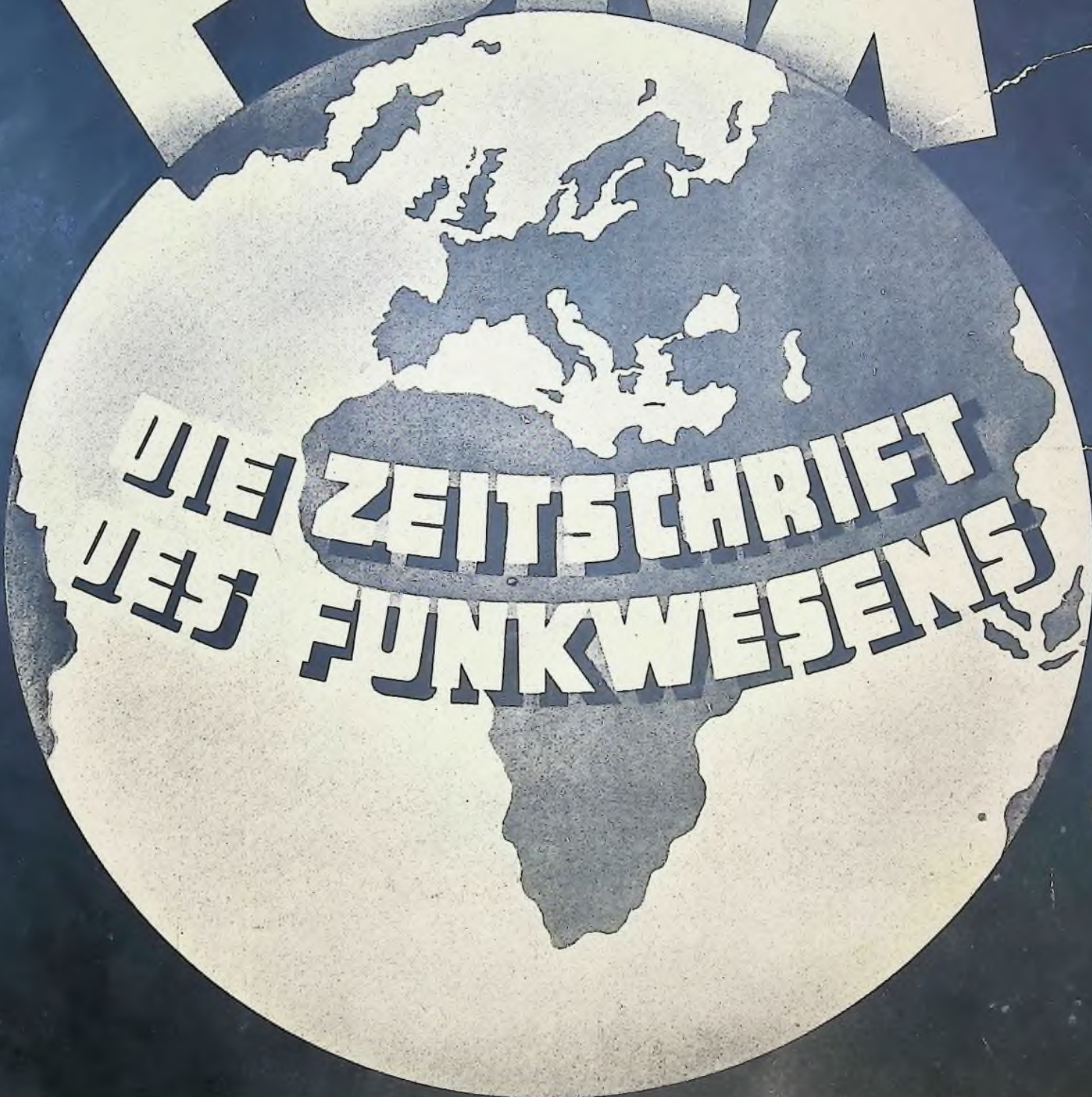


FUNK



Einzelpreis 50 Pfennig

WEIDMANNSCHE VERLAGSBUCHHANDLUNG · BERLIN

15. Juni 1939

Heft 12

INHALT

JAKOB MÖLLER, Unterlagen für den Selbstbau von Spulensätzen für Superhet-Empfänger . . .	309
WERNER W. DIEFENBACH, Die Funkanlage des „Robert Ley“ . . .	314
Dipl.-Ing. HELMUT PITSCH, Der Sinn der gleitenden Schirmgitterspannung . . .	315
HERBERT LENNARTZ, Die Erzeugung von Kipp-schwingungen hoher Frequenz mit Hochvakuum-röhren . . .	317
Patentschau . . .	323
FUNK-WERKSTATT-PRAXIS	
RUDOLF SCHADOW, Meßsender: Planung, Bau und Anwendung . . .	325

E. W. STOCKHUSEN, Einfacher Prüfsender mit dem DKE 1938 . . .	330
Zur Antennenfrage . . .	331
Entwurf und Bau von Geräten . . .	332
Hilfsmittel für Prüfzwecke . . .	332

HJ.-FUNK

HERBERT LENNARTZ, Mikrophone in Theorie und Praxis . . .	333
Reine Kapazitäten und Induktivitäten bei Wechselstrom . . .	334
Wir entstören! . . .	336

STELLENMARKT

Bewerbungen

bitten wir keine Originalzeugnisse beizufügen. Zeugnisse, Lichtbilder usw. sind auf der Rückseite mit Namen und Anschrift des Bewerbers zu versehen

Praktikant oder Lehrling

für Apparatebau per sofort gesucht. Bewerbungen mit Lichtbild und Lebenslauf an:
Ing. W. Härterich
Elektro-Präzisionswerkstätten
Dachau Obb.,

Fachkräfte

sucht und findet man am ehesten durch eine Anzeige in der
Fachzeitschrift

Drehbank

Universal-Kombination mit Band- und Dekupiersäge, Zahnräderfräseapparat ist eine kompl. Werkstatt für Gewerbe und Bestler. Ferner Leistungsfäh. Klein-Fräsmaschine.
Prospekt F durch:
A. Stodert, Breslau 18

Sämtliche Einzelteile

die in den Baubeschreibungen des „Funk“ erwähnt werden, halten wir stets am Lager
Walter Arlt & Co.
Radio-Handel
Berlin-Charlottenburg
Berliner Straße 48
Arlts großer Hauptkatalog ist da! Fordern Sie ihn sofort gegen Einsendung von 50 Rpf und 30 Rpf Porto in Briefmarken an.
Schlagerliste S 9a mit 1000 Gelegenheiten gratis!

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

Wer nicht inseriert, wird vergessen!

Für Reparaturen - Annahmestelle, Kasse und Einzelteile - Verkauf wird branchekundiger

Kaufmann

gesucht

Radio-Otto, Rostock

Ältestes Fachgeschäft Mecklenburgs

Am 1. August 1939 erscheint die

Kartei für Funk-Technik

Herausgeber: Otto Bleich jun. / VDE. DLTG.

Die KFT ist dank der Mitarbeit hervorragender Fachleute ein Sammelwerk geworden, das auf sämtliche funktechnischen Fragen und Probleme kurz, klar und erschöpfend Antwort gibt. Die dreimal jährlich erscheinenden Ergänzungslieferungen in Form von Karteikarten bürgen dafür, daß stets die neueste Entwicklung berücksichtigt wird und die KFT nie veraltet, um dem Fachmann, Händler, Bastler und Jungtechniker ein Rüstzeug und unentbehrliches Hilfsmittel zu sein, das immer übersichtlich geordnet zur Hand ist. Die erste Lieferung besteht aus 95 Karten und 1 Karteikasten. Vorbestellpreis bis 20. Juli 1939 RM 8,35 } zuzügl. 40 Pfg. Versandkosten.
Preis nach Erscheinen RM 9,25 }

Bestellen Sie sofort oder fordern Sie Prospekt von

Otto Bleich jun. :: VDE. DLTG. :: Neumünster-Wittorf 3
Postcheckkonto: Hamburg 818 21

Bordfunker

für Einflugbetrieb und Reisedienst gesucht.

Bewerber müssen im Besitz des Funkerpatentes II. Kl. und des Luftfahrerscheines sein.

Hochfrequenztechnische Kenntnisse für die industriellen FT-Arbeiten sind erwünscht.

Angebote mit handgeschriebenem Lebenslauf, Zeugnisabschriften und Lichtbild bei Nennung des Gehaltsanspruches und des frühesten Eintrittstages erbitten an

ATG Maschinenfabrik, Leipzig W 32

Sie wählen

eine von den 65 erprobten Rundfunkschaltungen

Ich liefere

Ihnen alle Einzelteile dazu. Preis meines Schaltungsbuches m. technischen Hinweisen 1,05 und 0,15 Porto

Radio-Huppert

Berlin-Neukölln S, Berliner Str. 35-39

Unsere Postbezieher

bitten wir,

fehlende Hefte möglichst rechtzeitig bei der Zeitungsstelle des zuständigen Postamtes anzufordern. Erst wenn dieser Weg nicht zum gewünschten Erfolg führt, bitten wir, mit einem kurzen Hinweis auf die bisherigen Bemühungen, um Nachricht.

Weldmannsche Verlagsbuchhandlung

Rundfunknachrichten aus aller Welt

Das Bauprogramm des französischen Rundfunks

Die Arbeiten für die Erhöhung der Energie bei den Sendern Bordeaux, Limoges und Grenoble sind bereits in Angriff genommen worden; die Orte, in denen die neuen Stationen errichtet werden, heißen: Bordeaux-Néac, Limoges-Nieul, Grenoble-Champagnier. Der Sender von Montpellier soll auf einen anderen, noch nicht bezeichneten Ort übertragen werden, und seine Energie wird gleichfalls erheblich gesteigert werden; die dafür notwendigen Kredite sind bereits bewilligt. Im Département Cher in Mehun-sur-Yèvre sind drei 100 kW-Sender für Kurzwellen im Bau, und zwei weitere werden in Issoudun errichtet werden. Außerdem sind die Kredite für vier weitere Sender für diese neue Kurzwellenzentrale bereits bewilligt worden. Ende 1940 werden die neun Kurzwellen-Großsender in Betrieb genommen werden können.

Der Bau von Funkhäusern macht hingegen keine Fortschritte; Pläne bestehen nur für Straßburg und Bordeaux, für Paris hingegen besteht noch kein solcher Plan. Das Pariser Funkhaus müßte Räume für Nationalsender (gegenwärtig noch Radio-Paris), für Paris-PTT, für den Eiffelturm und Paris-Mondial-Kurzwellensender enthalten. In der Pariser Innenstadt habe sich für einen so großen Komplex kein Baugelände finden lassen, und die Außenbezirke kommen für so einen wichtigen und repräsentativen Bau nicht in Frage. So wird Paris vorläufig weiter auf ein eigenes Funkhaus verzichten müssen.

Ultrakurzwellensender der schwedischen Polizei

Ein neuer Ultrakurzwellensender für das Stockholmer Polizeifunkwesen wurde im dortigen Polizeipräsidium fertiggestellt. Der Sender arbeitet mit Telephonie auf Welle 9,4 m. Außer den Empfangsanlagen in den fahrenden Polizei-Patrouillewagen sind automatische Empfänger auch noch auf mehreren Polizei-

stationen in den äußeren Stadtteilen von Stockholm untergebracht, so daß wichtige Mitteilungen sofort im ganzen Stockholmer Polizeibezirk verbreitet werden können.

Daneben werden in Norrköping und Götting die bereits bestehenden, auf telegraphischer Vermittlung begründeten Polizeifunksysteme weiter beibehalten.

Entstörungsmaßnahmen in Italien

In den italienischen Städten ist die Rundfunkentstörung noch nicht in befriedigender Weise durchgeführt worden, jedoch ist in dieser Hinsicht schon eine erhebliche Vorarbeit geleistet worden, die zu einigen Hoffnungen berechtigt. Seitens der einzelnen Gemeinden konnten bisher für Entstörungszwecke noch keine Mittel zur Verfügung gestellt werden, jedoch kann jetzt der italienische Rundfunk mitteilen, daß die Gemeinde der Stadt Zara eine erhebliche Summe zur Verfügung stellte, um innerhalb des Gemeindebezirkes eine vollkommene Entstörung aller elektrischen Geräte und Maschinen durchzuführen. Dieser praktische Entstörungsversuch wird nach den Hoffnungen der Rundfunkgesellschaft recht bald auch anderen Stadtgemeinden Italiens als Vorbild dienen.

Versuchssendungen des Schweizer Kurzwellensenders in Schwarzenburg

Die Versuchssendungen der Schweizerischen Rundfunk-Gesellschaft über den nationalen Kurzwellensender Schwarzenburg haben jetzt begonnen. Man hofft, am 1. Juli den regelmäßigen Programmdienst nach Nord- und Südamerika, Afrika und Asien aufnehmen zu können. Zum Leiter des Kurzwellen-Programmdienstes wurde vom Vorstand der Rundfunkgesellschaft Paul Borsinger ernannt, der sich bereits seit Jahren mit den Angelegenheiten der schweizerischen Kurzwellensendungen befaßt.

Ein guter Ruf

wird durch gute Leistung begründet. Nehmen Sie deshalb für Ihren Bedarf in funktechnischen Bauteilen die vieltausendfach bewährten



GÜRLER

Klein- und Leistungstransformatoren
Drosselspulen für alle Zwecke
Hochfrequenz-Eisenkernspulen
Kurzwellenspulenaggregate
Tonfrequenz-Übertrager
Claravox-Mikrophon
Entstörungsgeräte
Nockenschalter
Kleinbau- und
Zubehör-
teile Bau-
pläne

Verlangen Sie Druckschriften 395/397

J.K. GÜRLER



Jeder Fachmann inseriert in seiner Fachzeitschrift! Ihr Blatt ist der „FUNK“



DRALOWID REPORTER

das Mikrophon für jeden Zweck

RM. 38,30

DRALOWID-WERK-TELTOU/BLN
STEATIT-MAGNESIA AKTIENGESellschaft

Rundfunknachrichten aus aller Welt (Fortsetzung)

Aufschwung des südafrikanischen Rundfunks

Ende 1938 zählte man in Südafrika 54 807 Rundfunkhörer gegen nur 32 687 am Ende des Jahres 1937. Entsprechend diesem Hörerzuwachs soll das Sendernetz vervollkommen werden; so soll ein neuer Kurzwellensender mit 5 kW den bisherigen Kurzwellensender in Roberts Height ablösen. An der Ausschreibung für diesen Senderbau beteiligen sich deutsche, holländische, britische und amerikanische Firmen. Sender mit mittlerer Wellenlänge sollen in Kapstadt, Bloemfontein, Pretoria und Kimberley gebaut werden. Dazu erwägt man noch den Bau eines zweiten Kurzwellensenders in Durban.

Die Regierung der südafrikanischen Union hat bei der großen Unabhängigkeit des Rundfunks keinen Einfluß auf dieses Bauprogramm.

Ein Volksempfänger in der Schweiz

Die schweizerische Preiskontrolle hat nach neueren Meldungen der Herstellung eines Volksempfängers zugestimmt, nachdem lebhaftes Erörterungen über die Möglichkeit der Schaffung eines

solchen Gerätes in der Schweiz vorausgegangen sind. Wie weiter verlautet, soll das neue Empfangsgerät im Herbst des Jahres auf den schweizerischen Markt gelangen.

Funkvorbereitungen für die Olympischen Spiele 1940

Dem finnischen Rundfunk Suomen Yleisradio hat die finnische Regierung den Betrag von 8 Millionen Finnmark bewilligt, der lediglich für die Vorbereitung der Übertragungen von den Olympischen Spielen nach dem Ausland bestimmt ist.

Telephonverbindung mit dem Ausland hat Finnland z. Z. nur über Stockholm und Tallinn (Estland). Das letztgenannte Kabel enthält drei Leitungen, von denen zwei dem Rundfunk zur Verfügung gestellt werden können, während von insgesamt 32 Leitungen im Stockholmer Kabel nur acht für den Rundfunk bereit gestellt werden können. Somit gibt es nur zehn Übertragungsmöglichkeiten nach dem Ausland, während 25—30 verschiedene Übertragungen täglich nach allen Ländern stattfinden sollen. Die Sendezeiten müssen demgemäß verschoben und eine entsprechend große Anzahl von Aufnahmeapparaturen geschaffen

Eine Neuerscheinung im Mai bringt etwas über die

**Elektrischen und Akustischen Grundlagen
Rundfunksender und Empfänger
Röhrentechnik, Verstärkung —
(Nieder- und Hochfrequenz)
Rückkopplung und Lautstärke-Regelung
Batterie und Netzanschluß
Antenne und Erde und vieles andere**

Ein funktechnisches Lesebuch unter dem Titel:

„Der wirkliche Funkfreund“

von H. GÜNTHER

Mit 129 Bildern im Text Kartonierte RM 2,80

OTTO EICHLER G.m.b.H., Technische Buchhandlung
Berlin SW 68, Zimmerstraße 94



Fix-Mikrofon

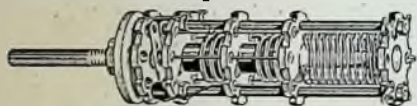
die sensationelle Neuheit für Bastler und Schallfoliensneider! Überraschende Empfindlichkeit, an jeden Empfänger oder Verstärker anzuschließen, Erregerbatterie und Trafo eingebaut. Lautstärkeregelung mittels variablen Anpassungstrafos. 1000-fach bewährt! Vermeidung der akustischen Rückkopplung. Etwas, was der Bastler schon lange suchte. Zum wirklich volkstümlichen Preis. RM 7,50

Fix-Kapsel

das Herz des Fix-Mikrofons für jeden nur erdenklichen Zweck, mit den handelsüblichen Postkapseln nicht zu vergleichen, für transportable Aufnahmegeräte, für Sendezwecke, für Lauchanlagen, etc., in Bakelit-Ausführung . . . RM 2,45 Anpassungstrafos hierzu in Steckausführung . . . RM 2,25 Erregerbatterie, 3-fach unterteilt RM 0,50



Original Wiener „Kerama“-Spule DGRM. Die Universalspule für den ernsthaften Bastler



Mit 3 Wellenbereichen: 18 bis 55 m, 200—600 m, 750—2000 m. und angebautes keramisches Umschalter. Eine wirkliche Hochleistungsspule, aufgebaut nach neuesten Gesichtspunkten mit hochwertigen Hf-Eisenkernen. Rundfunk- und Langwellenbereich mit Hf-Litze gewickelt, K.W.-Spule a. Calc. Einfache Montage, da Zentralbefestigung auf der Wellenschalterachse. Für Wechsel- oder Allstrom bzw. für Batterie-(Koffer-) Empfänger nur eine Type.

Type R-Audion RM 7,50
Type ER-Zweckreissatz (abgleichbar) RM 17,50

Zu beziehen durch den einschlägig. Fachhandel
Bezugsquellen weist nach:

Martin Jany, Inh. Willi Ullerich

Radio Großhandel • Ref: 357003-04
Berlin NW 21, Wilsnacker Straße 20



RUNDFUNK EINZELTEILE

sind das Ergebnis langjähriger Erfahrung, sorgfältiger Werkstoff-Auslese und neuester Erkenntnisse im Rundfunk-Empfängerbau

Neue Bauteile

Regelbare Bandfilter, Kurzwellen-Spulen-körper und -Spulen, Wellenschalter mit Oszillator (Kurzwellen), Schnellgang-Abstimm-Skala

Überall beim Fachhandel zu haben

SIEMENS & HALSKE AG · WERNERWERK
BERLIN-SIEMENSSTADT

KV 043

FUNK Gutschein Nr. 12

gültig für eine schriftliche Auskunft durch das

Funk - Bastler - Laboratorium

In Berlin SW 68, Zimmerstraße 94

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

Name: _____

Ort und Straße: _____

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

frequenz abgestimmt wird. Gegen Spiegelfrequenzpfeife, die im Langwellenbereich zu erwarten sind, schützt u. U. ein einfaches Drosselfilter. Treten Störungen durch Kurzwellensender (Telegraphie) auf, so ist noch die Einschalt-

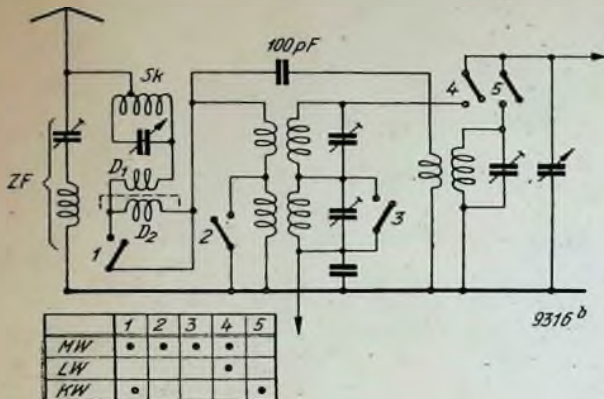


Abb. 2

tung einer kleinen Hochfrequenzdrossel in die Antennenleitung notwendig. Eine Schaltung, die alle diese Vorkehrungen aufweist, zeigt die Abb. 2. Nicht in allen Fällen sind alle Sperren gleichzeitig notwendig.

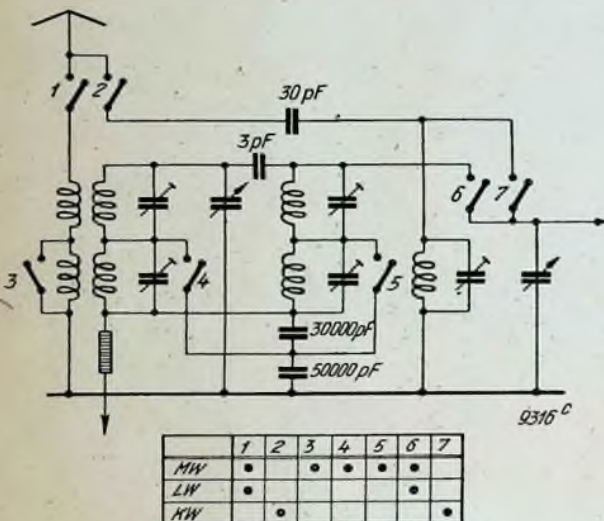


Abb. 3

Die Drosseln D1 und D2 in der vorgenannten Schaltung können leicht selbst hergestellt werden. Von einer Eisenkernspule nehmen wir einen unterteilten Trolitul-

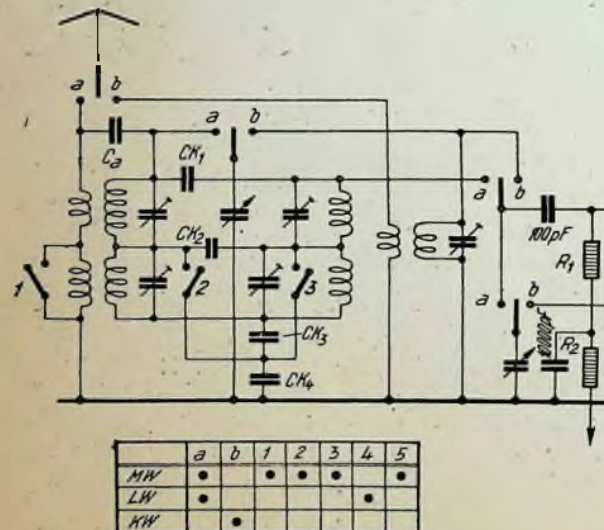


Abb. 4

spulenkörper mit etwa 10 mm $\varnothing$. Darauf wickeln wir für D1 etwa 150 Windungen, Draht 0,2 $\varnothing$ S, und für D2 500 Windungen Draht 0,15 $\varnothing$ ES. Bei der Montage ist zu beachten, daß die Drosseln nicht aufeinander oder auf andere Schaltelemente koppeln dürfen.

In Schaltung Abb. 3 ist die Ergänzung für ein Eingangsbandfilter gezeichnet. Seine Anwendung ist bei einer Zwischenfrequenz um 130 kHz Bedingung, und im übrigen auch bei 460 kHz ein wirksamer Schutz gegen Pfeifstellen.

Allerdings sinkt in diesem Falle die Empfindlichkeit gegenüber einem einfachen Vorkreis, da die Übertragungsverluste in einem Bandfilter auch im günstigsten Falle (kritische Kopplung) etwa 50 % betragen.

Eine sehr empfindliche Schaltung stellt die Abb. 4 dar, hauptsächlich für guten Kurzwellenempfang. Sie ist aber trotzdem nicht immer zu empfehlen, weil ihr Aufbau sehr

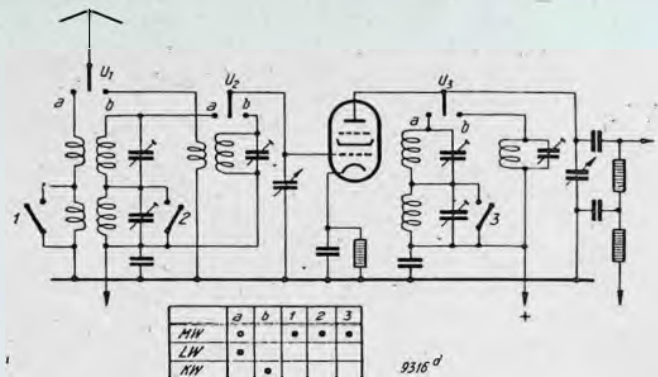


Abb. 5

kritisch ist. Außerdem stellen zwei steile Hochfrequenzvorkreise in bezug auf die Wiedergabegüte nicht das Beste dar.

Eine andere Schaltung zeigt Abb. 5. Sie vereinigt die bei Kurzwellenempfang notwendige Empfindlichkeit der Schaltung 4, ohne deren Nachteile bei Rundfunkempfang aufzuweisen.

Auf den Rundfunkbereichen arbeiten wir mit Bandfiltereingang. Die Ankopplung an die Mischröhre erfolgt aperiodisch, um einen Viergangkondensator zu vermeiden. Das Kopplungsglied besteht bei Mittelwellenempfang nicht aus einer einfachen Hochfrequenzdrossel, sondern aus einem durch einen Reihenwiderstand entsprechend gedämpften Resonanzkreis, der auf etwa 700 m abgestimmt ist. Bei Langwellenempfang wird dieser Kreis kurzgeschlossen und in reiner Widerstandskopplung gearbeitet. Für den Kurzwellenempfang, bei dem ein Bandfilter ohnedies keinen Sinn hätte und vielmehr eine

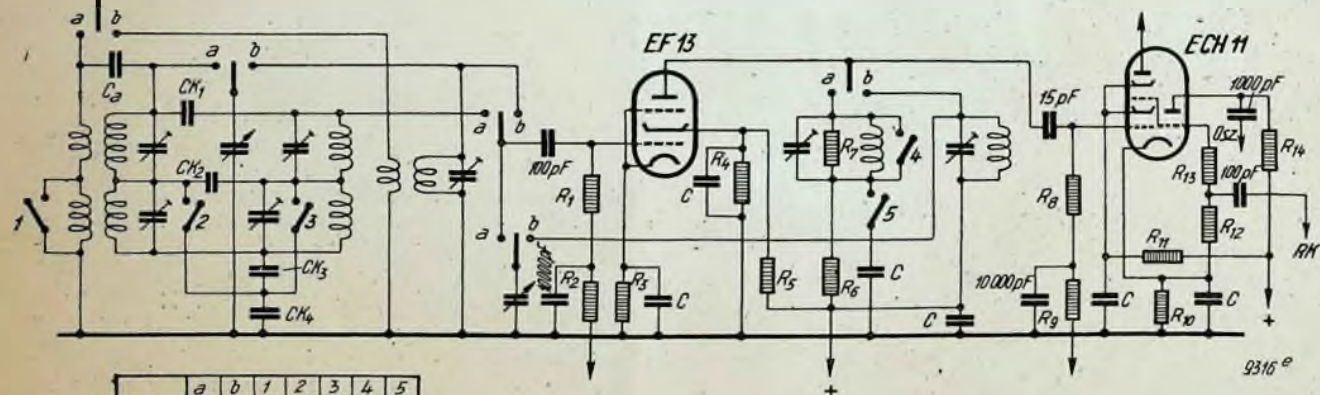


Abb. 6

erhöhte Empfindlichkeit anzustreben ist, erfolgt eine Umschaltung derart, daß wir mit abgestimmtem Vor- und Zwischenkreis empfangen. Außer der Spulenumschaltung erfolgt also auch eine Auftrennung der beiden Drehkondensatoren des Bandfilters.

Der Spulenbau

Für die Rundfunkspulen verwendet man zweckmäßig abgleichbare Eisenkernspulen. Für den Kurzwellenbereich sind gute Luftspulen fast gleichwertig. Auf eine gute Zugänglichkeit der einzelnen Abgleichpunkte ist von vornherein zu achten. Die Trimmerkapazitäten sind nach Möglichkeit in der Spulenabschirmung mit unterzubringen.

Wie diese Erfordernisse erfüllt werden können, zeigt ein Aufbauvorschlag nach der Zeichnung Abb. 6. Die Eisenkernspulen werden vorteilhaft zu beiden Enden eines Spulenrohres angeordnet. Durch Öffnungen von unten und oben sind die Abgleichkerne erreichbar. Das Spulenrohr trägt die Kurzwellenwicklungen. Eine Mehrfach-Trimmerleiste, wie sie im Handel erhältlich sind, wird seitlich von der Spule angebracht. Die Becher

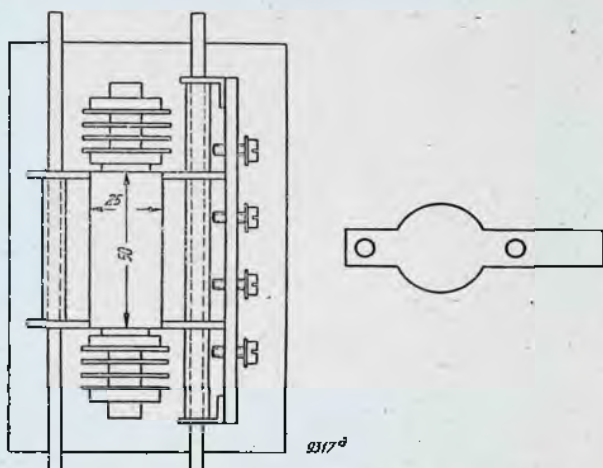


Abb. 6

werden im Empfänger so aufgestellt, daß die Öffnungen für die Trimmerschrauben nach einer Freiseite zeigen. Eingangs- und Oszillatorkreise können im Aufbau völlig gleichartig gehalten werden.

