-transformator *NT*. Für die Durchführung der von den

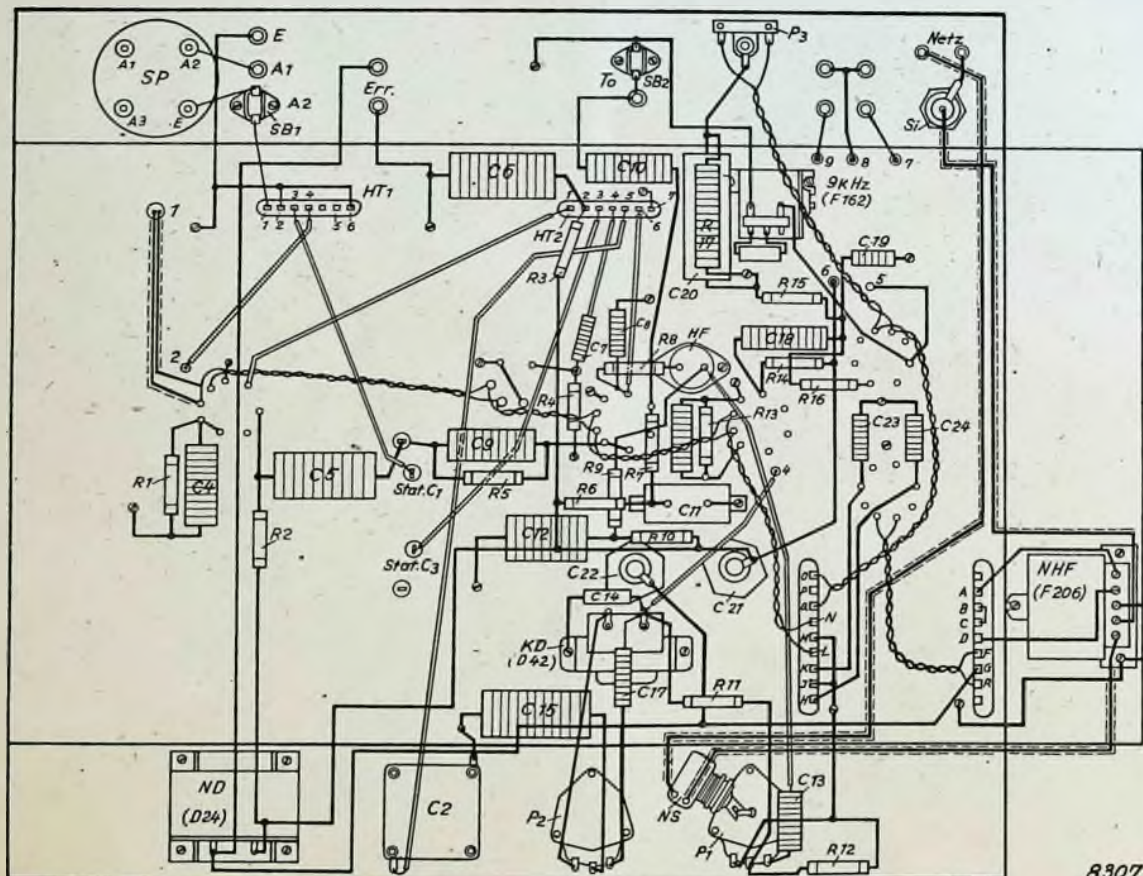


Abb. 7. Anordnung und Verdrahtung an der Unterseite

Anschlüssen des Netztransformators ausgehenden Leitungen sind zu beiden Seiten unterhalb der Anschlüssen entsprechend bemessene schlitzförmige Ausschnitte im Zwischenboden angebracht. Die Anschlüsse des Transformators sind in Abb. 4 gekennzeichnet durch große lateinische Anfangsbuchstaben, die jedoch am Transformator selbst nicht vorhanden sind, sondern hier erfolgt die Unterscheidung durch verschiedenfarbige Isolierschläuche der zu den Anschlüssen führenden Wicklungsenden. Die Farben der Isolierschläuche und die Buchstabenbezeichnung entsprechen einander in folgender Weise: A und D = rot; B und C = grün; F und R = schwarz; G = gelbgrün; K und H = gelb; J = gelbgekreuzt; N und L = rotgrün; M = schwarzgrün; O und Q = rotgelb; P = schwarzgelb. Bei der Schaltung für 220 Volt Netzspannung, wie sie hier ausgeführt worden ist, sind an der Primärseite die Anschlüsse B und D mit einander zu verbinden. Bei

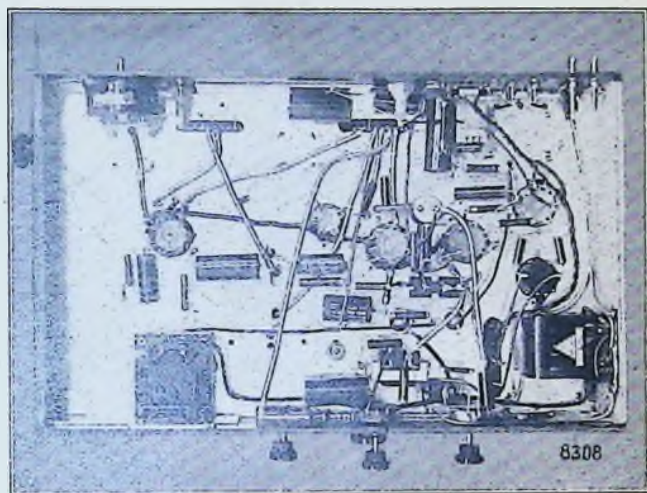


Abb. 8. Das fertige Gerät von unten

110 Volt Netzspannung ist diese Verbindung zu unterbrechen, und die beiden Wicklungshälften sind parallel zu schalten; es ist also A mit C und B mit D zu verbinden; das Netz liegt wie bei 220 Volt an A und D. Der Heizstrom für die Projektionslampe *Pr* wird an der Oberseite des Zwischenbodens unmittelbar den Anschlüssen N und L des Netztransformators entnommen.

Abb. 6 zeigt deutlich den Aufbau an der Oberseite. Abb. 7 bringt den Plan für die Anordnung und Verdrahtung an der Unterseite des Zwischenbodens. An der rückwärtigen Längsleiste befindet sich (links in Abb. 7) der Sperrkreis SP unmittelbar neben den Antennen-Anschlußbuchsen, so daß sich dadurch kürzeste Verbindungsleitungen ergeben. Rechts daneben sind die Buchsen für die Abnahme der Erregerspannung. Diese beiden Buchsen mit den dazuführenden Leitungen sind in Abb. 8 noch nicht vorhanden, da sie erst nach der Herstellung des Lichtbildes eingebaut wurden. In der rechten Hälfte der Leiste sehen wir den Tonabnehmeranschluß mit der Schaltbuchse SB₂, den Entbrummer P₃, die Lautsprecheranschlußbuchsen, die Sicherung Si und die Netzstecker. Der Entbrummer ist also von außen einstellbar, ebenso die Feinsicherung von außen auswechselbar. Das Hochfrequenznetzfilter NHF ist an der einen Sperrholzquerleiste befestigt. Da das Filter die eine Seite der Anschlüsse des Netztransformators mehr oder weniger verdeckt, werden die von den Transformator-klemmen A, D, F, G, R ausgehenden Leitungen vorher verlegt bzw. einseitig an den Klemmen angelötet.

An der vorderen Längsleiste sind die Niederfrequenzdrossel ND, der Rückkopplungskondensator C₂, der Klangregler P₂ und der Lautstärkenregler P₁ mit dem Netzschalter NS befestigt. An der Unterseite des Zwischen-

Liste der Einzelteile

Die bei der Herstellung des Mustergerätes verwendeten Einzelteile werden auf Wunsch von der Schriftleitung gern mitgeteilt

Nr.	Stück	Einzelteil	Symbol in Abb. 1	Größe
1	1	Hochfrequenztransformat.	HT ₁	F 270
2	1	desgl.	HT ₂	F 271
3	1	Belüftungsschalter, 6-polig	LS	F 225
4	1	Zweifachkondensator, Calit	C ₁ —C ₃	2 × 500 cm
5	1	Drehkondensator, Trolitul.	C ₂	500 cm
6	1	Film-Schwungrad-Skala		F 151
7	2	Rollkondensator, induktionsfrei	C ₄ , C ₁₀	0,1 μF
8	3	desgl.	C ₅ , C ₆ , C ₁₅	0,5 μF
9	1	desgl.	C ₁₃	20 000 cm
10	1	desgl.	C ₁₇	10 000 cm
11	1	desgl.	C ₁₈	50 000 cm
12	1	desgl.	C ₁₉	100 cm
13	2	desgl.	C ₂₃ , C ₂₄	5 000 cm
14	2	desgl., Glimmer	C ₇ , C ₁₄	50 cm
15	1	desgl.	C ₈	20 cm
16	1	Becherkondensator, 750 Volt	C ₁₁	2 μF
17	1	Elektrolytkondensator, 10/12 Volt	C ₉	60 μF
18	1	desgl., 450/500 Volt	C ₁₂	4 μF
19	1	desgl., 6/8 Volt	C ₁₆	20 μF
20	1	desgl., 100/110 Volt	C ₂₀	75 μF
21	1	desgl., 500/550 Volt	C ₂₁	16 μF
22	1	desgl., 500/550 Volt	C ₂₂	8 μF
23	1	Hochfrequenzdrossel	HF	F 21
24	1	Drahtwiderstand, 1 Watt	R ₁	500 Ω
25	1	desgl.	R ₅	2000 Ω
26	1	desgl.	R ₁₃	3000 Ω
27	1	desgl., 4 Watt	R ₁₇	700 Ω
28	3	Hochohmwiderstand, 1 Watt	R ₂ , R ₉ , R ₁₄	0,2 MΩ
29	2	desgl.	R ₃ , R ₈	0,01 MΩ
30	1	desgl.	R ₆	1,0 MΩ
31	1	desgl.	R ₇	0,1 MΩ
32	1	desgl.	R ₁₀	0,05 MΩ
33	3	desgl., 0,5 Watt	R ₄ , R ₁₁ , R ₁₆	0,1 MΩ
34	1	desgl.	R ₁₂	3,0 MΩ
35	1	desgl.	R ₁₅	0,7 MΩ
36	1	Drehspannungsteiler, log. mit einpol. Netzschalter	P ₁ , NS	0,5 MΩ
37	1	Klangregler	P ₂	2 × 0,1 MΩ
38	1	Entbrummer	P ₃	100 Ω
39	1	Drossel für Klangreglung, 3,2 Hy	KD	D 42
40	1	Überlagerungssieb	9 kHz	F 162
41	1	Ausgangstransformator	AT	V 127
42	1	Netztransformator, 2 × 300 Volt, 100 mA, 2 Heizwicklungen	NT	N 305 B
43	1	Niederfrequenzdrossel, 100 mA	ND	D 24 B
44	1	Hochfrequenz-Netzfilter	NHF	F 206
45	1	Sperrkreis 200—600 m	SP	F 10
46	1	Sicherungs-Einbauelement für zentrale Befestigung	Si	0,5 Amp.
47	4	Röhrenfassung, 8-polig, Amenit		F 29
48	1	desgl., Bakelit		
49	1	desgl., 5-polig, Calit		
50	2	Schaltbuchsen	SB ₁ , SB ₂	F 205
51	9	Buchsen 4 mm		
52	3	Gitteranschlußkappen		F 130
53	2	Netzsteckerstifte		
54	4	Bedienungs-knöpfe		
55	1	Aluminiumplatte, mit zweiseitigem Flansch		500 × 300 × 20 × 3 mm
56	2	Pertinaxleisten		500 × 75 × 4 mm
57	2	Sperrholzleisten		300 × 75 × 8 mm
		Röhren: AF 7, AB 2, AF 7, AC 2, AD 1, AZ 1		

bodens wurden eigens mit Schrauben befestigt nur folgende Teile: die Klangreglerdrossel KD , der Becherkondensator C_{11} , die Hochfrequenzdrossel HF und die 9-kHz-Sperre. Die Widerstände und alle übrigen Kondensatoren hängen in der Verdrahtung, auch der 4- μ F-Kondensator C_{12} , dessen Gewicht und Abmessungen nur gering sind, da es ein Elektrolytkondensator ist. Bei der Verdrahtung verlegen wir, unmittelbar dem Zwischenboden anliegend, zweckmäßig zunächst die Heiz- und Netzzuführungsleitungen, zum Teil einfach abgeschirmt, angedeutet durch die Strichelung an beiden Seiten. Danach werden die meisten Leitungen ausgeführt, die mit kapazitätsarmer Abschirmung zu versehen sind, gekennzeichnet durch die in Doppellinien ausgeführten Leitungen. Auch sie werden dicht über dem Boden verlegt, bis auf die von C_{12} , P_1 und KD ausgehenden, die zweckmäßig erst gegen Ende der Schaltarbeit ausgeführt werden, da sie in weitem Abstand vom Zwischenboden über andere Schaltteile hinwegführen. Die Abschirmung ist an möglichst vielen Stellen mit dem Metallzwischenboden zu verbinden. Man legt daher hierfür und für den Erdanschluß von Kondensatoren, Widerständen usw. zweckmäßig gleich bei der Montage der Einzelteile auf und

unter dem Zwischenboden unter alle Befestigungsschrauben gleichzeitig Lötösen, so daß man nachher überall bequeme Erdungsmöglichkeiten hat.

Bei der ersten Inbetriebnahme des Gerätes muß der Abgleich der beiden Abstimmkreise erfolgen. Zu dem Zweck wird der Rundfunkwellenbereich eingestellt. Wenn die Schalterstellung der Hochfrequenztransformatoren und des Beleuchtungsschalters LS vor dem Einbau so vorgenommen worden ist, wie oben angegeben, ist damit also Bereich I eingeschaltet, und wir müssen um drei Schaltstellungen (am Schalter LS) weitergehen, um auf den Bereich IV, 200–600 m, zu kommen. Für den Abgleich stellen wir, möglichst zur Tageszeit, einen nicht stark einfallenden Fernsender ein und suchen diejenige Trimmerstellung von C_1 und C_3 , bei der der Sender in größter Lautstärke empfangen wird. Dies Verfahren wiederholen wir zweckmäßig bei einigen anderen Sendern. Eine Abgleichung auf den übrigen Bereichen ist nicht erforderlich. Als Antenne benutze man, im Interesse eines guten Kurzwellenempfanges eine kurze, möglichst hochliegenden Außenantenne. Der Leistungsverbrauch des Gerätes aus dem Netz beträgt rund 80 Watt.

Zeichnungen und Aufnahmen vom Verfasser

Widerstandsbrücke mit sehr großem Meßbereich

I. I. DAVIES beschreibt in dem Oktoberheft der Zeitschrift „Instruments“ (1937) unter der Überschrift: „A Wide Range Vacuum Tube Resistance Bridge“ eine Widerstandsmeßbrücke, die durch die Verwendung einer Doppel-Dreipolröhre geeignet ist, einen Meßbereich von unter 100 Ohm bis über 200 000 Megohm zu überstreichen.

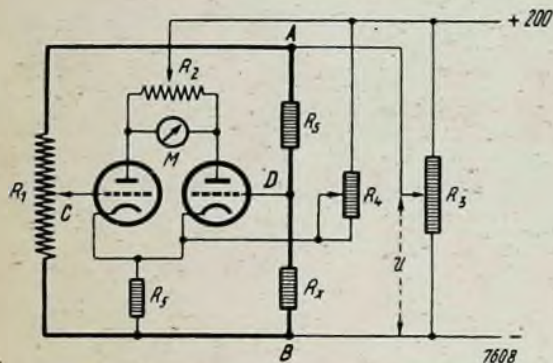


Abb. 1

Die Brücke wurde entwickelt, um die Widerstände von chemisch behandeltem Holz zu messen. Sie besteht außer dem Negteil aus zwei Teilen (Abb. 1): der eigentlichen Brückenschaltung $ABCD$ (stark ausgezogen) und dem Anzeigekreis für das Brückengleichgewicht. R_1 ist der Meßdraht mit einer für die Ablesung geeigneten Teilung; dessen Teilwiderstände zu beiden Seiten des Schleifkontaktes C bilden zwei Brückenzweige. Der zwischen A und D eingeschaltete Widerstand bekannter Größe R_2 stellt den dritten Zweig dar und der zwischen D und B liegende unbekannte Widerstand R_x den vierten.

Bei der Messung wird die Spannung im Punkte D mit der Spannung im Punkte C mit Hilfe des Anzeigekreises, der für sich auch eine Brückenschaltung darstellt, verglichen. Der Anzeigekreis besteht aus einer Doppel-Dreipolröhre, deren Anodenströme bei gleichen Gitterspannungen — das bedeutet bei gleichen Spannungen an den Punkten D und C — gleich sind, so daß im Brückengalvanometer M kein Strom fließt. Der Widerstand R_2 dient zum Abgleichen der inneren Röhrenwiderstände. Der Spannungsabfall an R_5 liefert eine negative Gittervorspannung, die durch den Drehwiderstand R_4 regelbar ist.

