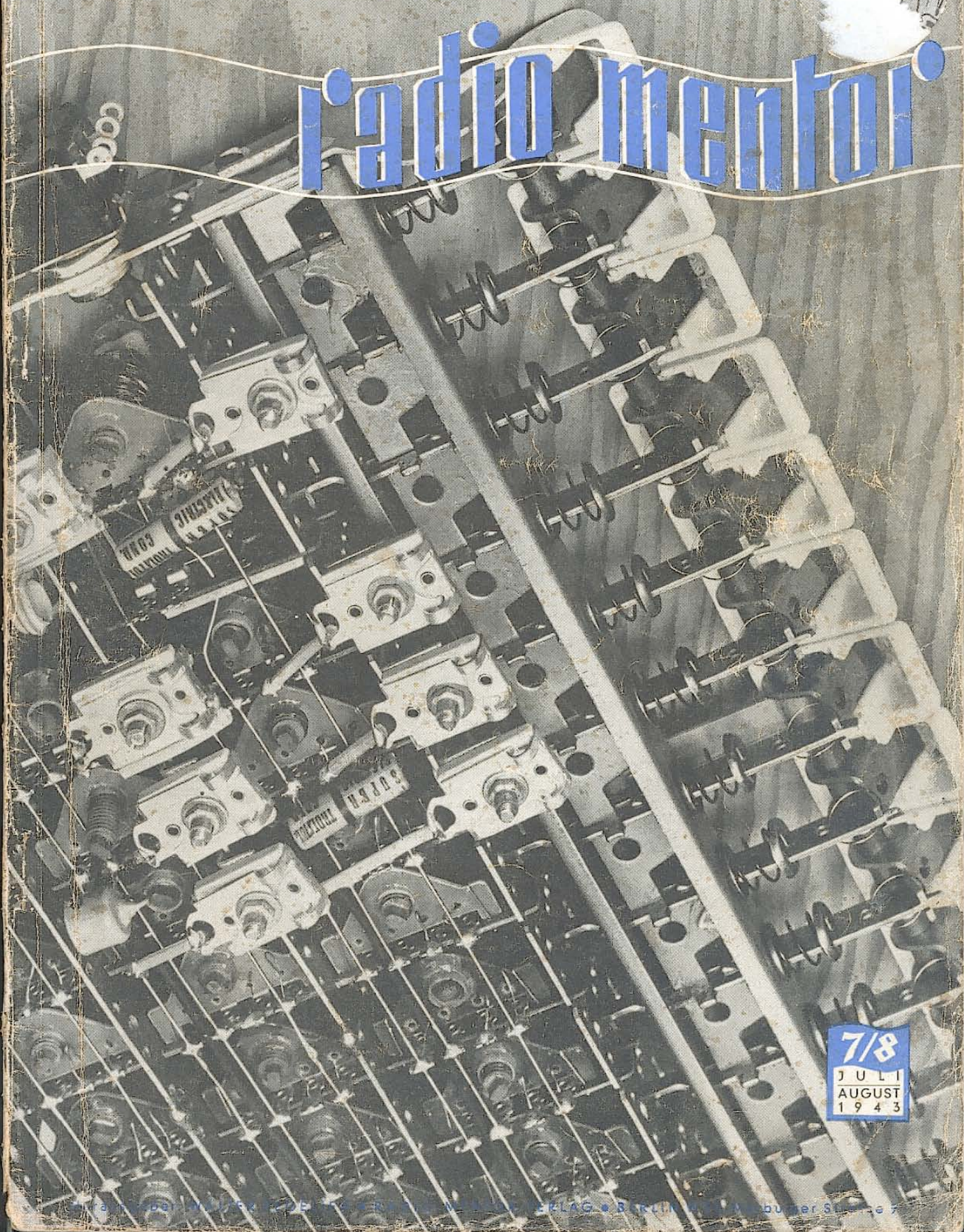
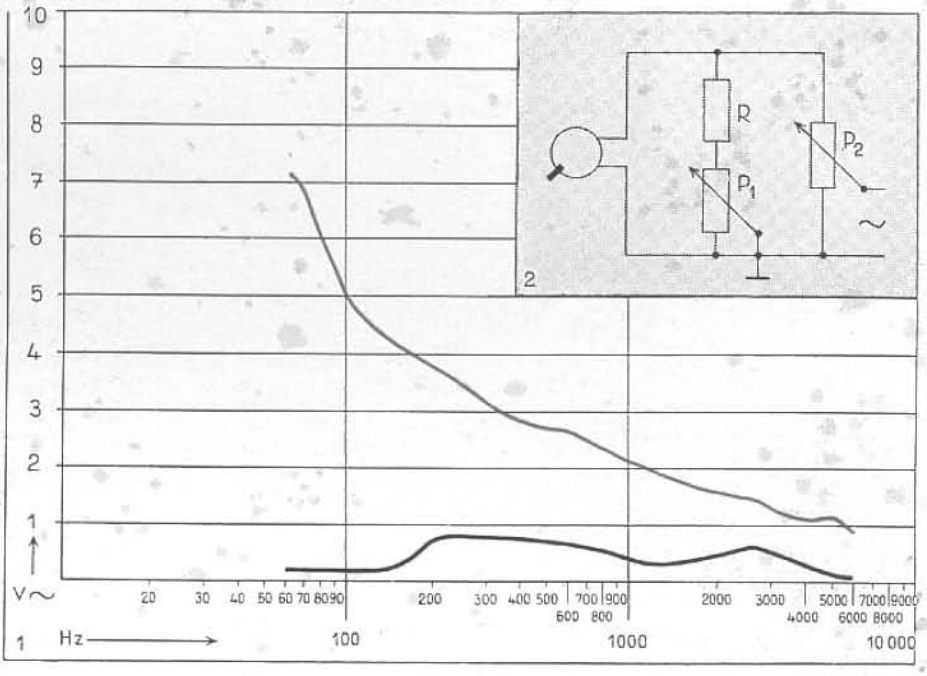
radio mentor



