

# radio mentor

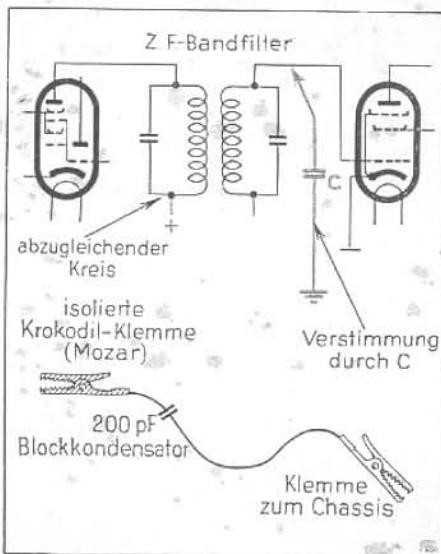


3/4  
MARZ  
APRIL  
1944

## Die Frequenzmodulation beim Fernsehen

zur Uebertragung der Synchronisierungsimpulse zu verwenden, ist ein neuerer Vorschlag. Für die Bildübertragung selbst ist die Frequenzmodulation weniger geeignet, weil die benötigte Bandbreite zu gross wäre. Wenn man aber die Bildsignale amplitudenmoduliert überträgt und, wie es die Amerikaner machen, die grösste Amplitude der geringsten Helligkeit entspricht, so müssten die Synchronisierungsimpulse nicht nur eine noch grössere Amplitude aufweisen, um den Fleckrücklauf unsichtbar zu machen, sondern auch gleichzeitig frequenzmoduliert sein. Man könnte es dann so einrichten, dass die Zeilenimpulse einer grössten positiven und die Bildimpulse einer grössten negativen Frequenzabweichung entsprechen. Empfängerseitig würde dann auf die

letzte Zwischenfrequenzröhre eine Weiche folgen, in deren einem Zweig die Demodulatorröhre für die amplitudenmodulierten Bildfrequenzen liegt, während in dem anderen die Begrenzerstufe und nach dieser der Diskriminator vorgesehen ist, der die Synchronisierungsimpulse wieder in Spannungen umsetzt. Man kann auf diese Weise leicht Spannungen von 20—30 Volt erzielen, so dass die Zeitablenkung ohne besonderes Kippgerät direkt gesteuert werden könnte. Dies Verfahren wurde bisher wegen der Möglichkeit von Störungen immer abgelehnt, bei Verwendung frequenzmodulierter Synchronisierungsimpulse mit Amplitudenbegrenzerstufe ist aber ein Einfluss amplitudenmodulierter Störungen kaum zu befürchten. Man spart auf diese Weise im Empfänger alle Stufen, die bei reiner Amplitudenmodulation zur Trennung der Synchronisierungsimpulse von den Bildsignalen notwendig wären, und der Empfänger kann niemals den Synchronismus verlieren.



## Wer kam zuerst auf den Gedanken, elektromagnetische Wellen für drahtlose Nachrichtenübermittlung zu benutzen?

Eine ausländische Zeitschrift hat über diese Frage eine Umfrage veranstaltet. Vorläufig wurden folgende Daten festgestellt: In den Schriften von Clerk Maxwell ist dieser Gedanke niemals ausgesprochen worden, und auch Hertz' Interesse an den lichtelektrischen Wellen war rein akademisch. Selbst als der deutsche Ingenieur Huber ihm im Jahre 1889 vorschlug, diese Wellen für Zwecke der Nachrichtenübermittlung auszunutzen, lehnte Hertz diesen Gedanken mit der Begründung ab, dass ein Telefon nicht auf hochfrequente Schwingungen ansprechen könnte. Die älteste Erwähnung der praktischen Anwendungsmöglichkeit, die G. G. Blake in seiner „Geschichte der Radiotelegraphie und -telephonie“ erwähnt, scheint von William Crookes herzurühren, der 1892 in der „Fortnightly Review“ einen Artikel schrieb, in dem er die drahtlose Nachrichtenübermittlung mittels elektromagnetischer Wellen prophezeite. Er schlug dort auch bereits die Auswahl unter verschiedenen Sendungen durch Abstimmung vor. Ferner schreibt die amerikanische Zeitschrift „Communications“ im Januarheft 1943, dass Tesla

im Februar 1893 einen drahtlosen Sender beschrieb, bei dem er eine Selbstinduktion und eine Kapazität zur Resonanzabstimmung benutzen wollte. In einer 1936 in Belgrad erschienenen Zeitschrift wird angegeben, dass er bereits 1892 eine ähnliche Feststellung machte. Auch der russische Physiker Popoff gehört zu den ersten Pionieren auf diesem Gebiete, da er nach Ellison Hawks „Drahtlose Pioniere“ 1895 tatsächlich drahtlose Telegraphie vorgeführt haben soll. Popoff schrieb im Dezember 1895, dass er hoffe, nach der Verbesserung seiner Apparate würden diese zu einer elektrischen Signalübertragung über grosse Entfernungen benutzbar sein. Merkwürdigerweise waren aber weder Tesla noch Popoff an der Nachrichtenübermittlung überhaupt sehr interessiert, sondern der erste wollte hauptsächlich Energie drahtlos in die Ferne übertragen und der letzte mit dem von ihm erfundenen Kohärenter die Atmosphäre erforschen. Auch Marconi ist natürlich einer der ersten, die praktisch auf diesem Gebiete arbeiteten, aber sein erstes Patent datiert erst 7 Monate nach Popoffs Veröffentlichung.

## Ein praktisches Abgleich-Hilfsmittel

Eine der täglich vorkommenden Arbeiten in der Werkstatt ist das Abgleichen von Zwischenfrequenzbandfiltern. Wie hierbei vorgegangen wird, sollten ja alle Techniker nunmehr wissen. Bedingt durch die Eigenart des Bandfilters, dass sie eine breite Resonanzkurve bzw. eine Kurve mit zwei Höckern, je nach Kopplungsgrad besitzen, müssen wir einen Kreis beim Abgleichen verstimmen, um eine Resonanzkurve mit einer Spitze auf die Zwischenfrequenz zu erhalten. Das ist soweit ganz schön, doch wie sieht es praktisch aus? Um Zeit zu sparen, wird oft unterlassen, jeweils einen Kondensator kunstvoll einzulöten. Lieber gleicht man etwas ungenauer ab, der Kunde merkt es ohnehin nicht. Das darf auf keinen Fall sein und braucht auch nicht zu sein. Die hier gezeigte Anordnung ist leicht herstellbar und erleichtert die Abgleichbarkeit auch zeitlich sehr. Wir verbinden einen 200 pF-Block-Kondensator mit einem Stückchen flexibler Litze und setzen auf beiden Seiten Krokodilklemmen auf. Dabei wird an der Anoden- bzw. Gitterseite am besten ein isolierter Typ (Mentor-Klemme von Dr. Paul Mozar) gewählt, um Kurzschlüsse und dergleichen zu vermeiden. Dieser Verstimmungskondensator gehört in vielen Werkstätten genau so zum Reparaturwerkzeug wie Schraubenzieher und Abgleichschlüssel.

Heinrich Brauns

RICHARD  
JAHRE  
BERLIN

# RADIO-MENTOR

EUROPÄISCHE MONATSSCHRIFT  
FÜR RADIO-TECHNIK UND -WIRTSCHAFT

Herausgeber: Walter Regelien

Regelmässige Verbreitung u. a. in Gross-Deutschland, Belgien, Bulgarien, Dänemark, Finnland, Frankreich, Generalgouvernement, Griechenland, Italien, Kroatien, Niederlande, Norwegen, Portugal, Protektorat Böhmen und Mähren, Rumänien, Schweden, Schweiz, Slowakei, Spanien, Türkei, Ungarn

RADIO-MENTOR-VERLAG

Berlin W 15 + Pariser Strasse 28-29 + Tel.: Berlin 91 05 42

März/April 1944

Heft 3/4

Jahrgang XIII

## Sie fragen — wir antworten

W. R. Eine Neubelebung dieses hübschen Spiels erscheint uns angebracht. Wenn Sie sich beteiligen wollen, achten Sie bitte darauf, dass wir nur praktische und heute aktuelle Fragen behandeln wollen, während die Auswahl der theoretischen und wissenschaftlichen Themen auch weiterhin der Schriftleitung überlassen werden soll. Hier zwei Fragen und ihre Antworten:

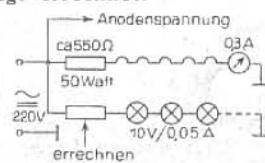
In Dänemark soll ein „denkender“ Plattenwechsler auf den Markt gekommen sein, wissen Sie darüber Näheres?

Ja, er wurde von Bang & Olufsen nach Patenten der Aga-Baltic geschaffen. Seine Hauptmerkmale sind vier Druckknöpfe mit den Bezeichnungen: Start — Repeter — Skift — Stop. Bei Betätigen des Knopfes „Repeter“ wird die gerade spielende Platte nach Ablauf wiederholt. Wird der „Skift“-Knopf gedrückt, wird das Abspielen unterbrochen und die nächste Platte kommt an die Reihe. Das eigentlich Neue an der Apparatur ist jedoch der Pausenspieler. Er wird durch einen fünften Knopf in Tätigkeit gesetzt und gestattet, zwischen dem Abspielen von einer oder zwei Platten beliebiglange Pausen von einer bis drei Minuten Dauer einzulegen. Diese Neuerung dürfte viele Gegner von Plattenwechsler zu einer günstigeren Beurteilung der Automaten veranlassen, da Pausen nicht nur beim Tanzbetrieb, sondern auch bei der Wiedergabe anderer Musikstücke eine wohlende Ausspannung bieten.

In einem ausländischen Allstrom-Super muss eine Stromregulieröhre ersetzt werden, die nicht beschaffbar ist. Wie kann ich mir helfen?

Der für die von Ihnen angegebene Schaltung erforderliche Eisenwasserstoffwiderstand ist in Deutschland nicht auf dem Markt, da die in dem Apparat benutzten Röhren amerikanischer Herkunft mit einem Heizstromverbrauch von 0,3 A sind, während die europäischen Allstromröhren etwa 0,2 A Heizstrom verbrauchen. Wir schlagen Ihnen vor, den Eisenwasserstoffwiderstand durch einen Drahtwiderstand zu ersetzen, dessen Größe sich wie folgt errechnet:

25 Z 6 =	etwa 25,0 V	Heizspannung
25 H 6 =	25,0 V	"
6 A 8 =	6,3 V	"
6 K 7 =	6,3 V	"
6 Q 7 =	6,3 V	"
tot. 68,9 V =		etwa 70 V.



Es sind also bei 220 V : 220 V — 70 V = 150 V zu vernichten. Der erforderliche Widerstand ist dann noch:

$$R = \frac{E}{i} = \frac{150}{0,3} = 500 \Omega$$

Belastbarkeit 0,3 A  $\times$  150 V = 45 Watt (50 Watt). Man wählt den Widerstand etwa 550  $\Omega$  und reguliert ihn so ein, dass ein an den Heizstromkreis gelegtes Ampermeter genau 300 mA anzeigt. Als Skalenlampen nehmen Sie am besten einige Lämpchen von 10 V, 50 mA (VE Allstrom) und machen dafür einen eigenen Heizkreis. Wie hoch der Widerstand sein muss, richtet sich nach der Anzahl der Skalenlampen, lässt sich also aus dem Gesagten leicht errechnen.

IBERIA RADIO, S. A., PUJADAS 112, BARCELONA-ESPAÑA

**KOH-I-NOOR**  
METALLWARENFABRIK DRESDEN

AM WOHLKLANG KENNT MAN

**SCHAUB**  
Radio

G. SCHAUB, APPARATEBAU GESELLSCHAFT M. B. H.



- Zum Vorsitzer des Vorstandes der Deutschen Rundfunk-Arbeitsgemeinschaft wurde Hellmut Bruchmann bestellt.
- Im Alter von 47 Jahren fiel Dr. Otto Werner am 22. 11. 1943 einem Fliegerangriff auf Berlin zum Opfer. Als Batteriefachmann ist Dr. Werner in Fachkreisen bekannt geworden. Das von ihm gegründete Fachblatt „Batterien“ schliesst den Nachruf in Heft 3/1944 mit den Worten: „Die Batterie-Industrie in ihrer Gesamtheit verlor an Dr. Werner einen ihrer treuesten Mitarbeiter, viele von uns einen bewährten Gesinnungsgegenossen, Mitkämpfer und Freund.“
- Die belgische Zeitschrift „De Elektriker“ teilt mit, dass sie ab 1. 1. 44 vom monatlichen Erscheinen auf zweimonatliche Herausgabe übergegangen ist.
- Die Elektro- und Radio-Grosshandlung Arthur Schöniger in Frankfurt a. M. konnte am 1. 2. 44 auf ihr 25jähriges Bestehen zurückblicken.
- Aus dem Bericht über die Vorberechungen für die im Juni d. Js. in Barcelona stattfindende Internationale Mustermesse geht hervor, dass auf Grund der bisher vorliegenden Anmeldungen die Bedeutung dieser Messe die vorjährige übertreffen wird. Ausser sämtlichen spanischen Provinzen und Spanisch-Marokko haben Ungarn, Schweden und die Schweiz Zusagen gegeben. Auch ist mit einer Beteiligung Portugals zu rechnen.
- Die Messe in Izmir, Türkei, findet in diesem Jahre wieder in der Zeit vom 20. 8. bis 29. 9. statt.
- Die Mustermesse in Plowdiw, Bulgarien, wurde für dieses Jahr abgesagt.
- In Finnland wurden im Jahre 1943 rund 60 000 neue Rundfunkgenehmigungen erteilt. Somit zählte dieses Land am 1. 1. d. Js. 478 059 Teilnehmer.
- In der Schweiz belief sich der Zugang von Rundspruchteilnehmern im Jahre 1943 auf 50 689. Gesamtteilnehmerzahl zu Beginn d. Js. 779 920.
- In Kroatien wurde die Rundfunkgebühr von 60 Kn (3,— RM) auf 150 Kn monatlich erhöht.
- In Schweden wird der Bau von zwei starken Kurzwellensendern (je 100 kW statt jetzt 12 kW) geplant, die in Hörby aufgestellt werden sollen. Die Betriebskosten werden mit 630 000 Kr. jährlich, die Programmkosten mit 0,5 Mill. Kr. veranschlagt. Man rechnet mit der Durchführung des Planes erst nach dem Kriege.
- Die Carbide and Carbon Chemicals Corporation in New York erhielt unter der Nummer 2 445 986 ein Patent auf einen Kunststoff, der an Stelle von Schellack für die Herstellung von Schallplatten verwendet werden soll.
- Tungsram, Ungarn, wird in der Türkei eine Fabrik von Glühlampen errichten.
- Nachdem die erforderlichen Maschinen im Jahre 1943 beschafft wurden, nahm die Firma O. Y. Rytm A. B. in Helsinki die Herstellung von Schallplatten jetzt auf. Die Jahresherstellung soll 400 000 Stück betragen. Der finnische Rundfunk ist an der Fabrik beteiligt. Die Leitung hat Ober-Ing. R. Ylkänen inne, technischer Leiter ist Ing. P. Arni.
- Die General Electric Company hat in Pittsfield, Mass., eine grosse Phenolharzfabrik errichtet, von der behauptet wird, dass sie einen Grossteil des amerikanischen Gesamtbedarfs decken kann.
- Aus Den Haag wird gemeldet, dass eine niederländische Fabrik die Herstellung von Taschenlampen-Akkumulatoren aufgenommen hat. Für das Verfahren wurde ein Patent erteilt. Die Lieferung erfolgt vorerst nur an Behörden usw.
- Die Firma Westinghouse führte eine Glühlampe vor, die drahtlos gespeist wird. Ferner wurde eine infrarote Lampe für Heiz- und Kochzwecke gezeigt sowie eine 10 000-Volt-Quecksilberdampf-Lampe.

Ja, wir verwenden immer SSS-Pick-up-Nadeln

**DREI-S-WERK**  
SCHWABACH / BAYERN

**Unser Titelbild** Röhren, wie diese Spezialdiode, können unmittelbar in die Verdrahtung des Gerätes eingelötet werden. Dadurch bleiben Verdrahtungs-Kapazitäten und Induktivitäten gering, das ist insbesondere für Ultrakurzwellengeräte und bei der Verwendung solcher Röhren im Tastkopf von Röhrenspannungsmessern für höhere Frequenzen von Vorteil. Foto: Philips

● Aus Erklärungen der General Electric Company geht hervor, dass man in den USA zur Zeit mit dem Ausfall mehrerer tausend Empfänger täglich rechnet. Nach Kriegsende sei daher der Radiomarkt reif für eine durchgreifende Neueroberung. Die Propaganda der Industrie werde dem Publikum einhämmern müssen, dass ein Gerät ohne FM-Band als veraltet zu betrachten sei.

● In einer Versammlung britischer Radiofabrikanten wurde erklärt, dass die Nachkriegsfabrikation einen bedeutend höheren Anteil gelernter Facharbeiter verlange als vor dem Krieg. Die Aussichten von Radiospezialisten seien somit äusserst günstig.

● Die Ungarische Wolfram Lampenfabrik Johann Kremenezky A.G. nahm die Herstellung von elektrischen Bügelseisen auf, die wie die Rundfunkgeräte der gleichen Firma unter der Marke „Orion“ auf den Markt kommen werden.

● Der Mangel an Braunstein hat die Herstellung von Anoden- und Taschenlampenbatterien sehr schwierig gestaltet. Die finnische Industrie verarbeitet daher seit geraumer Zeit Aktivkohle zur Anfertigung von Batterien für Rundfunkempfänger und Fernsprecheinrichtungen. Auch Versuche, Aktivkohle für die Herstellung von Anodenbatterien zu verwenden, sind günstig verlaufen.

● In einem Vortrag berichtete I. L. Baird über den Stand seines stereoskopischen und Farben-Fernsehsystems. Er teilte mit, dass nach seinem Plan für ein Übertragungsnetz für grössere Gebiete die Empfangsgeräte nicht geändert zu werden brauchten und dass auch senderseitig nur geringfügige Änderungen notwendig seien.

● Das Skiotron ist ein neues zum Patent angemeldetes Grossprojektionssystem der Scophony-Gesellschaft. Nach diesem Verfahren kann ein Bild von etwa 6 m Breite in der vom Film her gewohnten Helligkeit projiziert werden. Die Gesellschaft will Abonnements auf den Empfang ihrer Sendungen ausgeben und wird sich gegen unberechtigten Empfang dadurch schützen, dass die Sendung verzerrt vorgenommen wird, und dass nur die von ihr gelieferten Apparate die Entzerrung vornehmen können.

● Da sich gezeigt hat, dass die in England seit langer Zeit vorhandene Übung der Radioamateure im Senden und Empfang von Telegrammen für den Kriegsfall ein grosser Vorteil war, will man auch nach dem Kriege wieder an Amateure Sendelizenzen erteilen. Nach einem hierzu gemachten Vorschlag sollen diese zugelassenen Stationen mit den dann überflüssig gewordenen Heeresgeräten ausgestattet werden; hierdurch würde auch gleichzeitig eine Überflutung des freien Marktes mit diesen Geräten verhindert werden.

● Es wird in England erwogen, die seit Kriegsbeginn verboten gewesenen Autoempfänger wieder zuzulassen.

● Zu der Frage, ob die Schallplatte in der heutigen Form überholt und veraltet sei und später durch bandförmige Träger oder Platten aus anderem Material ersetzt werden sollten, äusserte sich ein Fachmann folgendermassen: Welches System das beste ist und sich durchsetzen wird, ist schwer vorauszusagen. Aber was ich hoffe, ist, dass wir bald aufhören sollten, unsere Heimmusik dadurch zu erhalten, dass wir mit einer Stahlspitze, die mit einem Gewicht von einigen Tonnen pro Quadratzentimeter belastet ist, über eine zwar stark verkleinerte aber immerhin „geschottete“ Strasse kratzen.

● In USA werden zur „Niederschrift“ von Beobachtungsprotokollen Stahldrahtsysteme benutzt, die eine Diktatdauer von 60 Minuten gestatten. Die Drahtspule enthält 3600 m Draht, d. h. die Laufgeschwindigkeit ist etwa 1 m/sec. Die ganze Einrichtung ist tragbar und wiegt nur 4 kg.

● I. R. Asworth hat während der letzten 10 Jahre in der Nähe von Manchester die Intensität des sichtbaren Sonnenlichtes und ultravioletten Strahlen in der Nähe des Endes des sichtbaren Spektrums, d. h. zwischen 3900 und 2850 Å, aufgezeichnet und festgestellt, dass parallel mit der Vermehrung der Sonnenflecken und des dadurch bedingten grösseren ionisierenden Einflusses der Sonne eine Schwächung der aufgezeichneten Strahlen eintritt. Offenbar ist es so, dass die kürzeren Strahlen unter 2000 Å für die Ionisierung der Atmosphäre verantwortlich sind und dass diese Ionisierung die längerwelligen Strahlen stark schwächt. Je stärker also die Sonnenflecke sind, desto stärker werden durch die kurzweligen Strahlen die höheren Schichten der Atmosphäre ionisiert und desto mehr werden hierdurch die kleineren Frequenzen absorbiert.

## Der Kleinste unter den LORENZ-Dreiwellen-Supern überraschend in seiner Tonsfülle



# LORENZ Radio

C-LORENZ AKTIENGESELLSCHAFT-BERLIN



für Rundfunk und  
Nachrichtengeräte

ELLINGER & GEISSLER

Generalvertretung: Ingenieur-Büro Eugen Boelcke, Berlin-Halensee 1, Kurfürstendamm 149

# HOGES Lilipüt



HOCHOHM GMBH.  
B E R L I N

## Widerstände

»OMEGA«

Hugo Müller, Apparatebau

● Von der Gen. Electr. wurde nach Angaben von Prof. Arthur C. Hardy vom Technologischen Institut von Massachusetts ein Gerät entwickelt, das gestattet, die spektrale Zusammensetzung von Farben qualitativ und quantitativ zu messen. Das Gerät beruht darauf, dass das von der zu bestimmenden Fläche reflektierte Licht von einem Prisma in ein Spektrum zerlegt wird. Die Lichtstärke jeder einzelnen Komponente wird dann mittels einer Photozelle gemessen und automatisch in Form einer Kurve registriert. Man kann auf diese Weise mehr als 2 Millionen Farben genau reproduzierbar festlegen.

● Um dünne Stahlbänder von genauer Dicke herzustellen, benutzt man jetzt in USA ein mit Röntgenstrahlen arbeitendes Gerät. Im Walzwerk passiert das glühende Material bei einer Temperatur von  $1100^{\circ}$  nacheinander mehrere Walzenstrassen, die die Dicke allmählich reduzieren. Hierdurch wächst die Vorschubgeschwindigkeit, bis sie zuletzt etwa 800 m/min erreicht. Um die erreichte Dicke genau zu bestimmen, wird das Band von Röntgen-Strahlen durchsetzt, die dann auf eine Ionisierungskammer fallen. Der Ionenstrom, der von der Dicke des Stahlbandes abhängig ist, wird verstärkt und auf einer Skala registriert, wobei man das Instrument direkt in Materialstärken eichen kann. Die Messung besitzt eine Genauigkeit von 1—2 %, so dass sich z. B. eine Stärke von 3,05 mm mit einer Genauigkeit von 0,03—0,06 mm feststellen lässt.

● Die neuen Gebührensätze für Rundfunkteilnehmer in Spanien bringen wir auf Seite 71.

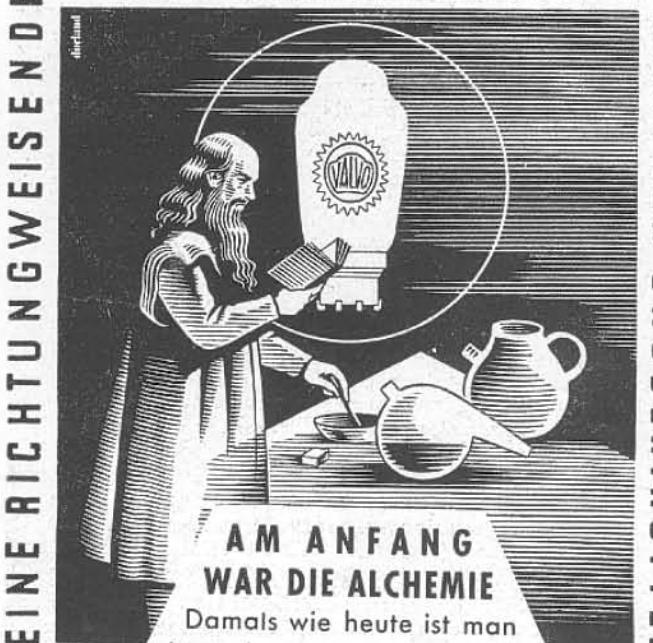
● Die Zeitschrift „Time“ hat bedeutende Aktienanteile an dem Blue Radio Network erworben, es handelt sich um 12,5 % des Gesamtkapitals.

● In den USA wurde der Besitz von mehr als zwei Rundfunksendern, die im wesentlichen im gleichen Gebiet arbeiten, verboten. Bestehende Verträge müssen bis zum 31. 5. 1944 gelöst werden.

● Ende Dezember 43 betrug die Zahl der Rundfunkteilnehmer in England und Nordirland etwa 9 420 000.

● Die Firma Huber, Stahl & Stepischnigg, Wien I, Fichtegasse 2, Erzeugung von Elektro- und funktechnischen Geräten, wurde handelsgerichtlich eingetragen.

## PHILIPS-ERFINDUNG SEIT 15 JAHREN UNÜBERTROFFEN



EINE RICHTUNG GEWEISENDE

AM ANFANG  
WAR DIE ALCHEMIE

Damals wie heute ist man  
bestrebt, neue Wege zu fin-  
den zu immer höherer Leistung.

Philips hat die Leistungspentode  
entwickelt und in seiner zähen, unbe-  
irrbaren Art durchgekämpft. Heute ist ein  
Empfänger ohne Endpentode nicht denkbar

PHILIPS VALVO WERKE GM B H



- Der Zollsatz für Einfuhr von Empfängern und Teilen wurde von Rumänien um 200 % erhöht. Die Einnahmen aus dieser Gebühr werden ausnahmslos einem staatlichen Fonds zur Förderung des Rundfunks zugeführt.
- Nach einer Cifra-Meldung haben die USA nunmehr amtlich und endgültig ihre Teilnahme an der 12. Internationalen Mustermesse von Barcelona zugesagt.
- Der Dänische Staatsrundfunk hat im Jahre 43 etwa 142 000 Kr. an Strafgeldern für Schwarz hören und Säumnis-Gebühren eingenommen.
- Dem neu eingerichteten Rundfunk-Museum in den Niederlanden wurde u. a. eine Telefunkenröhre mit der aufgestempelten Jahreszahl 1916 gespendet. Bei der Prüfung ergab sich, dass sie einwandfrei arbeitet. Ob und wie lange sie inzwischen in Betrieb war, wurde nicht ermittelt.
- Man hört oft die Ansicht, dass das SOS-Zeichen die Abkürzung von „Save our ship“ oder „Save our souls“ sei. Diese Bedeutung wurde den drei Buchstaben erst später unterlegt. Die Internationale Radiotelegrafische Konferenz im Jahre 1912 wählte diese drei Buchstaben aus reinen Zweckmässigkeitsgründen, weil selbst ungeübte Anfänger diese drei Kurz-, drei Lang-, drei Kurzzeichen aussenden können. Vordem lautete der Hilferuf CQD.
- In das Handelsregister in Agram wurde die „Elektroton“ A. G. für Industrie und Handel, Agram, eingetragen. Zweck der Gesellschaft ist Erzeugung, Ein- und Ausfuhr und Verkauf von Schallplatten, Rundfunkempfängern und sonstiger Apparate für Musikübertragung, aller Art von Musikinstrumenten und Bedarf, wie auch Herstellung und Verleih von Tonfilmen. Das Aktienkapital, das voll eingezahlt ist, beträgt 5 Mill. Kn, verteilt auf 500 Namensaktien zu 10 000 Kn Nennwert. Als Mitglieder des Verwaltungsrates wurden eingetragen: Dragutin Krizanec, Direktor aus Agram, und Zora Krizanec, Hausfrau aus Agram.
- Die RCA weist für das vergangene Jahr einen Nettogewinn von 10,2 Mill. \$ aus, was je Aktie einen Ertrag von 50 Cents bedeutet gegenüber einem Nettogewinn von 9 Mill. \$ und einem Aktienertrag von 42 Cents im Vorjahr. Die Bruttoeinnahmen betrugen 294,5 (197) Mill. \$ im Vorjahr. An Steuern wurden 26 (19) Mill. \$ gezahlt.



TELEFUNKEN-TELEFUNKEN-TELEFUNKEN-TELEFUNKEN-TELEFUNKEN



Mit der Gründung von Telefunken im Jahre 1903 begann die praktische Nutzbarmachung deutscher Forschungs- und Entwicklungsarbeit, die nun auch in ihrer Auswertung zu einer auf der ganzen Erde anerkannten deutschen Leistung wurde. Ein Weltfunknetz von Telefunken-Sendern, funktechnische und elektroakustische Anlagen aller Art und Größe für Post, Polizei, Schifffahrt, Flugverkehr, Eisenbahn, Behörden und Presse vieler Länder sind das eindrucksvolle Ergebnis 40jähriger Telefunken-Forschung, -Entwicklung und -Fabrikation. Fachgeschäfte in mehr als 70 Ländern der Welt führen für höchste Ansprüche Telefunken-Radioapparate und -Schallplatten, deren Ausfuhr nach europäischen Ländern heute beträchtlich größer ist als vor dem Kriege.

TELEFUNKEN

als Pionier der Funktechnik ein Weltbegriff

TELEFUNKEN-TELEFUNKEN-TELEFUNKEN-TELEFUNKEN-TELEFUNKEN



KONDENSATOREN



WEGO-WERKE

RINKLIN & WINTERHALTER • FREIBURG/BREISGAU

PATENT

Radioapparate, Fernsehgeräte, Röhren  
**OPTA RADIO**  
 AKTIENGESELLSCHAFT BERLIN



**Verwendet**  
**Norm-Kondensatoren** <sup>⑤</sup>

Über Rohr-Kondensatoren Klasse 3 liegt das Normblatt DIN 41321 vor.



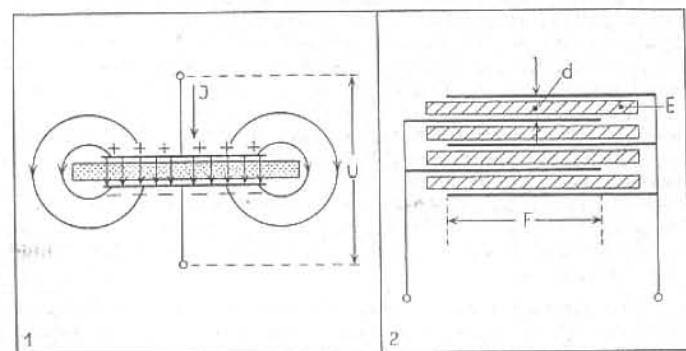
## XVI.

# Die Berechnung von HF-Kondensatoren

Die Kondensatoren dienen in der HF-Technik zum Abstimmen der Schwingkreise, zum Koppeln von Schaltelementen, zum Sieben welliger Gleichspannungen, zum Entstören, zum Blockieren von Gleichspannungen usw. Entsprechend dieser mannigfachen Verwendung sind sie in der gesamten HF-Technik von allergrößter Bedeutung.

Grundsätzlich bestehen sie aus ebenen oder auch zylindrischen Metallbelägen, die durch dielektrische Schichten getrennt sind (Abb. 1 und Abb. 2). Beim Schwingen findet ein fortgesetztes periodisches Umladen der Beläge statt. Diese Umladung bewirkt ein hochfrequenter Wechselstrom, der seinen Weg über zumeist parallel liegende Selbstinduktion nimmt. Zugleich ist mit der Umladung eine Wechselspannung zwischen den Belägen verknüpft, die kapazitiver Spannungsabfall heißt. Entsprechend der momentanen Aufladung der Beläge entwickelt sich ferner ein elektrisches Wechselfeld im Dielektrikum. Diesem elektrischen Wechselfluss entspricht auch die augenblicklich im Kondensator gespeicherte elektrische Energie. Zweckmäßig fassen wir den Kondensator als einen Speicher elektrischer Energie auf, der im HF-Tempo ein gewisses Quantum elektrischer Energie aufzunehmen und nahezu ohne Verlust wieder abzugeben vermag. Einen mit einer verlustarmen Selbstinduktion zusammen schwingenden HF-Kondensator vergleicht man am besten mit der Feder eines Feder-Massenpendelns der Mechanik; die mechanische Masse entspricht dabei der Selbstinduktion.

Beim Entwurf von HF-Kondensatoren sind eine Reihe von Gesichtspunkten zu beachten, von denen die wichtigsten erwähnt seien. Erwünscht ist fast immer, dass die Kapazität des Kondensators eine ganz bestimmte Größe hat. Sie soll ferner in der Regel von Zeit und Temperatur weitgehend unabhängig sein, damit in den Schwingkreisen die Frequenz die stets notwendige Konstanz hat. Vor allem bei Sendekondensatoren wird durch den kapazitiven Spannungsabfall das Dielektrikum auf Durchschlag beansprucht. Es muss hierbei mit Sicherheit erreicht werden, dass es zu keinem Kondensatordurchschlag kommt. Sendekondensatoren



### Anzeigen

Alleinvertretung  
europäischer Spezialfabriken der Radio- und Phono-Industrie  
für Spanien gesucht.  
Korrespondenz auch in deutscher Sprache. Referenzen erster Fabriken.  
V. Martinez Lahera, Rambla de Cataluna 5 Barcelona

500 bis 1000 Kristall-Tonarme  
von Rundfunkgrosshandlung in Deutschland gesucht. Angebote erbeten unter  
Schuetze an den Radio-Mentor-Verlag, Berlin W 15.

müssen somit ausreichend durchschlagsfest sein. Weiter zeigt die Erfahrung, dass vor allem in der Kurzwellensendetechnik die Kondensatoren sich im Betrieb erwärmen. Im Wesentlichen beruht diese Erwärmung, auch Kondensatorverlust genannt, auf 2 Ursachen: In den Metallbelägen verkehren beim Schwingen mehr oder weniger kräftige Flächenströme. Sie entwickeln naturgemäß in den Ohmschen Widerständen der Beläge Wärme. Ferner erwärmt sich mit wachsender Frequenz infolge der elektrischen Polarisation zunehmend das Dielektrikum. Man spricht in diesem Zusammenhang von dielektrischen Verlusten. Für die Mehrheit der HF-Kondensatoren gilt darum die Forderung, die Gesamtverluste im Kondensator gering zu halten. Diese Forderung zu erfüllen macht um so mehr Schwierigkeiten, je höher die Betriebsfrequenz und die Betriebsspannung liegen. Von entscheidender Bedeutung beim Entwurf von HF-Kondensatoren sind weiter auch die Volum- und Gewichtsfrage, vor allem bei HF-Kondensatoren für Flugzeuggeräte. Bei den sogenannten Drehkondensatoren wird stetige Veränderlichkeit der Kapazität nach ganz bestimmten Kurven gefordert. In vielen Fällen muss auch eine mehr oder weniger vollständige Abschirmung des Kondensators vorgesehen werden, damit keine Kopplungen und Ausstrahlungen unerwünschter Streufelder erfolgen. Dass weiter fabrikatorische und preisliche Gesichtspunkte nicht ausser Acht gelassen werden dürfen, versteht sich von selbst für diejenigen HF-Kondensatoren, die Massenprodukte sind. Mit dieser Aufzählung massgeblicher Gesichtspunkte beim Entwurf von HF-Kondensatoren wollen wir uns begnügen.

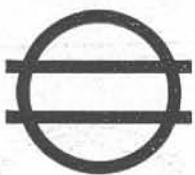
Wir wollen nunmehr von den Baumaterialien für HF-Kondensatoren sprechen. Im Interesse einer Kleinhaltung der Kondensatorverluste ist es naturgemäß, wenn für die Metallbeläge Metalle von hohem elektrischen Leitwert benutzt werden. Wir finden darum in Verwendung: Kupferfolie bei Blockkondensatoren, Messing- und Aluminiumplatten bei Drehkos, ausgebrannte Silberbeläge bei keramischen Kondensatoren. Von noch grösserer Bedeutung für einen HF-Kondensator ist das Material seiner dielektrischen Schichten. Erwünscht ist, dass die Dielektrizitätskonstante sowie die Durchschlagsfestigkeit des Schichtmaterials gross ist und seine Verlustziffer, der sogenannte  $\tg\delta$ , so klein wie möglich ist. Dann wird der HF-Kondensator relativ klein und verschlechtert nicht zu sehr die Kreisgüte. In der Tabelle sind für einige ältere und moderne dielektrische Materialien die erwähnten Werte zusammengestellt. Zu beachten ist die enorme Steigerung der Dielektrizitätskonstanten  $\epsilon$  des keramischen Werkstoffes Condensa auf das rd. 5,5- bzw. 11fache gegenüber der des sonst vorzüglichen Glimmers. Vergleichen wir die Verlustziffer  $\tg\delta$  für Pertinax mit der von Calit, dann finden wir bei 1000 kHz eine Verminderung auf den rd. 74ten Teil. Zudem geht bei dem minderwertigen Pertinax der  $\tg\delta$  mit der Frequenz enorm in die Höhe, während er bei Calit nahezu konstant ist. Auch hinsichtlich der Durchschlagsfestigkeit  $A$  liegen die modernen keramischen Materialien günstig und nicht viel schlechter als bei Glimmer. In der letzten Spalte ist noch die Kapazitätszunahme bzw. Abnahme, der sogenannte Temperaturkoeffizient  $\alpha$ , in  $10^{-6}$  je Grad Celsius angegeben. Im allgemeinen nimmt die Kapazität von HF-Kondensatoren zu mit steigender Temperatur, d. h.  $\alpha$  ist für sie positiv. Es gibt aber auch Materialien wie Condensa und Tempa N u. a., die einen mehr oder weniger kräftigen negativen Temperaturkoeffizienten aufweisen. Ausser den Metallbelägen und den dielektrischen Schichten, die auch aus Luft bestehen können, sind noch zusätzliche Halterungsteile usw. vorzusehen. Sofern in ihnen elektrische Wechselfelder verkehren, sind sie heute möglichst aus keramischem Material zu bauen. Sofern in ihnen Ströme erregt werden, ist ein Metall hoher Leitfähigkeit einzusetzen.

Wir wollen nunmehr die allgemeinen Gesetze für HF-Kondensatoren zusammenstellen, die bei ihrer Bemessung heranzuziehen sind.

Die Kapazität ebener Plattenkondensatoren wird nach folgender Formel berechnet:

$$C = \frac{\epsilon \cdot F \cdot (n - 1)}{4 \cdot \pi \cdot d} \quad 1)$$

Hierin bedeuten:  $C$  die Kapazität in  $\text{cm}^2$ ;  $\epsilon$  die Dielektrizitätskonstante;  $F$  die wirksame Kapazitätsfläche in  $\text{cm}^2$ , d. h. derjenige Teil der Fläche der Metallbeläge, mit der sie sich überlappen;  $d$  der Abstand der Metallbeläge und damit bei fester Pressung auch die Dicke der dielektrischen Schichten in  $\text{cm}$ ;  $n$  die Anzahl der Metallbeläge und  $n - 1$  die Anzahl der dielektrischen Schichten. Auf die nicht einfache Her-



## Die Stromquelle für Heim- und Kofferempfänger

Eines der vielen  
Anwendungsbereiche  
für  
VARTA-Blei-Akkumulatoren



# VARTA

ACCUMULATOREN-  
FABRIK  
AKTIENGESELLSCHAFT BERLIN

leitung der Formel wollen wir verzichten. Viel wichtiger ist, dass der Funktechniker den Inhalt der Formel in sich aufnimmt. Da die Kapazität  $C$  das Fassungsvermögen des Kondensators für die elektrischen Ladungen, für den elektrischen Fluss und damit auch für die elektrische Energie darstellt, muss sie proportional mit der wirksamen Kapazitätsfläche  $F$  und der Anzahl  $(n-1)$  der dielektrischen Schichten zunehmen. Ferner werden im Kondensator um so mehr elektrische Kraftlinien gebildet, je höher die Dielektrizitätskonstante  $\epsilon$  der Isolierschichten ist und je dünner sie sind, d. h. je kleiner  $d$  ist. Abgesehen von  $\epsilon$  hängt somit die Kapazität nur von rein geometrischen Abmessungen ab. Streng genommen gibt es noch zwischen den Belägen ein elektrisches Streufeld und eine ihm entsprechende Streukapazität. Sie fällt um so weniger ins Gewicht, je geschlossener und grösser das Kondensatorpaket ist. Von seiner Beachtung sei darum abgesehen. Die Formel 1) gilt auch ausreichend genau für solche Zylinder- und Röhrchenkondensatoren, deren dielektrische Schichtdicke klein gegen den Aussendurchmesser ist. Die Dimension der Formel rechts ist cm; darum erhalten wir nach 1) die Kapazität in der kleinen elektrostatischen Einheit cm. Durch Division des Kapazitätswertes in cm durch 0,9 erhalten wir die Kapazität in pF.

Vor allem bei Sendekondensatoren darf der Plattenabstand nicht nach Belieben gewählt werden. Vielmehr muss er aus der Betriebsspannung  $U$ , der Durchschlagsfestigkeit  $\Delta$  des dielektrischen Materials und dem Sicherheitsgrad  $S$  ermittelt werden.

Die Durchschlagsfestigkeit  $\Delta$  gibt bekanntlich diejenige Spannung in Kilovolt (kV) an, bei der gerade eine 1 mm dicke Isolierschicht durchschlägt.  $U/\Delta$  ist somit diejenige Schichtdicke in mm, die bei der Betriebsspannung  $U$  gerade durchschlägen wird. Soll dieser Durchschlag jedoch mit der Sicherheitsziffer  $S$  vermieden werden, dann muss die Schicht die Dicke  $\frac{U \cdot S}{\Delta}$  haben. Somit gilt für die erforderliche Dicke der dielektrischen Schichten von Sendekondensatoren:

$$d = \frac{U \cdot S}{\Delta} \quad 2)$$

Bei Empfangskondensatoren besteht zumeist praktisch so gut wie keine Spannungsbelastung. In solchen Fällen wählt man  $d$  meist so klein wie möglich. Bei Luftplatten geht man mit Rücksicht auf die betriebssichere Vermeidung von Plattenenschluss nicht unter 0,5 mm herunter. Bei Glimmer sind durch die Spaltbarkeit Grenzen gezogen. Bei keramischen Materialien muss die Bruchfestigkeit dünner Schichten beachtet werden.