Abb. 2 zeigt eine vollständige Ausführung der Brücke für Wechselstrom-Netzanschluß. Die Zahl der Widerstände R_2 kann beliebig groß sein. Der Verfasser gibt in den Originalzeichnungen für den obengenannten Meßbereich sieben an, die durch einen Umschalter wahlweise eingeschaltet werden. Das Netzgerät ist für Vollweggleichrichtung geschaltet und enthält einfache Siebmittel. Die Betriebsspannung U der eigentlichen Brücke $ABCD$ wird mit dem Drehspannungsteiler R_3 eingestellt. Wenn die Spannung U ablesbar ist, kann die Schaltung leicht als Röhrenvoltmeter für großen Meßbereich verwendet werden, indem man die zu messende Gleichspannung oder einen bekannten Bruchteil derselben den Punkten D und B (D positiv gegen B) zuführt. Der Zweig $A-D$ bleibt hierbei offen. Der Meßdraht erhält eine lineare Teilung, die es erlaubt, die Spannung zwischen C und B als Bruchteil der Spannung U abzu-

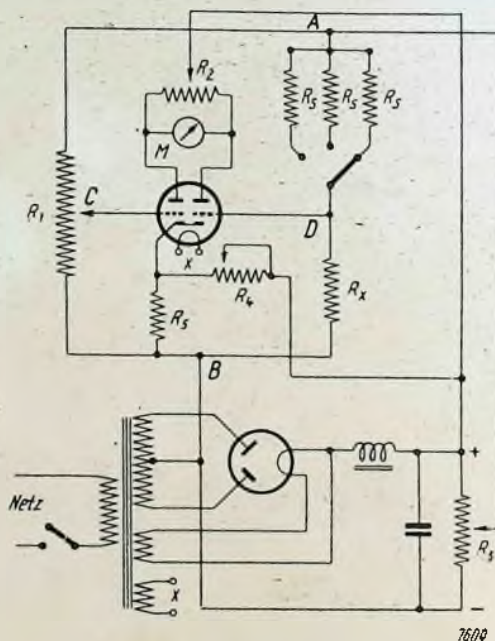


Abb. 2

lesen. Bei Brückengleichgewicht ist dann die Spannung $C-B$ gleich der Spannung $D-B$. Mit einem Spannungsteiler 1 : 100 kann man z. B. Spannungen bis 10 kV messen, wenn man eine Brückenspannung $U = 100$ V verwendet.

Zeichnungen vom Verfasser G. F.

Universal-Vorsatzgerät

Von ROLF OEHME, Dresden

Zur Verbesserung der Trennschärfe älterer oder einfacher Rundfunkempfänger schaltet man bekanntlich einen zusätzlichen Selektionskreis dem Gerät vor. Dabei kommt es aber auf die Eingangsschaltung des betreffenden Empfängers an, d. h. ob induktive oder kapazitive Antennenkopplung vorliegt. Dies ist jedoch meist nicht bekannt, so daß man die günstigste Schaltanordnung jeweils durch eine Reihe verschiedener Experimente feststellen muß. Um dabei die Mühe vieler Einzelaufbauten zu sparen, hat der Verfasser ein Gerät entwickelt, das sämtliche Schaltungsarten für derartige Zwecke enthält.

Die Abbildungen 1 a—f geben eine Darstellung der sechs verschiedenen Schaltungen, die das Vorsatzgerät enthält. Abb. 1 a zeigt die Schaltung eines Saugkreises, der zwischen Antenne und Antenneneingang des Gerätes geschaltet wird. Die Antennenspule 1—3 besitzt zur Veränderung der Anpassung eine Anzapfung. Die Schwingkreisspule 4—5 ist induktiv gekoppelt und wird mit Hilfe des Drehkondensators 2 entsprechend auf den Störsender abgestimmt. Ist dieser Kreis in Resonanz mit dem störenden Sender, so entzieht er dem Antennenkreis einen Teil der einfallenden Störsenderenergie. Abb. 1 b zeigt einen Sperrkreis, der gleichfalls zwischen Antenne und Apparat zu schalten ist. Auf den Störsender eingestellt, bildet er für diesen einen hohen Widerstand und schwächt dessen Energie. Eine weitere Vorkreis-Schaltung zeigt Abb. 1 c. Infolge der Abstimmungsmöglichkeit mit Hilfe des Schwingkreises — 4—5/2 — in der Antennenleitung wird der gewünschte Sender abgestimmt und über die Kopplungsspule 1—3 dem Gerät zugeführt. Danebenliegende Sender erfahren bereits eine Schwächung, die praktisch einer Trennschärfesteigerung gleichkommt.

Bemerkt sei, daß die Schaltungen 1 a—b dann Anwendung finden, wenn es sich um einen stärker störenden Sender handelt. Der Kreis wird einmal auf den Störsender eingestellt und bleibt dann endgültig stehen. Ist aber die Trennschärfe des Empfängers allgemein schlecht, so greift man zu einem Selektionskreis nach Abb. 1 d oder dem vorerwähnten Vorkreis nach Abb. 1 c. Die Anschaltung für den Selektionskreis geht aus Abb. 1 d hervor, abgestimmt wird mit Hilfe des Drehkondensators 2. Dieser ist genau so wie der Abstimmdrehkondensator des Gerätes auf den jeweiligen Sender einzustellen. Auf diese Weise kann man die Gesamttrennschärfe des Empfängers erhöhen. Diese Schaltungsart ist hauptsächlich für ältere Geräte gedacht.

In Abb. 1 e ist eine Schaltung gezeigt, in der die in dem Vorsatzgerät eingebaute Spule als Antennen-Verlängerungsspule verwendet wird. Damit erreicht man eine günstige Verlagerung der Antennenresonanz, die in manchen Fällen von praktischer Bedeutung sein kann. Die beiden Spulen 1,3 und 4,5 werden, wie aus der Abbildung ersichtlich, in Reihe geschaltet.

Für manche Versuche benötigt man einen Detektorapparat. Da das Vorsatzgerät die dafür notwendigen Teile bereits besitzt, ist es zweckmäßig, auch eine solche Schaltung vorzusehen (Abb. 1 f). Der Detektor kann dauernd im Vorsatz bleiben, den Kopfhörer dagegen steckt man nur bei Schaltung 1 f.

Die Gesamtschaltung des eigentlichen „Universal-Vorsatzgerätes“ zeigt Abb. 2. Die eingetragenen Zahlen für die jeweiligen Einzelteile sind mit denen der Abb. 1 a—f identisch und entsprechen auch der Stückliste. Wie die einzelnen Kontakte 1—16 schließen müssen, um die gewünschten Schaltungen der Abb. 1 a—f zu erhalten, geht aus Abb. 3 hervor. In dieser sind die Schaltstellungen

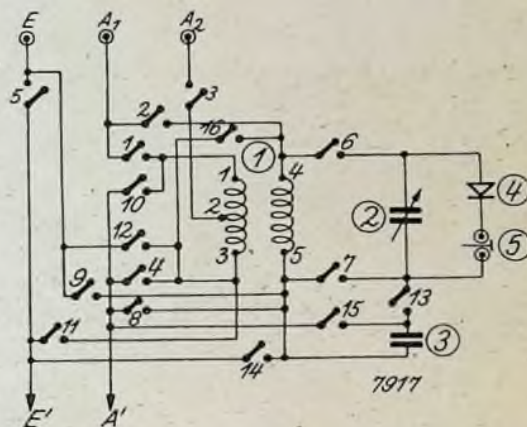


Abb. 2

mit den Zahlen 1—6 bezeichnet, entsprechend a—f in Abb. 1. In Abb. 2 entsprechen E, A₁, A₂ den Buchsen für Antennen- und Erdanschluß (vgl. auch Abb. 4). Dagegen ist E' und A' der Ausgang des Vorsatzes und als abgeschirmtes Kabel mit Bananenstecker auszuführen. In Abb. 4 wurden für die Buchsen, die Detektor und Kopfhörer aufnehmen, die gleichen Bezeichnungen — also 4 und 5 — wie in Abb. 1 und 2 verwendet.

Soll der Vorsatz außer für Mittelwellen noch für den Langwellenbereich gebaut werden, so muß noch eine Langwellenspule dazugeschaltet werden. Diese wird mittels eines einfachen Schalters bei Mittelwellen kurzgeschlossen.

Wenn der Drehkondensator 2 unmittelbar auf das Metallgestell gesetzt wird, muß die Erdbuchse isoliert aufgesetzt sein, da sonst 2 an Erde liegen würde. Oder aber der Drehkondensator 2 wird vom Gestell isoliert, dann kann die Erdbuchse Verbindung mit dem Gestell haben.

Alle Einzelteile werden gemäß Abb. 4 auf ein Aluminiumgestell aufgesetzt. Das linke obere Bild zeigt das

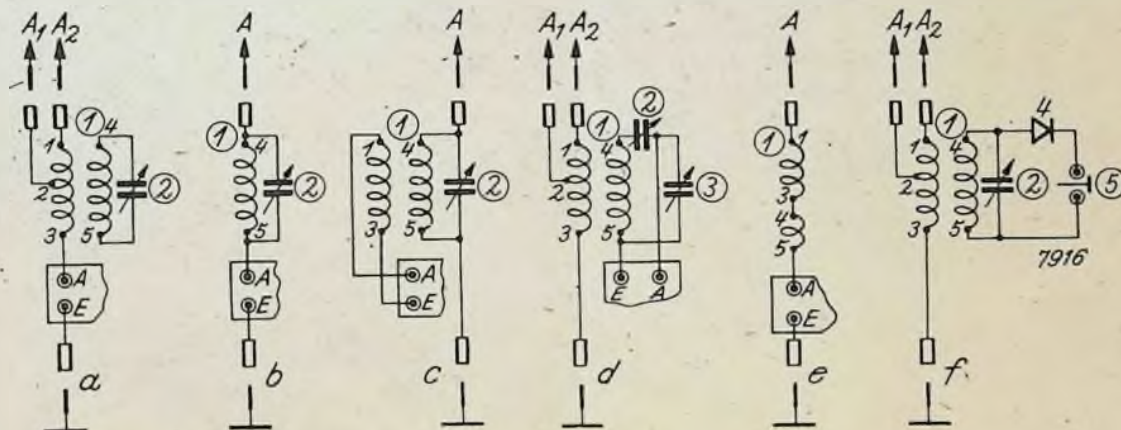


Abb. 1

PATENTSCHAU

Anordnung zur selbsttätigen Schwundregelung

Nach der deutschen Patentschrift 643 985 — Radio Corporation of America.

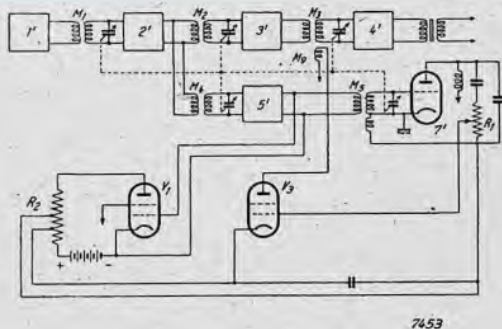
Die in der Abbildung dargestellte Anordnung zur selbsttätigen Schwundregelung verwendet einen Demodulator mit quadratischer Gleichrichterkennlinie. Die Verschiebung des Arbeitspunktes auf dieser Kennlinie wird im Sinne einer Schwundregelung dadurch bewirkt, daß man vor der Gleichrichtung den Signalen Trägerenergie phasenrichtig hinzufügt, die in der Größe ihrer Amplituden von den einfallenden Trägerschwingungen gesteuert wird.

Mit 1' ist die Quelle hochfrequenter Signalenergie bezeichnet. Sie ist über M_1 mit einem Hochfrequenzverstärker 2' und dieser wieder über M_2 mit einem Hochfrequenzverstärker 3' gekoppelt, von dessen Ausgangskreis eine Kopplung M_3 nach dem Gleichrichter 4' führt, der eine quadratische Gleichrichterkennlinie hat.

Vom Ausgangskreis des ersten Hochfrequenzverstärkers 2' ist ein Teil der Signalenergie abgezweigt und wird über M_4 einem weiteren Verstärker 5' zugeführt. Der Ausgangskreis dieses Verstärkers ist mit dem Schwingungskreis eines örtlichen Oszillators 7' über M_5 gekoppelt, der auf die einfallende Trägerfrequenz abgestimmt ist. Durch die Kopplung wird der Oszillator 7' von der Trägerfrequenzenergie mitgenommen und so in Synchronismus gehalten.

Ein Teil der Schwingungsenergie wird durch Abgriff von dem Widerstand R_1 dem Steuergitter einer Verstärkerröhre V_1 zugeführt, in deren Ausgangskreis eine Spule liegt, die über M_6 mit dem Eingangskreis des Demodulators 4' gekoppelt ist.

Die Verstärkung der Röhre V_3 wird nun von den einfallenden Trägerwellenamplituden gesteuert. Zu diesem Zweck wird ein Teil der Ausgangsenergie 5' einem Regelgleichrichter V_1 zugeführt, der mit Anodengleichrichtung arbeitet. Der Anodengleichstrom dieses Regelgleichrichters durchfließt einen Widerstand R_2 und ruft daran einen Spannungsabfall hervor, der der Verstärkerröhre V_3 als Gittervorspannung aufgedrückt wird.



Bei zunehmender Trägeramplitude steigt der Anodengleichstrom des Regelgleichrichters V_1 und die Gittervorspannung der Verstärkerröhre V_3 wird stärker negativ, so daß die Verstärkung abnimmt und damit ein geringerer Teil der in dem örtlichen Oszillator erzeugten phasenrichtigen Trägerwellenenergie dem Demodulator-Eingangskreis zugeführt wird. Umgekehrt wird bei abnehmender Trägerwellenenergie ein größerer Teil der örtlich erzeugten dem Gleichrichter-Eingangskreis aufgedrückt. Dabei wird dann der Arbeitspunkt auf einen steileren Teil der quadratischen Gleichrichterkennlinie verlegt, so daß eine wirksamere Gleichrichtung stattfindet. Auf diese Weise kann die Wirkung eines Fadings ausgeglichen werden.

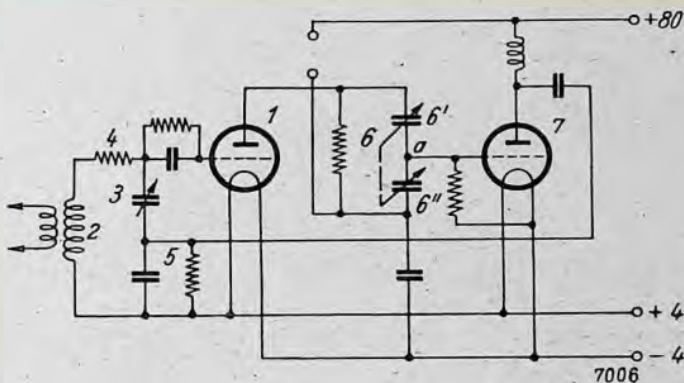
Schr.

Verstimmungsfreie Rückkopplungsanordnung

Nach der deutschen Patentschrift 645 176 — Klasse 21a' — Gruppe 29/02. Gosudarstvennoje Vsesojuznoje Obiedinenije Elektro-Slabotochnoj Promyshlennosti (VESO).

Bei den bekannten Schaltungen für den Rückkopplungsempfang hängt die Eigenfrequenz mehr oder weniger von dem Rückkopplungsgrad ab; daher tritt in allen diesen Schaltungen eine Erschwerung der Abstimmung auf. Eine vollkommen frequenzunabhängige Rückkopplungsregelung ist bisher nur bei aperiodischen Verstärkern möglich gewesen.

Die Abbildung zeigt eine Anordnung zur frequenzunabhängigen Regelung der Rückkopplung bei Röhrengeräten mit nicht aperiodischer Kopplung, bei welcher der Gitterkreis der rückgekoppelten Röhre und der Anodenkreis einer nachgeschalteten, nicht zur Verstärkung der Nutschwingungen dienenden Verstärkerröhre durch eine gemeinsame Impedanz oder gegenseitige Induktanz gekoppelt sind, bei welcher ferner die Hochfrequenzschwingungen dem Gitter der zweiten Röhre über einen geeigneten Spannungsteiler im Anodenkreis der ersten Röhre aufgedrückt werden und die Regelung der Rückkopplung durch Änderung der dem Gitter der zweiten Röhre vom Spannungsteiler gelieferten Spannung ohne Änderung des Kopplungsgliedes zwischen der Anode der zweiten und dem Gitter der ersten Röhre geschieht. Im Gitterkreis der



Rückkopplungsröhre 1 befindet sich ein abgestimmter Kreis, bestehend aus einer Selbstinduktion 2, einer Kapazität 3, einem Widerstand 4 und ferner einer Impedanz 5, die eine beliebige Kombination von Widerständen, Selbstinduktionen und Kapazitäten darstellen kann. Im Anodenkreis der Röhre 1 befindet sich eine Impedanz 6, die gleichfalls eine geeignete Kombination aus Widerständen, Selbstinduktionen und Kapazitäten sein kann. Das Gitter der Röhre 7 ist an einen verschiebbaren Abgriffspunkt a dieser Impedanz angeschlossen. Der Anodenkreis der Röhre 7 schließt sich über die im Gitterkreis der ersten Röhre befindliche Impedanz 5. Im vorliegenden Fall bestehen die gemeinsame Impedanz 5 sowie die Impedanz 6 aus parallel geschalteten Ohmschen Widerständen und Kapazitäten. Hierbei wird die Verschiebung des Abgriffpunktes a durch die Änderung der Kapazität 6' und 6'' des kapazitiven Zweiges der Impedanz 6 bewirkt, wobei die Änderung so zu erfolgen hat, daß die resultierende Reihenkapazität konstant bleibt.