Beim Bandfilteraufbau kommen beide Empfangskreise je in einen getrennten Abschirmbecher, da sich eine induktive Kopplung der Kreise, die bis zu einem bestimmten Wert eigentlich erwünscht wäre, in der Praxis schwer beherrschen läßt. Die Kurzwellenwicklungen bringen wir auf den Spulenkörper des Gitterkreises auf, in diesem Falle bleibt das Spulenrohr des Antennenkreises frei. Wir können es vorteilhaft dazu ausnützen, eine hochinduktive Antennenankopplung durchzuführen. Die Koppelspulen werden als wildgewickelte Bündelspulen ausgeführt, die sich auf dem Rohr verschieben lassen und es uns ermöglichen, den richtigen Kopplungsgrad bequem einzustellen. Die Spulen erhalten etwa folgende Werte: Mittelwellen 3–5 mH, Langwellen etwa 10 mH.

Die Schaltung der Abb. 5 ist für diese Ankopplung gezeichnet. Der kleine Kondensator C_a bewirkt eine gleichmäßigere Übertragung nach hohen Frequenzen.

Bei der Schaltung nach Abb. 5 bringen wir auch den aperiodischen Zwischenkreis in einem Abschirmbecher unter. Der Aufbau kann den übrigen Spulen etwa gleich sein, nur mit der Vereinfachung, daß wir den Spulenkörper unmittelbar auf die Grundfläche aufsetzen, da wir ja nur eine Spule aufzusetzen haben. Für die Resonanzkreis-spule im Mittelwellenbereich, die eine Selbstinduktion von etwa 5 mH haben soll, verwenden wir am besten

einen Haspelkern, der 400 Windungen 0,1 Draht erhält. Als Parallelkapazität genügt ein Trimmer mit max. 50 pF.

Eine weitere Spulenfrage bilden beim Superhet die Zwischenfrequenz-Bandfilter. Wenn nach einwandfreien Unterlagen gearbeitet wird, können diese ebenfalls selbst hergestellt werden. Nachstehend soll eine genaue Beschreibung eines festeingestellten Zwischenfrequenz-Bandfilters und eines solchen mit veränderlicher Bandbreite gegeben werden für eine Zwischenfrequenz von 468 kHz.

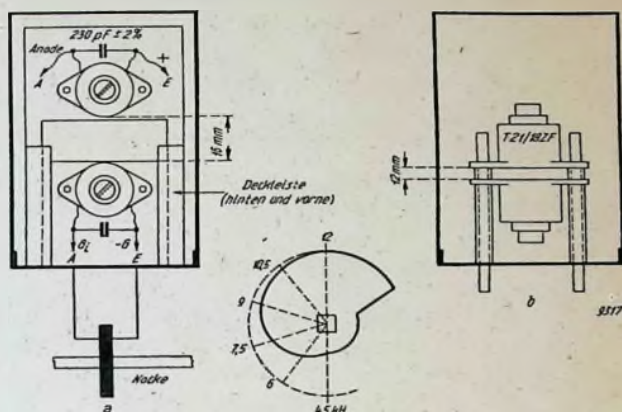


Abb. 7

Im Interesse einer hohen Güte der Kreise sollen nur gute Eisenkernspulen und verlustfreie Glimmerkapazitäten verwendet werden. Es handelt sich um die bekannten Topfkerns, die einen Induktionsabgleich bis zu 5 % zulassen. Dies ist verhältnismäßig wenig. Aus diesem Grunde müssen hochwertige Glimmerblocks mit enger Toleranz von $\pm 2\%$ genommen werden.

Die Zeichnungen Abb. 7 a und b geben die genauen Angaben für den Aufbau und die Schwingkreiswerte. Beim veränderlichen Filter erfolgt die Bandbreitenregelung durch Kopplungsänderung, d. h. durch Abstandsänderung der Spulen zueinander. Die mechanische Anordnung der Bandbreitenregelung ist sehr einfach gestaltet. Die verstellbare Spule wird auf einen Schlitten montiert, der in seinem unteren Ende, das durch den Gestellboden hindurchragt, einen Schlig trägt, in dem eine auf eine Vierkantwelle einfach aufgeschobene Nocke läuft. Die Form der Nocke ist genau nach Einwirkung der Abstandsänderung auf die Bandbreite so bestimmt worden, daß die Bandbreitenänderung zwischen 4,5 und 12 kHz dem Drehwinkel auf 180° genau proportional ist. Werden die angegebenen Aufbaumittel verwendet, und die Werte genau eingehalten, so läßt sich die Bandbreitenregelung eichen. Aus diesem Grunde ist die Betätigungsnocke in natürlicher Größe gezeichnet worden. Die eingetragenen Bandbreitenangaben können ohne weiteres übernommen werden. Die Nocke setzt man am besten so ein, daß eine Rechtsdrehung eine Verschmälerung der Bandbreite (größeren Spulenabstand) bewirkt. Bei der Nachstimmung des Filters im fertigen Gerät stellt man auf loseste Kopplung ein. Es ist daher auch nur ein Loch im Abschirmbecher für die Nachstellung der Spule erforderlich, und zwar in der untersten Schlittenstellung.

Berechnungsunterlagen

In diesem Abschnitt sollen keine langen theoretischen Erörterungen und mathematischen Ableitungen gebracht werden, sondern die erforderlichen Werte sollen vorwiegend in Kurvenform dargestellt werden, so daß eine sofortige Ablesung möglich ist.

Gegeben ist in der Regel lediglich der Drehkondensator, also die Abstimmkapazität C . Dabei ist stets auf die Schaltung und Bezeichnungen laut Kurvenbild I (Abb. 8) Bezug genommen. Zu bestimmen sind für die Empfangskreise die Anfangskapazität C_a und die Selbst-

induktion L_c , für den Oszillatorkreis die Größe L_o , C_p und C_s .

Die 3 veränderlichen Größen L_o , C_p und C_s im Oszillatorkreis werden natürlich außer von den Werten der Empfangskreise auch beeinflusst von der Höhe der Zwischenfrequenz und von der Wahl der Frequenzen, für die sie die Resonanzbedingung Oszillatorfrequenz = Empfangs-plus Zwischenfrequenz ($f_o = f_e + f_z$) erfüllen

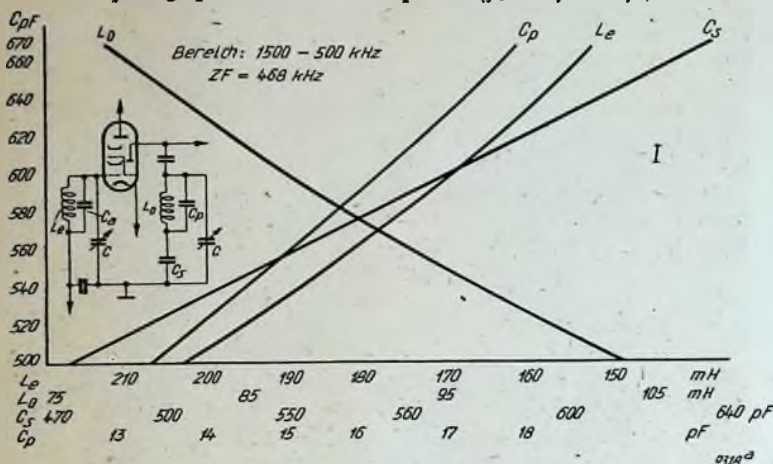


Abb. 8

sollen. Für die Zeichnung von einfachen, übersichtlichen Kurven sind so viele Veränderliche natürlich nicht geeignet. Für unseren Anwendungsbereich sind aber ohne weiteres bestimmte feste Annahmen zulässig.

Die Empfangsbereiche liegen mit: Mittelwellenbereich 1500 bis 500 kHz und Langwellenbereich 400 bis 150 kHz fest. Wir können dadurch die Kurve für L_e in Abhängigkeit von C ohne weiteres bestimmen. Auch für die Zwischenfrequenzen haben sich bestimmte Standardfrequenzen eingebürgert. Die Berechnung erfolgte für die

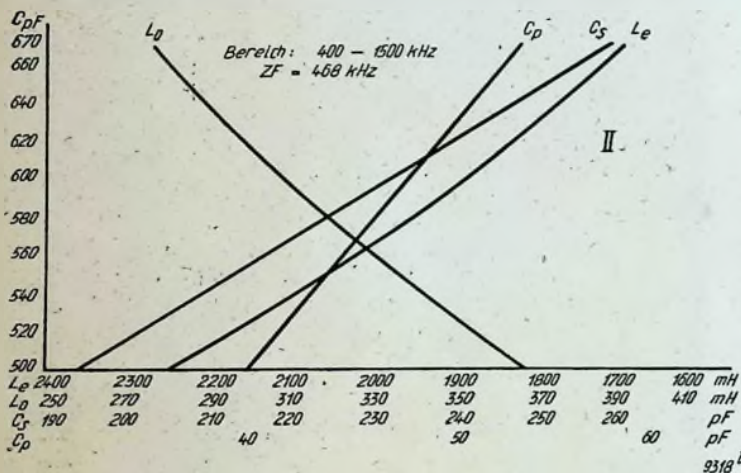


Abb. 9

Zwischenfrequenzen von 468 und 128 kHz. Dies dürfte den Erfordernissen entsprechen. Nun blieb noch die Bestimmung offen, für welche 3 Frequenzen wir die Punkte wählen wollen, bei denen die genaue Deckung mit der Sollfrequenz zutrifft. Auch dafür haben sich Erfahrungswerte herausgebildet, die allgemein vertretbar sind. Wir wählen sie mit: Mittelwellen 540, 920 und 1400 kHz, Langwellen 160, 250 und 375 kHz.

Für die spätere Abgleichung des Oszillators im fertigen Empfänger ist es besonders wertvoll, diese, der Berechnung zugrunde gelegten Schnittpunktfrequenzen zu kennen. Werden für die Abgleichung diese Meßfrequenzen genommen, so können wir damit rechnen, daß die unvermeidlichen Abweichungen innerhalb dieser Frequenzen ihren geringsten Wert aufweisen.

Es soll nun für einen bestimmten Drehkondensator der passende Spulensatz beschrieben werden. Die veränderliche Kapazität muß dem Verhältnis $\left(\frac{f_{\max}}{f_{\min}}\right)^2$ entsprechen.

Für den Mittelwellenbereich also $\left(\frac{1500}{500}\right)^2 = 1 : 9$, für Langwellen $\left(\frac{400}{150}\right)^2 = 7,1$. Gemäß diesen Variationenbereichen

sind die Anfangskapazitäten zu bestimmen. Als Beispiel nehmen wir dafür gleich am besten einen im Handel befindlichen Drehkondensator an. Dessen Werte sind:

C_{ak} = Anfangskapazität des Drehk. = 15 pF

C_{ek} = Endkapazität des Drehkond. = 560 pF

C_{vk} = veränderl. Kapazität d. Drehk. = 545 pF.

Die erforderliche Anfangskapazität errechnet sich zu:

$$C_{ges} = \frac{C_{vk}}{9-1} \text{ bzw. } \frac{C_{vk}}{7,1-1}$$

in unserem Falle also zu 68 pF bzw. 88 pF.

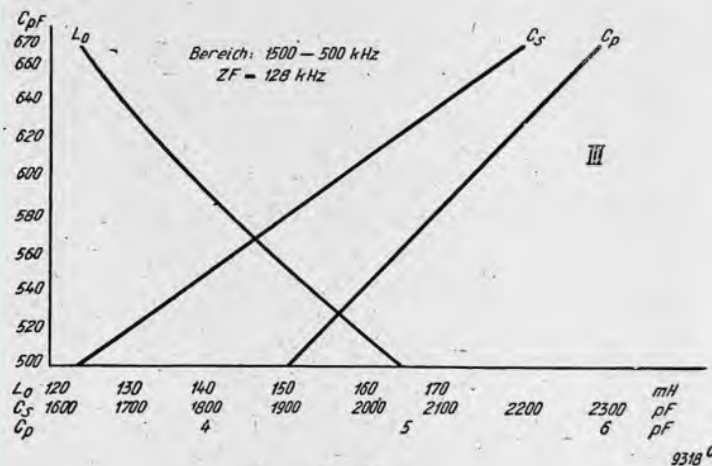


Abb. 10

Dies C_{ges} enthält natürlich alle Schaltkapazitäten und C_{ak} . Die für C_{ges} tatsächlich zuschaltbare Kapazität verringert sich um diese Werte. Es genügt somit in der Regel ein Trimmer von 40 pF max.

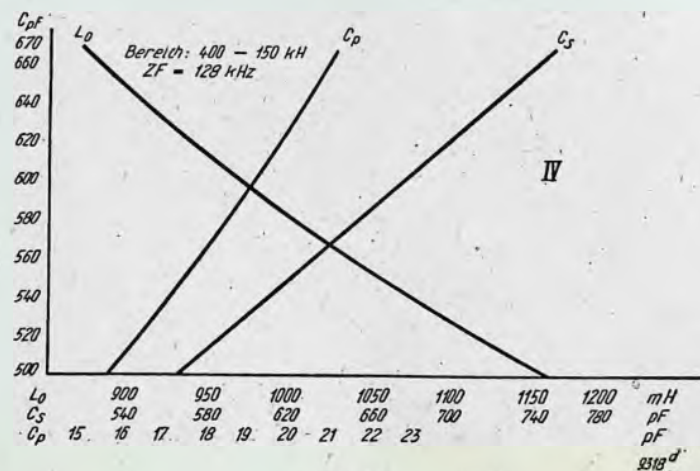


Abb. 11

Unsere gesamte Kreiskapazität C bei voll eingedrehtem Kondensator beträgt jetzt natürlich $C_{vk} + C_{ges}$; hier also 613 bzw. 633 pF. Für diesen Wert von C sind die Spulen der Eingangskreise zu bemessen. Wir entnehmen sie den Kurven L_e in den Abb. 8 und 9.

Die sonst so mühevollen Errechnung des Oszillatorkreises fällt vollständig weg. Die Werte für L_o , C_p und C_s können einfach aus den Kurvenbildern abgelesen werden.

Zu beachten ist, daß die für den Langwellenbereich abgelesenen Werte die tatsächlichen darstellen, d. h. daß die etwa für den Mittelwellenbereich vorgeschalteten Werte zu berücksichtigen sind. Für L_0 ist also die Selbstinduktion der Mittelwellenspule abzusehen, und für C_s ist der resultierende Wert der Reihenschaltung der beiden Kapazitäten maßgebend. Um auch für C_s eine weitere Rechnung zu ersparen, ist ein Nomogramm (Abb. 12) für

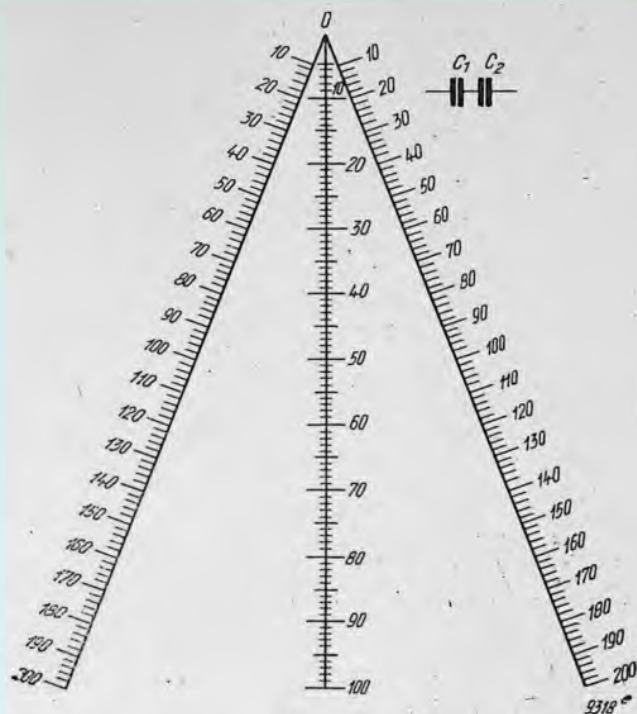


Abb. 12

die Reihenschaltung zweier Kapazitäten angeführt. Es ist einfach auf der einen Außenskala der Wert des C_s im Mittelwellenbereich durch eine Gerade mit dem Wert des für Langwellen abgelesenen C_s auf der Mittelsenkrechten zu verbinden, und die verlängerte Gerade gibt auf dem anderen Außenleiter den tatsächlich zu verwendenden Wert an.

Spulenprüfung und Vorabgleich

Auch für diese Arbeit soll ein einfaches Gerät angegeben werden, das ohne besonderen Aufwand provisorisch aufgebaut werden kann.

Die Schaltung zeigt Abb. 13. Wie zu ersehen ist, verwenden wir die im Empfänger nachher ohnedies notwendige Mischröhre. Für die Schwingkreisspule im Oszillator läßt sich ebenfalls gleich die Oszillatorspule für den kommenden Empfänger verwenden. C_1 und C_2 sind normale Drehkondensatoren mit etwa 500 pF, die lediglich in mechanischer Hinsicht einwandfrei sein müssen. Für C_a verwenden wir einen verlustarmen Trimmer.

Die Schaltung stellt die Vereinigung eines Oszillators und eines Röhrenvoltmeters in einer Röhre dar. Die Wirkungsweise ist folgende: Liegt an den Buchsen a—b ein Schwingkreis und wird dieser mit dem schwingenden Oszillatorkreis in Resonanz gebracht, so beeinflussen sich die Kreise gegenseitig.

Bei Annäherung an die Resonanz wird zuerst dem Oszillatorkreis Energie entzogen. Damit fällt die Gleichspannung an W_0 , also auch die Spannung am Verteilungsgitter, und der Anodenstrom der Röhre steigt an. Knapp neben der Resonanzlage wird aber Energie auf den Prüfkreis übertragen, die Vorspannung an W_g steigt, damit die negative Vorspannung des ersten Gitters, und der Anodenstrom sinkt stark ab. Die Anodenstromwerte

zeigen also beim Durchdrehen durch die Resonanzlage etwa den in Abb. 14 dargestellten grundsätzlichen Verlauf. Die Stromänderungen können an dem im Anodenkreis eingeschalteten Strommesser abgelesen werden.

Da die Höhe der sich an W_g aufbauenden negativen Gleichspannung natürlich von den Verlusten des Prüfkreises abhängig ist, so können Fehler in einer Spule, wie etwa Windungsbruch, Windungskurzschluß, Nicht-erfassung von einzelnen Enden bei Litgenspulen usw. im Vergleichsverfahren erkannt werden. Außerdem können natürlich auch Spulen untereinander auf gleiche Selbstinduktion abgeglichen werden. Auch für den Vorabgleich unserer Zwischenfrequenz-Bandfilter vor dem Einbau ins Gerät können wir das Hilfsgerät sehr nützlich verwenden.

Bei den Eingangsschaltungen nach Abb. 1 und 2 entfällt natürlich ein Abgleich der Spulen, da solche mit gleichen Werten nicht vorhanden sind. Es kann lediglich eine orientierende Fehlerprüfung erfolgen.

Für die übrigen Schaltungen mit mehr als einem Eingangskreis ist jedoch eine Spulenabgleichung nötig. Eine fertiggewickelte Spule wird an die Buchsen a—b angelegt. C_a kommt auf Anfangswert. C_2 wird fast ganz eingedreht. Nun suchen wir mit C_1 den Resonanzpunkt

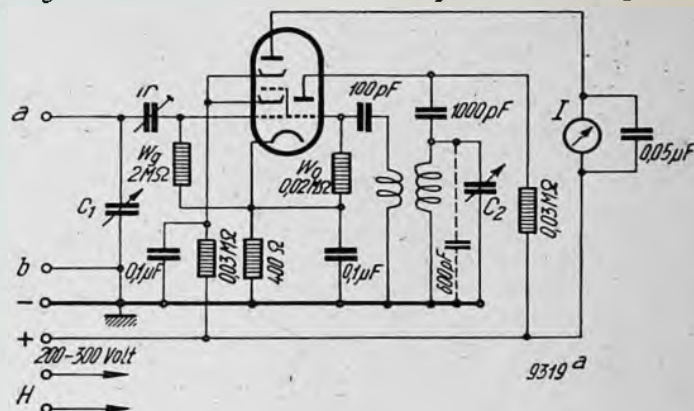


Abb. 13

und stellen genau auf größten Ausschlag am Strommesser ein. Unter keinen Umständen darf an C_a , C_1 und C_2 etwas geändert werden. An Stelle der ersten Spule kommt die andere an die Buchsen a—b und wird so abgeglichen, daß wir wieder genau den größten Ausschlag erhalten.

Für eine darauffolgende Fehlerprüfung gehen wir genau so vor, nur daß wir jetzt auf geringsten Stromwert einstellen, da das Minimum entschieden empfindlicher ist. Die Ausschläge müssen bei gleichen Spulen auch etwa gleiche Werte ergeben.

Für die Zwischenfrequenz-Bandfilter entfällt ein Spulenabgleich, da wir mit festen Kapazitäten arbeiten

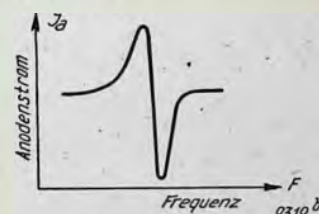


Abb. 14

und nicht angenommen werden kann, daß diese einander gleich sind. Hier muß also auf eine bestimmte Frequenz abgeglichen werden. Das setzt voraus, daß wir die im Oszillator eingestellte Frequenz kennen. Zu diesem Zweck wird zu C_2 eine feste Kapazität von 600 pF zugeschaltet, und wir können damit auf 468 kHz abstimmen. Den Eichpunkt stellen wir durch Überlagerung mit einem Rundfunkempfänger fest. Da wir mit

der 2. Harmonischen überlagern müssen, wird der Empfänger auf eine Frequenz von 936 kHz (etwa Mitte Breslau-Brünn) abgestimmt und durch Anziehen der Rückkopplung zum Schwingen gebracht. Das in der Nähe aufgestellte Hilfsgerät strahlt so viel, daß wir sicher auf Schwebungsnull einstellen können. Die Einstellung wird genau markiert. Diese Arbeit ist während einer sendefreien Zeit zu machen, um Störungen anderer Hörer zu vermeiden.

Die Vorabgleichung der Filter wird mit aufgesetzter Abschirmung vorgenommen. Beim veränderlichen Filter wird der weiteste Spulenabstand eingestellt. Beim festen Filter wird man die Kapazität des nicht abzustimmen-

den Kreises jeweils nicht anschließen, um eine gegenseitige Beeinflussung zu vermeiden. C_1 im Hilfsgerät wird abgelötet. Der Zwischenfrequenzkreis kommt an die Buchsen a—b, C_2 ist genau auf die Markierung eingestellt. Durch Abgleich der Zwischenfrequenzspule suchen wir jeweils das Strommaximum. Natürlich sind damit unsere Filter nur vorabgeglichen, da wir ja die unterschiedlichen Schaltkapazitäten nicht berücksichtigen konnten. Trotzdem ist diese Vorabgleichung sehr wertvoll, und wir bekommen auf jeden Fall Gewißheit darüber, ob bei den einzelnen Kreisen der Abgleichsbereich der Spulen ausreicht, ohne diesen schon bis zur Grenze beanspruchen zu müssen.

Zeichnungen vom Verfasser

Die Funkanlage des „Robert Ley“

Wie alle anderen Schiffe der Deutschen Arbeitsfront verfügt auch der „Robert Ley“ über eine neuzeitliche Seefunkstelle, die der Sicherheit von Fahrgästen, Besatzung und Schiff dient, aber auch eine Verständigung der Urlaubern mit ihren Angehörigen in der Heimat ermöglicht.

Zur Abwicklung der einzelnen Funkdienste verwendet die umfangreiche Funkeinrichtung insgesamt 5 verschiedene Sender. Für den Wellenbereich 600 bis 800 m ist ein Telefunksender für tönende und tonlose Telegraphie vorgesehen, während für den Kurzwellenbereich zwei Lorenz-Kurzwellensender eingebaut sind. Die beiden Kurzwellenstationen besitzen eine Leistung von 70 und 150 Watt und können im Bereich zwischen 15 und 65 m und 15 bis 90 m für tonlose und tönende Telegraphie sowie für Telephonie betrieben werden. Ein weiterer Telephoniesender mit 10 Watt Leistung arbeitet im Nahtelephonieverkehr und ist für den Grenzwellenbereich 90—200 m konstruiert. An Bord der Seefunkstelle befindet sich ferner ein Notsender für B-Wellen mit 0,15 kW Leistung, der nur auf der 600-m-Notrufwelle eingesetzt werden soll. Mit Hilfe der 5 Sendestationen erfaßt die Sendeanlage den gesamten, für die Schifffahrt wichtigen Sendebereich.

Die verschiedenen Empfangsanlagen sind in gleicher Weise für den gesamten, interessierenden Bereich vorgesehen. So bedient ein Allwellenempfänger den großen

Die Empfangsgeräte gestatten auch die Aufnahme von Rundfunkdarbietungen, die auf die Bordlautsprecheranlage übertragen werden und in allen Räumen des Schiffes hörbar sind. Auf diese Weise sind den Urlaubern zur See stets die Sendungen und Nachrichten des deutschen Rundfunks zugänglich.

An Bord des „Robert Ley“ finden wir ferner eine Telefunken-Bordpeilanlage für die Standortsbestimmung, mit der Eigenpeilungen nach fremden beweglichen Schiffs-

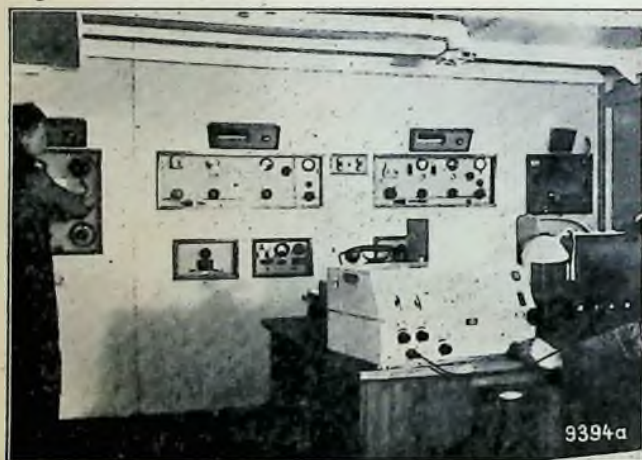


Abb. 1. Funkerraum des „Robert Ley“. Die Sender sind gemeinsam in einer Wand eingelassen und handlich zu bedienen. Vorn ein Funkerplatz mit Empfänger

Bereich von 15 m bis 20 000 m über umschaltbare Spulensätze. Zum Kurzwellenempfang verwendet die Seefunkstelle zwei Kurzwellensuperhets, die hauptsächlich für Telephonieempfang auf den Wellenlängen 13 bis 210 m benutzt werden. Daneben dient ein anderer Empfänger mit einem Wellenbereich von 300 bis 40 000 m hauptsächlich für die Dauerbeobachtung der Seenotrufwelle 600 m, um bei Seenotfällen sofort Hilfe leisten zu können.

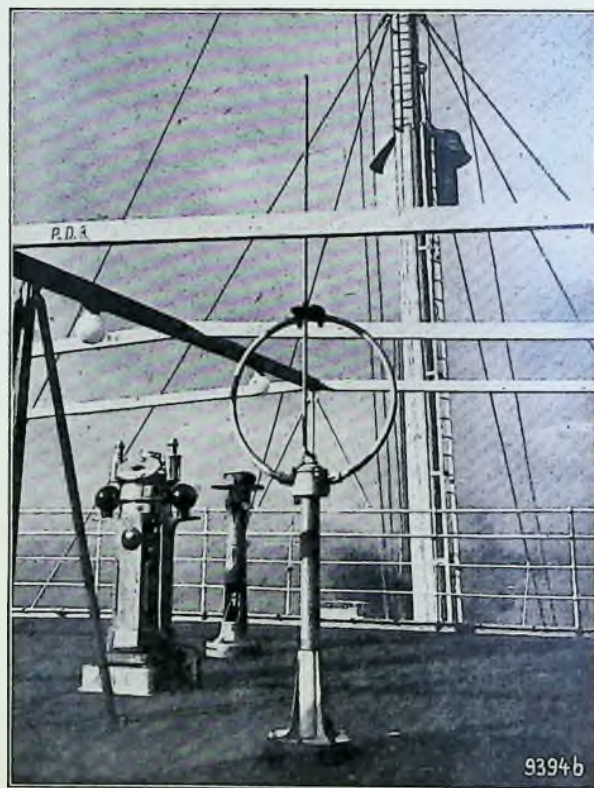


Abb. 2. Peilrahmen auf Deck des „Robert Ley“

stationen, nach festen Landstationen und nach bekannten festen Funkfeuern vorgenommen werden. Die Peilanlage besitzt für die Navigation große Bedeutung und bestreicht den Wellenbereich von 570 bis 1350 m. Für Echomessungen ist die Funkanlage mit einem Radiolot ausgerüstet. Es ermöglicht, die Wassertiefe unter dem Schiffsboden zu bestimmen und ferner Rückschlüsse auf die Beschaffenheit des Meeresbodens zu ziehen. An Hand von Seekarten können durch Lotungen sogar Standortsbestimmungen bis zu einem gewissen Grad gemacht werden, so daß ein Auflaufen vermieden wird. Außerhalb der eigentlichen Seefunkstelle befinden sich noch Funkgeräte in zwei Motor-Rettungsbooten. Diese Boote enthalten je einen 0,15 kW Rettungsbootsender für die Wellenart B und für die 600 m Welle sowie je einen

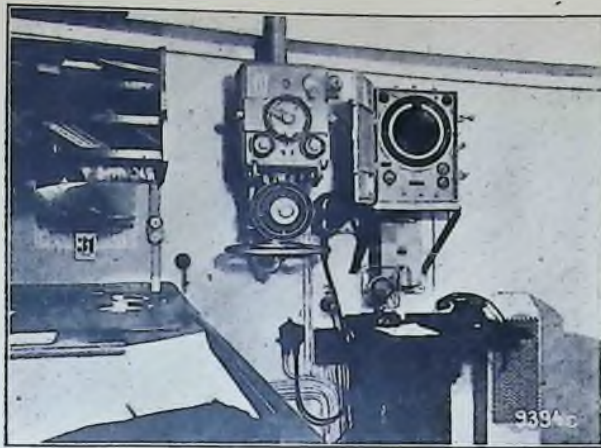


Abb. 3. Peiler und Radiolot (geöffnet)
an Bord des „Robert Ley“

Dreiröhrenempfänger für den Wellenbereich 400 bis 1000 m mit zusätzlichem Detektorempfänger.