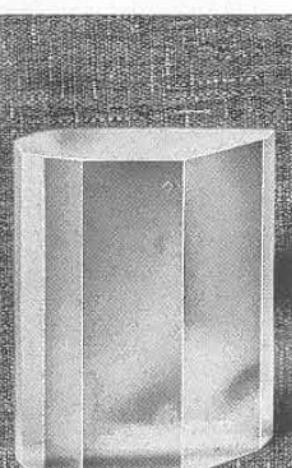
Wie bereits angedeutet, dient zur Fassung der Kondensatorverluste der Begriff „ $\operatorname{tg}\delta$ “. Als Ersatzbild für eine unreine verlustbehaftete Kapazität kann man sich nach Abb. 3a vorstellen eine reine, verlustfreie Kapazität  $C$ , der ein kleiner Ohmscher, wärmeerzeugender Widerstand  $r$  vorgeschaltet ist. An der Schaltung liege die Klemmspannung  $U$ ; sie wird geometrisch geteilt in den Ohmschen Spannungsabfall  $U_r = I \cdot r$  und den kapazitiven Spannungsabfall  $U_C = I \cdot \frac{1}{\omega C}$ . Ersterer ist mit dem Kapazitätsstrom  $I$  in Phase, letzterer eilt gegen  $I$  um  $90^\circ$  nach. Wir erhalten so das Vektordiagramm in Abb. 3b. Wir stellen fest, dass die Klemmspannung  $U$  und der Kapazitätsstrom  $I$  um den Winkel  $\varphi$ , d. h. wegen der Kleinheit vor  $r$  fast um  $90^\circ$  phasenverschoben sind. Sie wären genau um  $90^\circ$  phasenverschoben, wenn der Verlustwiderstand  $r = 0$  wäre. Es ist nun üblich, als Mass dieser Fast- $90^\circ$ -Phasenverschiebung die Abweichung  $\delta$  gegen  $90^\circ$  zu benutzen. Für  $\operatorname{tg}\delta$  gilt auf Grund des Vektordiagramms die Beziehung:

$$\operatorname{tg}\delta = \frac{U_r}{U_C} = \frac{J \cdot r}{J \cdot 1} = r \cdot \omega \cdot C \quad 3)$$

( $r$  in  $\Omega$ ,  $C$  in F,  $\omega$  in Hz)

Wir stellen fest, dass der  $\operatorname{tg}\delta$  dem Verlustwiderstand  $r$  vor allen Dingen proportional ist. Er geht aber auch mit der Frequenz  $\omega$  und der Kapazität  $C$  in die Höhe.

Leicht lässt sich nun mit Hilfe von  $\operatorname{tg}\delta$  bzw.  $\delta$  auch der Kondensatorverlust darstellen. Der Kondensatorverlust  $N_V$  ist die von der Schaltung nach Abb. 3a aufgenommene Wirkleistung. Sie hat die Grösse:  $N_V = U \cdot I \cdot \cos \varphi$ . Da  $\varphi$  und  $\delta$  Komplementwinkel sind, darf man  $\cos \varphi$  durch  $\sin \delta$  ersetzen. Da ferner  $\delta$  sehr klein ist, bei guten Materialien nur die Grössenordnung Zehntausendstel besitzt, darf man



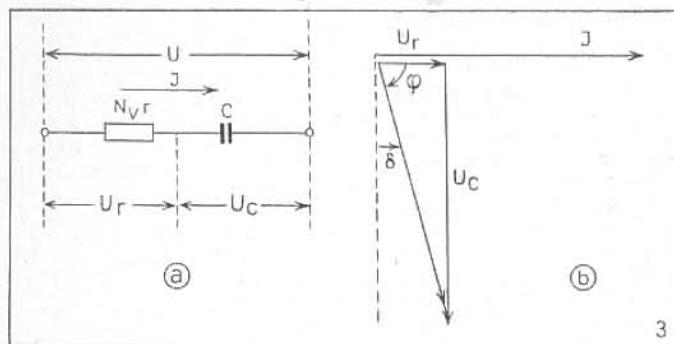
## Seignette - Salz KRISTALLE

sind das neuzeitliche  
Mittel zur Umwandlung  
mechanischer Schwin-  
gungen in elektrische.  
Anwendungsmöglich-  
keiten für Mess-, Prüf- u.  
Überwachungs-Geräte.



Georg Föller  
Piezo-elektrische Geräte für  
Tonfrequenz  
Berlin

# FÖLLER



3

ohne zu grossen Fehler sin  $\delta$  durch  $\operatorname{tg}\delta$  und  $\delta$  selbst ersetzen. Wir erhalten somit für den Kondensatorverlust:

$$N_V = U \cdot I \cdot \operatorname{tg}\delta = U \cdot I \cdot \delta \quad 4)$$

(N in W, U in V, I in A,  $\operatorname{tg}\delta$  bzw.  $\delta$  reine Zahl)

Auch diese Schlussformel für den meist unerwünschten Kondensatorverlust bringt deutlich zum Ausdruck, dass der Kondensatorverlust und damit die schädliche Wärmeproduktion im Kondensator dem  $\operatorname{tg}\delta$  bzw. dem Fehlwinkel  $\delta$  im Bogenmass proportional ist. Der  $\operatorname{tg}\delta$  entspricht auch dem Begriff Spulengüte  $p = \frac{\omega L}{r}$ . Schreiben wir ihn als Bruch

$\operatorname{tg}\delta = \frac{r}{1/\omega C}$ , dann erkennen wir, dass er mit der Spulengüte verglichen lediglich als reziproker Wert festgelegt ist.

Recht häufig kommen Parallel- und Reihenschaltungen von HF-Kondensatoren vor. Im ersten Falle unterliegen alle Teilkondensatoren der gleichen Klemmspannung. Was den Kapazitätsstrom anlangt, so findet eine Teilung desselben statt. Schon hieraus geht hervor, dass bei Parallelschaltung von Kapazitäten dieselben sich zu einer resultierenden Kapazität addieren. Es gilt somit das allgemeine Schaltungsgesetz für Kapazitäten.

$$C = C_1 + C_2 + C_3 + \dots \quad 5)$$

Praktisch wirkt sich somit die Parallelschaltung von Teilkapazitäten als Kapazitätssteigerung und damit in Abstimmkreisen als Wellenlängensteigerung bzw. Frequenzerniedrigung aus.

Von entgegengesetzter Wirkung ist die Reihenschaltung von Kapazitäten. Es tritt keine Stromteilung vielmehr eine Spannungsteilung ein. Da der resultierende kapazitive Widerstand durch Addition der kapazitiven Teilwiderstände entstehen muss, gilt:

$$\frac{1}{\omega C} = \frac{1}{\omega C_1} + \frac{1}{\omega C_2} + \frac{1}{\omega C_3} + \dots$$

Durch Multiplikation mit der Frequenz  $\omega$  verschwindet dieselbe aus der Gleichung, und wir erhalten für die resultierende Kapazität  $C$  einer Reihenschaltung von Teilkapazitäten das Gesetz:

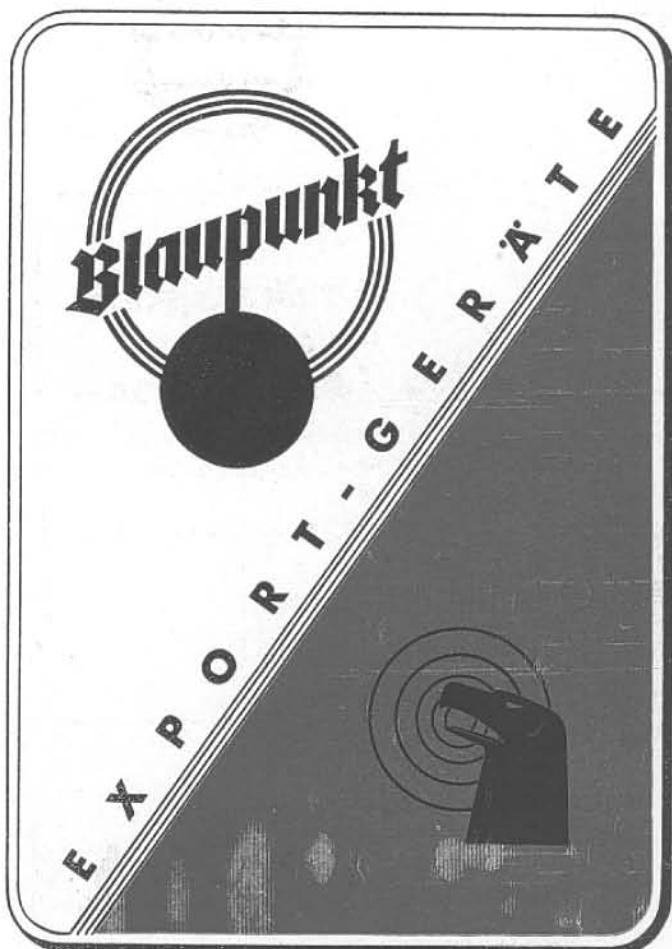
$$\frac{1}{C} = \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} + \frac{1}{C_3} + \dots \quad 6)$$

Es lässt sich leicht nachweisen, dass die resultierende Kapazität der Reihenschaltung stets kleiner ist als die kleinste Teilkapazität. Reihenschaltung von Kapazitäten wirkt sich somit als Kapazitätsniedrigung aus. In Schwingkreisen hat das eine Wellenlängenerniedrigung und eine Frequenz erhöhung zur Folge. Liegen nur zwei Kapazitäten in Reihe, dann geht die Gleichung 6) über in Sonderform:

$$C = \frac{C_1 \cdot C_2}{C_1 + C_2} \quad 7)$$

Wegen ihrer Wichtigkeit merke man sich diese Berechnungsregel sogar in Worten: Wir erhalten die resultierende Kapazität  $C$  zweier Reihenkapazitäten  $C_1$  und  $C_2$ , indem wir ihr Produkt durch ihre Summe dividieren.

Wie bereits angedeutet, liegen in den keramischen Materialien Calit und Condensa N dielektrische Werkstoffe mit entgegengesetzten Temperaturkoeffizienten vor. Das bedeutet, dass die Kapazität von Calitkondensatoren mit steigender Temperatur zunimmt, während die von Condensakondensatoren abnimmt. Durch Parallelschalten von je einem Calitkondensator und Condensakondensator lassen sich somit Kapazitäten herstellen, die entweder einen ganz bestimmten positiven oder negativen oder gar keinen Temperaturgang haben, d.h. temperaturkompensiert sind. Derartige



*Der beste Ton  
dem  
mit*

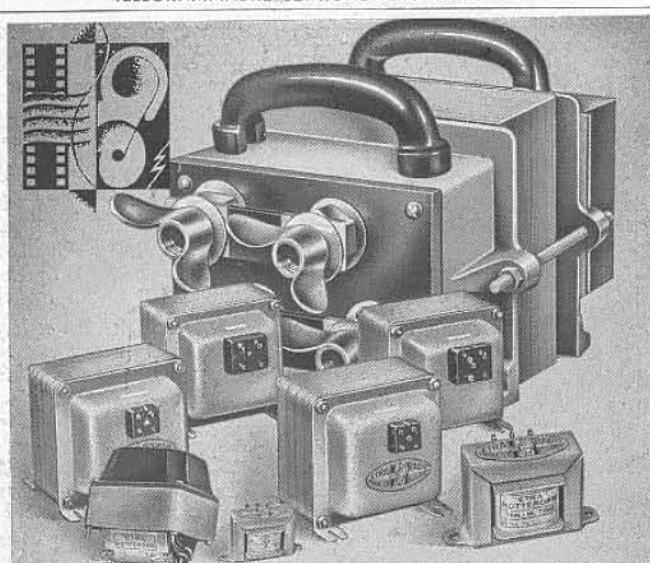
**RONETTE-Mikrofon**

KRISTALL MIKROFON KAPSELN  
KRISTALL TONABNEHMER KAPSELN  
EINBAUFERTIG SOFORT LIEFERBAR  
VERLANGEN SIE OFFERTE

**RONETTE**

RONETTE PIÉZO ELECTRISCHE INDUSTRIE  
AMSTERDAM-HOLLAND

TELEGRAMMADRESSE: RONETTE-AMSTERDAM



**TRANSFORMATOREN**  
FÜR ELEKTRO- UND RUNDFUNKZWECKE

- TRANSFORMATOREN bis 2kVA
- DROSSLIN
- TONFREQUENZÜBERTRÄGER
- SPULEN FÜR  
HOCHFREQUENZTECHNIK

**E.T.R.A. TECHNISCHE ONDERNEMING**  
TRANSFORMATOREN- EN APPARATENFABRIEK  
B R E D A / N E D E R L A N D

Tabelle wichtiger dielektrischer Kondensatoren-Werkstoffe

Name	$\epsilon$	$\operatorname{tg} \delta$ in $10^{-4}$ bei $20^\circ \text{C}$		$d$ KV/mm	$\alpha$ in $10^{-6}$ für $1^\circ \text{C}$
		1000 kHz	10000 kHz		
Luft	1	0	0	3	—
Pertinax	5,4	280	720	10 $\div$ 20	—
Minoglas	7	1,7	1,7	40 $\div$ 70	—
Glimmer	7,5	—	—	10 $\div$ 20	—
Calit	6,5	3,8	3,4	35 $\div$ 45	+ 120 $\div$ + 160
Condensa	N 40	6,9	4,6	15 $\div$ 20	— 340 $\div$ — 380
	F 80	4	3,5	10 $\div$ 20	— 680 $\div$ — 860
Tempa	12,5	13	9,8	20	— 20 $\div$ — 40
Frequentit	5,9	10	7	—	—

temperaturgeregelte bzw. temperaturkompensierte Kapazitäten haben grosse Bedeutung für die HF-Messtechnik, Kurzwellentechnik und Ultrakurzwellentechnik, um den meist positiven Temperaturinfluss der Selbstinduktionen der Schwingkreise zu beseitigen. Die Berechnung parallel geschalteter temperaturgeregelter Kondensatoren sei noch gezeigt.

Infolge der Parallelschaltung der Teilkapazitäten  $C_1$  und  $C_2$  gilt für die resultierende Kapazität  $C$ :

$$C = C_1 + C_2 \quad 8)$$

Für die durch die Temperaturänderung  $\Delta T$  hervorgerufenen Kapazitätsänderungen gilt darum:

$$\Delta C = \Delta C_1 + \Delta C_2 \quad 9)$$

Wir drücken nun die drei Kapazitätsänderungen durch die drei Temperaturkoeffizienten  $\alpha$ ,  $\alpha_1$ ,  $\alpha_2$  und die Temperaturänderung  $\Delta T$  aus;  $\alpha$  ist dabei der gewünschte Temperaturkoeffizient der Kombination; er ist gleich 0, wenn wir Temperaturkompensation fordern. Es gilt:

$$\Delta C = \alpha \cdot C \cdot \Delta T, \Delta C_1 = \alpha_1 \cdot C_1 \cdot \Delta T, \Delta C_2 = \alpha_2 \cdot C_2 \cdot \Delta T \quad 10)$$

Wir setzen diese Werte in die Gleichung 10) ein, dividieren durch  $\Delta T$  und erhalten:

$$\alpha \cdot C = \alpha_1 \cdot C_1 + \alpha_2 \cdot C_2 \quad 11)$$

In den Gleichungen 8) und 11) sehen wir  $C$ ,  $\alpha$ ,  $\alpha_1$ ,  $\alpha_2$  als gegeben an und lösen sie nach den unbekannten Teilkapazitäten  $C_1$  und  $C_2$  auf. Wir erhalten:

$$C_1 = \frac{\alpha - \alpha_2}{\alpha_1 - \alpha_2} \cdot C, C_2 = \frac{\alpha - \alpha_1}{\alpha_2 - \alpha_1} \cdot C \quad 12)$$

Aus diesen Gleichungen können die richtigen Teilkapazitäten berechnet werden.

Zum Schluss bringen wir noch einige Berechnungsbeispiele für die Bemessung verschiedenartiger HF-Kondensatoren.

**Beispiel 1:**

Blockkondensator für Empfangszwecke, Dielektrikum, Glimmerplatten mit Dicke  $d = 0,1 \text{ mm}$ , Beläge Cu-Folie mit Dicke  $0,1 \text{ mm}$ , geforderte Kapazität  $C = 10000 \text{ cm}$ , Format der Cu-Folien rechteckig  $3 \times 2 = 6 \text{ cm}^2$ .

**Gegeben:**  $\epsilon = 7,5$ ,  $d = 0,01 \text{ cm}$ ,  $F = 6 \text{ cm}^2$ ,  $C = 10000 \text{ cm}$ ,  $\Delta = 10 \text{ kV/mm}$ .

**Gesucht:** Plattenzahl  $n$ .

Die Gleichung 1) wird nach  $n - 1$  aufgelöst:

$$n - 1 = \frac{C \cdot 4 \cdot \pi \cdot d}{\epsilon \cdot F} = \frac{10000 \cdot 4 \cdot \pi \cdot 0,01}{7,5 \cdot 6} = 28$$

Anzahl der Glimmerplatten 28

Anzahl der Cu-Folien 29

Höchst zulässige Spannungsbelastung bei Sicherheitsfaktor  $S = 5$  aus 2):

$$U = \frac{d \cdot \Delta}{S} = \frac{0,1 \cdot 10}{5} = 0,2 \text{ kV} = 200 \text{ V}$$

**Beispiel 2:**

Kurzwellenkondensator, bestehend aus einer kreisrunden Calitscheibe mit Silberbelägen, Kapazität  $100 \text{ cm}$ , Scheibendicke  $0,5 \text{ mm}$ , Betriebsspannung  $2 \text{ kV}$ , Betriebsfrequenz  $10 \text{ MHz}$ .

**Gesucht:** Durchmesser der Silberbeläge, Sicherheitsfaktor, Verlustleistung.

**Gegeben:**  $\epsilon = 6,5$ ,  $\operatorname{tg} \delta = 3,4 \cdot 10^{-4}$ ,  $d = 0,05 \text{ cm}$ ,  $\Delta = 40 \text{ kV/mm}$ ,  $C = 100 \text{ cm}$ ,  $U = 2 \text{ kV}$ ,  $f = 10^7 \text{ Hz}$ ,  $n - 1 = 1$ .

### Rechnung:

Wirksame Kapazitätsfläche aus 1):

$$F = \frac{C \cdot 4 \cdot \pi \cdot d}{\epsilon \cdot (n-1)} = \frac{100 \cdot 4 \cdot \pi \cdot 0,05}{6,5 \cdot 1} = 9,7 \text{ cm}^2$$

Durchmesser der Silberbeläge der Calitscheibe aus Kreisflächenformel:

$$D = \sqrt{\frac{4 \cdot F}{\pi}} = \sqrt{\frac{4 \cdot 9,7}{\pi}} = 3,5 \text{ cm}$$

Sicherheitsfaktor gegen Durchschlag aus 2):

$$S = \frac{d \cdot \Delta}{U} = \frac{0,5 \cdot 40}{2} = 10$$

Kapazitiver Widerstand bei  $10^7 \text{ Hz}$ :

$$x_C = \frac{1}{\omega \cdot C} = \frac{9 \cdot 10^{11}}{2 \cdot \pi \cdot 10^7 \cdot 100} = 144 \Omega$$

Kapazitätsstrom bei  $U = 2000 \text{ V}$ :

$$J = \frac{U}{x_C} = \frac{2000}{144} = 14 \text{ A}$$

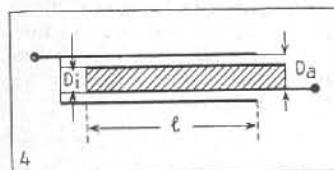
Kondensatorverlustwärme:

$$N_V = U \cdot J \cdot \delta = 2000 \cdot 14 \cdot 3,4 \cdot 10^{-4} = 9,5 \text{ W} = 2,25 \text{ cal/sec.}$$

### Beispiel 3:

Röhrchenkondensator aus hochkapazitivem Condensa F für Empfangszwecke, Kapazität  $500 \text{ pF}$ . Außendurchmesser  $D_a = 4 \text{ mm}$ , Innendurchmesser  $D_i = 3 \text{ mm}$ , Dicke der Condensaschicht  $0,5 \text{ mm}$ .

Gesucht: Länge  $l$  der Ag-Beläge (Abb. 4).



Gegeben:  $C = 500 \cdot 0,9 = 450 \text{ cm}$ ,  $n-1 = 1$ ,  $d = 0,05 \text{ cm}$ ,  $\epsilon = 80$ .

Rechnung:

Aus 1) wirksame Kapazitätsfläche:

$$F = \frac{C \cdot 4 \cdot \pi \cdot d}{\epsilon \cdot (n-1)} = \frac{450 \cdot 4 \cdot \pi \cdot 0,05}{80 \cdot 1} = 3,5 \text{ cm}^2 = 350 \text{ mm}^2$$

Mittlerer Schichtdurchmesser:

$$D_m = \frac{D_a + D_i}{2} = \frac{4 + 3}{2} = 3,5 \text{ mm}$$

Mittlerer Schichtumfang:

$$u = \pi \cdot D_m = \pi \cdot 3,5 = 11 \text{ mm.}$$

Die abgewickelte wirksame Kapazitätsfläche  $F$  ist annähernd ein Rechteck mit den Seiten  $u$  und  $l$ ; somit gilt für die Länge  $l$  der Beläge:

$$l = \frac{F}{u} = \frac{350}{11} = 32 \text{ mm}$$

### Beispiel 4:

Temperaturkonstanter Kondensator für Messzwecke, Kapazität  $1000 \text{ cm}$ , Aufbau je ein Calit- und ein Condensa N: Röhrchen-Kondensator in Parallelschaltung.

Gesucht: Teilkapazitäten  $C_1$  und  $C_2$ .

Gegeben:  $C = 1000 \text{ cm}$ ,  $\alpha = 0$ ,  $\alpha_1 = +140$  (Calit),  $\alpha_2 = -360$  (Cond. N)

Rechnung:

$C_1$  und  $C_2$  nach den Formeln 12):

Calitkapazität:

$$C_1 = \frac{\alpha - \alpha_2}{\alpha_1 - \alpha_2} \cdot C = \frac{0 - (-360)}{140 - (-360)} \cdot 1000 = \frac{360}{500} \cdot 1000$$

$C_1 = 720 \text{ cm}$

Condensa N-Kapazität:

$$C_2 = \frac{\alpha - \alpha_1}{\alpha_2 - \alpha_1} \cdot C = \frac{0 - 140}{-360 - 140} \cdot 1000 = \frac{-140}{-500} \cdot 1000$$

$C_2 = 280 \text{ cm}$

Probe:

$$C = C_1 + C_2$$

$$1000 = 720 + 280 \text{ (stimmt!).}$$

# AUS DER TECHNIK DER ULTRAKURZWELLEN-THERAPIE

Die Einbeziehung elektrischer Ströme in die Reihe der Heilmittel datiert schon weit zurück. Hatte man um 1800 mit Gleichstrom und, später, mit niederfrequenten Wechselströmen Versuche gemacht und, auf Reizwirkungen beruhende Heilerfolge zu verzeichnen gehabt, so bereitete doch erst Teslas Entdeckung, dass Wechselströme höherer Frequenz dem menschlichen Körper unschädlich seien, zusammen mit seiner Voraussage, dass sie heilend wirken könnten, der modernen Hochfrequenz-Wärmetherapie den Weg. D'Arsonval konnte 1890 feststellen, dass die bei Gleichstrom oder niederfrequenten Wechselströmen vorhandenen Reizwirkungen und die, die anwendbare Stromstärke begrenzende, Elektrolyse bei hohen Frequenzen verschwinden, weshalb man eben auch grössere Stromstärken anwenden konnte.

Die Wärmebehandlung ist eine bis auf die Anfänge der Medizin zurückgehende Heilmethode, die sich bis zu Aeskulap und Hippokrates zurückverfolgen lässt. Die örtliche Temperaturerhöhung verursacht eine stärkere Durchblutung und einen lebhafteren Stoffwechsel an der betreffenden Stelle, was u. a. bei rheumatischen Erscheinungen und Entzündungen einen günstigen Einfluss haben kann. Nun ist bei den meisten Erwärmungsmethoden, wie Bädern, Packungen, Lichtbestrahlungen usw. die unter der Haut befindliche Fettsschicht ein starkes Hindernis, da sie als Wärmeisolator wirkt und die wirksame Erwärmung auch der unter diesem Fettgewebe liegenden Schichten die Zuführung einer so erheblichen Wärmemenge erforderlich machen würde, dass dabei Verbrennungen der Haut auftreten könnten.

## Physikalische Vorbemerkungen

Wendet man zur Erwärmung den elektrischen Strom an, so ergibt sich der Vorteil, dass überall längs der Stromlinien eine Erwärmung auftritt, so dass man also auch stärkere Wirkungen in die Tiefe erzielen kann. Es kommt nur darauf an, dass die Stromlinien auch den gewünschten Weg nehmen. Es scheint zunächst ausschliesslich auf die richtige Lage der den Strom zuführenden Elektroden anzukommen, um die Wirkung in einer bestimmten Richtung zu erzielen.

Wie neuere Untersuchungen jedoch ergeben haben, trifft das nicht zu. Vielmehr spielt die Frequenz der Wechselströme gleichfalls eine nicht zu unterschätzende Rolle, weil sie nämlich für das Verhältnis von Blind- zu Wirkwiderständen des zu behandelnden Körpers von Bedeutung ist. Wendet man beispielsweise Frequenzen der Grössenordnung 1 MHz an, wie das bei der sogenannten Diathermie der Fall ist, so sind die kapazitiven Blindwiderstände noch ausserordentlich hoch im Verhältnis zu den Wirkwiderständen, die durch

den zu behandelnden Körper gebildet werden und sich zwischen den Zuführungselektroden befinden. Infolgedessen hängt die Durchflutung des Körpers durch die Stromlinien praktisch ausschliesslich vom Wirkwiderstand der verschiedenen Körperschichten und -organe ab. Der Strom geht den Weg niedrigsten Widerstandes! Muskelgewebe, Blutgefässer usw. haben geringen, Fett, Knochen usw. hingegen hohen spezifischen Widerstand, so dass man auch durch passende Elektrodeneinstellung nicht in der Lage war, beispielsweise ein Gelenk auf diese Weise zu erwärmen.

In Abb. 1a ist mit a ein zu behandelndes Organ, mit b das umgebende Fettgewebe und c darum herumliegendes Muskelgewebe bezeichnet. Es ist ersichtlich, wie die Mehrzahl der Stromlinien durch c verläuft, so dass man nicht ans gewünschte Ziel kommt. Ein weiterer Nachteil ist der folgende. Entfernt man die Elektroden vom Körper, so dass also zwischen ihnen und der Haut — etwa wie in Abb. 1b — ein Luftabstand, d. h. eine Serienkapazität auftritt, so ist deren kapazitiver Widerstand so gross, dass man ganz ausserordentlich viel höhere Spannungen anwenden müsste, was unwirtschaftlich und — infolge der Gefahr von Funkenverbrennungen — auch unerwünscht ist. Man steht also vor der Schwierigkeit, beispielsweise akut entzündliche Prozesse auf der Haut, offene Wunden usw. nicht behandeln zu können, weil man die Elektrode nicht auflegen kann.

Die ganze Sachlage wird jedoch so gleich anders, wenn man zu erheblich höheren Frequenzen übergeht, also im Kurzwellen- oder — besser — im Ultrakurzwellenbereich. Dann kommen nämlich die ohmschen und Blindwiderstände bereits in die gleiche Grössenordnung und man kann es sich, ohne unzulässig hohe Spannungen nötig zu haben, die Elektroden in einem gewissen Abstand von der Haut anzubringen, so dass die oben geschilderten Schwierigkeiten in Fortfall kommen. Nicht mehr der

ohmsche Widerstand ist ausschlaggebend für die Wirkung, sondern man kann sich vorstellen, dass der Körper als Dielektrikum zwischen zwei Kondensatorenlektroden liegt, zwischen denen ein weitaus gleichmässigeres Feld besteht. Dabei erweist sich als günstig, dass die Dielektrizitätskonstanten nahezu aller Körperbestandteile einander ungefähr gleichen (Grössenordnung 80). Die Feldverteilung ist also weitgehend homogen. Die Erwärmung kann man sich als verursacht durch die elektrischen Verluste vorstellen. Man erzielt also in dem Falle der Abb. 1 mit der hohen Frequenz eine viel stärkere Erwärmung des zu behandelnden Organes a (Abb. 1b) als bei niedrigeren Frequenzen.

## UKW-Therapie

Die Anwendung sehr hoher Frequenzen in der Medizin ist jüngeren Datums. Nachdem es Esau 1925 gelungen war, auf Meterwellen grössere Senderleistungen mit der Elektronenröhre zu erzeugen und auf seine Anregung hin sich Schliephake — und unabhängig davon auch Schereschowski — mit den Möglichkeiten der therapeutischen Auswertung so hochfrequenter Wechselströme zuerst befasst hatten, wurden schnell Fortschritte erzielt. Neben der auf Erwärmung beruhenden Heilwirkung suchte man auch nach spezifischen Wellenlängen, die für besondere Zwecke optimale Wirkung ergeben sollten, jedoch haben sich bis heute in dieser Richtung noch keine eindeutigen Ergebnisse herauskristallisiert und vorerst ist es nichts mit der sagenhaften „Antikrebswellenlänge“, die s. Zt. viel in den Publikumszeitschriften herumgeisterte!

Immerhin ist die „UKW-Therapie“ eine sehr wertvolle Bereicherung der medizinischen Heilverfahren und wird heute in grossem Umfange sowohl von praktischen Aerzten wie von Spezialisten angewandt. Es kann nicht Aufgabe dieses Aufsatzes sein, alle Indikationen für UKW-Behandlung hier aufzuzählen, vielmehr muss dieserhalb auf die einschlägige medizinische Fachliteratur verwiesen werden. Nur ein Anwendungsgebiet sei hier besonders erwähnt, nämlich die Fieberbehandlung, die bei vielen schweren Erkrankungen heute in zunehmendem Umfange angewandt wird. Im Gegensatz zu der grossen Schwierigkeit, bei Malariaimpfung durch richtige Chinindosierung die Temperaturerhöhung unter Kontrolle zu halten und Giftwirkungen unschädlich zu machen, ist man bei Erzeugung des künstlichen Fiebers mittels eines entsprechend starken UKW-Senders, bzw. zweier schwächerer Sender durchaus in der Lage, die Wärmezufuhr im geeigneten Zeitpunkt zu unterbrechen, so dass weitaus seltener Komplikationen auftreten.

Eine Frage, die immer wieder zum Gegenstand von Diskussionen gemacht wurde, ist die nach der Notwendigkeit, eine eindeutige Wellenlänge zu verwenden. Sie ist daraus entstanden, dass man

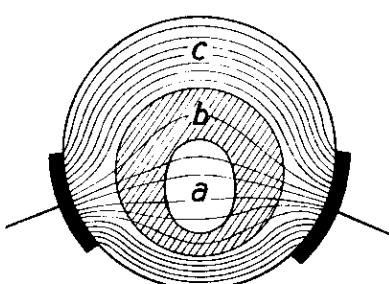


Abb. 1a. Das zu behandelnde Organ a, das umgebende Fettgewebe b und das Muskelgewebe c.

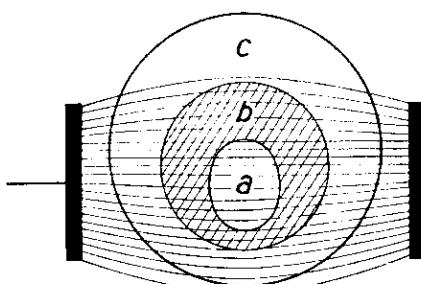


Abb. 1b. Wenn die Elektroden vom Körper entfernt werden, ergibt sich etwa dieses Bild.

anfangs zwar Röhrensender zur Erzeugung der notwendigen Hochfrequenzleistungen anwandte, bald aber versuchte, den für die 1 MHz-Diathermie angewandten Löschenkensender auch für UKW-Geräte nutzbar zu machen. Die s. Zt. angewandten Senderöhren waren nämlich einem längeren Dauerbetrieb nur in beschränktem Umfang gewachsen und zudem außerordentlich teuer, so dass sich der Betrieb von Röhren-Therapiersendern zunächst recht unwirtschaftlich gestaltete. Es gelang auch betriebsicher arbeitende Löschenkensender herzustellen, bald jedoch lernte man Spezialröhren herzustellen, die auch in Schaltungen, die die Gitter-Anodenkapazität zur Schwingkreisabschaltung heranziehen, bei denen also außerordentlich hohe Blindströme durch die Elektrodenführungen fliessen, noch ausreichende Lebensdauern erreichten (1000 Stunden und mehr). Zudem konnten die Ersatzkosten für Röhren verringert werden. Aus diesem Grunde ist heute eine Notwendigkeit für den Funkensender nicht mehr gegeben, so dass die Röhrengeräte immer mehr an Boden gewinnen und Diskussionen der genannten Art allmählich uninteressant werden.

Fest steht, dass der Funkensender natürlich ein mehr oder weniger breites Frequenzspektrum erzeugt und auch ausstrahlt, was in der Natur der gedämpften Schwingungen begründet liegt. Hingegen ist die vom Röhrengenerator abgegebene Schwingung praktisch einwellig. Dass die für Diathermie üblichen Löschenkensender außerordentlich starke Funkstörungen verursachen, ist bekannt und mit den UKW-Funksendern ist es natürlich nicht viel anders, zumal zufällig in der Nähe des Senders oder des besiedelten Patienten vorhandene Metallteile, z. B. Gardinenstangen usw., als Antennen wirken und die Störungen noch erheblich weiter reichen lassen können. Neben sorgfältigster Netzverriegelung mittels Siebketten ist meistens Einschaltung der gesamten Apparatur einschließlich des Patienten in einen Faraday'schen Käfig die einzige wirksame Massnahme gegen Funkstörungen, die sich, wie Versuche erwiesen haben, auf ein sehr breites Frequenzband erstrecken. Demgegenüber ist der Röhrensender, der praktisch nur eine diskrete Frequenz erzeugt, wesentlich einfacher zu entstören, vor allem wenn man längere Metallstangen usw. (s. oben) aus seiner unmittelbaren Nähe entfernt und so dafür sorgt, dass

diese keine Antennenwirkung haben können. Die Anwendung einer völligen Abschirmung wird sich hier lediglich auf vereinzelte Fälle erstrecken, in denen auf dem fraglichen Frequenzband in nächster Nähe empfindliche Empfangsgeräte eingesetzt sind.

Dass darüber hinaus die Wartung der Röhrengeräte einfacher ist als die von Funkensendern, deren Funkenstrecken ständig überwacht und gelegentlich nachgestellt werden müssen und dass die Röhrengeräte im Gegensatz zum Funkengerät geräuschlos arbeiten, sei noch der Vollständigkeit halber erwähnt.

### Schaltungstechnik

Die Schaltungen der Therapie-Löschenkensender ähneln grundsätzlich denen, die früher im Funkbetrieb üblich waren, nur mit dem Unterschiede, dass man für diese normalerweise 500-periodigen Wechselstrom mittels einer Maschine erzeugte, während die Therapiegeräte durchweg für den Betrieb aus dem 50-Perioden-Lichtnetz gebaut sind, dementsprechend also grössere Transformatoren benötigen. In Abb. 2 ist eine einfache Schaltung wiedergegeben, bei der die vom Hochspannungstransformator T gelieferte Spannung über Hochfrequenzdrosseln Dr der Serie von Löschenkentstrecken F zugeführt wird. Mittels der Kondensatoren C und C' erfolgt Abstimmung und Regelung der Sekundärkreiskopplung. Der Patientenkreis ist mit P bezeichnet. Eine ähnliche Schaltung, bei der die Funkenstrecken auf einem Kreise angeordnet sind und eine zusätzliche Primärabstimmung erfolgt, zeigt Abb. 3. Hier wird mittels des Kondensators C auf den Patientenkreis P abgestimmt, der aus Sicherheitsgründen über zwei Blockkondensatoren angekoppelt ist. Die Abb. 4 lässt in der Rückansicht eines derartigen Gerätes oben die Anordnung der Funkenstrecken erkennen. Darunter sind zur Kühlung zwei Ventilatoren montiert, ganz unten befindet sich der Transformator. Ein Schlüssel zum Nachstellen der Funkenstrecken ist unterhalb der Ventilatoren angeklemmt.

Die von Esau bei seinen Versuchen zur Erzielung grösserer Leistungen mit UKW-Röhrengeneratoren angewandte Ultra-audionschaltung (Abb. 5) wird heute in verschiedenen Therapiegeräten verwendet. Die Schaltung ist in ihrer Wirkungsweise mit der kapazitiven Dreipunktschaltung (Colpitts) zu vergleichen, wobei

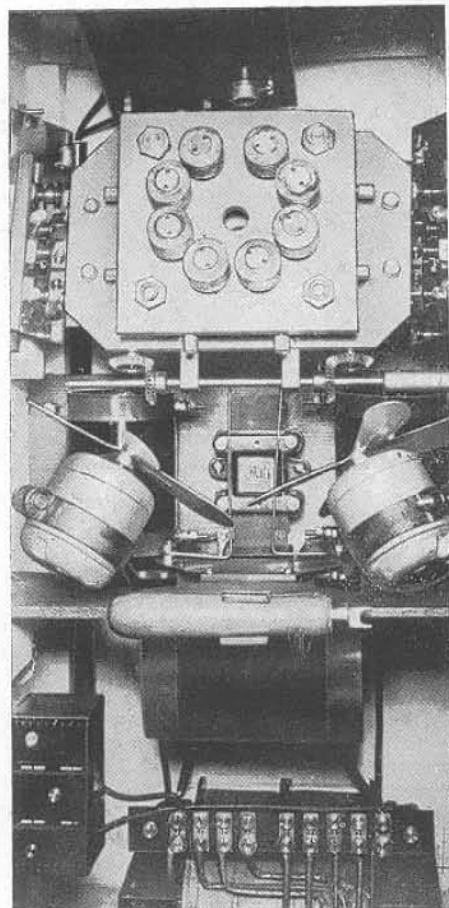


Abb. 4. Therapie-Löschenkensender in der Rückansicht. Unter der Anordnung der Funkenstrecken zwei Ventilatoren zur Kühlung. Ganz unten der Transformator. Der Schlüssel unter den Ventilatoren dient zum Nachstellen der Funkenstrecken.

die Gitter-Anoden- bzw. Gitter-Kathoden-Kapazität für die Rückkopplung ausschlaggebend sind. Wesentlich ist hier, dass für gewöhnlich ein Abstimmkondensator zwischen Anode und Gitter nicht verwendet wird, so dass der gesamte Schwingkreisstrom, der natürlich um ein vielfaches höher ist als der Anodenwechselstrom der Röhre, durch die Elektrodenführungen fliessen, was bedingt, dass diese außerordentlich kräftig dimensioniert sein müssen. Für den Patientenkreis ist ein Abstimmkondensator vorgesehen, der seine Abstimmung auf die Generatorfrequenz erlaubt, zuweilen wird auch der Generatorabstimmkreis durch einen zusätzlichen Kondensator

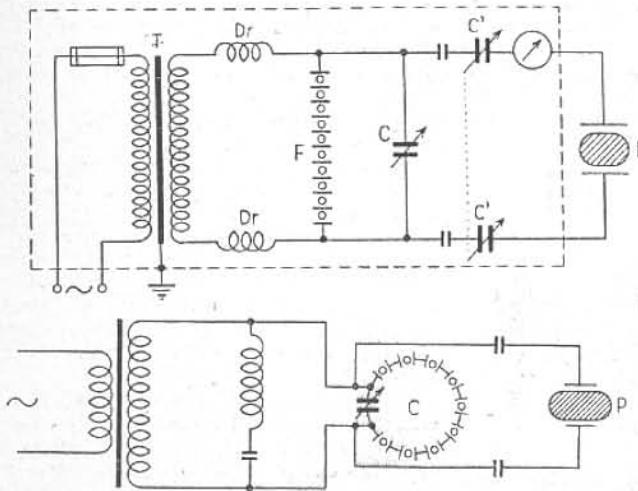


Abb. 2. Einache Schaltung eines Therapie-Löschenkensenders, bei der die Spannung der Serie von Löschenkentstrecken F zugeführt wird.

Abb. 3. Eine ähnliche Schaltung, bei der die Funkenstrecken auf einem Kreis angeordnet sind und eine zusätzliche 2 Primärabstimmung erfolgt.

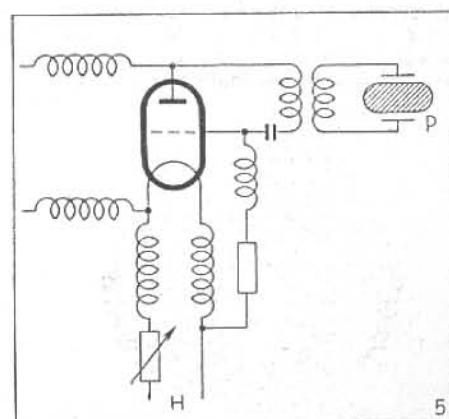


Abb. 5. Die von Prof. Esau bei seinen Versuchen zur Erzielung grösserer Leistungen mit UKW-Röhrengeneratoren angewandte Ultra-Audionschaltung.

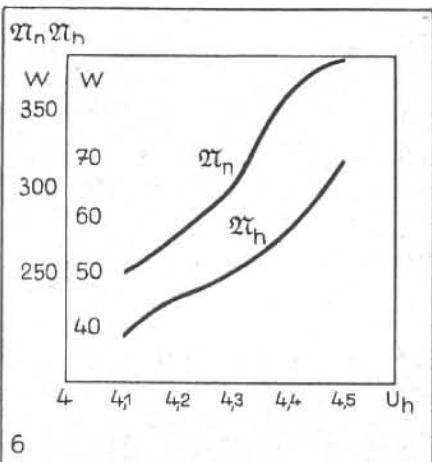


Abb. 6. Zwei charakteristische Regelkurven für die aus dem Lichtnetz aufgenommene Leistung  $\mathfrak{N}_n$  und für die abgegebene HF-Leistung  $\mathfrak{N}_h$  in Abhängigkeit von der Heizspannung.