Die Regelung der Rückkopplung erfolgt durch Verschiebung des Abgriffes a . Hierbei bleiben die Größen aller Kreiselemente sowie die Arbeitsbedingungen der Röhren ungeändert, so daß auch die Wellenlänge gleichbleibt, wenn die erwähnten Größen so gewählt sind, daß die notwendigen Phasenverhältnisse der Ströme bestehen bleiben. Die gemeinsame Impedanz 5 kann auch durch eine induktive Kopplung ersetzt werden.

Schr.

Kurzwellengenerator mit Doppelfadenröhre

Nach der deutschen Patentschrift 594 261 Kl. 21 a 4
Gr. 9/01 (Dr.-Ing. H. E. Hollmann, Berlin)

Um ungedämpfte elektrische Wellen von der Größenordnung von Dezimetern oder Zentimetern herzustellen, verwendet man die Bremsfeldschaltung von Barkhausen-

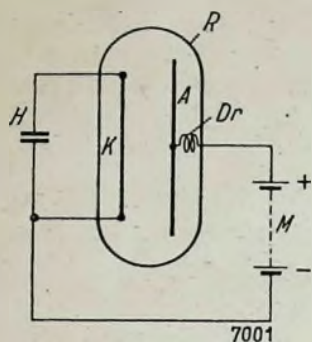


Abb. 1

Kurz, das Magnetron oder Zweipolröhren mit gitter- oder drahtförmigen Anoden. Um die Energie der Elektronenschwingungen zu erhöhen, werden dabei die Röhrenelektroden in einen Schwingungskreis einbezogen, der auf die Elektronenfrequenz selbst oder auf eine benachbarte Eigenschwingungszahl abgestimmt ist. Es macht dabei Schwierigkeiten, den Schwingungskreis mit den Elektroden und ihren Zuleitungen auf die gewünschten hohen Frequenzen abzustimmen. Außerdem muß an das äußere Schwingungssystem zweckmäßig ein Dipol angeordnet werden, um die Abstrahlung eines solchen Generators zu vergrößern.

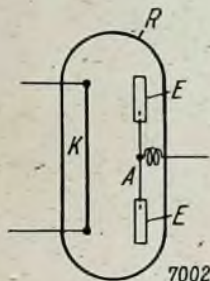


Abb. 2

Um die Zuleitungen zwischen Generator und Dipol und damit Verluste zu beseitigen, werden erfindungsgemäß die Anoden der Röhren selbst als strahlender Dipol ausgebildet. Da die Anoden den Elektronenstrahlen direkt ausgesetzt sind, geraten sie unmittelbar in Eigenschwingungen, ohne daß sie mit einem Schwingungskreis verbunden zu werden brauchen.

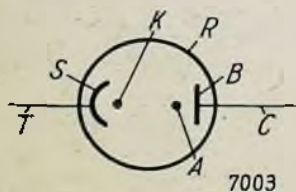


Abb. 3

Abb. 1 zeigt eine Zweipolröhre R mit einer Dipolanode A. Die Kathode wird aus der Heizbatterie H gespeist, während die negative Anodenvorspannung durch die Batterie M geliefert wird. Die Stromzuführung zur Anode A wird in deren Mittelpunkt angeschlossen, wo sich ein Schwingungsknoten ausbildet. Die beiden Dipolhälften schwingen in Gegenphase; die Wellenlänge ist ungefähr gleich der doppelten Dipollänge.

Um die Wellenlänge verändern zu können, sind gemäß Abb. 2 auf die Enden der Dipolanode A dünne Eisen-

röhrchen E aufgeschoben, die durch einen Magneten leicht verschoben werden können.

Abb. 3 zeigt einen Querschnitt durch eine Dipolröhre, bei der hinter der Kathode K an der von der Anode A abgewandten Seite eine Schirmelektrode S vorgesehen ist, welche die vom Heizfaden ausgehenden Elektronen konzentriert. Diese Wirkung kann noch dadurch erhöht werden, daß die Elektrode S an ein Hilfspotential gelegt wird. Hinter der Anode A kann ferner auch noch eine Bremslektrode B vorgesehen werden, die ebenfalls an ein zweckmäßiges Hilfspotential gelegt wird. Abb. 4 end-

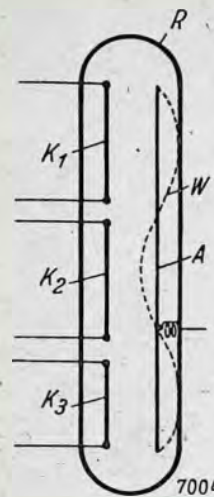


Abb. 4

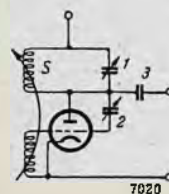
lich zeigt eine Anordnung, bei der die Dipolanode A in Oberschwingungen erregt ist, zu welchem Zweck die Kathode in mehrere Teile K_1 , K_2 , K_3 unterteilt ist, die in Reihe oder parallel geschaltet sein können. Die Stromzuführung zur Anode erfolgt in einem Punkte, der von dem einen Ende der Anode um ein Drittel der Gesamtlänge absteht.

L.

Generator für Überrückkopplungsempfänger

Nach der britischen Patentschrift 459 300 (L. Merdler, M. Scott u. Baird Television Ltd.)

Den höchsten Wirkungsgrad beim Überrückkopplungsempfang erzielt man dann, wenn die Dämpfungsperioden so kurz gehalten werden, daß die Unterhaltung selbständiger Schwingungen gerade unterbunden wird. Dazu ist es erforderlich, die Amplitude der Unterbrechungsschwingung richtig zu bemessen. Darin liegt eine große Schwierigkeit. Man kann nun aber auch außer durch die Änderung der Amplitude die richtige Bemessung der Dämpfungsperiode durch Änderung der Frequenz er-



7020

reichen. Es wird deshalb vorgeschlagen, die Grobeinstellung durch Änderung der Frequenz zu bewirken und die Änderung der Amplitude zur Feineinstellung der Dämpfungsperiode zu benutzen. Zu diesem Zwecke läßt sich vorteilhaft ein Generator nach der Abbildung benutzen. Der die Abstimmung des Schwingungskreises S bestimmende Kondensator 1 dient also der Grobeinstellung, während der Kondensator 2, durch den eine Änderung der Rückkopplung bewirkt wird, der Feineinstellung dient. Die Unterbrechungsschwingung wird über Kondensator 3 dem Empfänger zugeführt.

Schr.



MITTEILUNGEN DES DEUTSCHEN AMATEUR-SENDE- UND EMPFANGS-DIENSTES^{e. V.}

DEZEMBER 1938

(DASD e. V.)

DEZEMBER 1938



HERAUSGEBER: DEUTSCHER AMATEUR-SENDE- UND EMPFANGSDIENST e. V.

ANSCHRIFT: BERLIN-DAHLEM, CECILIENALLEE 4, FERNRUF 891166

DIE BEILAGE „CQ“ ERSCHEINT MONATLICH / GESONDERT DURCH DEN DASD e. V. BEZOGEN VIERTELJÄHRLICH 3,— RM

Fünfzehn Jahre Kurzwellen-Transatlantik-Verkehr Von ROLF WIGAND

Vor nicht allzu langer Zeit jährte sich zum fünfzehnten Male der Tag, an dem der Deutsche Rundfunk mit der Ansage „Achtung! Achtung! hier Sendestelle Berlin, Voxhaus, auf Welle 400 Meter“ das Zeitalter des Rundfunks für Deutschland offiziell einleitete. Das war am 29. Oktober 1923. Fast vergessen jedoch ist die Tatsache, daß knapp einen Monat später, am 27. November 1923, auf Kurzwelle 100 Meter die erste gegenseitige Verständigung zwischen den Amateuren der Alten und Neuen Welt zustande kam. Daß auch der erste Rundfunksender der Welt von einem Amateur betrieben wurde, ist heute nahezu völlig in Vergessenheit geraten. Es verlohnt sich schon, einmal zurückzublättern in der Geschichte der kurzen Wellen und sich die unvergänglichen Verdienste, die sich die Amateure erworben haben, wieder ins Gedächtnis zu rufen. Es ist einem nordamerikanischen Amateur, dem Mitarbeiter in der Leitung der nordamerikanischen Amateurvereinigung „The American Radio Relay League“ (A. R. R. L.), Clinton B. de Soto, zu verdanken, daß er in sieben Jahren mühevoller Arbeit das Material für eine Geschichte der Amateure zusammengetragen hat. Aus diesem Buche¹⁾ mögen einige kurze Abrisse hier gebracht werden, die die Zeiten wieder lebendig werden lassen, in denen Amateure Geschichte machten.

Schon lange vor dem Weltkriege gab es in Nordamerika viele Leute, die sich für die Funktechnik interessierten und die aus Neigung am Experimentieren sich auch der praktischen Beschäftigung mit ihr zuwandten. Bis zum Eintritt Nordamerikas in den Krieg war ihre Zahl schon recht stattlich angewachsen, und das kam den amerikanischen Nachrichtentruppen sehr zupasse. Der damalige Sekretär der A. R. R. L. wurde nach seinem Eintritt als Kriegsfreiwilliger zum Leiter der funktechnischen Schulungsorganisation bei der amerikanischen Luftwaffe ernannt und konnte bald feststellen, daß sich aus denjenigen, die schon als Amateure die Funkerei kennengelernt hatten, viel schneller brauchbare Fliegerfunken machen ließen, als selbst aus Berufs-Drahttelegraphisten, ebenso wie kein Geringerer als Marconi, der damals die Leitung der italienischen Nachrichtentruppen hatte, sich einmal dahingehend äußerte, daß die Nordamerikaner einen großen Vorteil durch die durchorganisierten Radioamateure hätten, in deren Reihen viel brauchbares Menschenmaterial zu finden sei . . .

Bald nach Beendigung des Weltkrieges nahmen die Amateure „drüben“ ihre Liebhaberei wieder auf, nur daß sich jetzt die Röhre als Schwingungserzeuger gegen die bis dahin allgemein verwendeten Funkenstrecken durchzusetzen begann. Das spielte sich alles bereits auf den bis dahin als für die Überbrückung nennenswerter Entfernungen unbrauchbar geltenden Wellen um 200 m ab, denn in einer im Frühjahr 1913 (!) erlassenen Verordnung hieß es, daß die Verwendung von Wellen über 200 m und von Leistungen über 1 kW privaten Stationen

nicht erlaubt sei. Man nahm es bald nicht mehr so genau und arbeitete zwischen 200 und 375 m und mit mehreren Kilowatt, erzielte auch ganz hübsche Ergebnisse, aber erst 1919 kam jemand auf den Gedanken, daß man trotz der Kürze der verwendeten Wellen den Versuch zur Atlantiküberbrückung machen müsse. Das erschien ein kühnes, ja aussichtsloses Unterfangen, und erst Anfang Februar 1921 kam es zur Durchführung der ersten Versuche. Zwei Dutzend nordamerikanische Amateure sendeten und 250 englische Amateure versuchten die Aufnahme dieser Sendungen, aber zu den gegenseitigen Störungen durch die Antennenstrahlung der Rückkopplungsempfänger gab es auch noch andere — das Ergebnis war negativ. Amateure werfen aber nicht so leicht die Flinte ins Korn. Fred Schnell, durch eine Empfängerschaltung international bekannt geworden, regte an, daß man einen amerikanischen Amateur mit dem besten aufzutreibenden Empfänger nach Europa senden möge, und noch im November des gleichen Jahres schiffte sich PAUL F. GODLEY nach England ein und schlug — im wahrsten Sinne des Wortes — sein Zelt an Schottlands Küste auf, um dort seinen großen Superhet aufzubauen. Am 7. Dezember 1921 gelang der große Wurf: die ersten Zeichen auf 270 m Wellenlänge konnten von jenseits des großen Teichs ausgemacht werden und in der darauffolgenden Zeit kamen eine ganze Menge Meldungen vom Empfang amerikanischer Amateurstationen in England. Auch im Haag und in Nizza — hier von Léon Deloy — wurden Zeichen aufgenommen. Manche der Stationen arbeiteten dabei noch mit Funkensendern! Etwa zur gleichen Zeit kam aus Hawai der Bericht, daß eine ganze Anzahl nordamerikanischer Sender dort zu hören sei.

Ein Jahr zuvor, am 2. November 1920, hatte Frank Conrad in Pittsburg — einer der ersten Amateure, die mit ungedämpften Wellen arbeiteten — unter dem auch heute noch aus den internationalen Senderlisten bekannten Rufzeichen 8 XK mit der Sendung von Musik begonnen und so den Rundfunk eröffnet. Um seine Sendungen abzuhören, begannen Nichtamateure zuerst Empfänger zu kaufen. Aus dieser Station wuchs im Laufe der Zeit die Rundfunkstation mit dem Rufzeichen KDKA, unter dem später auch die ersten Kurzwellenrundfunk-Sendungen in den Äther hinausgingen. Rundfunksender schossen wie Pilze aus dem Erdboden und es war an der Zeit, eine gesetzliche Regelung zu treffen. Diese beschränkte die Amateure auf Wellen zwischen 150 und 275 m, dabei mußte der Bereich von 200 bis 275 m mit anderen Diensten geteilt werden.

Besonders günstige atmosphärische Verhältnisse ließen am 13. April 1922 die erste Verbindung zwischen Hawai und Kalifornien zustande kommen, und auch Gegenverkehr quer über den nordamerikanischen Kontinent war in diesen Tagen möglich. Der Mai 1923 brachte den Empfang nordamerikanischer Amateurstationen in Australien und Neuseeland. Zum vierten Transatlantik-Test der Amerikaner, der im gleichen Jahre abgehalten werden sollte, gab es auch die ersten „Kennbuchstaben“, die — vor

¹⁾ „Two Hundred Meters And Down“, The Story Of Amateur Radio“ („Zweihundert Meter und darunter, Die Geschichte des Amateur-Radio“).

das Rufzeichen gesetzt — die Identifizierung des Landes, in dem ein gehörter Sender stand, erleichtern sollten.

Noch bevor die Transatlantik-Versuche begannen, bekam ein amerikanischer Amateur Verbindung mit einer japanischen Gegenstation in Tokio, die später nie identifiziert werden konnte, am 27. November, zwei Tage darauf, gelang die Bezwingung des Atlantiks. L. Deloy aus Nizza hatte sich in den Vereinigten Staaten über das Amateurwesen unterrichtet und amerikanisches Radiogerät gekauft. Mit der festen Absicht, der erste zu sein, der den Atlantik überbrücken würde, beriet er sich mit John L. Reinart über seine neue Station. Als er nach seiner Rückkehr nach Frankreich seine neue Station aufgebaut und ausprobiert hatte, kablete er an Fred Schnell, daß er ab 25. November auf 100 m senden würde. Wie ein Lauffeuer verbreitete sich diese Nachricht in amerikanischen Amateurkreisen, und gleich vom ersten Augenblick an gelang es in Hartford, das Rufzeichen von Deloy, 8 AB, aufzunehmen und einen Erkennungskode zu entziffern — es waren die Buchstaben GSJTP. Man kablete an Deloy, daß man ihn hören könne, und in der folgenden Nacht teilte er drahtlos mit, daß er in der Nacht des 27. November versuchen würde, Gegenverkehr aufzunehmen und übermitteln die Grüße der französischen an die amerikanischen Amateure. Fred Schnell, K. B. Warner und Rei-

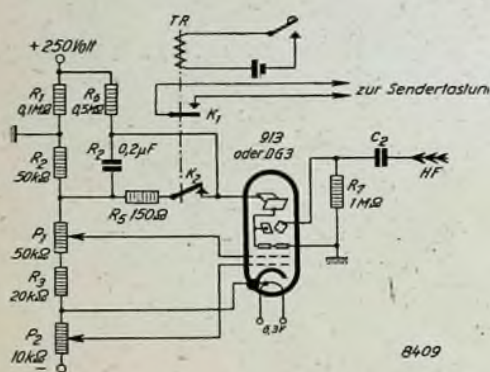
nartz konnten diese Sendungen aufnehmen. Schnell besorgte eiligst die Erlaubnis, auf 100 m senden zu dürfen, und legte sich auf die Lauer. Da, Schlag 21,30, erschienen die Zeichen von 8 AB im Kopfhörer, er rief Amerika eine Stunde lang und übermittelte zwei Telegramme. Um 22.30 ging er auf Empfang, Reinart und Schnell riefen ihn an, und da, nach aufregenden Sekunden, kamen die Zeichen von 8 AB zurück: er hatte alles verstanden! Nach der Bestätigung an Schnell schloß sich noch ein Telegramm-austausch mit Reinart an, dessen Sendeschaltung bei allen drei Stationen in Verwendung war. Der Atlantik war bezwungen, und zwar mit einer Lautstärke, daß bei 8 AB die Zeichen „in einer Entfernung von 30 cm vom Kopfhörer“ noch gut verständlich waren, und auf der für damaligen Zeiten außerordentlich kurzen Welle von 100 m. Ein Jahr unermüdliche Arbeit hatte Léon Deloy den Erfolg gebracht, zehn Jahre nach diesem denkwürdigen Tage erhielt er für diese Pioniertat das Kreuz der Ehrenlegion.