Für die Stromversorgung der gesamten Seefunkstelle enthält das Schiff einen besonderen Maschinenraum mit Maschinenaggregaten für Sender und Empfänger. Die Funkanlage selbst ist in einem großen Arbeitsraum untergebracht, in dem nach bewährter Bauart sämtliche Sender gemeinsam in einer Wand des Raumes eingelassen werden, während die Empfangsgeräte auf den Arbeitstischen der Funkoffiziere Platz gefunden haben.

Den Fahrgästen steht ein besonderer Raum mit kleinen Schreibmaschinen und Schreibplätzen für die Telegrammaufgabe zur Verfügung. Die Ferngespräche selbst können in bequem eingerichteten Fernsprechkablen ungestört geführt werden. Da die Seefunkstelle während der Liegezeit im Hafen durch die Deutsche Betriebsgesellschaft für drahtlose Telegraphie eine ständige Überprüfung und Überholung erfährt, ist stets für hohe Betriebssicherheit während der Urlaubsfahrten Sorge getragen.

(Werkbilder) Werner W. Diefenbach

Der Sinn der gleitenden Schirmgitterspannung

Von Dipl.-Ing. HELMUT PITTSCH

Der Aufsatz zeigt, aus welchen Gründen man bei den neuen Regelröhren vom Herbst 1938 die sogenannte gleitende Schirmgitterspannung anwendet.

Hoch- und Zwischenfrequenz-Regelröhren

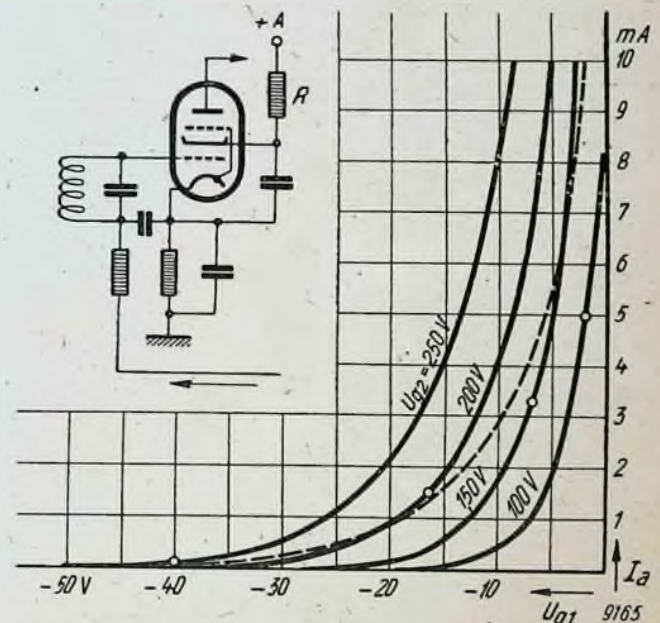
Die Gitterspannungs - Anodenstrom - Kennlinie einer Regelröhre läuft unten flach aus, damit die bei heruntergehaltener Verstärkung auftretenden großen Wechselspannungs-Amplituden nicht verzerrt werden. Der flache Auslauf wird erzielt, indem dem unteren Kennlinienteil geringer Steilheit ein großer Durchgriff zugeordnet wird. Zu diesem Zweck erhält ein Teil des Gitters einen großen Abstand der Gitterwindungen (großer Durchgriff) und ist kurz bemessen (kleine Steilheit) im Vergleich zu dem anderen Teil mit kleinem Durchgriff¹⁾.

Die Kennlinien der früheren Regelröhren fielen bei kleiner negativer Gittervorspannung steil ab (gestrichelte Kennlinie in der Abb.) und gingen bei etwa -5 bis -7 Volt mit einer starken Krümmung in einen flach, etwa exponentiell auslaufenden Teil über. Diese Stelle starker Krümmung konnte man bisher nicht vermeiden, da außer der Forderung nach einer über den Regelbereich gleichmäßig kleinen Modulationsverzerrung und Kreuzmodulation auch noch die Bedingungen einer großen Anfangsteilheit oben auf der Kennlinie bei nicht zu hohem Anodenstrom und eines kleinen Regelspannungsbedarfes zu erfüllen sind. Würde man nämlich eine gleichmäßig gekrümmte Exponentialkennlinie anwenden, welche zur Vermeidung von Modulationsverzerrungen der starken Sender einen genügend flachen Auslauf besitzt, so würde die Anfangsteilheit von 2mA/V bei einem zu hohen Anodenstrom von etwa 14 mA liegen und ferner der Regelspannungsbedarf zu groß sein.

Bei den neuen Regelröhren, insbesondere EF 11, EBF 11 und der Mischröhre ECH 11, nutzt man zur Beseitigung dieser Schwierigkeiten nach einem Vorschlag von K. STEIMEL eine ganze Kennlinienschar an Stelle einer einzigen Kennlinie aus, läßt also den Arbeitspunkt von einer Kennlinie zur anderen wandern. Dann ist man nicht gezwungen, eine einzige Kennlinie in allen ihren Teilen den Anforderungen entsprechend auszubilden, sondern man braucht nur dafür zu sorgen, daß die einzelnen Kennlinien der Kennlinienschar auf denjenigen Teilen, auf denen sie angesteuert werden, die geforderten Eigen-

schaften bezüglich geringer Modulationsverzerrung und Kreuzmodulation besitzen.

Die Kennlinienschar erzielt man bei den neuen Röhren durch Ändern der Schirmgitterspannung. Man legt dabei nicht etwa eine Regelspannung an das Schirmgitter, sondern schaltet gemäß der Abb., wie bereits früher beschrieben²⁾, lediglich einen Vorschalt-



Kennlinien für verschiedene Schirmgitterspannungen der Röhre EBF 11 im Vergleich mit der gestrichelten Kennlinie für konstante Schirmgitterspannung von 100 V bei der älteren Regelröhre AF 3

Widerstand R von etwa 50 bis 70 k Ω in die Schirmgitter-Zuleitung oder verwendet einen hochohmigen Schirmgitter-Spannungsverteiler mit kleinem Querstrom (Stromersparris!). Bei größerer negativer Steuergitter-Vorspannung U_{g1} steigt dann zwangsläufig die Schirmgitter-Spannung U_{g2} an, sie „gleitet hoch“, weil der von der Kathode ausgehende Elektronenstrom und damit auch der

¹⁾ Siehe z. B. BERGTOLD, Röhrenbuch, Weidmannsche Verlagsbuchhandlung, 1936, S. 105.

²⁾ L. RATHEISER, Neue Rundfunkröhren für das Rundfunkjahr 1938/39, Funk 1938, Heft 14, S. 369. — H. PITTSCH, Fortschritte auf dem Gebiet der Regelröhren, FTM 1939, Heft 2, S. 45.

Schirmgitterstrom abnimmt und dieser einen geringeren Spannungsabfall am Schirmgitter-Vorwiderstand oder dem entsprechenden Widerstand des Spannungsteilers verursacht. Bei größerer Schirmgitterspannung, entsprechend einer größeren negativen Steuergitterspannung, verschiebt sich die Kennlinie nach links, wie die Abb. zeigt, und gleichzeitig verschiebt sich der durch einen kleinen Kreis angedeutete Arbeitspunkt nach unten.

Um die anfangs geschilderten Schwierigkeiten zu beseitigen, mußten nun besondere Maßnahmen ergriffen werden; denn die Verschiebung der Kennlinie an sich genügt noch nicht.

Die neuen Regelröhren sind zum Unterschied von den früheren Regelröhren so aufgebaut, daß die Kennlinien ohne die erwähnte starke Übergangsstelle gleichmäßig gekrümmt sind, nämlich annähernd gleichmäßig exponentiell verlaufen (annähernd lineare Kennlinien bei logarithmischem Strommaßstab). Ein weiterer wesentlicher Unterschied besteht darin, daß das Steuergitter der neuen Regelröhren enger gewickelt ist als früher. Hierdurch wird erreicht, daß die Kennlinie für 100 V Schirmgitterspannung gegenüber der gestrichelten gezeichneten Kennlinie für 100 V Schirmgitterspannung der früheren Regelröhren infolge des dann kleineren mittleren Durchgriffs des Schirmgitters durch das Steuergitter mehr nach rechts verschoben ist und zugleich auch steiler verläuft. Infolgedessen ist die Anfangsteilheit von 1,8 bis 2 mA/V bei einem kleineren Anodenstrom von 5 bis 6 mA vorhanden. Es entsteht hierdurch neben einer Stromersparnis der Vorteil, daß der Anodenstrom bereits mit einer kleineren Regelspannung auf niedrige Werte heruntergeregt wird, daß also der Regelspannungsbedarf sinkt. Dies ist sehr wesentlich, da das Hochgleiten der Schirmgitterspannung an sich (Verschiebung der Kennlinie nach links) die Regelwirkung abschwächt. Der Anodenstrom sinkt ja bei einer bestimmten Gitterspannungsänderung weniger ab, als er auf derselben Kennlinie sinken würde, wie man in der Abbildung verfolgen kann.

Die rechte Kennlinie in der Abb. wäre aber für den ganzen Regelbereich nicht brauchbar, da sie unten zu sehr gekrümmt ist. Diese stärkere Krümmung gegenüber der gestrichelten Kennlinie ist auf den erwähnten kleineren mittleren Durchgriff zurückzuführen, denn eine Verkleinerung des dem unteren Kennlinienteil von Regelröhren entsprechenden großen Durchgriffs verursacht eine stärkere Verschiebung nach rechts als eine prozentual gleiche Verkleinerung des zum oberen Kennlinienteil gehörigen kleineren Durchgriffs. Die stärkere Krümmung des unteren Teils der rechten Kennlinie ist aber nicht schädlich, da dieser Kennlinienteil nicht angesteuert wird. Er wird erst auf der linken Kennlinie angesteuert, die jedoch wesentlich flacher ausläuft. Die gleichzeitige Formänderung der Kennlinie bei ihrer Verschiebung ist sehr wichtig und grundlegend für die Bedeutung der gleitenden Schirmgitterspannung. Die Ursache dieser Formänderung besteht in folgendem:

Eine Kennlinie verschiebt sich bei zunehmender Schirmgitterspannung — entsprechend einer zunehmenden Anodenspannung bei Dreipolröhren — um so mehr nach links, je größer der Durchgriff des Schirmgitters durch das Steuergitter ist, da dann die Schirmgitterspannung einen größeren Einfluß auf den von der Kathode ausgehenden Elektronenstrom hat. Dies zeigt deutlich ein Vergleich der Kennlinien zweier Röhren mit verschiedenem Durchgriff, z. B. der RE 604 mit der RE 134. Entsprechen nun verschiedene Teile einer Kennlinie einem verschiedenen Durchgriff, so werden diese Kennlinienteile bei zunehmender Schirmgitterspannung verschieden stark verschoben. Dies ist bei Regelkennlinien der Fall. Da nämlich der untere Teil einer Regelkennlinie einem größeren Durchgriff des Schirmgitters durch das Steuergitter und der obere Teil einem kleineren Durchgriff entspricht, wird bei einer Erhöhung der Schirmgitter-

spannung der untere Teil der Kennlinie mehr nach links gezogen als der obere Teil der Kennlinie. Hierdurch erklärt sich die erwähnte Änderung der Kennlinienform.

Ein weiterer wesentlicher Vorteil der neuen Regelröhren besteht darin, daß ein geringeres Gleitenlassen der Schirmgitterspannung durch Anwendung eines Schirmgitter-Spannungsteilers mit größerem Querstrom den Regelspannungsbedarf vermindert (geringere Kennlinienverschiebung), allerdings unter Verzicht auf die bestmögliche Verzerrungsfreiheit. Hiervon kann man z. B. bei der für die erste Hochfrequenzstufe bestimmten rauscharmen Fünfpol-Regelröhre EF 13 Gebrauch machen, da am Empfänger-eingang die Hochfrequenzamplituden noch klein sind und da eine um so stärkere Regelung erwünscht ist, je näher eine Röhre am Empfänger-eingang liegt. Man kann also den neuen Regelröhren in weiten Grenzen die jeweils erforderliche Regelwirkung bei gleichzeitiger Änderung des Aussteuerbereiches geben.

Die Regelröhre EF 11 besitzt wegen des fehlenden Doppel-Zweipol-Systems etwas günstigere Regeleigenschaften als die Röhre EBF 11 und ist als Universal-Regelröhre anzusehen.

Die Niederfrequenz-Regelröhre

Bei der Niederfrequenz-Regelröhre EFM 11 wird ebenfalls die Erscheinung der Formänderung der Kennlinie bei sich ändernder Schirmgitterspannung ausgenutzt, wenn auch in etwas anderer Weise. Man läßt nämlich den Arbeitspunkt von einer Kennlinie zur anderen in etwa gleicher Höhe, also bei etwa gleichem Anodenstrom wandern. Wegen der verschiedenen Neigungen der Kennlinien ändert sich trotzdem die Verstärkung.

Der Grund für diese Regelungsart liegt darin, daß man bestrebt war, einen Anstieg der Verzerrungen beim Herunterregeln der Verstärkung zu vermeiden, also die Verzerrungen über den Regelbereich gleichmäßig klein zu halten und trotzdem die Regelwirkung nicht herabzusetzen. Der über den Regelbereich konstantbleibende Anodengleichstrom hat nämlich zur Folge, daß das Verhältnis der Anodenwechselspannung zum Gleichspannungsabfall am Anodenwiderstand konstant bleibt. Dann ändert sich der Aussteuerungsgrad dieses Spannungsabfalles nicht, wie man bei Betrachtung des Anodenstrom - Anodenspannungs - Kennlinienfeldes erkennen würde. Da infolge der Regelung die Anodenwechselspannung annähernd konstant bleibt, braucht nur der Spannungsabfall am Anodenwiderstand und deshalb der Anodengleichstrom konstant gehalten zu werden.

Zur Erreichung dieses Zieles läßt man nach einem Vorschlag von K. STREIMEL, Telefunken, durch Anwendung einer im gleichen Sinne wie beim Steuergitter ungleichmäßigen Wicklung des Schirmgitters die Schirmgitterspannung bei der Herunterregelung der Verstärkung stärker als bei normalen Röhren hochgleiten (von 30 V bis 200 V), so daß der Einfluß der zunehmenden negativen Vorspannung des Steuergitters auf den Anodenstrom durch den entgegengesetzten Einfluß der Schirmgitterspannung annähernd ausgeglichen ist. Der Schirmgitterstrom nimmt bei der Herunterregelung am Steuergitter stärker als bei normalem Schirmgitter ab, da dem enggewickelten Teil des Schirmgitters, der einen stärkeren Schirmgitterstrom aufnimmt, vom Steuergitter her zuerst die Elektronenzufuhr gesperrt wird.

Man kann auch eine Hochfrequenz-Regelröhre im Niederfrequenzteil verwenden, muß aber dann zur Erzielung des stärkeren Hochgleitens der Schirmgitterspannung das Schirmgitter dieser Röhre über einen passend bemessenen Vorwiderstand mit den Schirmgittern der Hochfrequenz-Röhren, deren Spannung bereits gleitet, verbinden. Der Spannungsabfall an diesem Vorwiderstand bewirkt dann die stärkere Änderung der Schirmgitterspannung.

Zeichnung vom Verfasser

Die Erzeugung von Kippschwingungen hoher Frequenz mit Hochvakuumröhren.

Von HERBERT LENNARTZ

Für die Untersuchung periodischer hochfrequenter oder sehr kurzzeitiger einmaliger Vorgänge werden Kippgeräte benötigt, die Frequenzen bis zu etwa 200 000 Hz erzeugen, wobei die Amplitude so groß sein muß, daß der Elektronenstrahl einer Braunschen Röhre nahezu bis an den Rand des Leuchtschirmes abgelenkt werden kann. Hierzu sind bei den heute verbreiteten Kathodenstrahlröhren Kippspannungsamplituden von 150 bis 250 Volt erforderlich. Setzt man voraus, daß sich auf dem Schirm der Braunschen Röhre noch etwa zehn Kurvenzüge einwandfrei auflösen lassen, so können bei einer Ablenkfrequenz von 200 000 Hz Schwingungen von 2 MHz (150 m) noch ohne Schwierigkeiten untersucht werden. Dies reicht für die meisten Anwendungsgebiete, die im Rundfunkwellenbereich oder im Tonfrequenzbereich liegen, vollkommen aus.

Im einzelnen sind an ein hochwertiges Kippgerät folgende Anforderungen zu stellen:

1. Stetig regelbarer Frequenzbereich von 10 Hz bis 200 000 Hz.
2. Genügend große, regelbare Amplitude bei allen Kippfrequenzen.
3. Kurzer Rücklauf, auch bei den höchsten Frequenzen nicht größer als 15 bis 20 %.
4. Linearer Anstieg der Kippspannung.
5. Frequenzunabhängige Synchronisierbarkeit.

Wie diese Forderungen im einzelnen zu erfüllen sind, soll im folgenden untersucht werden.

Gasgefüllte Entladungsröhren oder Anordnungen mit Hochvakuumröhren?

Bei den zur Zeit üblichen Anordnungen zur Erzeugung selbständiger synchronisierbarer Kippschwingungen für Meßzwecke wird fast immer ein Kondensator mit möglichst konstantem Strom aufgeladen und nach Erreichen einer bestimmten Spannung in sehr kurzer Zeit wieder entladen oder umgekehrt. Zur Entladung kommen entweder Gasentladungsröhren oder Hochvakuumröhren in geeigneten Schaltungen in Frage. Die einfacheren Anordnungen sind zweifellos die mit Gasentladungsstrecken arbeitenden. Es soll zunächst untersucht werden, inwieweit es möglich ist, die gestellten Anforderungen mit gasgefüllten Röhren zu erfüllen. Da ausführliche Darstellungen des Kippmechanismus mit solchen Röhren bereits des öfteren gegeben wurden¹⁾ *), können wir uns hier auf das Prinzip der Anordnung beschränken.

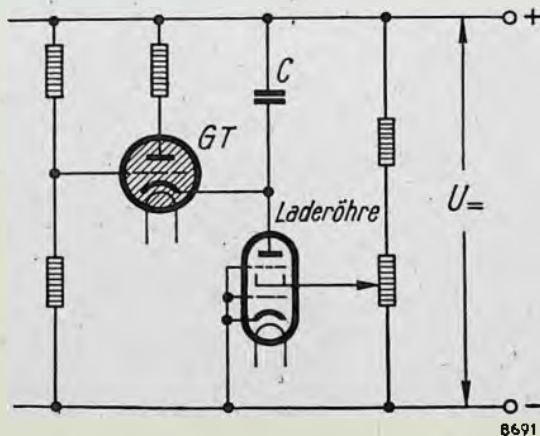


Abb. 1. Prinzipschaltung eines Kippspannungserzeugers mit Thyatron

*) Die hochgestellten Zahlen beziehen sich auf das Schrifttumsverzeichnis am Schluß des Aufsatzes.

Die Aufladung des Kippkondensators geschieht im allgemeinen nach Abb. 1 über eine im Sättigungsstromgebiet arbeitende Elektronenröhre. Nach Erreichen der Zündspannung am Kondensator wird das Gas in der Entladeröhre ionisiert, und der Entladestrom steigt sehr schnell bis zu einem Maximum an. Bei kleiner werdender Kondensatorspannung sinkt ebenfalls der Entladestrom, und zwar so lange, bis Ladestrom und Entladestrom einander gleich sind. Es ist also Voraussetzung für das Entstehen von periodischen Auf- und Entladungen, daß in dem Zeitpunkt der Gleichheit zwischen Ladestrom und Entladestrom die Anodenspannung unter die statische Brennspannung gesunken ist, und daß die Spannung am Kondensator langsamer ansteigt als die für eine Neuionisierung erforderliche Zeit. Mit anderen Worten: der zu Beginn der Entladung entstandene Ionenüberschuß muß schnell genug abfließen, damit die Entladung trotz der wiederansteigenden Anodenspannung erlischt. Hieraus ergibt sich, daß für jede Frequenz ein günstigster Widerstand in die Anodenleitung der Entladeröhre geschaltet werden muß, der auch oft als Strombegrenzungswiderstand bezeichnet wird.

Nun hängt die erzielte Kippfrequenz einerseits von der Größe des Kippkondensators, andererseits vom Ladestrom des Kondensators ab. Damit die Anodenspannung unter die statische Brennspannung sinken kann, darf bei einem bestimmten Kippkondensator der Ladestrom einen

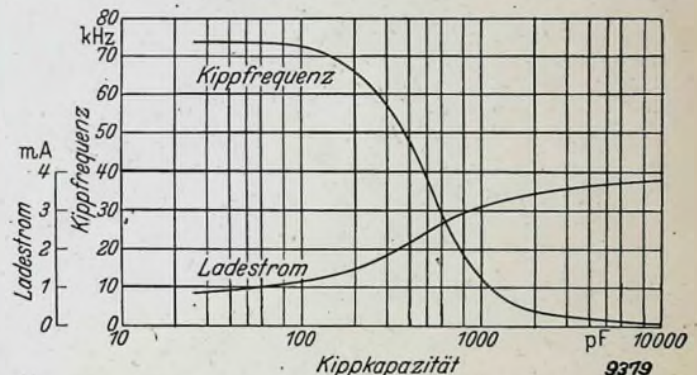


Abb. 2. Abhängigkeit der Kippfrequenz von Ladestrom und Kippkondensator in einem Thyatron-Kippgerät (nach Pieplow)

gewissen Wert nicht überschreiten, da sonst die Entladung nicht erfolgt, weil die Kondensatorspannung zu schnell ansteigt. Es gibt also für jeden Kondensator einen größtmöglichen Ladestrom und damit eine höchsterreichbare Kippfrequenz. Wie die Verhältnisse in der Praxis liegen, zeigt die Abb. 2, in der der maximal erzielbare Ladestrom und damit die höchsterreichbare Kippfrequenz in Abhängigkeit von der Kippkapazität aufgetragen sind. Aus diesen Kurven geht hervor, daß es keinen Zweck hat, die Kippkapazität etwa kleiner als 100 pF zu wählen, da sonst der Ladestrom allzusehr herabgesetzt werden muß. Die Messungen wurden an einem normalen Thyatron bei einer Anodenspannung von 250 Volt und einer negativen Gittervorspannung von etwa 12 Volt ausgeführt²⁾.

Aus den erörterten Gründen ist es also unmöglich, mit Gasentladungsröhren höhere Kippfrequenzen als etwa 70 bis 80 kHz zu erzeugen. Allerdings gelingt es durch einen Kunstgriff, der kürzlich von PIEFLOW²⁾ angegeben wurde, die höchsterreichbare Frequenz um etwa eine Zehnerpotenz heraufzusetzen. Da hierbei jedoch noch andere Schwierigkeiten auftreten, soll von einer Erörterung an dieser Stelle abgesehen werden. Grundsätzlich ist also die höchste mit Gasentladungsröhren erreichbare Kippfrequenz durch die Eigenschaften dieser Röhren begrenzt.

Wesentlich günstiger liegen die Verhältnisse, wenn an Stelle der Gasentladungsröhre eine Hochvakuumröhre tritt, bei der keine Rücksicht auf Entionisierungszeiten genommen zu werden braucht. Abb. 3 zeigt das Prinzip einer solchen Anordnung, die grundsätzlich bereits im Jahre 1920 von TURNER³⁾ angegeben wurde. Die Entladeröhre ER besitzt zunächst eine große negative Gittervorspannung, so daß die Aufladung des Kondensators C_L ungestört vor sich gehen kann. In dem Moment, in dem die Kondensatorspannung einen solchen Betrag erreicht hat, daß das Gitter Kathodenpotential besitzt, fließt ein Anodenstrom in der Entladeröhre, und damit beginnt eine Entladung des Kippkondensators. In Abhängigkeit von dem Anodenstrom der Entladeröhre wird nun eine Hilfsröhre HR gesteuert, die so mit dem Gitter der Entladeröhre gekoppelt ist, daß einem Ansteigen des Entladestromes eine positive und einem Abfallen des Entladestromes eine negative Gittervorspannung der Entladeröhre entspricht. Zu Beginn der Entladung ist der Entladestrom also sehr groß, um dann langsam wieder abzunehmen.

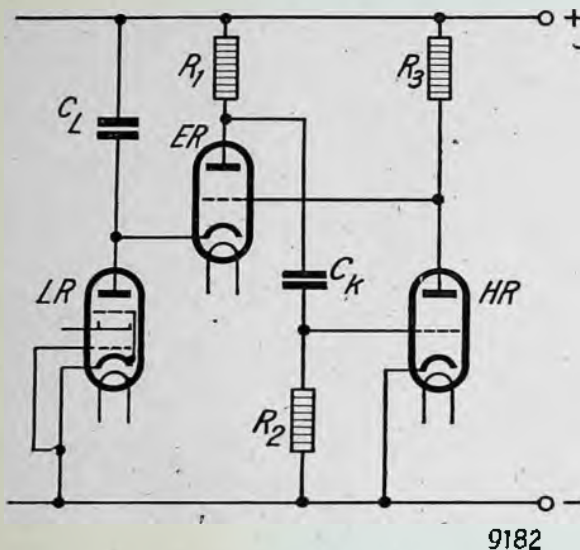


Abb. 3. Prinzipschaltbild eines Kippgerätes mit Hochvakuumröhren

In diesen Anordnungen ist die bei einer gegebenen Entladezeit (Rücklaufzeit) erzielbare höchste Kippfrequenz wesentlich nur von den Zeitkonstanten des Gitter- und des Anodenkreises der Hilfsröhre abhängig. Wird eine Entladezeit von 10 % der Kippschwingung gefordert, so muß allerdings die Summe dieser Zeitkonstanten bereits in der Größenordnung von 10^{-8} sec liegen, wenn eine Kippfrequenz von 100 000 Hz erzeugt werden soll. Bei geeignetem kapazitätsarmem Aufbau läßt sich dies noch ohne Schwierigkeiten verwirklichen⁴⁾, so daß Kippfrequenzen bis 200 000 Hz ohne allzu großen Aufwand hergestellt werden können. Bei höheren Frequenzen ist es allerdings erforderlich, die Hilfsröhre mit ziemlich hohem Strom zu betreiben, was ein leistungsfähiges Netzgerät bedingt⁵⁾. Die Erzeugung von Kippschwingungen noch höherer Frequenz hängt also lediglich von der Bemessung der Schaltung ab, und die Grenze ist praktisch nur durch die unvermeidlichen Schalt- und Röhrenkapazitäten gegeben. Bei einigem Aufwand gelingt es noch, Kippschwingungen von 0,5 bis 1 MHz mit tragbarem Rücklauf zu erhalten.

Die Wirkungsweise der Hochvakuumröhren-Kippgeräte

Die im vorigen Abschnitt angedeutete Wirkungsweise der Hochvakuumröhren-Kippgeräte soll nun an Hand der Abb. 3 näher untersucht werden. Über die Laderöhre LR wird

der Kippkondensator C_L , der zwischen der Anode von LR und Plus-Anodenbatterie liegt, aufgeladen. Parallel zu C_L ist die Entladeröhre ER geschaltet, in deren Anodenleitung der Widerstand R_1 liegt. Die Anode von ER ist über einen Kondensator C_K mit dem Gitter der Hilfsröhre HR verbunden, welches über den Widerstand R_2 mit Minus-Anodenbatterie in Verbindung steht. In der Anodenleitung von HR liegt ein Widerstand R_3 , während die Anode selbst mit dem Gitter von ER verbunden ist. Vor dem Beginn der Aufladung des Kondensators C_L ist die Kathode von ER gewissermaßen mit Plus-Anodenbatterie verbunden, so daß das Gitter sehr stark negativ gegen die Kathode ist. Die wirkliche Spannung des Gitters gegen Plus-Anodenbatterie ist durch den Spannungsabfall an R_3 gegeben. Mit zunehmender Aufladung von C_L wird die untere Belegung dieses Kondensators und die mit dieser verbundene Kathode der Entladeröhre allmählich negativer gegen Plus-Anodenbatterie, so daß der Spannungsunterschied zwischen Kathode und Gitter immer kleiner wird. Mit zunehmender Aufladung von C_L erreicht dieser Spannungsunterschied schließlich Werte von nur einigen und schließlich Null Volt, so daß in der Entladeröhre ER ein Anodenstrom fließen kann. In diesem Moment setzt die Entladung des Kippkondensators ein.