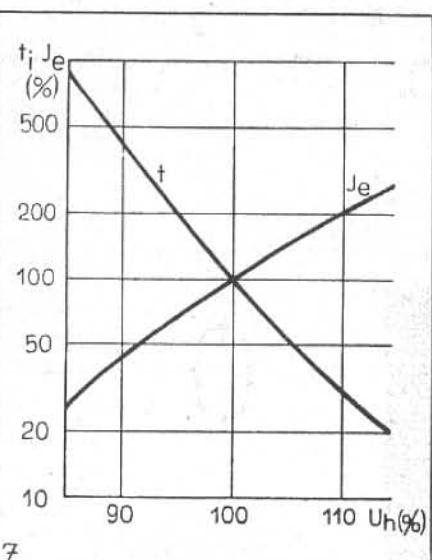


Abb. 7. Abhängigkeit von Lebensdauer und Emissionsstrom  $J_e$  von der in % angegebenen Heizspannung.

abgestimmt. Bei Geräten, die beispielsweise zwischen 6 und 12 m Wellenlänge umschaltbar sind, ist das meistens ein Festkondensator, während in kontinuierlich abstimmbaren Sendern natürlich Drehkondensatoren verwendet werden. Als Senderöhren kommen grössere Trioden mit Wolframkathode zur Anwendung, z. B. Siemens GRI, ein der bekannten Kurzwellensenderöhre RS 207 G ähnlicher Typ, oder RS 329, deren wichtigste Daten wir als Beispiel nachstehend bringen:

$U_h = 23 \text{ V} \pm 3 \%$   
 $I_h = 13,5 \text{ A}$   
 $U_a = 2 \text{ kV}$  (bei 5 . . . 10 m)  
 $J_c = 1,7 \text{ A}$   
 $D = 2,7 \dots 3,5 \%$   
 $S = 6 \text{ mA/V}$   
 $C_{ga} = 6 \dots 7,5 \text{ pF}$   
 $C_{gk} = 8,2 \dots 9,5 \text{ pF}$   
 $N_v = 500 \text{ W}$   
 $\mathfrak{N}_a = 250/550 \text{ W}$  bei 5 . . . 10 m (in B-Betrieb).

Dabei ist zu berücksichtigen, dass in selbsterregter Schaltung die für B-Betrieb angegebene Nutzleistung natürlich nicht erreicht wird und dass außerdem die Röhren in den meisten Therapiegeneratoren mit reiner Wechselspannung an der Anode betrieben werden. Nur vereinzelt wird in grösseren Sendern ein Vollwellegleichrichter und eine entsprechende Siebkette verwendet.

Zur Regelung der dem Patienten zugeführten HF-Leistung wird häufig einfach ein Reglerwiderstand im Heizkreis verwendet. Das ist natürlich nur bei Wolframkathoden zulässig, bei Oxyd- und Thoriumkathoden würde bekanntlich bei Unterheizung die Lebensdauer ebenso stark absinken wie bei Überheizung. Zwei charakteristische Regelkurven, für die aus dem Lichtnetz aufgenommene Leistung  $\mathfrak{N}_n$  und für die abgegebene HF-Leistung  $\mathfrak{N}_h$  in Abhängigkeit von der Heizspannung sind in Abb. 6 zu finden, während in Abb. 7 die Abhängigkeit von Lebensdauer und Emissionsstrom  $J_e$  von der hier in % angegebenen Heizspannung gezeigt ist.

Die Innenansicht eines Ultraaudionsenders nach Abb. 5 ist in Abb. 8 wiedergegeben. Zwischen der Spule des Patientenkreises und der des Röhrenschwingkreises ist ein keramisches Isolierstück angebracht, um Berührungen sicher zu vermeiden, außerdem ist die elektrische Mitte des Patientenkreises mit dem Gehäuse und so auch mit Erde verbunden.

Gelegentlich werden auch Gegentakt-Schaltungen angewandt, die den Vorteil haben, dass die Röhrenkapazitäten nur zur Hälfte in die Schwingkreiskapazität eingehen. Die folgenden beiden Abbildungen 9 und 10 bringen für verschiedene Tungsram-Röhrentypen derartige Schaltungen. In Abb. 9 wird eine „überkreuzte Dreipunktschaltung“ verwendet, während in Abb. 10 eine normale Huth-Kühn-Schaltung angegeben ist, bei der  $L_g$  als Gitterabstimmspule dient.

Um eine bessere Ausnutzung zu erreichen, wird an Stelle der einfachen Speisung aus dem Wechselstromnetz auch die Gegentaktspeisung entsprechend dem

Prinzipschaltbild von Abb. 11 angewandt, bei der in jeder Halbwelle eine der Gegentaktrohren schwingt.

Zur Vermeidung einer Ueberlastung der Röhren beim Einschalten, insbesondere bei Sparkathoden, ist es oft zweckmässig, die Anodenspannung erst nach vollem Aufheizen der Röhren einzuschalten, was in bekannter Weise automatisch mittels eines Verzögerungsrelais oder sonstigen (z. B. thermischen) Zeitschalters erfolgen kann. Für die Zählung der Betriebsstunden wird (Abb. 8) vielfach ein elektrischer Zähler angebracht.

Eine gewisse Schwierigkeit in der Anwendung der netzeitigen Vollwegschaltung nach Abb. 11 ist in folgendem zu erblicken. Würde man eine derartige Schaltung in Abb. 10 einführen, so würde dann, wenn die eine Röhre schwingt, also den positiven Halbwechsel der Netzspannung bekommt,  $L_g$  als Uebertrager wirken und auch am Gitter der gerade nicht schwingenden anderen Röhre eine Spannung hervorrufen, so dass ein u. U. beträchtlicher Gitterstrom fließen kann. Dem lässt sich durch einen Kunstgriff begegnen, der in Abb. 12 skizziert ist.

Sowohl Gitter- wie Anodenpulpe sind in ihrer elektrischen Mitte durch Sperrkondensatoren unterbrochen und die Gitter werden an entsprechende Anzapfungen des Anoden-Speisungstransformators gelegt. Wenn also beispielsweise die obere Röhre schwingt, ist die Gitterspannung an der unteren, ebenso wie deren Anodenspannung negativ und man kann diese negative Gitterspannung gross genug machen, um eine Ueberlastung des Gitters zu vermeiden, bzw. den Gitterstrom ganz zu sperren. Die Gitterwiderstände  $E$  sind so dimensioniert, dass sie die erforderliche Gitterspannung und, zusätzlich, die am Transformator abgegriffene, im Schwingfall ja momentan positive, Spannung abfallen lassen. Den Hochfrequenzteil eines derartigen Senders zeigt Abb. 13. Oben sind die Anodenpulpenhälften  $L_a$  und dazwischen die Kopplungsspule des Patientenkreises zu finden, darunter der Sperrkondensator und unten die Gitterspulen  $L_g$ .

#### Ankopplung und Leistung

Rein schaltungsmässig sind die bisher üblichen Therapie-Senderschaltungen wesentlich einfacher als für den drahtlosen Nachrichtenverkehr eingesetzte Sender, die durchweg heute mit Fremdsteuerung und Gleichspannung an den Anoden arbeiten. Demgegenüber ist aber bei Therapiesendern die Belastung nicht konstant, vielmehr ändert sie sich von Behandlungsfall zu Behandlungsfall. Man muss also dafür Sorge treffen, dass die dadurch verursachten Anpassungsschwankungen im ungünstigsten Falle nicht zum Aussetzen der Senderschwingungen führen können. Andererseits darf aber die Kopplung auch nicht von vornherein zu lose gemacht werden, da sich dann eine ungenügende HF-Leistung im Patientenkreis, bzw. ein sehr geringer Wirkungsgrad des gesamten Gerätes ergeben würde. Man geht daher meistens folgendermassen vor. Man wählt für den Fall geringster Parallelimpedanz im Patientenkreis, also für die stärkste vorkommende Belastung, die Kopplung so, dass gerade optimale Auskopplung des Senders erreicht wird. Bei höheren Parallelimpedanzen im Pa-

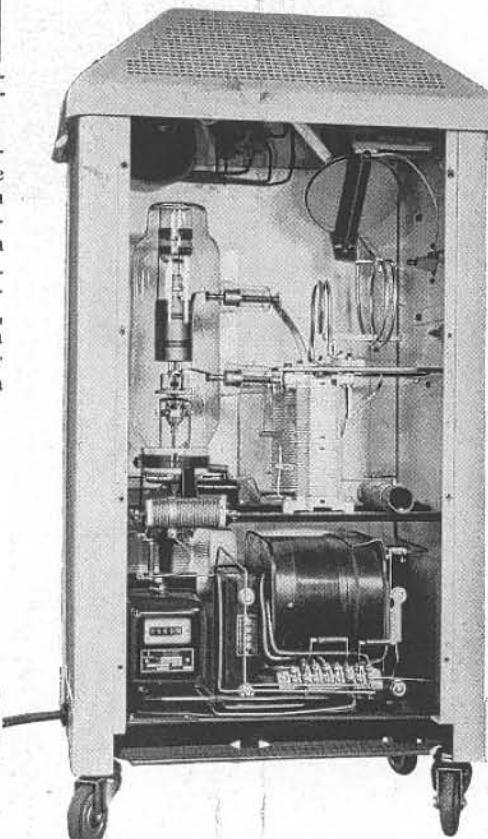
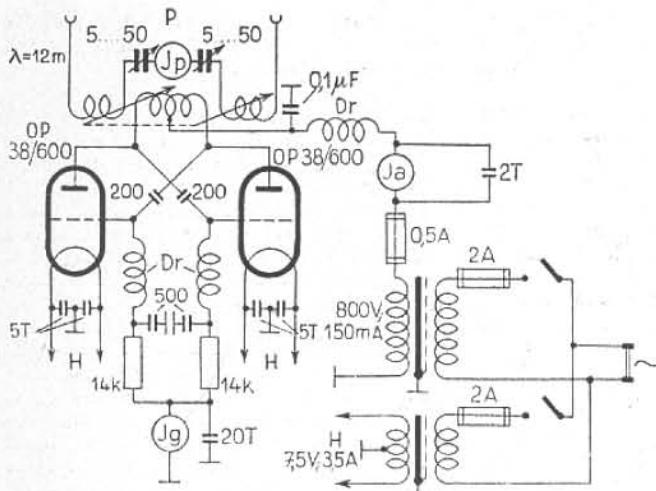
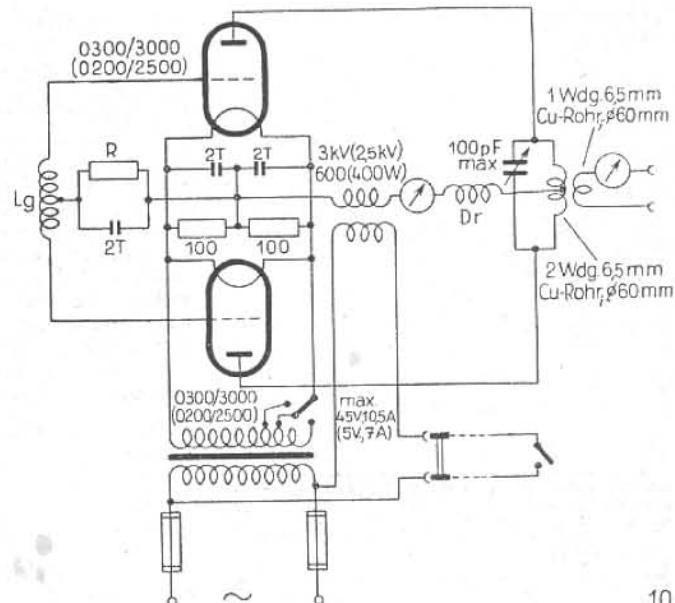


Abb. 8. Innenansicht eines Ultra-Audionsenders nach Schaltung Bild 5. Links unten der Zähler für die Betriebsstunden.



9

Abb. 9. Gegenaktorschaltung, bei der die Röhrenkapazitäten nur zur Hälfte in die Schwingkreiskapazität eingehen. Die „überkreuzte Dreipunktschaltung“ mit Tungsram-Röhren.



10

Abb. 10. Eine normale Huth-Kühn-Schaltung, bei der  $L_g$  als Gitterabstimmspule dient.

tientenkreis, d. h. beispielsweise bei Behandlung kleinerer Körperteile, wird dann zwar nicht mehr die Höchstleistung des Senders ausgekoppelt, das ist aber praktisch kein Nachteil, da man in diesen Fällen ja auch nur geringere Leistungen benötigt als etwa bei der Durchflutung grosser Körperpartien. Vereinzelt werden Schutzrelais angewandt, die bei Aussetzen der Schwingungen, d. h. bei Ausfall des Gitterstromes, einen Kathodenwiderstand einschalten, um die Senderöhre vor Überlastung zu schützen (Abb. 14).

In diesem Zusammenhange muss noch über die erforderlichen Leistungen gesprochen werden. Abgesehen von der Erregung künstlichen Fiebers, für die zwischen 700 und 1000 Watt HF-Leistung benötigt werden, sind die höchsten vorkommenden Leistungen, etwa für Thorax- oder Beckendurchflutungen, 300 bis 400 Watt, während für die meisten Fälle der Behandlungen einzelner Gliedmassen, Kopfbehandlungen usw. etwa 150 Watt als Höchstleistung angesetzt werden kann. Dementsprechend sind auch die Geräte in verschiedener Ausführung erhältlich. Die ganz grossen Therapiesender werden in erster Linie für Krankenhäuser und Kliniken in Betracht kommen, immerhin sind vielfach zwei getrennte Apparaturen

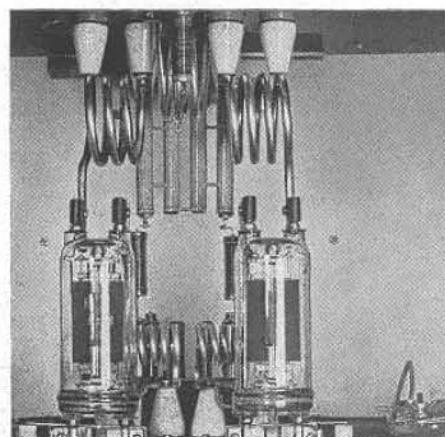
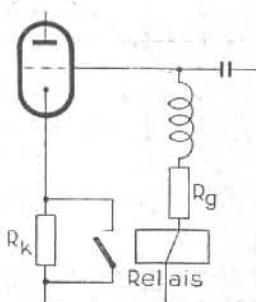


Abb. 13. Hochfrequenzteil eines Senders mit Gegenaktpeisung.



14

Abb. 14. Um bei Ausfall des Gitterstroms die Senderöhre vor Überlastung zu schützen, wird vereinzelt ein Schutz-Relais nach dieser Schaltung angewendet.

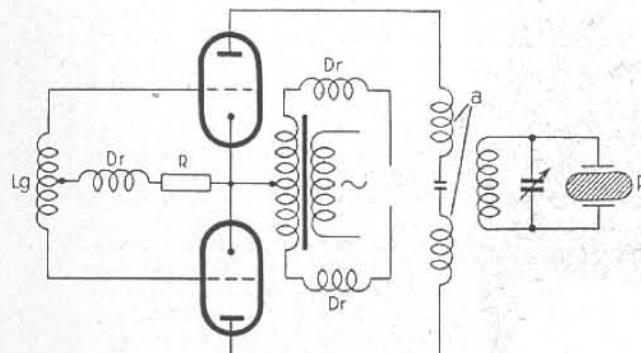
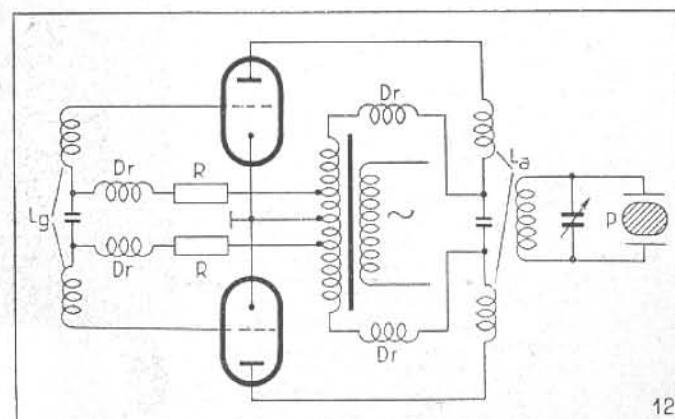
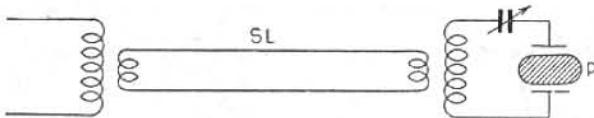


Abb. 11. Prinzipschaltbild der Gegenaktpeisung, bei der in jeder Halbwelle eine der Gegenakt-Röhren schwint.



12

Abb. 12. Um das Fliessen eines beträchtlich hohen Gitterstromes zu verhindern, bedient man sich eines Kunstgriffes, der hier skizziert ist.



15

Abb. 15, 16. Falls noch kürzere Wellen als bisher Verwendung finden, wird man statt der Kabeln Speiseleitungen benutzen müssen, wie sie aus der sonstigen UKW-Technik bekannt sind. Hier zwei Beispiele. Mit SL ist die Speiseleitung bezeichnet.

günstiger, zumal man ja für die Fiebererzeugung auch zwei Geräte gleichzeitig einsetzen kann. Die kleineren Therapiesender sind häufig leicht transportabel ausgeführt und können beispielsweise im Personenkraftwagen leicht mitgeführt werden.

#### Die Wellenlänge

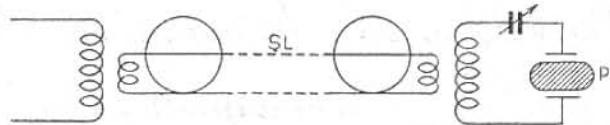
Die im behandelten Körper erzeugte Temperatur ist von der Wellenlänge abhängig, je kürzer die Wellenlänge, desto stärker die Erwärmung. Da aber andererseits die Mindestlänge der Zuleitungen einem in der Verminderung der Wellenlänge beschränkt, zumal bei sehr kurzen Wellen dann im Patientenkreis keine quasistationären Verhältnisse mehr herrschen und u. U. starke Strahlungsverluste auftreten, hat man sich im allgemeinen auf Wellen zwischen etwa 6 und 15 m beschränkt, nur vereinzelt geht man bis 3 m ( $10^8$  Hz) herunter. Für Fiebertherapie werden zuweilen Wellenlängen bis zu 25 m herauf verwendet.

Zweifellos werden jedoch die Fortschritte in der Ultrakurzwellentechnik auch auf die Technik der Therapiegeneratoren ihren Einfluss ausüben. Bei der heute üblichen Technik, den Patientenkreis mittels Kabeln, die frei herumhängen, an das Therapiegerät anzuschliessen, muss man mit erheblichen Verlusten durch Strahlung bei noch kürzeren als den bisher verwendeten Wellen rechnen, ganz abgesehen davon, dass die Zuleitungsinduktivitäten dann bereits so gross werden, dass die Kopplungsspule zu klein wird.

Man wird also zweifellos zu den aus der sonstigen UKW-Technik — etwa zur Antennenankopplung — bereits bekannten Speiseleitungen übergehen müssen, so dass man die Zuleitungen zum Patienten kurz halten kann, etwa nach Abb. 15 oder Abb. 16, wo mit SL die Speiseleitung bezeichnet ist, die die Senderleistung auf den Patientenkreis P überträgt. Immerhin wird dadurch natürlich eine gewisse Komplikation der Bedienung eingeführt. Die Erfahrung muss lehren, ob diese durch die mit noch kürzeren Wellen erzielbare Verbesserung der Behandlungsergebnisse, etwa Abkürzung der Behandlungszeit, gerechtfertigt erscheint. Röhren für die Erzeugung beträchtlicher HF-Leistungen, auch auf noch kürzeren als den bisher verwendeten Wellen, stehen ja heute zur Verfügung.

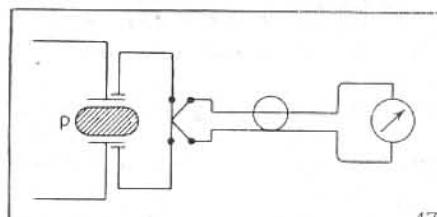
#### Dosimetrie

Ein wichtiges Problem, das insbesondere für Vergleiche der von verschiedenen Wissenschaftlern erzielten Ergebnisse eine grosse Rolle spielt, ist die Messung der dem Patienten zugeführten Leistung, die Dosimetrie, bei der UKW-Therapie. Da es für die angewandten



16

hohen Frequenzen keine Wattmeter gibt, entfällt die Möglichkeit der unmittelbaren Messung und man ist auf indirekte Methoden angewiesen. Wohl kann man den Patienten durch eine Glühlampe etwa gleichen Widerstandes ersetzen, mittels eines einfachen Belichtungsmessers deren Leuchtstärke ermitteln und durch Einstellung der gleichen Helligkeit mittels Gleichstrom- oder NF-Wechselstromspeisung die aufgenommene Leistung bestimmen. Das ist aber in der ärztlichen Praxis viel zu umständlich und nur für die Leistungskontrolle in der Fabrik praktisch möglich.



17

Abb. 17. Die Spannung an den Elektroden wird mittels eines kapazitiv angekoppelten Thermoinstrumentes gemessen.

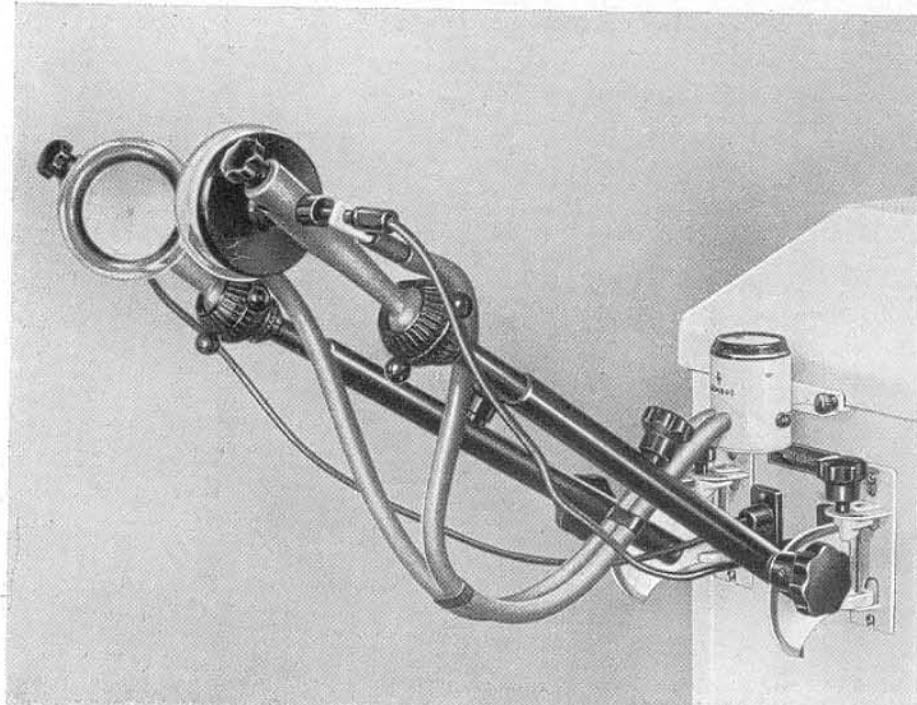
Da nun das Verhältnis zwischen der dem Patienten zugeführten Leistung und der primär, d. h. aus dem Lichtnetz, aufgenommenen Leistung bei Regelung der Leistung durch Veränderung der Anodenspannung annähernd konstant bleibt, besteht die Möglichkeit einer vergleichenden Dosimetrie darin, dass man die aus dem Netz aufgenommene Leistung mittels eines normalen Wattmeters misst. Dass ein gleiches Verfahren auch bei der Regelung der Heizspannung brauchbare Werte liefert, geht aus Abb. 6 hervor.

Ein anderes Verfahren ist, die Spannung an den Elektroden mittels eines

kapazitiv angekoppelten Thermoinstrumentes zu messen (Abb. 17) und empirisch Leistung und Elektrodenspannung zueinander in Beziehung zu bringen. In Abb. 18 ist ein an einem Therapiegenerator angebrachtes derartiges Dosimeter mit zwei umschaltbaren Messbereichen gezeigt. Man stellt zunächst den Abstand der Behandlungselektroden so ein, wie er für die Behandlung notwendig ist und reguliert bei Resonanz die Senderleistung mittels des Heizreglers so ein, dass das Instrument Vollausschlag anzeigt. Nunmehr wird der zu behandelnde Teil zwischen die Elektroden gebracht und abermals auf Resonanz abgestimmt (grösster Zeigerausschlag). Es ergibt sich jetzt infolge der Dämpfung ein niedrigerer Ausschlag. Mittels eines einfachen Nomogramms kann man nunmehr eine Beziehung zwischen diesem Zeigerausschlag und einem solchen bei beliebiger Heizspannungseinstellung sowie mit der dann jeweils im Patienten umgesetzten HF-Leistung herstellen.

#### Der Patientenkreis

Zum Schluss sei noch kurz auf die Möglichkeiten eingegangen, dem Patienten die erzeugte HF-Leistung zuzuführen. Neben in Filz oder Weichgummi eingebetteten Metallfolien werden u. a. die in Abb. 18 sichtbaren Schlephake-Elektroden verwendet, die verschiebbar und mit einem Ueberwurf aus Glas versehen sind. Sie sind an allseitig verstellbaren Armen bzw. Gelenken aus Isolierstoff angebracht und werden mittels isolierter Leitungen mit dem Generator verbunden. Für Spezialanwendungen gibt es verschiedene besonders geformte Elektroden.



# Verfahren zur Messung der Selbstinduktion vormagnetisierter Drosselpulen

Das bisher für die Funkwerkstatt empfohlene Verfahren zur Messung der Selbstinduktion von Drosseln (Radio-Mentor 1/43, S. 9) erfordert eine Hilsdrossel, deren Induktivität bei der üblichen Gleichstrombelastung mehrmals so gross sein muss als die des Messobjektes. Eine derartige Drossel ist teuer und wird heute nur selten zu beschaffen sein. Verfasser entwickelte deshalb ein Messverfahren, bei dem der Aufwand ganz erheblich geringer ist.

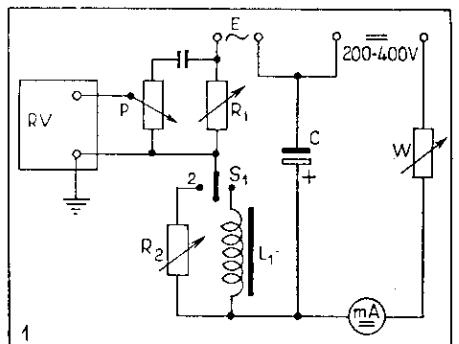
Abb. 1 zeigt die Schaltung. Als Gleichstromquelle wird ein normales Netzanschlussgerät benutzt. Mit  $W$  ( $2-20 \text{ k}\Omega$ ,  $100 \text{ mA}$  belastbar) wird der Vormagnetisierungsstrom eingestellt. Als Wechselstromquelle dient die  $6,3 \text{ V}$ -Heizwicklung eines Netztransformators. Wie ersichtlich, wird sie auch vom Gleichstrom durchflossen. Das dürfte jedoch

bei Belastungen bis zu  $100 \text{ mA}$  belanglos sein, da sie nur aus wenigen Windungen besteht.  $C$  ist ein Hochvoltelektrolytkondensator von  $32 \mu\text{F}$  und guter Qualität. An  $R_1$  ( $0,5-2 \text{ k}\Omega$ ,  $100 \text{ mA}$  belastbar) fällt eine Wechselspannung ab, die von dem ungeeichten Röhrevoltmeter  $RV$  angezeigt wird.  $L_1$  ist das Messobjekt,  $R_2$  ein Vergleichswiderstand ( $3-20 \text{ k}\Omega$ ).

Bevor man zur eigentlichen Messung schreitet, muss man zunächst den ohmschen Widerstand  $R$  der Drossel feststellen.  $R$  wird alsdann so eingestellt, dass  $(R + R_1)$  bei einer geschätzten Selbstinduktion von

$$\begin{aligned} 10-20 \text{ Henry} & 1000 \Omega, \\ 20-25 \text{ Henry} & 1500 \Omega \text{ und} \\ 25-40 \text{ Henry} & 2000 \Omega \text{ gross wird.} \end{aligned}$$

Bei der eigentlichen Messung wird



dann der Schalter  $S$  zunächst in die Stellung 1 gelegt und bei der gewünschten Gleichstrombelastung mittels  $P$  ein gut ablesbarer Ausschlag an  $RV$  eingestellt. Dann wird auf die Stellung 2 umgeschaltet und  $R_2$  solange verkleinert, bis sich an  $RV$  wieder der gleiche Ausschlag ergibt. Es ist dann:

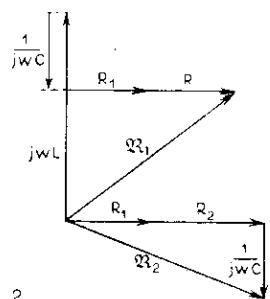
$$(R_1 + R_2) = \omega L_1 = 314 L_1 \quad (f = 50 \text{ Hz})$$

$(R_1 + R_2)$  wird mit einer Widerstandsmeßbrücke oder durch eine Strom- und Spannungsmessung bestimmt. Die Selbstinduktion  $L_1$  lässt sich dann leicht berechnen, wenn man sich merkt, dass einem Henry  $314 \text{ Ohm}$  entsprechen.

Aus dem bereits Gesagten ergibt sich, dass bei diesem Messverfahren der Scheinwiderstand der Drossel mit einem leicht messbaren, ohmschen Widerstand verglichen wird. Wenn nach der Messvorschrift bei beiden Schalterstellungen ( $S_1, S_2$ ) an  $RV$  die gleiche Spannung abgelesen wird, ist auch der komplexe Gesamtwiderstand (ohne Rücksicht auf die Phase) in beiden Fällen gleich. Eine besonders hohe Genauigkeit der Messung wird nun dadurch erreicht, dass es durch geschickte Wahl von  $(R_1 + R_2)$  möglich ist den in bezug auf die Selbstinduktion negativ gerichteten Scheinwiderstand des Kondensators  $C$  ( $\sim 100 \Omega$ ) zu kompensieren. Im Vektorendiagramm der Abb. 2 sind diese Verhältnisse für den Ein geweihten dargestellt. Wenn man, wie sich zeigen lässt,

$$(R \pm R_1) = \sqrt{\frac{L}{C}}$$

machen könnte, würde  $(R_1 + R_2)$  genau



Gegenelektrode zu einer grösseren Platte verwendet werden, auch so hohe Feldstärken erzielt, dass man sie zum Schneiden verwenden kann (Abb. 19c, Elektro-Chirurgie). Neben den Behandlungsverfahren im Kondensatorfeld zweier Plattenelektroden wird auch für die Längsdurchflutung von Gliedmassen das sogenannte Ringfeldverfahren angewandt, bei dem ringförmige Kondensatorelektroden benutzt werden (Abb. 20). Auch wird — insbesondere bei der Fiebererzeugung mit längerwelligen Geräten und bei der Durchwärmung von Extremitäten — die Spulenfeldmethode angewandt, d. h. man umwickelt das betreffende Glied mit mehreren Windungen eines isolierten Kabels, das an den Therapiegenerator angeschlossen wird.

Rolf Wigand

## Schrifttum

E. Fritsch u. M. Schubart, Einführung in die Kurzwellentherapie, Behandlungs technik und Indikationen, Berlin u. Wien, Verlag von Urban & Schwarzenberg.

J. Kowarschik, Kurzwellentherapie, Wien, Verlag Julius Springer.

E. Raab, Die Kurzwellen in der Medizin, Berlin, Radionta-Verlag.

E. Schliephake, Kurzwellentherapie, Jena, Verlag Gustav Fischer (und dort angegebene Stellen).

Abb. 4, 8, 13 u. 18: Werkbilder Sani tas, Siemens-Reiniger (2), Philips. Sonstige Abbildungen vom Verfasser.

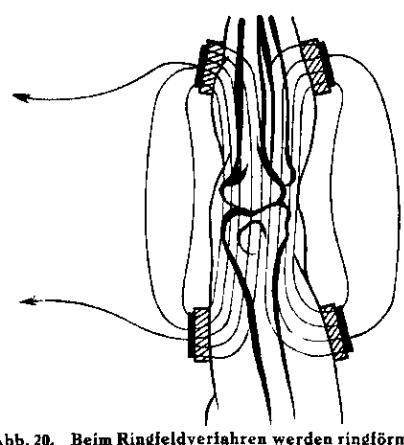
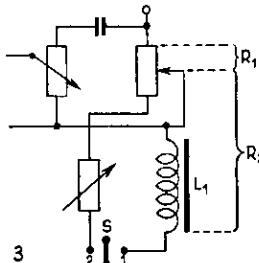


Abb. 20. Beim Ringfeldverfahren werden ringförmige Kondensator-Elektroden verwendet.

gleich  $\omega L_1$  werden. Das macht aber Schwierigkeiten. Hält man sich bei der Bemesung von  $(R + R_1)$  an die oben angegebene Regel, so erzielt man eine Genauigkeit, die etwa  $1-2\%$  schlechter ist als die Toleranz, mit der  $(R_1 + R_2)$  gemessen werden kann. Dabei ist berücksichtigt, dass  $C$  nur mit einer Genauigkeit von  $\pm 20\%$  festliegt, dass  $W$  ( $22-20 \text{ k}\Omega$ ) parallel zu  $C$  liegt und der Widerstand der Elektrolytlösung mit  $C$  in Serie geschaltet ist. Selbst wenn man  $(R_1 + R_2)$  durch eine Strom- und Spannungsmessung bestimmt, kann man somit insgesamt eine Messgenauigkeit von

10% erreichen. Das reicht für Bedürfnisse der Funkwerkstatt vollkommen aus.

Für die Ausgestaltung der Schaltung zu einem praktischen Messgerät seien noch einige Hinweise gegeben. Den Kondensator C, die Widerstände  $R_1$  und  $R_2$ , den Schalter S und die Buchsen oder Klemmen für den Anschluss der Stromquellen, des Messobjektes, des Milleampemeters, des Röhrenvoltmeters und des Widerstandes W wird man leicht in einem Schaltkästchen vereinigen können. Einen hinreichend belastbaren Widerstand W wird man meistens schon für Belastungs-



messungen an Netzteilen zur Hand haben, ebenso wie ein Röhrenvoltmeter vielen Werkstätten zur Verfügung stehen wird. Ist das nicht der Fall, so kann man, wie praktische Versuche gezeigt haben, statt dessen auch den Nf-Teil eines Rundfunkempfängers benutzen, an dessen Ausgang man über einen Kondensator einen Wechselspannungsmesser (z.B. ein einfaches Diodenvoltmeter) anschliesst. Um  $R_2$  möglichst klein zu halten, sieht man noch einen zweiten Schalter vor, der bei der Stellung 2 des Schalters S das am positiven Pol der Gleichstromquelle liegende Ende des Widerstandes W direkt mit dem negativen Pol des Elektrolytkondensators C verbindet oder der das als Gleichstromquelle dienende Netzanschlussgerät primärseitig abschaltet. Das kann bedenkenlos geschehen, obgleich dann an C keine Gleichspannung liegt. Die im Betrieb an C auftretende Wechselspannung ist nämlich sehr klein.

Hat man häufiger derartige Messungen auszuführen, wird der Wunsch bestehen ( $R_1 + R_2$ ) direkt in Henry zu eichen. Auch das ist möglich, wenn man den linken Teil der Schaltung nach Abb. 1 gemäß Abb. 3 abändert. Später werden sicherlich wieder Drehwiderstände, bei denen die Abhängigkeit zwischen Widerstandswert und Drehwinkel innerhalb einer Toleranz von 10% konstant bleibt, erhältlich sein. Man macht dann  $R_1$  zweckmässigerweise 2500  $\Omega$  gross, während man  $R_2$  aus einem Drehwiderstand von 5000  $\Omega$  und einem festen Widerstand (Toleranz 5%) von 6280  $\Omega$  zusammensetzt. Man eicht dann den Drehwiderstand bei kurzgeschlossenem Festwiderstand in Werten von 10 bis 20 Henry, 3140 bis 6280  $\Omega$  entsprechend. Wird dann der feste Widerstand eingeschaltet, sind die angeschriebenen Werte mit 2 zu multiplizieren.

Zusammenfassend lässt sich feststellen, dass die angegebene Schaltung bei sehr geringem Aufwand die Messung von Selbstinduktionswerten zwischen 10 und 40 Henry mit ausreichender Genauigkeit (etwa 10%) gestattet. Sie hat sich beim Verfasser zur Untersuchung von Netzdrosseln, die durch Gelegenheitskräfte erworben oder aus alten Geräten ausgebaut werden konnten, gut bewährt. Einer Erweiterung des Messbereiches nach oben bis zu etwa 100 Henry steht nichts im Wege, wenn man den Vergleichswider-

stand entsprechend vergrössert (100 Hy = 31 400  $\Omega$  bei 50 Hz). Um den Eigenfehler der Messanordnung unter Berücksichtigung der Toleranz der Einzelteile (ausser  $R_1 + R_2$ ) nicht grösser als 3% werden zu lassen, darf aber  $(R + R_1)$  nicht grösser werden als

3500  $\Omega$  bei 50 Hy,  
5000  $\Omega$  bei 80 Hy,  
7000  $\Omega$  bei 100 Hy.

Wie man durch eine einfache Ueberlegung leicht einsehen wird, ist die Grenze des Messbereiches durch die Güte der Drossel bestimmt. Bei 100 Hy z.B. muss  $R_1$  grösser als 400  $\Omega$  sein ( $R$  darf somit nicht grösser als 6600  $\Omega$  werden), da man sonst an  $R_1$  nicht mehr einen ausreichenden Teil der Messspannung von 6,3 Volt abgreifen kann. Eine weitere Erhöhung der Empfindlichkeit des Röhrenvoltmeters könnte nur bedingt Abhilfe schaffen, weil Brummspannungen sich störend bemerkbar machen würden.

Drosseln unter 10 Henry kann man mit der Schaltung, ohne dass zu grössere Anforderungen an die Toleranz der Einzelteile gestellt werden müssen, nur dann

messen, wenn die Messfrequenz erhöht wird. An die Stelle der als Wechselstromquelle dienenden Heizwicklung würde die Sekundärwicklung eines Ausgangstransformators mit parallel liegendem rein ohmschen Widerstand treten. Die Frequenzschwankungen des Tongenerators gehen dann in gleichem Verhältnis in das Messergebnis mit ein. Falls man einen vorhandenen Schwebungs-summer für diesen Zweck nicht zur Verfügung hat, empfiehlt es sich, einen auf eine feste Frequenz eingestellten Phasenschiebergenerator<sup>1)</sup> mit einer (einigen) steilen Endröhre oder einer EF 14 zu verwenden. Mit diesen Hinweisen für eine Erweiterung des Messbereiches nach unten wollen wir uns hier begnügen, denn in der Praxis wird dafür nur selten ein Bedürfnis bestehen. Kleine Drosseln werden wohl meistens nur in Tonfrequenzkreisen und Filterketten verwendet, die nicht von Gleichstrom durchflossen werden. Es ist dann vorteilhafter, den fertig zusammengeschalteten Kreis durchzumessen.

Ernst Bottke

<sup>1)</sup> Proceedings Febr. 41, S. 43, und Auslese der Funktechnik, Heft 5/42, S. 65.

## Ein neues Spulenprüfgerät mit magischem Auge

Schaltet man eine Röhre EFM 11 (EFM 1) als Oszillatator, so können mit dieser Anordnung Induktivitäten gemessen werden. Eine entsprechende Schaltung ist aus der Abbildung ersichtlich. Hier wurde eine EFM 11 als Colpitts geschaltet. Es sind aber auch andere Oszillatorschaltungen verwendbar. Es ist nur beim Aufbau des Gerätes darauf zu achten, dass die Oszillatormplitude über den ganzen Frequenzbereich ungefähr konstant bleibt, damit keine Fehllesungen möglich sind.

Wird  $L_n$  durch den Drehkondensator C in Resonanz mit  $L_x$  gebracht, so nimmt der Leuchtwinkel der EFM 11 stark zu. Das Resonanzmaximum ist ausgeprägt scharf. Bei Spulen mit nur geringen Verlusten ist die Zunahme des Leuchtwinkels grösser als bei schlechten Spulen. Das lässt sich für Qualitätsvergleiche ausnutzen.

Resonanz zwischen  $L_x$  und Oberwellen von  $L_n$  verursacht ebenfalls Leuchtwinkeländerung, jedoch von geringerer Stärke als bei Resonanz mit der Grundwelle, so dass also Verwechslungen vermeidbar sind.

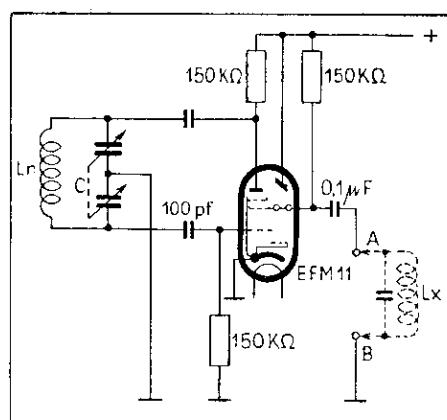
Wird statt der Spule  $L_n$  ein umschaltbarer Spulensatz für Wellenlängen von 10 bis 5000 m eingebaut, so können an

den Klemmen A—B alle Rundfunkspulen gemessen werden. Wird das Gerät für Induktivitätsmessungen verwendet, dann wird die Skala des Drehkondensators vorteilhaft in Hy (mHy) geeicht (evtl. in Lcm), andernfalls — bei Messungen an ganzen Schwingungskreisen — u. U. besser in Frequenzen.