Wir alle, die wir heute eine Verbindung mit Nordamerika schon fast als etwas alltägliches ansehen, wollen uns dieser ersten Versuche dankbar erinnern und der Pioniere gedenken, deren zäher, verbissener Einsatz einen Aufschwung ungeahnten Ausmaßes in der Nachrichtentechnik nach sich zog.

Vom Schreibtischentwurf in die Praxis Nr. 21

Senderüberwachung mit Kathodenstrahlröhre

Zur Beurteilung der Güte der Tastung eines Telegraphiesenders ist der zeitliche Verlauf der Hochfrequenzamplitude, d. h. die Form der herausgehenden Zeichen, von besonderem Interesse. Zu langsamer Stromanstieg und zu abgerundete Formen (Weichtastung) lassen leicht auf der Empfangsseite die Zeichen verschwimmen und verschlechtern die Lesbarkeit; zu harter Stromanstieg und womöglich Zackenbildung führt zu Stoßerregung der Antenne und damit zu Störungen in benachbarten Empfangsanlagen, auch auf anderen Wellen. Die günstigste Zeichenform liegt zwischen diesen beiden Extremen und soll während des Betriebes laufend eingehalten werden. Die z. Zt. fast allgemein übliche Zeichenüberwachung nach dem Gehör vom Empfänger oder Tonprüfer (Frequenz-



messer) aus gestattet meist nur eine sehr grobe und noch dazu subjektive Beurteilung der Tastqualität, wobei vor allem die nicht immer ganz übersehbaren Einschwingvorgänge dieser Geräte das Ergebnis noch zusätzlich verfälschen können. Diese Schwierigkeiten lassen sich bei einer optischen Überwachung mittels Kathodenstrahl-oszilloskops weitgehend ausschalten.

Die in der Abb. wiedergegebene Meßanordnung verwendet hierzu eine kleine Kathodenstrahlröhre einfachster Bauart, bei der jeweils eine Seite der beiden Ablenkplattenpaare mit der Anode fest an der Erde liegt.

Auf die freie Platte des inneren Systems, das mit R_7 überbrückt ist, wird über C_2 die dem Antennenkreis des Senders entnommene Hochfrequenzspannung zugeführt. Das äußere Plattenpaar besorgt die Zeitablenkung, die von dem Kontakt K_2 des Tastrelais TR gleichzeitig mit der über K_1 erfolgenden Tastung des Senders ausgelöst wird. Solange in der Ruhestellung K_2 geschlossen ist, liegt die freie Platte des Zeitsystems an dem sich zwischen R_2 und P_1 ergebenden, gegen Erde negativen Potential. Der Punkt liegt dadurch an einer Seite des Leuchtschirms. Beim Öffnen von K_2 wird der Kurzschluß von C_1 aufgehoben, der dann langsam über R_6 geladen wird. Mit der ansteigenden Spannung an C_1 wandert aber auch das Potential an der Zeitablenkplatte über 0 zu positiven Werten, also auch der Punkt auf die andere Seite des Schirms. Die Anfangsstellung des Leuchtpunktes läßt sich durch die Größe von R_2 festlegen und die Endstellung durch R_1 . Die Geschwindigkeit der Ablenkung, die durch die Zeitkonstante des Gliedes $R_6 C_1$ gegeben ist, muß der durchschnittlichen Telegraphiergeschwindigkeit angepaßt werden. Die Ablenkdauer beträgt zweckmäßig das Eineinhalbfache der größtvorkommenden Strichlänge, da wegen der Ladekurve des Kondensators die Ablenkgeschwindigkeit nach dem Ende zu abnimmt. Diese Tatsache bewirkt jedoch eine sehr willkommene Auseinanderziehung des Zeichenbeginns und der Abbildung der Punkte. R_6 muß dabei immer groß gegen $R_1 + R_2$ gehalten werden. Beim Schließen von K_2 springt der Leuchtpunkt sofort in die Anfangsstellung zurück. Gleichzeitig wird C_1 über den Dämpfungswiderstand R_5 entladen. Es empfiehlt sich, die Relaiskontakte so zu justieren, daß K_2 etwas eher öffnet als K_1 schließt. Die Zeitablenkung läuft dann etwas länger als das Zeichen, wodurch man sicher geht, daß Anfang und Ende des Zeichens vollständig abgebildet werden. Punktschärfe und Bildhelligkeit werden in bekannter Weise mit P_1 und P_2 geregelt. Strahlspeisung und Ablenkspannung werden dem gleichen Netzgerät entnommen. Die Hochfrequenz führenden Leitungen müssen gut gegen das übrige Gerät abgeschirmt werden.

E. Graff

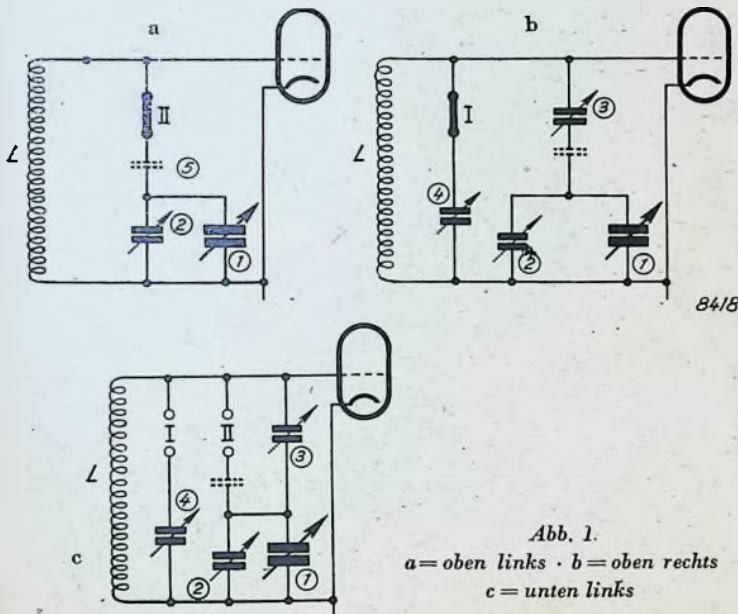
Zwei Bandspreizverfahren

Ein einfaches elektrisches Bandspreizverfahren für Empfänger mit durchgehender Abstimmung

In amerikanischen Empfänger- und Senderbeschreibungen findet man häufig die „Bandspreizung“ (Bandabstimmung) durch Anordnungen verwirklicht, die in Deutschland noch recht unbekannt sind. Da die Verfahren gewisse Vorteile bringen, sei im folgenden eine vereinfachte Übersicht über die Berechnungsunterlagen und einige Fingerzeige für die praktische Durchführung zweier Methoden gegeben.

Der amerikanische Empfänger „HRO“ der National Corp. verwendet ein einfaches und elegantes Verfahren, ohne mechanische Änderung des Gerätes auf dem Hauptdrehkondensator statt des vollen 1:2-Frequenzbereiches nur je ein Amateur- oder anderes schmales Band unterzubringen. Meist werden ja besondere kleine Paralleldrehkondensatoren zur Bandabstimmung verwendet. Diese Anordnung ist nicht eichbar und macht bei Gleichlauf vieler Drehkondensatoren Schwierigkeiten. Die „National“ ist deshalb zu einem abweichenden Verfahren übergegangen.

Jeder Abstimmkreis enthält neben der Spule L und Drehkondensator 1 (Abb. 1a) stets, wie bei allen anderen Geräten, einen Paralleltrimmer 2, der die Schalt- und



1. Hauptdrehkondensator } Kleinst-C = C_a
2. Paralleltrimmer } Größt-C = C_b
3. Serientrimmer z. Bandspreizen C_x
4. Paralleltrimmer z. Bandsetzen C_y
5. Serientrimmer z. Superhetgleichlauf (nur am 1. Überlagerer vorhanden)

unterschiedlichen Anfangskapazitäten der Kreise ausgleichen soll. Bei der gewöhnlichen „Gesamtbandabstimmung“ ergibt sich die Schaltung Abb. 1b, wie sie alle Geräte haben.

Zur Bandabstimmung (Abb. 1c) will man aber einen sehr viel kleineren Abstimmbereich haben. Soll der vorhandene Drehkondensator 1 mit seinem Paralleltrimmer 2 weiterbenutzt werden, so bleibt nur übrig, den Variationsbereich desselben durch einen Serientrimmer 3 zu verkleinern. Um die richtige Anfangsfrequenz des zu bestreichenden Bandes zu erhalten, ist ein weiterer Paralleltrimmer 4 vorgesehen. Für die Umschaltung genügt es, die Klemmen I für Bandabstimmung oder die Klemmen II für vollen Bereich zu überbrücken. An L wird nichts geändert. Bei frequenzgeradem Plattenschnitt des Drehkondensators bleibt die Eichkurve auch bei Bandabstimmung angenähert gerade.

Die Berechnung der Kapazitäten in Abb. 1c kann man auf folgendem Wege vornehmen: Der Drehkondensator habe einschließlich seines Paralleltrimmers voll herausgedreht die Kapazität C_a , voll hereingedreht die Kap. C_b . C_a richtet sich bei gegebenem Drehkondensator nach dem zu bestreichenden Frequenzbereich (s. Beispiel).

Dann sei $C_a + C_b = R$; $C_a - C_b = S$.

Um die gewünschte Bandanfangsfrequenz f_{ba} und Bandendfrequenz f_{be} zu erhalten, müssen an L die Kapazitäten C_p und C_q liegen, die sich errechnen aus:

$$C_p = \frac{C_a f_o^2}{f_{ba}^2};$$

$$C_q = \frac{C_a f_o^2}{f_{be}^2}.$$

wobei C_a , f_o Anfangskapazität und Anfangsfrequenz des Gesamtbereichs sind.

Es sei

$$C_p - C_q = T;$$

dann ist

$$C_x^2 - C_x \frac{R \cdot T}{S - T} = \frac{C_a \cdot C_b}{S - T}$$

$$C_y = C_p - \frac{C_a \cdot C_x}{C_a + C_x}$$

woraus sich die theoretischen Werte für C_x und C_y ergeben. Man wird die einzubauenden Trimmer so wählen, daß die errechneten Werte in deren Einstellbereich liegen. Den genauen Abgleich nimmt man im Empfänger vor.

Zur Erläuterung sei ein Beispiel durchgerechnet. Gesamtbereich: $f = 6900$ kHz; $f_o = 14500$ kHz; Drehkondensator $C_{max} = 225$ pF.

Der Gesamtbereich ergibt ein Frequenzverhältnis von 1:2,1 und eine dazugehörige Kapazitätsänderung von $1:4,41 = \frac{C_a}{C_b}$. Die Anfangskapazität für Gesamtbereich ist

dann $C_a = \frac{C_{max}}{3,41} = \frac{225}{3,41} = 66$ pF, die Endkapazität

$C_b = C_{max} + C_a = 291$ pF.

Die Bandabstimmung für das 14 MHz-Band habe die Anfangs- und Endfrequenzen $f_{ba} = 13\,950$ kHz und $f_{be} = 14\,450$ kHz.

Dann ist

$$C_p = \frac{C_a f_o^2}{f_{ba}^2} = \frac{66 \cdot 14500^2}{13950^2} = 71,9 \text{ pF}$$

und

$$C_q = \frac{C_a f_o^2}{f_{be}^2} = \frac{66 \cdot 14500^2}{14450^2} = 66,4 \text{ pF}$$

daraus $T = C_p - C_q = 5,5$ pF

ferner $S = 225$ pF $R = 357$ pF.

Damit wird

$$C_x^2 - C_x \frac{357 \cdot 5,5}{225 - 5,5} = \frac{66 \cdot 291}{225 - 5,5}$$

$$C_x^2 - 8,5 C_x = 8,77$$

$$C_x = 13,35 \text{ pF}$$

$$C_y = 71,9 - \frac{66 \cdot 13,35}{66 + 13,35}$$

$$C_y = 60,7 \text{ pF}.$$

Damit ergeben sich Trimmerwerte, wie in Abb. 2 eingetragen.

Die Einstellung der Trimmer geht folgendermaßen vor sich, nachdem die Gesamtbereichabstimmung fertig eingestellt und getrimmt ist: Die Spulensätze werden auf Bandempfang umgeschaltet. Man stellt dann die Trimmer schätzungsweise auf die gerechneten Werte ein. Mit dem

Bandfrequenzmesser (Achtung, richtige Harmonische nehmen) setzt man sich fast auf die höchste Bandfrequenz (in unserem Beispiel auf 14400 kHz). Dazu müßte der

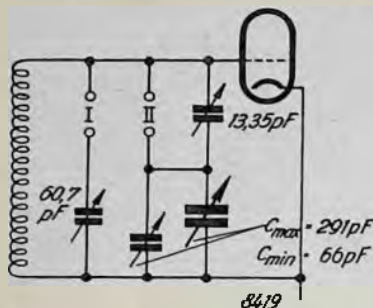


Abb. 2

Drehkondensator etwa 10% hereingedreht sein. Dann wird der Paralleltrimmer des 1. Überlagerers C_y solange verstellt, bis der Frequenzmesser empfangen wird. Die Paralleltrimmer der Hochfrequenzkreise werden nun ebenfalls

eingestellt, und zwar auf größte Lautstärke des Empfanges. Mit besser werdender Einstellung kann man auch ferne Sender zum Trimmen benutzen. Läßt sich durch Verstellen der Paralleltrimmer keine Verbesserung mehr erreichen, so wird der Drehkondensator fast ganz hereingedreht (etwa 10% weniger) und durch Verstellen des Serientrimmers C_x am 1. Überlagerer die Empfangsfrequenz 14000 kHz eingestellt. Nun werden die Serientrimmer an den Hochfrequenzkreisen ebenfalls eingestellt. Hat man so wieder ein Empfangsmaximum erreicht, so dreht man den Drehkondensator wieder auf die Anfangseinstellung und trimmt nun die Paralleltrimmer erneut nach. Nun wird wieder hineingedreht und erneut die Serientrimmer eingestellt. Dieses Spiel muß man etwa 15mal wiederholen und erreicht dann maximalen Empfang über das ganze Band.

Während dieser ganzen Operationen bleiben die Paralleltrimmer des Gesamtbereichs (Kondensator 2 in Abb. 1) unberührt, da diese mit der Bandspreizung nichts zu tun haben.

D 4 BUF

Bandspreizung mit Anzapfspule

Bei der Bandabstimmung handelt es sich stets darum, mittels eines gegebenen Drehkondensators mit bekannter Anfangs- und Endkapazität zusammen mit einer entsprechenden Spule und einem Abgleichkondensator eine Auseinanderziehung des gesamten Amateurbandes auf die ganze Skala zu erreichen. Selbst wenn man geringe Kapazitätsvariationen voraussetzt, muß man bei Parallelschaltung von Spule, Abstimmkondensator und Abgleichkondensator (Trimmer) verhältnismäßig große Trimmerkapazitäten verwenden, was u. a. im Hinblick auf die erwünschten hohen Resonanzwiderstände, die für die Verstärkung maßgebend sind, ungünstig erscheint. Nun gibt es eine Möglichkeit, auch mit geringeren Parallelkapazitäten auszukommen. Bekanntlich lassen sich Widerstände ungeeigneter Größe mittels Übertragers auf Werte umformen, die erwünscht sind, ein Verfahren, das beispielsweise bei der „Anpassung“ von Lautsprechern an die Endröhren angewandt wird. Ein Übertrager kann aber natürlich alle Arten von Widerständen in andere umformen, also auch kapazitive. Hat man einen Übertrager mit den Windungen n_1 und n_2 und ist — unter Vernachlässigung der Streuung —

das Übersetzungsverhältnis $\ddot{u} = \frac{n_2}{n_1}$, so wird ein an n_1

angeschlossener kapazitiver Widerstand $\frac{1}{\omega C_1}$ an der

anderen Wicklung als $\frac{1}{\omega C_2} = \frac{\ddot{u}^2}{\omega C_1}$ erscheinen und

das Übersetzungsverhältnis $\ddot{u}$ errechnet sich als Quadrat-

wurzel aus den Kapazitäten: $\ddot{u} = \sqrt{\frac{C_1}{C_2}}$. Ob man dabei

einen Übertrager mit getrennten Windungen oder einen Sparübertrager verwendet, ändert an dem Ergebnis nichts. Zapft man also eine Spule L (Abb. 1) mit der Gesamtwindungszahl n_2 an und schaltet zwar die Abgleichkapazität zusammen mit Schaltungs- und Röhrenkapazitäten (C_0) parallel zur gesamten Spule, den Abstimmkondensator C_1 jedoch an eine Anzapfung, der die Windungszahl n_1 entsprechen möge, so erscheint dieser Kondensator mit dem Quadrat des Übersetzungsverhältnisses verkleinert als C_2 an der gesamten Spule wieder. Mit der Kapazität verringert sich auch die Kapazitätsvariation. Will man also mit einem nicht allzukleinen Abstimmkondensator arbeiten, so kann man die für die Überdeckung des gesamten Bandes notwendige Kapazitätsvariation an der Stelle C_2 durch entsprechende Wahl der Anzapfung für C_1 einstellen.