Sobald in der Röhre ER ein Anodenstrom zu fließen beginnt, tritt aber an R_1 ein Spannungsabfall auf. Hierdurch wird bewirkt, daß an dem Kopplungskondensator C_K plötzlich eine andere Spannung liegt. Da die obere Belegung von C_K durch den Anodenstrom der Entladeröhre plötzlich negativer geworden ist, nimmt auch die untere Belegung eine negative Spannung an, die sich dem Gitter der Hilfsröhre HR mitteilt und bewirkt, daß diese im selben Moment gesperrt wird. Infolgedessen

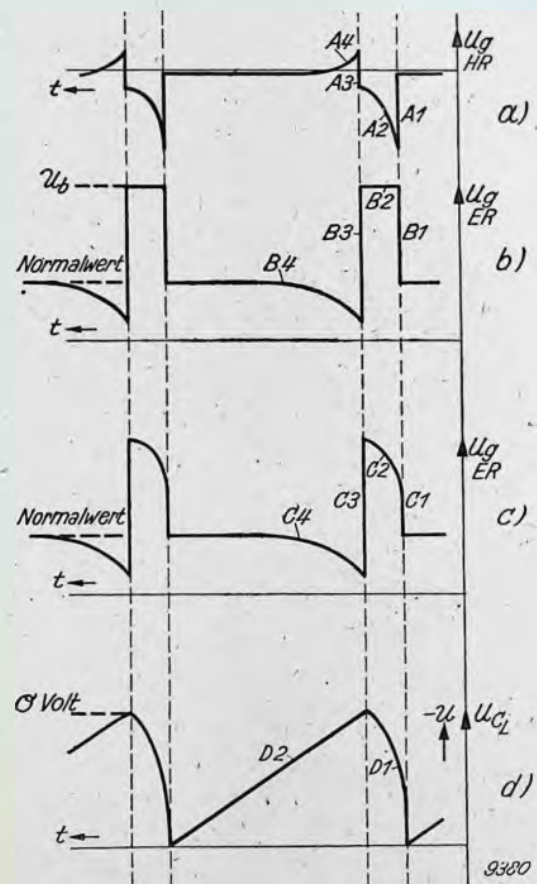


Abb. 4. Spannungsvorlauf an verschiedenen Punkten der Schaltung eines Hochvakuumröhren-Kippgerätes: a) am Gitter der Hilfsröhre; b) am Gitter der Entladeröhre (theoretisch); c) am Gitter der Entladeröhre (praktisch); d) am Kippkondensator C_L

wird aber auch der Spannungsabfall an R_3 kleiner bzw. Null und damit das Gitter der Entladeröhre ER positiv gegen die Kathode. Dies wiederum führt zu einem Ansteigen des Anodenstromes von ER. Der Kondensator C_L entlädt sich nun über den inneren Widerstand der Entladeröhre so weit, bis die Spannung an ihm so klein geworden ist, daß der Anodenstrom aufhört zu fließen. In diesem Moment ist jedoch auch die Sperrung der Hilfsröhre aufgehoben, und der durch diese fließende Anodenstrom bewirkt an R_3 einen Spannungsabfall, der das Gitter der Entladeröhre sehr stark negativ gegen Kathode macht, so daß jeglicher Anodenstrom durch diese Röhre aufhört und die Aufladung von C_L von neuem beginnen kann.

Die recht verwickelte Schaltung kann natürlich durch Zuhilfenahme von Ersatzschaltbildern usw. anschaulich gemacht werden. Da solche Darstellungen bereits des öfteren gegeben wurden⁶⁾, kann hierauf an dieser Stelle verzichtet werden. Zum tieferen Verständnis der Schaltung trägt es allerdings wesentlich bei, wenn man sich den Spannungsverlauf an verschiedenen Punkten der Anordnung vergegenwärtigt. Aus diesem Grunde ist in Abb. 4 d der Spannungsverlauf am Kondensator C_L , in Abb. 4 a der Verlauf der Spannung am Gitter der Hilfsröhre HR und in Abb. 4 b und c die Spannung am Gitter der Entladeröhre ER gezeichnet worden. Als Ordinate ist die Spannung und als Abszisse die Zeit aufgetragen worden. Die senkrecht untereinander liegenden Punkte der einzelnen Kurven stellen die verschiedenen Spannungen zu gleichen Zeitpunkten dar. Der Zeitmaßstab ist von rechts nach links zu nehmen, da dann Übereinstimmung mit den in Abb. 5 wiedergegebenen Oszillogrammen besteht.

Der Verlauf der Spannungen an den verschiedenen Punkten der Schaltung ist in folgendem kurz zusammengefaßt. Die in Abb. 4 angegebenen Nummern an den einzelnen Kurven entsprechen dabei denen der unten gegebenen Zusammenstellung. Da gerade dem Entladevorgang die größte Aufmerksamkeit geschenkt werden

muß, soll jeweils mit dem Beginn der Entladung angefangen werden.

A. Spannung am Gitter der Hilfsröhre HR

1. Zu Beginn der Entladung entsteht an R_1 ein Spannungsabfall und hierdurch sofort eine große negative Vorspannung am Gitter der Hilfsröhre HR.
2. Der Entladestrom wird kleiner und damit auch der Spannungsabfall an R_1 . Infolgedessen wird auch die Spannung am Gitter von HR allmählich Null, bei kleinem Widerstand R_2 jedoch schneller als die Spannung an R_1 absinkt.
3. Das Gitter der Hilfsröhre hat eine solche Vorspannung erreicht, daß wieder ein Strom fließen kann. Der damit verbundene Spannungsabfall an R_3 und die plötzliche negative Spannung am Gitter der Entladeröhre ER beenden die Entladung. Da der Strom durch ER plötzlich aufhört, entsteht an C_K wieder eine Spannungsänderung, in bezug auf das Gitter von HR nun aber in positiver Richtung.
4. Allmähliches Nullwerden des Gitters der Hilfsröhre. Infolge geringen Gitterstromes nimmt dieses endlich eine kleine negative Vorspannung an.

B. Spannung am Gitter der Entladeröhre ER (theoretisch).

1. Infolge Sperrung der Hilfsröhre liegt plötzlich das Potential U_b von Plus-Anodenbatterie am Gitter der Entladeröhre.
2. Das Gitter der Entladeröhre bleibt (theoretisch) auf dem Potential U_b .
3. Am Ende der Entladung sinkt durch den positiven Impuls am Gitter der Hilfsröhre und infolge des hierdurch entstehenden Spannungsabfalls an R_3 die Spannung am Gitter der Entladeröhre plötzlich unter den Normalwert.
4. Der Spannungsabfall an R_3 erreicht allmählich seinen Normalwert, der während der bereits begonnenen Wiederaufladung des Kondensators erhalten bleibt.



a



b



c



d

Abb. 5.
Oszillogramme des Spannungsverlaufs an
verschiedenen Punkten der Schaltung eines
Kippgerätes mit Hochvakuumröhren:

a) am Gitter der Hilfsröhre;

b) am Gitter der Entladeröhre bei Vor-
schaltung eines hohen Widerstandes zur
Unterdrückung des Gitterstromes;

c) am Gitter der Entladeröhre in der
normalen Schaltung;

d) am Kippkondensator C_L

C. Spannung am Gitter der Entladeröhre ER (praktisch).

1. Das Gitter der Entladeröhre wird gegen die Kathode plöglich positiv.
2. Infolge des Stromes zum Gitter der Entladeröhre nimmt dieses nicht sofort das Potential von U_b an, sondern nähert sich erst mit kleiner werdender Spannung an CL infolge des kleineren Gitterstromes allmählich immer mehr dem Potential U_b .
3. Wie bei B 3.
4. Wie bei B 4.

D. Spannung am Kondensator CL .

1. Der Kondensator CL entlädt sich über die Entladeröhre ER.
2. Die Spannung an CL steigt infolge konstanten Stromes durch die Laderöhre LR linear an.

Die Richtigkeit der angestellten Überlegungen wird durch die Oszillogramme Abb. 5 a bis d bewiesen. Abb. 5 a zeigt den Spannungsverlauf am Gitter der Hilfsröhre. Es sind deutlich die Phasen A 1, A 2, A 3 und A 4 zu erkennen. Der positive Impuls ist zwar erwartungsgemäß sehr klein, reicht aber bei dem kleinen Durchgriff der verwendeten Hilfsröhre (EF 12) aus, um eine erhebliche Stromerhöhung zu bewirken. Selbst die Tatsache, daß der positive Impuls plöglich auftritt, ist noch zu erkennen. Bei der Untersuchung sehr hoher Frequenzen zeigte es sich im übrigen, daß der positive Impuls vollständig fehlt. Dies ist ein Zeichen dafür, daß die Spannung am Gitter der Hilfsröhre sich langsamer ändert als die Spannung an R_1 . Es ist klar, daß hierdurch die Entladung erheblich beeinträchtigt wird.

Gewisse Schwierigkeiten bereitet zunächst das Oszillogramm Abb. 5 c. Theoretisch war zu erwarten, daß der Spannungsverlauf wie in Abb. 4 b gezeichnet aussieht. Aus Abb. 5 c geht aber hervor, daß selbst während der Sperrung der Hilfsröhre durch R_3 noch ein Strom fließen muß. Dieser kann nur zum Gitter der Entladeröhre gehen, da dieses ja eine hohe positive Spannung gegen die Kathode besitzt. Erst wenn der Kondensator CL beinahe ganz entladen ist, nimmt der Gitterstrom ab und das Gitter nähert sich dem Potential von Plus-Anodenbatterie. Es gelang, durch Einschalten eines hohen Widerstandes vor das Gitter der Entladeröhre den Gitterstrom praktisch unschädlich zu machen. Bei tiefen Frequenzen ergibt sich dann das Oszillogramm Abb. 5 b, das genau dem in Abb. 4 b gezeichneten Spannungsverlauf entspricht.

Das Oszillogramm Abb. 5 c gibt wichtige Aufschlüsse über gewisse Eigenarten der Entladung, besonders bei hohen Frequenzen. Ist die Zeitkonstante des Anodenkreises der Hilfsröhre nämlich zu groß, so nimmt der Spannungsabfall an R_3 langsamer ab, als es dem Gitterstrom der Entladeröhre entspricht. Infolgedessen ist das Ende der Entladung bereits erreicht, wenn zwischen Gitter und Plus-Anodenbatterie noch eine erhebliche Spannungsdifferenz besteht. Dies bedeutet aber, daß die Amplitude mit wachsender Frequenz abnimmt.

Die Bemessung der Schaltung

Um die Einzelteile der Schaltung richtig bemessen zu können, ist die Kenntnis des Einflusses der Schaltungsglieder auf die Form und Frequenz der Kippschwingung nützlich. Eine strenge mathematische Behandlung vorliegender Anordnung soll an dieser Stelle aber nicht durchgeführt werden, da für die Praxis ohnehin nur größenordnungsmäßige Überblicke in Frage kommen. Es ist jedoch zweckmäßig, auf einige allgemeingültige Beziehungen einzugehen.

In erster Linie interessiert natürlich die Frequenz der bei bestimmten Werten der Schaltelemente erzeugten Kippschwingungen. Die gesamte Kippschwingung setzt sich aus der Anstiegszeit t_a der Spannung am Kipp-Konden-

sator CL und der Entladezeit t_e dieses Kondensators zusammen. Die Frequenz der Kippschwingung f_{kipp} ist demnach

$$f_{\text{kipp}} = \frac{1}{t_a + t_e} \dots \dots \dots (1)$$

Die Aufladung des Kondensators CL würde, falls diese über einen Widerstand vor sich ginge, in bekannter Weise nach einer Exponentialfunktion erfolgen. Da ein solcher exponentieller Anstieg jedoch nicht erwünscht ist, muß durch geeignete Maßnahmen dafür gesorgt werden, daß der Kondensator stets mit konstantem Strom aufgeladen wird. Hierzu wird in der Praxis normalerweise eine im Sättigungsgebiet arbeitende Fünfpolröhre benutzt, deren Strom in gewissen Grenzen praktisch unabhängig von der angelegten Spannung ist⁷⁾.

Bei konstantem Ladestrom gilt für die Aufladezeit t_a die einfache Beziehung:

$$t_a = \frac{(U_Z - U_L) \cdot C_L}{I} \dots \dots \dots (2)$$

Hierin ist U_Z die Spannung, bei der die Entladung einsetzt (Zündspannung), und U_L die Spannung, bei der die Entladung aufhört (Löschspannung). $(U_Z - U_L)$ ist also die Amplitude der Kippspannung. C_L ist der Kippkondensator in Abb. 3 und I der Strom, mit dem dieser aufgeladen wird.

Aus der Formel (2) lassen sich wichtige Rückschlüsse über die Bemessung der Schaltelemente ziehen. Auch die Möglichkeiten der Frequenz- und Amplitudenregelung können hieraus abgeleitet werden.

Da die Entladezeit t_e stets klein gegen die Aufladezeit t_a sein soll, kann mit großer Annäherung für die Frequenz der Kippschwingung der Ausdruck $1/t_a$ eingesetzt werden. Aus Formel (2) geht hervor, daß bei gleichbleibender Amplitude die Kippfrequenz sowohl durch den Kondensator C_L als auch durch den Ladestrom I verändert werden kann. Da man jedoch den gesamten Frequenzbereich von einigen Hz bis 200 000 Hz praktisch schlecht nur durch einseitige Regelung von I oder C_L bestreichen kann, wird man zweckmäßigerweise beide Größen zur Änderung der Kippfrequenz heranziehen. Der Kondensator C_L wird dabei am besten in Stufen von 1 : 5 bis 1 : 10 (0,1 MF bis 200 pF) umschaltbar gehalten. Der Ladestrom I kann in bekannter Weise durch Verändern der Gittervorspannung oder Schirmgitterspannung der Laderöhre geregelt werden.

Die Amplitude hängt im wesentlichen von dem an R_3 entstehenden Spannungsabfall ab, der den Zeitpunkt des Beginns der Entladung bestimmt. Ist dieser Spannungsabfall groß, so kann sich der Kondensator CL auf eine hohe Spannung aufladen. Bei kleinem Spannungsabfall ist es umgekehrt. Durch Verändern der Größe des Widerstandes R_3 oder durch Unterteilung desselben hat man es in der Hand, den Spannungsabfall an diesem Widerstand in der gewünschten Weise zu beeinflussen. Eine weitere Regelmöglichkeit ist durch Änderung der Schirmgitterspannung einer als Hilfsröhre benutzten Fünfpolröhre gegeben. Naturgemäß ist mit einer Änderung der Kippamplitude auch eine Änderung der Kippfrequenz verbunden, wie aus Formel (2) hervorgeht.

Der Kippkondensator C_L kann bei einer Kippfrequenz von etwa 200 000 Hz, einer Kippamplitude von einigen hundert Volt und einem Ladestrom von 5 bis 10 mA noch in der Größenordnung von etwa 100 bis 200 pF liegen, so daß Schaltkapazitäten noch nicht störend in Erscheinung treten.

Die Entladung von CL geht über den Widerstand R_1 und den inneren Widerstand der Entladeröhre nach folgendem Gesetz vor sich:

$$t_e = C_L \cdot (R_1 + R_i) \cdot \ln \frac{U_Z}{U_L} \dots \dots \dots (3)$$

Für die Frequenz der Kippschwingung ergibt sich dann nach (1) der Ausdruck:

$$f_{kpp} = \frac{I}{C_L \cdot [(R_1 + R_i) \cdot I \cdot \ln \frac{U_Z}{U_L} + (U_Z - U_L)]} \quad (4)$$

Der prozentuale Rücklauf ist durch folgende Beziehung festgelegt:

$$t_r^0/0 = \frac{t_r}{t_a + t_e} \cdot 100\% \quad (5)$$

Durch Einsetzen von (2) und (3) in (5) ergibt sich dann:

$$t_r^0/0 = \frac{(R_1 + R_i) \cdot I \cdot \ln \frac{U_Z}{U_L}}{(R_1 + R_i) \cdot I \cdot \ln \frac{U_Z}{U_L} + (U_Z - U_L)} \cdot 100\% \quad (6)$$

Da die Formel (6) von C_L unabhängig ist, müßte, wie bereits von Faust⁸⁾ angegeben wurde, bei gleichem Ladestrom I und gleicher Kippamplitude ($U_Z - U_L$) der Rücklauf unabhängig von C_L bei allen Frequenzen gleiche Werte aufweisen. Bei Verwendung geeigneter Röhren kann man R_1 und damit die Entladezeit praktisch sehr klein machen. Da aber R_i nicht während der ganzen Entladezeit konstant bleibt, sind die Formeln (3) und (6) mit einer gewissen Ungenauigkeit behaftet.

Im übrigen gelten die angegebenen Beziehungen auch für Schaltungen mit Gasentladungsröhren. Die Entladezeit ist bei sehr hohen Frequenzen dann jedoch durch die Entionisierungszeit des Gases gegeben.

Der Entionisierungszeit von Gasentladungsröhren entspricht bei Anordnungen mit Hochvakuumröhren eine Zeit t_s , die durch die Zeitkonstante der Schaltung bedingt ist⁸⁾. Der Einfluß dieser Zeitkonstante auf die Entladezeit ist besonders bei hohen Frequenzen sehr groß. Es soll nun auf den Einfluß des Kopplungskreises und des Anodenkreises der Hilfsröhre eingegangen werden. Es wird dabei angenommen, daß durch entsprechende Bemessung von R_1 auch bei hohen Frequenzen die Zeitkonstante des Entladekreises noch in der gewünschten Weise beeinflußt werden kann.

Abb. 6 zeigt das Ersatzschaltbild des Kopplungs- und Gitterkreises der Hilfsröhre für hohe Frequenzen. Die Verhältnisse werden sehr deutlich dadurch, daß die Anordnung auf die bei Widerstandsverstärkern übliche Schaltweise umgezeichnet wurde, denn im großen und

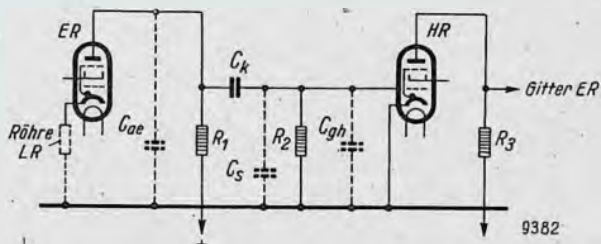


Abb. 6. Ersatzschaltbild des Kopplungskreises und Gitterkreises der Hilfsröhre für hohe Frequenzen: C_K = Schaltkapazität; C_{Kh} = schädliche Anodenkapazität der Röhre ER; C_{Kg} = schädliche Gitterkapazität der Röhre HR

ganzen sind die Probleme hier wie dort die gleichen. Es kann zunächst die Entladeröhre ER einfach als Generator aufgefaßt werden. Der an R_1 entstehende Impuls ist über den Kopplungskondensator C_K an das Gitter der Hilfsröhre HR zu führen und durch diese zu verstärken. Damit der Impuls auch bei niedrigen Frequenzen ungeschwächt übertragen wird, sind verhältnismäßig große Werte von C_K zu fordern (etwa 20 000 bis 50 000 pF). Bei hohen Frequenzen ist es jedoch lediglich erforderlich, daß die aus R_2 und der zu R_2 parallel liegenden schädlichen Kapazität gebildete Zeitkonstante möglichst klein ist. Diese schädliche Kapazität setzt sich aus Teilkapazitäten der Entladeröhre, der Gitter-Kathoden-Kapazität der Hilfsröhre, der dynamischen Kapazität dieser Röhre und den Schaltkapazi-

täten zusammen und kann unter Umständen beträchtliche Werte annehmen, so daß R_2 so klein gewählt werden muß, wie es mit Rücksicht auf die Erzielung eines großen Impulses am Gitter der Hilfsröhre eben noch zulässig ist. Da der Kondensator C_K bei hohen Frequenzen nur Werte von einigen pF aufzuweisen braucht, kann durch Unterteilung desselben der Einfluß der Kapazitäten der Entladeröhre unter Umständen wesentlich herabgesetzt werden. Unbedingt erforderlich ist eine solche Unterteilung des Kopplungskondensators jedoch nicht.

Von hoher Bedeutung ist ferner die Zeitkonstante des Anodenkreises der Hilfsröhre, dessen Ersatzschaltbild für hohe Frequenzen Abb. 7 zeigt. Da als Hilfsröhre eine

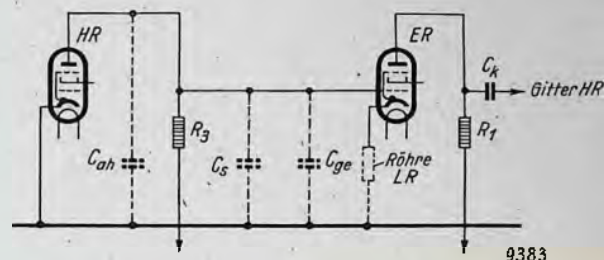


Abb. 7. Ersatzschaltbild des Anodenkreises der Hilfsröhre für hohe Frequenzen: C_K = Schaltkapazität; C_{Kh} = schädliche Anodenkapazität der Röhre HR; C_{Kg} = schädliche Gitterkapazität der Röhre ER

solche mit großer Steilheit vorteilhaft ist, und daher leistungsfähige Fünfpolendröhren an dieser Stelle in Frage kommen, sind die schädlichen Kapazitäten meist auch sehr groß, so daß bei der Erzeugung sehr hoher Kippfrequenzen der Anodenwiderstand unbedingt kleine Werte annehmen muß. Im übrigen gibt es mit Rücksicht auf die erzielbare Kippamplitude einen günstigsten Wert dieses Widerstandes.

Schließlich sind an dieser Stelle noch die Röhren zu erwähnen. Als Laderöhre kommen die normalen Hochfrequenzfünfpolröhren des Typs AF 7, AF 3, EF 12 oder EF 11 in Frage. Die Regelung des Ladestromes erfolgt dabei am besten durch Änderung der Schirmgitterspannung. Nur wenn Kippschwingungen über 300 000 bis 400 000 Hz erzeugt werden sollen, ist als Laderöhre eine leistungsfähige Endröhre einzusetzen. — Die Entladeröhre muß einen sehr geringen Innenwiderstand und infolgedessen eine ergiebige Kathode besitzen. Röhren mit großer Steilheit, wie sie in den Typen AL 4, AL 5, EL 11, EL 12 usw. zur Verfügung stehen, sind daher am zweckmäßigsten. Außer einem geringen Innenwiderstand soll die Entladeröhre aber auch kleine Kapazitäten besitzen. Letzteres gilt in besonders hohem Maße für die Hilfsröhre HR. Diese Röhre muß den äußerst kurzen Impuls am Gitter auch bei den höchsten Frequenzen noch verstärken. Infolgedessen ist diese Röhre nach den bei Meßverstärkern für sehr weite Frequenzbereiche maßgeblichen Gesichtspunkten auszusuchen. Je höher die zu erzeugende Kippfrequenz ist, desto kleiner ist nun aber der Widerstand R_3 zu wählen. Bei hohen Frequenzen müssen also unbedingt Röhren mit großer Steilheit eingesetzt werden. Leider läßt sich die erforderliche hohe Steilheit nur bei einem verhältnismäßig großen Stromverbrauch erreichen. Bis etwa 100 000 Hz können noch normale Hochfrequenzfünfpolröhren des Typs AF 7 oder EF 12 benutzt werden. Günstigere Ergebnisse wurden allerdings mit Röhren des Typs CL 4, AL 4, AL 5, EL 11 oder EL 12 erzielt.

Es können nun noch eine Reihe von Schaltungsänderungen getroffen werden, die jedoch grundsätzlich an der Arbeitsweise der Anordnung nichts ändern. So ist es z. B. möglich, den Widerstand R_1 anstatt in die Anodenleitung, in die Schirmgitterleitung einer als Entladeröhre benutzten Fünfpolröhre einzuschalten⁹⁾. Dies Verfahren soll den Vorteil mit sich bringen, daß der Entladekreis

nicht durch den Widerstand R_1 belastet ist, so daß für die Entladezeit lediglich der (allerdings nicht konstante) Innenwiderstand der Entladeröhre und der Kondensator C_L maßgebend sind.

Um einen ausreichenden Impuls an dem nach Abb. 8 angeordneten Widerstand R_1 zu erzielen, muß dieser jedoch Werte von einigen 10 000 Ω aufweisen, was sich bei hohen Frequenzen natürlich ungünstig auswirkt. Es hat sich in der Praxis daher als zweckmäßiger erwiesen, einen Widerstand von einigen hundert Ohm in die Anodenleitung der Röhre ER einzuschalten. Soll jedoch als Hilfsröhre eine solche des Typs AF 7 oder EF 12 zur Anwendung kommen, dann ist die Schaltung nach Abb. 8 unbedingt ratsam, da sonst die Amplitude der erzeugten Kippspannung zu klein wird. Die Erfahrung zeigte, daß bei Verwendung einer solchen Röhre als Hilfsröhre allerdings keine höheren Kippfrequenzen als etwa 120 000 bis 130 000 Hz erzeugt werden können, während mit Röhren des Typs EL 11, EL 12, AL 4 oder AL 5 bei geeignet kapazitätsarmem Aufbau und Anodenspannungen von 600 bis 700 Volt noch ohne weiteres Kippfrequenzen von 400 000 bis 500 000 Hz (und darüber) bei einer Amplitude von einigen hundert Volt herstellbar waren.

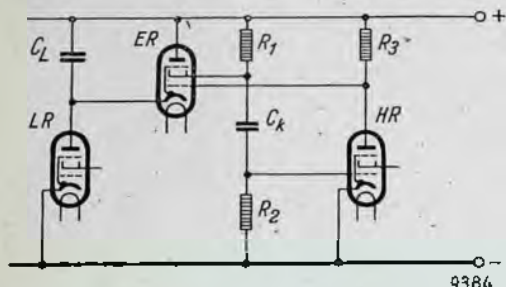


Abb. 8. Andere Schaltung des Anodenkreises der Entladeröhre

Schließlich soll noch erwähnt werden, daß es belanglos ist, ob man die eine Belegung des Kondensators C_L mit Erde oder mit Plus-Anodenbatterie verbindet. Es werden dabei lediglich Ladevorgang und Entladevorgang vertauscht, während der Kippmechanismus derselbe bleibt. Die in Abb. 3 und 8 angegebene Schaltung hat den Vorteil, daß das Netzgerät nicht durch einen plötzlichen Impuls bei der Aufladung des Kondensators belastet wird, was vor allem wichtig ist, wenn aus demselben Netzgerät noch andere Einheiten, z. B. ein Meßverstärker, gespeist werden sollen. Die Erdung der einen Belegung des Kondensators C_L ist jedoch zweckmäßig, wenn der Minuspunkt des Kippgerätes geerdet werden muß, was meistens der Fall ist, wenn noch eine Symmetrierstufe eingebaut wird. Ist das Netzgerät mit einer guten Siebkette versehen, so spielen diese Überlegungen aber keine Rolle mehr.

Die Synchronisierung

Um auf dem Schirm der Braunschen Röhre stehende Bilder zu erhalten, muß das Kippgerät mit der Meßspannung synchronisierbar sein. Die Synchronisation erfolgt bei Hochvakuumröhren-Kippgeräten grundsätzlich so, daß die Gleichlaufspannung an einen geeigneten Punkt der Schaltung herangeführt wird, so daß die Entladeröhre im geeigneten Moment den Kondensator C_L entlädt. In einfacher Weise kann dies erreicht werden, indem nach Abb. 9 ein Teil der Meßspannung über einen (veränderlichen) Kondensator dem Gitter der Hilfsröhre zugeführt wird. Diese Anordnung ist zwar äußerst einfach, besitzt aber leider eine Reihe Mängel. Zunächst ist die am Gitter der Hilfsröhre liegende Gleichlaufspannung naturgemäß von der Größe des Zuführungskondensators abhängig. Bei niedrigen Frequenzen ist es daher unerlässlich, dem an dieser Stelle oft benutzten kleinen Drehkondensator von etwa 50 pF einen größeren

Kondensator von einigen tausend pF parallel zu schalten. Ferner wird durch den Zuführungskondensator die Kapazität des Gitters der Hilfsröhre gegen Erde in unerwünschter Weise vergrößert, was auf jeden Fall vermieden werden muß. Auch ist die Meßspannungsquelle natürlich immer über den Zuführungskondensator mit dem Gitterableitwiderstand der Hilfsröhre belastet. Schließlich können Rückwirkungen auf die Meßspannung eintreten, da der kurze oberwellenreiche Impuls am Gitter der Hilfsröhre über den Zuführungskondensator natürlich auch auf die Meßspannungsquelle übertragen werden kann.

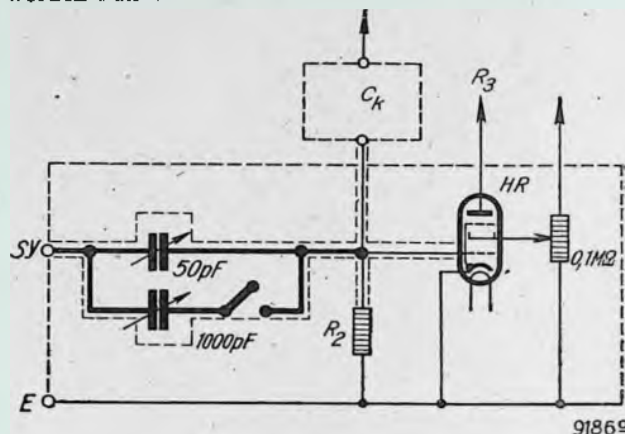


Abb. 9. Einfache Synchronisationsanordnung für ein Kippgerät mit Hochvakuumröhren

Um die geschilderten Mängel restlos zu beseitigen, ist es allerdings erforderlich, die Gleichlaufspannung über eine besondere Röhre an einen geeigneten Punkt der Schaltung zu führen. Nach BEDFORD und PUCKLE¹⁰⁾ kann die Gleichlaufspannung auf das Schirmgitter der Hilfsröhre gegeben werden. Im Gegensatz zu der von BEDFORD und PUCKLE vorgeschlagenen Anordnung mit Gleichstromkopplung dürfte jedoch im allgemeinen Wechselstromkopplung vorteilhafter sein, wie Abb. 10 zeigt. Die Wechselstromkopplung ist deshalb erforderlich, weil die Schirmgitterspannung meist zur Amplitudenregelung ausgenutzt wird und daher veränderlich gehalten ist.