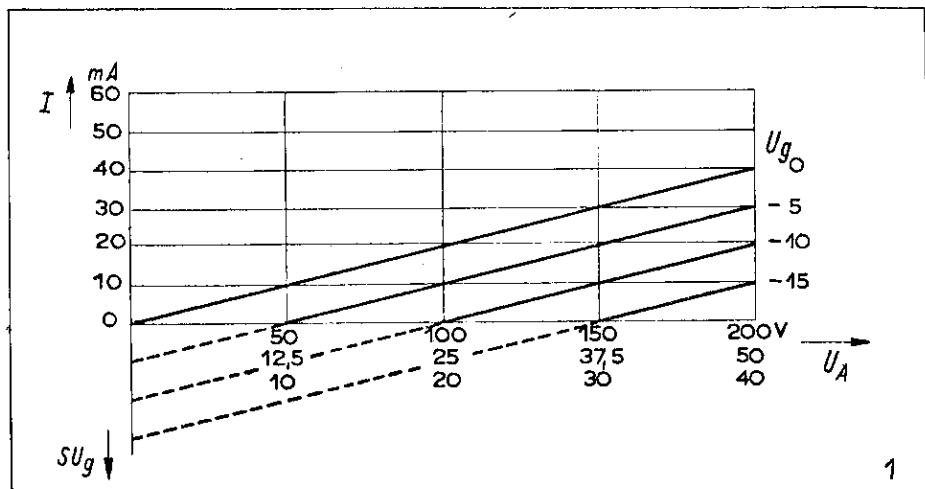
O. Reimann

## Eine Diskussion über den Klangregler

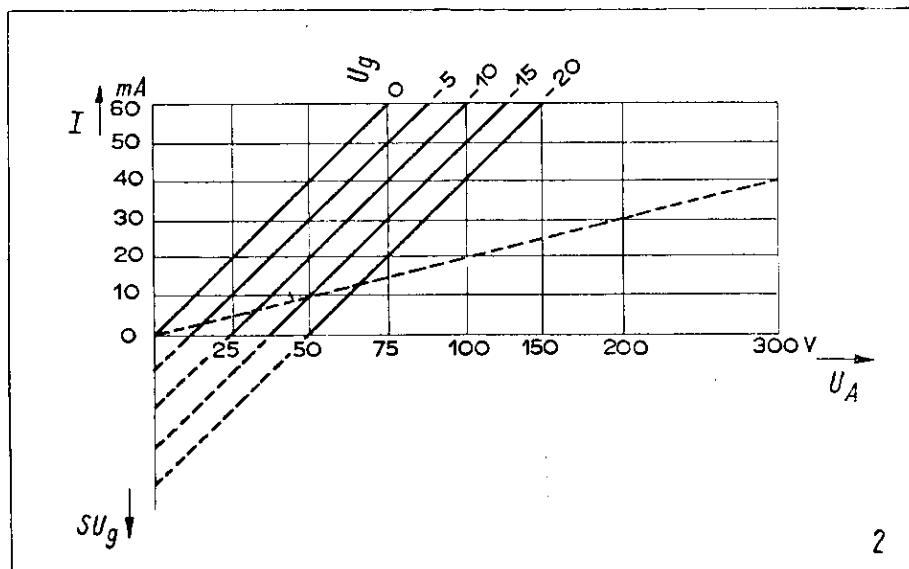
und die Angewohnheit des Publikums, ihn bei Musikwiedergabe auf ganz tief zu stellen, ist erneut in der ausländischen Fachpresse zu beobachten. Bekanntlich ist der Endpenthode ein nicht geringer Teil der Schuld zuzuschreiben, da sie die hohen Töne zu stark wiedergibt und Verzerrungen, d. h. Obertöne, verursacht. Aber wenn es das allein wäre, so müsste es auch bei Sprachwiedergabe der Fall sein. Da ist aber der Ton oft so tief, dass man, selbst wenn man den Klangregler auf ganz hoch stellt, immer noch recht schwer versteht. Der Grund liegt vielmehr noch etwas tiefer: Die Zwischenfrequenzfilter sind bei ausländischen Geräten oft so ungünstig dimensioniert, dass die Seitenbänder, die die hohen Frequenzen darstellen, erheblich zu stark beschnitten sind. Um nun dies auszugleichen, benutzt man dann unkorrigierte Pentoden mit ihrem hohen Ton und den aus Verzerrungen hervorruhenden Obertönen, die aber keineswegs die gleichen sind wie die, die man vorher abgeschnitten hat, um so die Schwierigkeiten beim Entwurf wirklich richtig dimensionierter Zwischenfrequenztransformatoren zu umgehen und an hochwertigen Teilen zu sparen. Um die Geräte möglichst billig zu machen, spart man dann auch noch eine Niedrigfrequenzröhre und verwendet nur die Penthode, um mit kleiner Gitterspannung bei schlechter Qualität eine grosse Ausgangsleistung zu erzielen.



# Eine einfache Methode zur Darstellung der Charakteristik einer gegengekoppelten Röhre



1



2

Der Anodenstrom einer Röhre ist bekanntlich, wenn  $R_a = 0$  ist,

$$I = S(D U_A - U_g) \quad 1)$$

Hierbei ist in der Klammer das Minuszeichen gewählt, da nur die negativen Gitterspannungen interessieren. Man löst die Klammer auf und erhält

$$I = S D U_A - S U_g = U_A / R_i - S \cdot U_g \quad 2)$$

Für  $U_g = 0$  ergibt sich also eine Gerade, die durch den Nullpunkt geht und mit der Senkrechten einen Winkel  $\varphi_0$  bildet, für den  $\tan \varphi_0 = R_i$  gilt. Die Gerade ist in Abb. 1 eingetragen. Für eine beliebige Gitterspannung  $U_g$  muss  $I$  jeweils um  $S \cdot U_g$  kleiner sein. Die anderen Kennlinien mit  $U_g$  als Parameter werden also durch Parallelene dargestellt, die die Ordinatenachse um das Stück  $S \cdot U_g$  unterhalb des Nullpunktes schneiden. Auch diese Geraden sind in Abb. 1 eingetragen, wobei natürlich nur die positiven Stromwerte oberhalb der Nulllinie reell vorhanden sind. Die Verlängerungen bis zur Ordinate wurden daher nur gestrichelt. Als Beispiel wurde eine Röhre mit den Daten  $S = 0,002 \text{ A/V}$ ,  $D = 10\% = 0,1$  und damit  $R_i = 5000 \text{ Ohm}$  gewählt.

Ist nun eine Gegenkopplung vorhanden, so ermässigt sich der Einfluss der Gitterspannung jeweils um  $k \cdot U_a$ , wenn  $k = \frac{R_2}{R_1 + R_2}$  der Gegenkopplungsfaktor ist. Damit wird aus der Gleichung 2)

$$I = S D U_A - S (U_g - K U_A) \quad 3)$$

$$= S D U_A - S U_g + S K U_A \quad 4)$$

$$= U_A (S D + S K) - S U_g \quad 5)$$

$$= U_A S D (1 + K/D) - S U_g \quad 6)$$

$$= \frac{U_A}{R_i} (1 + K/D) - S U_g \quad 7)$$

Man sieht, dass der Neigungswinkel gegen die Senkrechte nicht mehr durch  $\tan \varphi = R_i$ , sondern durch  $\tan \varphi = \frac{R_i}{1 + k D}$

bestimmt ist. Der Winkel gegen die Senkrechte ist also kleiner, d. h. die Neigung gegen die Waagerechte grösser geworden. Für  $U_g = 0$  ergibt sich wieder die in Abb. 2 eingezeichnete Gerade, und für die übrigen Parameter erhält man Parallelene dazu, die die Ordinate um den gleichen Betrag unterhalb des Nullpunktes wie vorher schneiden.  $k$  wurde zu 0,3 gewählt, so dass  $k/D = 0,3/0,1 = 3$  und die Klammer der Gleichung 1) damit zu 4 wird. Man sieht, dass die einzelnen Kennlinien nicht nur steiler geworden, sondern auch näher zusammengerückt sind; sie sind sämtlich entgegen dem Uhrzeiger um den Schnittpunkt mit der Ordinate gedreht. Zum Vergleich ist in Abb. 2 die Kennlinie der Abb. 1 für  $U_g = 0$  nochmals gestrichelt eingezeichnet. Da beide Gleichungen und deren Abbildungen nur lineare Beziehungen enthalten, lässt sich die eine ohne weiteres in die andere überführen, indem man den Massstab der Abszisse in Abb. 1 so verändert, dass sie zahlenmäßig mit Abb. 2 übereinstimmt. Man kann dann also die für die Röhre ohne Gegenkopplung gegebene Kurvenschar ohne weiteres auch für eine Schaltung mit Gegenkopplung benutzen, indem man nur den Massstab an der Abszisse verändert. Bezeichnet man die ursprünglich an der Abszisse stehende Anodenspannung mit  $U_o$  und die neu heranzuschreibende Spannung mit  $U$ , so ergibt sich aus der Kombination der Gleichungen 2) und 4):

$$S D U - S U_g + S K U = U_o / R_i - S U_g \quad 8)$$

$$S D U + S K U = S D U_o \quad 9)$$

$$U (D + K) = D U_o \quad 10)$$

$$U = \frac{D U_o}{D + K} = \frac{U_o}{1 + K/D} \quad 11)$$

In unserem Beispiel wird also

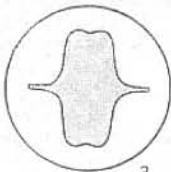
$$U = \frac{U_o}{1 + 0,3/0,1} = \frac{U_o}{4} \quad 12)$$

Diese Werte sind in Abb. 1 in runden Klammern hinzugefügt, ausserdem auch noch in eckigen Klammern die Werte für  $k = 0,4$ .

# Resonanzkurvenschreiber



2

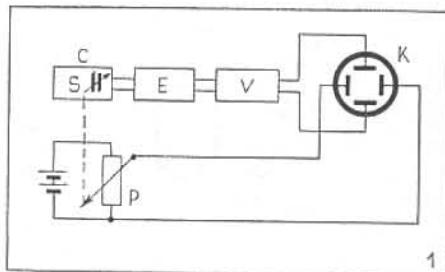


3

Wir erhalten von Zeit zu Zeit immer wieder Anfragen, die sich auf die Verwendung der Kathodenstrahlröhre zur Sichtbarmachung von vollständigen Resonanzkurven beziehen. Zwar hat Radio-Mentor schon verschiedentlich im Rahmen von Beiträgen die hier gegebenen Möglichkeiten erörtert, doch sind die betreffenden Hefte vergriffen. Da sich die entsprechenden Hinweise nur verstreut finden, bringen wir im folgenden einmal einen vollständigen Überblick über dieses so nützliche Anwendungsgebiet der Kathodenstrahlröhre.

Nach dem „klassischen“ oder „statischen“ Verfahren wird die Resonanzkurve, d. h. also diejenige Kurve, die den Zusammenhang zwischen Frequenz und Verstärkung bei einem Resonanzverstärker (oder auch nur einem Resonanzkreis) zeigt, folgendermassen gemessen. Man schaltet den Ausgang eines Messenders S an das Messobjekt E und an dessen Ausgang einen Spannungszeiger. Beim Durchdrehen der Messsenderabstimmung zeigt dann der Spannungszeiger die Ausgangsspannungswerte des Messobjektes, die den relativen Verstärkungsziffern bei den verschiedenen Frequenzen entsprechen. Dabei ist Voraussetzung, dass die Ausgangsspannung des Messenders innerhalb des bestreichenen Frequenzintervalls konstant bleibt. Trägt man die gemessenen Werte in ein Koordinatenkreuz ein, so erhält man die Resonanzkurve. Normalerweise wird man ein Röhrenvoltmeter als Spannungszeiger verwenden bzw. dieses durch eine Kathodenstrahlröhre K, evtl. mit einem vorgeschalteten Messverstärker V, ersetzen. Dann äussert sich die Verschiedenheit der Messspannungen eben in verschiedenen weiter vertikaler Auslenkung des Kathodenstrahls, d. h. verschiedener Länge des auf dem Leuchtschirm gezeichneten Leuchtstriches.

Kuppelt man nun (Abb. 1) mechanisch mit der Messenderabstimmung C ein lineares, an einer Gleichspannungsquelle liegendes Potentiometer P, dessen Spannung zur Horizontalablenkung des Kathodenstrahls verwendet wird, so gehört zu jeder Frequenz eine bestimmte Lage des durch die Ausgangsspannung erzeugten Leuchtstriches, d. h. die Zeitachse ist proportional der Frequenz, die Vertikalauslenkung ändert sich also entsprechend beim Durchlaufen des Leuchtschirms von links nach rechts, etwa so, wie das in Abb. 2 skizziert ist. Man kann bei Verwendung einer Kathodenstrahlröhre mit nachleuchtendem Schirm die Abstimmung mehrmals über die Resonanzfrequenz hin- und herdrehen und so ein Bild von der gesamten Resonanzkurve erhalten, die sich als obere bzw. untere Umrandung der Leuchtfurig ergibt, bzw. auch mittels einer Kamera das Bild fotografisch festhalten.



1

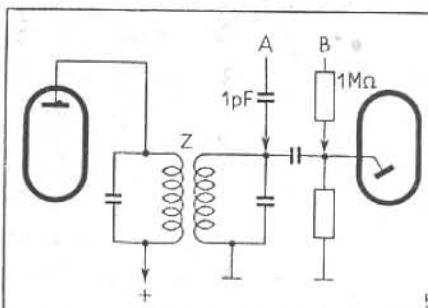
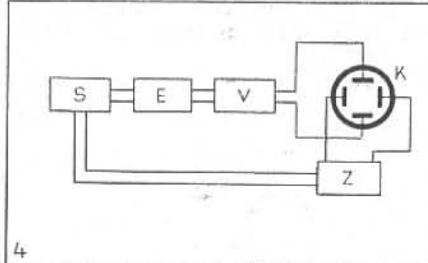
erscheint auf dem Schirm eine leuchtende Fläche (Abb. 3), deren Umrandungen der Resonanzkurve entsprechen. Allerdings darf man mit Rücksicht auf die Ein- und Ausschwingungsvorgänge des Schwingkreises die Bildwechselsequenz auch nicht zu gross machen, da sich sonst eine Verfälschung des Bildes ergibt! Bis zu etwa 50 Hz wird man bei normalen Kreisen bzw. Empfängern ohne weiteres gehen können, bei extrem trennscharfen Geräten jedoch, wie z. B. solchen, die mit einem Quarzfilter ausgerüstet sind, muss man die Wechselfrequenz ganz erheblich erniedrigen (0,5 . . . 5 Hz), so dass man dann am besten mit einer Röhre mit stark nachleuchtendem Schirm arbeitet, um kein allzustark flimmerndes Bild zu bekommen. Bei 50 Hz ist das Bild völlig flimmerfrei.

Die Verwendung eines Motors bringt bekannte Nachteile, wie Möglichkeit von Störungen, Notwendigkeit von Schleifkontakte, die bei starker Inanspruchnahme erheblicher Abnutzung und u. U. auch Verschmutzung ausgesetzt sind usw.

Aus diesem Grunde bevorzugt man rein elektronische Verfahren, für die „dynamische“ Aufnahme von Resonanzkurven. Das Schema hierzu ist in Abb. 4 angegeben.

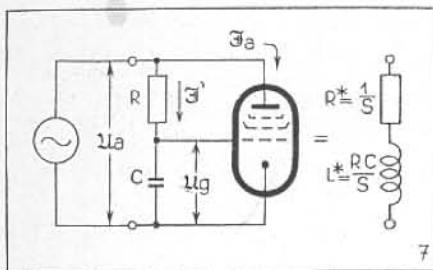
Da normalerweise in Kathodenstrahl-oscillographen neben dem Speisegerät für die Kathodenstrahlröhre K und einem Messverstärker V auch noch ein Zeitablenk-(Kipp-)Gerät vorhanden ist, kann man dessen Spannung außer zur zeitproportionalen Horizontalablenkung des Kathodenstrahls auch noch zur spannungsproportionalen Frequenzmodulation des Messenders S beiderseits der Resonanzfrequenz verwenden. Auf diese Weise ist die Zeitachse automatisch der Frequenz proportional, sofern der verwendete Modulator einen der Spannung proportionalen Frequenzhub liefert, also linear arbeitet. Die frequenzmodulierte HF-Spannung vom Ausgang des Messenders wird dem Prüfobjekt, z. B. einem Empfänger E, zugeführt und dessen Ausgangsspannung an die Kathodenstrahlröhre, gewöhnlich unter Zwischenschaltung des Messverstärkers V.

Es ist dabei zu unterscheiden, ob man eine „hochfrequente“ oder eine „niedrfrequente“ Resonanzkurve „schreiben“ will. Schaltet man den Messverstärkeingang nach Abb. 5 beispielsweise an den Ausgang des ZF-Verstärkers (Z), vor den Demodulator (A), so bekommt man eine Leuchtfurig entsprechend Abb. 3, während man bei Anschaltung nach der Demodulation (B) entsprechend eine hochfrequenzfreie Resonanzkurve nach Abb. 6 erhält (je nach der Stufenzahl des Messverstärkers steht sie aufrecht oder „auf dem Kopf“, wie in Abb. 6). Bemerkt sei, dass S in jedem Falle nur frequenzmoduliert ist, nicht aber amplitudenmoduliert!



sich im logarithmischen Massstab noch bequem wiedergeben lassen, werden auf diese Weise also nicht dargestellt.

Es hindert einem nun nichts daran, beispielsweise in Abb. 1 einen Drehkondensator ohne Anschlag und ein zu einem Kreise geschlossenes Potentiometer, ebenfalls ohne Anschlag, auf eine gemeinsame Achse zu setzen und diese mittels eines Motors so schnell zu drehen, dass die gesamte Resonanzkurve auf dem Leuchtschirm der Kathodenstrahlröhre schneller aufgezeichnet wird als das Auge zu folgen vermag, d. h. 16mal in der Sekunde oder öfter. Dann



Auf diese Weise erzielt man bei beliebigen Frequenzen stets den gleichen Frequenzhub, den man so wählt, dass beiderseits der Resonanzfrequenz des Messobjektes noch ein hinreichend weiter Teil der Resonanzkurve (praktisch bis zur Nulllinie herunter) aufgezeichnet wird.



Zur Erzielung der erforderlichen Frequenzmodulation macht man sich die Tatsache zunutze, dass man eine frequenzabhängige gegengekoppelte Röhre als Scheinwiderstand aufzufassen hat, der mittels einer Spannung hinsichtlich seines reellen und Blindanteils gesteuert werden kann. In Abb. 7 ist das Schema der auch für die automatische Scharfjustierung von Empfängern vielfach verwendeten „Röhre als Induktivität“ wiedergegeben.

Führt man der rechts von den Klemmen befindlichen Schaltung aus einem beliebigen Generator die Wechselspannung  $U_a$  zu, so entsteht an dem aus  $R$  und  $C$  bestehenden Spannungsteiler die Gitterwechselspannung

$$U_g = U_a \cdot \frac{1/j \omega C}{R + 1/j \omega C}$$

und es fließt der Anodenstrom  $J_a = S \cdot U_g$ ,

wenn mit  $S$  die Röhrensteilheit bezeichnet wird, wobei vorausgesetzt ist, dass eine Mehrgitterröhre, mit vernachlässigbarer Anodenrückwirkung verwendet wird. Setzt man ferner voraus, dass der Spannungsteiler durchfließende Strom  $J'$  gegen  $J_a$  vernachlässigt werden darf, so ist, von den Klemmen her gesehen, der Wechselstromwiderstand der Röhre  $U_a/J_a$ . Durchführung der Rechnung weist die Röhrenschaltung aus als eine Induktivität  $L^* = R \cdot C/S$ , die mit einem Widerstand  $R^* = 1/S$  in Reihe geschaltet ist. Besteht daher die Möglichkeit, die Steilheit der Röhre innerhalb eines bestimmten Intervales spannungsproportional zu steuern, so kann man auch  $L^*$  entsprechend beeinflussen und wenn  $L^*$  beispielsweise parallel zum Schwingkreis eines Oszillators geschaltet wird, so kann dessen Frequenz spannungsproportional geändert werden. Erfolgt das mittels einer Sägezahnnspannung, wie sie von einem normalen Zeitablenkergerät geliefert wird, so wird also dementsprechend in Abb. 4 beim Hinlauf die Resonanzkurve langsam, beim Rücklauf sehr schnell durchlaufen, so dass praktisch nur ein Kurvenzug, eben der Hinlauf, sichtbar wird.

Ein Nachteil des Verfahrens, den Messender unmittelbar zu modulieren, ist darin zu erblicken, dass ja nicht die Frequenz, sondern  $L^*$  proportional der steuernden Spannung ist, so dass also je nach Abstimmung des Messenders sich jeweils verschiedene grosse Frequenzhübe ergeben. Man kann diesen Nachteil umgehen, indem man das Überlagerungsprinzip anwendet und beispielsweise im Oszillatorteil einer Mischröhre (Pentagrid-Converter, Okthode oder Triode-Hexode) bei fest eingestellter Frequenz die Frequenzmodulation vornimmt, während man eine um einen entsprechenden Betrag davon unterschiedene zweite Frequenz, z. B. von einem Messender aus, dem Mischgitter zuführt.

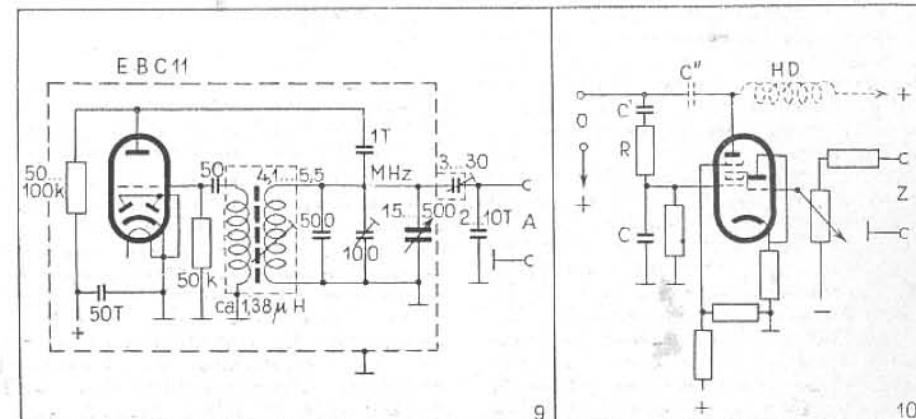
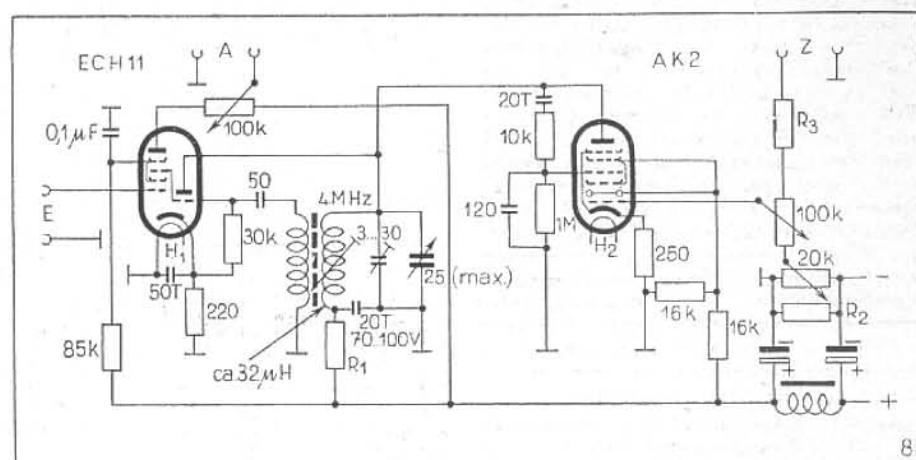
Eine nach diesem Prinzip arbeitende Misch- und Modulatorschaltung ist in Abb. 8 gezeigt. Als Mischröhre wird dabei eine normale Triode-Hexode verwendet, als Frequenzmodulatorröhre eine Okthode AK 2, die bei 70 ... 90 V an den Gittern 2, 3 und 5 einen hinreichend langen linearen Aussteuerbereich für  $S$  in Abhängigkeit von der Spannung an Gitter 1 aufweist. Die Gitterspannung wird an dem zu  $R_2$  parallel liegenden Potentiometer abgenommen und muss etwa 7 ... 10 V betragen. Die Wahl von  $R_1$  ist durch die Betriebsspannung und durch den Anodenstrom der Okthode bestimmt,  $R_1$  hängt von der Betriebsspannung und dem gesamten entnommenen Strom ab, man wird mit  $R_1 = 30 \dots 50 \text{ k}\Omega$  und  $R_2 = 250 \dots 400 \text{ }\Omega$  meist das Richtige getroffen haben. Der Wert von  $R_3$  hängt davon ab, eine wie grosse Zeitablenkspannung bei  $Z$  angelegt wird, bei den normalerweise üblichen Zeitablenkergeräten wird  $R_3$  in der Größenordnung von  $5 \text{ M}\Omega$  liegen müssen. Die  $G_1$  zugeführte Sägezahnnspannung ist regelbar, so dass man den Frequenzhub einstellen kann.

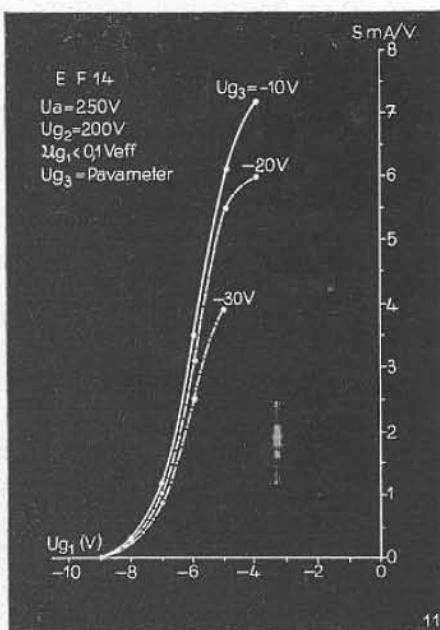
Bei  $E$  wird ein unmodulierter Prüfgenerator angeschlossen, bei  $A$  die Ausgangsspannung entnommen. Der dort gezeichnete Regler kann wegfallen, wenn der Prüfgeneratiorausgang regelbar ist. Die bei  $E$  anzulegende Spannung soll etwa 0,1 V nicht überschreiten. Mittels

des 25-pF-Abstimmkondensators im Oszillatorkreis kann man die Resonanzkurve um einen kleinen Betrag verschieben, so dass die vergleichsweise Ausmessung von Bandbreiten möglich ist.

Steht kein Prüfgenerator zur Verfügung, bzw. soll ein komplettes Gerät lediglich für die Resonanzkurvenaufnahme erstellt werden, so wird man noch einen Oszillatorkreis nach Abb. 9 zu Abb. 8 hinzufügen. Er ist zwischen 4,1 und 5,5 MHz abstimmbar, zusammen mit den 4 MHz des frequenzmodulierten Oszillators in Abb. 8 ergeben sich also Differenzfrequenzen zwischen 100 und 1500 kHz, entsprechend Langwellen-, Zwischenfrequenz- und Mittelwellenbereich. Infolge der grossen Kreiskapazität ist die Frequenzstabilität gut. Für den Ausgang wurde ein einmal einzustellender, kapazitiver Spannungsteiler vorgesehen.

Die Verwendung des Hexodenteils einer Triode-Hexode an Stelle einer Okthode als Frequenzmodulator ist in Abb. 10 skizziert. Mit einer Anodenspannung von 250 V, einer Schirmgitterspannung von 100 V und einer negativen Vorspannung von -2 V an  $G_1$  bzw. -6 V an  $G_3$  bekommt man eine mittlere Steilheit von etwa 1,1 mA/V und kann mit einer Scheitelspannung von 4,5 V an  $G_3$  (Anschlüsse  $Z$ ) einen Steilheitsbereich zwischen 0,4 und 1,7 mA/V hinreichend linear aussteuern. Man wird also für den Oszillatorkreis





kreis, der frequenzmoduliert werden soll, eine Induktivität von etwa  $17 \mu\text{H}$ , eine gesamte Kapazität von etwa  $100 \text{ pF}$  und für  $R$ , bzw.  $C$   $50 \text{ k}\Omega$  bzw.  $15 \text{ pF}$  wählen, um auf  $4 \text{ MHz}$  abzustimmen und einen entsprechenden Frequenzhub zu erzielen.

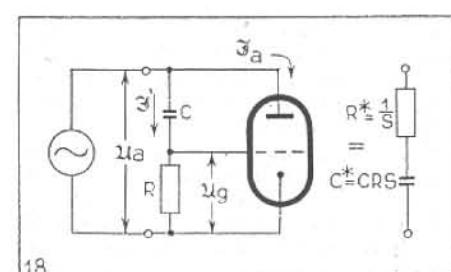
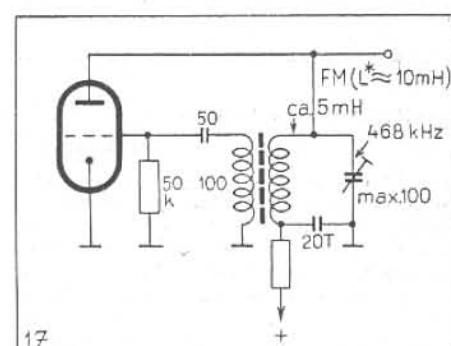
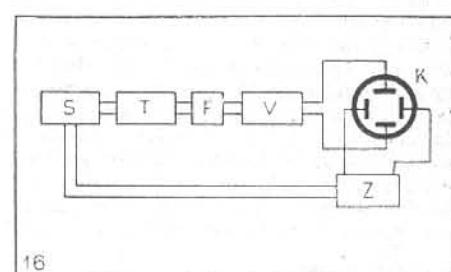
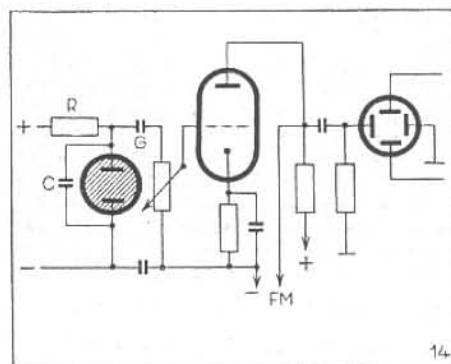
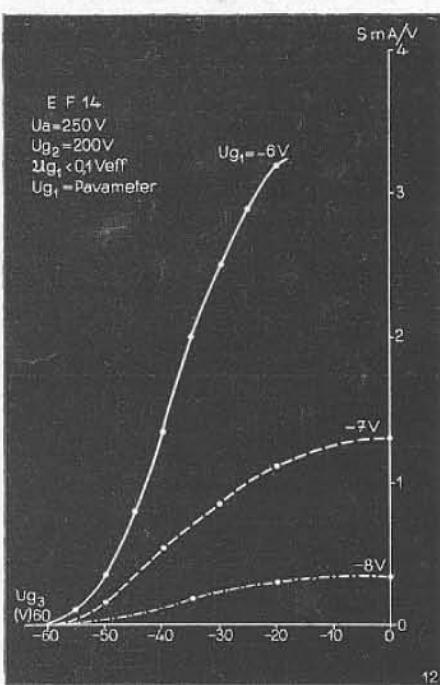
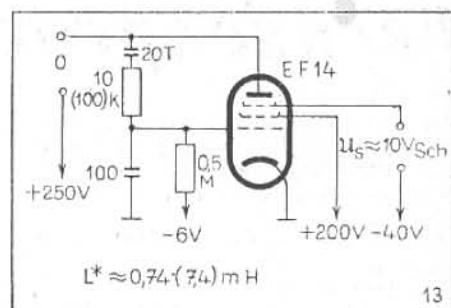
In Abb. 10 ist  $C'$  ein Sperrkondensator für die Gleichspannung (etwa  $20 \dots 50 \text{ nF}$ ). Wird die Modulatorröhre unmittelbar an den Oszillatorkreis einer in Parallelspeisung betriebenen Schaltung (etwa wie in Abb. 9) geschaltet, so muss man allerdings die Anodengleichspannung für die Modulatorröhre über eine passende Hochfrequenzdrossel (HD) zuführen und einen zusätzlichen Sperrkondensator  $C''$  einfügen. Die gleiche Anordnung empfiehlt sich auch, wenn die Anodenspannungen von Oszillator und Modulator verschiedene sind.

Um für die Verwendbarkeit von Pentoden als Frequenzmodulator einen Überblick zu gewinnen, sind in Abb. 11 und 12 für ein Beispiel die Abhängigkeiten der Steilheit von  $U_{g1}$  und  $U_{g3}$  wiedergegeben. Aus ihnen geht hervor, dass man die Steilheit des ersten Gitters bei  $U_{g3} = -10 \text{ V}$  über einen sehr weiten Bereich linear mittels  $U_{g1}$  steuern kann; da aber hier schaltungsmässige Schwierigkeiten auftreten, ist eine Steuerung an  $G_3$ , entsprechend der ausgezogenen Kurve von Abb. 12 vorteilhafter. Die Linearität zwischen  $U_{g3} = -30 \text{ und } -50 \text{ V}$  kann noch als ausreichend für den gedachten Zweck angesehen werden, so dass man mit  $10 \text{ V}$  Scheitel der Sägezahnpotential steuern kann. Die entsprechende Modulatorschaltung zeigt Abb. 13 mit einigen praktischen Daten. Die in Abb. 10 skizzierte Anordnung mit Drossel und Trennkondensator kann sinngemäss natürlich auch hier angewandt werden.

Steht für die Zeitablenkung im Oszilloskop kein entsprechendes Gerät zur Verfügung und will man nicht zu sinusförmiger Zeitablenkung vom 50-Perioden-Netz her übergehen, die den Nachteil mit sich bringt, dass man den Rücklauf mittels eines Phasenschiebers verdunkeln muss, wenn man nicht zwei Resonanzkurven ineinander geschrieben haben will, so muss man eine getrennte Zeitablenkung aufbauen. Das dürfte sich auch in allen den Fällen empfehlen, in denen für besondere Zwecke ein vollständiger Resonanzkurvenschreiber, unabhängig von irgendinem schon vorhandenen Oszilloskop, hergestellt werden soll.

Ausser der Möglichkeit, die am Ladekondensator eines Einweggleichrichters stehende Sägezahnspannung für die Zeitablenkung zu verwenden, ist für den gedachten Zweck die einfache Glimmlampenblinkschaltung geeignet, die man leicht mittels einer einfachen Zwerg- oder Universalglimmlampe oder -röhre nach Abb. 14 aufbauen kann, wobei die Röhre zur Verstärkung und evtl. — bei geeigneter Wahl des Arbeitspunktes — auch zur Entzerrung (Linearisierung) des nichtlinearen Anstieges der Spannung (entsprechend Abb. 15) dienen kann.

Handelt es sich darum, jeweils nur bei einer bestimmten Frequenz oder, allenfalls, innerhalb eines eng begrenzten Frequenzbereiches, Resonanzkurven sichtbar zu machen — etwa beim serienweisen Abgleich von ZF-Bandfiltern — so ist eine Vereinfachung der gesamten Messanordnung zulässig. Man



# Fernsehprobleme der Nachkriegszeit

In London fand in der Drahtlosen Sektion des Elektrotechnischen Instituts eine öffentliche Diskussion über die zweckmässigsten Normen der Nachkriegszeit statt.

Der Referent führte folgendes aus: Die bisherigen Sendungen bestanden aus 25 Bildern zu 405 Zeilen, die nach dem Zeilensprungverfahren abgetastet wurden. Die Trägerfrequenz war 45 MHz und die Bandbreite nach jeder Seite 5 MHz. Bei einem Bildformat von 5:4 ergibt das eine horizontale Definition von etwa 250 Bildpunkten pro Zeile. Diese Normen waren aber ungenügend, da vor einiger Zeit vorgenommene Versuche ergaben, dass das Bild am liebsten aus einer Entfernung betrachtet wurde, die viermal so gross war, wie die Bildhöhe, während für das Auge erst in der doppelten Entfernung (achtmal Schirmhöhe) die einzelnen Linien richtig miteinander verschmelzen. Daher müsste die Zeilenzahl unbedingt verdoppelt, d. h. auf etwa 800, gesteigert werden. Dies bedeutet nach der üblichen Formel  $f = \frac{g^2 pb}{2}$ , worin  $z$  die Zeilenzahl,  $p$  das Verhältnis der Bildbreite zur Bildhöhe und  $b$  die Bildzahl ist, eine Vervierfachung der Bandbreite auf 20 MHz nach jeder Seite oder 40 MHz im ganzen. Hieraus resultiert aber eine Trägerfrequenz von mindestens dem Zehnfachen, d. h. 400 MHz = einer Wellenlänge von 75 cm. Hierbei ergibt sich u. a. die Schwierigkeit, dass bei so hohen Frequenzen die Echowirkung durch Reflexion der Wellen an Bauwerken sehr störend wird, da dann jeder Bildpunkt zweimal an verschiedenen Stellen wieder gegeben wird. Da die Zeit, in der sich der Leuchtfleck von einem Bildelement zum andern bewegt, bei  $800 \times 25 \times 1,25$  Bildpunkten/sec =  $640000 \times 25 \times 1,25$   $= \frac{1}{200000}$  sec beträgt, würden also alle Gegenstände, die sich weiter als  $30000000:2000000 = 15$  m entfernt befinden, eine Verschiebung um einen

1

Bildpunkt verursachen, wodurch das Bild undeutlich werden würde. Dies hängt also nur von der Modulationsrichtung aber von der Trägerfrequenz ab; auf der anderen Seite muss man aber berücksichtigen, dass die Trägerfrequenz ebenfalls mit der Modulationsfrequenz wachsen muss, weil sie mindestens etwa zehnmal so gross wie diese sein muss und dass mit der Trägerfrequenz auch die Leistung der reflektierten Energie wächst, wodurch die Störung weiter vergrössert wird. Dies liesse sich durch eine stark ausgeprägte Richtwirkung der Empfangsantenne, die einen Teil der Echos ausschaltet, verbessern. Die hierauf beruhenden Schwierigkeiten werden allerdings wieder um so kleiner, je höher die Frequenz ist, da der Reflektor mit abnehmender Wellenlänge ebenfalls kleiner werden kann. Bei Wahl eines Reflektors, durch den bei  $\pm 10\%$  Abweichung von der Hauptrichtung die aufgenommene Energie auf  $\frac{1}{10}$  verringert wird, müsste man eine Trägerfrequenz von sogar einigen 1000 MHz benutzen, um zu erträglichen Reflektogrössen zu kommen. Damit kommt man aber zu Wellenlängen von weniger als 30 cm, die wieder schwieriger zu erzeugen und zu empfangen sind, abgesehen davon, dass bei diesen direkte optische Sicht zwischen Sender und Empfänger bestehen muss. Ein Mittel, mit diesen Schwierigkeiten fertig zu werden, läge in der Verwendung von Gemeinschaftsantennen in Verbindung mit einem geeigneten Hochfrequenz- und Zwischenfrequenzverstärker, so dass dem eigentlichen Empfänger nur noch die Modulationsfrequenz über Kabel zugeführt zu werden brauchte, wodurch die Einzelempfänger natürlich billiger werden könnten. Diese Methode erscheint vor allem in grossen Städten mit vielen Mietskasernen notwendig zu sein. Da man aber auch eine Gemeinschaftsantenne kaum höher als 10 m machen kann, kommt man wegen der Erdkrümmung auf einen maximalen Ab-

stand von 15 Meilen zwischen Sender und Empfängerantenne. Natürlich ist ein solches System nicht sehr selektiv, aber das kann wieder durch die starke Richtwirkung der Empfangsantenne ausgeglichen werden. Unter diesen Umständen brauchte auch die Senderleistung nicht sehr gross zu sein, nur einige 100 Watt. Natürlich wäre bei dieser geringen Reichweite eine grössere Anzahl von Sendern notwendig, aber bei den geringeren Kosten des einzelnen, kleineren, Senders würde dies nicht zu sehr ins Gewicht fallen. Die Verbindung zwischen den einzelnen Relaissendern könnte durch Zentimeterwellen vorgenommen werden. Der Referent empfahl daher dies System für die Nachkriegsausgestaltung des Fernsehbetriebs.

In der Diskussion wurde von einem Redner folgendes vorgebracht: Für jeden gegebenen Sender und Empfänger kann man eine Fläche konstruieren, innerhalb deren die Bildverschiebung durch Echowirkung kleiner als die Entfernung zweier benachbarter Bildpunkte ist, also nicht stört. Diese Fläche hat die Form einer Ellipse mit dem Sender im einen und dem Empfänger im anderen Brennpunkt. Es lässt sich zeigen, dass die kleine Achse umgekehrt proportional der Zeilenzahl ist; die grosse Achse ist gleich der Entfernung zwischen Sender und Empfänger + der Entfernung, die das Licht in der Zeit zwischen der Wiedergabe zweier benachbarter Bildelemente zurücklegt. So hat bei 405 Zeilen die grosse Achse eine Länge von 10120 m und die kleine von 1520 m, während bei 810 Zeilen die grosse Achse eine Länge von 10060 m und die kleine eine von 760 m hat. Die Hauptforderung wäre also die Empfängerantenne möglichst stark richtungsempfindlich zu machen, während dies natürlich beim Sender, der ja nach allen Seiten strahlen soll, nicht möglich ist. Da aber die Sendeantenne meist sehr hoch angebracht sein wird, dürften Echos von Gebäuden hinter

## Resonanzkurvenschreiber

Fortsetzung von Seite 68

kann dann nämlich auf die Ueberlagerungsschaltung verzichten und den Messsender S unmittelbar frequenzmodulieren. Zwischen ihn und das abzugleichende Filter F (Abb. 16) wird man zweckmässigerweise noch eine Trennröhre schalten, da ja das Filter für den hochohmigen Ausgang einer Mehrgitterröhre bestimmt ist, während der Messsenderausgang meistens niederohmig ist. Nur bei Verwendung eines elektronengekoppelten Oszillators könnte man den Prüfling in dessen Anodenkreis einschalten, arbeitet dann aber, im Interesse der Verhütung von Rückwirkungen, mit Frequenzverdopplung, d. h. der Oszillator schwingt auf der halben Messfrequenz.

Eine für unmittelbare Frequenzmodulation geeignete Oszillatorschaltung ist in Abb. 17 wiedergegeben. Allerdings muss man sich darüber klar sein, dass u. U. die Realisierung einer über einen hinreichend grossen Bereich mittels

Steilheitssteuerung linear veränderbaren Induktivität L\* Schwierigkeiten bereitet weshalb man u. U. die Modulatoröhre durch Vertauschen von R und C, entsprechend Abb. 18 (vgl. hierzu Abb. 7!), dann als gesteuerte Kapazität schaltet. Bei hinreichend geringer Kapazität, die ja der Modulatoröhre parallel liegt, kann man bei höheren Frequenzen grosse Frequenzhübe erzielen, wie sie z. B. für das Ausmessen von FM- oder Fernsehverstärkern benötigt werden. Um breitere Frequenzbereiche bestreichen zu können, muss man dann allerdings u. U. wieder auf die Ueberlagerungsschaltung zurückgreifen. Im Extremfall wird neben der gesteuerten Kapazität nur die natürliche Kapazität von Röhre, Fassung, Spule und Verdrahtung parallel zur Oszillatorspule liegen. Um ein Beispiel zu nennen: Bei  $R = 10 \text{ k}\Omega$ ,  $C = 10 \text{ pF}$ , einer mittleren Steilheit von  $1 \text{ mA/V}$  und einer Steilheitsänderung von  $0,25 \dots 0,3 \text{ mA/V}$  lässt sich bei  $30 \text{ MHz}$  ein Frequenzhub von  $\pm 3 \dots 4 \text{ MHz}$  erzielen. Die Kapazitätsänderung der Schaltung nach Abb. 18 ist dabei pro-

portional der Steilheitsänderung, multipliziert mit der Zeitkonstante  $[R \cdot C]$ .