In der Praxis wird man so vorgehen, daß man eine bestimmte Kapazität C_0 wählt, die praktischen Möglichkeiten entspricht. Da die Röhrenkapazitäten in der Größen-

ordnung von 6 bis 8 pF bei modernen Röhren liegen und die Schaltungskapazität mit gutem Aufbau selten über 5 pF liegt, wird man mit 15 pF für beide zusammen stets sicher gehen. Läßt man noch 10 pF parallelgeschalteten Trimmer zu, so hat man mit insgesamt $C_0 = 25$ pF, einen auch für Mehrkreiseempfänger, bei denen Kapazitätsabgleich notwendig wird, brauchbaren Wert. Unter Vernachlässigung der geringen herüberübersetzten Anfangs-

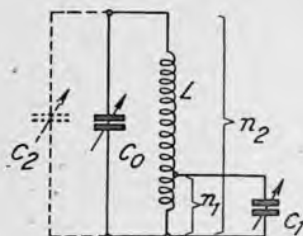


Abb. 1

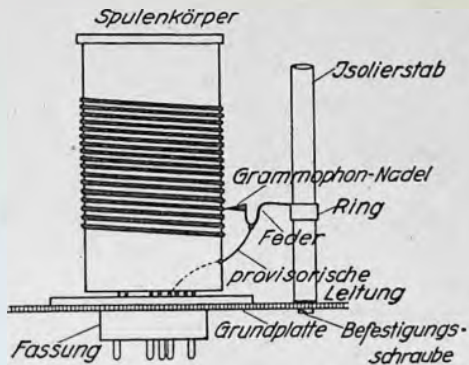
8413

kapazität von C_1 (die man ja nachher beim endgültigen Abgleich mittels C_0 ausgleichen kann) rechnet man aus der höchsten zu empfangenden Frequenz des Bandes und aus C_0 die erforderliche Induktivität der Spule und hieraus die Windungszahl aus, wobei man nach Möglichkeit eine Wicklung mit Abstand zwischen den Windungen vorsehen wird. Mit der errechneten Induktivität und der niedrigsten Frequenz des Bandes wird dann die Summe von C_0 und C_2 ausgerechnet, also der Kapazitätswert, den man als Maximum erreichen muß. Zieht man hiervon C_0 ab, so bleibt der Höchstwert für C_2 übrig und da man für C_1 ja einen Kondensator mit bekannter Endkapazität verwenden wird, kann man aus den Maximalwerten von C_2 und C_1 das notwendige Übersetzungsverhältnis $\ddot{u}$ und damit das Win-

dungsverhältnis $\frac{n_2}{n_1}$ berechnen: $\ddot{u} = \frac{n_2}{n_1} = \sqrt{\frac{C_1}{C_2}}$. Man

bekommt auf diese Weise die Windungszahl für n_1 , also die Lage der Anzapfung. Da die Streuung nicht berücksichtigt wurde, wird man auf diese Weise etwas zu kleine Werte erhalten. Da man ja aber weder so genaue Kapazitätswerte hat, noch die Spulen so genau auf einen bestimmten Induktivitätswert wickeln können und außerdem die Berechnungen der Einfachheit halber wohl sowieso größtenteils mittels einer Rechenuhr (z. B. „Radio-Rechner“ von F. W. Behn-W. P. Koechel) vorgenommen werden, wird man bei nicht allzunknapper Bemessung der Bänder auf hinreichende Genauigkeiten kommen. Handelt es sich darum, bei Mehrkreiseempfängern und Superhets einen guten Gleichlauf zu erzielen, der keine Nachkorrektur im Betriebe notwendig macht, so kann man sich zum ersten

Abgleich der Spulensätze eines Hilfsmittels bedienen, das in Abb. 2 skizziert ist. An einem mittels einer Schraube an der Grundplatte montierten Isolierstab ist ein Ring zügig verschiebbar. An diesem Ring ist eine nicht zu schwache Blattfeder befestigt, die am Ende eine Grammophon-nadel trägt, die mittels einer provisorischen Lei-



8414

Abb. 2

tung mit dem entsprechenden Spulenstecker verbunden wird. Die Nadel sticht durch die Isolation der Spulenwindungen und gestattet die Herstellung einer Anzapfung auf einfache Weise, die provisorische Leitung soll möglichst kurz sein (nicht länger als sie nachher voraussichtlich in der Spule sein wird). Hat man die richtigen Anzapfstellen durch Versuch ermittelt, so kann man die Hilfseinrichtung wieder entfernen und die provisorische Leitung an die passende Windung anlöten.

Zum Abschluß soll noch kurz ein praktisches Beispiel durchgerechnet werden. Es sei das 14 MHz-Band auf die gesamte Skala auseinanderzuziehen, und zwar unter Verwendung eines Kondensators C_1 mit einem Kapazitätsbereich zwischen 9 und 19 pF. C_0 wird zu 25 pF gewählt, man verwendet hier einen zwischen 3,5 und 30 pF abgleichen Lufttrimmer. Aus C_0 und 14,4 MHz errechnet man die Spuleninduktivität L zu etwa $4,85 \mu\text{H}$ und muß auf einen Spulenkörper von 35 mm Durchmesser bei 4 Windungen je cm insgesamt 14 Windungen aufbringen. Zur Erreichung der anderen Bandgrenze — 14 MHz — braucht man daher eine Gesamtkapazität von etwa 26,4 pF, hat also $C_1 \text{ max.} = 19 \text{ pF}$ auf 1,4 pF herüber zu übersetzen, so daß man ein Windungsverhältnis von etwa 3,68 ein-

stellen und bei 3,8 Windungen anzapfen muß. In der Praxis wird man dann die Anzapfung auf 4 bis $4\frac{1}{4}$ Windungen legen müssen. Da die Anfangskapazität von 9 pF herüberübersetzt nur etwa 0,66 pF beträgt, braucht man sie bei der Rechnung kaum zu berücksichtigen. Der endgültige Abgleich am oberen Bandende erfolgt ja doch mittels des Trimmers. Bei festgelegter Anzapfung kann man am anderen Bandende durch Induktivitätsabgleich nachhelfen.

Soll zu dem vorhergehend durchgerechneten Kreis mit dem gleichen Drehkondensator (9 bis 19 pF) ein Gleichlaufkreis für den Oszillator eines Superhets mit der Zwischenfrequenz 1600 kHz berechnet werden, so kommt man auf folgende Werte. Beim Oszillatorkreis ist eine nicht zu geringe Anfangskapazität zur Erhöhung der Frequenzstabilität erwünscht und wenn die Oszillatorfrequenz höher ist als die Empfangsfrequenz, so wird der erforderliche Variationsbereich sowieso geringer. Man könnte also evtl. auf eine Anzapfung hier ganz verzichten und die erforderliche geringere Variation mittels eines entsprechend großen Parallelkondensators einstellen. Will man das nicht, wählt also z. B. $C_0 = 50 \text{ pF}$, so braucht man für die höchste Oszillatorfrequenz von $14,4 + 1,6 = 16 \text{ MHz}$ eine Induktivität von rund $1,91 \mu\text{H}$, also bei gleichen Voraussetzungen wie oben eine Spule mit etwa 7 Windungen. Die größte für $14 + 1,6 = 15,6 \text{ MHz}$ erforderliche Kapazität beträgt etwa 54,4 pF, man muß also die 19 pF von C_1 in 4,4 pF umwandeln, so daß das Übersetzungs-(Windungs-)Verhältnis rund 2,08 wird und die Anzapfung bei $3\frac{1}{3}$ Windungen erfolgen muß. Man wird in der Praxis wohl bei $3\frac{1}{2}$ bis $3\frac{3}{4}$ Windungen anzapfen müssen. Die übersetzte Anfangskapazität von C_1 würde dann mit etwa 2,1 pF parallel zur gesamten Spule erscheinen.

Dem Vorteil des Verfahrens, daß man einerseits bei den Empfangskreisen infolge geringerer Kapazitätswerte zu höheren Resonanzwiderständen mit vorhandenen, nicht zu kleinen Abstimmkondensatoren kommt und andererseits Gleichlauf des Oszillatorkreises innerhalb zulässiger Toleranzen bei einer für die Frequenzstabilität günstigen großen Parallelkapazität erzielen kann, steht natürlich der Nachteil des etwas komplizierteren Abgleichs gegenüber. Immerhin wäre es der Mühe wert, einmal einen standardisierten Spulensatz für alle Schaltmöglichkeiten zu schaffen.

Rolf Wigand, D 4 cxf

CQ an der Eismeerküste

Ein Sommererlebnis paßt auch in die Winter-„CQ“, zumal es am Eismeer stattfand, und es der Ruf „CQ“ war, der es überhaupt zu einem netten Erlebnis auf meiner sommerlichen Eismeerfahrt kommen ließ.

Man sollte ja nicht denken, daß dort, wo sich sozusagen die (Polar-) Füchse „Gute Nacht“ sagen, mit „CQ“ überhaupt nichts Aufregendes mehr zu erleben wäre! Es war so: Nach abenteuerlichster Fahrt durch Dänemark, Schweden, die Fjorde Norwegens und die weiten einsamen Lapplandebenen in polarkreisigen Regionen erkämpften wir (ein Freund und ich und unser „fahrbarer Untersatz“) uns schließlich periodenweise gegen alle Schnackenschwärme, Hungersnöte, boschwerkstattlose Einöden und mit gestürzten Baumriesen bezeichneten „Straßen“-Anlagen den Weg zur nördlichsten Küste Europas.

Bei einem der unterwegs geglückten (oft aber der Sommerferien wegen mißglückten) häufigen Amateurbesuche im hohen Norden, hörten wir zufällig von einem OM namens Walroß (!) am Eismeer (!). Da nichts näheres über ihn zu erfahren war, schien uns die Geschichte so abenteuerlich und phantastisch, wie dem Skandinavienbummler das Nordland überhaupt.

Nach vielen Nervenproben und Feststellung steinzeitlichen Verständnisses für Holz- und Steinverarbeitung im

Freiluft-Autoreparaturbau, waren wir nach endlosem „Sich-vorwärts-bewegen“ — an manchen Tagen 15 km stündlich — schließlich zu nächtlicher Stunde am Ziel: dem fahl und gespenstisch im Nordlicht flimmernden Polar-meer.

Mitternacht bimmelt irgendwo entfernt eine Uhr. Wo war die von uns lang ersehnte, nördlichste finnische Ansiedlung PETSAMO, die hier an Finnlands Eismeerküste, hart an der russischen Grenze liegen sollte? Ganz in felsiger Landschaft, spärlich umwachsen, fanden wir eine Häusergruppe, grau und einsam. Wir machten uns daran, sämtliche Hausgiebel, was bei der geringen Zahl aussichtsreich erschien, nach dem untrüglichen Zeichen einer Funkbude, dem Zepp des (unwahrscheinlichen) OMs Walroß am Eismeer abzusuchen. Und siehe da, beim nächsten Haus schon erschien im Handscheinwerferlicht das bekannte „Doppelei“ mit „Hühnerleiter“. Stolz über den Erfolg und verwundert über den Zufall quiekten gleich unsere Boschhorndrillinge, vorsichtig aber bestimmt, ihr helles „CQ“ in die sternenklare Polarnacht. So fraglich ein Erfolg hier schien, so durchschlagend war die Wirkung: Nicht nur in der vermeintlichen Funkbude gingen ruckartig Licht an und Fenster auf, auch im ganzen Haus,



Auf dem Wege zum Eismeer

in allen umliegenden Häusern schlug unser armseliges „CQ“ gründlichst Alarm.

Quarzfilter

Bei Geradeausempfängern lassen sich hohe Trennschärfen nur durch Tonkreise erreichen, die sehr großen Aufwand erfordern, wenn sie gut sein sollen. Sie lassen nur einen schmalen Tonbereich durch und sind für Funksprechen unbrauchbar.

Beim Super kann man durch große Kreiszahl in dem fest eingestellten Zwischenfrequenz-Verstärker schmale Durchlässe erreichen. Soll dieser sehr schmal werden, so ist aber auch hier der Aufwand groß durch niedrige Zwischenfrequenz und dadurch bedingte große Vortrennung, eventuell doppelte Transponierung usw.

Ein Resonanzquarz, dessen Eigenschwingung gleich der Zwischenfrequenz eines Supers ist, gestattet dagegen, Bandbreiten bis herunter zu 300 Hz mit sehr einfachen Mitteln zu erreichen. Gewiß ist das auch durch Entdämpfung des Zwischenfrequenzteils möglich, aber die

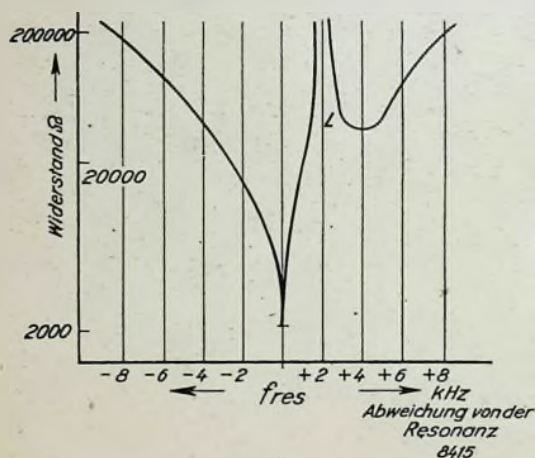


Abb. 1

beim Super so geschätzte Stabilität geht dann verloren und wird von aufmerksamer Bedienung abhängig. In USA wird in fast alle Empfänger, die für Telegrafieempfang eingerichtet sind, ein Quarzfilter eingebaut bzw. ist als Sonderausrüstung zu erhalten. Selbst bei hohen Zwischenfrequenzen, z. B. 1600 kHz für Kurzwellensuper geringer

Unser Schicksal hatte uns ereilt: Wir standen mitten im Hof einer Militärfunkanlage der finnischen Armee (wo an jedem Dachfirst ein Zepp hängt und jeder Funker bei „CQ“ erwacht).

Sich mit normaler Sprache in Lappland zu verständigen, ist aussichtslos, sich mit Händen und Füßen auszudrücken, scheiterte an Phantasiemangel. Da blieb nur noch das in Funkerkreisen altbewährte „daditdadit dadaditda“.

So verständigten wir uns und hörten, daß OM Walroß Angehöriger der Armee ist und also wirklich existiert, aber versetzt worden und abwesend war, obwohl er mit seinem Namen seinem Ruf als nördlichster Amateur Europas am Eismeer mehr Ehre machen würde.

Nach vielen eindrucksvollen Stunden und einem „Angabe“-Bad im Eismeer verließen wir das in seiner Art unvergeßliche PETSAMO und unsere Freunde mit Kurs „Süd“. Als Belohnung erhielten wir vom „Suomi Touring Klub“ die von Mann und „Roß“ hart erkämpfte und sauer verdiente PETSAMO-PLAKETTE für den Wagen, die ihrer Außerordentlichkeit wegen die wertvollste Autoplakette der Welt sein soll. Über Nordfinland, Helsingfors, Estland, Lettland, Litauen, Danzig beschlossen wir unsere 10wöchige, mit manchem Abenteuer gespickte, 11 800 km-Fahrt durch das Nordland in Berlin am 26. September.

Fred Schmittanner.

Vorstufenzahl kommt man auf schmalste Durchlaßbreiten von 300 ... 400 Hz. Der Quarz muß mit einem Luftspalt von etwa 0,1 mm zwischen parallele Platten eingebaut werden.