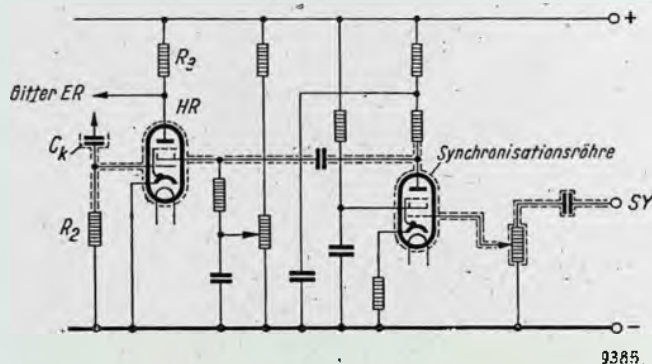


Abb. 10. Zuführung der Gleichlaufspannung über eine besondere Röhre an das Schirmgitter der Hilfsröhre

Bei geeigneter Bemessung der Kopplungsglieder gelingt es, bei jeder Frequenz am Eingang der Synchronisationsröhre mit derselben Gleichlaufspannung auszukommen. Gegenüber der in Abb. 9 gezeichneten Anordnung besitzt die Schaltung nach Abb. 10 ferner noch den Vorteil, daß der Eingang der Synchronisationsschaltung auf jeden Fall hochohmig ist, während in Abb. 8 die Meßspannungsquelle mit dem aus dem Zuführungskondensator und dem Ableitwiderstand der Hilfsröhre gebildeten Widerstand-Kondensator-Glied belastet ist. Da die am Schirmgitter der Hilfsröhre erforderliche Gleichlaufspannung in der Größenordnung von einigen Volt liegt, kann die Syn-

chronisationsröhre im großen und ganzen als Pufferröhre arbeiten. In der Praxis wird man durch geeignete Bemessung des Außenwiderstandes dieser Röhre eine etwa zehnfache Verstärkung bei allen Frequenzen erzielen, so daß das Kippgerät bereits mit sehr niedrigen Spannungen synchronisiert werden kann. Dies ist wichtig, wenn die Gleichlaufspannung wie bei sehr vielen Oszillographengeräten an einem Teil des Erdungswiderstandes für die Ablenkplatten der Braunschen Röhre abgegriffen wird und die Meßspannung dabei nicht sehr groß ist.

Zeichnungen und Aufnahmen vom Verfasser

Schrifttum

1. P. DREWELL, Z. techn. Physik 17, 249 (1936).
2. H. PIELOW, ENT 15, 271 (1938).
3. L. B. TURNER, Radio Review 1, 317 (1920).
4. E. HUDEC, Z. Hochfrequenztechnik 34, 207 (1929).
5. M. v. ARDENNE, ETZ 56, 1295 (1935).
6. G. FAUST, Fernsehen u. Tonfilm H. 10, 73 (1938).
7. RUDOLPH, Arch. f. Elektrot. 13, 12 (1924).
8. G. FAUST, FTM H. 6, 183 (1937).
9. C. P. ITTMANN, Philips techn. Rundsch. 1, 147 (1936).
10. L. H. BEDFORD u. O. S. Puckle, J. Inst. elektr. Engr. 75, 63 (1934).

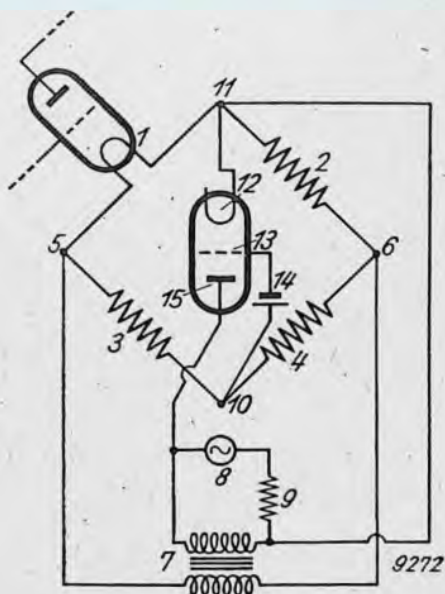
PATENTSCHAU

Anordnung zur Konstanthaltung des Widerstandes von Glühkathoden in Entladungsröhren

Nach der deutschen Patentschrift 632 301 — Kl. 21 a 4 Gr. 35/14 — Telefunken, Berlin

Der Widerstand der Glühkathode einer Entladungsröhre und damit auch deren Temperatur wird durch eine in den Heizkreis eingeschaltete Regelvorrichtung konstant gehalten, wobei der Heizstrom in Abhängigkeit von der Temperatur der Glühkathode beeinflusst wird. Die mit einer Temperaturerhöhung der Glühkathode verbundene Widerstandsänderung wird zur Änderung der Heizleistung benutzt, und zwar so lange, bis die normale Temperatur wieder erreicht ist.

In der Abb. liegt der Heizdraht 1, dessen Temperatur geregelt werden soll, in dem einen Zweig einer Wheatstone'schen Brücke, deren andere Zweige durch konstante Widerstände 2, 3 und 4 gebildet sind. In den Punkten 5 und 6 wird über einen Transformator 7 die Spannung zugeführt, die einer Wechselstromquelle über einen Widerstand 9 entnommen wird. Die Brücke ist so abgeglichen, daß zwischen den Punkten 10 und 11 kein



Spannungsunterschied besteht, wenn der Glühdraht 1 die Temperatur hat, die sich bei unbelasteter Röhre einstellt. Durch ein an die Punkte 10 und 11 angeschlossenes Relais wird erreicht, daß bei einer Erhöhung der Fadentemperatur die Primärwicklung des Transformators 7 so lange kurzgeschlossen wird, bis sich der Faden auf seine normale Temperatur abgekühlt hat. Das Relais besteht aus einer gesteuerten Dampf- oder Gasentladungsröhre. Die Kathode 12 ist mit dem Punkte 11, das Steuergitter 13 über eine Vorspannung 14 mit dem Punkt 10 verbunden und die Anode 15 mit dem einen Pol der Wechselstrom-

quelle 8. Die Vorspannung 14 ist so gewählt, daß die als Relais wirkende Röhre keinen Strom durchläßt, solange zwischen den Punkten 10 und 11 kein Spannungsunterschied besteht. Wird die Temperatur und damit der Widerstand des Glühdrahtes 1 höher als der Normalwert, so bewirkt die entsprechende Spannungsdifferenz zwischen den Punkten 10 und 11 bei richtiger Polung des Transformators 7, daß die Relaisröhre während einer Phase stromdurchlässig wird und die Primärwicklung des Transformators 7 kurzschließt. Bei Erniedrigung der Temperatur des Glühfadens 1 unter den Normalwert würde die Relaisröhre nicht ansprechen, da eine Erhöhung der Gitterspannung über den Normalwert mit einer negativen Anodenspannung zusammenfallen würde. Es besteht also nicht die Gefahr, daß eine einmalige Temperaturniedrigung durch das Kurzschließen des Transformators eine weitere Temperaturniedrigung zur Folge hat. Der Zweck der Anordnung besteht auch lediglich nur darin, Temperaturerhöhungen des Glühdrahtes auszugleichen.

L.

Störungsfreier Regelschalter für Heizapparate

Nach der Schweizer Patentschrift 198 519 — Dr. W. Schaufelberger

Man hat die durch Schalter, insbesondere in Temperaturreglern für elektrisch geheizte Apparate entstehenden Störungen dadurch zu vermeiden versucht, daß man Stromschluß und Stromunterbrechung durch schnelle Bewegungen erfolgen ließ. Es können aber auch bei diesen Schaltern Vor- und Nachgeräusche dadurch auftreten, daß sich der Kontaktdruck allmählich vermindert. Diese Erscheinung ist bei dem in der Abbildung dargestellten Schalter vermieden. Er besitzt eine temperaturempfindliche Feder und eine Wippfeder, die zwischen der erstgenannten Feder und einem



Stützpunkt vorgesehen ist und deren Kraft derjenigen der temperaturempfindlichen Feder entgegenwirkt, bis die Bewegung dieser Feder unter dem Einfluß der Wärme die Wippfeder in eine labile Durchschlagslage gebracht hat, nach deren Überschreitung sie die Federkraft der temperaturempfindlichen Feder unterstützt und eine schnelle Schaltung bewirkt.

Es ist 1 die temperaturempfindliche Feder, das heißt ein federndes Bimetall, das einseitig festgespannt und dessen freies Ende 4 wärmebeweglich und bei Temperatursteigerung in Richtung des Pfeils *W* ausschwingbar ist. Das nicht temperaturempfindliche Organ, der Hebel 2, besitzt einerseits einen festen Drehpunkt; sein anderes Ende 5 ist in gleicher Richtung (in Fig. 1 horizontal) ausschwingbar, wie das freie Bimetallende. Auf diese beiden Glieder arbeitet die Wipffeder 3 in den Stützpunkten 4 und 5. Feder 1 und Hebel 2 erstrecken sich nach entgegengesetzten Seiten in bezug auf die Wipffeder. Die Ausschwingbewegung der Bimetallfeder ist durch die Anschläge 6 und 7 begrenzt. Dasselbe besorgen für die Bewegung des Hebels 2 die Anschläge 8 und 9, wobei der Anschlag 9 schraubenregulierbar dargestellt ist. Das Schraubenende 10 und die Auflagestelle 11 des Anschlages sind zu elektrischen Kontakten ausgebildet, durch die der Heizstromkreis geöffnet und geschlossen werden kann. Auch andere Anschläge können entsprechend zu Stromkontakten ausgebildet werden. Der Hebel 2 kann unter Federwirkung stehen. Die Feder 12 soll dies veranschaulichen.

Die Wirkungsweise der dargestellten Ausführungsformen ergibt sich wie folgt: Der anfänglich bedeutende Druck der Bimetallfeder allein auf ihren Anschlag 6 wird immer kleiner, wenn sich die Temperatur der Ausschalttemperatur nähert. Er wird bei einer gewissen Temperatur Null, und die Bimetallfeder bleibt nur deshalb noch auf dem Anschlag, weil die Druckkomponente der Wipffeder sie dazu veranlaßt.

Bei weiterer Erwärmung vermag das Bimetall seine Gegenkraft, das heißt die Druckkomponente der Wippe, zu überwinden, und es hebt sich von seinem Anschlag 6 ab. Mit Eintreten dieser Bewegung ändern sich nun aber die für die Bewegung wirksamen Kräfte, nämlich die innere elastische Wärmespannung des Bimetalls und die Druckkomponente der Wippe, und zwar nehmen beide Kräfte ab. Es sind nun aber die Verhältnisse zwischen der Wipffederkraftkomponente und der Bimetallfederkraft, beide gemessen an der Wipffeder Spitze 4 und in Richtung der möglichen Bewegung so, daß die Wipffederkraftkomponente rascher abnimmt als die Bimetallfederkraft. In diesem Fall bleibt eine Resultierende in der Bewegungsrichtung, und damit setzt sich die begonnene Bewegung in beschleunigter Weise weiter fort und kommt erst durch den Anschlag 7 zum Stillstand. Nun hat aber die Wipffeder 3 während der genannten Bewegung ihre Schiefe geändert, und damit haben die Kräfte, die von ihr ausgehen und die auf die Teile 1 und 2 wirken, ihre Größe und Richtung ebenfalls geändert. Der Hebel 2 erfährt jetzt von der Wipffeder eine Kraft, die ihn vom Kontakt abhebt. Es ist hervorzuheben, daß bei einsetzender Bewegung des Hebels 2 die auf ihn wirkende Ausschaltkraft immer größer wird, so daß also die Ausschaltbewegung mit starker Beschleunigung erfolgt, wobei der Kontaktdruck plötzlich abnimmt von einem den Stromübergang gewährleistenden Betrag auf Null, unter gleichzeitigem Beginn der Ausschaltbewegung. Radiostörungen sind also bei dieser Schaltung absolut ausgeschlossen, soweit sie hinausgehen über den Knacks, der mit der plötzlichen Stromunterbrechung verbunden ist.

Sch.

Empfänger mit Schwundregelung und Krachbeseitigung

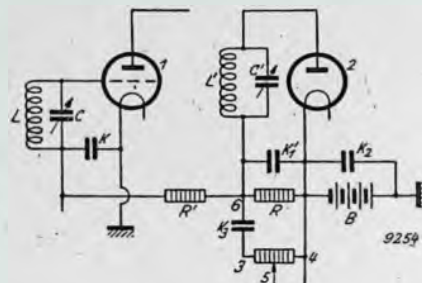
Nach der deutschen Patentschrift 663 510 Kl. 21 a⁴
Gr. 29/03

(Erfinder: K. WILHELM und E. KLOTZ)

Es ist eine Anordnung zur Krachbeseitigung bei schwundgeregelten Empfängern bekannt, bei welcher den geregelten Röhren eine solche Vorspannung gegeben wird, daß bis zum Erreichen einer bestimmten Amplitude der Eingangsspannung ein Gitterstrom fließt, der die Eingangskreise dämpft und deshalb die Verstärkung herab-

setzt. Wenn die Eingangsamplitude und damit auch die am Regelgleichrichter auftretende Amplitude genügend groß ist, erzeugt sie eine Regelspannung, welche den Arbeitspunkt der geregelten Röhre aus dem Gitterstromgebiet heraus verschiebt, so daß von diesem Wert an sprunghaft eine größere Verstärkung vorhanden ist.

Der Schwellwert für diese Verstärkungserhöhung kann dadurch noch stärker ausgeprägt werden, daß der zur Krachbeseitigung dienende Gitterstrom der geregelten Röhre dem Gleichrichter eine negative Vorspannung erteilt.



Mit 1 ist die zu regelnde Hochfrequenzverstärkerröhre bezeichnet, an deren Steuergitter der Eingangskreis, bestehend aus Spule *L* und Drehkondensator *C* liegt. Mit der geerdeten Kathode ist der Eingangskreis über einen Blockkondensator *K* verbunden. Im Anodenkreis liegen die üblichen Koppelkreise, die hier nicht gezeichnet sind. 2 ist eine Diodengleichrichterröhre, in deren Außenkreis ein aus *L'* und *C'* bestehender Schwingungskreis und ein durch einen Blockkondensator *K*₁ überbrückter Widerstand *R* liegen. Von dem der Anode zugekehrten Ende dieses Widerstandes führt eine Leitung über einen Widerstand *R'* an die Kathodenseite des Eingangskreises der Röhre 1.

Die entstandene Niederfrequenz wird an den Punkten 5, 4 abgenommen. Die Kathode der Diode erhält, beispielsweise durch eine Batterie *B*, die durch einen Kondensator *K*₂ überbrückt ist, eine positive Vorspannung gegen Erde.

Die Wirkungsweise der Schaltung ist folgende: Werden dem Kreis *LC* keine Hochfrequenzspannungen zugeführt, so spannt sich das Gitter der Röhre 1 auf etwa Null Volt vor, d. h. es fließt ein so großer Gitterstrom, daß dessen Spannungsabfall an den Widerständen *R* und *R'* gerade etwa gleich der positiven Vorspannung der Batterie *B* ist. Zwischen den Punkten 6 und 4 liegt, falls man die Widerstände *R'* und *R* gleichmacht, eine Vorspannung von der Größe der halben Batteriespannung, und zwar führt Punkt 6 gegenüber Punkt 4 eine negative Spannung. Das bedeutet aber nichts anderes, als daß die der Diode zugeführten Hochfrequenzspannungen den Wert der negativen Vorspannung erst überschreiten müssen, ehe die Diode überhaupt in Tätigkeit treten kann. Durch den fließenden Gitterstrom wird der Schwingungskreis *LC* stark gedämpft und damit die Verstärkung herabgesetzt.

Gelangt jetzt an den Eingangskreis eine Amplitude, deren verstärkter Wert groß genug ist, um die negative Vorspannung der Diode zu überwinden, so fließt im Außenkreis der Diode ein Gleichstrom, der zur Folge hat, daß die negative Vorspannung des Punktes 6 gegenüber 4 vergrößert wird. Hierdurch erhält auch das Gitter der Röhre 1 eine negativere Vorspannung, und der Gitterstrom wird kleiner. Das hat aber zur Folge, daß die durch den Gitterstrom bedingte Dämpfung des Kreises *LC* vermindert und damit die Verstärkung der Röhre 1 vergrößert wird.

Ist also einmal durch wachsende hochfrequente Wechselspannungen an der Diodenstrecke der Zustand geringer Verstärkung überschritten, so schnell dann die Verstärkung auf ihren normalen Wert herauf.

Sch.

Meßsender: Planung, Bau und Anwendung

Von RUDOLF SCHADOW

1. Fortsetzung

Der Bau des Senders erfordert die Beschaffung eines Metallgehäuses von den Ausmaßen, die durch die Bodenfläche des Gestells und die Frontplatte bestimmt sind. Am besten wird man sämtliche Teile zunächst auf dem Grundgestell und später auch an der inzwischen vorgesehenen Frontplatte aufbauen, um zum Schluß die erforderlichen Abschirmwände und Umkleidungen herzustellen. Vorher kann fast der ganze Sender geschaltet werden, denn die Abschirmungen werden erst eingefügt, wenn nur noch die wenigen durchführenden Leitungen zu ziehen sind. Außerdem können eine Reihe zusammengehöriger Bauteile für sich aufgebaut und geschaltet werden, um sie später als Einheit in den Rahmen des Senders einzufügen. Diese Bauweise empfiehlt sich vor allem bei der Herstellung des Hochfrequenz-Spannungsteilers sowie des Spulensatzes in Verbindung mit dem Wellenschalter.

Legen wir eine Bodenfläche des Aufbaugestells von 350×250 mm zugrunde und eine Frontplatte von 250 mm Höhe (wegen der Skalenscheibe), so ergeben sich die Maße der zum Gehäuse erforderlichen Metallwände wie folgt:

- 1 Gestell: 350×250 mm, allseitig 70 mm abgebogen, Aluminiumblech 1,5 mm.
- 1 Frontplatte: 352×250 mm, Aluminiumblech 2 mm.
- 2 Seitenwände: 250×250 mm, Aluminiumblech 1 mm.
- 1 Rückwand: 352×250 mm, Aluminiumblech 1 mm.
- 1 Deckplatte: 352×253 mm, Aluminiumblech 1,5 mm (1 mm).
- 1 Bodenplatte: 352×253 mm, Aluminiumblech 1,5 mm (1 mm).
- 1 große Trennwand: 250×180 mm, Aluminiumblech 1 mm.
- 1 Abschirmwand für Hochfrequenz-Spannungsteiler: $120 + 60 \times 180$ mm, Aluminiumblech 1 mm.
- 1 Abschirmwand für Hochfrequenz-Spannungsteiler: $60 + 180$ mm, Aluminiumblech 2 mm.
- 1 Abschirmwand für künstliche Antenne: $120 + 60 \times 68,5$ mm, Aluminiumblech 1 mm.
- 1 Abschirmwand für Netz-Hochfrequenz-Sieberteil: $120 + 100 \times 68,5$ mm, Aluminiumblech 1 mm.

In den hier aufgestellten Flächen ist eine Umbördelung der Seiten- und Abschirmwände, die zur Befestigung dient, nicht berücksichtigt. Auch halte ich es für richtiger, Winkelschienen aus 2 mm starkem Material (Eisen oder aus Gründen einfacher Verarbeitung ebenfalls Aluminium) zu verwenden, in deren Bohrungen Gewinde geschnitten werden. Die Befestigung der Deck- und Bodenplatte muß unbedingt auf diese Weise erfolgen, da sonst die Verschraubung unmöglich ist. Außerdem ist in der Deckplatte eine Aussparung für den Steckspulensockel X vorzusehen, die mit einer Klappe dicht verschließbar ist. Ebenfalls sind alle Außen- und Abschirmwände fugendicht zusammenzubauen; die Winkelschienen müssen also längs

der ganzen Stoßkante verlaufen. Eine ausführliche Schilderung des Gehäuseaufbaues ist sicher nicht erforderlich, da den folgenden Abbildungen die Abmessungen aller Metallwände maßstäblich zu entnehmen sind. Für den Zusammenbau mit Winkelschienen sei noch die Angabe gemacht, daß wir insgesamt etwa $4\frac{1}{2}$ m benötigen.

Wenden wir uns jetzt zunächst der Anfertigung der wichtigsten Einheiten zu, die bis auf den Spulensatz durch eigene Abschirmung gekennzeichnet sind. Bei den hierzu gemachten Angaben war der Grundsatz maßgebend, eine einfache Ausführung neben die verbesserte zu stellen. Um eine bessere Übersicht bei der ersten Inbetriebsetzung

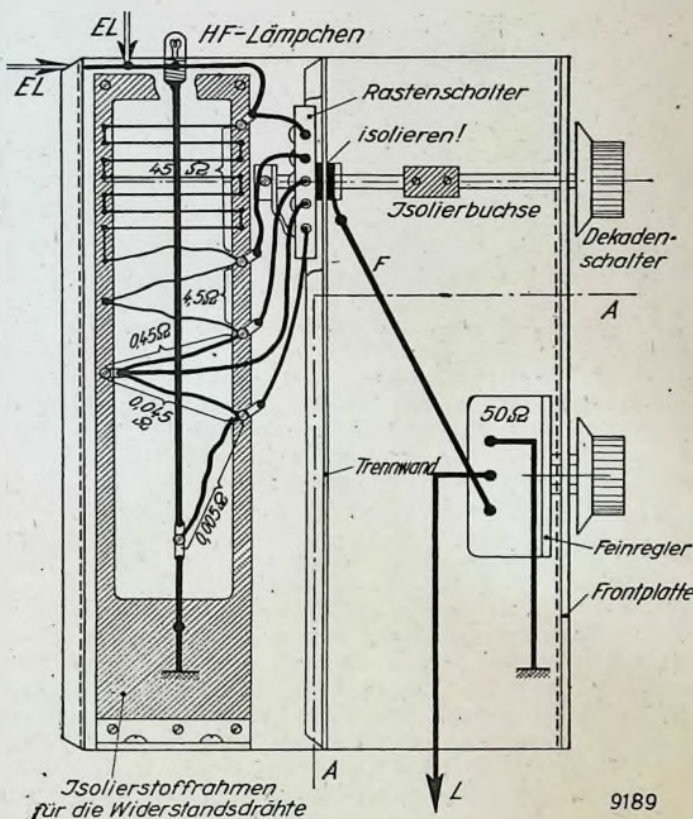


Abb. 3. Der Hochfrequenz-Spannungsteiler

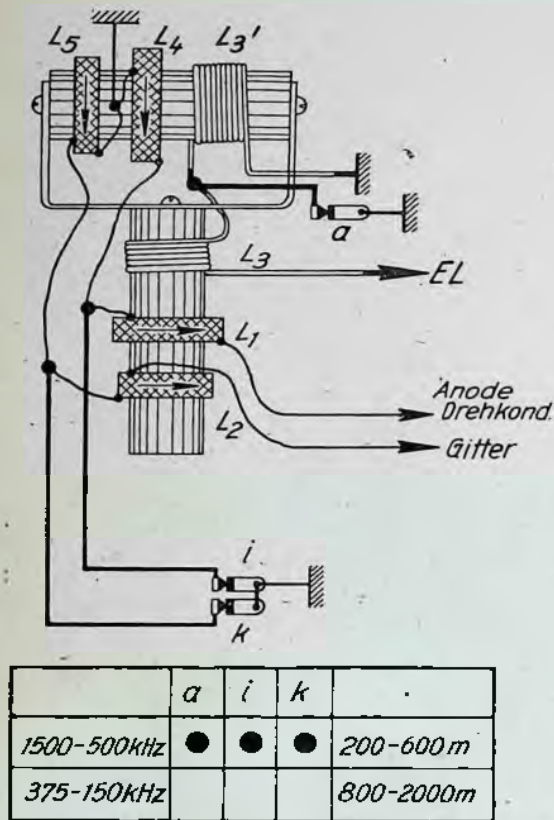
des Meßsenders zu erhalten, kann es empfehlenswert sein, zuerst die einfache Ausführung schaltungsmäßig aufzubauen, das Material und den Raum jedoch für die Erweiterung bereits zu berücksichtigen, wenn nicht überhaupt die vereinfachte Senderschaltung beibehalten werden soll.

Der Hochfrequenz-Spannungsteiler

Nach Abb. 3 ist der Hochfrequenz-Spannungsteiler herzustellen, der in der vereinfachten Ausführung nur den Feinregler in einer Abschirmung enthält, die durch die strichpunktierte Linie A angedeutet ist. Der Regler wird

erst endgültig befestigt, wenn die Spannungsteiler-Einheit an die Frontplatte angeschraubt wird.

Die in Punkt 5 der einleitenden Betrachtungen über die Planung des Senders aufgestellten Forderungen werden uns später veranlassen, den Spannungsteiler durch einen Dekadenschalter zu erweitern, da sich mit einem Drehspannungsteiler die Anfangswerte nicht klein genug herstellen lassen. Andererseits ergibt sich der Vorteil, daß die mit dem Schalter eingestellten Werte genau definierte Bruchteile der am Hochfrequenz-Lämpchen auftretenden Hochfrequenz-Spannung sind. Der Widerstand von 50Ω



9190

Abb. 4. Spuleneinheit 200—2000 m

ist also in fünf dezimalen Bruchteilen aufzubauen, wovon jeder Einzelwiderstand eine genaue Abgleichung erfordert, die nur mit einer Widerstandsmeßbrücke zu erzielen ist. Die Drähte sollen möglichst ausgestreckt und auf keinen Fall in Spiralen ausgespannt sein, wozu man sich eines Isolierstoffrahmens nach Abb. 3 bedient. An ihren Enden werden die Widerstandsdrähte eingeklemmt und erst dann auf den vorgeschriebenen Wert abgeglichen. Zur Auswahl des geeigneten Materials diene folgende Aufstellung:

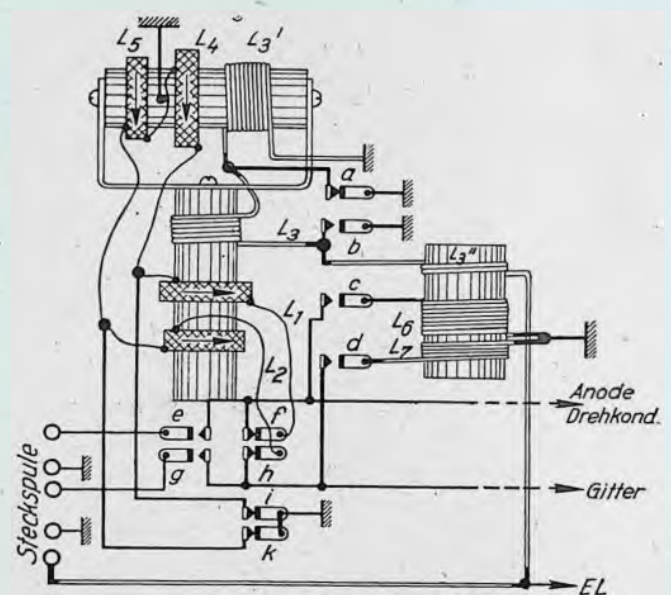
Benötigter Widerstand	Werkstoff	Ø mm	Ungefähre Länge
45 Ω	Chromnickeldraht	0,1	40 cm
4,5 Ω	Konstantandraht	0,1	8 cm
0,45 Ω	Konstantandraht	0,3	7 cm
0,045 Ω	Konstantandraht	0,8	5 cm
0,0051 Ω	Kupferdraht	0,4	4 cm

Die zum Dekadenschalter führenden Leitungen dürfen selbstverständlich nur geringsten Widerstand besitzen, es empfiehlt sich daher, die Verbindungen mit Kupferdraht nicht unter 1,5 mm $\varnothing$ herzustellen. Die Erdleitungen sind außer zum Gestell und zur Abschirmung später auch an das innere Erdleitungsnetz zu führen. Ferner ist darauf

zu achten, daß der Isolierstoffträger für die Widerstandsdrähte so starr befestigt wird, daß er sich nicht gegenüber der Abschirmung in seiner Lage verändern kann. — Für das als Anzeiger dienende Hochfrequenz-Lämpchen wird über dem Dekaden-Spannungsteiler eine Fassung angebracht: das Lämpchen ragt nachher durch eine Bohrung der Deckplatte und wird von einem Schirm aus Metallgaze verdeckt. Zur Erläuterung der Abb. 3 sei noch gesagt, daß mit „EL“ die Energiezuführung von den starkdrähtigen Ankopplungswicklungen der Spulengruppen bezeichnet ist und „L“ die Leitung zur künstlichen Antenne unterhalb des Gestells kennzeichnet. Wird der Dekaden-Spannungsteiler nicht eingebaut, so führt „EL“ nur zum Hochfrequenz-Lämpchen und von dort zur Leitung „F“.

Die Spulen-Einheit

Soll der Meßsender nur Bereiche von 200—2000 m erfassen, dann genügen zwei Spulengruppen nach Abb. 4 mit einem sechspoligen Wellenschalter. Soll der Sender später auf Kurzwellen erweitert werden, berücksichtige man schon jetzt die erforderlichen Schaltstellungen des Wellenschalters, der nach Abb. 5 über 20 Pole verfügen



9191

Abb. 5. Spuleneinheit 20—50, 200—2000 m und Umschaltung auf Steckspulen

muß. Die Wickelraten der Spulen L_1 — L_6 stimmen in beiden Abbildungen überein und sind folgender Aufstellung zu entnehmen:

Spulengruppe 200—600 m:	L_1 = 85 W, HF-Litze 30 $\times$ 0,07
Wickelkörper:	20 mm $\varnothing$
L_2 = 25 W, HF-Litze 30 $\times$ 0,07	
(L_1 und L_2 sind Wabenspulen)	L_3 = 5 W, Cu-Draht 1 mm $\varnothing$
Spulengruppe 200—2000 m:	L_3' = 10 W, Cu-Draht 1 mm $\varnothing$
Wickelkörper:	20 mm $\varnothing$
(L_4 und L_5 sind Wabenspulen)	L_6 = 65 W, HF-Litze 10 $\times$ 0,07
Spulengruppe 20—50 m:	L_3'' = 2 1/2 W, Cu-Draht 2 mm $\varnothing$
Wickelkörper:	30 mm $\varnothing$
	L_6 = 7 W, Cu-Draht 1 mm $\varnothing$
	L_7 = 5 W, Cu-Draht 1 mm $\varnothing$

Die Spulen werden mit dem Nockenschalter zu einer Einheit verbunden und nach Abb. 7 dem Sender eingefügt.