Auf die für Resonanzkurvenschreiber noch verwendeten Verfahren, mittels Magnetisierungsänderungen eines zwischen den Polen eines Elektromagneten angebrachten HF-Eisenkernes, auf den die Oszillatorspule gewickelt ist, die Frequenzmodulation zu bewirken, sei in diesem Zusammenhange nicht weiter eingegangen, da sie nicht einfach zu dimensionieren sind und das Vorhandensein von nicht überall verfügbaren Spezialmessgeräten voraussetzen.

Zum Schluss sei noch darauf hingewiesen, dass man — Linearität der auch zur Frequenzmodulation verwendeten Zeitablenkspannung vorausgesetzt — mittels eines einzelnen Schwingkreises bzw. eines Einkreisempfängers schnell die richtige Einstellung der Anordnung erzielen kann. Stark unsymmetrische Resonanzkurven deuten auf Nichtlinearität der Frequenzmodulation, oben abgeflachte Kurven auf Uebersteuerung hin.

Rolf Wigand

dem Sender kaum in Frage kommen. Die Amplitude der reflektierten Welle ist bei etwa  $45 \text{ MHz} = 6,6 \text{ m}$  umgekehrt proportional  $r_1 \times r_2$ , wo  $r_1$  und  $r_2$  die Entferungen der störenden Gebäude vom Sender und Empfänger sind. Man sieht hieraus, dass dies Produkt am grössten, die Störung also am kleinsten ist, wenn sich die reflektierende Wand in der Nähe des Endpunkts der kleinen Achse befindet. Es stören also hauptsächlich Gebäude, die hinter dem Sender liegen, da man die hinter dem Empfänger liegenden Gebäude ja mittels der Abschirmung durch den Antennenreflektor eliminiert. Im Gebiet der Zentimeterwellen ist die Amplitude aber  $(r_1 + r_2)^2$  umgekehrt proportional, und man sieht, dass die Lage der Gebäude nunmehr keine Rolle mehr spielt, da ja die Ellipse der geometrische Ort aller Punkte ist, für die  $r_1 + r_2 = \text{konst.}$  ist. Man muss daher für eine erheblich grösse Richtwirkung der Empfangsanntenne sorgen, aber dies ist ja glücklicherweise um so leichter, je höher die Frequenz ist. Ausserdem wirken bei den hohen Frequenzen die Gebäude nur dann als Spiegel, wenn sie genau in der Tangentialebene der Ellipse ausgerichtet sind.

Ein weiterer Redner führte aus: Man sollte nach dem Kriege die Herstellung und den Verkauf von Fernsehgeräten für das Publikum so lange nicht freigeben, bis diese Fragen restlos geklärt seien. Gegenüber den früheren Käufern sei man nicht mehr gebunden, weil die garantierte Zeit, für die man ihnen keine Änderung der Normen zugesagt hätte, längst abgelaufen sei. Die Verwendung von Gemeinschaftsanntennen und die Verteilung der Modulation durch Kabel an die Verbraucher möge zwar für so dicht besiedelte Städte wie New York zweckmässig sein, nicht aber für weitläufig gebaute wie z. B. London.

Ein weiterer Redner brachte die folgenden Einwendungen vor: Die von dem Referenten gebrauchte Formel  $f = z^2 p b$

kann in dieser Form nicht einfach zur Lösung der hier in Frage stehenden Probleme herangezogen werden, denn sie gibt nur die Bilddefinition längs der Zeile, u. h. von links nach rechts, gibt aber auf die Frage: „Welche Frequenz ergibt sich für eine bestimmte Zeilenzahl?“ keine Antwort. Die Bilddeutlichkeit wächst nämlich progressiv mit zunehmender Zeilenzahl. Man kann sie dagegen eher für die umgekehrte Frage gebrauchen: „Welches ist die optimale Zeilenzahl für eine gegebene Modulationsfrequenz?“ Aber auch hierzu muss man noch verschiedene Korrekturen anbringen. Die wirkliche Zeilenzahl muss nämlich zunächst von derjenigen Zeilenzahl unterschieden werden, die auch den Fleckrücklauf, die Synchronisierungsimpulse und die Umrandung des Bildes enthält. Dann muss man  $b$  besser durch  $1/T$  ersetzen, wo  $T$  die Zeit ist, in der die reine Bildfläche tatsächlich abgetastet wird. Schliesslich muss man auch noch eine Konstante  $k$  hinzusetzen, da ja obige Formel nur die Grundfrequenz ausdrückt, wenn das Bild ausschliesslich aus schwarzen und weissen Quadranten besteht. Die Formel lautet dann  $f = \frac{0,65 z^2 p}{2 T}$ , wobei 0,65 ein Erfahrungswert für  $k$  beim Zeilensprungverfahren ist. Wenn man diese Formel anwendet, so ergibt sich ein günstigeres Bild, besonders wenn man berücksichtigt, dass

im Kino die Betrachtungsentfernung üblicherweise eine solche ist, dass der Betrachter, und zwar in einer Entfernung von etwa der Sechsfachen der Bildhöhe, kein Flimmern mehr wahrnimmt. Es liegt kein Grund vor, dem Betrachter des Fernsehbildes einen grösseren Bildwinkel zu konzedieren. Man kommt nämlich bei dieser sechsfachen Entfer-

nung dazu, dass schon ein Bild von 550 Zeilen keine störende Linienbildung mehr zeigt. Rechnet man mit z. B. 525 Zeilen im ganzen und 500 Zeilen netto, so ergibt sich, dass man nur eine Höchtfrequenz von 3,2 MHz gegenüber 1,9 MHz bei den bisherigen Bildern von 405 Zeilen und nicht eine von 20 MHz erhält.

## Hinweise für die Mischstufe im Superhet

Das Absinken des Eingangswiderstandes für die Steuerspannung in einer Triode-Hexode bei den Frequenzen über 6 MHz ist darauf zurückzuführen, dass sich die Anodenbelastung über die Gitter-Anodenkapazität auf den Gitterkreis auswirkt, so dass ein dämpfender Parallelwiderstand zwischen Gitter 1 und Kathode wirksam wird, der damit dem Eingangskreis parallel liegt. Bei 20 MHz wird dieser Nachteil so stark, dass es sich empfiehlt, das Gitter 1 an eine Anzapfung des Eingangskreises zu legen, so dass die Spule als Autotransformator wirkt und eine Uebersetzung des Anodenwiderstands auf grössere Werte stattfindet. Damit ein guter Wirkungsgrad und eine genügende Frequenzstabilität erreicht wird, muss die Oszillatormplitude den richtigen Wert haben und möglichst oberwellenfrei und stabil sein. Um die Amplitude zu kontrollieren, schaltet man nach der Abbildung ein empfindliches Milliampermeter  $M$  zwischen die Gitterableitung und die Kathode. Man erhält dann die tatsächliche Effektivspannung zu  $I \cdot R 1,2$  oder  $I = 1,2 U/R$ , wobei  $U$  die Effektivspannung ist, die von der Röhrenfabrik als günstigster Wert vorgeschrieben ist: sie liegt im allgemeinen zwischen 6 und 15 Volt. Für 6 Volt erhält man also bei einem Widerstand von  $R = 30\,000 \Omega$  einen Strom von  $0,83 \cdot 6/30\,000 = 0,166 \text{ mA}$  und bei 15 Volt von  $0,83 \cdot 15/30\,000 = 0,41 \text{ mA}$ . Die Empfindlichkeit nimmt nicht wesentlich zu, wenn die Spannung höher ist, aber bei Kurzwellen entstehen dann leicht wilde Schwingungen, die ein mehrfaches Erscheinen des Senders auf der Skala verursachen. Bei einer zu niedrigen Spannung wird dagegen die Empfindlichkeit zu gering, weil u. a. dann die Rauschspannung zu stark ansteigt. Bei mittleren und langen Wellen sind aber die in der Abbildung gegebenen Werte für Gitterblock und -ableitung nicht sehr kritisch; man kann sie jeweils entsprechend den verwendeten Spulen etwas variieren, um die richtige Spannung zu erhalten. Die Resonanz der Rückkopplungsspule  $L_1$ , die auf Streukapazitäten usw. zurückzuführen ist, soll außerhalb des Frequenzbereichs liegen, auf den  $L_1$  abgestimmt wird, damit sich die Spannung über den Abstimmbereich nicht zu stark ändert. Die Kopplung zwischen  $L_1$  und  $L_2$  soll so eingestellt werden, dass sich die vorgeschriebene Gitterspannung ergibt. Die Spannung soll dann von der unteren bis zur oberen Frequenz des Bereichs höchstens zwischen den vorgeschriebenen Werten schwanken. Bei höheren Frequenzen sind mehr Kopplungswindungen notwendig. Hierdurch wird aber infolge der Uebersetzung der Kapazität u. U. der Abstimmbereich verkleinert. In vielen Fällen ist es jedoch

günstiger, den Abstimmbereich statt bis auf 18 nur bis 16 MHz auszudehnen und dafür eine höhere Spannung zu haben. Kann man trotz der Verwendung von mehr Windungen nicht die genügende Spannung erzielen, ohne den Bereich zu sehr einzuziehen, so muss man eben einen Kompromiss zwischen der Grösse des Abstimmberreichs und genügender Empfindlichkeit schliessen. Durch die automatische Gittervorspannung wird infolge der Beeinflussung der Raumladung und damit der Kapazität zwischen Gitter und Kathode die Frequenz des Oszillators etwas beeinflusst. Diese Änderung wird verkleinert, wenn der Anodenkreis statt des Gitterkreises abgestimmt wird, doch wird damit u. U. die Spannung bei den höheren Frequenzen zu klein. Die Verstimmung kann bei Frequenzen von z. B. 16 MHz in der Grössenordnung von 5–6 kHz liegen.

Wenn sich das Gerät erwärmt, verändert sich die Oszillatorkreisfrequenz etwas. Die Stabilität hängt im wesentlichen von den Spannungsquellen, der Qualität der verwendeten Teile und der Art des Aufbaus ab. Der Aufbau muss für eine gute Ventilation in der Nähe der Röhren und des Oszillatorkreises sorgen, die letzten können durch Schirme gegen die Wärmestrahlen geschützt werden; außerdem empfiehlt es sich, den Netztransformator, die Endröhre und etwaige Widerstände der Heizleitung möglichst entfernt von den Spulen und Kondensatoren anzubringen. Die Ventilation wird durch grosse Löcher im Chassis unmittelbar über den stärksten Wärmequellen und in der Rückwand erreicht.

Im Laufe der Monate ändert sich infolge von Alterungerscheinungen häufig die Kapazität der Kondensatoren, wenn nicht keramische mit aufgebrannten Silberbelägen verwendet werden. Ein guter derartiger Kondensator von  $200 \text{ pF}$  soll sich innerhalb eines Jahres um nicht mehr als  $0,5 \text{ pF}$  ändern. Quetschkondensatoren sind als Trimmer in dieser Beziehung ungeeignet, da solche von  $100 \text{ pF}$  oft eine Änderung von  $0,5\text{--}2 \text{ pF}$  zeigen. Auch hierfür sind solche mit aufgebrannten Belegungen besser. Bei Einrichtungen zur Bandspreizung und für Druckknopfabstimmung muss die Stabilität besonders gross sein; daher verwendet man dort besser temperaturunabhängige Kombinationen, die aus der Verbindung eines Kondensators mit positivem und eines solchen mit negativem Temperaturkoeffizienten bestehen. Besonders auf dem Kurzwellenbereich ist die Änderung innerhalb der ersten halben Stunde nach dem Einschalten beträchtlich; sofern die Zwischenfrequenztransformatoren ein breites Band hindurchlassen, ist die Veränderung weniger kritisch als bei einem schmalen Band. Unter Umständen muss man nach einer

Weile die Oszillatorabstimmung nachstellen; aber damit werden gleichzeitig die Empfindlichkeit und Abstimmsschärfe verringert, weil sich ja damit wegen der Einknopfbedienung auch gleichzeitig die Hochfrequenzabstimmung verändert. Daher ist es eben sehr wichtig, gute Kondensatoren möglichst mit Temperaturkompensation und in der Zwischenfrequenz nicht zu spitze Resonanzkreise zu verwenden.

Beim ersten Zwischenfrequenztransformator ist die Verstärkung im wesentlichen das Produkt aus der Mischteilheit und der Impedanz des Anodenkreises, die bei kritischer Kopplung  $Z = \sqrt{Z_1 \cdot Z_2} / 2$  ist. Hierbei sind  $Z_1$  und  $Z_2$  die Impedanzen der Primär- und Sekundärwicklungen. Die Primärwicklung ist durch den Innenwiderstand der Mischröhre geshunten und die Sekundärwicklung durch den Eingangswiderstand der Zwischenfrequenzröhre. Bei einer Güte von 120 und einem  $L = 600 \mu\text{H}$  für eine Zwischenfrequenz von 465 kHz erhält man so eine Spulenimpedanz von  $2 \pi \cdot 465 \text{ kHz} \cdot 600 \cdot 120 / 10^6 = 144 \text{ 465 } \pi \text{ ca. } 250 \text{ 000 Ohm}$ . Die wirksame Impedanz schwankt dann mit dem Innenwiderstand der Mischröhre; nimmt man einen mittleren Wert von 750 000 Ohm  $250 \text{ 000} \cdot 75 \text{ 000} / 250 \text{ 000} + 75 \text{ 000} = 187 \text{ 500}$  an, so ist  $Z_1 = 250 \text{ 000} + 75 \text{ 000} = 187 \text{ 500}$  Ohm. Der Eingangswiderstand der Zwischenfrequenzröhre beträgt ca. 1 Megohm, so dass man  $Z_2 = 250 \text{ 000} \cdot 1 \text{ 000 000} / 250 \text{ 000} + 1 \text{ 000 000} = 200 \text{ 000}$  Ohm erhält, dann ist  $Z = \sqrt{187 \text{ 500} \cdot 200 \text{ 000}} / 2 = \text{ca. } 97 \text{ 000 Ohm}$ . Bei einer Mischteilheit von 0,65 mA/V ergibt sich damit eine Verstärkung von  $65 \cdot 97 \cdot 10^3 / 10^6 = 63$ .

Die folgende Stufe besteht aus einem ähnlichen Transformator, dem die Diode folgt. Deren Widerstand ist verhältnismässig klein, so dass  $Q$  und damit auch  $Z$  geringer werden. Um diesen Einfluss zu verkleinern, müsste man eigentlich die Diode an eine Anzapfung des zweiten Zwischenfrequenztransformators legen. Der Widerstand der Diodenstrecke, die für den Schwundausgleich benutzt wird, ist keine feste Größe, sondern hängt von der jeweiligen Eingangsspannung ab. Bei kleinen Spannungen, wo die Verzögerungsspannung noch nicht erreicht ist, ist der Diodenwiderstand konstant und ungefähr gleich dem Belastungswiderstand der Diodenstrecke, also wohl meistens ca. 1 Megohm. Die Dämpfung der Demodulationsdiode schwankt infolge der Krümmung der Kennlinie ebenfalls mit der Eingangsspannung, aber man kann bei Eingangsspannungen von weniger als 1 Volt und  $0,5 \text{ M}\Omega$  Belastungswider-

## Störungen an widerstandsgekoppelten Verstärkern

werden oft durch die Kopplungskapazitäten zwischen den Röhren verursacht. Besonders wenn die Geräte längere Zeit ausser Betrieb waren oder wenn der Ersatz dieser Kondensatoren aus einem alten Vorratslager genommen wurde. In derartige Blocks dringt oft Feuchtigkeit ein, was bei in Gebrauch befindlichen wegen der im Gerät entwickelten Wärme nicht in solchem Masse der Fall ist. Dann zeigen diese einen Kriechstrom, durch den sich das Potential des Gitters der folgenden Röhre hochschiebt, so dass der Anodenstrom der Endröhre auf einen unzulässigen Wert ansteigen kann. Bei den Vorstufen ist dies nicht so gefährlich, weil dort die hohen Anodenwiderstände den Strom nach oben begrenzen. Bei der Endstufe dagegen, wo derartige Widerstände nicht vorhanden sind, kann der Anodenstrom auf Werte ansteigen, durch die die Röhre bald ihre Emission verliert. Bei Gegenaktstufen mit gemeinsamem Kathodenwiderstand wird dann, d. h. wenn der Anodenkreis der einen auf diese Weise stark abgesunken ist, der Spannungsabfall am Kathodenwiderstand und damit die Gittervorspannung zu klein, so dass hierdurch auch die andere Gegenaktströhre schliesslich Schaden nimmt.

Um derartige Leckströme in Kopplungskondensatoren festzustellen, braucht man nur ein Milliamperemeter in den Anodenkreis der folgenden Röhre zu legen und dann den Gitterwiderstand kurz-zuschliessen. Ist der Kopplungskondensator in Ordnung, so darf sich hierbei das Potential des Gitters und damit der Anodenstrom nicht nennenswert ändern. Weist der Kondensator aber einen stärkeren Kriechstrom auf, so bilden Anodenwiderstand, Kopplungskondensator und Gitterwiderstand einen Spannungsteiler zwischen + und Chassis, durch den das Gitterpotential bestimmt ist; wird nun der Gitterwiderstand kurzgeschlossen, so schiebt sich das Potential des Gitters herunter und der Anodenstrom wird kleiner. Zweckmässigerweise wird zu dieser Prüfung bei der dem Kondensator vorhergehenden Röhre die Anoden-

leitung unmittelbar an der Röhre unterbrochen, da ohne fliessenden Anodenstrom das Potential an der oberen Kondensatorbelegung höher ist, der Unterschied also grösser wird. Eine kleine Änderung des Anodenstroms von z. B. 36 auf 35 mA würde ja an sich nicht viel ausmachen; aber es besteht meist die Gefahr, dass der Isolationsfehler, wenn er einmal eingetreten ist, rapide zunimmt und damit das Leben der Röhre gefährdet.

## Neue Gebührensätze für Rundfunkteilnehmer in Spanien

Mit Jahresbeginn 1944 ist in Spanien eine neue Regelung der Rundfunkgebühren eingeführt worden. Sie beträgt jährlich für ein Gerät:

1. bis zu 6 Röhren	30 Peseten
2. über 6 Röhren	40 Peseten
3. in Auto, Eisenbahn oder Luxusjacht	100 Peseten
4. in öffentlichen Unternehmen, die nicht unter Nr. 5 aufgeführt sind	100 Peseten
5. in Hotels, Gaststätten, Teestuben, Tanz- und Vergnügungslokalen und Unterhaltungsgesellschaften	200 Peseten
6. in Rundfunkgerätehandlungen	150 Peseten
7. mit öffentlichen Lautsprechern verbunden	500 Peseten

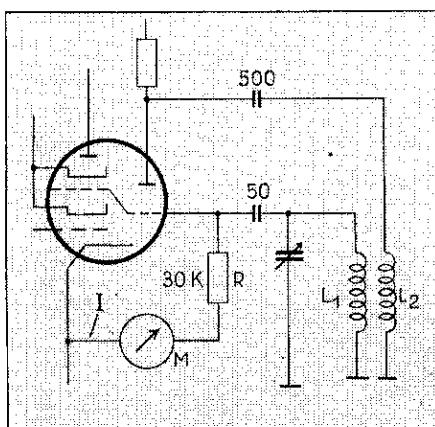
Befreit von der Gebührenzahlung sind Rundfunkempfänger in Krankenhäusern, Asylen und anderen Wohlfahrtseinrichtungen sowie in Unterrichtsräumen; ferner die Detektorempfänger. Jeder Rundfunkteilnehmer, der in der gleichen Wohnung mehr als ein Gerät betreibt, zahlt nur die einfache Gebühr. Nach der letzten Zählung, die Ende Juli des vergangenen Jahres vorgenommen wurde, weist Spanien 337 828 Rundfunkteilnehmer aus, die sich folgendermassen gliedern: 319 901 Röhrengeräte, 726 Detektoren und 17 201 Empfänger in öffentlichen Unternehmen.

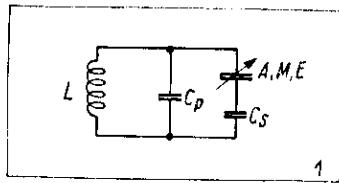
stand überschlägig mit 0,1 Megohm rechnen. Um die Verstärkung zu berechnen, sei kritische Kopplung bei 465 kHz, Spulen von  $600 \mu\text{H}$  und eine Güte  $Q = 120$  angenommen; die Steilheit der Zwischenfrequenzröhre sei  $2 \text{ mA/V}$ , der Anodenwiderstand 1 Megohm. Man erhält dann  $Z_1 = \frac{1}{10^6} + \frac{1}{3 \cdot 10^5} + \frac{1}{25 \cdot 10^4}$  und daraus  $Z_1 = 120 \text{ 000 Ohm}$ .

Ferner ergibt sich  $Z_2 = \frac{250 \text{ 000} \cdot 100 \text{ 000}}{250 \text{ 000} + 100 \text{ 000}} = 71 \text{ 400 Ohm}$ . Daraus ergibt sich  $Z = \sqrt{120 \text{ 000} \cdot 71 \text{ 400}} / 2 = 46 \text{ 000 Ohm}$  und die Verstärkung zu  $2 \cdot 46 \text{ 000} / 10^3 = 92$ .

Die Spulen der Zwischenfrequenztransformatoren müssen, wie oben gezeigt wurde, eine möglichst grosse Impedanz besitzen, die wiederum von der Güte abhängt. Es ist aber nicht gesagt, dass ein grösseres  $Q$  allein eine höhere Impedanz bedingt, sondern es kommt auch auf das Verhältnis  $L/C$  an. Die Impedanz ist bekanntlich  $Z = \omega L Q$ , und wenn man zwei Spulen miteinander vergleicht, von denen die eine  $800 \mu\text{H}$  und eine Güte von 140 und die andere ein  $500 \mu\text{H}$  (und dementsprechend eine

grössere Abstimmkapazität) und ein  $Q = 200$  besitzt, so ist bei der ersten  $Z = \omega \cdot 800 \cdot 140 / 10^6 = 0,112 \omega$  und bei der anderen  $Z = 0,100 \omega$ . Die erste ergibt also trotz des kleineren  $Q$  eine grössere Verstärkung, weil bei ihr das Verhältnis  $L/C$  grösser ist. Man kann aber  $L$  nicht beliebig gross machen, weil sonst  $C$  so klein werden müsste, dass sich eine etwaige Veränderung der Schaltkapazitäten und Trimmer mit der Temperatur zu stark bemerkbar machen würde. Außerdem steigen die Spulenverluste schnell an, während die Verluste des Kondensators sich nur wenig ändern und zudem normalerweise eine Größenordnung unter denen der Spule liegen. Man wickelt die Spulen vielfach in zwei bis drei Kammer, um die Eigenkapazität klein zu halten, oder benutzt Eisenkerne, um die gewünschte Selbstinduktion mit einer möglichst kleinen Drahtlänge, d. h. kleinem Ohmschen Widerstand zu erreichen. Im allgemeinen ist es üblich, die Abstimmkapazität durch einen festen Glimmerkondensator mit parallel liegendem kleinen Trimmer zu erzielen, so dass sich eine Veränderung des Trimmers proportional schwächer auswirkt.





# Gleichlauf beim Superhet

Im Radio-Mentor 1936 Heft 7 Seite 180 wurde die Formel für die Bemessung der Trimmer-, Paddingkondensatoren und der Selbstinduktionen abgeleitet, um möglichst guten Gleichlauf zu erzielen. Ihre Ableitung beruhte darauf, dass die tatsächliche Abstimmkurve die Sollkurve in drei Punkten schneidet, so dass sich für drei Frequenzen genaue Uebereinstimmung ergibt. Daraus erhält man drei Gleichungen, aus denen sich drei Unbekannte berechnen lassen. Die dort gegebenen Formeln lauteten:

$$C_s = \frac{A M e^2 (a^2 - m^2) + E M a^2 (m^2 - e^2) - A E m^2 (a^2 - e^2)}{A a^2 (m^2 - e^2) + E e^2 (a^2 - m^2) - M m^2 (a^2 - e^2)} \quad 1)$$

$$C_p = \frac{C_s}{a^2 - m^2} \left( \frac{Mm^2}{M + C_s} - \frac{Aa^2}{A + C_s} \right) = \frac{C_s}{m^2 - e^2} \left( \frac{Ee^2}{E + C_s} - \frac{Mm^2}{M + C_s} \right) \quad 2)$$

$$L = \frac{10^{12}}{4 \pi^2 m^2 \left( C_p + \frac{C_s M}{C_s + M} \right)} \text{ H y} \quad 3)$$

worin  $a$ ,  $m$  und  $e$  die beliebig wählbaren Frequenzen des Oszillatorkreises sind, bei denen genauer Gleichlauf bestehen soll, d. h. aus dem Zusammenwirken der Empfangs- und Oszillatorkreis genauso die Zwischenfrequenz entsteht).  $A$ ,  $M$  und  $E$  sind die zu diesen Frequenzen gehörenden Kapazitäten des Drehkondensators,  $C_p$  ist die Parallel-(Trimmer-) und  $C_s$  die Serien-(Padding-)Kapazität und  $L$  die Selbstinduktion des Oszillatorkreises, wie dies Abb. 1 zeigt. Die Frequenzen ( $a - z$ ), ( $m - z$ ) und ( $e - z$ ) des Empfangskreises wurden a. a. O. nach Abb. 2 so ausgewählt, dass das ganze zu bestreichende Band in sechs gleiche Teile geteilt wurde, so dass  $a - z$  und  $e - z$  je  $\frac{1}{6}$  von den beiden Enden entfernt waren, während  $m - z$  in der Mitte des Bandes lag. Neutere Untersuchungen haben aber ergeben, dass die Abweichungen noch kleiner werden, wenn man die Bezugsfrequenzen  $a$ ,  $e$  und  $m$  nach Abb. 3 so wählt, dass das Band in vier gleiche Teile geteilt wird und dass die grösste Abweichung nach oben und unten je  $\frac{1}{4}$  vom Rande des Bereichs entfernt liegt, während die dritte Frequenz des genauen Gleichlaufs wieder in der Mitte des Bereiches liegt. In diesem Fall sind die beiden Abweichungen der Zwischenfrequenz von ihrem Sollwert nach oben und die beiden nach unten mit genügender Genauigkeit einander gleich. Ist  $z$  der Sollwert der Zwischenfrequenz, die sich ergeben soll und  $\Delta z$  diese maximale Abweichung, so sind diese also in zwei Fällen  $+\Delta z$  und in zwei Fällen  $-\Delta z$ . Die Gleichung einer solchen Kurve muss, da sie drei Schnittpunkte mit der Nulllinie hat, drei Lösungen haben, d. h. vom dritten Grade sein. Sie lautet mit genügender Genauigkeit:

$$y = A(x - 1)(x - 3)(x - 4) + Bx(x - 3)(x - 4) + Cx(x - 1)(x - 4) + Dx(x - 1)(x - 3) \quad 4)$$

worin  $A$ ,  $B$ ,  $C$  und  $D$  Konstanten sind. Bezeichnet man die Länge  $\Delta f$  des ganzen Bandes mit  $x = 4$ , so ist für die Abszissen  $x = 1$  und  $x = 4$  die Ordinate  $y = +\Delta z$  und für die Abszissen  $x = 0$  und  $x = 3$  die Ordinate  $y = -\Delta z$ . Infolgedessen kann man für diese die Werte  $A$ ,  $B$ ,  $C$  und  $D$  berechnen. So ergibt sich

$$\text{für } x = 1 \quad y = B(-2)(-3) = \Delta z \quad 5)$$

$$B = \Delta z/6 \quad 6)$$

$$\text{für } x = 4 \quad y = 4D(3)(1) = \Delta z \quad 7)$$

$$D = \Delta z/12 \quad 8)$$

$$\text{für } x = 0 \quad y = A(-1)(-3)(-4) = -\Delta z \quad 9)$$

$$A = \Delta z/12 \quad 10)$$

$$\text{für } x = 3 \quad y = 3C(2)(-1) = -\Delta z \quad 11)$$

$$C = \Delta z/6 \quad 12)$$

\*) Sie liegen um die Zwischenfrequenz  $z$  höher als die entsprechenden Empfangsfrequenzen.

Mit diesen Werten für  $A$ ,  $B$ ,  $C$  und  $D$  erhält man aus Gleichung 4):

$$y = \frac{\Delta z}{12}(x - 1)(x - 3)(x - 4) + \frac{\Delta z x}{6}(x - 3)(x - 4) + \frac{\Delta z x}{6}(x - 1)(x - 4) + \frac{\Delta z x}{6}(x - 1)(x - 3) \quad 13)$$

Für die Schnittpunkte ist  $y = 0$ , d. h.:

$$\Delta z(x - 1)(x - 3)(x - 4) + 2\Delta z x(x - 3)(x - 4) + 2\Delta z x(x - 1)(x - 4) + \Delta z x(x - 1)(x - 3) = 0 \quad 14)$$

$$(x^2 - 4x + 3)(x - 4) + (2x - 6x)(x - 4) + (2x^2 - 2x)(x - 4) + (x^2 - x)(x - 3) = 0 \quad 15)$$

$$x^3 - 4x^2 + 3x - 4x^2 + 16x - 12 + 2x^3 - 8x^2 - 6x^2 + 24x + 2x^3 - 8x^2 - 2x^2 + 8x + x^3 - 3x^2 - x^2 + 3x = 0 \quad 16)$$

$$6x^3 - 36x^2 + 54x - 12 = 0 \quad 17)$$

$$x^3 - 6x^2 + 9x - 2 = 0 \quad 18)$$

Da nach Voraussetzung der Schnittpunkt  $m$  mit der Nulllinie  $x = 2$  sein sollte, so ist eine Lösung dieser Gleichung:

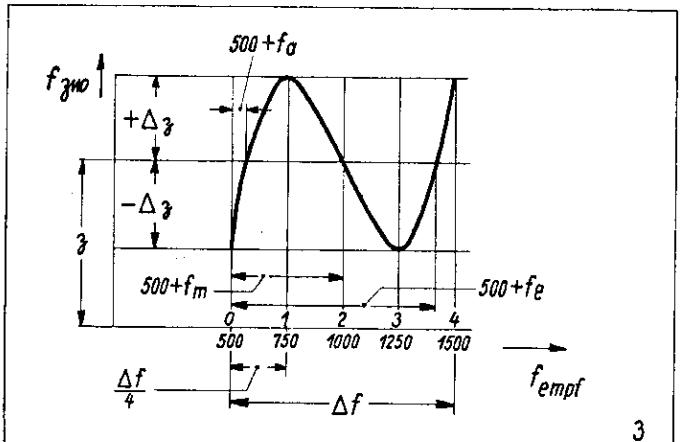
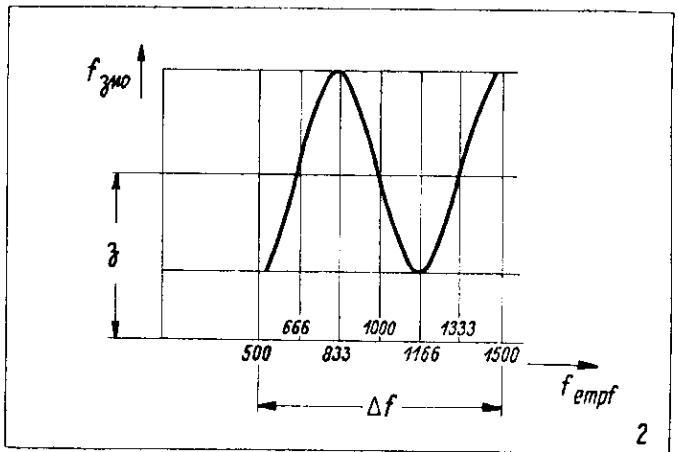
$$x_m = 2 \quad 19)$$

Man kann also Gleichung 18) durch  $(x - 2)$  dividieren und erhält:

$$(x^3 - 6x^2 + 9x - 2) : (x - 2) = x^2 - 4x + 1 = 0 \quad 20)$$

$$x^2 - 4x + 4 = 4 - 1 = 3 \quad 21)$$

$$x - 2 = \pm \sqrt{3} \quad 22)$$



# Analyse eines Spannungsteilers mittels einfachen Voltmeters

Es ergibt sich bei unbekannten Werten eines Spannungsteilers oft die Frage, wie groß die wirkliche Teilspannung und die Werte der Widerstände sind. Um die Teilspannung genau zu bestimmen, benötigt man einen Spannungsmesser, dessen Innenwiderstand mindestens um eine Dekade höher liegt als die Summe der Teilwiderstände. Dies erfordert aber bei hochohmigen Teilen bereits so empfindliche Instrumente, wie sie oft nicht zur Verfügung stehen. Um die Widerstände zu bestimmen, ist entweder eine Strommessung notwendig oder ein Ohmmeter und in beiden Fällen bei den meisten Schaltungen ein Auffrennen der Leitungen. In einem älteren Heft wurde die Bestimmung der Widerstände und Teilspannungen durch Messung mittels Voltmeter mit zwei verschiedenen Innenwiderständen gezeigt. Dies erfordert aber eine zusätzliche Anordnung. Um dies zu vermeiden, empfehle ich folgende Schaltung:

U = Klemmenspannung der Stromquelle

Ux = Teilspannung an Rx

Uy = Teilspannung an Ry

Vx = Mit V gemessene Teilspannung an Rx

Vy = Mit V gemessene Teilspannung an Ry

Rx, Ry sind die unbekannten Teilerwiderstände.

## Gleichlauf beim Superhet

$$x = 2 \pm \sqrt{3} \quad 23)$$

$$x_a = 3,732 \quad 24)$$

$$x_e = 0,268 \quad 25)$$

Die Frequenzen a, e und m sind also sowohl von der Zwischenfrequenz z wie von der maximalen Abweichung  $\Delta z$  unabhängig.

Da vorher die ganze Länge des Empfangsbereichs mit 4 bezeichnet war, d. h.:

$$\Delta f = 4 \quad 26)$$

$$\Delta f / 4 = 1 \quad 27)$$

so hat man die Zahlenwerte der Gleichungen 19), 24) und 25) jeweils mit  $\Delta f / 4$  zu multiplizieren, und damit ergeben sich die Schnittpunkte der Kurve mit der Nulllinie, die also den Frequenzen  $f_m$ ,  $f_e$  und  $f_a$  entsprechen, zu:

$$f_m = 2 \Delta f / 4 = 0,5 \Delta f \quad 28)$$

$$f_a = 0,268 \Delta f / 4 = 0,067 \Delta f \quad 29)$$

$$f_e = 3,732 \Delta f / 4 = 0,933 \Delta f \quad 30)$$

Um diesen Betrag sind sie vom unteren Ende des Empfangsbereichs entfernt. Um die Werte m, e und a der Gleichungen 1) bis 3) daraus zu erhalten, d. h. die entsprechende Oszillatorkreisfrequenz, ist jeweils auch noch die Zwischenfrequenz z zu addieren. Reicht der Empfangsbereich also z. B. von 500—1500 kHz, und ist die Zwischenfrequenz z = 465 kHz, so ist die Breite  $\Delta f$  des Bandes  $1500 - 500 = 1000$  kHz, und man erhält

$$f_m = 0,5 \times 1000 = 500 \text{ kHz} \quad 31)$$

$$f_e = 0,933 \times 1000 = 933 \text{ kHz} \quad 32)$$

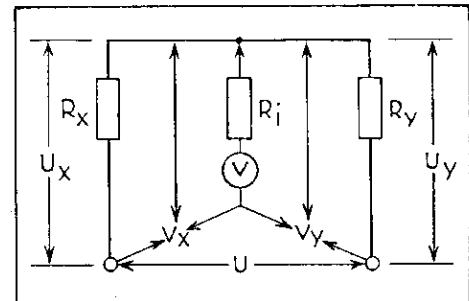
$$f_a = 0,067 \times 1000 = 67 \text{ kHz} \quad 33)$$

Diese Beträge sind nun zu der Mindestfrequenz zu addieren. Da die kleinste Empfangsfrequenz 500 kHz ist, ist die kleinste Oszillatorkreisfrequenz  $500 + 465 = 965$  kHz, und damit erhält man unter Verwendung der Werte aus den Gleichungen 31) bis 33) für die Gleichungen 1) bis 3)

$$m = 965 + 500 = 1465 \text{ kHz}$$

$$e = 965 + 933 = 1898 \text{ kHz}$$

$$a = 965 + 67 = 1032 \text{ kHz}$$



Voraussetzung ist, daß sich U beim Anlegen des Voltmeters V mit dem Innenwiderstand  $R_i$  an die Enden des Teilers nicht merklich ändert, also der Innenwiderstand der Stromquelle genügend niedrig ist.

Ausgegangen wird von

$$\frac{V_y}{U} = \frac{R_i R_y}{R_i + R_y} \quad 1)$$

und

$$\frac{V_x}{U} = \frac{R_i R_x}{R_i + R_x} \quad 2)$$

daraus folgt:

$$R_x = \frac{R_y \cdot R_i \cdot (U - V_y)}{V_y \cdot (R_y + R_i)} \quad 3)$$

$$R_y = \frac{R_x \cdot R_i \cdot (U - V_x)}{V_x \cdot (R_x + R_i)} \quad 4)$$

ferner ist:

$$U_x = \frac{U \cdot R_x}{R_x + R_y} \quad 5)$$

$$U_y = \frac{U \cdot R_y}{R_x + R_y} \quad 6)$$

Weiters wird ein Wert in die andere Gleichung eingesetzt.

$$R_y = \frac{R_y \cdot R_i \cdot (U - V_y) \cdot R_i \cdot (U - V_x)}{V_y \cdot (R_y + R_i) \cdot V_x \cdot (R_y + R_i) + R_i} \quad 7)$$

$$R_y = \frac{R_i [(U - V_y)(U - V_x) - V_x \cdot V_y]}{V_x (U - V_y) + V_x \cdot V_y} \quad 8)$$

$$R_y = \frac{R_i [U - (V_x + V_y)]}{V_x} \quad 9)$$

$$\text{analog } R_x = \frac{R_i [U - (V_x + V_y)]}{V_y} \quad 10)$$

$$\text{eingesetzt in 5) und 6) } U_x = \frac{U \cdot V_x}{V_y + V_x} \quad 11)$$

$$\text{und } U_y = \frac{U \cdot V_y}{V_y + V_x} \quad 12)$$

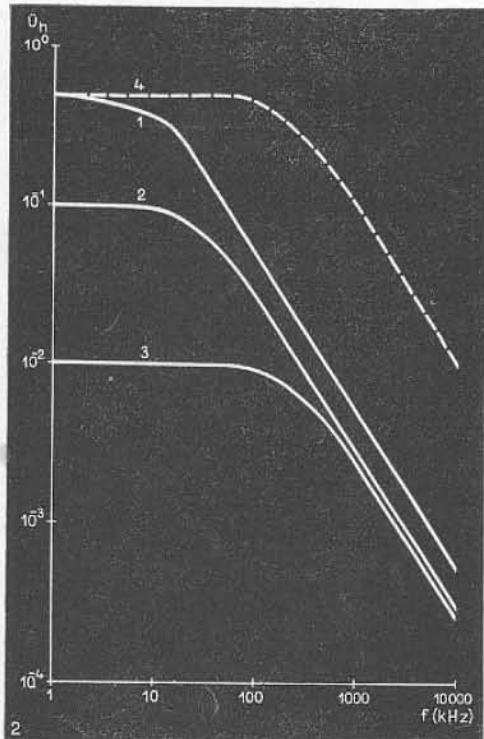
Man sieht, dass zur Spannungsbestimmung allein auch ein Instrument mit unbekanntem Innenwiderstand verwendet werden kann.

Beispiel: Messung:

V = Voltmeter 200  $V_x \dots 15,4$  Volt  
 Ohm/Volt. Unbekannt  $V_y \dots 7,7$  Volt  
 kannter Teiler aus  $U \dots 100,0$  Volt  $R_x = 2,100,000$  Ohm  
 zwei Widerstände  $U_x \dots 66,7$  Volt  $R_y = 1,100,000$  Ohm  
 den  $R_x, R_y$ .  $U_y \dots 33,3$  Volt

Der Fehler ist abhängig von der Ablesegenauigkeit. Es sind noch gute Resultate erzielbar, obwohl der Innenwiderstand des Instrumentes um mehr als eine Dekade kleiner ist, als der Gesamtteilierwiderstand. Selbst bei der Annahme, dass nur mehr halbe Volt ablesbar sind, bleibt der Fehler um 2 %. Auch mehrgliedrige Teiler können leicht analysiert werden und die punktweise Bestimmung des Widerstandsverlaufes eines unbekannten Potentiometers geht äußerst rasch mit dieser Methode.

Ing. Edwin Haas



# Verstärkungsregelung in Messverstärker

Die Kurven lehren zweierlei, was aus den obigen Formeln schon zu erwarten war. 1. Je hochohmiger der Spannungsteiler ist, desto stärker machen sich schädliche Kapazitäten bemerkbar und 2. je grösser die Spannungsunterteilung ist, desto weniger wirkt sich die schädliche Kapazität aus.

Für die Auswertung muss man einen Unterschied machen zwischen Verstärkern bzw. Spannungsteilern für Spannungsmesser und solchen für Oszillographen. Bei ersteren spielen Phasenverzerrungen normalerweise keine Rolle und man kann daher Fehler in der Linearität des Frequenzganges bis zu mehreren Prozent — entsprechend der geforderten Messgenauigkeit — ohne weiteres zulassen. Anders bei Oszillographenverstärkern. Hier können bereits geringe Phasenwinkel zu erheblichen Verfälschungen des Oszillogramms führen, was sich besonders augenfällig bei Rechteckschwingungen (Impulsfolgen) bemerkbar macht. Schon Phasenwinkel von einigen Graden schränken die Brauchbarkeit des Gerätes ausserordentlich stark ein. Da man nun bereits im Verstärker selbst mit dem Auftreten von Phasenverzerrungen zu kämpfen hat, muss man bestrebt sein, diese Schwierigkeiten nicht noch von der Seite der Regelung her zu vergrössern.