Ein Quarz ist ein außerordentlich dämpfungsarmer Serienresonanzkreis, dessen Verlustfaktor sich in der Größenordnung von $2,5 \cdot 10^{-4}$ bewegt. Sein Serienwider-

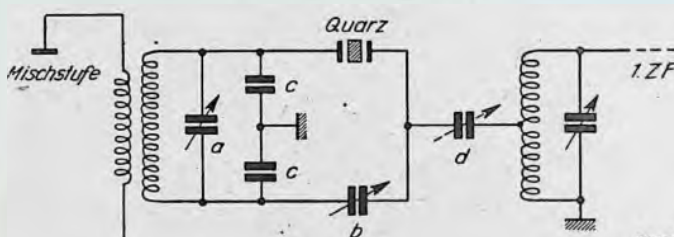


Abb. 2

stand in der Nähe des Resonanzgebietes ist in Abb. 1 dargestellt (man beachte den Frequenzmaßstab!). Der Quarz gestattet also, sehr schmale Durchlässe zu erreichen, wobei die Flankensteilheit so hoch ist, daß stets ein Quarzkreis ausreicht. Die Blindwiderstände des Quarzes und seiner Halterung müssen durch eine Brückenschaltung unschädlich gemacht werden. Im Resonanzfalle ist der Quarzwiderstand nur 2 ... 3 kOhm. Abb. 2 zeigt die einfache Schaltung eines Quarzfilters, das im Zwischenfrequenz-Verstärker zwischen Mischröhre und erste Zwischenfrequenzröhre geschaltet wird. Bei dieser Anordnung können zwei Größen willkürlich eingestellt werden: Die Parallelkapazität *a* des Eingangskreises und der „Neutrokondensator“ *b* zum Abgleich der schädlichen Kapazitäten des Quarzes mit Halterung. Durch „*b*“ kann das Übertragungsloch „*L*“ der Abb. 1 etwas hin- und hergeschoben werden, und zwar bis auf wenige Hz an die Resonanz heran. Schiebt man dieses „Loch“ auf einen dicht neben dem aufzunehmenden Sender liegenden Störer, so ist dieser vollständig unterdrückt. Allerdings kann nur jeweils ein Störer so beseitigt werden (engl. mit „rejection“ bezeichnet).

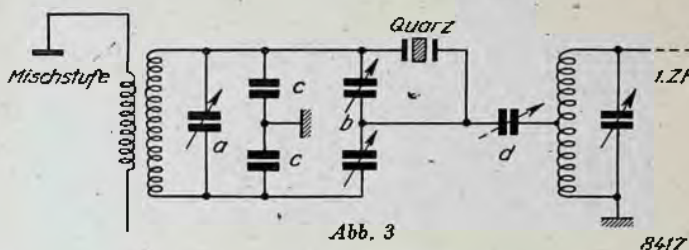
Die Bandbreite des Quarzfilters läßt sich durch Verändern von „a“ (Abb. 2) einstellen. Ist durch a der Eingangskreis genau auf die Quarzwelle abgestimmt, so liefert er einen Höchstwert von Energie und dämpft außerdem den Quarz durch seinen gegenüber diesem erheblich geringeren Resonanzwiderstand, so daß der Gesamtdurchlaß der Anordnung sich dem des Eingangskreises annähert, also breiter wird.

Wird durch „a“ der Eingangskreis etwas verstimmt, so liefert er weniger Energie, außerdem dämpft er den Quarz nicht mehr so stark, so daß die Durchlaßbreite geringer wird, bis bei stärkerer Verstimmung nur noch die außerordentlich schmale Durchlässigkeit des Quarzes zur Wirkung kommt. Für einen Quarz von etwa 500 kHz läßt sich die Bandbreite vom Höchstwert etwa 7 kHz bis auf 300 Hz ändern. Größere Durchlaßbreiten lassen sich mit 500-kHz-Quarzen nicht erreichen, weil diese 7 kHz neben der Hauptresonanz bereits Nebenresonanzen be-sitzen können.

Für Zwischenfrequenzen über 1000 kHz muß die Schaltung des Filters etwas geändert werden, da mit dünner werdendem Quarz die Halterungs- und Eigenquerkapazität immer größer wird und damit ihre „Neutralisation“ auf die Bandbreitenregelung Einfluß bekommt, denn der Neutrokondensator ist über die Quarzkapazität dem Eingangskondensator parallelgeschaltet. Das ist aber unerwünscht, da sich dann bei Einstellung des „Übertragungsloches“ die Bandbreite des Filters ändert. Die Brücke muß dann nach Abb. 3 einen Brückendrehkondensator erhalten, der bei Verändern seiner Teilkapazitäten seine Gesamtkapazität nicht ändert (kapazitives Potentiometer). Ein solcher läßt sich durch einen Differentialkondensator mit gegenläufigen, hyperbolisch geschnittenen Platten verwirklichen. Ein derartiges Filter gestattet

Bandbreiteneinstellung von 500 bis 10 000 Hz bei einer Quarzresonanzfrequenz von etwa 1500 kHz.

Ein Quarzfilter ergibt nicht nur gute Trennschärfe mit einfachen Mitteln, sondern durch seinen schmalen Durchlaß auch überraschend gute Unterdrückung von allen breit liegenden Störern, wozu ja alle Funkstörungen erzeugenden Elektrogeräte gehören, z. B. Kleinmotoren,



Zündanlagen von Kraftwagen, Heilgeräte usw. Oft ermöglicht gerade ein solches Filter erst den Empfang in stark gestörten Stadtgebieten, auch wenn Störungen durch andere Sender fehlen.

Durch seine sehr geringe Dämpfung bei kleinen Durchlaßbreiten ergibt sich, daß der Quarz langsam einschwingt, wenn ihn ein Telegraphiezeichen erreicht, ferner, daß er noch ausschwingt, wenn das Zeichen schon zu Ende ist. Alle Störungen erhalten dadurch den Klangcharakter des im Empfänger eingestellten Überlagerungstons, so daß der Empfänger eigenartig klingelt. Man kann dann keine großen Telegraphiegeschwindigkeiten mehr anwenden, doch wird die Benutzung des Filters dadurch gerechtfertigt, daß ohne dasselbe eben überhaupt kein Empfang mehr möglich wäre. D 4 BUF.

Strahlungsversuche mit Sendeantennen im 10-m-Band

Es ist bekannt, daß man mit bestimmten Antennenformen eine gewünschte Strahlung erzielen kann. Für die Ausbreitung der Strahlung im 28-MHz-Band sind ausschlaggebend:

1. die Form der Antenne,
2. die Hochfrequenzleistung der Endstufe,
3. die besonderen und Witterungseinflüsse.

Zunächst wurde im Herbst und Winter 1936/37 mit der 72-m-L-Antenne gearbeitet. Die Richtung war West 25° Nord-Ost 25° Süd. Die Erfolge nach USA. waren sehr gut. Die Lautstärken des Senders waren dort allgemein R 5 ÷ R 6. Es wurde mir dort oft R 5 ÷ R 7 gemeldet, während ich die Amerikaner kaum mit R 4 aufnehmen konnte. Die gute Lautstärkendurchgabe mag an den dortigen besseren Empfängern liegen. Um die Lautstärken in den USA-Distrikten zu zeigen, sind sie statistisch mit der mittleren R-Stufe aufgeführt:

72-m-L-Antenne

W	Gesamt QSO'S	Mittlere Lautstärke R
1	37	6
2	39	6
3	44	6,3
4	18	6
5	12	5,4
6	16	5,3
7	6	4,5
8	82	6
9	70	5,8
VE 1	1	4
VE 2	3	5,6
VE 3	21	6
	369	5,6

Wie die Aufstellung zeigt, wurde mit 369 Verbindungen eine mittlere Lautstärke von R 5 ÷ R 6 erreicht.

Nach USA. war die Strahlungsrichtung klar. Mit Ausnahme von einem VK 3 kam trotz Vereinbarung keine Verbindung nach den übrigen DX-Kontinenten zustande. Man kann wohl von einer ausgeprägten Richtwirkung sprechen.

In der nächsten 10-m-DX-Zeit 1937/38 wurden Versuche mit einer 54-m-L-Antenne angestellt. West 22° Süd-Ost 22° Nord wurde als Antennenrichtung gewählt. Im Sommer wurden viele Europa-Stationen im 28-MHz-Band gearbeitet. Meine mittlere Lautstärke war R 6. Nach dem ersten Einfallen der Südamerikaner kamen mit LU und PY Verbindungen zustande. Die Lautstärke meines Senders hatte dort ein Mittel von R 4 ÷ R 5. Nordamerika war schlecht zu arbeiten und gab Lautstärken von R 5 ÷ R 6 durch. Südafrika meldete R 4 ÷ R 5. In Ozeanien wurde meine Station mit R 5 im Durchschnitt aufgenommen, und Südasien (VU, PK, VS) verzeichnete die Lautstärke mit R 6.

Eine genaue R-Verteilung zeigt die nachstehende Aufstellung:

54-m-L-Antenne

Europa		Südasien		Südafrika		Ozeanien		Nordamerika		Südamerika	
Land	R	Land	R	Land	R	Land	R	Land	R	Land	R
G	5,8	VU	5,8	ZE	7	VK 2	5,4	W 1	6	Lu	4,2
F	6,5	VS 1	3	FR	3	VK 3	6	W 2	5,2	Py	4,7
		PK 3	5	ZS	4,3	VK 4	4	W 3	5,8		
						VK 5	5	W 4	5,5		
								W 6	5		
								W 8	5,9		
								W 9	6		
								VE 3	5,2		
								K 5	6,4		

Mittlere Lautstärke

Europa	Südasien	Südafrika	Ozeanien	Nordamerika	Südamerika
R 6,2	R 4,6	R 4,8	R 5,1	R 5,6	R 4,5

Wie hier die Statistik zeigt, ist nach allen Kontinenten eine verhältnismäßig gute Strahlung mit dieser Antenne vorhanden. Die guten Lautstärken aus USA. sind auch wohl in diesem Falle den dortigen besseren Empfängern zuzuschreiben.

Wenn man nun zu beiden Antennen Vergleiche zieht, so spielt die Hochfrequenzleistung in der Endstufe eine beachtliche Rolle. Mit der 72-m-L-Antenne genügen für Dx-Verkehr 5 ÷ 8 Watt Hochfrequenzleistung, hingegen ist mit der 54-m-L-Antenne bei normalen 28-MHz-Bedingungen eine Hochfrequenzleistung von etwa 20 Watt erforderlich. Man hat es in diesem Falle nicht mehr mit einer Richtantenne zu tun, sondern mehr schon mit einem Rundstrahler.

Die besonderen und Witterungseinflüsse dürfen bei beiden Antennen nicht außer acht gelassen werden. Die Witterungseinflüsse beeinträchtigen mehr oder weniger das Abhören oder das Abstrahlen auf 10 m an Sende- und Empfangsort. Es ist ganz gleich, ob Dx- oder Europaverkehr.

Am 19. 9. 1937 um 17³⁸ hatte ich auf 28 040 kHz mit D 4 QET ein qso. Was sagt Om Woerner in Saarbrücken dazu? „Es war das erstmal, daß ich an diesem Sonntag D 4 qso's hatte! Hier war vorher nichts zu hören! Nach Gewitter und Platzregen kamen Sie (D 4 XJF), D 4 CVA, D 4 XQF aber ufb an! Schade, daß der Brockensender nicht da war, denn nun hätte man feststellen können, wie oft ten Oso's in Deutschland sind und ob der Betriebsdienst auf ten abgewickelt werden könnte! ...“

Auch ich habe öfter beobachten können, daß nach Gewitter und Regen die Europäer mit den Lautstärken etwa

2 R-Stufen anstiegen. Wie die Aufzeichnungen zeigen, sollte man nicht einfach behaupten, daß die Witterungseinflüsse an Sende- und Empfangsstelle keinen Einfluß hätten.

Die besonderen Einflüsse hängen von der Beugung (Reflektion) zur Erde ab. Bei normalen Bedingungen ist mit der 72-m-L-Antenne eine große Tiefen- und Breitenstrahlung nach einer Richtung vorhanden. Auch bei der 54-m-L-Antenne macht sich dann eine zufriedene Tiefen- und Breitenstrahlung bemerkbar. Bei sehr guten Bedingungen kann man die 54-m-L-Antenne als einen Rundstrahler ansprechen. (Überlappung der einzelnen Strahlrichtungen). Mit der 72-m-L-Antenne habe ich bei den besten Bedingungen nie eine Rundstrahlung feststellen können.

Nun kommt man zur Frage, welche Antenne sei die bessere? Versteht man beide Strahler richtig anzusetzen, so sind sie gleich gut. Die 72-m-L-Antenne braucht kleine Hochfrequenzleistung und kann 1 Kontinent — unter Umständen je nach der Richtung 2 Kontinente — sehr gut arbeiten. Die 54-m-L-Antenne braucht mehr Leistung, um als Rundstrahler mit genügender Lautstärke alle Kontinente arbeiten zu können.

Der Leser wird nun sagen, daß beide Antennenstrahlungen in USA. mit einem Mittel von R 5 ÷ R 6 aufgenommen wurden. Und doch ist die 72-m-L-Antenne weit im Vorteil. Mit der 72-m-L-Antenne erzielte ich 1936/37 nach USA. 369 Verbindungen. Hingegen wurden 1937/38 mit der 54-m-L-Antenne nach USA. nur 40 Verbindungen getätigt, d. h. also ein Verhältnis von 9:1. Zeitlich umgerechnet brauche ich mit der 54-m-L-Antenne etwa neunmal mehr Zeit als mit einem Richtstrahler, um die gleiche Zahl der Verbindungen zu haben. Beim Arbeiten mit einem bestimmten Kontinent unterscheiden sich beide Antennen grundsätzlich in der Anzahl der Verbindungen in der gleichen Zeit und nicht das Verhältnis der Lautstärkenangabe.

Erdmagnetischer Bericht

vom 24. Juli bis 19. August 1938

Zeiten in mittlerer Greenwicher Zeit

24. Juli (0) leicht bewegt.
25. Juli (0) ruhig.
26. Juli (0) ruhig.
27. Juli (0) leicht bewegt. Zeitweilig auftretende Elementarwellen.
28. Juli (0) ruhig. 12.42 geringe Störung (W. Z.). Ausschlag bei D 2½'.
29. Juli (0) unruhig.
30. Juli (1) gestört. H fällt von 4.48—5.26 um 81 γ; 4.45—5.58, D, ∪, 11'. Zwischen 6.00 und 12.00 schnelle Bewegung mit Amplituden bei H bis 34 γ, bei D bis 8'. 11.00—12.20, Z, ∪, 26 γ. Von 12.10—12.24 steigt H um 79 γ, und fällt bis 12.42 um 59 γ. 19.15—20.30, H, ∪ (mit Unterbrechungen), 60 γ; 20.35—21.30, D, ∪, 5½'. 21.10—22.20, H, ∪, 62 γ.
31. Juli (0) 0.15—0.45 H. sin-förmig, Ampl. 43 γ. Während des ganzen Tages Elementarwellen.
1. August (1) starke Unruhe. 16.15—17.50, ∪, 76 γ. D fällt von 16.00—17.10 um 18½' und steigt bis 19.00 um 16'. Von 19.40—20.10 steigt H um 34 γ. D zwischen 20.30 und 21.30 sin-förmig, Ampl. 9'. 23.08—0.35 des folgenden Tages, H, ∪, 48 γ; 23.15—23.55, D, ∪, 11'.
2. August (0) unruhig. 2.50—4.15, H, ∪, 46 γ; D fällt von 4.00—5.15 um 19'. Z steigt von 4.30—7.00 um 61 γ. 20.55 bis 21.50, H, ∪, 45 γ. 20.50—21.50 D sin-förmig, Ampl. 18.
3. August (0) Bis 21.34 geringe Bewegung. 21.35 Einsatz einer starken Störung (W. Z.). H steigt bis 21.39 um 110 γ, bewegt sich bis 22.45 sin-förmig (Amplituden bis 88 γ) und fällt bis Ende des Tages um 200 γ. D steigt von 21.35 bis 21.43 um 13', und fällt unter sin-förmigen Schwankungen bis 23.45 um 40½'. Z fällt mit Unterbrechungen von 21.35 bis 22.50 um 70 γ.
4. August (1) schnelle Bewegung geringeren Ausmaßes bis 8.00. 8.28—9.30, H, ∪, 76 γ. Amplituden zwischen 8.00 und 9.00 bei D bis 15'. 11.37—11.51 H sin-förmig, Ampl. 57 γ.
- 15.45—17.25, H, ∪, 67 γ. 23.35—0.10, H, ∪, 57 γ. Z fällt von 23.33—23.48 um 28 γ.
5. August (0) unruhig. 2.30—3.50, D, ∪, 13'; 2.55—4.30, H, ∪, 35 γ. Von 15.30—20.00 H sin-förmig, Amplituden bis 53 γ. 17.55—19.55, D, ∪, 12'.
6. August (0) geringe Bewegung. 15.40—16.50, H, ∪, 29 γ. 19.30—20.45 H und D sin-förmig, Ampl. bei H 24 γ, bei D 6½'. 22.45—24.00, H, ∪, 26 γ.
7. August (0) zwischen 13.00 und 22.00 größere Unruhe. 14.00—17.00 H sin-förmig, Ampl. 59 γ.
8. August (0) leicht bewegt.
9. August (0) ruhig. 14.23—14.39, H, ∪, 16 γ.
10. August (0) bis 3.20 ruhig. 3.21 Einsatz einer mäßigen Störung (W. Z.), die während des ganzen Tages anhält. Zwischen 8.00 und 18.00 größte Unruhe mit Amplituden bei H bis 36 γ.
11. August (1) gestört. Von 3.00—12.00 schnelle Schwankungen geringeren Ausmaßes. 13.12—14.40, H, ∪, 61 γ. D fällt von 13.50—16.30 um 28½' und steigt bis 18.30 um 15½'. H zwischen 15.00 und 19.00 sin-förmig mit Amplituden bis 64 γ.
12. August (0) unruhig. 11.15—12.05, H, ∪, 17.57—18.06, H, ∪, 39 γ.
13. August (0) Unruhe bis 9.00, der Rest des Tages ruhig. Zwischen 0.00 und 1.00 H sin-förmig mit Amplituden bis 40 γ.
14. August (0) geringe Bewegung. Elementarwellen fast während des ganzen Tages.
15. August (0) ruhig.
16. August (0) ruhig.
17. August (0) leicht bewegt. 14.55—15.50, H, ∪, 24 γ.
18. August (0) ruhig. Elementarwellen zwischen 18.00 und 20.00.
19. August (0) geringe Bewegung.