Die Schaltfedern sind mit kleinen Buchstaben bezeichnet; die Stellung der Nocken geht aus den unterhalb der Abbildungen befindlichen Übersichten hervor. Die Steckspulen erhalten einen Sockel X (Abb. 7); die Wickeldaten

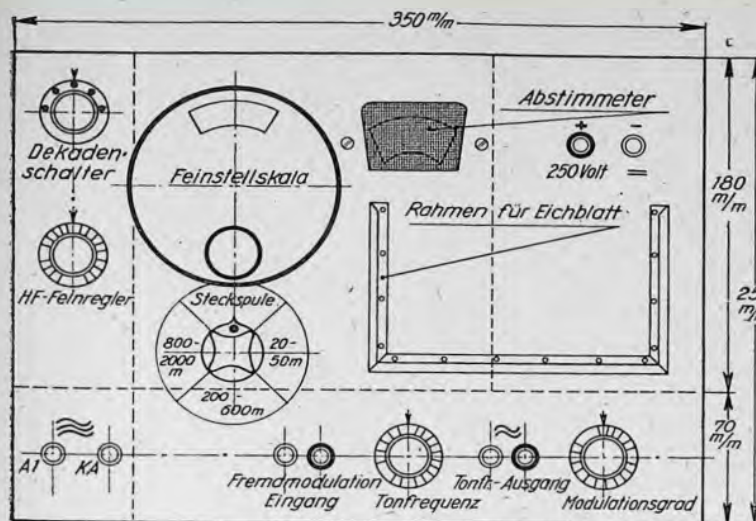


Abb. 6. Anordnung der Bedienungsriffe auf der Frontplatte

sind für die gewünschten Bereiche besonders zu berechnen oder durch Versuch zu ermitteln.

Die Frontplatte

Die Verteilung der Bedienungsriffe auf der Frontplatte in Abb. 6 ist durch den konstruktiven Aufbau des Meßsenders gegeben, sie kann aber trotzdem als äußerst zweckmäßig gelten. Das Gesichtsfeld wird durch die Feinstell-

skala beherrscht, die für einen Meßsender unerlässlich ist. Der Drehkondensator, ein in Kugeln gelagertes, äußerst robustes Fabrikat, wird auf der Rückseite der Frontplatte fest mit dieser verbunden, da er höher liegt, als das Bodengestell. Unter dem Drehkondensator führt die verlängerte Achse des Wellenschalters durch eine Bohrung der Frontplatte zum Schaltknebel. — Das Abstimmeter rechts neben der Skalenscheibe erhält eine Verkleidung aus Metallgaze, um Ausstrahlungen des Senders zu verhindern. Der sich durch den Aufbau ergebende freie Platz zwischen dem niederfrequenten Regelorganen und den Buchsen für den Gleichstromabgriff nützen wir durch Anbringen eines Rahmens zur Aufnahme der späteren Eichblätter aus.

Die Gestell-Oberseite

Beim Aufbau der oberhalb des Gestells liegenden Senderstufen ist zu beachten, daß auch die zu den Röhrensockeln führenden Leitungen im Innern der Abschirmung bleiben und nicht unterhalb des Gestells verlaufen. Für den Sender- und Netzteil sind daher Aufbausockel zu beschaffen (REN 904, RGN 354), dagegen muß der Sockel für den Tongenerator versenkt werden, weil sich letzterer unterhalb des Gestells befindet. Im übrigen gehen aus Abb. 7 alle Einzelheiten des weiteren Aufbaues hervor. Die mit kleinen Buchstaben bezeichneten Schalterkontakte ermöglichen einen bequemen Einbau des Spulensatzes nach Abb. 4 und 5, so daß sich dort die Leitungsführung weiter verfolgen läßt.

An Stelle eines teuren Anodenstrominstrumentes wurde in den Sender ein Abstimmeter eingebaut, das seinen Vollausschlag bei 10 mA erreicht und im Betrieb bis zur Hälfte ausschlägt (der Ruheanodenstrom der REN 904 beträgt etwa 6 mA, im Schwingungszustand ist er etwas niedriger). Das Abstimmeter erhält eine rückwärtige Beleuchtung, da es als Schattenzeiger arbeitet, besitzt aber dennoch eine Skalenteilung; die Beleuchtung ist insofern doppelt nützlich, als sich andererseits die Einschaltstellung des Netzschalters erkennen läßt.

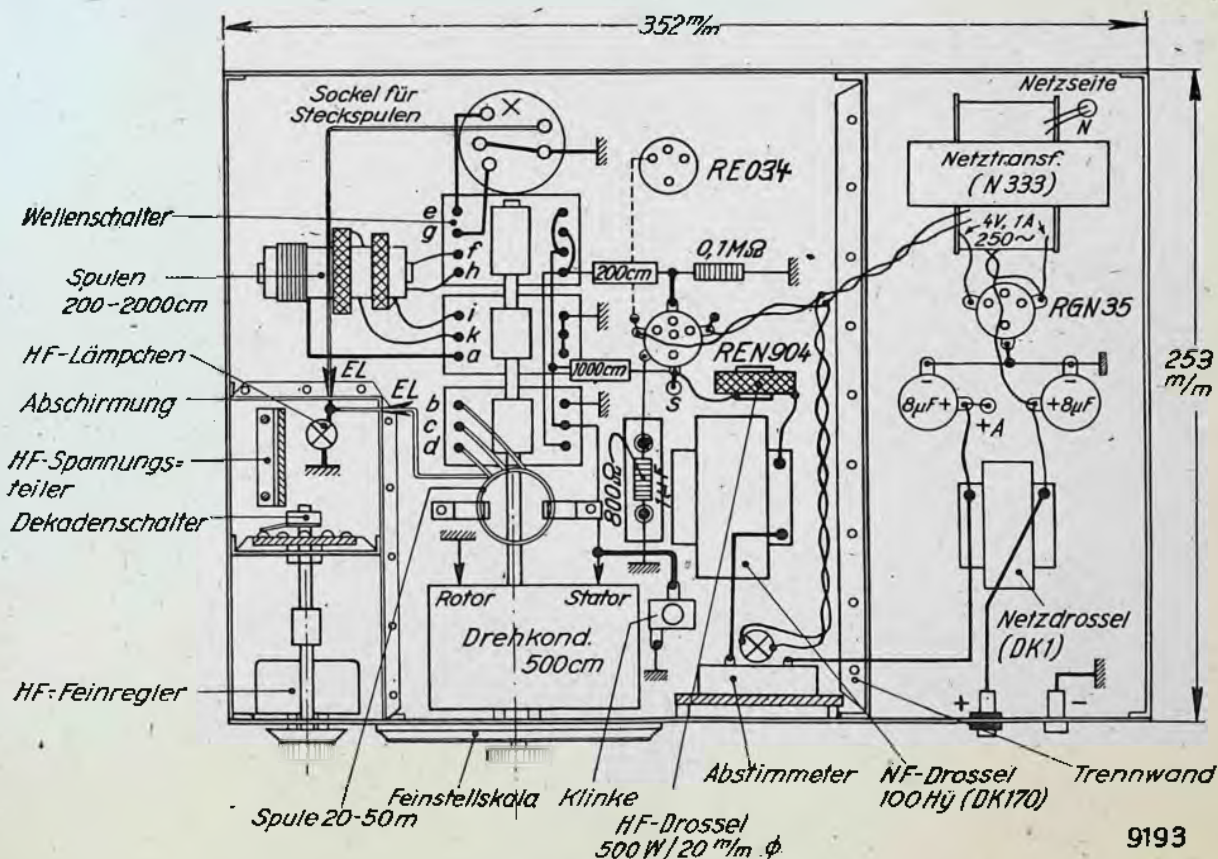


Abb. 7. Der Meßsender von oben

Im Senderteil ist schließlich noch die Anbringung einer Klinkensteckvorrichtung zu erwähnen, die an einem Winkelstück so erfolgen muß, daß der Statoranschluß des Drehkondensators von oben (durch die Deckplatte hindurch) zu erreichen ist. Dieser Abgriff wird für besondere Messungen benötigt, auf die später noch ausführlich eingegangen wird. Auch hier sei nochmals auf unbedingt starre und selbst durch starke Inanspruchnahme unveränderliche Lage aller Bau- und Schaltelemente hingewiesen, damit sie sich später nicht als Eichverstimmungen auswirken können.

Im Negteil sind an den Außenwänden Lüftungslöcher vorzusehen, die ein Durchstreichen der Luft ermöglichen. Die Wände werden allerdings erst nach der ersten versuchsweisen Inbetriebsetzung des Senders angebracht.

Die Gestell-Unterseite

Abb. 8 zeigt die unterhalb des Gestells anzuordnenden Teile, von denen der Netzeingang und die künstliche Antenne zum Schluß mit Abschirmwänden zu umgeben sind. Der Netzschalter und der Sicherungsschalter sind seitlich zugänglich, alle übrigen Bedienungsgriffe liegen vorn. Für die Hochfrequenzspannung sind zwei Klinken vorgesehen, deren erste über die künstliche Antenne (Widerstand — Selbstinduktion — Kapazität) führt, die andere eine direkte Entnahme ermöglicht. Klinkenstecker haben für die hochfrequenten Energieleitungen den Vorteil, daß sie weit innerhalb der Abschirmung liegen und so keine Hochfrequenz ausstrahlen, ferner dient der äußere Panzer des Steckkabels zugleich als Erdkontakt, so daß in der Abschirmung keine Lücke entsteht.

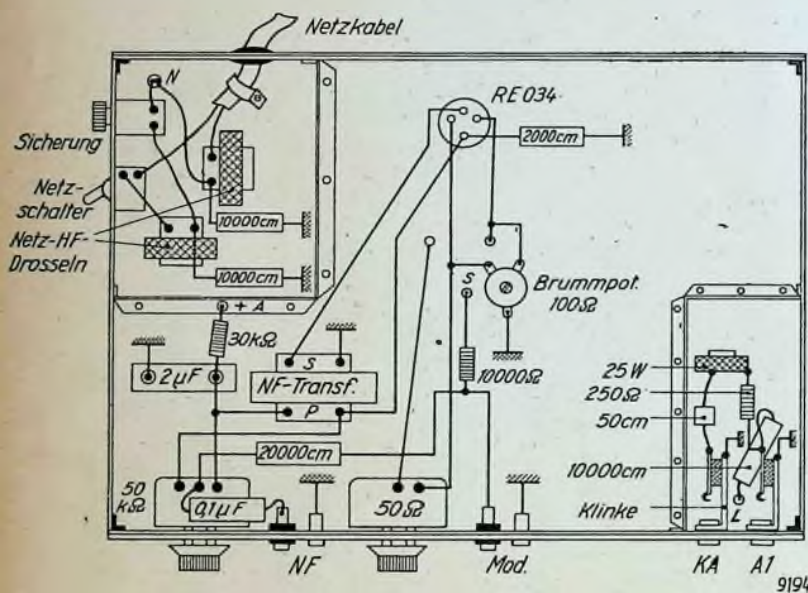


Abb. 8. Die Unterseite des Meßsenders

Weniger wichtig ist die Abschirmung der niederfrequenten Abgriffe, obwohl empfindliche Verstärker bereits statisch beeinflusst werden, wenn derartige Kopplungen möglich sind. Immerhin genügen zum Anschluß die üblichen Isolierbuchsen, dagegen werden die Steckkabel abgeschirmt ausgeführt. Der Modulator, bestehend aus dem Niederfrequenz-Transformator und den Regelorganen, erhält außer dem im Schaltbild vorgesehenen Ausgang für Tonfrequenz einen Eingang für Fremdmodulation (durch Schallplatten). Die Tonfrequenz, die durch Heizspannungsregelung an dem 50-Ω-Drehwiderstand beeinflusst wird, muß eine Ausschaltstellung besitzen, da bei der Fremdmodulation die Tonmodulation noch durchdringt, selbst wenn der 50-kΩ-Regler (als Amplitudenregler anzusehen) in der Nullstellung steht.

Erste Inbetriebsetzung

Die Vorprüfung des soweit fertiggestellten Senders geht vorerst ohne Seitenwände, Rückwand, Boden- und Deckplatte vor sich, um ungehindert zu allen Teilen zu gelangen, die bei auftretenden Mängeln zu untersuchen sind. Wir prüfen nach dem Einschalten des Senders:

1. die vom Netzgleichrichter gelieferte Spannung an den hierfür vorgesehenen Buchsen (250 Volt) mit einem Drehspulinstrument und achten darauf, daß die Spannung auch nach der Erwärmung der Senderröhre nicht unter 220 Volt sinkt;

2. prüfen wir den Tongenerator mit einem Kopfhörer an den Buchsen „≈“ für die Entnahme der Tonfrequenz und drehen den Heizwiderstand von 50 Ω in die Endstellung (volle Heizspannung) und den Amplitudenregler (Modulationsgrad) auf größte Lautstärke, wobei sich der tiefste Ton ergibt (etwa 20 Hz und weniger); der Entbrummer kann auf den schwächsten Neuton eingestellt werden, wenn die Sekundärwicklung des Niederfrequenz-Transformators 1:4 vorübergehend kurzgeschlossen wird. Die Prüfung des Lautstärkereglers erfolgt nur auf seine Wirksamkeit, dagegen soll in der linken Endstellung des Heizwiderstandes (kurz vor der Ausschaltstellung) die höchste Tonfrequenz erzeugt werden und, falls der Ton bereits früher, z. B. nach ½ Umdrehung, abreißt, ist der Gesamtwiderstand für den Regelbereich zu groß und muß durch Parallelschalten eines Festwiderstandes zwischen 200 Ω und 50 Ω auf den richtigen Wert herabgesetzt werden.

3. folgt die Kontrolle des eigentlichen Senders auf konstantes Schwingen sämtlicher Wellenbereiche. Durch das Hochfrequenz-Lämpchen ist sofort erkennbar, an welchen Punkten der Abstimmkala die Schwingungen schwächer werden oder ganz aussetzen und wir müssen unter Umständen an den Spulen kleine Veränderungen treffen, die diese Übelstände beheben. Die Wickeldaten selbst zu berichtigen, ist nur beim Kurzwellenbereich angebracht, während wir auf allen übrigen Bereichen mit einer Änderung der Spulenabstände auskommen. Natürlich sind kleine Schwankungen des Hochfrequenz-Lämpchens nebensächlich und nur dann sind Korrekturen an den Spulen angezeigt, wenn das Licht fast ganz oder überhaupt erlischt. Daneben muß noch auf Überrückkopplungen geachtet werden, die bevorzugt am Anfang der Wellenbereiche, d. h. bei kleinen Drehkondensator-Anfangswerten aufzutreten pflegen und die am Lämpchen zwar durch eine beträchtliche Schwächung der Leuchtkraft aber sonst durch nichts erkennbar sind. Man muß also:

4. den Sender mit einem Empfänger auf allen Bereichen abhören, um festzustellen, ob nicht unerwünschte Überkopplungen zu Heultönen führen, wobei von dem Sender nur ein, sich über ein breites Band erstreckendes Krächzen und Zischen zu hören ist. Daneben muß das Abhören erfolgen, um die Modulation zu prüfen, um festzustellen, ob der Regler für die Einstellung des Modulationsgrades arbeitet und schließlich bleibt die Fremdmodulation durch Anschluß eines Schallplattenwerkes über einen entsprechenden Verstärker zu prüfen übrig.

Die Eichung

Die eichgenaue Festlegung der Niederfrequenz wird für die meisten späteren Verwendungszwecke des Meßsenders unwesentlich sein, jedoch ist wenigstens für die Frequenz 400 Hz eine Marke anzubringen, da dieser Ton für die meßtechnische Untersuchung von Empfängern wichtig ist. Diese Tonfrequenz, wie gegebenenfalls die gesamte Eichung, wird mit einem Musikinstrument (Klavier) ermittelt.

Die Größe der mit dem Drehspannungsteiler entnehmbaren Niederfrequenz ist an den Buchsen „ $\approx$ “ mit einem Tonfrequenzmesser zu ermitteln und für die Skalenteilung dieses Bedienungsknopfes zu einer Tabelle zusammenzustellen. Natürlich hat die vorgenommene Spannungseichung nur für die bei der Eichung eingestellte Frequenz Gültigkeit, so daß wir uns auch hier auf die Frequenz von 400 Hz festlegen.

Die Eichung der Hochfrequenz auf den einzelnen Wellenbereichen kann sich entweder nur auf ganz bestimmte, häufig benötigte Eichpunkte erstrecken, oder wir nehmen für jeden Bereich eine Eichkurve auf. Für ein Präzisionsinstrument, wie es ein Meßsender darstellt, erscheint es allerdings angebracht, eine Eichkurve aufzunehmen und aus dieser die wichtigsten Abgleichpunkte in eine besondere Übersichtstabelle zu übertragen. Die Eichung läßt sich nach einem geeichten Hilfssender oder nach dem Empfang bekannter Rundfunksender vornehmen. Mit einem Empfänger werden die zur Eichung benötigten Punkte verglichen, d. h. nachdem auf eine bekannte Frequenz oder Welle abgestimmt wurde, ist der Meßsender an den Empfänger mit möglichst loser Kopplung anzuschließen und die Einstellung zu suchen, in der im Empfänger der Ton des Meßsenders vernehmbar ist. Die Einstellung der Feinstellskala kann daraufhin in dem Kurvenblatt mit der bekannten Frequenz bezeichnet werden.

Wer sich mit diesen Messungen befaßt, bedarf sicher keiner besonderen Hinweise über die Aufnahme der Eichung, doch sei bemerkt, daß mit dem Empfänger nicht abhörbare Wellenlängen am Prüfsender auf Grund von Harmonischen zu eichen sind. Neben der Einstellung des

Prüfsenders auf die Welle des empfangenen Senders macht sich ein Überlagerungspfeifen nämlich auch dann bemerkbar, wenn der Prüfsender auf die doppelte Wellenlänge (halbe Frequenz), die dreifache Wellenlänge ($\frac{1}{3}$ der Frequenz) usw. eingestellt ist.

Die Bestimmung der vom Meßsender gelieferten Hochfrequenzspannung geht nach Abb. 9 äußerst einfach vor sich. Das Hochfrequenzlämpchen wird mit einer zweiten, völlig übereinstimmenden Lampe verglichen. Letztere ist mit einer Gleichspannung (Akkumulator) zu betreiben, und über einen Drehwiderstand wird die gleiche Helligkeit gegenüber der Hochfrequenzlampe eingeregelt; dann stimmt der Effektivwert der Hochfrequenzspannung mit der am Gleichspannungsmesser *b* angezeigten Gleichspannung überein. Die am Regler abgegriffenen Teilspannungen sind nach dem Spannungsteilerprinzip zu

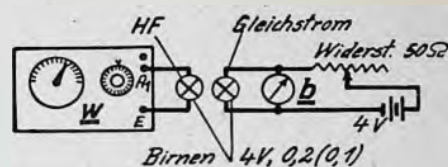


Abb. 9. Bestimmung der Hochfrequenz-Ausgangsspannung

berechnen. Ergeben sich für die ausgangssseitige Hochfrequenzspannung z. B. 2 Volt, so greifen wir mit dem Dekadenschalter folgende Werte ab: 2 Volt, 0,2 Volt, 20 mV, 2 mV, 200 μ V und mit dem Feinregler Werte bis zu wenigen μ V herab.

Zeichnungen vom Verfasser

(Fortsetzung folgt.)

Liste der Einzelteile

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

Nr.	Stück	Einzelteil	Kennzeichen	Größe	Nr.	Stück	Einzelteil	Kennzeichen	Größe
1	1	Drehkondensator		500 cm	27	1	Drehspannungsteiler	DP 182	lin. 50 k Ω
2	1	Feinstellscheibe m. Nonius			28	1	Drehspannungsteiler	DP 182	lin. 50 Ω
3	1	Spulensatz	L_1, L_2, L_3 L_4, L_5	nach Abb. 4	29	1	Brummpotentiometer		100 Ω
4	1	Spulensatz f. Kurzweile ...		nach Abb. 5	30	1	Becherkondensator	63974	2 μ F 1000 V =
5	1	Wellenschalter		10 Schaltstellungen	31	1	Wickelkondensator		0,1 μ F 1500 V =
6	1	NF-Drossel	DK 170	100 Hy	32	1	Wickelkondensator		20 000 cm,
7	1	HF-Drossel, Wabenspule ..		500 Windung.	33	1	Wickelkondensator		1500 V =
8	1	Abstimmeter	S 3	10 mA	34	1	Hochohmwiderstand		2000 cm,
9	1	Becherkondensator	63975	1 μ F 1000 V =	35	1	Hochohmwiderstand		1500 V =
10	1	Wickelkondensator		1000 cm,	36	1	Röhrensockel (Europa-sockel)		30 k Ω 1 Watt
11	1	Wickelkondensator		1500 V =	37	1	Röhrensockel (Europa-sockel-Aufbauform)		10 k Ω 1 Watt
12	1	Hochohmwiderstand		200 cm, 1500V =	38	2	Isolierbuchsen		vierpolig
13	1	Hochohmwiderstand		0,1 M Ω , 1 Watt	39	2	Erdbuchsen		
14	1	Hochohmwiderstand		800 Ω , 1 Watt	40	1	Netzteil:		
15	1	Röhrensockel (Europa-sockel-Aufbauform)		fünfpolig	41	1	Netz-Drossel	DK 1	30 mA.
16	1	Klinke					Netz-Transformator N 333	Anodenwicklung:	250 Volt
17	1	Lämpchen (Beleuchtung d. Abstimmers)		4 V 0,2 Amp.				1. Heizwicklung:	4 V 1 Amp.
18	1	Röhre Ren 904						2. Heizwicklung:	4 V 3 Amp.
19	1	HF-Spannungsteiler:			42	1	Netz-HF-Drossel		
20	1	Drehspannungsteiler	DP 181	lin. 50 Ω	43	2	Elektrolytkondensatoren ..	64145	8 μ F, 450 V
21	1	Rastenschalter		5 Schaltstellungen	44	2	Wickelkondensatoren		10 000 cm,
22	1	Wickelkondensator		10 000 cm,	45	1	Sicherungshalter m. Sicherung		1500 V =
23	1	Wickelkondensator		1500 V =	46	1	Röhrensockel (Europa-sockel-Aufbauform)		0,5 Amp.
24	1	Hochohmwiderstand		50 cm, 1500 V =	47	1	Isolierbuchse		vierpolig
25	2	Klinken		250 Ω , $\frac{1}{2}$ Watt	48	1	Erdbuchse		
26	1	Fassung für 4 V-Lämpchen			49	1	Röhre RGN 354		
	1	Lämpchen		4 V 0,2 Amp.					
		Niederfrequenzteil:							
		NF-Transformator		1:4					

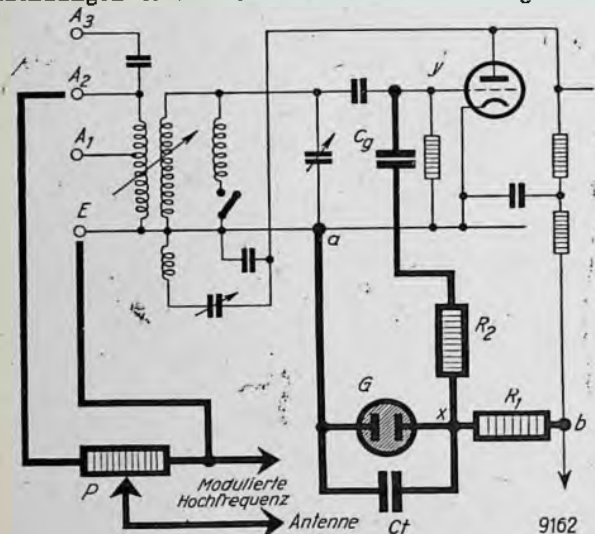
Einfacher Prüfsender mit dem DKE 1938

Zum guten Abgleich von Mehrkreis-Empfängern und zur Einzelprüfung von Hochfrequenz-Stufen ist ein besonderer Prüfsender kaum zu entbehren, es fehlen jedoch für den Aufbau oft die Mittel, die an sich auch ungern für ein Gerät aufgewendet werden, das nur zeitweise gebraucht wird. Es sei hier deswegen über Versuche zur Benützung des DKE als Prüfsender berichtet und eine praktisch erprobte Schaltung dafür beschrieben.

Eine unmodulierte Hochfrequenzspannung kann man im Prinzip von jedem Rückkopplungs-Empfänger entnehmen; dazu ist es nur erforderlich, die Rückkopplung so fest zu machen, daß der Empfänger in Selbsterregung gerät.

Selbst ein einfacher Prüfsender muß aber eine modulierte Hochfrequenz-Spannung liefern, wenn alle Mehrkreisempfänger damit abgeglichen und geprüft werden sollen. Um das als Prüfsender zu verwendende Gerät jedoch daneben auch für die weiteren Zwecke, denen es eigentlich dient, bereit zu haben, sollen möglichst wenig Änderungen vorgenommen werden. Aus diesem Grunde erschien zunächst die geeignete Modulations-Methode fraglich. Um den Gitterkreis weitgehend unverändert zu lassen, wurde zunächst die Anodenstrom-Modulation (Heising-Modulation) derart versucht, daß die Tonfrequenzspannungen einfach dem Anodenwiderstand der Audioröhre parallelgeschaltet wurde. Dadurch wurde jedoch die hochfrequente Schwingungsfähigkeit der Röhre so gestört, daß sich an mehreren Stellen des zu fordernden Frequenzbereiches Schwinglücken zeigten. Die daraufhin versuchte Gitterstrommodulation brachte befriedigendere Ergebnisse. Zur Erzeugung der Modulationsspannung wurde die Glühlampenschaltung wegen ihres einfachen und billigen Aufbaues verwendet. Die bei dieser Schaltung stärker auftretenden Obertöne sind für das Anwendungsgebiet unseres Prüfsenders nicht störend.

Die praktisch erprobte Schaltung zeigt die Abbildung. Es ist dort nur der Hochfrequenzteil des DKE gezeichnet, die zusätzlich erforderlichen Einzelteile und Verbindungen sind mit stärkeren Linien eingezeichnet.



Die Tonfrequenz wird in bekannter Weise mit der Glühlampe G, dem Widerstand R_1 und dem Kondensator C_f erzeugt. Vom Punkte x wird ein Teil dieser Spannung über den Widerstand R_2 und den Kondensator C_g an das Gitter der Röhre geführt. Um den Schwingungskreis des als Prüfsender benutzten DKE nicht unzulässig zu dämpfen, erhält R_2 mit $5\text{ M}\Omega$ einen hohen Wert; C_g dient zur Fernhaltung der Gleichspannung vom Steuergitter der Röhre, deswegen ist hier ein Kondensator mit besonders guter Isolation einzusetzen, solche mit Papierisolation reichen nicht aus!

Die modulierte Hochfrequenz kann nun von den Erd- und Antennen-Buchsen des DKE abgenommen werden und auf Wunsch mit einem Drehspannungsteiler (P) noch unterteilt werden. Da es sich hier nur um einen Prüfsender und nicht um einen Meßsender handelt, erscheint eine Messung der Hochfrequenz-Spannung überflüssig.

Bei der praktischen Ausführung werden die zusätzlichen Teile für die Modulation am besten in ein kleines Metallkästchen eingebaut. Wichtig ist, daß auch die Glühlampe G mit eingebaut wird, damit diese nicht irgendwelchen Lichteinflüssen ausgesetzt wird. Bei Lichteinstrahlung ändert nämlich die Glühlampe ihren inneren Widerstand und damit die Tonhöhe, wodurch eventuell auch der Modulationsgrad geändert werden kann; bei starker Sonnenbestrahlung z. B. können die Tonschwingungen sogar aussetzen. P kann mit in das gleiche Metallkästchen eingesetzt werden, wenn es vollständig vom Modulationsteil abgeschirmt wird. Der Verbindungspunkt a ist die Minusleitung des DKE (linker Kontakt des „Entbr.“); b ist mit der Plusanodenspannung zu verbinden, am besten bei den Lautsprecherkontakten; diese beiden Kontakte werden kurzgeschlossen, damit der Modulationston nicht im DKE-Lautsprecher hörbar wird, womit er erheblich stören würde. Der in der Abbildung mit y bezeichnete Anschlußpunkt, also das Gitter der Röhre, befindet sich in dem kleinen Abschirmkästchen, das drei Kontakte des Röhrensockels umkleidet, der mittlere Kontakt ist der Gitteranschluß, es braucht aber nicht direkt an diesen Röhrensockelkontakt angeschlossen werden, sondern an das Anschlußdrähtchen des Gitterkondensators im DKE. C_f und R_2 sollen nicht mit in das Metallkästchen für den Modulationszusatz eingebaut werden, sondern vielmehr so dicht wie möglich an den Punkt y herangeführt und mit weitem Abschirmschlauch umkleidet werden. Die Anschlüsse a , b und y werden mit Krokodilklemmen versehen, so daß der Modulationszusatz jederzeit leicht abgeschaltet werden kann.

Bei der praktischen Anwendung dieses Prüfsenders wird die Hochfrequenz-Spannung der Antennen- und Erdbuchse des abzugleichenden Empfängers zugeführt. Erforderlich ist ein Ausgangsmeßinstrument (z. B. Siemens Multizett) oder ein einfaches Zusatzgerät für ein Milliampereometer, wie es hier schon beschrieben wurde¹⁾.