Fügt man zu der Spannungsteilerschaltung nach Abb. 1 noch einen Kondensator  $C'$  hinzu (Abb. 4), so ergibt sich für die Spannungsteilung

$$u_h = \frac{1}{1 + \frac{R_1}{R_2} \cdot \frac{j\omega C R_2 + 1}{j\omega C' R_1 + 1}} \quad 4)$$

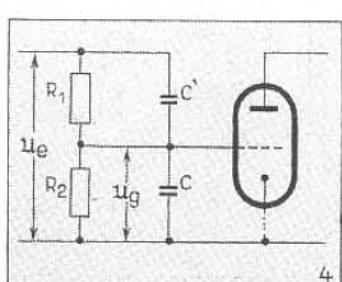
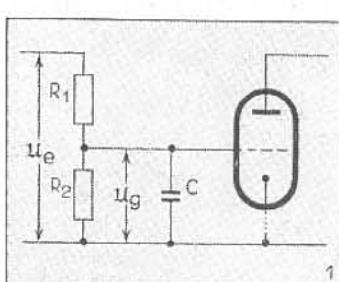
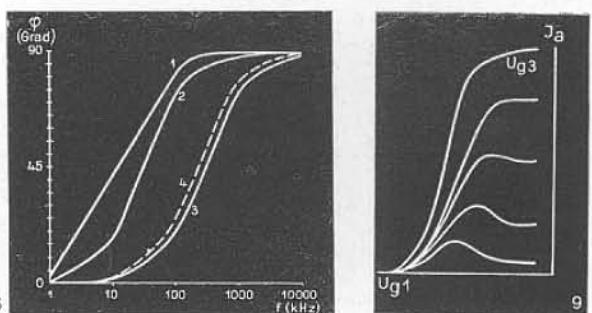
man kann also für  $C \cdot R_2 = C' \cdot R_1$  Frequenzunabhängigkeit und damit natürlich auch Freiheit von Phasenverzerrungen erzielen. In der Praxis wird man so vorgehen, dass man an den Eingang des Reglers eine Rechteckschwingung legt und  $C'$  solange einregelt, bis das Oszillogramm keine Abweichungen von der Originalkurvenform mehr aufweist.

Dementsprechend wäre also ein Spannungsregler für den Eingang eines Oszillographenverstärkers entsprechend Abb. 5 mit zwei mechanisch gekuppelten Umschaltern  $S_1$  und  $S_2$  für eine entsprechende Anzahl fester Stufen aufzubauen. Bei Verstärkern für Spannungsmesser, bei denen man gewisse Abweichungen zulassen darf, lassen sich die Kapazitäten  $C'$  nach einer Ueberschlagsrechnung mit hinreichender Genauigkeit berechnen, auf eine besondere Einstellung kann man in diesem Falle meist verzichten. Den Gesamtwiderstand des Spannungsteilers wird man im Interesse der möglichst geringen Belastung des Messobjektes so hoch wählen, wie für den als Eingangsrohre zu verwendenden Röhrentyp zulässig, also beispielsweise  $0,5 M\Omega$  für EF 14 und  $3 M\Omega$  für EF 50.

Gelegentlich findet man für Oszillographen-Verstärker auch im Eingang eine Reiseröhre angewandt, deren Kathodenwiderstand kontinuierlich oder in Stufen so regelbar ist, dass sich die Steilheit und damit die Verstärkung 100:1 wählen lässt. Man darf hier aber nicht dem Trugschluss verfallen, dass man nun auch erhebliche Eingangsspannungen anlegen und dann die Verstärkung entsprechend herunterregeln dürfe. Bei Regelröhren mit ihrer logarithmischen Kennlinie ist der Koeffizient der zweiten Harmonischen

$$k_2 = 0,25 \cdot U_g / U_T, \quad 5)$$

wobei mit  $U_g$  die Gitterspannungsamplitude und mit  $U_T$  die Gitterspannungsänderung bezeichnet ist, für die sich der Anodenstrom im Verhältnis 1:2,71 ändert. Für normale Regelröhren der Stahlserie (EBF 11 z. B.) liegt bei niedrohmigem Außenwiderstand  $U_T$  in der Grössenordnung 3, um bei  $R_a = 50 k\Omega$  auf 4, bei  $R_a = 200 k\Omega$  auf etwa 10 anzusteigen. Bei einem Verstärker mit grossem Frequenzbereich,



also kleinem  $R_a$ , wird daher bereits durch eine Gitterwechselspannungsamplitude von 0,3 V ein Klirrfaktor von 2,5 % der zweiten Harmonischen verursacht, was man wohl als obere Grenze ansehen darf. Um höhere Spannungen messen zu können, benötigt man daher stets einen Spannungsteiler bereits vor dem Gitter der Röhre.

Für die Erzielung eines hohen Eingangswiderstandes und eine bequeme, weitestgehend von Kapazitäten unabhängige Regelung lässt sich die Röhre in Impedanzwandlerorschaltung (Kathodenverstärker, engl. Cathode-Follower) nach Abb. 7 erfolgreich verwenden. Wie Verfasser bereits früher ausführte, lässt sich mit Hilfe einer solchen Vorstufe sogar ein Tastzusatz für den Oszilloskopverstärker verwirklichen, weil die Kapazität des Zuleitungskabels vom Ausgang zur nachfolgenden Stufe infolge des sehr niedrigen Ausgangswiderstandes  $R_o$  des Kathodenverstärkers bis zu verhältnismässig hohen Frequenzen hin keine Rolle spielt. Die Gitterableitung  $R_g$  wird möglichst hochohmig gewählt und an einen Spannungsteiler  $R_1, R_2$  parallel zur Anodenspannungsquelle angeschlossen, der bei hochohmigen  $R_k$  den Uberschuss der an der Kathode auftretenden positiven Spannung gegenüber der erforderlichen Gittervorspannung kompensiert. Ist  $R_k$  kleiner als der normalerweise übliche Kathodenwiderstand, so muss  $R_g$  natürlich an eine entsprechend negative Spannung angeschlossen werden. Die Kondensatoren  $C$  dienen als Wechselstromkurzschlüsse.

Die Spannungsverstärkung des Kathodenverstärkers liegt unter 1 und lässt sich aus dem Verstärkungsgrad  $\mu$  und der Steilheit  $S$  sowie dem Kathodenwiderstand  $R_k$  zu

$$V = \frac{1}{1 + 1/\mu + 1/S \cdot R_k} \quad 6)$$

errechnen, was sich für grosse  $\mu$ -Werte zu

$$V \approx \frac{1}{1 + 1/S \cdot R_k} \quad 7)$$

vereinfacht ( $1/\mu \ll 1$ ).

Der zu  $R_k$  parallel auftretende dynamische Ausgangswiderstand  $R_d$  des Kathodenverstärkers errechnet sich zu

$$R_d = \frac{1}{S(1 + 1/\mu)} \quad 8)$$

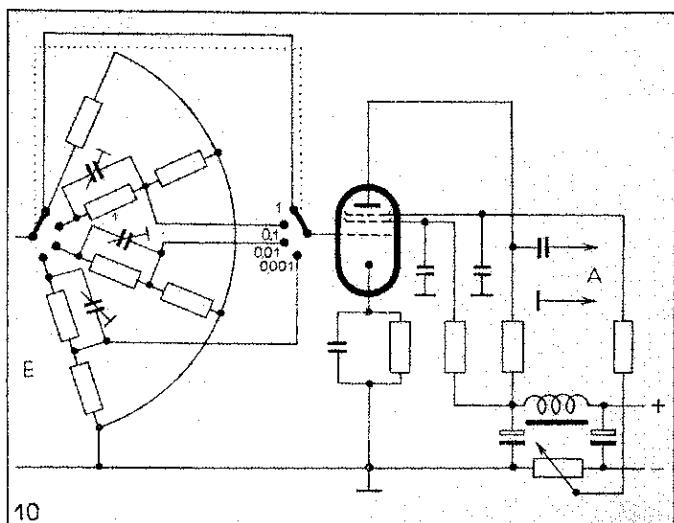
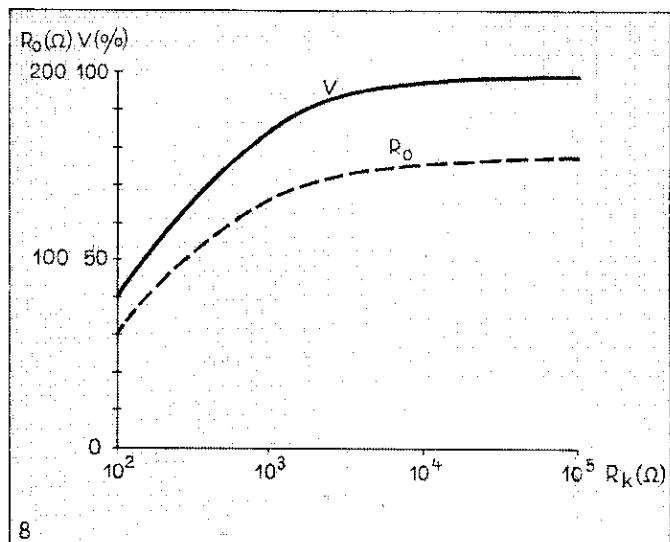
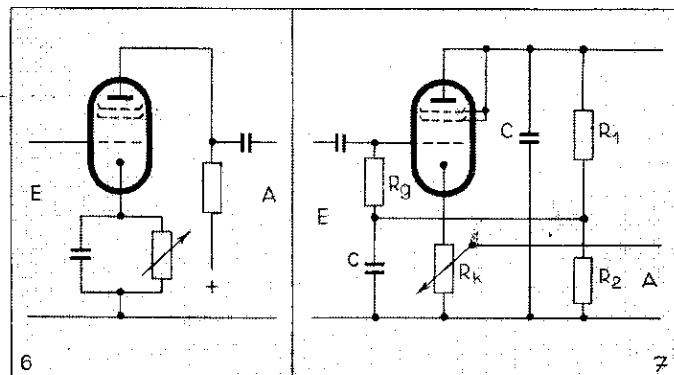
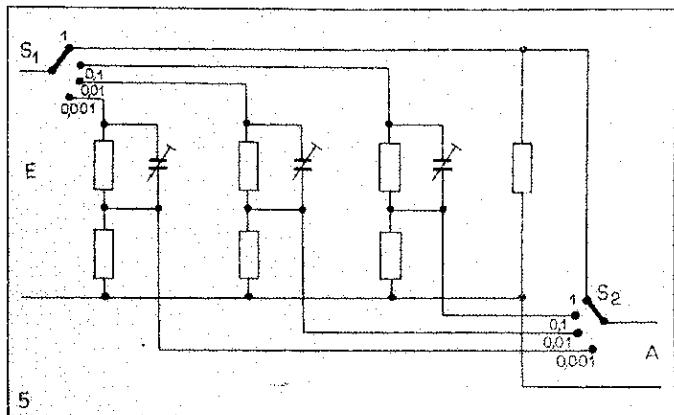
und für grosses  $\mu$  zu

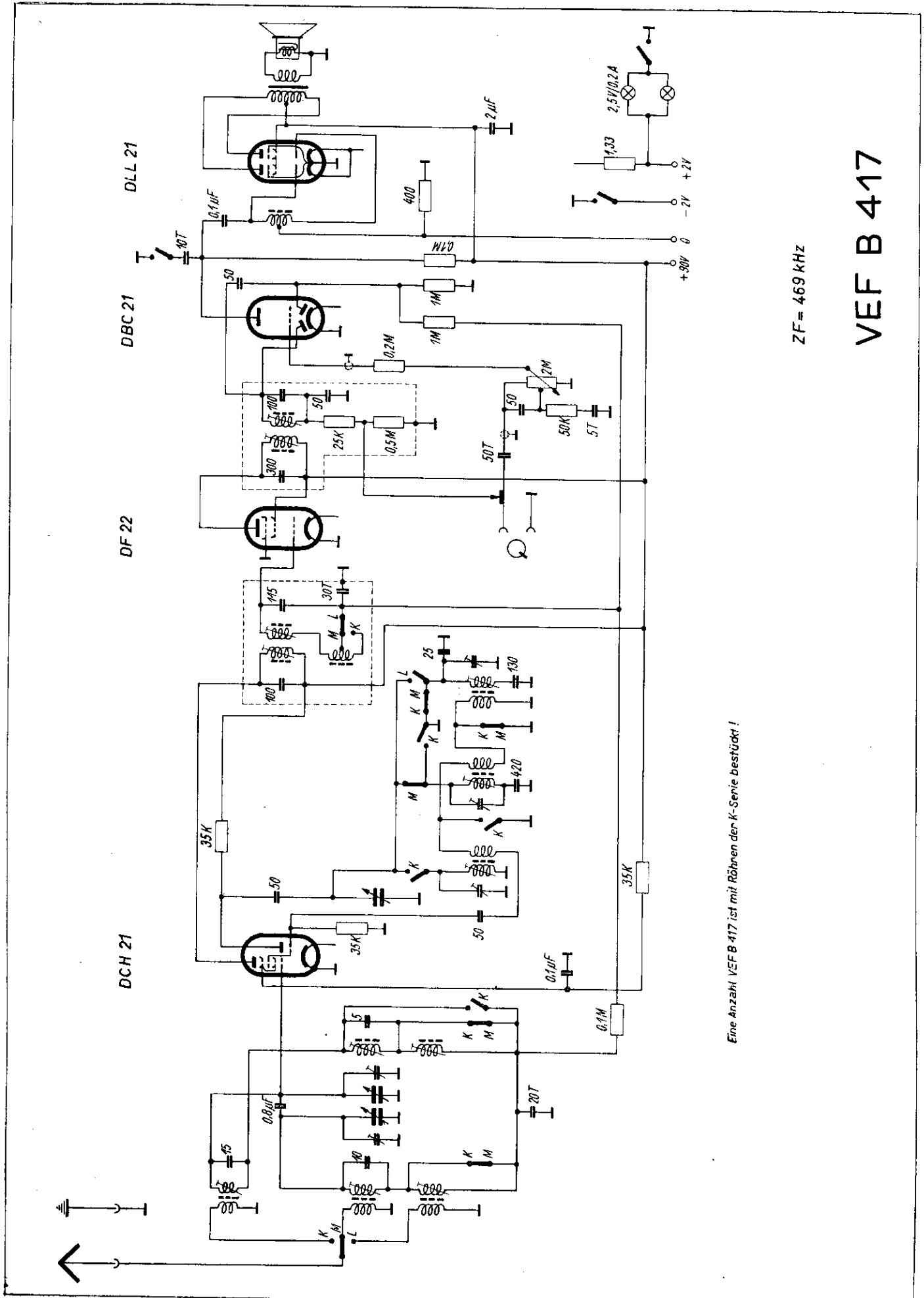
$$R_d \approx 1/S. \quad 9)$$

Der Ausgangswiderstand an den Klemmen A der Abb. 7 ist daher ausserordentlich gering, wenn man steile Röhren hohen Verstärkungsfaktors verwendet. Für eine EF 50 in Triodenschaltung (nur Triodenschaltung kommt hier in Betracht!) mit einer Steilheit von 6,5 mA/V und einem Schirmgitterverstärkungsfaktor von 75 würde sich für die Verstärkung die Kurve V, für den resultierenden Ausgangswiderstand  $R_o$  (d. h.  $R_d$  parallel  $R_k$ ) die Kurve  $R_o$  in Abb. 8 in Abhängigkeit von  $R_k$  ergeben. Mit einem  $R_k$ , der die richtige Gittervorspannung liefert, also  $R_1$  und  $R_2$  in Abb. 7 entbehrlich macht, würde die Verstärkung in der Grössenordnung 0,5 und der Ausgangswiderstand bei etwa  $80 \Omega$  liegen. Das bedeutet aber dass man beispielsweise bei einer schädlichen Kapazität von 50 pF (etwaiges Kabel + sonstige Verdrahtung + Röhreneingang) noch bis zu mehreren MHz praktisch fehlerfrei oszilloskopieren kann. Natürlich ist es in diesem Falle möglich, auch den Kathodenwiderstand als Regler auszubilden!

Entspricht die Regelung mit Hilfe einer Röhre mit logarithmischer Kennlinie nicht den Anforderungen an die Linearität und ist die Verwendung eines Kathodenverstärkers nicht durchführbar, so kann man schliesslich auch Röhren mit linearer Kennlinie und Stromverteilungsgitter an diesem steuern, so z. B. eine Pentode am Bremsgitter, indem man ihm verschiedene hohe Spannungen erteilt. In Abb. 9 ist für eine steile Pentode schematisch die Abhängigkeit des Anodenstromes  $J_a$  von der Steuergitterspannung  $U_{g1}$  mit der Bremsgitterspannung  $U_{g3}$  als Parameter wiedergegeben, während Abb. 10 die Kombination eines frequenzunabhängigen, in Dekaden stufenweise schaltbaren Eingangsteilers mit einer am Bremsgitter durch negative Vorspannung reichlich 10:1 in der Verstärkung regelbaren Verstärkerstufe mit steiler Pentode (z. B. EF 14 oder EF 50) zeigt. Ohne Regelung der Röhre wäre ein solcher Verstärker auch für Spannungsmesser mit Vorverstärker innerhalb eines weiten Frequenzbereiches verwendbar, für Oszilloskopen ist u. U. die kontinuierliche Regelbarkeit ein Vorteil, wenn auch nicht unbedingte Bedingung. Gegebenenfalls kann man im letzteren Falle durch Anbringung von mehr Stufen im Eingangsteiler die notwendige feinere Regelung erzielen.

Rolf Wigand





Eine Anzahl VEF B 417 ist mit Röhren der K-Serie bestückt!

$$ZF = 469 \text{ kHz}$$

VEF B 417

# Neue europäische Empfänger

## VEF-Super B 417

VEF-Super E 417 ist ein 4-Röhren-Batterie-Ueberlagerungsempfänger mit drei Wellenbereichen, selbsttätiger Schwundregelung und Gegentakt-Ausgangsstufe.

### Frequenzbereich:

Langwelle 150—420 KHz (blau)  
Mittelwelle 530—1450 KHz (grün)  
Kurzwelle 5,9—16 MHz (rot)

### Röhren:

DCH 21, DF 22, DBC 21, DLL 21

### Stromquellen:

90 Volt Anodenbatterie BD 90  
2 Volt Sammler 2 B 38.

Die Anodenbatterie befindet sich im Gehäuse, der Akkumulator ausserhalb des Gehäuses. Skalenbeleuchtung kann durch Hineindrücken des Abstimmknopfes eingeschaltet werden. Die Tonblende wird mittels Hebel am Lautstärkereglerknopf eingeschaltet. Tonabnehmeranschluss ist vorhanden.

## Rettung Schiffbrüchiger

Neuerdings wird zur Rettung Schiffbrüchiger in Rettungsbooten, die von Landflugzeugen entdeckt worden sind, die zur Rettung nicht wassern können, diesen ein kleiner drahtloser Sender zugeworfen, mit dem sie in der Nähe befindliche Schiffe auf sich aufmerksam machen können. Die Sender haben die Grösse und das Aussehen einer Kaffeemühle und senden das SOS-Zeichen aus, solange man den Griff der „Kaffeemühle“ dreht. Auf diese Weise wurde jüngst ein Rettungsboot mit 19 Überlebenden nach 5 Tagen wieder aufgefunden, nachdem dies vom Flugzeug aus wegen schlechter Sicht auf andere Weise nicht möglich war.

Im Bereich Kurz wird die ZF-Bandbreite breiter, um die Abstimmung zu erleichtern und Neigung zum Mikrophoneffekt zu vermindern.

Im Bereich Kurz wird die ZF-Bandbreite breiter, um die Abstimmung zu erleichtern und Neigung zum Mikrophoneffekt zu vermindern.

### Abgleich-Anweisung

#### ZF-Abgleich

ZF = 469 KHz.

Beim Abgleich eines ZF-Kreises ist der andere Kreis desselben ZF-Filters durch Parallelenschalten eines Kondensators von 100 pF zu bedämpfen.

Abgleichen Punkte . . . 4, 3, 2, 1

#### Oszillator-Abgleich

##### Mittel:

Zeiger auf 1366 KHz, Punkt . . . 5  
Zeiger auf 574 KHz, Punkt . . . 6

##### Lang:

Zeiger auf 400 KHz, Punkt . . . 7  
Zeiger auf 160 KHz, Punkt . . . 8

##### Kurz:

Zeiger auf 15,0 MHz, Punkt . . . 9  
Zeiger auf 6,0 MHz, Punkt . . . 10

#### Vorkreis-Abgleich

Mess-Sender an Antennenbuchse.

##### Mittel:

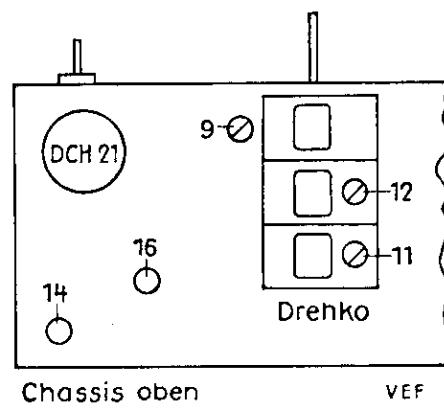
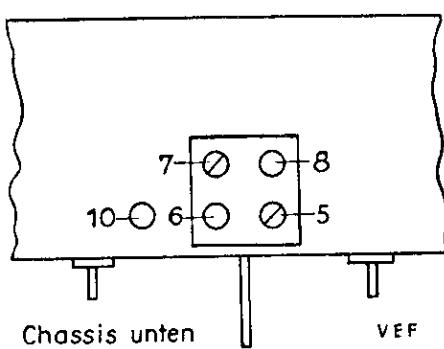
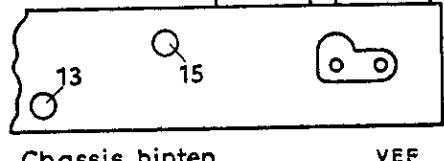
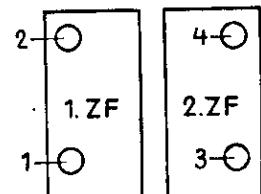
Zeiger auf 1366 KHz, Punkt . . . 12, 11  
Zeiger auf 574 KHz,  
1. Vorkreis mit 400 pF bedämpfen, abgleichen Punkt . . . 14  
Bedämpfung umlegen auf 2. Vorkreis, abgleichen Punkt . . . 13

##### Lang:

Zeiger auf 160 KHz,  
1. Vorkreis mit 400 pF bedämpfen, abgleichen Punkt . . . 16  
Bedämpfung umlegen auf 2. Vorkreis, abgleichen Punkt . . . 15

##### Kurz:

Nicht abgleichbar.



## Der Oszillator beim Superhet

### weist zeitweise Schwinglöcher auf

In Barcelona wurde bei vielen Apparaten darüber geklagt, dass auf einzelnen Wellenbereichen die Schwingungen zeitweise auf einem Teil des Abstimmungsbereichs aussetzen, während das Gerät zeitweise zufriedenstellend über den ganzen Bereich arbeitet. Es handelt sich meist um Allstromgeräte an einem Netz von 125 Volt, bei denen die Arbeitsspannung, wenn man den Spannungsabfall an der Gleichrichterröhre und der Netzdrossel, die meist in der negativen Leitung liegt und zur Erzeugung der Gittervorspannung für die Endröhre dient, berücksichtigt, etwa 90—95 Volt beträgt. Die Netzzspannung ist nicht sehr gleichmässig, sondern Schwanungen unterworfen. Es wurde bereits längere Zeit vermutet, dass ein zeitweiliges Absinken der Netzzspannung die Ursache davon sei, aber schliesslich konnte durch einen Zufall auch der Beweis dafür erbracht werden. Während nämlich ein Gerät zufriedenstellend arbeitete, wurde ein elektrischer Kocher in die gleiche Steckdose gestöpselt. Sofort wurde der Empfang schwächer, und nach einigen Sekunden setzte er völlig aus, um nach Abschaltung des Kochers binnen einiger Sekunden wiederzukommen. Hier treffen also mehrere Ursachen zufällig zusammen. 1. haben die Leitungen einen zu kleinen Querschnitt und damit einen zu grossen Widerstand, so dass bei der Anschaltung eines grossen Verbrauchers die Spannung stark abfällt. 2. handelt

es sich durchweg um alte Geräte, bei denen die — amerikanischen — Röhren wegen der Schwierigkeit und Kosten des Ersatzes (150—200 Peseten = 30—40 Mark) alle bereits stark abgenutzt sind; ihre Emission ist daher an sich schon schwach. 3. Die Arbeitsspannung von 90—95 Volt bedeutet eine Spannung an der Oszillatorenode, die durch einen Vorwiderstand noch herabgesetzt ist und daher schon bei neuen Röhren nicht viel über der unteren zulässigen Grenze liegt. Wenn nun die Gesamtspannung absinkt, wird nicht nur diese Anodenspannung ebenfalls kleiner, sondern gleichzeitig auch die erzeugte Heizleistung und Kathoden-temperatur. Diese geht aber nach einer Exponentialfunktion in die Elektronenemission ein, und damit wird die Grenze unterschritten, bei der die Schwingungen noch aufrecht erhalten werden. — Als Abhilfe bewährte sich bei Allstromgeräten, den Vorwiderstand der Heizleitung etwas zu verkleinern, und bei Wechselstromgeräten, die Primärseite des Netzttransformators auf 110 statt 125 Volt einzustellen, so dass die Kathoden etwas überheizt werden. Da Ueberspannungen des Netzes kaum vorkommen, ist diese 10 %ige Ueberspannung bei der Nennspannung nicht weiter gefährlich, während bei einem Absinken die untere Grenze nicht unterschritten wird. Gewiss werden u. U. die Röhren dadurch etwas stärker beansprucht, aber einerseits ist eine Unterspannung auch nicht günstig, da die Kathodenoberfläche dann ungleichmässig beansprucht wird, und andererseits handelt es sich, wie gesagt, um alte Röhren, bei denen ohnehin nichts mehr zu verderben ist, sondern die eigentlich schon ersetzt werden müssten, deren Betriebsfähigkeit aber so noch etwas verlängert werden kann.

# Das Wiederinstandsetzen von Netztransformatoren in der Praxis

Fortsetzung aus Heft 1/2

Die stabilste und sauberste Ausführung wird mit sogenannten doppelschichtigen Flanschen erreicht (Abb. 9a). Die Flanschen bestehen hierbei aus zwei Materiallagen, und zwar derart, dass die am Kern umgebogenen Lappen mit je einer Deckscheibe verklebt sind. Wickelkörper mit einfachen Flanschen erhalten nur die Deckscheibe als Flansch (Abb. 9b und c), wobei kurz gehaltene Lappen des Kernes entweder innen (Abb. 9b) oder aussen (Abb. 9c) mit der Deckscheibe bzw. dem Flansch verklebt werden. Bei runden Spulenköpfen wird mitunter von der Möglichkeit Gebrauch gemacht, die Flanschen auf das Kernrohr aufzubördeln, doch werden derartige Körper für Kleintransformatoren nicht verwendet<sup>1)</sup>.

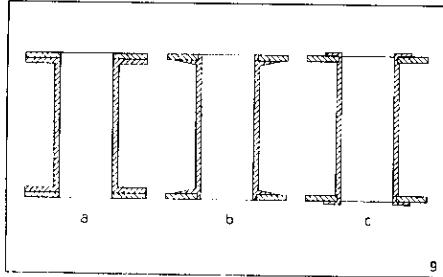
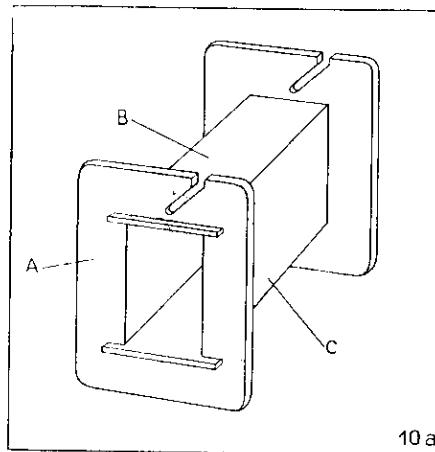


Abb. 9. Die verschiedenen Herstellungsmöglichkeiten geklebter Spulenkörper

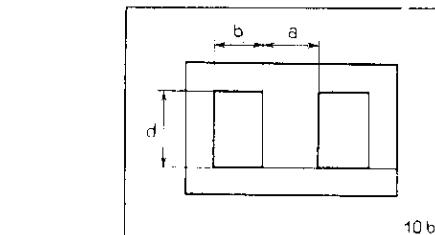
- a) mit doppelschichtigen Flanschen,
- b) mit einseitigen Flanschen, innen verklebt,
- c) mit einseitigen Flanschen, aussen verklebt

Es ist einleuchtend, dass die Flanschen derartiger Spulenkörper bei seitlichem Druck abspringen können. Am ehesten kann dies bei einem Spulenkörper nach Abb. 9b vorkommen, bei dem die Klebeflächen sehr gering und die seitlichen Flanschen gegen Abrutschen nicht besonders gesichert sind. Bei einem Abspringen der seitlichen Flanschen wäre es naheliegend zu versuchen, die Flanschen wieder anzu kleben. Bis zu einem gewissen Grade gelingt dies, doch zeigt sich vielfach hinterher, wenn der Spulenkörper wieder gewickelt ist, dass die Flanschen infolge des seitlichen Druckes beim Wickeln erneut abspringen, zum mindesten stark auseinandergegangen sind. Ein einwandfreies Schachteln des Eisenkernes ist dann nicht mehr möglich. Bei E-Blechen ergibt sich ein unzulässiger Luftpalt, und Mantelbleche sind überhaupt nicht mehr zu schachteln. Da aber die passenden Ersatzspulenköpfe kaum zu beschaffen sind, soll auf eine wenig bekannte Möglichkeit hingewiesen werden, den Spulenkörper selbst anzufertigen.

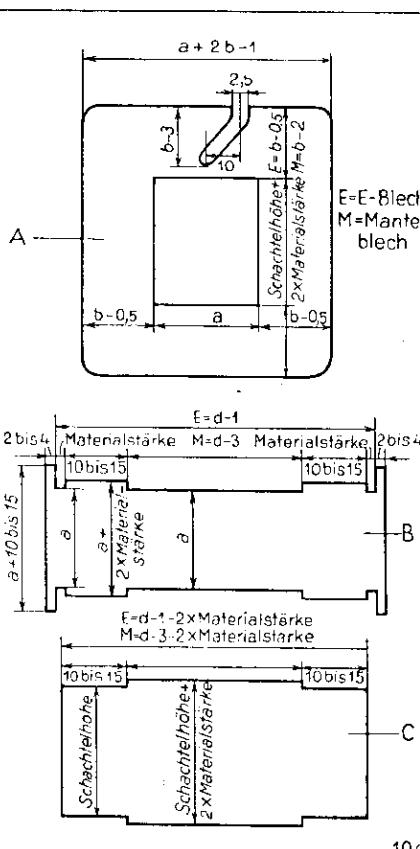
Ein äußerst stabiler und weitgehend anwendbarer Aufbau ist mit Hartpapier von 1–2 mm Stärke dadurch zu erzielen, dass der gesamte Spulenkörper nach Art eines Baukastens zusammengesetzt wird (Abb. 10a). Je zwei Seitenteile sind einander gleich, wobei die Kern teile mit Aussparungen bzw. Ansätzen



10a



10b



10c

Abb. 10. Der mit Einzelteilen aus Hartpapier zusammengesetzte Spulenkörper

- a) der fertige Spulenkörper
- b) die zur Bemessung der Einzelteile notwendigen Masse des Bleches
- c) die Festlegung der Masse für die Einzelteile zu einem beliebigen Blech

versehen sind, die genau ineinander passen, so dass der Spulenkörper durch den festen Sitz der Teile zusammen gehalten wird. Wie die Masse der Einzelteile für jedes beliebige Blech festzusetzen sind, geht aus Abb. 10b und c hervor.

## Festlegen der Windungszahlen beim Abwickeln

Sofern nicht die ganze Wicklung zerstört worden ist, kann man die Windungszahl beim Abwickeln und durch Abzählen der einzelnen Wicklungen feststellen, wozu die Wickelmaschine mit dem Umdrehungszähler geeignet ist, an dem die jeweilige Windungszahl jeder Wicklung abgelesen werden kann. Es ist aber darauf zu achten, dass man etwaige Unterbrechungsstellen rechtzeitig erkennt, damit keine Leerlaufwindungen gezählt werden.

Häufig ist nur eine Wicklung beschädigt, z. B. die Anodenspannungswicklung. Man könnte also die Primärwicklung, die fast immer als erste Wicklung auf dem Spulenkörper liegt, unverändert lassen. Es ist aber auf jeden Fall sicherer und erspart oft unangenehme Doppelarbeit, wenn man den ganzen Transformator neu wickelt. Man sollte deshalb die Primärwicklung ebenfalls gleich mit abwickeln und die entsprechenden Windungszahlen festhalten.

Auch der Durchmesser der Drähte ist beim Abwickeln genau festzuhalten. Bei dickeren Drähten, z. B. bei den Heizwicklungen, macht die Messung keine grossen Schwierigkeiten, weil die Abstufungen der Drahtstärken voneinander je  $1/10$  bis  $6/10$  mm betragen. Dünne Drähte unter 0,3 mm Durchmesser sind auf jeden Fall mit dem Mikrometer zu messen, wobei zu beachten ist, dass der Lackauftrag, d. h. die Lackisolation durchschnittlich 10 % des Drahtdurchmessers beträgt. Der auf der Lieferrolle angegebene Drahtdurchmesser bezieht sich aber immer auf den blanken Draht, so dass der Lackauftrag von dem Messwert abzuziehen ist, um die richtige Drahtstärke zu erhalten.

## Die Windungszahl kann auch über eine Messung bestimmt werden

Eine andere, auf einer Messung begründete Methode zur Festlegung der Windungszahlen von Transformatoren ist in "Radio-Mentor", Heft 7/1941, Seite 297, beschrieben worden. Diese Messung soll nochmals kurz besprochen werden.

In Abb. 11 ist die Messschaltung dargestellt. Die zu messende Wicklung, deren Windungszahl bestimmt werden soll, erhält auf demselben Eisenkern eine einzige zusätzliche Windung dicken Drahtes. Diese eine Windung ist über einen regelbaren Vorwiderstand  $R_v$  und ein Ampermeter mit der Sekundärseite eines Heiztransformators von z. B. 6,3 Volt verbunden. Die zu messende Wicklung wird über einen Kurzschlussbügel an ein Galvanometer angeschlossen.

<sup>1)</sup> Siehe auch E. Bleicher: Die Technik des Spulenwickelns, Elektro-Technik, Heft 6/1943, Seite 10/11.

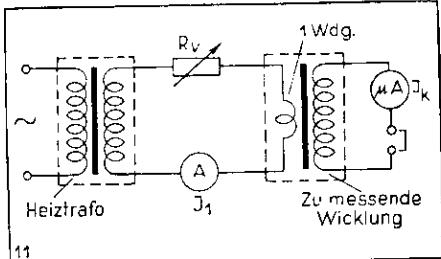


Abb. 11. Mess-Schaltung zur Festlegung der Windungszahlen von Transformatoren

Zunächst bleibt der Stromkreis der zu messenden Wicklung offen (Kurzschlussbügel entfernt). Der Heiztransformator wird nun eingeschaltet und mit Hilfe des Vorförderstandes  $R_v$  ein bestimmter Strom  $J_1$ , z. B. 2 Amp., eingestellt. Schliesst man nun den Galvanometerstromkreis, so fließt ein Kurzschlussstrom  $J_k$ , z. B. 0,002 Amp. Die gesuchte Windungszahl ist dann:

$$w = \frac{J_1}{J_k} \cdot \frac{2}{0,002} = 1000. \quad 1)$$

Man erkennt, dass die Genauigkeit der errechneten Windungszahl in erster Linie von der Genauigkeit der Messung des Kurzschlussstromes  $J_k$ , d. h. also von dem Galvanometer abhängt. Wenn daher kein genau anzeigendes Galvanometer zur Verfügung steht, wird die errechnete Windungszahl nicht stimmen. Das Messverfahren ist auch nur dann brauchbar, wenn die zu messende Wicklung nicht beschädigt oder unterbrochen ist. Man wird somit auf diese Weise nicht jede Wicklung untersuchen können.

Bei Netztransformatoren kann man sich aber auf eine andere Art helfen. Angenommen, die Anodenspannungswicklung ist an zwei Stellen unterbrochen, so dass die Windungszahl derselben mit dem angegebenen Messverfahren nach Abb. 11 nicht bestimmt werden kann. Dagegen soll auf Grund einer Messung angenommen werden, dass die Primärwicklung unbeschädigt ist. Wir bestimmen daher nach der Messschaltung Abb. 11 die entsprechenden Netzspannungen zugehörigen Windungszahlen der Primärwicklung. Nach dem Induktionsgesetz lässt sich nun verhältnismässig einfach die Windungszahl der Anodenspannungswicklung errechnen. Ein Beispiel möge dies aufzeigen.

Auf Grund der Strommessungen mit der gesamten Primärwicklung von 0 bis 220 Volt sei nach Formel 1) eine Windungszahl von 738 errechnet worden. Daraus bestimmen wir nun die Windungszahl, die für 1 Volt notwendig ist. Unter Berücksichtigung des Spannungsabfallen auf der Primärseite rechnen wir nicht mit 220 Volt, sondern mit 216 Volt (siehe auch die weiter unten folgenden Grundlagen zur Berechnung). Man erhält dann:

$$w = \frac{216}{216} = 3,42. \quad 2)$$

Da das Induktionsgesetz aussagt, dass sich die Spannungen verhalten wie die Windungszahlen, gilt Formel 2) auch für die Anodenspannungswicklung. Wenn man daher am Ladekondensator bei Belastung z. B. 380 Volt Gleichspannung benötigt (dieser Wert ist dem Empfängerschaltbild zu entnehmen), was einer Wechselspannung an der Anodenspannungswicklung von 365 Volt entsprechen möge, so kann man nunmehr die zugehörige Windungszahl nach Formel 2)

ausrechnen. Auch hierbei ist der Spannungsabfall zu berücksichtigen, der diesmal nicht abgezogen, sondern hinzugerechnet werden muss. Er betrage z. B. 2 %, womit sich eine Anodenwechselspannung von 372 Volt ergibt. Nach 2) ist dann die gesuchte Windungszahl

$$w = 372 \cdot 3,42 = 1272.$$

Genau dieselbe Rechnung lässt sich auch mit der Windungszahl einer Heizwicklung durchführen, die leicht durch Abzählen feststellbar ist. Angenommen, wir haben für eine Heizspannung von 6,3 Volt 30 Windungen gezählt, so lassen sich wieder die Wdg/Volt bestimmen. Mit guter Sicherheit kann angenommen werden, dass der Spannungsabfall 0,5 Volt beträgt, so dass wir mit 6,8 Volt rechnen müssen. Wir erhalten damit

$$w = \frac{30}{6,8} = 3,41 \quad 3)$$

Das Ergebnis von 3) stimmt nun mit 2) nicht ganz überein. Solche Unterschiede ergeben sich meist dadurch, dass man bei der Berechnung der Wicklungen für die Heizung oft eine Windung zugibt oder abnimmt, sofern sich kleine Unstimmigkeiten im Vergleich zu den anderen Wicklungen herausgestellt haben. Die Ergebnisse von 2) und 3) weichen aber nur 3 % voneinander ab, was immer noch innerhalb der meist geforderten Spannungstoleranz von  $\pm 5\%$  liegt.

### Die Berechnung von Netztransformatoren

In all den Fällen, in denen die Erfassung der Windungszahlen auf eine der oben geschilderten Weise nicht gelingt, muss der Transformator neu berechnet werden. Die Rechnung vereinfacht sich nun insofern, als die Grösse des Eisenkernes und die Abmessungen der Bleche bekannt sind. Um zu einer nutzbringenden Gesamtübersicht zu kommen, umfassen die folgenden Ausführungen die vollständigen Grundlagen zur Berechnung, soweit sie notwendig sind. Das ist schon deshalb zweckmässig, weil z. B. bei Umbauarbeiten von Rundfunkempfängern, die gegenwärtig häufig vorkommen, auch Änderungen der Wicklungen des Netztransformatoren erforderlich werden können, was mitunter zu einer völligen Neurechnung führt. (Die Berechnungsunterlagen wurden entnommen aus: „Der Wechselrichter, Teil II, Zerhacker und Transformatoren“ von Ingenieur E. Bleicher, Lehrmeister-Rundfunk-Bücherei Nr. 2049, Verlag Hachmeister & Thal, Leipzig 1943. Preis 0,50 RM.)

Der Zweck eines Transformatoren ist die Uebertragung einer ganz bestimmten Leistung, wobei die beiden leistungsbestimmenden Grössen Strom und Spannung auf der Sekundärseite nach dem Induktionsgesetz in die gewünschten Grössen umgeformt werden. Die Umformung geschieht zwar nicht verlustlos, doch soll zunächst von den Verlusten abgesehen werden. In einer Formel ausgedrückt heisst das also, dass der Transformator auf der Primärseite eine Leistung  $N_1$  aufnimmt, die der abgegebenen Leistung  $N_2$  auf der Sekundärseite entspricht. Im verlustlosen Transformator ist daher

$$N_1 = N_2 \text{ Watt.} \quad 3)$$

Jede Leistung setzt sich nun zusammen aus dem Produkt: Spannung  $U$  mal Strom  $J$ , so dass man für Formel 3) auch schreiben kann:

$$U \cdot J_1 = U_2 \cdot J_2 \text{ Watt.} \quad 4)$$

In bezug auf die zu übertragende Leistung ist es also gleichgültig, ob die Spannung hoch und der Strom niedrig gewählt werden oder umgekehrt. Soll der Transformator z. B. 60 Watt abgeben ( $N_2$ ), so kann eine der beiden Grössen  $U_2$  und  $J_2$  beliebig gewählt werden, wobei sich dann die andere von selbst ergibt. Bei einer gewünschten Sekundärspannung von beispielsweise 6 Volt kann ein Strom von

$$J_2 = \frac{N_2}{U_2} = \frac{60}{6} = 10 \text{ Amp.}$$

entnommen werden. Sind für irgend einen Zweck 600 Volt nötig, so darf der belastende Strom bei der angenommenen Leistung

$$J_2 = \frac{600}{600} + 0,1 \text{ Amp.}$$

betrugen. Ganz entsprechend sind die Verhältnisse auf der Primärseite, wobei die Primärspannung  $U_1$  meist als gegeben festliegt.

Man kann diese Zusammenhänge auch etwas anders ausdrücken: Die aufgenommene Leistung  $N_1$  ergibt sich aus den beliebigen Werten von Strom und Spannung auf der Sekundärseite, wenn man wiederum von den Verlusten absieht. Beträgt die sekundäre Belastung z. B.  $J_2 = 0,5$  Amp. bei einer Spannung von  $U_2 = 250$  Volt, dann wird (ohne Verluste)

$$N_1 = N_2 = 250 \cdot 0,5 = 125 \text{ Watt.}$$

Man erkennt hieraus gleichzeitig, dass es in bezug auf die aufgenommene Leistung  $N_1$  gleichgültig ist, wie sich die Einzelbeträge der Sekundärseite zusammensetzen. Die sekundäre Gesamtleistung  $N_2$  kann deshalb auch aus verschiedenen Einzelleistungen bestehen, deren Summe dann eben die Gesamtleistung  $N_1$  und damit die primäre Leistungsaufnahme  $N_1$  (ohne Verluste) ergibt.