Prof. Dr. R. Bock.

gitter der Endröhre überlastet wird. Das führt dann bald zu einer Zerstörung der ganzen Röhre.

Beim Nachbau des Gerätes sollte daher vor allem ein Ausgangsübertrager eingebaut werden. Um den Einbau

Kontaktstellung	To	Lang	Mittel
1	●	○	●
2	●	○	○
3	○	●	●

Abb. 3. Schema der Schalterstellungen

in ein Gehäuse zu erleichtern und wegen der einfacheren Bedienbarkeit sollte ferner der Umschalter für die beiden Wellenbereiche und den Tonabnehmer-Anschluß an die Frontplatte gelegt werden.

Dies wurde bei einem praktisch ausgeführten Gerät berücksichtigt. Die Anordnung der Einzelteile mußte gegenüber dem Originalgerät erheblich geändert werden; um den nötigen Platz für den Ausgangsübertrager zu erhalten. Der Spulensatz hat seinen Platz unter dem Gestell erhalten. Den Aufbau zeigt Abb. 1.

Mit Ausnahme des Tonabnehmer-Anschlusses wurde die Schaltung dagegen beibehalten. Bei dem üblichen Anschluß des Tonabnehmers an das Steuergitter wären die äußerst störanfälligen Gitterleitungen sehr lang geworden. Daher wird in der jetzt vorliegenden Ausführung der Schwingungskreis kurzgeschlossen und die Tonabnehmer-Spannung über einen Blockkondensator auf das Schirmgitter gegeben. Die Verstärkung ist dadurch zwar etwas geringer, aber noch vollkommen ausreichend; dafür ergibt sich jedoch der große Vorteil, daß un abgeschirmte Leitungen verwendet werden können. Die Umschaltung wird mit einem Drehschalter mit 2×3 Kontakten vorgenommen. Das neue Schaltbild zeigt Abb. 2, die Schalterstellungen Abb. 3.

G.

Zeichnungen und Aufnahme vom Verfasser

Die elektrotechnischen Grundlagen der Funktechnik

Widerstände, Kondensatoren und Spulen sind die wichtigsten Bauelemente der Funktechnik. Aus den sich bei der Zusammenschaltung dieser Elemente ergebenden Gesetzmäßigkeiten, ist die Erzeugung elektrischer Schwingungen und damit die drahtlose Telegraphie und Telefonie sowie auch jede Nachrichtenübermittlung über Draht überhaupt erst möglich geworden. Besonders wichtig ist das Verhalten dieser Einzelteile gegenüber Wechselstrom. In einigen grundlegenden Aufsätzen soll daher kurz auf die wichtigsten Gesetze eingegangen werden, nach denen sich Widerstand, Kondensator und Spule gegenüber Gleich- und Wechselstrom verhalten.

Vom Wesen des elektrischen Stromes

Schaltet man einen Leiter an eine Stromquelle mit der Klemmenspannung U , so fließt ein Strom, den wir mit I bezeichnen wollen. Die Stromrichtung ist dabei als von Plus nach Minus gehend festgelegt. Es sei aber gleich bemerkt, daß diese Festlegung willkürlich ist, denn der Stromfluß besteht in Wirklichkeit aus der Bewegung der Elektronen, den sogenannten Leitungselektronen. Die Elektronen sind aber negativ geladen, wandern also zum positiven Pol der Stromquelle. Die Leitungselektronen sind in jedem Leiter (Metall) in sehr großer Anzahl vorhanden. Sie sind nur sehr lose an den Atomverband gebunden und beginnen bei der geringsten auf sie ausgeübten Kraft zu wandern. Man kann sich die Elektronen wie Teilchen einer Flüssigkeit in einem Rohr, z. B. einem Wasserleitungsrohr vorstellen. Aus einem solchen Rohr tritt um so mehr Flüssigkeit, je größer der Querschnitt ist. Dasselbe gilt für die Elektronen in einem Leiter. Je größer der Querschnitt des Leiters ist, um so mehr Elektronen können durch ihn hindurchfließen, um so größer ist also der Strom. Nun wandern die Elektronen in dem Leiter aber nicht geradlinig, sondern in einem Zickzackkurs, da sie ja immer wieder mit Atomen oder Molekülen zusammenstoßen. Die Atome bzw. Moleküle setzen also der Bewegung der Elektronen einen gewissen Widerstand entgegen, der natürlich um so größer ist, je weiter der Weg ist, den die Elektronen zurücklegen müssen. Zusammenfassend kann man also sagen: Der Strom wird um so größer, je größer der Querschnitt und um so kleiner, je länger der Leiter ist. Das Verhältnis aus Länge und Querschnitt des Leiters nennt man daher seinen „Widerstand“.

Hierzu kommt noch eine multiplikative Konstante, die von dem atomaren Aufbau, kurz also einfach vom Material abhängig ist. Die in der Funktechnik üblichen Widerstände bestehen nun teils aus dünnem Draht, der in ge-

eigneter Weise aufgewickelt ist oder aus anderen Materialien, z. B. Kohle oder Graphit, die einen größeren Widerstandswert je Längeneinheit, bei gleichem Querschnitt wie ein Metall aufweisen.

Das Ohmsche Gesetz

Der einen Leiter durchfließende Strom ist zunächst abhängig von den Widerstandseigenschaften des benutzten Materials. Er wird aber auch um so größer, je größer die auf die Elektronen ausgeübte Kraft ist. Diese Kraft ist identisch mit der Spannung. In dem bereits angeführten Beispiel des Wasserleitungsrohres würde die Spannung dem Druck entsprechen, denn es fließt um so mehr Wasser aus einem Wasserhahn, je größer der Druck ist. Wir wissen nun aber auch, daß der Strom um so mehr anwächst, je kleiner der Widerstand ist. Diese Beziehung kann man in eine äußerst einfache mathematische Form kleiden. Ist R der Widerstand des Leiters, so wird

$$I = \frac{U}{R}$$

Dies ist das bekannte Ohmsche Gesetz, wohl das wichtigste Gesetz der gesamten Elektrotechnik und somit auch der Funktechnik, denn von ihm lassen sich alle anderen Gesetze ableiten. Schreiben wir das Ohmsche Gesetz in der Form $R = U/I$, und nehmen wir als Einheit der Stromstärke I das Ampere und als Einheit der Spannung U das Volt, so erhalten wir die Einheit des Widerstandes, wenn bei einer an einen Widerstand angelegten Spannung von 1 Volt ein Strom von 1 Ampere fließt. Diese Größe bezeichnet man dann als 1 „Ohm“.

Der Strom in einem geschlossenen Stromkreise

Bevor auf Anwendungen des Ohmschen Gesetzes eingegangen werden soll, müssen noch einige andere grundlegende Dinge behandelt werden. — Es ist zunächst ganz gleichgültig, an welchem Punkt der Strombahn wir den Strom I messen. Nach Abb. 1 können wir den Strommesser an jeden Punkt der Strombahn einschalten, indem wir z. B. unseren Leiter durchschneiden und den Strommesser zwischen die beiden durchgeschnittenen Enden (x) legen. Wir können auch beliebig viele Strommesser an beliebigen Punkten einschalten, immer werden wir denselben Strom messen, vorausgesetzt natürlich, daß die Strommesser keinen (oder einen gegenüber dem Widerstand R vernachlässigbar kleinen) Widerstand besitzen. Dieses Ergebnis können wir in folgenden Satz zusammenfassen:

Der Strom, d. h. die Menge der sich in einem Leiter beim Anlegen einer Spannung bewegenden Elektronen, ist an jedem Punkte der Strombahn gleich groß. Es können also an keiner Stelle irgendwie Ansammlungen von Elektrizität, d. h. von Elektronen stattfinden. Dagegen steigt die Spannung, unter Voraussetzung eines Leiters konstanten Querschnittes, allmählich von einem Ende bis

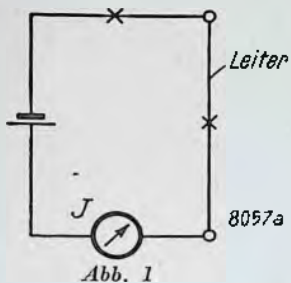


Abb. 1

zum anderen Ende des Leiters gleichmäßig an. Die Spannung zwischen einem Ende, z. B. dem Minus-Ende und irgendeinem Punkte des Leiters, ist also lediglich von der Länge desselben abhängig. Da wir vorausgesetzt haben, daß der Leiter überall den gleichen Querschnitt besitzt, und jeder Verlängerung des Leiters eine entsprechende Erhöhung des Widerstandes entspricht, so muß also die Spannung von dem Längenverhältnis der beiden Leiterstücke oder allgemein von dem Verhältnis der Widerstände abhängen. Wie sich dies im einzelnen berechnen läßt, soll noch gezeigt werden.

Die Kirchhoffschen Sätze

Aus den so gewonnenen Erkenntnissen lassen sich die überaus wichtigen Kirchhoffschen Sätze ableiten. Betrachten wir zunächst eine Stromverzweigung nach Art der Abb. 2. Der Strom fließt von A nach B. Da er an jedem Punkte der Strombahn gleich groß ist, muß er also auch

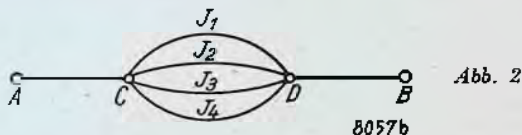


Abb. 2

in dem Stück A—C und in dem Stück D—B gleich groß sein, und es muß sich also der Strom in D—B aus der Summe der Teilströme I_1 , I_2 , I_3 und I_4 zusammensetzen. Sinngemäß muß demnach der zum Punkte C fließende Strom gleich der Summe der vom Punkte C wegfließenden Ströme sein. Drücken wir diese Erkenntnis allgemein aus, so kommen wir zu dem ersten Kirchhoffschen Satz, der aussagt:

Die Summe der zu einem Punkte hinfließenden Ströme ist gleich der Summe der von dem Punkte wegfließenden Ströme.

Dieser Satz erscheint zwar zunächst als Selbstverständlichkeit, er erweist sich aber bei verwinkelten Leitersystemen als außerordentlich nützlich.

Den zweiten Kirchhoffschen Satz wollen wir uns an Hand der Abb. 3 klarmachen. Es seien R_1 und R_2 zwei hintereinander geschaltete Widerstände (Leiter). Diese seien in den Punkten A und B an eine Stromquelle mit der Klemmenspannung U angeschlossen. Durch die Widerstände fließt der Strom I , der an jedem Punkte der Strombahn gleich groß ist. Wir können nun das Ohmsche Gesetz in der Form $U = I \cdot R$ schreiben. Berechnen wir jetzt die Spannung zwischen A—B und C—B, so erhalten wir $U_1 = I \cdot R_1$ und $U_2 = I \cdot R_2$. Offenbar ist aber die Summe von $U_1 + U_2 = U$, also gleich der Klemmenspannung der Stromquelle. Nun besitzt die Stromquelle natürlich einen gewissen inneren Widerstand. Da der Strom auch durch die Stromquelle fließt, erzeugt er an diesem inneren Widerstand, der zwar meistens vernachlässigbar klein ist, einen Spannungsabfall. Die Klemmenspannung ist also um diesen Spannungsabfall kleiner als die eigentliche Spannung der Stromquelle, die man auch als „elektromotorische Kraft“ (EMK) der Stromquelle bezeichnet. Beziehen wir den inneren Widerstand der Stromquelle und den an ihr entstehenden Spannungsabfall in unseren Stromkreis (Abb. 3) ein, so können wir sagen: die Summe der einzelnen Spannungsabfälle ist gleich der elektromotorischen Kraft. Verallgemeinern wir diesen Satz, in dem

wir auch mehrere Spannungsquellen in dem Stromkreis zulassen, so kommen wir zu dem zweiten Kirchhoffschen Satz, der aussagt:

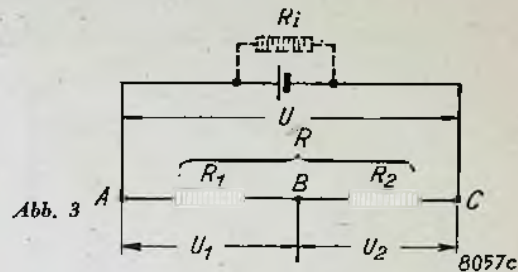


Abb. 3

Die Summe der Spannungsabfälle in einem geschlossenen Stromkreise ist gleich der Summe der in ihm enthaltenen elektromotorischen Kräfte.

Reihen- und Parallelschaltung von Ohmschen Widerständen

Diese Sätze erweisen sich als nützlich bei Berechnung beliebiger Zusammenschaltungen von Stromquellen und Widerständen. So interessiert uns z. B. in Abb. 3 der Gesamtwert R der Reihenschaltung der beiden Einzelwiderstände. Wir fassen U als die elektromotorische Kraft und U_1 und U_2 als die Spannungsabfälle an den Widerständen auf. Wir können nun auch schreiben, $I \cdot R = I \cdot R_1 + I \cdot R_2$. Wenn wir jetzt diese Gleichung durch I dividieren, erhalten wir:

$$R = R_1 + R_2.$$

Der Gesamtwiderstand ist also gleich der Summe der Teilwiderstände. Dies gilt natürlich für eine beliebige Anzahl von Widerständen.

Diese Beziehungen sind wichtig, wenn man berechnen will, wie groß eine der Teilspannungen ist, jedoch nur die Größe der Widerstände und die Klemmenspannung U kennt. Es verhält sich nämlich $U_1 : U = R_1 : R$ und $U_2 : U = R_2 : R$. Da $R = R_1 + R_2$ ist, kann man auch schreiben:

$$U_1 = U \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2} \text{ und } U_2 = U \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2}.$$

Zum Schluß wollen wir noch sehen, was sich bei der Parallelschaltung von zwei Widerständen ergibt. Abb. 4 zeigt zwei parallel geschaltete Widerstände von der Größe R_1 und R_2 durch die die Ströme I_1 und I_2 fließen. Wir

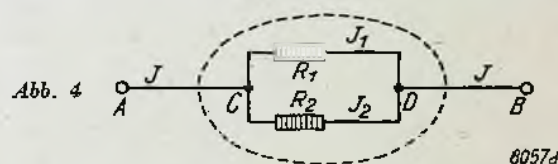


Abb. 4

haben bereits bei der Ableitung des ersten Kirchhoffschen Satzes gesehen, daß der Gesamtstrom I gleich der Summe der Teilströme I_1 und I_2 ist. Da an jedem Widerstand die gleiche Spannung liegt, können wir auch schreiben $U/R = U/R_1 + U/R_2$. Aus dieser Gleichung können wir nun U herausdividieren, so daß wir für die Parallelschaltung von zwei Widerständen erhalten:

$$1/R = 1/R_1 + 1/R_2.$$

Auch dies Gesetz gilt wieder für beliebig viele parallel geschaltete Widerstände. Es heißt dann:

$$1/R = 1/R_1 + 1/R_2 + 1/R_3 + 1/R_4 + \dots$$

Für den Fall, daß nur zwei Widerstände parallel geschaltet sind, kann man auch schreiben:

$$R = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2}.$$

Diese Anwendungen des Ohmschen Gesetzes und der Kirchhoffschen Sätze sind auch in der Funktechnik bei der Empfängerberechnung von grundlegender Bedeutung. Itz.

Grundlagen der Meßtechnik:

Strom- und Spannungsmessung, allgemeine Grundlagen

Alle gebräuchlichen elektrischen Meßinstrumente (mit Ausnahme der elektrostatischen) messen den durch sie fließenden Strom, gleichgültig ob sie als Strom- oder Spannungsmesser verwendet werden. Da eine Messung den Zweck verfolgt, den jeweiligen Zustand eines Stromkreises kennenzulernen, darf daran das Einschalten von Instrumenten möglichst wenig ändern. Aus dieser Tatsache ergeben sich wesentliche Unterschiede zwischen Strom- und Spannungsmessgeräten.