Sind die einzelnen Kreise des Empfängers erheblich gegeneinander verstimmt, so werden diese zunächst mit der Hauptwelle des Prüfsenders im C- und L-Abgleich ungefähr auf gleiche Werte gebracht. Für den genauen Abgleich wird dann eine Oberwelle des Prüfsenders verwendet. Wegen der Eindeutigkeit und schmalen Ausstrahlung ist eine Oberwelle zum genauen Abgleich geeigneter als die Grundwelle, die wegen der Spulenverhältnisse im DKE keine so günstige Kurvenform aufweist wie die Oberwellen. Es gilt dies besonders im Mittelwellenbereich. Der C-Abgleich findet gewöhnlich bei etwa 1200 kHz (Gleiwitz oder Nürnberg) statt, während der L-Abgleich bei etwa 500 kHz (Stuttgart oder Prag) erfolgen soll.

Selbst der Kurzwellenteil eines Gerätes kann mit dem beschriebenen Prüfsender abgeglichen werden, und zwar ebenfalls mit der Verwendung von Oberwellen. Man braucht dann für C- und L-Abgleich nur eine Grundwelle einzustellen, diese muß jedoch im Mittelwellenskalaenteil des Prüfsenders im Bereich von 0 bis 10 liegen; bei den praktischen Versuchen konnten z. B. bei einer Grundwelle auf dem MW-Skalenpunkt von 8° im KW-Bereich an sieben Stellen Oberwellen festgestellt werden.

Es ist zweckmäßig, den Prüfsender in einiger Entfernung vom Prüfling aufzustellen (etwa $\frac{1}{2}$ bis 1 m) und die Hochfrequenz-Spannung führende Zuleitung in Sinep-ter zu verlegen. Jedenfalls darf während des Abgleichs

¹⁾ Vgl. „Funk“ 1937, Seite 650.

am Prüfsender nicht das geringste verändert werden, um die erzeugte Hochfrequenz-Spannung möglichst konstant zu halten. Die Höhe dieser Spannung ist sehr vom Kopplungsgrad der eigentlichen Antennenspule und der Rückkopplung im DKE abhängig. Die Antennenkopplung wird am besten etwa 10° von der festesten Ankopplung zurückgedreht und für die Rückkopplungseinstellung macht man zweckmäßig einige Vorprüfungen. Der Ausgangsspannungsmesser am untersuchten Gerät kann sehr gut zur Anzeige einer Zu- oder Abnahme der Hochfrequenz-Spannung bzw. deren Modulation benutzt werden, solange am zu prüfenden Gerät nichts geändert wird.

Der Modulationston ist leicht zu ändern, wenn für R_1 ein veränderlicher Widerstand eingebaut wird. Dabei wird man finden, daß der Modulationsgrad von der Tonhöhe abhängt; dies liegt nicht nur daran, daß sich die Tonfrequenzspannung in der Glimmlampenschaltung mit der Schwingungszahl ändert, sondern vor allen Dingen auch am frequenzabhängigen Widerstand des Kondensators C_g , der z. B. bei 100 pF für 400 Hz einen Widerstand von rund 4 M Ω darstellt, während beispielsweise bei 5000 Hz nur noch ein Widerstand von rund 0,3 M Ω bei C_g wirksam ist; das ist also gegenüber dem Wert von R_2 kaum noch von Einfluß.

Auch die Zwischenfrequenzwelle von 468 kHz kann als Oberwelle mit unserm Prüfsender erzeugt werden (roter Skalenbereich, etwa 20°). Hierbei ist jedoch zu beachten, daß beim Durchdrehen der Prüfsenderskala auch andere Frequenzen vom Empfänger aufgenommen werden als

die der Zwischenfrequenz, wenn die Hochfrequenz-Spannung nicht unmittelbar an ein Zwischenfrequenz-Filter gelegt wird. Wegen der geringen Stärke der Oberwelle ist es aber zweckmäßig, auch die Zwischenfrequenz unmittelbar an das Steuergitter der Mischröhre zu legen. Die wirkliche Zwischenfrequenz ist leicht daran zu erkennen, daß sich die Ausgangsleistung bei der Bedienung der Empfängerskala nur sehr wenig ändert. Die Zwischenfrequenzteile sollen abgeglichen werden bei Stellung auf Mittelwellen des Empfängerbereichschalters, wobei der Skalenzeiger bei etwa Köln bis Wien stehen soll.

E. W. Stockhusen.

Liste der Einzelteile

Nr.	Stück	Art	Symbol	Größe
1	1	Universal-Glimmlampe ...	G	Type UR 110
2	1	Glimmerkondensator	C_g	100 pF
3	1	Röhrchenkondensator	C_t	1 bis 5 nF je nach gewünschter Tonhöhe
4	1	Hochohmwiderstand	R_1	1 bis 2 M Ω
5	1	desgl.	R_2	5 M Ω /0,5 Watt
6	1	Drehspannteiler	P	10 k Ω
3		Krokodilklemmen, etwa 50 cm		Sinepertleitung, etwa 10 cm weiten Abschirmschlauch und Gummiader- litze

Zur Antennenfrage

Die wärmere Jahreszeit ist die gegebene zur Revision, Verbesserung oder zum Neubau der Antenne. Gerade in den Monaten der größeren Störungen fragt man sich oft, wie man zu einem störungsfreieren Empfang kommen kann, und viele wissen noch nicht, daß die Mehrzahl der bemerkten Störungen über die Antenne kommen, sofern es sich um Systeme handelt, die nur als Behelfsantennen anzusprechen sind. Auch ist die Meinung irrig, große, sog. Spitzengeräte bedürfen keiner besonderen Antenne, da ihre Leistung ohnehin ausreiche, um genügenden Fernempfang zu erzielen; gerade diese Geräte können ihre große Leistungsfähigkeit vielmehr erst dann entwickeln, wenn ihnen der richtige „Fühler“ gegeben wird, durch den sie mit dem „Äther“ in Verbindung kommen unter Umgehung nahe gelegener Störungsquellen.

Zu unterscheiden sind einerseits die Horizontalantennen und andererseits die Vertikalantennen. Die wesentliche Frage bei beiden Systemen ist die örtliche Lage des freien Anfangspunktes des eigentlichen Antennenleiters. Bei Horizontalantennen — das sind in der Mehrzahl ausgespannte Drähte — versteht man darunter den Abspannpunkt am Isolator und bei Vertikalantennen den Punkt, wo der Antennenleiter — meist Stab, Korb, Reuse oder dergl. — an seinem tiefsten Punkt endet. Es ist nun wichtig, daß dieser freie Anfangspunkt, denn dieser ist bei den meisten Konstruktionen hinsichtlich der Störanfälligkeit der gefährdete, nicht in die Nähe von irgendwelchen Metallteilen oder Bauten kommt. Als Mindestabstand soll hier die Zahl von 5 Meter genannt werden. Selbstverständlich ist, daß diese Erwägungen für den gesamten Antennenleiter gelten. Als Ableitung, das ist die Zuführung vom Antennenleiter zum Apparat, sollte in allen Fällen, wo Störmöglichkeiten vorliegen, abgeschirmtes Kabel verwendet werden. Störmöglichkeiten sind: Blechdächer, Dachrinnen, Bligableiter, Masten, Telefon und Starkstromdrähte, sonstige Leitungen, kurz gesagt, irgendwelche elektrische Leiter und Halbleiter. Halbleiter ist z. B. auch nasses Mauerwerk und Bäume u. dergl.

Das abgeschirmte Kabel, dessen Mantel sehr gut, möglichst an zwei und mehr Stellen, geerdet werden soll,

muß unmittelbar bis zur Antennenbuchse des Apparats ohne Unterbrechung geführt werden. Unterbrechungen, die konstruktiv nötig sind (Bligschut oder sonstige Schalter), müssen ebenfalls abgeschirmt sein, denn die ganze Abschirmung einer Antennenzuführung ist zwecklos, wenn sie an irgendeiner Stelle nur auf ein kleines Stück unterbrochen sein sollte. Die Länge einer solchen Abschirmleitung kann ohne weiteres bis zu 20 m ausgelegt werden, bei größeren Längen verwendet man mit Vorteil am Anfang und am Ende der Leitung einen Übertrager, der die Spannung auf der Leitung herabsetzt und am Ende der Leitung wieder heraufsetzt. Der Zweck dieser Einrichtung ist der, die durch die Kapazität der Leitung bedingten Verluste kleinzuhalten, da die Verluste, die durch diese Kapazität auftreten, mit Spannung wachsen. Es gibt zweifellos Fälle, wo man ohne Abschirmkabel ausreichende Störfreiheit erzielen kann, nämlich dort, wo keine Störquellen der geschilderten Art vorliegen, wenn man mit der Ableitung der Antenne auf dem ganzen Weg bis zum Apparat nicht weniger als etwa fünf Meter Abstand zu allen Metall- oder Halbleiterteilen einhalten kann. Dies gilt speziell für Siedlungshäuser, in deren unmittelbarer Nähe ja meist auch keine direkten Störer wie Motoren oder sich häufig öffnende und schließende elektrische Schalterkontakte vorhanden sind.

Hand in Hand mit einer guten Antenne im Dienste der Störenbefreiung arbeitet aber auch eine wirksame Störsperre, die zwischen Netz und Apparat geschaltet werden muß. Ein großer Teil der Störungen gelangt bekanntlich über die Negleitung in den Apparat, und dies könnte die beste Antenne hinsichtlich deren Störungsfreiheit in ihrer Wirkung schwächen. Bei den meisten größeren Apparaten ist eine derartige Störsperre eingebaut und hinreichend groß bemessen; in den anderen Fällen ist eine derartige Störsperre aber ohne Schwierigkeit anzubringen. Anregungen dazu sind an dieser Stelle ja schon auch im Rahmen größerer Beschreibungen gegeben worden.

FW-Ratschläge

Entwurf und Bau von Geräten

Wer sich nach eigenen Ideen die Schaltung für ein Gerät zusammengestellt hat oder eine gegebene Schaltung abändert, der tut gut daran, vor dem Bau des Gerätes die endgültige Schaltung genau und möglichst übersichtlich aufzuzeichnen. Man verwendet dazu am besten kariertes Papier, denn mit Hilfe der dünnen Gitterlinien läßt sich auch aus freier Hand eine einigermaßen saubere Schaltskizze entwerfen. Man prüfe auch noch einmal die Werte der Kondensatoren, Widerstände usw. nach, ob sie mit denen übereinstimmen, die man einzubauen beabsichtigt.

Die nächste Aufgabe besteht dann darin, die Anordnung der Einzelteile auf dem Chassis und gegebenenfalls auf der Frontplatte festzulegen. Da kann man es häufig erleben, daß die schönen Platten durch Anrißlinien verziert werden oder gar, daß auf Pertinaxplatten mit einem Bleistift herumgefahren wird. Viel besser, einfacher und zugleich genauer geht man auf folgende Weise vor: Man schneidet aus Millimeterpapier Bogen aus, die in ihrer Größe mit den Abmessungen des Chassis bzw. der Frontplatte übereinstimmen. Anstatt auf den Platten selbst kann man nun auf den Millimeterbogen sehr bequem die Anordnung der Einzelteile ausprobieren und die erforderlichen Bohrungen sofort mit Bleistift markieren. Dabei kommt der Vorteil der Millimetereinteilung sehr zu Hilfe. Will man etwas abändern, so genügt ein Radiergummi — schon ist der Schaden behoben, und keine häßlichen Anrißlinien bleiben zurück. Neben den angezeichneten Mittelpunkten der Bohrungen wird gleich der Durchmesser des zu bohrenden Loches angeschrieben, damit beim Bohren nichts falsch gemacht werden kann. Um diesen Durchmesser richtig angeben zu können, braucht man übrigens unbedingt eine Schublehre, die in keiner Bastlerwerkstatt fehlen sollte und in einfacher Ausführung schon für wenig Geld zu haben ist.

Ist der Bohrplan fertiggestellt, so wird er an den vier Ecken mit Cohesan auf die zu bohrende Platte aufgeklebt. Cohesan ist in Tuben im Handel erhältlich; wer es nicht bekommt, kann sich einen ähnlichen Klebstoff durch Auflösen von Trolitul in Tetrachlorkohlenstoff herstellen. Beide Klebemittel haften sowohl auf Papier als auch auf Pertinax oder Aluminium. Nach dem Aufkleben des Millimeterbogens werden die Mittelpunkte der Bohrungen angekört; darauf wird der Bohrplan wieder abgenommen. Die an der Platte haftenden Reste des festgewordenen Cohesan lassen sich leicht von dieser abspalten, ohne daß die Platte beschädigt wird. Beim Bohren legt man den Bohrplan neben sich hin, um den Durchmesser der jeweilig vorzunehmenden Bohrung ablesen zu können. Nach dem Bohren vergesse man nicht das Entgraten; hierfür nimmt man bei den kleineren Löchern einen Krauskopf und bei den großen einen Dreikantschaber.

Beim Schalten ist es ratsam, zur Isolation der Leitungen hellen (z. B. gelben) Isolierschlauch bzw. Schaltaht mit heller Isolation zu verwenden (sofern nicht aus besonderen Gründen verschiedene Farben nebeneinander zweckmäßiger sind), da man dann Schmorstellen viel besser erkennen kann als bei dunkelfarbiger Isolation. Im übrigen soll man jede fertige Verbindung in der anfangs aufgezeichneten Schaltung mit einem Farbstift nachziehen; dann kann es nicht vorkommen, daß bei der Verdrahtung eine Leitung vergessen wird. Beim Anlöten eines Drahtes an eine Lötöse ist zu bedenken, daß man diese Verbindung unter Umständen auch einmal wieder lösen will. Es empfiehlt sich deshalb nicht, den Draht fest

um die Lötöse herumzubiegen oder gar mehrmals herumzuwickeln, sondern die Leitung ist nur so zu biegen, daß sie gerade festhält, aber bei Bedarf ohne Schwierigkeiten abgelötet werden kann.

Hans S. Suhr.

Hilfsmittel für Prüfzwecke

In der Abbildung ist eine Reihe von Lampenfassungen verschiedener Größe gezeigt, die, mit einer Ausnahme, mit Steckern im Normalabstand von 19 mm versehen sind. Solche Steckerfassungen können sowohl zum Prüfen der Glühbirnen selbst als auch zum Nachweis von Spannungen verwendet werden. Die Abbildung zeigt ganz rechts eine Fassung mit Normal-Edisongewinde, die im Handel erhältlich ist. Die drei folgenden Fassungen wurden selbst mit einem Steckerunterteil versehen, das aus einer runden Pertinaxscheibe mit den erforderlichen Bohrungen und zwei Steckerstiften besteht. Die zweite Fassung von rechts auf der Abbildung besitzt Klein-Edisongewinde; die dritte und vierte sind Zwergfassungen (für Taschenlampenbirnen). Der Unterschied zwischen diesen beiden besteht darin, daß die eine Fassung ebenfalls 4 mm-Steckerstifte im Abstände 19 mm enthält, während die andere zum Einstecken in die Heizbuchsen von vier- und fünfpoligen Stiftröhrenfassungen bestimmt ist. Sie besitzt daher zwei 3 mm-Steckerstifte im Abstände 16 mm. Die Abbildung zeigt schließlich noch das Osram-Vakublig-Übergangsgewinde, das ein Normal- und ein Zwerggewinde aufweist und für Versuche hin und wieder ganz nützlich ist.



Lampenfassungen als praktische Hilfsmittel

Auch aus einer Stab-Taschenlampe läßt sich ein kleines Prüfgerät herstellen, sofern diese aus Isoliermaterial besteht. Man bohrt in der Mitte des Bodens der Isolierhülle ein Loch von 3 mm Durchmesser und befestigt hier einen 4 mm-Steckerstift, dessen Gewindeansatz im Innern der Isolierhülle nur wenig hervorsteht. Dann schneidet man aus dünnem Aluminiumblech eine kreisförmige Scheibe, die genau in das Innere der Lampe hineinpaßt und auf den Boden der Isolierhülle unter die Feder gelegt wird, um eine leitende Verbindung zwischen dem Steckerstift und der Feder und dadurch mit dem Minuspol der Batterie herzustellen. Nun wird an das Muttergewinde für die Taschenlampenbirne ein einadriges Kabel (am besten Gummiaderlitz) angelötet und durch eine Bohrung in der Seitenwand der Lampe nach außen geführt. Dem Kabel gibt man eine Länge von etwa 30 cm und befestigt an seinem freien Ende einen Bananenstecker. Berührt man mit dem Bananenstecker den Steckerstift im Boden der Lampe, so muß die Birne aufleuchten. Unser Hilfgerät ist damit fertig und kann zur Prüfung des Stromdurchganges bei niederohmigen Einzelteilen und Stromkreisen verwendet werden. Trotzdem kann die Taschenlampe aber noch nach wie vor durch Betätigen des Schiebeschalters an der Seite ein- und ausgeschaltet werden.

Hans S. Suhr.

HJ.-FUNK

Mikrophone in Theorie und Praxis

Dynamische Mikrophone

Da die Kohlemikrophone den gesteigerten Ansprüchen der modernen Niederfrequenzübertragungstechnik, vor allem des Rundfunks, nicht genügten, wurden bereits früher Mikrophone auf anderer Grundlage entwickelt, unter denen das dynamische Mikrophon lange Zeit hindurch sehr große Bedeutung besaß und auch heute noch sehr gern angewendet wird, wenn das Mikrophon starken mechanischen Beanspruchungen oder unterschiedlichen Witterungseinflüssen ausgesetzt ist. Über die Wirkungsweise und den Aufbau der dynamischen Mikrophone soll in folgendem kurz berichtet werden.

Die Wirkungsweise des dynamischen Mikrophons beruht auf der Tatsache, daß an den Enden eines in einem Magnetfeld bewegten Leiters eine Spannung auftritt. Auf dieser Erscheinung beruhen im übrigen die Mehrzahl aller elektrotechnischen Geräte, wie Generatoren, Motore, Meßinstrumente, Lautsprecher, Tonabnehmer u. a. m. An Hand der Abb. 1 soll auf das Prinzip der Arbeits-

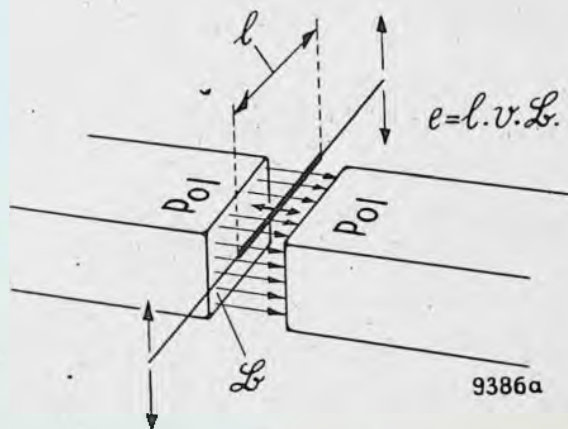


Abb. 1. Zur Wirkungsweise des dynamischen Mikrofons

weise des dynamischen Mikrophons kurz eingegangen werden. Ein elektrischer Leiter wird in der in Abb. 1 angegebenen Pfeilrichtung zwischen den Polen eines Magneten hin- und herbewegt. Dabei entsteht an den Enden des Leiters eine Spannung, deren Größe von der Anzahl der in der Sekunde geschnittenen Kraftlinien abhängt. Ist l die Länge und B die Stärke des magnetischen Feldes, v die Geschwindigkeit, mit der der Leiter in dem Magnetfeld hin- und herbewegt wird, dann gilt für die abgegebene Spannung e die einfache Beziehung

$$e = l \cdot B \cdot v$$

Die Geschwindigkeit v hängt nun unmittelbar von der Geschwindigkeit der Bewegung der Membran ab. Wird eine gerade Frequenzkurve des Mikrophons über den gesamten in Frage kommenden Frequenzbereich verlangt, so müßte v für alle Frequenzen gleich groß sein, denn die Länge und Stärke des Magnetfeldes sind durch den Aufbau des Mikrophons festgelegte Konstanten.

Die Geschwindigkeit der Membranbewegung wird durch die Frequenz der auftretenden Schallbewegung be-

stimmt. Denken wir uns eine ideale Membran, die — gleiche Schalldrücke bei allen Frequenzen vorausgesetzt — bei jeder Schwingungszahl gleiche Schwingungsweiten besitzt, so ist die Geschwindigkeit der Bewegung bei jeder Frequenz natürlich verschieden. Beträgt die Ausschlag-

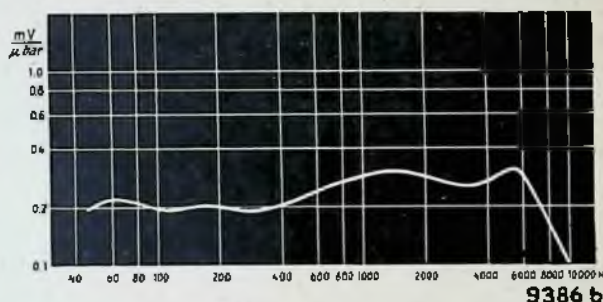


Abb. 2. Die Frequenzkurve des Bändchenmikrofons

weite bei 100 Hz etwa 1 mm, so legt die Membran zweihundertmal in der Sekunde einen Weg von 1 mm zurück. Die Geschwindigkeit v ist also dann im Mittel 200 mm/sek. Bei einem Ton von 1000 Hz hingegen legt die Membran denselben Weg 2000mal in der Sekunde, also mit einer

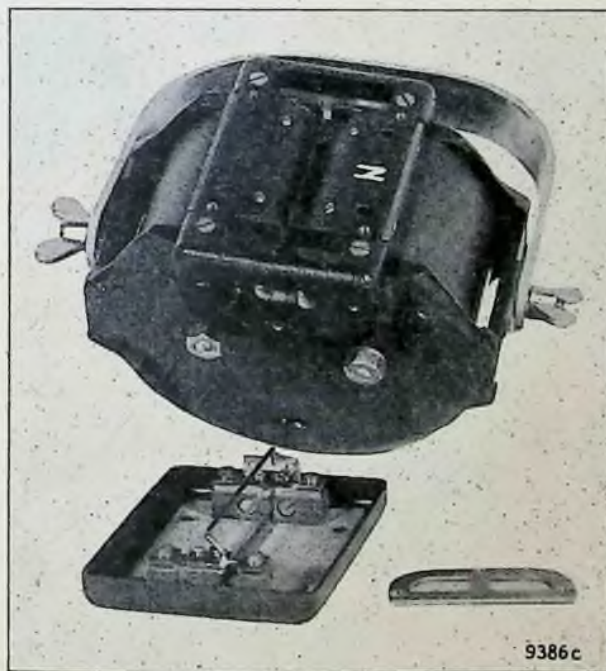


Abb. 3. Aufbau eines Bändchenmikrofons

zehnmal größeren Geschwindigkeit zurück. Infolgedessen würde das Mikrophon aber auch eine zehnmal größere Spannung abgeben. Da dies natürlich nicht erwünscht ist, muß man verlangen, daß die Geschwindigkeit der

Membranbewegung, d. h. also die Amplitude der Membranschwingung, linear mit der Frequenz abnimmt. In diesem Falle besäße das Mikrophon dann eine geradlinige Frequenzkurve.

Bereits bei der Besprechung der Kohlemikrophone haben wir nun gesehen, daß man die Schwingungsweite der Membran durch eine geeignete Lage der Resonanzfrequenz in Abhängigkeit von der Frequenz bringen kann. Es liegt nahe, die Resonanzfrequenz der Membran an das untere Ende des Übertragungsbereiches zu legen. Die Schwingungsweite fällt dann mit steigender Frequenz, leider aber nicht linear, so daß man mit einer solchen Membran nur ein sehr schmales Frequenzband übertragen könnte. Durch Anwendung eines besonderen Kunstgriffes gelingt es nun, solche Membranen trotzdem für dynamische Mikrophone geeignet zu machen. Hinter der Membran befinden sich verschiedene Lufträume, die also gewissermaßen mit dieser gekoppelt sind. Die Eigenschwingungen der Lufträume liegen höher als die Resonanzfrequenz der Membran und regen diese durch Mitnahme in der Nähe ihrer eigenen Resonanzlage zu stärkeren Schwingungen an. Es kommt nun darauf an, die Resonanzlagen der Hohlräume so über den Übertragungsbereich zu verteilen, daß die Frequenzkurve in dem gesamten Frequenzbereich einigermaßen gleichmäßig wird.

Ein weiteres Problem ist die geeignete Ausbildung des in dem Magnetfeld hin und her zu bewegendes Leiters. Es besteht die Möglichkeit, den Leiter selbst als Membran auszubilden oder aber eine kleine Spule an einer besonderen Membran zu befestigen, die dann ähnlich wie bei einem dynamischen Lautsprecher in ein Magnetfeld eingetaucht wird. In diesem Falle spricht man von einem „Tauchspulenmikrophon“, während die erste Art

auch mit „Bändchenmikrophon“, entsprechend einer besonderen Ausführungsform der Membran, bezeichnet wird. Da das Bändchenmikrophon eines der verbreitetsten dynamischen Mikrophone ist, soll auf seinen Aufbau im folgenden noch kurz eingegangen werden.

Das „Bändchen“ ist eine dünne Aluminiumfolie, die gleichzeitig als Membran und Leiter dient und in dem Feld eines kräftigen Permanentmagneten hängt. Da die induzierte Spannung sehr klein ist, muß ein Übertrager mit sehr hohem Übersetzungsverhältnis angeschlossen werden. Dieser Übertrager wird in das Mikrophon eingebaut und besitzt sekundärseitig einen Leitungsausgang, so daß man zwischen Mikrophon und Vorverstärker eine einige hundert Meter lange Leitung ziehen kann. Der Vorteil des Bändchenmikrophons gegenüber den Kohlemikrophonen besteht vor allem in Freiheit von nicht-linearen Verzerrungen, so daß das Mikrophon auch für besonders hochwertige Übertragungen eingesetzt werden kann. Das Frequenzband umfaßt, wie Abb. 2 zeigt, etwa 8 Oktaven. Besonders hervorzuheben sind ferner die völlige Rauschfreiheit und die Unempfindlichkeit gegen Witterungseinflüsse und mechanische Beanspruchungen.

Sehr schön sind in Abb. 3 die Resonanzlagen der Lufträume zur Erweiterung des Frequenzbereiches zu sehen. Die Frequenzkurve weist einige flache Wellen auf, die von den Eigenschwingungen dieser Hohlräume herrühren. Das Bändchen selbst ist der leichten Zugänglichkeit halber in einen besonderen Rahmen eingebaut. Dieser Rahmen wird durch vier Schrauben gehalten und kann nach dem Abklemmen der Anschlüsse herausgenommen werden. Es ist also möglich, bei evtl. Beschädigung des Bändchens das Einsatzstück ohne Schwierigkeiten auszuwechseln.

Reine Kapazitäten und Induktivitäten bei Wechselstrom

Die physikalischen Vorgänge bei Kapazität und Induktivität

Das Grundgesetz der Elektrotechnik, das Ohmsche Gesetz, scheint bei der Berechnung von Strömen in Leitern, an denen Wechselspannungen liegen, in der Mehrzahl der Fälle zu versagen. So ist der Widerstand einer Kapazität (eines Kondensators) bei Wechselstrom stets viel niedriger, als er sich aus einer primitiven Anwendung des Ohmschen Gesetzes ergeben würde.

Dieser scheinbare Widerspruch läßt sich durch eine Betrachtung der physikalischen Vorgänge leicht aufklären. Das Ohmsche Gesetz gestattet es, den durch einen Leiter fließenden Strom aus der angelegten Spannung

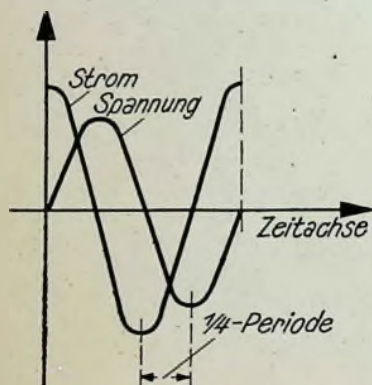
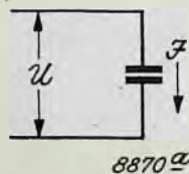


Abb. 1: Bei einer Kapazität eilt der Strom der Spannung eine Viertelperiode vor.

und dem Widerstand des Leiters zu berechnen. Eine Wechselspannung ruft aber an einem Kondensator keinen durchgehenden, sondern in der Hauptsache auf-laden-de Ströme hervor.



Der Strom „durchgang“ spielt sich etwa folgendermaßen ab: Zunächst liegt eine sehr kleine Spannung am Kondensator. Da dieser aber vollkommen entladen ist, ist der Ladestrom sehr groß. Obwohl die angelegte Spannung nun bis zu ihrem Höchstwert ansteigt, sinkt der Strom wegen der entgegengesetzten Aufladung des Kondensators mehr und mehr ab und kehrt schließlich seine Richtung sogar um, wenn die angelegte Spannung ihr Maximum überschritten hat. Der Größtwert des Stromes liegt also zeitlich eine Viertelperiode früher als der Größtwert der Spannung. Man sagt: Der Strom eilt der Spannung eine Viertelperiode voraus (Abb. 1). Diese Erscheinung kann aus einer primitiven Anwendung des Ohmschen Gesetzes nicht gefolgert werden, da dieses ja zunächst nur für durchgehende Ströme gilt.