Die Leistungsumsetzung im Transformator erfolgt aber nicht verlustlos, so dass für den genauen Wert von  $N_1$  die Verluste noch hinzurechnen sind. Diese Verluste setzen sich nun zusammen aus den Einzelverlusten  $N_v$  auf der Primär- und Sekundärseite des Transformators. Die Sekundärverluste  $N_{v2}$  entstehen bei Belastung in der Wicklung, es sind daher zunächst Kupferverluste  $N_{C12}$ , deren Grösse von dem Widerstandswert der Wicklung und der Belastung abhängt. Wird zur Gleichrichtung der sekundären Wechselspannung eine Röhre oder irgendein Gleichrichterelement verwendet, so entstehen in dieser Röhre oder dem Gleichrichterelement zusätzliche Verluste  $N_{GI}$ , die der Transformator zu decken hat. Ebenso bestehen die primären Verluste  $N_{v1}$  zunächst aus den bei Belastung eintretenden Kupferverlusten  $N_{C11}$ . Hinzu kommen ausserdem Verluste, die auch im Leerlauf, also ohne sekundäre Belastung eintreten: Die Eisenverluste  $N_E$ . Sie entstehen durch die Ummagnetisierungsarbeit im Eisenkern, hervorgerufen durch das wechselnde magnetische Feld entsprechend der angelegten Wechselspannung. Die Eisenverluste bestehen in der Hauptsache aus den Wirbelstrom-Verlusten und den Hysterese-Verlusten, die sich vorwiegend in Wärme umsetzen. Die Grösse der Eisenverluste wird im wesentlichen durch drei Faktoren festgelegt: Durch die Netzfreqenz, die Induktion und das Gewicht des Eisenkernes. Während die Frequenz und die Induktion als gegeben angesehen

werden können, steigen die Eisen- oder Leerlaufverluste mit zunehmender Grösse des Eisenkernes. Die erreichbaren Absolutwerte sind in Tabelle 1 als Richtwerte angegeben.

Für die genaue Berechnung der aufgenommenen Leistung  $N_1$  kommt man daher unter Berücksichtigung dieser Verlustleistungen zu folgender Formel:

$$N_t = N_g + N_{v1} + N_{v2} \text{ Watt} \quad (5)$$

$$wobei \quad N_{v1} = N_{Cu_1} + N_E \text{ Watt} \quad 6)$$

$$\text{und } N_{v_2} = N_{Cu_2} (+ N_{G1}) \text{ Watt} \quad 7)$$

zu setzen sind. Aus der Leistungsformel 5) lassen sich nunmehr alle weiteren, den Transformator bestimmenden Werte der Wicklung und des Eisenkernes herleiten, so dass die erste Arbeit aus der Berechnung der aufgenommenen Leistung  $N_1$  besteht.

Als weitere Folge der Rechnung tritt die Festlegung des Eisenkernes mit dem Eisenquerschnitt  $Q_e$  und den Abmessungen der Bleche in den Vordergrund. Wollte man die interessierenden Größen des Eisenkernes genau berechnen, so müsste man die hierfür geltenden magnetischen Gesetzmäßigkeiten zum Ansatz bringen, wobei mindestens die Annahme eines Erfahrungswertes nötig wäre. Die Praxis hat jedoch gezeigt, dass eine solch umfangreiche Rechnung für Kleintransformatoren nicht erforderlich ist. Mit hinreichender Genauigkeit können Erfahrungsformeln verwendet werden, die in jedem Fall brauchbare Ergebnisse liefern. Vor allem interessiert die Grösse des wirksamen Eisenquerschnittes  $Q_e$ , die auch bei der Berechnung der Wickeldaten in Erscheinung tritt.  $Q_e$  lässt sich sehr einfach bestimmen nach folgender Erfahrungsformel:

$$Q_e = 1,2 \sqrt{N_1} \text{ cm}^2, \quad 8)$$

worin  $N_1$  die aufgenommene Leistung nach Formel 5) in Watt bedeutet.

Q<sub>e</sub> stellt den „reinen“ Eisenquerschnitt dar. Zur Verkleinerung der Wirbelstromverluste sind die einzelnen Bleche einseitig mit Papier beklebt. Um die „Schachtelhöhe“ h des geschichteten Kernes zu erhalten (Abb. 12), ist daher noch ein Zuschlag zu machen, der die Papierisolationen berücksichtigt. Als guter Durchschnittswert gilt ein Zuschlag von 10 %, oder anders ausgedrückt beträgt der „Füllfaktor“  $90\% = 0,9$ . Die Schachtelhöhe errechnet sich somit zu

$$h = \frac{Q_e}{a + 0.9} \text{ cm} \quad 9)$$

$$\text{oder } Q_s = a \cdot h \cdot 0.9 \text{ cm}^2. \quad (10)$$

Weiterhin ist von Wichtigkeit, wenig-

Weiterhin ist von Wichtigkeit, wenig-

Digitized by srujanika@gmail.com

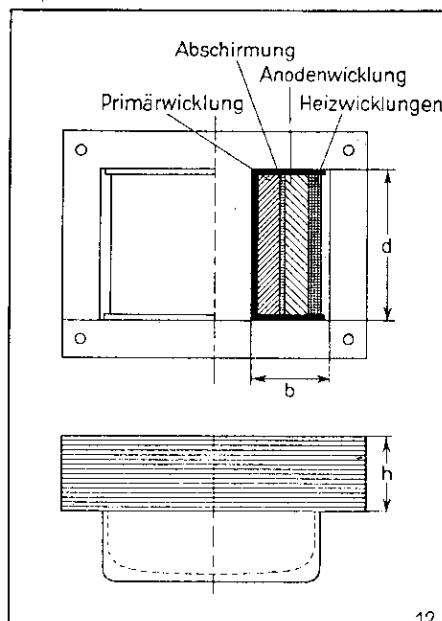


Abb. 12. Aufbauzeichnung des Transfomators zum Berechnungsbeispiel

stens annäherungsweise vorauszubestimmen, welche sonstigen Abmessungen der Eisenkern voraussichtlich haben wird. Auch hierfür verwendet man am besten eine Erfahrungsformel, die die entsprechenden Anhaltspunkte liefert. Nach den bisherigen Ausführungen ist ohne weiteres einzusehen, dass die Abmessungen des Eisenkerne mit zunehmender Leistung grösser werden müssen. Je grösser die zu übertragende Leistung sein wird, um so grössere Bleche sind zu verwenden. Es ist außerdem einleuchtend, dass auch die Wicklung um so grössere Ausmasse annimmt, je grösser die Leistung ist. Das bedeutet dann gleichzeitig, dass der zur Verfügung stehende Wickelraum, oder was gleichbedeutend ist mit dem Fensterquerschnitt  $F = b \cdot d$  des Eisenbleches (Abb. 12), ebenfalls mit zunehmender Leistung grösser wird. Mit dem Querschnitt  $Q_e$  des Eisenkernes und dem Fensterquerschnitt  $F$  ist aber jedes Blech zum grössten Teil festgelegt, jedenfalls genügen diese Angaben, um ein Blech auszuwählen oder ein vorhandenes auf seine Brauchbarkeit zu untersuchen. Mit folgender Näherungsformel lassen sich nun die Abmessungen des Fensterquerschnittes ungefähr ausrechnen:

$$F = \frac{\sqrt{N_1}}{1.2} \text{ cm}^2. \quad 11)$$

Damit ist dann der Eisenkern zunächst festgelegt. Um die Formel praktisch verwerten zu können, sind für die beiden gebräuchlichsten Blechschnitte nach Abb. 13 (13a E-Blech, 13b Mantelblech) die Abmessungen der verschiedenen Blechgrößen, die immer wieder anzutreffen sind, in den Tabellen 2 und 3 zusammengestellt. An Hand dieser Tabellen lässt sich nach Formel 11) gleichzeitig ausrechnen, welche Leistung mit einem bestimmten Blech übertragen werden kann, wobei man im allgemeinen voraussetzt, dass der Eisenquerschnitt  $Q_e$  aus wickeltechnischen Gründen quadratisch ist. Nicht zu grosse Abweichungen hiervom sind aber ohne weiteres noch möglich.

Tabelle 2. Zusammenstellung über die  
Masse von E-Blechen

Nr. des Bleches	a	b	c	d	e	f	g	i
1	18	9	9	27	9	54	36	9
2	20	10	10	30	10	60	40	10
3	24	15	12	45	15	78	60	15
4	25	13	13	38,5	13	77	51,5	13
5	26	13	13	39	13	78	52	13
6	26	15	13	41	15	82	56	15
7	28	14	14	42	14	84	56	14
8	28	17	14	59	17	90	76	17
9	30	16	16	47	16	94	63	16
10	30	18,5	15	48,5	18,5	97	67	18,5
11	32	16	16	48	16	96	64	16
12	34	19	19	55	19	110	74	19
13	35	18	18	53,5	18	107	71,5	18
14	40	20	20	60	20	120	80	20
15	45	22,5	22,5	67,5	22,5	135	90	22,5

Tabelle 3. Zusammenstellung über die  
Masse von Mantelblechen

Nr. des Bleches	a	b	c	d	e	f	g
1	14,5	16,5	9,25	56	12	66	80
2	16	16,25	8	49,5	8	64,5	56,5
3	18	14,5	9	48	9	65	66
4	20	18	10	55	10	76	75
5	20	18	13	52	13	82	78
6	20	18,5	13	69	13	83	95
7	20	19	9	58	9	76	76
8	22	19,5	11,5	65	11,5	84	88
9	22	20	10,5	69	13	83	95
10	24	16	12	55	12	80	79
11	24	17	14	58	14	86	86
12	25	18	12,5	95	12,5	86	120
13	25	21	13	74	13	93	100
14	30	17	15	72	15	94	102
15	30	20	15	91	15	100	121
16	30	23	15	78	15	106	108
17	33	34,5	19	114	18	140	150
18	35	24	18,5	95	18,5	120	132

Die folgenden Betrachtungen behandeln nun die Berechnung der Wickel-daten. Um die Rechnung zu vereinfachen, bestimmt man, wie weiter oben bereits ausgeführt wurde, die Windungszahl  $w_v$ , die für 1 Volt benötigt wird. Diese allgemein gültige Formel lautet nach dem Induktionsgesetz

$$w_v = \frac{10^8}{4.44 \cdot f \cdot B \cdot Q_e} \text{ Wdg pro Volt, (12)}$$

worin  $f$  die Netzfrequenz,  $\mathcal{B}$  die Induktion in Gauss (magnetische Feldlinien pro  $\text{cm}^2$ ) und  $Q_e$  den wirksamen Eisenquerschnitt in  $\text{cm}^2$  bedeuten. Da nun in den meisten Fällen mit einer Netzfrequenz von  $f = 50$  gerechnet werden kann, erhält man die endgültige Formel zur Berechnung der pro Volt notwendigen Windungszahl

$$w_v = \frac{10^6}{222 \cdot 33 \cdot Q_e} \text{ Wdg pro Volt. 13)$$

Der Eisenquerschnitt  $Q_e$  ist nach Formel 8) schon bestimmt worden. Die In-

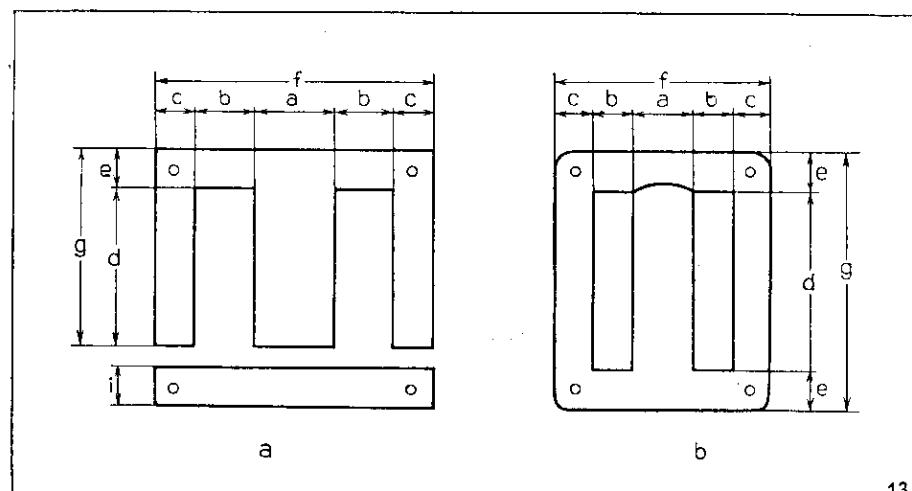


Abb. 13. Die beiden bei Kleintransformatoren anzutreffenden Blechschnitte a) E-Blech b) Mantelblech

duktion  $\mathfrak{B}$  wird für Kleintransformatoren auf 10 000 bis 12 000 Gauss festgesetzt, so dass damit zur Berechnung von  $w_v$  alle Einzelfaktoren bekannt sind. Die Gesamtwindungszahl erhält man nun dadurch, dass man das Ergebnis von Formel 13) mit der gewünschten oder bekannten Spannung der jeweiligen Wicklung multipliziert unter gleichzeitiger, meist nachträglicher Berücksichtigung der entsprechenden Spannungsabfälle. Es ist also

$$w = w_v (U \pm u_v) \text{ Windungen} \quad (14)$$

worin  $w_v$  das Ergebnis nach Formel 13),  $U$  die Spannung der betreffenden Primär- oder Sekundärwicklung und  $u_v$  der dazugehörige Spannungsabfall bedeuten.

Die zunächst in erster Annäherung nach Formel 13) errechneten Windungszahlen stellen also nicht das Endergebnis dar, weil ja der Spannungsabfall vom Widerstand der Wicklung, der noch nicht genau bekannt ist, und von der Belastung abhängt. Man wird daher nach den nunmehr folgenden Rechnungen die Windungszahlen nachträglich mit Formel 14) etwas korrigieren müssen.

Zur Berechnung des Wicklungswiderstandes ist die Drahtstärke erforderlich. Den Durchmesser des Drahtes findet man über den Querschnitt desselben für eine bestimmte Belastung, den man aus nachstehender Beziehung erhält:

$$q = \frac{J}{s} \text{ mm}^2. \quad (15)$$

Hierin sind  $J$  der belastende Strom in Amp, der betreffenden Wicklung und  $s$  die Stromdichte in Amp/mm<sup>2</sup>. In der Praxis wählt man:

für Transformatoren bis 70 Watt

$$s = 3,0 \text{ bis } 3,5 \text{ Amp/mm}^2$$

für Transformatoren über 70 Watt

$$s = 2,5 \text{ bis } 3,0 \text{ Amp/mm}^2$$

An Hand der Tabelle 4, die auch für die weitere Rechnung von Nutzen ist, lässt sich dann der Drahtdurchmesser festlegen.

Nachdem die Windungszahlen in erster Annäherung errechnet und die Drahtstärken bekannt sind, besteht die nächste Aufgabe in der Bestimmung des Wicklungswiderstandes mit gleichzeitiger Kontrolle des zur Verfügung stehenden Wickelraumes. Man kommt am schnellsten zum Ziel, wenn man die gesamte Drahlänge der einzelnen Wicklungen ausrechnet, wobei man den mittleren Wicklungsumfang jeder Wicklung benutzt und mit der Windungszahl multipliziert. Mit der Spalte 4 in Tabelle 4, die die Ohmwerke pro Meter für die verschiedenen Drahtstärken angibt, ist der Widerstand der betreffenden Wicklung dann leicht auszurechnen. Mit diesen gefundenen Widerstandswerten werden die zuerst errechneten Windungszahlen korrigiert, indem man den Spannungsabfall  $u_v = R \cdot J$  in Formel 14) einsetzt (siehe auch C. Das Wickeln.)

Zur Kontrolle des Wickelraumes ist für jede Wicklung die Windungszahl für eine Wickellage und die zu wickelnden Lagen zu bestimmen, woraus sich unter Berücksichtigung der Isolationen die Gesamthöhe der Wicklung ergibt. Reicht der Wickelraum nicht aus, oder ist die Wicklung vermutlich knapp unterzubringen, so vergrößert man den Eisenquerschnitt  $Q_e$  ein wenig, indem man den Eisenkern etwas höher schachtelt. Aus wickeltechnischen Gründen macht man aber die Schachthöhe  $h$  (Abb. 12) nicht grösser als

Tabelle 4. Zusammenstellung der mechanischen und elektrischen Größen zur Berechnung von Transformatoren

Drahtdurchm. in mm mit blank Lackisol.	Querschn. in mm <sup>2</sup>	Cu-Draht Ohm pro m $c = 0,0175$	Gewicht in kg pro 100 m Cu-Draht
0,04	0,06	0,001 256	0,001
0,05	0,07	0,001 96	0,001 6
0,06	0,08	0,002 83	0,002 3
0,07	0,09	0,003 85	0,003 1
0,08	0,10	0,005 03	0,004 1
0,09	0,11	0,006 36	0,005 2
0,10	0,12	0,007 85	0,006 4
0,11	0,14	0,009 5	0,007 7
0,12	0,15	0,011 3	0,009 2
0,13	0,16	0,013 3	0,010 8
0,14	0,17	0,015 4	0,012 5
0,15	0,18	0,017 7	0,014 4
0,16	0,19	0,020 1	0,016 3
0,17	0,20	0,022 7	0,018 5
0,18	0,21	0,025 4	0,020 7
0,19	0,22	0,028 35	0,023 1
0,20	0,23	0,031 4	0,025 5
0,22	0,25	0,038	0,031
0,25	0,28	0,049 1	0,04
0,28	0,32	0,061 6	0,05
0,30	0,34	0,070 7	0,075 5
0,35	0,39	0,096	0,078
0,40	0,44	0,125 6	0,102
0,45	0,50	0,159	0,13
0,50	0,55	0,196	0,16
0,55	0,61	0,238	0,194
0,60	0,66	0,283	0,23
0,65	0,71	0,332	0,27
0,70	0,76	0,385	0,315
0,80	0,87	0,503	0,41
0,90	0,97	0,636	0,52
1	1,07	0,785	0,64
1,10	1,18	0,95	0,775
1,20	1,28	1,13	0,92
1,40	1,48	1,54	1,25
1,60	1,70	2,01	1,64
1,80	1,92	2,54	2
2	2,12	3,14	2,5
2,20	2,35	3,8	3,1
2,50	2,75	4,9	4
2,80	3,08	6,15	5
3	3,30	7,07	5,75

$$h \leq 1,4 \cdot a \text{ mm.} \quad (16)$$

Durch die Vergrößerung des Eisenquerschnittes  $Q_e$  sind dann die Windungszahlen nach Formel 13) und 14) neu zu rechnen. Da  $Q_e$  im Nenner von Formel 13) steht, verkleinert sich dadurch die Windungszahl. Reicht diese Massnahme allein nicht aus, so muss dann ein grösseres Blech gewählt werden.

#### Rechnungsbeispiele:

Zum besseren Verständnis der bisherigen Ausführungen soll ein praktisches Beispiel gerechnet werden.

**1. Beispiel:** Es sei ein Transformator zu bauen, der sekundärseitig folgende Spannungs- und Belastungswerte haben soll: Eine Anodenwicklung für eine Doppelweg-Gleichrichterhöhre mit  $2 \times 360$  Volt Wechselspannung und 80 mA (0,08 Amp), eine Gleichrichter-Heizwicklung mit 6,3 Volt und 1,1 Amp und eine Heizwicklung für weitere Röhren mit 6,3 Volt und 2 Amp belastbar. Der Transformator soll mit E-Blechen aufgebaut werden.

Der Transformator muss eine Leistung abgeben von

$$N_2 = 360 \cdot 0,08 + 6,3 \cdot 1,1 + 6,3 \cdot 2 = 48,33 \text{ Watt.}$$

Für die Berechnung der aufgenommenen Leistung  $N_1$  kann in erster Annäherung ganz allgemein je 5 % von  $N_2$  für die Primären und sekundären Kupferverluste angenommen werden. Zur Berücksichtigung der Eisenverluste (Leerlaufverluste) gelten die in Tabelle 1 zusammengestellten Richtwerte. Hieraus entnehmen wir für  $N_E = 6$  Watt. Die

aufgenommene Leistung ergibt sich also angenähert zu

$$N_1 = 48,33 + 2 \cdot 0,05 \cdot 48,33 + 6 = 59,16 \text{ Watt.}$$

Nach Formel 8) resultiert daraus ein Eisenquerschnitt von

$$Q_e = 1,2 \sqrt{59,16} = 9,23 \text{ cm}^2.$$

Der Fensterquerschnitt des Bleches nach Formel 11) wird nun

$$F = \frac{\sqrt{59,16}}{1,2} = 6,41 \text{ cm}^2.$$

Damit man einen einigermassen quadratischen Querschnitt erhält, zieht man aus diesem Ergebnis die Wurzel und wählt daraufhin das am nächsten liegende Blech mit dem Mass a (Abb. 13a), das außerdem ungefähr den Fensterquerschnitt ergibt. Es ist daher  $\sqrt{6,41} = 2,53 \text{ cm} = 25,3 \text{ mm}$ . Ein Blech mit der Stegbreite (Mass a in Abb. 13a) von 25 mm nach Tabelle 2 ergibt einen Fensterquerschnitt  $F = 1,3 \cdot 3,85 = 5,05 \text{ cm}^2$ ; es ist als nicht ausreichend, so dass ein grösseres Blech gewählt werden muss. Mit Rücksicht auf einen ungefähr quadratischen Eisenquerschnitt wollen wir ein Blech von 30 mm Stegbreite vorsehen. Man erhält dann ein Fenster mit  $F = 1,6 \cdot 4,7 = 7,52 \text{ cm}^2$ , was somit ausreichen müsste.

Mit diesem Blech wird dann die Schachthöhe nach Formel 9)

$$h = \frac{9,23}{3,0 \cdot 0,9} = \text{rd. } 3,4 \text{ cm} = 34 \text{ mm.}$$

Wir erhalten also einen Eisenkern mit einem geschachtelten Querschnitt von  $30 \times 34 \text{ mm}$ .

Nunmehr erfolgt die Berechnung der Windungszahlen.  $w_v$  errechnet man nach Formel 13) zu ( $\mathfrak{B} = 11000$  Gauss angenommen)

$$w_v = \frac{10^8}{222 \cdot 11000 \cdot 9,23} = 4,43 \text{ Wdg/Volt.}$$

Entsprechend den jeweiligen Spannungswerten ergeben sich hieraus als vorläufige Windungszahlen:

$$\text{Primär für } 110 \text{ Volt } w_v = 4,43 \cdot 110 = 487 \text{ Wdg}$$

$$\text{Primär für } 150 \text{ Volt } w_v = 4,43 \cdot 150 = 665 = 487 + 187 \text{ Wdg}$$

$$\text{Primär für } 220 \text{ Volt } w_v = 4,43 \cdot 220 = 976 = 665 + 311 \text{ Wdg}$$

$$\text{Sekundär } 2 \times 360 \text{ Volt } w_v = 4,43 \cdot 2 \times 360 = 2 \times 1593 \text{ Wdg}$$

$$\text{Sekundär } 6,3 \text{ Volt } w_v = 4,43 \cdot 6,3 = 28 \text{ Wdg.}$$

Zur Bestimmung der Drahtstärke ist die Belastung erforderlich. Die Sekundärströme sind bekannt, primärseitig ergeben sie sich aus der aufgenommenen Leistung und den Spannungen. Für die Primärseite erhalten wir

$$J_1 = \frac{N_1}{U_1} \text{ Amp.} \quad (17)$$

$$\text{Für } 110 \text{ Volt } J_1 = \frac{59,16}{110} = 0,538 \text{ Amp.}$$

$$150 \text{ " } J_1 = \frac{59,16}{150} = 0,395 \text{ Amp.}$$

$$220 \text{ " } J_1 = \frac{59,16}{220} = 0,27 \text{ Amp.}$$

Mit Formel 15) rechnet man anschliessend den Drahtquerschnitt und entnimmt die Drahtstärke dann der Tabelle 4. Die Stromdichte wählen wir zu 3 Amp/mm<sup>2</sup>.

Primär für 110 Volt:

$$q = \frac{0,538}{3} = 0,179 \text{ mm}^2 = 0,5 \text{ mm} \varnothing$$

Primär für 150 Volt:

$$q = \frac{0,395}{3} = 0,123 \text{ mm}^2 = 0,4 \text{ mm}^2 \varnothing$$

Primär für 220 Volt:

$$q = \frac{0,27}{3} = 0,09 \text{ mm}^2 = 0,35 \text{ mm}^2 \varnothing$$

Sekundär  $2 \times 360$  Volt:

$$q = \frac{0,08}{3} = 0,0266 \text{ mm}^2 = 0,18 \text{ mm}^2 \varnothing$$

Sekundär 6,3 V, 1,1 Amp.

$$q = \frac{1,1}{3} = 0,367 \text{ mm}^2 = 0,7 \text{ mm}^2 \varnothing$$

Sekundär 6,3 V/2 Amp.:

$$q = \frac{2}{3} = 0,66 \text{ mm}^2 = 0,9 \text{ mm}^2 \varnothing$$

Nunmehr kann der Wicklungswiderstand errechnet werden, wobei gleichzeitig eine Kontrolle des Wickelraumes erfolgt. Die ausführliche Rechnung soll hier unterbleiben, weil sie auch einem ungeübten Rechner keine Schwierigkeiten machen wird; es soll lediglich die Schlussrechnung durchgeführt werden. Man zeichnet sich hierfür am besten eine Handskizze nach Art der Abb. 12 und kann hieraus alle Masse entnehmen. Zu berücksichtigen sind nur noch die Isolationen der einzelnen Wicklungslagen, die einen Zuschlag von durchschnittlich 15 % der gesamten Wickelhöhe des Drahtes erforderlich machen.

In diesem Zusammenhang sei noch erwähnt, dass man bei Netztransformatoren zwischen die Primär- und Sekundärwicklung eine Abschirmfolie oder -wicklung einlegt, die man einseitig an Masse anschliesst. Es ist deshalb notwendig, die Abschirmung in die Berechnung des Wickelraumes mit einzubeziehen. Man kann ganz allgemein damit rechnen, dass durch eine Abschirmwicklung oder Kupferfolie durchschnittlich 0,5 mm zur gesamten Wickelhöhe hinzukommen.

Die einzelnen Wicklungen haben nun folgende Widerstandswerte:

1. 0—110 Volt  $93,5 \text{ m} \cdot 0,0894 \text{ Ohm/m} = 8,4 \text{ Ohm}$
2. 110—150 Volt  $34,2 \text{ m} \cdot 0,139 \text{ Ohm/m} = 4,75 \text{ Ohm}$
3. 150—220 Volt  $60 \text{ m} \cdot 0,181 \text{ Ohm/m} = 10,8 \text{ Ohm}$
4. 360 Volt  $308 \text{ m} \cdot 0,687 \text{ Ohm/m} = 212 \text{ Ohm}$
5. 6,3 V/1,1 Amp  $6,18 \text{ m} \cdot 0,0455 \text{ Ohm/m} = 0,282 \text{ Ohm}$
6. 6,3 V/2 Amp  $6,18 \text{ m} \cdot 0,0275 \text{ Ohm/m} = 0,17 \text{ Ohm}$

Mit den betreffenden Strömen resultieren nachstehende Spannungsabfälle in der Reihenfolge obiger Wicklungen:

1.  $8,4 \cdot 0,538 = 4,52 \text{ Volt}$
2.  $(8,4 + 4,75) 0,395 = 5,2 \text{ Volt}$
3.  $(8,4 + 4,75 + 10,8) 0,27 = 6,48 \text{ Volt}$
4.  $212 \cdot 0,08 = 16,96 \text{ Volt}$
5.  $0,282 \cdot 1,1 = 0,31 \text{ Volt}$
6.  $0,17 \cdot 2 = 0,34 \text{ Volt}$

Die gesamte Wicklung einschließlich der Isolation erreicht eine Höhe von 13,5 mm. Der Wickelraum ist demnach gerade ausreichend.

Zur Korrektur der zuerst errechneten Windungszahlen sind diese Spannungsabfälle einzusetzen. Dabei ist zu beachten, dass der primäre Spannungsabfall von der Nennspannung (z. B. 110 Volt) abzuziehen ist, während er auf der Sekundärseite hinzugezählt werden muss.

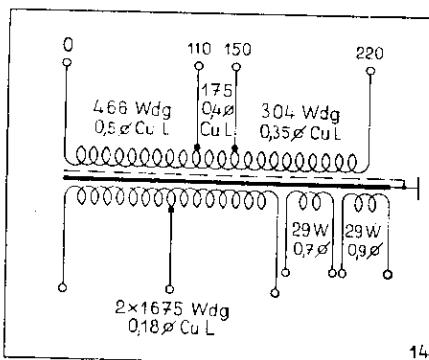


Abb. 14. Wickelschema zum Berechnungsbeispiel eines Transformators

Nach Formel 14) erhält man somit folgende verbesserten Windungszahlen:

Primär 110 Volt

$$w = 4,43 [110 - 4,52] = 466 \text{ Wdg}$$

Primär 150 Volt

$$w = 4,43 (150 - 5,2) = 641 \\ = 466 + 175 \text{ Wdg}$$

Primär 220 Volt

$$w = 4,43 (220 - 6,48) \\ = 945 = 641 + 304 \text{ Wdg}$$

Sekundär  $2 \times 360$  V

$$4,43 (360 + 16,96) \\ + 2 \times 1675 \text{ Wdg}$$

Sekundär 6,3 V/1,1 Amp

$$= 4,43 (6,3 + 0,31) = \text{rd. } 29 \text{ Wdg}$$

Sekundär 6,3 V/2 Amp

$$= 4,43 (6,3 + 0,34) = \text{rd. } 29 \text{ Wdg.}$$

Wollte man ganz genau rechnen, so müsste man von diesen korrigierten Windungszahlen wiederum die sich jetzt neu ergebenden Wicklungswiderstände und die zugehörigen Spannungsabfälle ausrechnen, solange, bis keine Änderung der Windungszahlen mehr zu erwarten ist. Diese Feinrechnung soll hier unterbleiben, da sie lediglich eine Wiederholung des bisherigen Rechnungsganges darstellt. Die Windungszahlen sollen deshalb als endgültig angesehen werden, so dass man ein Wickelschema nach Abb. 14 erhält.

Ob die primären und sekundären Kupferverluste grösstmässig richtig angenommen worden sind, soll abschliessend zur Kontrolle noch nachgerechnet werden. Der Einfachheit halber wird die Rechnung nur für 220 Volt durchgeführt.

$$NCu_1 = uv \cdot J = 6,48 \cdot 0,0538 = 3,48 \text{ Watt}$$

$$NCu_2 = 16,96 \cdot 0,08 + 0,31 \\ 1 \cdot 1 + 0,34 \cdot 2 = 2,38 \text{ Watt}$$

$$NCu \text{ gesamt} = 5,86 \text{ Watt}$$

gegenüber der Annahme  $2 \cdot 0,05 \cdot 48,33 = 4,83 \text{ Watt}$ .

Der Unterschied ist also so gering, dass er auf die Gesamtrechnung praktisch keinen Einfluss hat.

Ermittlung der Transformatorspannung, wenn nur die Anodengleichspannung bekannt ist

Die bisherigen Berechnungen sind unter der Voraussetzung erfolgt, dass die primären und sekundären Wechselspannungen bekannt sind. Sowohl die Primärspannungen als auch die sekundären Heizspannungen gehen ohne weiteres aus den Angaben des Gerätes hervor; dies trifft jedoch für die Anodenwechselspannung nicht zu. In den Firmenlisten und Schaltungssammlungen sind fast ausschliesslich die Anodengleichspannungen hinter dem Siebkondensator oder am

Ladeblock bei der durch die Empfängeröhren resultierenden Belastung angegeben. Diese Gleichspannungswerte entsprechen nun nicht einfach den am Transformator stehenden Wechselspannungen, so dass zur Berechnung der Anodenwicklung die durch Verwendung einer bestimmten Gleichrichteröhre sich ergebende Wechselspannung am Transformator mit Hilfe der Anodengleichspannung zuerst bestimmt werden muss. Über diese Zusammenhänge sollen die folgenden Betrachtungen Aufschluss geben<sup>2)</sup>.

Zum besseren Verständnis zunächst kurz zusammenfassend etwas über die Arbeitsweise eines Netzgleichrichters. Nach Abb. 15 lässt die Gleichrichteröhre die beiden vom Netztransformator übertragenen Halbwellen des Wechselstromes nur in einer Richtung durch, so dass am Ladekondensator  $C_1$  beide Halbwellen dieselbe Richtung haben. Ist hinter dem Siebkondensator  $C_2$  ein Verbraucherwiderstand  $R$  wirksam, so wird sich der Ladekondensator  $C_1$  solange aufladen, wie die Halbwelspannung  $U$  grösser ist als die Gleichspannung  $U$ . Nach

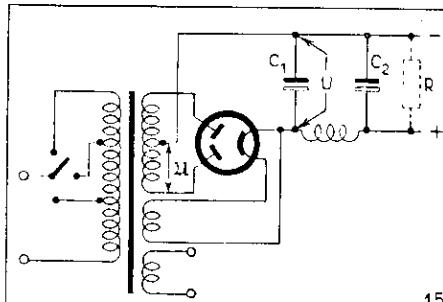


Abb. 15. Schaltung eines Netzteiles mit Kennzeichnung der Anodengleich- und -wechselspannung bei einer gegebenen Belastung  $R$

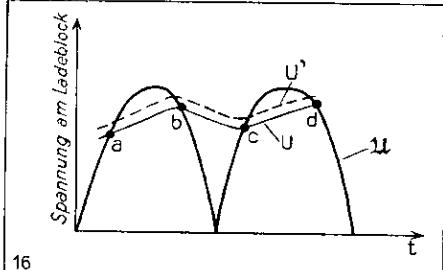


Abb. 16. Zusammenhang zwischen der Gleichspannung  $U$  am Ladeblock und der Wechselspannung am Transformator

Abb. 16 wird also die für die Gleichspannung  $U$  massgebende Ladung von  $C_1$  beim Punkt a eintreten und solange aufrechterhalten, bis die Amplitude  $U$  der Halbwelle beim Punkt b kleiner wird als die Gleichspannung  $U$ .  $C_1$  entlädt sich dann über den Verbraucherwiderstand  $R$ .

Die Gleichspannung  $U$  sinkt nunmehr solange, bis die Wechselspannung  $U$  der nächsten Halbwelle im Punkt c wieder so gross ist wie die Gleichspannung  $U$ .  $C_1$  wird von neuem aufgeladen usf., so dass die Gleichspannung  $U$  mit einem bestimmten Anteil im Rhythmus der Wechselspannung  $U$  schwankt. Die der Gleichspannung  $U$  gleichsam aufgedrückte Wechselspannung bezeichnet man auch mit Brummspannung  $U_{Br}$ , worauf jedoch nicht näher eingegangen werden soll.

<sup>2)</sup> Hierüber siehe auch: E. Bleicher, Bemessungsfragen bei Wechselstrom-Netzteilen, Funkschau 1942, Heft 8, Seite 113/114.

Wie gross die Gleichspannung  $U$  wird, hängt von der zu- und abfließenden Lastung ab, d. h. von dem Widerstandsverhältnis des Gleichrichter- und Verbraucherkreises und damit von der Belastung. Vergrössert man z. B. den Verbraucherwiderstand  $R$  (Abb. 15), verkleinert also die Belastung, so erhöht sich am Ladekondensator  $C$ , die Gleichspannung auf  $U'$  (Abb. 16). Daraus resultiert, dass die Gleichspannung um so grösser wird, je geringer die Belastung ist. Die Spannung am Ladekondensator erreicht sogar den Scheitelpunkt der Wechselspannung am Transformator, wenn die Belastung ganz weggelassen wird. Diese Scheitelpunktspannung beträgt dann das  $\sqrt{2}$ -fache der Effektivspannung, sinusförmigen Wechselstrom vorausgesetzt. Der Ladekondensator wird also spannungsmässig im Leerlauf, d. h. ohne Belastung am stärksten beansprucht.

Wie diese Verhältnisse miteinander zusammenhängen, geht aus den Kennlinien der betreffenden Röhre hervor, so wie sie z. B. in Abb. 17 für die AZ 11 festgehalten sind. Man ersieht daraus zunächst die Abhängigkeit der Gleichspannung  $U$  von der Belastung. Ausserdem ist zu erkennen, dass die Wechselspannung am Transformator bei einer bestimmten Belastung nicht der am Ladekondensator stehenden Gleichspannung entspricht. Aus Abb. 17 ist ausserdem ersichtlich, dass neben der Abhängigkeit der Gleichspannung von der Belastung auch eine solche vom Ersatzwiderstand des Transformators bei einer bestimmten Transformator-Wechselspannung besteht. Mit Hilfe dieser Kennlinien kann man daher die Anodenwechselspannung für den Transformator bei einer bestimmten Belastung, wenn nur die Anodengleichspannung bei gegebener Belastung bekannt ist. Der Ersatzwiderstand des Transformators kann errechnet werden nach der Beziehung

$$R' = R_s + \bar{u} \cdot R_p \text{ Ohm}, \quad 18$$

worin  $R_s$  den Widerstand der halben Sekundärwicklung,  $R_p$  den Widerstand der Primärwicklung bei der betreffenden Netzspannung und  $\bar{u}$  das Uebersetzungsverhältnis der Primärwicklung zur halben Sekundärwicklung darstellen. In Abb. 18 ist die Ersatzschaltung hierfür veranschaulicht (siehe auch Telefunken-Röhrenliste).

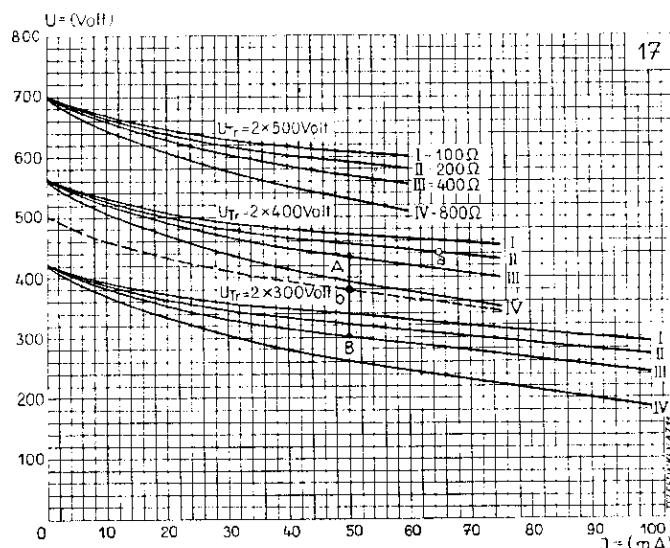


Abb. 17. Die Kennlinien der Gleichrichterröhre AZ 11

Diese Erkenntnisse sollen nun mit der AZ 11 als Beispiel praktisch ausgewertet werden. Die Kennlinien nach Abb. 17 sind für Transformatorspannungen gezeichnet, die jeweils einen Unterschied von 100 Volt ergeben. Je 4 Kennlinien (Kurve I bis IV) gehören zu derselben Transformatorspannung, sie unterscheiden sich jedoch voneinander durch die Grösse des Transformator-Ersatzwiderstandes. Wollen wir z. B. eine Gleichspannung am Ladekondensator von 440 Volt erhalten bei einer Belastung von 65 mA, so muss bei einem Ersatzwiderstand von 200 Ohm (Kurve II) die Transformatorspannung (Wechselspannung)  $2 \times 400$  Volt betragen (Punkt a in Abb. 17). Nun sind in der Regel die Wicklungswiderstände und damit der Ersatzwiderstand nicht bekannt, weil ja die Windungszahlen für die Anodenwicklung erst auf Grund der ermittelten Anodenwechselspannung errechnet werden können. Man muss daher zunächst einen Ersatzwiderstand annehmen, den man nachträglich etwas korrigieren kann, sofern es sich als notwendig erweisen sollte. In der Praxis kann man damit rechnen, dass der Ersatzwiderstand bei Kleintransformatoren für Rundfunkempfänger 300 bis 500 Ohm erreicht. Man macht daher keinen zu grossen Fehler, wenn man den Untersuchungen allgemein einen Ersatzwiderstand von 400 Ohm zugrunde legt.

Zur Bestimmung der Transformatorwechselspannung sind also jetzt drei Grössen bekannt: Die Anodengleichspannung, die Belastung durch die Röhren (beide Werte können den Schaltungen entnommen oder errechnet werden) und der Ersatzwiderstand, der zunächst mit 400 Ohm angenommen wird. Es soll nun untersucht werden, wie die Verhältnisse sind, wenn eine Gleichspannung am Ladekondensator von 380 Volt bei einer Belastung von 50 mA benötigt wird.

Mit diesen Werten ergibt sich in Abb. 17 zunächst der Punkt b. Wir stellen dabei fest, dass der Punkt b auf keine der gezeichneten Kennlinien fällt. Das bedeutet daher, dass die Transformatorspannung weder 400 Volt =  $U_{Tr2}$  (mit dem angenommenen Ersatzwiderstand müssten wir sonst auf die Kurve III kommen), noch 300 Volt =  $U_{Tr1}$  beträgt, sondern zwischen beiden Werten liegen muss. Wir müssen uns also eine neue Kurve zeichnen, die durch den Punkt b

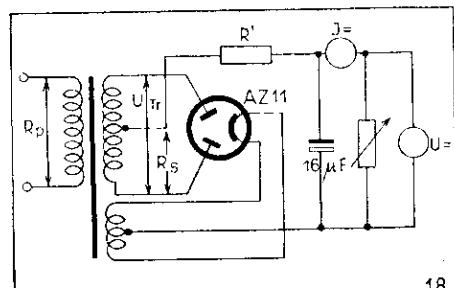


Abb. 18. Die Ersatzschaltung zu den Kennlinien in Abb. 17

geht. Man geht am besten so vor, dass man die Strecke  $\overline{AB}$  (Verbindungsstrecke der beiden Kurven III) misst und den Unterschied der Wechselspannungen (400 - 300 = 100 Volt) durch diese Strecke dividiert. Wir erhalten demnach

$$\frac{100}{13,5} = 7,4 \text{ Volt/mm} \quad (\text{die Zahl 13,5 ist in 13,5})$$

unserem Beispiel gleich der Strecke  $\overline{AB}$  in mm). Der für uns wichtige Punkt b ist nun von B 7,5 mm entfernt, so dass wir eine Wechselspannung erhalten von  $300 + 7,4 \cdot 7,5 = 356$  Volt. Als allgemein gültigen Ausdruck findet man daher

$$U_{Tr1} = U_{Tr} + \frac{U_{Tr2} - U_{Tr1}}{\overline{AB}} \cdot \overline{bB} \text{ Volt} \quad 19$$

Mit dieser gefundenen Transformatorspannung kann die Anodenspannungs-wicklung berechnet werden.