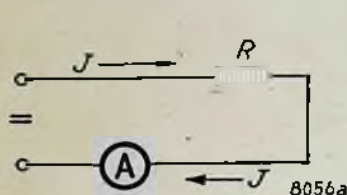


Abb. 1

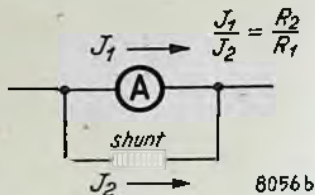


Abb. 2

Der Strommesser darf nur einen geringen Eigenwiderstand besitzen, da er unmittelbar in den Stromkreis gelegt wird (Abb. 1). Es durchfließt also in diesem Falle der gesamte zu messende Strom das Instrument. Wenn ein und dasselbe Instrument für die Messung von stark voneinander abweichenden Stromstärken verwendet werden soll, so hilft man sich dadurch, daß man den zu messenden Strom nicht in seiner vollen Stärke durch das Instrument schickt, sondern ihn vor dem Eintritt in das Instrument aufteilt, indem man parallel zum Instrument

zeitig wird dadurch der Gesamtwiderstand des Instrumentes so verkleinert, daß er gegenüber R nicht mehr ins Gewicht fällt.

Um die Spannung zwischen zwei Punkten eines Stromkreises zu messen, legt man an diese beiden Punkte einen Strommesser von hohem inneren Widerstand, genannt Spannungsmesser (Abb. 3). Da der durch das Instrument fließende Strom nur von der an ihm liegenden Spannung und von seinem konstanten inneren Widerstand abhängig ist (Ohmsches Gesetz), ist die Größe dieses Stromes ein Maß für die am Instrument liegende Spannung. Will man mit ein und demselben Instrument Spannungswerte messen, die weit auseinander liegen, so teilt man die Spannungen durch einen vorgeschalteten Widerstand auf (Abb. 4). Der Spannungsabfall an hintereinander liegenden Widerständen teilt sich bekanntlich im Verhältnis der Widerstände auf. Ist also der Vorwiderstand neunmal so groß wie der Widerstand des Instrumentes, so teilt sich die Spannung im Verhältnis

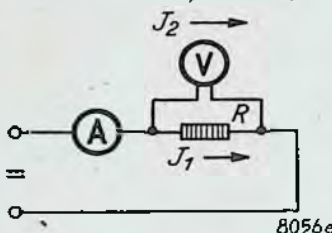


Abb. 5

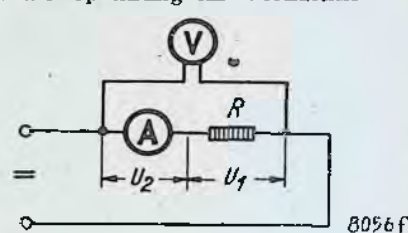


Abb. 6

1 : 9 auf, d. h. es liegt am Instrument nur noch $\frac{1}{10}$ der Gesamtspannung.

Will man Strom und Spannung gleichzeitig messen, z. B. um den unbekannten Widerstand eines Verbrauchers festzustellen, so kann man die beiden Instrumente auf zwei verschiedene Weisen in den Stromkreis legen (Abb. 5 und 6). Wie aus der Zeichnung zu ersehen ist, mißt man in der Schaltung nach Abb. 5 die am Widerstand liegende Spannung genau; während der Strommesser zusätzlich den durch das Spannungsmessgerät fließenden Strom anzeigt. In der Schaltung nach Abb. 6 zeigt das Strommeßgerät nur den durch den Verbraucher fließenden Strom an, während das Spannungsmessinstrument einen Wert anzeigt, der um den Spannungsabfall im Strommesser zu groß ist.

G—I.

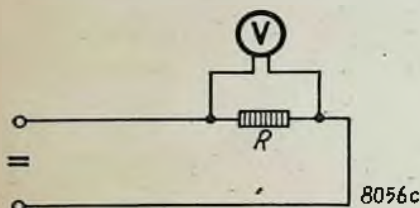


Abb. 3

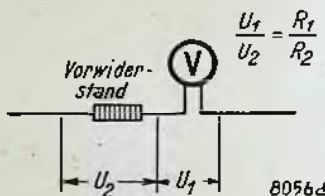


Abb. 4

einen sehr kleinen Widerstand („Shunt“) legt (Abb. 2). Hat dieser Widerstand z. B. die neunfache Leitfähigkeit gegenüber dem Instrument (das Instrument also den neunfachen Widerstand), so teilen sich die Ströme auch im Verhältnis 1 : 9 auf, d. h. es fließt nunmehr durch das Instrument nur noch $\frac{1}{10}$ des Gesamtstromes. Gleich-

Praktische Winke

Verzerrungen bei Hochfrequenzstufen in R-C-Kopplung

In neuerer Zeit hat die widerstandsgekoppelte Hochfrequenzstufe wieder an Bedeutung gewonnen, da man sie vielfach in Ortsempfängern für besonders gute Wiedergabe anwendet. Die Hochfrequenzstufe dient dann dazu, die Hochfrequenzspannung so zu verstärken, daß genügend große Spannungen für eine verzerrungsfreie Gleichrichtung an der nachfolgenden Zweipolröhre liegen. Auf Trennschärfe wird dabei im allgemeinen kein besonderer Wert gelegt. Bei unrichtiger Bemessung der Schaltelemente können allerdings Verzerrungen auftreten, wodurch die Vorteile der an der Zweipolröhre liegenden höheren Spannung nicht ausgenutzt werden.

Bei widerstandsgekoppelten Niederfrequenzverstärkern ist man gewohnt, Anodenwiderstände in der Größenordnung von etwa 100 000 Ohm anzuwenden. Bei widerstandsgekoppelten Hochfrequenzstufen ist dies jedoch nicht möglich, denn die dem Widerstand parallel geschalteten Röhren- und Schaltkapazitäten stellen für die Hochfrequenz einen Nebenschluß dar. Der hohe Anoden-

widerstand wäre also wertlos, da der kapazitive Widerstand der schädlichen Kapazitäten Größenordnungen unter dem des Anodenwiderstandes liegt. Die Röhre arbeitet dann aber praktisch auf der statischen Kennlinie und es tritt Anodengleichrichtung ein. Hierdurch werden erhebliche Verzerrungen verursacht.

Dieser Übelstand läßt sich nur durch Anwendung sehr kleiner Anodenwiderstände in der Größenordnung von einigen tausend Ohm vermeiden. Allerdings sinkt dann die Verstärkung der Röhre erheblich, da sie von dem Produkt Steilheit mal Außenwiderstand abhängig ist. Es wäre also zweckmäßig eine Röhre mit großer Steilheit zu verwenden. Aus diesem Grunde findet man bei Geräten mit widerstandsgekoppelten Hochfrequenzstufen oft zur Hochfrequenzverstärkung die steilen Endröhren Al 4, CL 4 usw. eingebaut. Trotz der größeren schädlichen Kapazitäten dieser Röhren ist infolge der hohen Steilheit die Verstärkung wesentlich höher als bei Anwendung der normalen Hochfrequenz-Fünfpolröhren.

HOCHOHM GMBH

Frage den / der sie einbaut...!



Kondensatoren

**raum
sparend**

in Hütchen-, Flach-
und in Rohrform

HOGES

immer ein guter Rat

BERLIN-ADLERSHOF

GEMA

Wir suchen in Dauerstellung
für Labor und Prüffeld

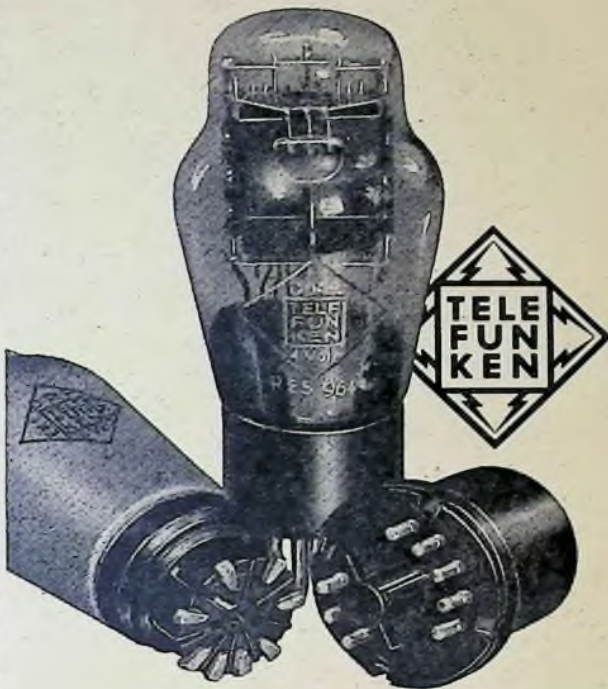
**Techniker
und
Elektro-Ingenieure**

mit abgeschlossener Hoch- bzw. Fach-
schulbildung und guten Kenntnissen in
der Hoch- und Niederfrequenztechnik.

Bewerbungen bitten wir schriftlich mit
kurzem Lebenslauf und Zeugnisab-
schriften, möglichst mit Lichtbild, unter
Angabe der Gehaltsansprüche und des
frühesten Eintrittstermins einzureichen.

GEMA Gesellschaft für elektroakustische
und mechanische Apparate m. b. H.
Berlin-Köpenick, Wendenschloßstr. 58-60

• DIE DEUTSCHE WELTMARKE • TELEFUNKEN • DIE DEUTSCHE WELTMARKE •



Ob es die großen Senderöhren sind oder die
kleinen Rundfunkröhren im Empfangsgerät:

Telefunken-Röhren sind in der ganzen
Welt ein Begriff für Sicherheit und
Leistung. Ganz gleich, für welche Kon-
struktion Rundfunkröhren gebraucht
werden: es gibt immer die passenden
Telefunken-Röhren. Sie sind so, daß
der gewiegte Konstrukteur und der
erfahrene Bastler mit ihnen Hochlei-
stungen erzielen. Mit der Entwicklung
der »Harmonischen Röhrenserie«, die
zum Teil das grundsätzlich neue Auf-
bauprinzip der Stahlröhrenkonstruk-
tion benutzt, hat die Röhrenentwick-
lung einen neuen Höhepunkt erreicht.

Technische Auskünfte und technische
UnterlagenübersämtlicheTelefunken-
Röhren bitten wir anzufordern bei:

TELEFUNKEN • Gesellschaft
für drahtlose Telegraphie m. b. H.
Abteilung Rundfunk, Berlin SW 11,
Hallesches Ufer 30. Ruf 66 54 51

TELEFUNKEN
DIE DEUTSCHE WELTMARKE

• TELEFUNKEN • DIE DEUTSCHE WELTMARKE • TELEFUNKEN • DIE DEUTSCHE WELTMARKE •

Rundfunknachrichten aus aller Welt (Fortsetzung)

1. Oktober 643 389 betrug, ist somit im Monat Oktober eine Zunahme von 11 602 neuen Rundfunkteilnehmern eingetreten.

Unter Berücksichtigung dieser Zahlen verzeichnete Großdeutschland am 1. 11. 1938 eine Gesamtteilnehmerzahl von 10 753 179 Rundfunkanschlüssen. Die Rundfunkteilnehmer im Bereich des Sudetenlandes sind hierbei nicht mitgerechnet. Wahrscheinlich wird ab Januar 1939 die Rundfunkteilnehmerzahl des Altreiches mit der der Ostmark jeweils immer gemeinsam bekanntgegeben.

Es ist damit zu rechnen, daß auch die Zahl der Rundfunkteilnehmer im Lande Österreich in einiger Zeit allmonatlich einen größeren Zuwachs erfährt, sobald es gelungen sein wird, die wirtschaftliche Lage der Ostmark so auszugestalten und ihr einen solchen rapiden Aufschwung zu verleihen, wie er durch die nationalsozialistische Staatsführung im Altreich heute zu verzeichnen ist.

Neue Intendanten für die Reichssender Breslau und Frankfurt

Reichsminister Dr. Goebbels hat den bisherigen Intendanten des Reichssenders Frankfurt — Fricke — mit der Leitung des Reichssenders Breslau, dessen Intendant die Geschäfte des Reichssenders Wien führt, beauftragt. Gleichzeitig hat er den bisherigen Sendeleiter des Reichssenders Hamburg — Werber — zum Intendanten des Reichssenders Frankfurt bestellt.

Rundfunkgebühren auch bei Gemeinschaftsempfang

Das Reichsministerium für Volksaufklärung und Propaganda gab im Einvernehmen mit dem Stellvertreter des Führers und dem Reichspostministerium folgendes bekannt: Rundfunkempfangsanlagen, die nur zum Mithören von Kundgebungen der Reichsregierung, oder nur für den Gemeinschaftsempfang

betrieben, und nach Beendigung der Rundfunkdarbietung sogleich wieder abgebaut werden, sind ebenfalls genehmigungs- und gebührenpflichtig, sofern nicht der Inhaber dieser Anlage von der Zahlung der Rundfunkgebühr befreit ist, oder im Rundfunk und in der Presse nicht ausdrücklich gebührenfreier Empfang angekündigt wird. Dasselbe gilt für den Betrieb von Rundfunkempfangsgeräten, die für sich allein ohne Antenne, Erdung oder Gegengewicht als Empfangsanlage verwendbar sind, z. B. für den Betrieb von Koffer- und Negauschlussgeräten. Zuwiderhandelnde setzen sich der Gefahr aus, als Schwarz Hörer behandelt zu werden.

Verurteilte Schwarz Hörer

Im Vierteljahr Juli bis September 1938 sind 173 Schwarz Hörer gerichtlich verfolgt worden. Davon wurden vier zu Gefängnisstrafen von einer Woche bis zu zwei Monaten und 87 zu Geldstrafen von 3 RM bis zu 150 RM verurteilt; zwei Jugendliche wurden auf andere Weise bestraft. In einer Anzahl von Fällen wurde das Verfahren auf Grund des Straffreiheitsgesetzes eingestellt.

Eröffnung des römischen Kurzwellenzentrums

Am 31. Oktober wurde in Rom das neue Kurzwellenzentrum eröffnet. Es besteht aus zwei je 100-kW-Sendern, von denen jeder auf eigener Welle arbeitet, und einem weiteren 50 kW starken Sender, der als Mehrwellensender betrieben wird und im Bereich zwischen 40 und 50 m arbeiten wird. Hinzu kommen zwei weitere 50-kW-Sender, die die alten 25-kW-Sender ersetzen sollen. Die neuen Anlagen besorgen Richtstrahlantennen und ermöglichen die Bearbeitung Nordeuropas, des Mittelmeergebietes, Libyens und Ostafrikas. Die Sender sind die z. Zt. modernsten Anlagen dieser Art in Italien.



RITSCHER
Drehkondensatoren

RITSCHER G. M. B. H.
BERLIN-NEUKÖLLN
MAGLOWER STR. 12 • TEL. 50 00 32

FUNK Gutscheine Nr. 23

gültig für eine schriftliche Anschrift durch das

Funk - Bastler - Laboratorium

In Berlin SW 68, Zimmerstraße 94

Schriftlichen Anfragen ist dieser Gutscheine und ein Freimachlag beizufügen. Berechnungen von Transformatoren, Drosseln usw. werden nicht ausgeführt, Schaltungen und Baupläne von Empfängern nicht entworfen.

Name: _____

Ort und Straße: _____

Ich bestelle den „Funk“ durch Post / Buchhandlung / Straßenhandel

Alle Abbildungen in diesem Heft, die keinen Urhebervermerk tragen, wurden nach Angaben der Schriftleitung hergestellt

Hauptchriftleiter: Lothar Band, Berlin. — Verantwortlich für „CQ“: Rolf Wigand, Berlin. — Verantwortlich für den Anzeigenteil: Karl Tank, Berlin W 35, Kirchschetr. 7. — DA III. Vj. 1938: 8533. — Gültige Preisliste Nr. 2 vom 1. September 1935. Druck: Preussische Druckerei- und Verlags-A.-G., Berlin. — Sendungen an die Schriftleitung, ohne persönliche Anschrift, nur nach Berlin SW 68, Zimmerstr. 94, Fernruf: 12 30 56. — Verlag: Weidmannsche Verlagbuchhandlung, Berlin SW 68, Zimmerstr. 94. — Postscheckkonto: Berlin 883 78. Sonderkonto „Funk“. — Für unverlangt eingesandte Manuskripte übernimmt die Schriftleitung keine Verantwortung. — Bei Ausfall in der Lieferung wegen höherer Gewalt besteht kein Anspruch auf Ersatz oder Rückzahlung. — Nachdruck sämtlicher Artikel verboten. — Für Österreich verantwortlich: Kapitän Eugen Winkler, Wien I, Reichsstraße 5.