7/8
JULI
AUGUST
1943

Bassregelung beim Kristalltonabnehmer



Der Kristalltonabnehmer erfreut sich grosser Beliebtheit und wird in Zukunft — falls nicht die Schallplatte von magnetischen Tonaufzeichnungsverfahren verdrängt wird — voraussichtlich noch weiter an Boden gewinnen.

Die wesentlichste Eigenschaft des Kristalltonabnehmers ist, dass die von seinem piezoelektrischen System abgegebene Wechselspannung nur von dem am Kristall wirksamen Druck abhängt. Daher würde die Spannung unabhängig von der Frequenz nur der Amplitude der Rillenauslenkungen proportional sein, wenn nicht durch entsprechende Massnahmen für höhere Frequenzen günstigere Verhältnisse geschaffen würden. Damit wird eine Angleichung an die handelsüblichen Schallplatten, auf denen Töne gleicher Lautstärke oberhalb 200 Hz mit konstanter Geschwindigkeitsamplitude geschnitten werden, erzielt. Trotzdem ergeben sich gegenüber elektromagnetischen und elektrodynamischen Tonabnehmern, bei denen die abgegebene Wechselspannung der Geschwindigkeitsamplitude der aufgezeichneten Schallschwingungen verhältnisgleich ist und daher mit der Frequenz bei gleichbleibender Amplitude fällt, bei den tiefen Frequenzen — im Verhältnis zu den höheren Frequenzen gerechnet — noch wesentlich höhere Spannungen. In der Abb. 1 sind die Frequenzkurven eines elektromagnetischen und eines Kristalltonabnehmers gezeigt. Beide wurden unter Benutzung der gleichen Frequenzplatte aufgenommen, auf der die Messfrequenzen unter 200 Hz mit einer Geschwindigkeitsamplitude von etwa 19 mm/sec, die Frequenzen 200 Hz bis 6000 Hz mit einer solchen von 75 mm/sec aufgezeichnet sind. Ausserdem sind noch alle Messfrequenzen heultonfrequenzmoduliert, was aber auf die Messergebnisse einen praktisch zu vernachlässigenden Einfluss hat.

Die hohe Spannungsabgabe des Kristalltonabnehmers bei den tiefen Frequenzen ist nicht gerade unangenehm. Bei den heutigen Schallplatten werden nämlich Tonfrequenzschwingungen unter 200 Hz mit verringerter Geschwindigkeitsamplitude geschnitten, damit die Amplitude der aufgezeichneten Töne mittlerer und höherer Frequenz genügend weit über der der Nebengeräusche, die durch die körnige Struktur des Schallplattenmaterials bedingt sind, liegt. Ausserdem kann damit eine annehmbare Dynamik erzielt werden. Aus verschiedenen Gründen aber ist die erhebliche Stärke der Basswiedergabe, die mit geeigneten Tonfrequenzverstärkern und Lautsprechern bei der Abtastung von Schallplatten unter Verwendung eines Kristalltonabnehmers erreicht werden kann, eine Regelmöglichkeit für die Lautstärke der tiefen Tonfrequenzen wünschenswert. Eine Schwächung der Bässe durch einen Sprache-Musik-Schalter hat den Nachteil, dass sie meistens nur in Stufen und auch nicht immer genügend wirksam erfolgen kann.