Die neue gestrichelte Kurve, die durch den Punkt b geht, verläuft parallel zu den Kurven III. Man kann nunmehr ohne weiteres ablesen, welche Spannung sich am Ladeblock bei der Belastung Null (Leerlauf) einstellt. In unserem Beispiel erhält man eine Leerlaufspannung von 500 Volt; sie entspricht dem Scheitelpunkt der Transformatorspannung

$$\sqrt{2} \cdot 365 \text{ Volt.}$$

Aus diesen ganzen Zusammenhängen ist jetzt auch klar ersichtlich, welche Gefahr für den Ladekondensator besteht, wenn man einen Transformator mit zu hoher Anodenwechselspannung als Ersatz für einen defekten einbaut und die Anodenspannung durch einen Vorwiderstand nach Abb. 3 an die Röhren angleicht. Hierzu wieder ein Beispiel:

Es sei angenommen, dass ein Transformator zur Verfügung steht, der 400 Volt Wechselspannung liefert und für ein Rundfunkgerät mit der AZ 11 und indirekt geheizten Empfänger-Röhren vorgesehen ist. Gleichgültig, wie gross auch die Belastung sein mag, ergibt sich durch die Röhrenbestückung beim Einschalten der Leerlaufzustand. Man kann also schon von vornherein sagen, dass wir im Leerlauf eine Spannung am Ladeblock von 560 Volt erhalten (Abb. 17). Elektrolyt-Kondensatoren werden aber nur für eine höchste Spannung bis 550 Volt hergestellt. Abgesehen davon können auch Elektrolyt-Kondensatoren mit niedrigerer Grenzspannung in dem betreffenden Gerät eingebaut sein. Der Ladekondensator ist daher dieser Spannungsbeanspruchung (entspricht der Ueberspannung in Abb. 2) nicht gewachsen und muss durchschlagen. Es ist also ratsam, vor dem Einbau von Vorwiderständen zur Spannungsverminderung in jedem Fall die genauen Spannungsverhältnisse nach den Röhrenkennlinien zu untersuchen.

Fortsetzung siehe Heft 5.

# Wirkungsgrad und Lautsprecher

Solange es technische Einrichtungen gibt, sind Wissenschaft und Technik gemeinsam bemüht, Neues zu schaffen und Bestehendes zu verbessern. Es ist das Wesen des schaffenden, des forschenden Geistes, mit dem Erreichten unzufrieden zu sein, mehr zu wollen, Vollständigeres zu vollbringen, wobei immer das Ideal das nie erreichbare Ziel ist.

Fast immer ist der von einer Einrichtung erreichte Wirkungsgrad einer der wichtigsten Massstäbe, um die Vollkommenheit auszudrücken. Eine Dampfmaschine, die mit einer Tonne Kohle 10 PS mehr liefert, ist vollkommener als die bisherige, ihr Wirkungsgrad ist höher. Eine Glühlampe, die bei gleicher elektrischer Leistung mehr Licht liefert als die alte, ist besser, weil ihr Wirkungsgrad grösser ist. Oftmals bedingt eine Verbesserung um nur wenige Prozente außerordentliche Mühe und Arbeit und sehr viel Können.

Es gibt, besonders in der Elektrotechnik, Einrichtungen, die einen sehr hohen Wirkungsgrad aufweisen. Grössen von 70, 80, ja sogar über 90 % sind keine Seltenheit. Z. B. haben Akkumulatoren, Transformatoren und verschiedene Gleichrichter sehr hohe Wirkungsgrade. Das gerade Gegenteil findet sich in der Akustik. Jeans gibt in seinem Buch „Science and Music“ den Wirkungsgrad eines Klavierspielers mit 0,2 % und den einer Orgel sogar mit nur 0,13 % an. Dagegen erscheinen uns die 3 bis 5 % eines modernen dynamischen Lautsprechers sehr hoch zu sein und sind trotzdem, an anderen Geräten gemessen, nur sehr gering. Den Techniker beschäftigt daher die Frage nach einer Verbesserung im höchsten Masse; und, um dieses Problem lösen zu können, muss untersucht werden, wo angesetzt werden könnte, sofern eine Lösung überhaupt möglich ist.

## Einführung einer Ersatzschaltung

Aus dem schematischen Bild (Abb. 1) eines dynamischen Lautsprechers ist ohne Mühe die Aufteilung der zugeführten elektrischen Leistung ablesbar. In der Tauchspulenwicklung wird ein Teil in Wärme umgesetzt. Von der Selbstinduktion der Spule kann abgesehen werden, da sie hinreichend klein gehalten werden kann. Durch die Bewegung der Tauchspule im Magnetspalt wird in dieser eine Gegen-EMK erzeugt, die der erregenden entgegengerichtet ist und durch scheinbare Widerstandserhöhung ebenfalls einen Verlust bewirkt. In der Zentrierung ebenso wie in der Membran treten Verluste durch innere Reibung im Werkstoff auf, und endlich wird, durch die Bewegung der Membran, an die umgebende Luft Leistung abgegeben, die in zwei Komponenten zerfällt, in einen wattlosen Anteil, der auf die Membran zurückwirkt und den nutzbaren akustischen.

Die in der Mechanik gebräuchlichen Begriffe Masse, Elastizität und Reibung lassen sich in der Elektrotechnik analog durch Kapazität, Induktivität und Widerstand ersetzen, so dass sich ein den Lautsprecher wiedergebendes Ersatzschaltbild (Abb. 2) angeben lässt. In diesem wird durch  $R_\Omega$  der ohmsche Widerstand der Schwingspulenwicklung, durch  $L$  deren Selbstinduktion,  $R_r$  die

Reibung,  $L_e$  die Elastizität,  $C_m$  die Masse,  $C_{lm}$  die Luftröhigkeit und  $R$  die für die Erzeugung der Schallwelle ausgenutzte Leistung darstellen. Ein solches Schaltbild lässt klar erkennen, wie die Verhältnisse liegen und wo angesetzt werden muss. Zur Erreichung eines hohen Wirkungsgrades muss der in  $R$  verbrauchte Leistungsanteil gross sein.

## Grössen der Ersatzschaltung

Bis hierher sind wir mit einer rein quantitativen Betrachtung gelangt. Nun muss aber die wenig beliebte Mathematik doch etwas zu Hilfe genommen werden.

Die Bewegung eines dynamischen Systems — sinusförmige Schwingungen vorausgesetzt — wird durch zwei Gleichungen, eine mechanische und eine elektrische, beschrieben. Die mechanische sagt aus, dass die auf die Schwingspule ausgeübte Kraft  $K$  gleich der Reaktion  $v$  ist und die elektrische, dass die an den Spulenenden auftretende Spannung gleich dem Spannungsabfall und der Gegen-EMK sein muss. Die auf die Spule ausgeübte Kraft setzt sich zusammen aus der Feldstärke im Ringspalt  $\mathfrak{H}$ , der von dieser durchsetzen Drahtlänge  $l_d$  und der Stromstärke  $J$ .

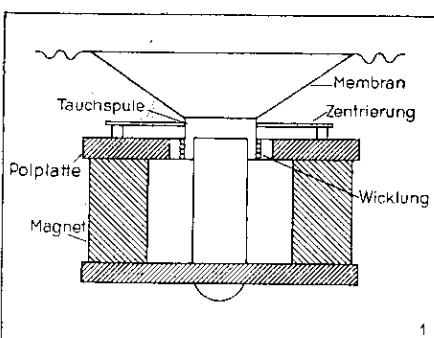
$$K = J \cdot l_d \cdot \mathfrak{H} \quad 1)$$

Dabei muss darauf hingewiesen werden, dass dieser Ausdruck nicht ganz exakt ist, weil sich die Spule unter dem Einfluss von  $K$  bewegt, daher die Kraftflussdichte  $\mathfrak{H}$ , bezogen auf die Spule, eine Funktion der Amplitude  $A$  ist, so dass  $K$  die Summe unendlich kleiner Grössen  $dK = J \cdot \mathfrak{H} dA$  ist, wobei  $\mathfrak{H} dA$  die Kraftflussdichte an der Stelle  $A$  ist. Ist die auf die Einheit entfallende Drahtlänge gleich  $a$  und wird sie als konstant und von  $A$  unabhängig angenommen, so ist  $dK = dA \cdot a$  und, wenn die halbe Spulenbreite gleich  $a$  ist, wird

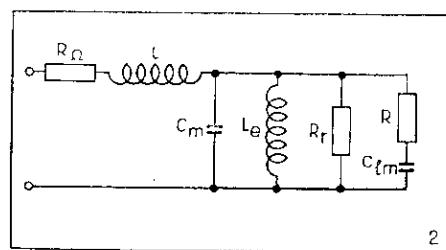
$$K = J \cdot a \cdot \mathfrak{H} \cdot dA \quad 2)$$

$$\mathfrak{H} = \frac{A + a}{a - a}$$

Zur Vereinfachung soll aber bei der folgenden Betrachtung 1) als genügend angesehen werden.



Dynamischer Lautsprecher schematisch im Schnitt



Ersatzschaltbild eines dynamischen Lautsprechers

Die Reaktion  $v$  setzt sich aus der mechanischen Impedanz  $Z$  und der Geschwindigkeit  $v$  zusammen.

$$v = Z \cdot v \quad 3)$$

Die mechanische Gleichung lautet also:

$$J \cdot l_d \cdot \mathfrak{H} = Z \cdot v \quad 4)$$

Die elektrische Gleichung dagegen

$$E = R_\Omega \cdot J + \mathfrak{H} \cdot l_d \cdot v \quad 5)$$

Wird aus 4) und 5)  $v$  eliminiert, so ergibt sich

$$E = J \left( R_\Omega + \mathfrak{H}^2 \cdot l_d^2 \cdot \frac{1}{Z} \right) \quad 6)$$

Die Grössen der Schaltelemente der Abb. 2 können angenommen werden zu

$$L_e = \frac{\beta}{S} \quad \left. \begin{array}{l} \\ \end{array} \right\} \quad 7)$$

$$C_m = \frac{M_m}{\beta} \quad \left. \begin{array}{l} \\ \end{array} \right\} \quad 7)$$

$$R_r = \frac{\beta}{R_{Mm}} \quad \left. \begin{array}{l} \\ \end{array} \right\} \quad 8)$$

$$C_{lm} = \frac{M_l}{\beta} \quad \left. \begin{array}{l} \\ \end{array} \right\} \quad 8)$$

$$R = \frac{\beta}{W_{vl}} \quad \left. \begin{array}{l} \\ \end{array} \right\} \quad 8)$$

wenn  $\beta = \mathfrak{H}^2 \cdot l_d^2$  ist.

In diesen Ausdrücken sind

$S$  = mechanische Elastizität der Membran mit Spule und Zentrierung.

$M_m$  = Masse der bewegten Teile.  
 $R_{Mm}$  = die bei Bewegung von  $M_m$  entstehende Reibung.

$M_l$  = die Luftröhigkeit.

$W_{vl}$  = der Leistungsverlust, der durch das Entstehen der Schallwelle hervorgerufen wird.

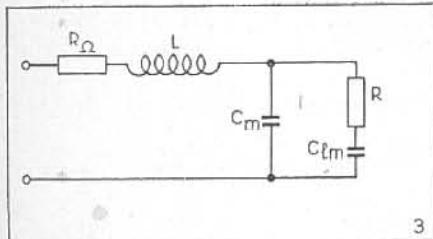
Die drei ersten Ausdrücke geben die Verhältnisse des Systems und die beiden letzten (8) die der Luft wieder, aus denen sich die beiden Teilkräfte  $K_1$  und  $K_2$  ermitteln lassen, deren Summe gleich der gesamten mechanischen Impedanz des Systems ist. Die ganze mathematische Ableitung wollen wir uns aus Raumgründen und weil sie für das Folgende nicht wichtig ist, sparen. Sie kann an anderer Stelle nachgelesen werden, wo sich auch noch weitere Einzelheiten finden<sup>1)</sup>.

Die von dem Widerstand  $R$  aufgenommene Leistung stellt die erzeugte nutzbare Schalleistung dar und ergibt, zur Gesamtleistung in Beziehung gesetzt, den Wirkungsgrad. Wie aus Bild 2 hervorgeht, ist das System frequenzabhängig, denn  $L_e$  und  $C_m$  stellen einen durch  $R_r$  gedämpften Schwingungskreis dar, bei dessen Resonanz in  $R$  die grösste Leistung erzeugt, d. h. der höchste Wirkungsgrad erreicht wird. Ein Lautsprecher soll aber keine Resonanz haben, sondern alle Frequenzen möglichst gleichmässig wiedergeben.

## Anwendung der Ersatzschaltung

Wird die Ersatzschaltung angewendet, so könnte — zur Resonanzverminderung — daran gedacht werden, durch ein kleines  $R_r$  die Resonanz wegzudämpfen. Gleichzeitig zeigt aber die Ersatzschaltung auch, dass dann der Wirkungsgrad sehr stark sinken muss, denn  $R_r$  liegt im Nebenschluss zu  $C_{lm}$  und  $R$  und der grösste Teil der Leistung würde in  $R_\Omega$  und  $R_r$  verlorengehen. Also muss die Resonanz schon bestehen bleiben. Oberhalb der Resonanz wird der Schein-

<sup>1)</sup> J. de Boer, „Der Wirkungsgrad v. Lautspr.“, Phil. Techn. Rdsch. 4. Jgg., Heft 10, S. 313 f.



Vereinfachtes Ersatzschaltbild

widerstand  $1/\omega C_{lm}$  kleiner und unterhalb derselben  $\omega L$ . Da aber in diesem Bereich die Impedanz von  $C_{lm}$  mit  $1/\omega C_{lm}$  zunimmt und der durch  $R$  fließende Stromanteil, dessen Quadrat dem Wirkungsgrad  $\eta$  proportional ist, mit dem Quadrat von  $\omega$  abnimmt, sinkt  $\eta$  etwa mit der vierten Potenz der Frequenz. Die Resonanz wird daher tief gelegt. Es soll aus diesem Grunde der Bereich oberhalb derselben betrachtet werden. In diesem können  $L_c$  und  $R_r$ , weil sie wesentlich grösser als  $C_m = 1/\omega C_{lm}$  sind, vernachlässigt werden, so dass das Ersatzschaltbild nach Abb. 3 vereinfacht werden kann. Wird zunächst auch noch der Wert von  $R$  gegenüber  $1/\omega C_{lm}$  vernachlässigt, so ergibt sich nach Abb. 3 der Stromanteil in dem Zweig  $R - C_{lm}$  zu

$$i_c = \frac{\omega C_{lm} + \omega C_m}{\omega C_m} \quad (9)$$

In dem Widerstand  $R$  wird die Leistung  $(i_c \cdot J)^2 \cdot R = N_R$   $(10)$

und in  $R_Q$

$$J^2 \cdot R_Q = N_R \Omega \quad (11)$$

vernichtet.

Die auf  $C_m$  entfallende ist demnach  $N_R - N_R = N_{Cm}$ . Der Wirkungsgrad stellt das Verhältnis der von  $R$  aufgenommenen Leistung zur gesamten dar, so dass sich, wenn der Wirkungsgrad wie üblich in Prozenten ausgedrückt wird, der Ausdruck ergibt

$$\frac{N_R \cdot 100}{N_R \Omega} = \frac{(i_c \cdot J)^2 \cdot R \cdot 100}{J^2 \cdot R_Q} = \eta \% \quad (12)$$

#### Möglichkeiten zur Verbesserung des Wirkungsgrades

Nach dieser Vorbetrachtung kann nun untersucht werden, welche Werte zur Erreichung eines grossen  $\eta$  verändert werden können. Am einfachsten scheint die Verringerung von  $N_R \Omega$  zu sein, d. h. die Verringerung des ohmschen Widerstandes der Schwingspulenwicklung. Praktisch kommt das auf eine Verkürzung der Drahlänge  $l_d$  oder Verstärkung der Wicklung heraus. Eine Verkürzung der Wicklung bedingt eine Verringerung von  $C_m$  und damit eine Erhöhung der Eigenresonanz, woraus eine Eindringung des Wiedergabebereiches nach den tiefen Frequenzen folgt, abgesehen von einer Verringerung der Kraft  $K$  1) bei gleichbleibendem Strom.

Wird die Wicklung bei gleichbleibender Länge verstärkt, nimmt die Masse der Schwingspule zu, die einen wesentlichen Anteil zur Gesamtmasse  $C_m$  liefert. Der durch  $C_m$  fließende Stromanteil wird grösser, da  $1/\omega C_m$  kleiner wird, so dass sich die Stromverteilung nach der ungünstigen Seite verschiebt, denn  $J^2 \cdot R_Q = N_R \Omega$  würde grösser, während gleichzeitig  $(i_c \cdot J)^2 \cdot R = N_R$  kleiner werden würde.

Ausserdem ergäbe die Verstärkung der Wicklung ein grösseres Spulenvolumen und damit einen breiteren Ringspalt im

Magneten. Es wäre also eine noch weitere Verschlechterung zu erwarten, da bei einem breiteren Spalt und gleichem Magnetstahlmaterial und -volumen die Feldstärke  $H$  fällt, denn nach 7) und 8) nehmen alle mit  $R_Q$  in Reihe liegenden Scheinwiderstände des Netzwerkes in gleicher Weise ab, und die Stromverteilung bleibt dieselbe. Da aber auch  $R$  selbst abnimmt, wird der entfallende Leistungsanteil 10) und damit der Wirkungsgrad kleiner. Es ist bei dieser Betrachtung zu berücksichtigen, dass  $R \ll 1/\omega C_{lm}$  sein muss, wenn die Stromverteilung konstant, d. h. das Frequenzband geradlinig sein soll.

Offenbar gibt es für die Schwingspule in Verbindung mit allen anderen Faktoren ein Optimum. Wird dieses verlassen, so wird unter allen Umständen der Wirkungsgrad schlechter. Der Versuch, eine Verbesserung durch Änderung des ohmschen Widerstandes der Schwingspule zu erreichen, schlägt fehl. Bleibt die Vergrösserung von  $R$  zu ver suchen.

Dieser Weg könnte erfolgreich sein, wenn die kleine Serienkapazität  $C_{lm}$ , die die beschleunigte Luftmasse darstellt, nicht wäre. Oben wurde bereits gezeigt, dass  $R \ll 1/\omega C_{lm}$  sein muss. Eine Vergrösserung von  $R$  bedingt also auch eine Vergrösserung von  $C_{lm}$ , d. h. des Konusdurchmessers. Dadurch wird aber auch  $C_m$  grösser und der durch  $1/\omega C_m$  fließende Stromanteil. Die mögliche Verbesserung des Wirkungsgrades könnte also nur sehr klein sein, da der Konusdurchmesser ohne Änderung der Tauchspule nicht geändert werden kann (das schon oben erwähnte Optimum muss ja bestehen bleiben). Eine Vergrösserung der Tauchspule vergrössert aber nicht nur  $C_m$ , sondern auch  $R_Q$  (grössere Drahlänge). Mithin kann die erreichbare Verbesserung, wie gesagt, nur gering sein. Auf die eingehende mathematische Ableitung wollen wir verzichten.

Als letztes bleibt noch  $C_m$  übrig. Wird dieses verkleinert, d. h. die Masse der bewegten Teile verringert, so würde zunächst die Eigenresonanz höher, die Frequenzkurve also nach unten begrenzt werden. Das könnte in gewissen Grenzen wieder dadurch ausgeglichen werden, dass auch  $L_c$ , d. i. die Rückstellkraft, vermindert wird.  $C_m$  setzt sich aus den beiden Komponenten  $C_{ms}$  — der Masse der Tauchspule — und  $C_{mc}$  — der Masse des Konus —, wenn von der im Verhältnis zu diesen sehr geringen wirksamen Masse der Zentrierung abgesehen wird, zusammen. Den grössten Teil zu  $C_{ms}$  liefert die Wicklung, und diese kann nicht verringert werden, wie oben gezeigt wurde, wenn nicht anderes Material, z. B. Al-Draht, verwendet wird, der aber ein wesentlich grösseres  $R_Q$  ergäbe und damit aus der Diskussion ausscheidet.  $C_{mc}$  kann aber bei dem heutigen Stande der Membranen kaum noch verringert werden, weil sonst die unbedingt notwendige Steifigkeit und damit die Wiedergabequalität erheblich leidet.

In der ganzen bisherigen Betrachtung ist das Schaltelement  $L$ , die Selbstinduktion der Tauchspule, gar nicht erwähnt worden. Auf das bisher Gesagte ist es auch gänzlich ohne Einfluss, da es lediglich als Zusatzwiderstand zu  $R_Q$  mit der Grösse  $\omega L$  aufzufassen ist. Trotzdem ist es ein wichtiges Element, wenn das ganze Frequenzband betrachtet wird, da

**VILNES**  
bringt eine praktische  
Neuheit  
**Universal-Federkupplung**  
für gerade und schräge Achsen  
Lieferung kurzfristig

**WILHELM NESSEL**  
**P R A G**

**MENTOR**  
Grob-Fein-Einstellskala  
für präziseste Einstellung  
Zur Zeit nur beschränkt lieferbar

**Ing. Dr. PAUL MOZAR**  
Fabrik für Feinmechanik  
**DÜSSELDORF**

**DAU**  
**KONDENSATOREN**

**PAUL DAU**  
APPARATEBAU  
CONDENSATEURS - DAU

es einen frequenzabhängigen Widerstand darstellt. Durch diesen müsste der Wirkungsgrad nach hohen Frequenzen stark abnehmen, wenn die Membran als Ganzes schwingen würde und der „Strahlungswiderstand“ frequenzunabhängig wäre. Letzterer nimmt aber mit der Frequenz zu. Ausserdem bilden sich zahlreiche Resonanzen durch Teilschwingungen der Membran aus, durch die der Abfall wieder ausgeglichen wird. Aber durch die Verringerung von  $L$  würde auch eine Steigerung des Wirkungsgrades möglich sein, denn wird  $L$  kleiner, ohne das  $C_{ms}$  und das Volumen grösser werden — z. B. durch eine einzige Windung aus Cu-Band —, so wird  $RQ$  und  $\omega L$  kleiner, während alle anderen Werte im Verhältnis bestehen bleiben, so dass  $\eta$  12) grösser wird. Hinzu käme, dass durch ein sehr kleines  $L$  das Ganze weniger frequenzabhängig sein würde. Aber auch hier besteht eine grosse Schwierigkeit für die Umsetzung in die Praxis. Nach 1) ist die auf die Tauchspule wirkende Kraft  $K = J \cdot l_d \cdot \mathfrak{H}$ . Die Länge  $l_d$  ist aber jetzt nur gleich  $D_m \cdot \pi$ , wenn  $D_m$  der mittlere Durchmesser des Ringspaltes ist, während vorher  $l_d \approx D_m \cdot \pi \cdot n$  ( $n =$  Windungszahl) war. Bei gleichbleibendem  $K$  müsste also der Strom gleich  $J \cdot n$  werden. In der Praxis haben die Tauschspulen etwa 60 . . . 80 Windungen bei einem Strom von etwa 0,5 . . . 1 A. Selbst bei kleineren Systemen würden sich also Tauchspulenströme von 30 . . . 80 A ergeben! Einigermassen genügende thermische Belastbarkeit der Spule vorausgesetzt, müsste der Wicklungsquerschnitt etwa 8 . . . 10 mm<sup>2</sup> haben, d. h. bei 4 mm Spalttiefe etwa eine Stärke von 2 mm. Mit dieser Tatsache kann auch diese

Lösung als nicht brauchbar angesehen werden.

In allen Ausdrücken von 7) und 8) kommt der Faktor  $\mathfrak{H}^2 \cdot l_d^2$  vor. Die Änderung von  $l_d$  ist, wie gezeigt, erfolglos. Anders dagegen bei der Feldstärke. Hier gibt es keine Hindernisse. Bleiben alle Grössen konstant und wächst lediglich  $\mathfrak{H}$ , so nehmen alle Scheinwiderstände mit  $\mathfrak{H}^2$  zu, auch  $R$ ,

und da  $RQ$  unverändert bleibt, wird der Wirkungsgrad günstiger ohne Verschlechterung des Frequenzganges oder der Wiedergabe. Die Erhöhung der Feldstärke ist demnach das einzige erfolgreiche Mittel zur Verbesserung des Wirkungsgrades dynamischer Lautsprecher. Aus diesem Grunde werden Spaltfeldstärken angewendet, die so gross als irgend möglich sind.

### Zusammenfassung

Nachdem alle für die Verbesserung des Wirkungsgrades massgebenden Faktoren betrachtet wurden, kann zusammenfassend gesagt werden, dass sich für die Zukunft ein wirklicher Fortschritt in dieser Richtung nur durch die Vergrösserung der magnetischen Spaltfeldstärke erreichen lässt. Diese wiederum erfordert verbesserte Magnetwerkstoffe, an denen gerade heute besonders intensiv gearbeitet wird. Wenn wir die Früchte dieser Entwicklungsarbeit für unsere Lautsprecher auch erst später werden geniessen können, so ist

doch auch auf diesem Gebiet ein restloser Fortschritt unverkennbar.

Die am Schluss dieser Betrachtung aufgeführte Tabelle verschiedener Lautsprechertypen bringt neben den eigentlichen Abmessungen noch Angaben über das Gewicht und die Spaltfeldstärke. Die Angaben über den Wirkungsgrad stellen nur Näherungswerte dar, da eine gewisse fabrikatorische Streuung unvermeidlich ist. Der Fortschritt gegenüber älteren Ausführungen ist aber auch hier schon unverkennbar.

H. Rohde

Typ	Korbdurchmesser in cm	Leistung in Watt	Gew. d. Lautspr. in kg	Gew. d. Magneten in kg	Kerndurchmesser in mm	Spaltfeldstärke in Gauss	Wirkungsgrad in %
GPM 366*)	13	1	1,1	0,45	19	6 000	1—1,5
GPM 391	13	1	1	0,45	19	7 500	1,5
GPM 392	20,5	1,5	1,2	0,75	19	7 500	1,5—2
GPM 342*)	20	3,5	1,9	1,1	25	7 500	1,5
GPM 393	20,5	3,5	2,1	1,2	25	8 000	2—2,5
GPM 394	24,5	4,5	3,6	2,5	27	10 000	2,5
GPM 395	24,5	4,5	3,6	2,5	27	10 000	2,5
GPM 365*)	24,5	6	3,5	2,6	27	10 000	2—2,5
	24,5	7,5	4,1	2,75	31	10 000	3
	31	12	7,8	3,75	36	10 500	3—4
	38	23	16,5	10,8	50	11 000	4

\*) Ältere, nicht mehr hergestellte Typen

## INHALT • HEFT 3/4, JAHRG. XIII, MÄRZ/APRIL 1944

Die Frequenzmodulation beim Fernsehen . . . . .	46
Wer kam zuerst auf den Gedanken, elektromagnetische Wellen für drahtlose Nachrichtenübertragung zu benutzen? . . . . .	46
Ein praktisches Abgleich-Hilfsmittel . . . . .	46
Sie fragen — wir antworten . . . . .	47
Wir erfahren . . . . .	48
Wir repetieren: XVI. Die Berechnung von HF-Kondensatoren . . . . .	52
Aus der Technik der Ultrakurzwellen-Therapie . . . . .	58
Verfahren zur Messung der Selbstinduktion vormagnetisierter Drosselpulen . . . . .	63
Ein neues Spulenprüfgerät mit magischem Auge . . . . .	64
Eine Diskussion über den Klangregler . . . . .	64
Eine einfache Methode zur Darstellung der Charakteristik einer gegengekoppelten Röhre . . . . .	65
Resonanzkurvenschreiber . . . . .	66
Fernsehprobleme der Nachkriegszeit . . . . .	69
Hinweise für die Mischstufe im Superhet . . . . .	70
Störungen an widerstandsgekoppelten Verstärkern . . . . .	71
Gleichlauf beim Superhet . . . . .	72
Verstärkungsregelung in Mess-Verstärkern . . . . .	74
Neue europäische Empfänger: VEF-Super B 417 . . . . .	76
Der Oszillator beim Superhet weist zeitweise Schwinglöcher auf . . . . .	77
Das Wiederinstandsetzen von Netztransformatoren in der Praxis, Fortsetzung aus Heft 1/2 . . . . .	78
Wirkungsgrad und Lautsprecher . . . . .	84
Wir haben gelesen . . . . .	88

Normale Blecherne statt Massekerne beim Aufbau von Induktivitäten. Vergleichsmessungen von Verstärkung, Phasenwinkel und Gruppenlaufzeit in Verstärkern. VDE-Vorschriften für elektrische Bauenteile in Flugzeugen. Vereinfachte Berechnung der Gleichlaufschaltung beim Super. Anschluss eines Röhrenvoltmeters an das Gleichstromnetz ohne Umlenker. Einröhren-Ortsempfänger mit Endpenthode.

RADIO-MENTOR erscheint bis auf weiteres jeden 2. Monat als Doppelheft im Radio-Mentor-Verlag, Berlin W 15, Pariser Str. 28—29. Telefon: 91 05 42. Hauptschriftl.: Walter Regelien, Anzeigenpr. lt. Liste Nr. 3. Preis d. Doppelheftes RM 1,50. Jahres-Bezugspr.: RM 8.—. Radio-Mentor wird in der Buchdruckerei A. W. Hayn's Erben, Berlin SW 68, gedruckt. Printed in Germany.

Geschäftsstelle für Spanien und seine Besitzungen: Radio-Mentor-Aci, Barcelona, Aribau 101. Tel.: 83840. Geschäftsstelle für die Schweiz: Radio-Mentor-Verlag, Zürich 2, Stocker-Str. 17. Tel.: 32502.



**Edelmetall-  
Bimetall - Kontakte  
für Wellenschalter**

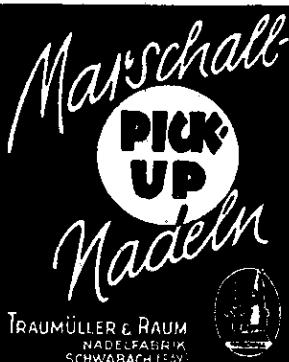
**Kontakte  
für Hochfrequenzwecke**

**Wolfram - Kontakte  
für Wechselrichter**

**Sortierte  
Wolfram - Kontakte  
für  
Reparaturzwecke**

**Kontaktfedern  
aus Kontaktbimetallen**

**Dr. E. Dürwächter  
Platinschmelze  
Pforzheim**



**Wir fragen —  
Sie antworten**

Können Sie uns für das Empfänger-Vademecum folgende

**OWIN - PLAENE**

leihweise zur Verfügung stellen?

L 61 B  
L 61 B Transocean  
L 111 GW Kadett  
L 155 B  
L 166 B

**Radio-Mentor-Verlag**  
Berlin W 15, Pariser Str. 28/29

Für einen Teil der Auflage wiederholt

### Amerikanische Röhren- und Sockelbezeichnungen

Schluss von Seite 42 Heft 1/2  
Sockel ist also nicht der scheibenförmige, sondern der kleine (small) Typ. Im ganzen gibt es für die ersten Buchstaben der zweiten Gruppe die folgenden Bezeichnungen:

L = Loctalsockel  
M = Miniatursockel  
O = Octalsockel  
S = Standardsockel.

Für den oder die folgenden Buchstaben gilt dagegen:

GT = Zwischenhöhe (für bantam-Röhren)  
M = mittlere Höhe (medium)  
S = kleine Höhe (small)  
W = scheibenförmig (wafer).

Ein B hinter der Zahl bedeutet Bajonettschluss.

Vielfach wird auch noch eine weitere Bezeichnung der Röhren gesondert angegeben, die sich auf die Form und Abmessungen der Röhre bezieht. Auch

hierfür gibt es ein Bildverzeichnis der verschiedenen Formen, das nach Zahlen mit Zusatzbuchstaben geordnet ist. So gibt es für die Röhre 6F5 die Bezeichnung 8F und für die Röhre 6F5G die Bezeichnung 12F. Hierbei besagt der Buchstabe nichts, die Ziffer aber gleichzeitig ungefähr den grössten Durchmesser des Kolbens in 1/8". Die 6F5 hat also einen grössten Durchmesser von ungefähr  $8/8 = 1" = 2,5$  cm und die 6F5G von etwa  $12/8 = 1,5" = 37$  mm.

### Wellen in Schwingleitungen

$$\left(\frac{v}{c}\right)^2 + \left(\frac{A}{2\pi f}\right)^2 = 1 \quad 6)$$

wobei

$$A^2 = \pi^2 \left[ \left(\frac{e}{a}\right)^2 + \left(\frac{m}{b}\right)^2 \right] \quad 7)$$

ist. A ergibt sich also entsprechend der Wahl von m und n. Die kritische Frequenz  $f_k$  ist hier gegeben durch

$$f_k = \frac{A c}{2\pi} \quad 8)$$

Für die  $H_{01}$ -Welle ist  $n=1$  und  $f_k = c/2d$ , wie bereits vorher festgestellt war. Daher erscheint die  $H_{01}$ -Welle als die Ueberlagerung zweier ebener Wellen, die sich mit Lichtgeschwindigkeit fortbewegen und zwischen zwei Seitenflächen der Röhre hin- und herreflektiert werden. Diese Analyse

Schluss von Seite 20 Heft 1/2

erklärt die Bedeutung der kritischen Frequenz, der Gruppengeschwindigkeit, die kleiner als c ist, und der Phasengeschwindigkeit, die grösser als c ist.

Offensichtlich verspricht von allen Wellenformen in Schwingleitungen die  $H_1$ -Welle in runden und die  $H_{01}$ -Welle in rechteckigen Rohren die besten Resultate. Mit der  $H_1$ -Welle ergibt sich in runden Rohren die kleinste Dämpfung, und jede Welle in einem runden Rohr hat eine kleinere Dämpfung als die entsprechende Welle in einem quadratischen Rohr gleichen Umfangs.

Zum Schluss sei bemerkt, dass die Hyperfrequenzwellentechnik dem Physiker und Nachrichtentechniker neue Forschungsgebiete von grösstem Interesse erschliesst. Merkwürdige theoretische und technische Probleme sind zu lösen, und die Aussicht auf wichtige praktische Anwendungen steht ausser Zweifel.

Sie bauen  
die Empfänger...

... wir die Lautsprecher dazu

Einbau-Lautsprecher-Chassis für die Industrie  
und unsere Spezialität

GOTTLÖB WIDMANN & SÖHNE

WIGO

Wickelmaschinen

für Spulen aller Art und Kondensatoren für Radio- und Elektrotechnik

BOBINEUSES

pour bobines de tout genre. Pour la technique radio-électrique et électrique. Installations de bobinage et de placage pour condensateurs.

K. H. KRÜCKEBERG & CO. - BERLIN

Feinsicherungen

Jeder Form und Größe

Fusibles de tout genre et de tout format à bref terme

J.-H.-G Feinsicherungen JOH. HERMLE

E. Haller & Co.

Beschränkt lieferbar

Drehkondensatoren mit festem Dielektrikum für Radio-Industrie und Handel

CONDENSATEURS VARIABLES A DIELECTRIQUE SOLIDE

Kleinmotoren für Gleich- und Wechselstrom. Auch mit angebautem Schneckentrieb. Einbaumotoren — Liste WB 61

1923

Liefermöglichkeit zur Zeit beschränkt

Petits moteurs pour courant continu ou alternatif. Aussi avec engrenage à vis sans fin monté à demeure. Liste WB 61 des moteurs à monter

Ing. ERICH U. FRED ENGEL, WIESBADEN

Elektrotechnische Fabrik,

EISENKERNE

für Hoch- und Niederfrequenz

NEOSID

HANS GEORG PEMETZRIEDER

Berlin

# Wir haben gelesen:

**TFT, Mai 1943:** Induktivitäten, die für Filter, Schwingungskreise und Resonanzübertrager im Tonfrequenzgebiet benötigt werden und möglichst geringe Eigenverluste haben sollen, werden für gewöhnlich auf Massekernen aufgebaut, da normale Blechkerne zu hohe Verluste aufweisen. Es wurde nun untersucht, wie weit man bei normalen Blechkernen aus Dynamoblech IV und den Kernen der in DIN E 40130 festgelegten Kerngrößen der E-Reihe durch sehr grossen Luftspalt zu brauchbaren Ergebnissen gelangen kann. Dabei wird die Vergrösserung des Luftspaltes durch Kürzung der Mittelzunge bewirkt. Nach eingehender Darstellung der einzelnen Anteile an den Spulenverlusten werden Ergebnisse mitgeteilt, die die Brauchbarkeit solcher Spulen erweisen. Sie haben zwar grössere Verluste als Ringkerne, können aber, was natürlich auch als Vorteil gilt, eher grössere Induktivitätswerte angewandt werden. Ein Vergleich mit einem etwa vergleichbaren Sirufer-Topfkorn fällt erst bei Frequenzen oberhalb etwa 3 kHz hinsichtlich der Verluste zu dessen Gunsten aus, die auf ihm unterzubringende Induktivität ist aber geringer als 10 % des auf dem aus geschichteten Blechen aufgebauten Kernes E 60.

**Hochfrequenztechnik und Elektroakustik, Juli 1943:** Im allgemeinen berücksichtigt man bei der Behandlung von HF-Verstärkerproblemen nur Verstärkung und Phasenwinkel, nicht aber die Gruppenlaufzeit  $d\phi/d\omega$ , die bei normalen Musikverstärkern oder Sprachverstärkern uninteressant ist, da selbst bei mehrstufigen Verstärkern der als störend empfundene Laufzeitunterschied von 10 m/sec oder mehr längst nicht erreicht wird. Wohl aber sind bei allen Impulsmessverfahren, die auf einer Laufzeitbestimmung beruhen, bzw. beim Fernsehen Laufzeitunterschiede selbst geringen Wertes unerwünscht. Es wird nun nachgewiesen, dass gleichmässiger Verstärkungsgrad über ein bestimmtes Frequenzband meist mit erheblichen Schwankungen der Gruppenlaufzeit einhergeht und dass andererseits ein Verstärker mit über ein bestimmtes Band konstanten Gruppenlaufzeit, innerhalb dieses Bandes keine gleichmässige Verstärkung hat. Je nachdem, worauf es in erster Linie ankommt, kann man das eine oder andere erreichen. Berechnungsunterlagen werden angegeben, die gerechneten Werte stimmen mit den gemessenen gut überein. Die Messanordnung wird beschrieben.

**Feinmechanik und Präzision, 1943, Heft 17/18:** Im Flugzeug von heute ist die elektrische Ausrüstung ein wesentlicher Bestandteil. Aus diesem Grunde muss jeglicher unnötige Aufwand an Gewicht, Baustoffen und Arbeitszeit vermieden und eine Konstruktion der elektrischen Geräte angestrebt werden, die den besonderen Erfordernissen des Flussbetriebes gerecht wird. Aus diesem Grunde sind vom VDE Vorschriften für die elektrischen Bauteile von Flugzeugen herausgegeben worden. Sie beziehen sich z. B. auf Brennbarkeit, Korrosionsbeständigkeit, Beschleunigungsfestigkeit, Lage-, Temperatur-, Luftdruck- und Feuchtigkeitsempfindlichkeit, Bedienbarkeit sowie auf Angaben über Betriebserwärmung, Isolationswiderstand, Kriechwege und Luftstrecken. Auch hinsichtlich Spannungsfestigkeit, Kurzschlussicherheit und Berührungsschutz sind besondere An-

forderungen zu erfüllen, ebenso, was Leitungs- und Lötanschlüsse und die Funkentstörung angeht.

**Hochfrequenztechnik und Elektrotechnik, 1943, August:** Die Berechnung der Gleichlaufschaltung beim Superhet führt u. U. zu recht umständlich auszuwertenden Formeln und manchmal genügt die fünfstellige Logarithmentafel nicht einmal und man muss mehrstellige Tafeln oder die Rechenmaschine anwenden. Der normalerweise durchgeführte Dreipunkt-Abgleich, der an drei Stellen des Bereiches vollständigen Gleichlauf, an den Bereichenden und zwei im Inneren des Bereiches liegenden Stellen jedoch Gleichlaufehler liefert, kann aber für den Fall, dass alle vier Gleichlaufehler gleichgross werden, einfacher durchgerechnet werden. Ausgangspunkt der Berechnung sind die Sollvariation der Hochfrequenzkreise bzw. des Oszillatorkreises (Anfangsfrequenz zu Endfrequenz) sowie Kurven maximaler Verstimmung. Mit diesen Werten, der Anfangs- und Endkapazität des Drehkondensators und einer Hilfsgröße, für die ebenfalls Kurventafeln angegeben sind, lassen sich die Bestimmungsstücke (Trimmer- und Serienkapazitäten sowie Selbstinduktionen) der Kreise mittels des Rechenschiebers berechnen. Eine Ergänzung des Rechenverfahrens für sehr kleine Oszillatorkreisvariationen wird gleichfalls angegeben.

**Populaer Radio, 1944, Januar:** Es ist allgemein üblich, Messgeräte für das Laboratorium als Wechselstromgeräte auszulegen, da man ja meistens auf die elektrische Trennung von Messgerät und Messobjekt angewiesen ist, so z. B. bei Röhrenvoltmetern. Wer nun aber mit Gleichstromanschluss „gesegnet“ ist, der kann es sich nicht in jedem Falle leisten, einen grösseren, automatisch regulierten Umformer dauernd in Betrieb zu halten, nur um ein paar Messungen durchzuführen. Aus diesem Grunde wurde bei einem Röhrenvoltmeter, das als Anodengleichrichter mit Stromgegenkopplung arbeitet, die Primärseite des normalen Netztransformators mit einem Kondensator und einer Röhre CL 2 zusammen als Tonfrequenzgenerator geschaltet. Er liefert die Anoden- und Heizwechselspannung für das Röhrenvoltmeter, die Speisung der Generatroröhre erfolgt aus dem Gleichstromnetz unmittelbar bzw. über einen Vorwiderstand für die Heizung. Die Widergleichrichtung besorgt ein kleinerer Kupferoxydulgleichrichter, die Anodengleichspannung der Voltmeterröhre wird durch einen Glimmstabilisator konstant gehalten. Das Anzeigegerät liegt in Serie mit dem für 10 und 100 V Gleichspannung bzw. Wechselspannung umschaltbaren Kathodenwiderstand, am Eingang ist noch ein hochohmiger Spannungsteiler vorgesehen, der die Messung bis 200 V gestattet. Für höhere Frequenzen ist ein Kompensationskondensator vorgesehen.

**Radio-Amateur, 1943, Heft 10/11:** In der Nachbarschaft starker Rundfunksender kommt man für guten Lautsprecherempfang bereits mit sehr einfachen Mitteln aus. Eine normale Endpenthode, als Rückkopplungsaudion geschaltet, mit einem entsprechenden Netzteil, ist alles, was benötigt wird. Da praktisch nur der Mittelwellenbereich für die Ortsender in Betracht kommt, kann eine Bereichsumschaltung wegfallen.