Bei der Induktivität (Spule) im Wechselstromkreis hat das „Versagen“ des Ohmschen Gesetzes einen anderen Grund. In diesem Fall ergibt sich zwar der Augenblickswert des Stromes aus der wirk-samen Spannung und dem Echtwiderstand des Leiters nach dem Ohmschen Gesetz. Nur ist die am Leiter wirk-same Spannung nicht identisch mit der an den Leiter angelegten Spannung, da der in einer Induktivität fließende Wechselstrom in dieser einen wechselnden magnetischen Fluß hervorruft. Dieser Fluß erzeugt aber nun beim Entstehen und Verschwinden in der Spule eine EMK. Zu der äußeren angelegten Spannung tritt also als mithestimmend für die Größe des Stromes noch die durch die Selbstinduktion in der Spule hervorgerufene EMK hinzu. Wenn man sich die Größe der EMK schrittweise ausrechnet, und jeweils zu der aufgedrückten Spannung hinzufügt, so findet man, daß die resultierende, wirk-same Spannung an der Spule und damit auch der nach dem Ohmschen Gesetz

durch die Spule fließende Strom den gleichen zeitlichen Verlauf haben wie die aufgedruckte Spannung, nur gegen diese zeitlich verschoben sind. Das Ergebnis lautet: Fließt durch einen Leiter mit Selbstinduktion ein Wechselstrom, so eilt der Strom der Spannung eine Viertelperiode nach (Abb. 2).

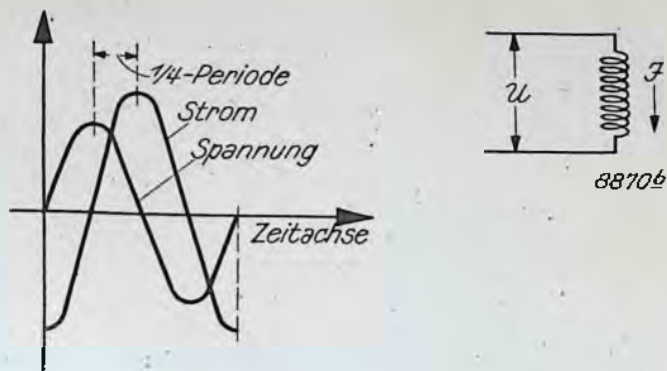


Abb. 2: Bei einer Induktivität eilt der Strom der Spannung eine Viertelperiode nach.

Da nun das Ohmsche Gesetz eine so klare und einfache Form hat, ist man auch auf dem Wechselstromgebiet bemüht, das Gesetz in ähnlicher Form beizubehalten. Das ist aber nur möglich, wenn man eine geeignete Darstellung der auftretenden Größen findet. Unter Beibehaltung der in Gleichstromkreisen üblichen („reellen“) Schreibweise für Ströme und Spannungen ge-

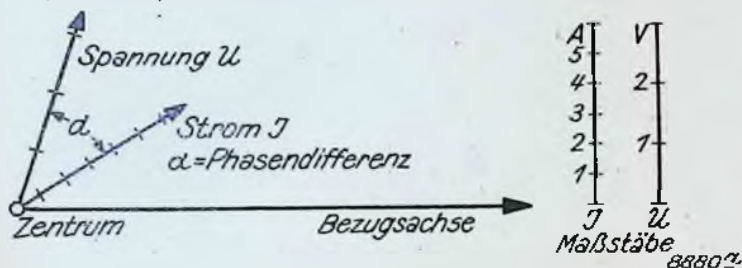


Abb. 3: Strom und Spannung im Vektordiagramm

langt man stets zu mehr oder weniger komplizierten Formeln. Als besonders brauchbar hat sich die vektorielle Darstellung erwiesen. Ströme und Spannungen gleicher Frequenz werden als Vektoren, d. h. als Pfeile von einem Zentrum aus aufgetragen. Die Länge eines Pfeiles ist der in einem beliebigen Maßstab gemessene Maximalwert des Stromes oder der Spannung (Abb. 3). Bilden zwei Pfeile, z. B. ein Strom- und

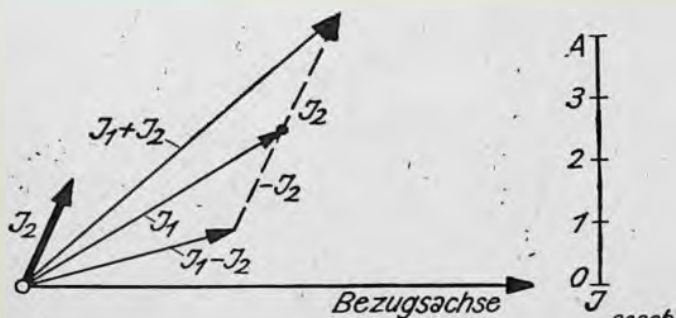
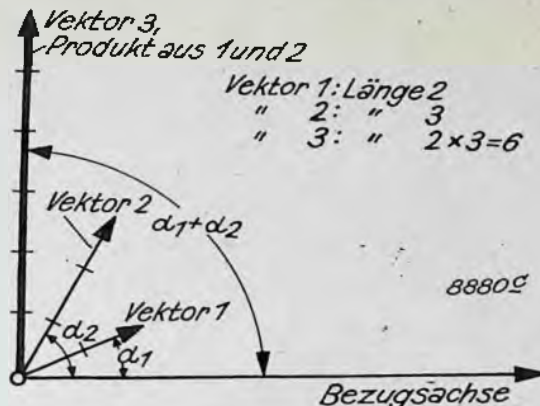


Abb. 4: Addition und Subtraktion zweier Vektoren

ein Spannungspfeil, miteinander einen Winkel, so bedeutet das eine Phasenverschiebung zwischen Strom und Spannung. So entspricht ein Winkel von 90° einer Phasenverschiebung von einer Viertelperiode während das „In-Phase-sein“ von Strom und Spannung sich durch Zusammenfallen der Pfeile kennzeichnet. Um die Phasendifferenzen von Spannungen und Strömen leichter festlegen zu können, führt man eine Bezugsachse ein, von der aus alle Winkel gemessen werden.

Die Addition von Spannungen oder Strömen erfolgt im Vektordiagramm einfach durch Zusammensetzen der Pfeile (Abb. 4). Will man Spannungen subtrahieren, so kehrt man die Pfeilrichtung des Subtrahenden um und addiert ihn (Abb. 4).

Die innere Begründung für diese und die folgende Regel können wir an dieser Stelle nicht ausführlich bringen, uns muß genügen, daß die nach diesen Rechenregeln gewonnenen Resultate sich stets als richtig erweisen und experimentell nachprüfbar sind. Wie für die Addition und Subtraktion so gilt auch für die Multiplikation eine besondere Vorschrift: Das Produkt zweier Vektoren (Abb. 5) ist ein Vektor, dessen Länge



[Abb. 5: Produkt zweier Vektoren. Die Vektoren sind hier im gleichen Maßstab gemessen, was natürlich nicht immer der Fall sein muß!]

sich als Produkt der Längen ergibt und der mit der Bezugsachse einen Winkel einschließt, der gleich der Summe der beiden Winkel der einzelnen Vektoren ist.

Die hier aufgeführten Grundbegriffe und Rechenregeln erhalten ihre Daseinsberechtigung erst durch Anwendungen. Ihre große Bedeutung liegt darin, daß sie erlauben, Gesetze, wie das Ohmsche Gesetz, auf Wechsel-

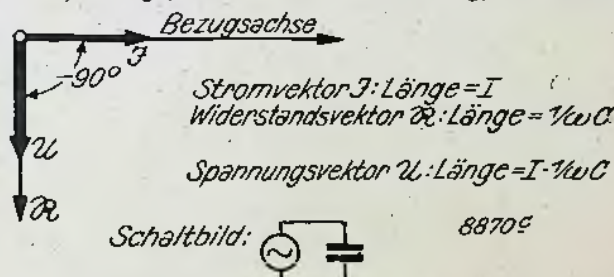


Abb. 6: Das Vektordiagramm für einen rein kapazitiven Widerstand.

stromvorgänge zu übertragen und daß sie die überaus verwinkelten Formeln der Wechselstromtechnik durch klare, einfache Bilder ersetzen.

Um die Vorgänge in Kapazitäten und Induktivitäten bei Wechselstrom in der vektoriellen Darstellung richtig zu erfassen, muß man auch die Widerstände genau wie Ströme und Spannungen als Vektoren darstellen. Die Pfeile für rein Ohmsche Widerstände liegen in der Bezugsachse, die der kapazitiven Widerstände um 90° nach unten und die der induktiven Widerstände um 90° nach oben verdreht. Zwei Beispiele sollen zeigen, ob diese Darstellung der Widerstände die oben geschilderten experimentellen Tatsachen richtig wiedergibt.

1. Ein Wechselstrom fließt durch einen Kondensator (Abb. 6).

Der Stromvektor wird der Einfachheit halber in die Bezugsachse gelegt. Die Winkel gegen die Bezugsachse sind: Stromvektor I : 0° , Widerstandsvektor R : -90° . Der Winkel des Spannungs-

vektors U ergibt sich wegen $U = \sum R$ als Summe der Winkel von $\sum$ und R : $0^\circ + (-90^\circ) = -90^\circ$. Also liegt U nach unten gerichtet: Der Strom eilt der Spannung um 90° vor.

2. Das gleiche für eine Induktivität (Abb. 7). Stromvektor $\sum$: 0° , Widerstandsvektor R : $+90^\circ$, Spannungsvektor U : $0^\circ + 90^\circ$. Der Strom eilt um 90° nach.

Wir finden also, daß die neue Schreibweise zusammen mit dem Ohmschen Gesetz die am Anfang des Aufsatzes abgeleiteten Phasenverhältnisse richtig wiedergibt.

Der Wechselstromwiderstand einer Kapazität ist um so kleiner je größer die Kapazität C und die Frequenz ω des Stromes sind, wie sich aus der Erfahrung ergibt. Man wählt also die Länge des Widerstandsvektors

einfach gleich $\frac{1}{\omega \cdot C}$. Der Wechselstromwiderstand einer

Induktivität dagegen wächst mit der Frequenz ω und der Induktivität L , man setzt ihn $= \omega L$. Die sich aus diesen Festsetzungen ergebenden Werte bestimmen die Länge der Widerstandsvektoren. Die Länge der Spannungsvektoren ergibt sich aus ihnen durch Multiplikation mit

der Länge der Stromvektoren. Beim Ablesen der Vektorenlängen aus der Zeichnung muß bei jeder praktisch durchgeführten Berechnung der für die Strom- und Spannungsvektoren gewählte Maßstab berücksichtigt werden.

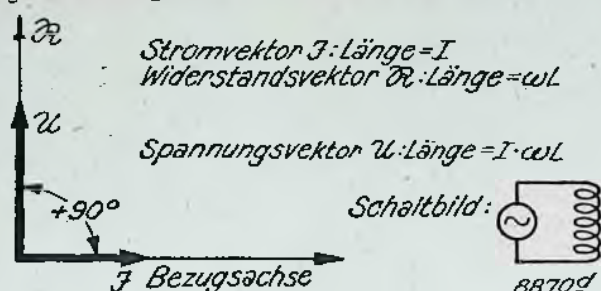


Abb. 7: Das Vektordiagramm für einen rein kapazitiven Widerstand.

Die Darstellung von Strömen, Spannungen und Widerständen im Vektordiagramm zeigt ihre ganze Leistungsfähigkeit besser noch als bei den hier behandelten einfachen Beispielen bei der Berechnung zusammengesetzter Widerstände.

Zeichnungen vom Verfasser

G-1.

Wie entstören!

Erhöhung der Prüfspannung von Kondensatoren durch Reihenschaltung

Bei den für Rundfunkzwecke üblichen Kondensatoren haben sich Begriffe wie „Prüfspannung“ und „Arbeitsspannung“ eingebürgert. Für die praktische Anwendung gilt die einfache Regel, daß die Prüfspannung etwa dreimal so hoch sein soll wie die höchste beim Betriebe am Kondensator zu erwartende Gleichspannung. Die am häufigsten vorkommenden Prüfspannungen sind 750 V und 1500 V.

Bei Versuchen ist man nun oft gezwungen, Kondensatoren mit größerer oder kleinerer Kapazität anzuschalten. Falls die zur Verfügung stehenden Kondensatoren eine zu niedrige Prüfspannung besitzen, kann man sich in vielen Fällen so helfen, daß man zwei gleich große Kondensatoren in Reihe schaltet. Dabei verringert sich natürlich die Kapazität, und zwar genau um die Hälfte, so daß man gegebenenfalls zwei Kondensatoren mit entsprechend größerer Kapazität nehmen muß. An jedem Kondensator liegt jetzt nur die halbe Spannung, man hat also praktisch die Prüfspannung des gesamten Kondensators verdoppelt. Als Prüfspannung für den Gesamtkondensator gilt jetzt die Summe der Prüfspannungen der einzelnen Kondensatoren.

Beim Einbau derart hintereinander geschalteter Kondensatoren muß allerdings darauf geachtet werden, daß diese gegen geerdete Metallteile, z. B. das Gestell, ausreichend isoliert sind. Bei den bekannten Rollblockkondensatoren ist dies weniger wichtig als bei den Becherkondensatoren, da erstere im allgemeinen zwecks Erhöhung der Festigkeit mit einer ziemlich dicken Schicht aus Isoliermaterial umgossen sind. Bei den Becherkondensatoren und vor allen Dingen bei den Elektrolytkondensatoren in Rohrform muß man jedoch vorsichtiger sein, da es hier sogar Typen gibt, bei denen eine Belegung des Kondensators mit dem Metallgehäuse verbunden ist. Bei den Elektrolytkondensatoren ist es sogar üblich, das Gehäuse als Minus-Leiter zu benutzen. Beim festen Einbau solcher Kondensatoren muß dann das Metallgehäuse durch Isolierscheiben von einigen Millimetern Stärke oder durch entsprechende Abstandstücke vom Gestell isoliert werden.

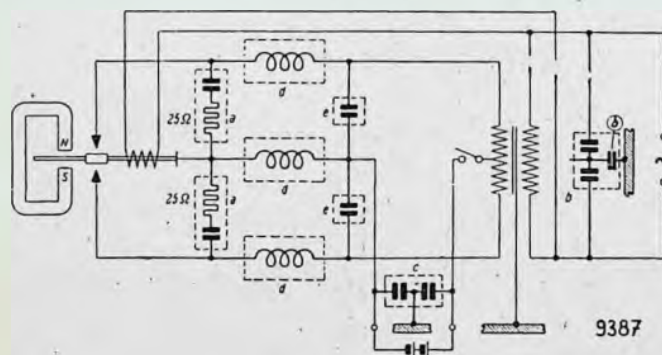
Im übrigen kann es auch oft aus Raumersparnisgründen vorteilhaft sein, Kondensatoren größerer Kapazität und dafür kleinerer Prüfspannung hintereinander zu schalten. So erhält man z. B. durch Reihen-

schaltung von zwei 16 mF Elektrolytkondensatoren mit 450 V Arbeitsspannung einen 8 mF-Kondensator, der eine Arbeitsspannung von 900 V besitzt und dabei äußerst kleine Einbaumasse aufweist. Setzt man an Stelle dieser beiden Kondensatoren einen normalen 8 mF-Papierkondensator ein, so müßte dieser eine Prüfspannung von etwa 3000 V haben, und beanspruchte mindestens vier- bis fünfmal so viel Platz, wie die beiden in Reihe geschalteten 16 mF-Elektrolytkondensatoren.

Zum Schluß sei noch erwähnt, daß man natürlich auch 3, 4 und mehr Kondensatoren in Reihe schalten und so die wirkliche Prüfspannung des Gesamtkondensators noch weiter heraufsetzen kann. Bei mehr als zwei Kondensatoren lohnt sich dieses Verfahren jedoch nicht mehr, das man bei Reihenschaltung von z. B. vier gleichgroßen Kondensatoren auch nur eine Gesamtkapazität von ein Viertel des einzelnen Kondensators erhält. 12.

Entstörung eines Pendelgleichrichters

Pendelgleichrichter sind oft besonders hartnäckige Störer. Zur Entstörung werden zunächst nach Abb. 1 die Kontakte an der Stelle a mit Funkenlösch-Kondensatoren beschaltet. Hierbei ist auf die Betriebsspannung der Gleichstromseite zu achten. Außer der Funkenlöschanordnung sind in die Stromzuleitungen an der Stelle d



Einbaudrosseln anzuhängen, die nach der Stromaufnahme auszuwählen sind. Ferner ist an der Stelle e ein Doppelkondensator einzuschalten. Genügt die Entstörung nicht, so muß auch noch an der Stelle b ein Kondensator angebracht werden. In diesem Falle ist es ferner ratsam, auch die Stelle c mit einem Kondensator zu beschalten.

Zeichnung vom Verfasser

vl.

Rundfunknachrichten aus aller Welt (Fortsetzung)

werden. Aus diesem Grunde hat der finnische Rundfunk in Deutschland eine Bestellung auf 40 Magnetophon-Anlagen aufgegeben. Die Übertragungszentrale wird in der Nähe des Stadions gebaut, wo 16 Kabinen für die Berichterstatte mit je einer Magnetophon-Anlage für die ausländischen Funksprecher vorhanden sein werden. Ähnliche Kabinen mit Apparaten sollen in der Nähe der anderen Kampfstätten angelegt werden. Trotzdem aber dürfte die Zahl der Übertragungsmöglichkeiten nicht genügen, und der finnische Rundfunk hat deswegen auch die Beschaffung von sieben Spezial-Aufnahmewagen beschlossen, die zum Teil mit doppelten Aufnahmegeräten versehen werden. Mit dieser rollenden Ausrüstung wird es möglich sein, achtzehn verschiedene Reportagen gleichzeitig aufzunehmen.

Sämtliche Übertragungen, die mittels Kabel nach ausländischen Stationen gehen, sollen durch eine Sammelstelle mit zwölf Kontrollzellen geleitet werden. Jede Zelle hat ihre eigene Ansage mittels einer ständig laufenden Schallplatte, die die Art der betreffenden Sendung bekanntgibt, z. B. bei der für Deutschland bestimmten Sendung mit folgenden Worten: „Hier Finnland — die Sendung für Deutschland!“ Die Techniker „am anderen Ende“ wissen dadurch genau vor Beginn der Sendung, ob die richtige Verbindung eingeschaltet wurde, so daß die finnischen Techniker gegebenenfalls auf eine Fehlschaltung aufmerksam gemacht werden können.

Für den Olympiade-Rundfunk sucht die finnische Post bereits eine Extra-Mannschaft, denn außer dem normalen Stab der

Rundfunktechniker müssen weitere 175 Sendetechniker vorhanden sein, damit alles klappt. Auch nach Apparaturen ist die Nachfrage erheblich, denn der finnische Rundfunk muß z. B. folgendes Extramaterial bereit halten: 120 Mikrophone und 100 Verstärker sowie Meßinstrumente, Kabel und Leitungen in größerem Umfang.

Auch Schweden rüstet zur Olympiade

Der schwedische Rundfunk hat bereits eine Telephonielinie nach Helsinki bestellt, um während der Olympiade täglich mehrere Hörbilder und Berichte nach Stockholm für die Rundfunkübertragung zu übermitteln. Die im Laufe des Tages aufgenommenen Reportagen sollen in den Abendstunden über alle schwedischen Sender verbreitet werden und außerdem nach dem bereits festgelegten Olympia-Funkprogramm des schwedischen Rundfunks die größeren Ereignisse noch direkt übertragen werden.

Der 50. Geburtstag des Eiffelturms

Vom 10. Juni bis 10. Juli finden in Paris die Feierlichkeiten anlässlich des 50. Geburtstages des Eiffelturmes statt. In dem dem Eiffelturm gegenüberliegenden Trocadéro-Palast soll eine Extravorstellung stattfinden, außerdem werden eine Parade, ein historischer Festzug sowie Sendungen über den Eiffelturm und seine Bedeutung für das französische Funkwesen nicht fehlen. Auch der Fernsehsender des Turmes stellt sich in den Dienst der Feierlichkeiten.

Bastler
kaufen
Jahre-Blocks



Richard Jahre Spezialfabrik für Kondensatoren
Berlin S016 Abt. Rundfunk

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

Soeben erschienen!

Elektrische Meßtechnik Teil II

Wechselstrommeßtechnik

von W. SCHWERTDFEGER

Spannungsmessung, Strommessung, Wechselstrommeßbrücken, Frequenzmessung, Widerstandsmessung, Kapazitätsmessung, Induktivitätsmessung, Gegeninduktivitätsmessung, Leistungsmessung

242 Seit. mit 153 Abb. u. 20 Tabellen / Kartoniert RM 9.60 / Leinen RM 10.80

Schwerdtfeger: Elektrische Meßtechnik Teil I

Gleichstrommeßtechnik

199 Seiten, 126 Abbild., 47 Tabellen / Kartoniert RM 6.90 / Leinen RM 7.80

OTTO EICHLER G.m.b.H., Technische Buchhandlung
BERLIN SW 68, Zimmerstraße 94



PROFESSOR DR.-ING. F. BERGTOLD

ELEKTRO TECHNIK

FÜR DEN RUNDfunk- UND VERSTÄRKERFACHMANN

Prof. Bergtolds neues Buch will dem Funkhändler, Funktechniker und Verstärkerfachmann das tiefe Eindringen in die elektrotechnischen Grundlagen seines Sondergebietes ermöglichen. Hier wird gezeigt, wie man mit gesundem Menschenverstand — ohne besondere Vorbildung und ohne mathematische Kenntnisse — zu klaren, gut verwertbaren Vorstellungen kommen und zuverlässige zahlenmäßige Ergebnisse selbständig, ohne Formeln, gewinnen kann. Es wird aber auch denen geholfen, die in technischen Schulen jeder Art Formeln und Ableitungen kennengelernt haben und nun das tote theoretische Wissen mit frischem Leben erfüllen möchten.

Wer das Buch zum erstenmal überfliegt,
ist erstaunt über die Verständlichkeit der Darstellung
und die Fülle der behandelten Gesichtspunkte.

Wer das Buch eingehend durcharbeitet,
wird überrascht durch dessen Gründlichkeit sowie durch
die besondere Abstimmung auf die Praxis.

Wer das Buch nach eingehendem Studium rückschauend überblickt,
ist erfreut über die Sorgsamkeit, mit der die in Betracht
kommenden Sondergebiete bei der Auswahl und Formung
des Stoffes berücksichtigt wurden.

Dieses wirklich überragende Buch vermag jedem Funktechniker, Funkhändler und Verstärkerfachmann hohen Nutzen zu bringen. Dabei ist es gleichgültig, welchen Grad der Vorbildung er besitzt: Der einfache Praktiker wird es ebenso zu schätzen wissen wie der auf technischen Schulen Ausgebildete. Selbst Spezialingenieure mit umfangreichem Wissen und großen Erfahrungen nehmen es sicher gern zur Hand, um ihre früher erworbenen Kenntnisse zu festigen und ihre Vorstellungen lebendiger zu gestalten. Da das Buch auf Grund umfassender Lehrtätigkeit geschrieben wurde, ist es auch im Unterricht mit weittragendem Nutzen zu verwenden.

1939. Umfang 297 Seiten, Preis gebd. 9.60 RM

WEIDMANNSCHE VERLAGSBUCHHANDLUNG
BERLIN SW 68

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

Hauptredakteur: Lothar Band, Berlin. — Verantwortlich für den Anzeigenteil: Karl Tank, Berlin W 35, Kirchbachstr. 7. — DA I. Vj. 1939 = 8338. — 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 Verlagsbuchhandlung, Berlin SW 68, Zimmerstr. 94. — Postbankkonto: 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 Engen Winkler, Wien I, Reichsratsstr. 5.

Typ	Stromart	Leistungsaufnahme bei 220 V Watt	ZF in kHz	Röhrenbestückung	Vorwiderstand bei Allstrom	Sicherungen			Skalen- und Bereichsanzeigelampen					
						Amp. bei 110/150 Volt	Amp. bei 155/240 Volt	Größe mm	Stück	Volt	Amp.	Größe mm	Form	Farbe
Imperial 4 BW	W	48-50	476	AK 2, AF 3, ABC 1, AL 4, AZ 1	—	0,8		25 x 4	2	4	0,3	15 Ø	K	m
Imperial 40 W; desgl. Musiksch.	W	48-50	476	AK 2, AF 3, ABC 1, AL 4, AZ 1	—	0,8		25 x 4	2	4	0,3	15 Ø	K	m
Imperial 49 W; desgl. Musiksch.	W	48-50	476	AK 2, AF 3, ABC 1, AM 2, AZ 1	—	0,8		25 x 4	2	4	0,3	15 Ø	K	m
Imperial 4 BGW	GW	55	476	CK 1, CF 3, CBC 1, CL 4, CY 1	EU XII	0,4		25 x 4	2	6	0,2	15 Ø	K	m
Imperial 40 GW; desgl. Musiksch.	GW	55	476	CK 1, CF 3, CBC 1, CL 4, CY 1	EU XII	0,4		25 x 4	2	6	0,2	15 Ø	K	m
Imperial 49 GW; desgl. Musiksch.	GW	58	476	CK 1, CF 3, CBC 1, CL 4, E/CM 2, CY 1	EU XII	0,4		25 x 4	2	6	0,2	15 Ø	K	m
Tefag														
Tefadyn 200/38 W	W	70	468, 473	AK 2, AF 3, ABC 1, AL 4, AZ 1	—	110 V: 1,5 150 V: 1	220 V: 0,8	30 x 8	1	4	0,8	15 Ø	K	
									1	4	0,3	10 Ø	R	

In den letzten Spalten bedeuten: K = Kugel, R = Röhre, m = matt, w = weiß

Karte Nr. 339. 15. VI. 1939

Funktechnische Kartei
Beilage zum „FUNK“

Tefag II, TeKaDe und Telefunken I

Empfänger 1938/39

Typ	Strom- art	Lei- stungs- auf- nahme bei 220 V Watt	ZF in kHz	Röhren- bestückung	Vor- wider- stand bei All- strom	Sicherungen			Skalen- und Bereichsanzeigelampen					
						Amp. bei 110/150 Volt	155/240 Volt	Größe mm	Stück	Volt	Amp.	Größe mm	Form	
Tefadyn 338 W	W	100	468, 473	ACH 1, AF 3, AF 3, AB 2, EL 12, EFM 11, EZ 12	—	110 V: 2 150 V: 1,5	220 V: 1	50 × 8	2	4	0,6	15 Ø	K	
Tefadyn 200/38 CW	CW	70	468, 473	CK 1, CF 3, CBC 1, CL 4, CY 1	U 920	2 × 0,6		30 × 8	1 1	10 5	0,2 0,2	15 Ø 10 Ø	K R	w w
Tefadyn 338 CW	GW	90	468, 473	CH 1, CF 3, CF 3, CB 2, CC 2, CL 4, CL 4, EFM 11, CY 1, CY 1	—	110 Volt ~ 1,5 150 Volt ~ 1,5 220 Volt 0,8		30 × 8	2	10	0,2	15 Ø	K	w
TeKaDe														
Super W 39	W	60	468/473	ACH 1, AF 3, ABC 1, AL 4, AZ 1	—	0,8		20 × 5	1 2	4 4	0,3 0,3	10 Ø 15 Ø	R K	k o
Super CW 39	GW	60	468/473	CK 1, CF 3, CBC 1, CL 4, CY 1	bei 220 V EU VI	0,35		20 × 5	1	10	0,2	15 Ø	K	m
Telefunken														
T 813 W	W	45/28	—	AF 7, AL 4, AZ 1	—				1	4	0,6	15 Ø	K	½w
Markstein II T 855 W	W	62	468/473	ACH 1, AF 3, ABC 1, AL 4, AZ 1	—	Thermosicherung			1	4	0,6	15 Ø	K	½w

In den letzten Spalten bedeuten: K = Kugel, R = Röhre, k = klar, m = matt, o = opal, w = weiß

Karte Nr. 340. 15. VI. 1939

Funktechnische Kartei
Beilage zum „FUNK“

Telefunken II

Empfänger 1938/39

Typ	Stromart	Leistungsaufnahme bei 220 V Watt	ZF in kHz	Röhrenbestückung	Vorwiderstand bei Allstrom	Sicherungen			Skalen- und Bereichsanzeigelampen					
						Amp. bei 110/150 Volt	Amp. bei 155/240 Volt	Größe mm	Stück	Volt	Amp.	Größe mm	Form	Farbe
Zeessen T 875 WK	W	66	468/473	ACH 1, AF 3, ABC 1, AL 4, AZ 1	—	Thermosicherung			2 1 ¹⁾	4 4	0,6 0,3	15 Ø 15 Ø	K K	k k
Zeessen T 875 WKS	W	81	468/473	ACH 1, AF 3, ABC 1, AL 4, AZ 1	—	Thermosicherung			2 1 ¹⁾	4 4	0,6 0,3	15 Ø 15 Ø	K K	k k
T 876 WK/WKA	W	70	468/473	ACH 1, AF 3, AB 2, AM 2, AL 4, AZ 1	—	Thermosicherung			1	4	0,6	15 Ø	K	k
T 876 WKAS	W	85	468/473	ACH 1, AF 3, AB 2, AM 2, AL 4, AZ 1	—	Thermosicherung			1	4	0,8	15 Ø	K	k
¹⁾ Bajonettsockel T 898 WK/WKZ	W	100	468/473	EF 13, ECH 11, EBF 11, EFM 11, EL 12, EF 12, EB 11, AZ 12	—	¹⁾ Bajonettsockel Thermosicherung			10	6,3	0,3	15 Ø	K	k
Spitzenruper T 8001 WK	W	145	468/473	AH 1, ACH 1, 3x AF 7, AF 3, AB 2, AM 2, AB 1, 2x AD 1, 2004	—	Thermosicherung			5	4	0,3	10 Ø	R	sm

¹⁾ eine Lampe mit Bajonettsockel; ²⁾ Eine Lampe mit Bajonettsockel 110 bis 150 ~, 220 ~, 220 ~

In den letzten Spalten bedeuten: K = Kugel, R = Röhre, k = klar, sm = seidennatt

Karte Nr. 341. 15. VI. 1939



KLISCHEE

Ein Symbol,
langjährig erprobter
Leistungsfähigkeit
auf dem Gebiete der
Chemigraphie und
Galvanoplastik.



CARL SCHÜTTE & C. BEHLING

BERLIN SW.68. RITTER, STR. 46/47

FERNSPRECHER: A7. 0155/0156