In einfachster Weise kann bei piezoelektrischen Tonabnehmern eine Bassregelung durch einen veränderlichen Belastungswiderstand erzielt werden. Da der Innenwiderstand des Kristalltonabnehmers einen kapazitiven Charakter hat, bewirkt der Belastungswiderstand einen inneren Spannungsabfall, der mit fallender Frequenz und kleiner werdendem Widerstand ansteigt. Ein regelbarer Belastungswiderstand (P_1 in Abb. 2), der einen Endwert von 1 bis 2 MΩ haben soll, gestattet so eine recht wirksame Regelung der vom Kristalltonabnehmer gelieferten Wechselspannungen, die sich hauptsächlich auf die tiefen Frequenzen erstreckt, da infolge des bei höheren Frequenzen geringeren Innenwiderstandes sich ein Absinken der Klemmenspannung entsprechend geringer bemerkbar macht.

Der in der Abb. 2 mit R bezeichnete Widerstand von etwa 100 kΩ dient zur Begrenzung des Regelbereichs, die erforderlich ist, damit der Bassregler nicht als Lautstärkenregler wirken kann. Dies wäre der Fall, wenn sich der Belastungswiderstand bis zu 0 Ω herunterregeln liesse. Der Lautstärkeregler P_2, der zur Vermeidung nichtlinearer Verzerrungen durch Uebersteuerung der ersten Verstärkerröhre unbedingt vor dieser Röhre angeordnet werden muss, soll einen Wert von mindestens 1 MΩ aufweisen. Damit wird für die Parallelschaltung von $P_1 + R$ und P_2 in der Endstellung des Reglers P_1, die der stärksten Basswiedergabe entspricht, ein hinreichend hoher Wert ($\geq$ 0,5 MΩ) erreicht und der Regelbereich in dieser Richtung nicht eingeengt.

Die beschriebene Anordnung zur Bassregelung wurde vom Verfasser bei den hochwertigen Kristalltonabnehmern mehrerer auf dem Gebiete der Elektro-Akustik führender Firmen mit sehr gutem Erfolg angewandt.

Werner Krebs

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 50 + Marburger Strasse 9 + Tel.: Berlin 24 17 20

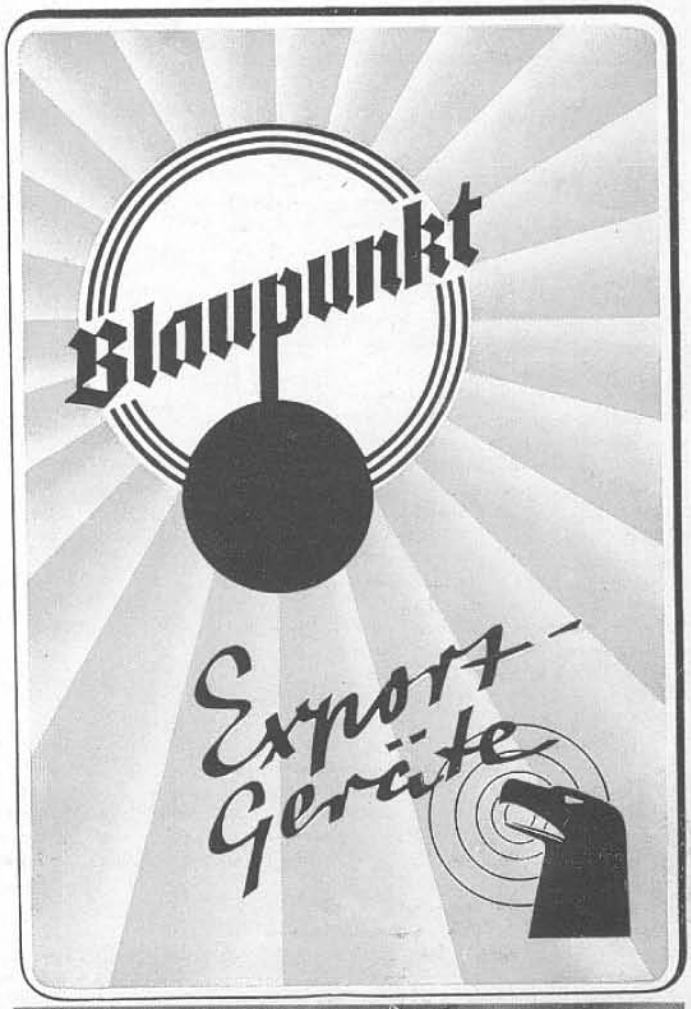
Juli/August 1943 **Heft 7/8** **Jahrgang XII**

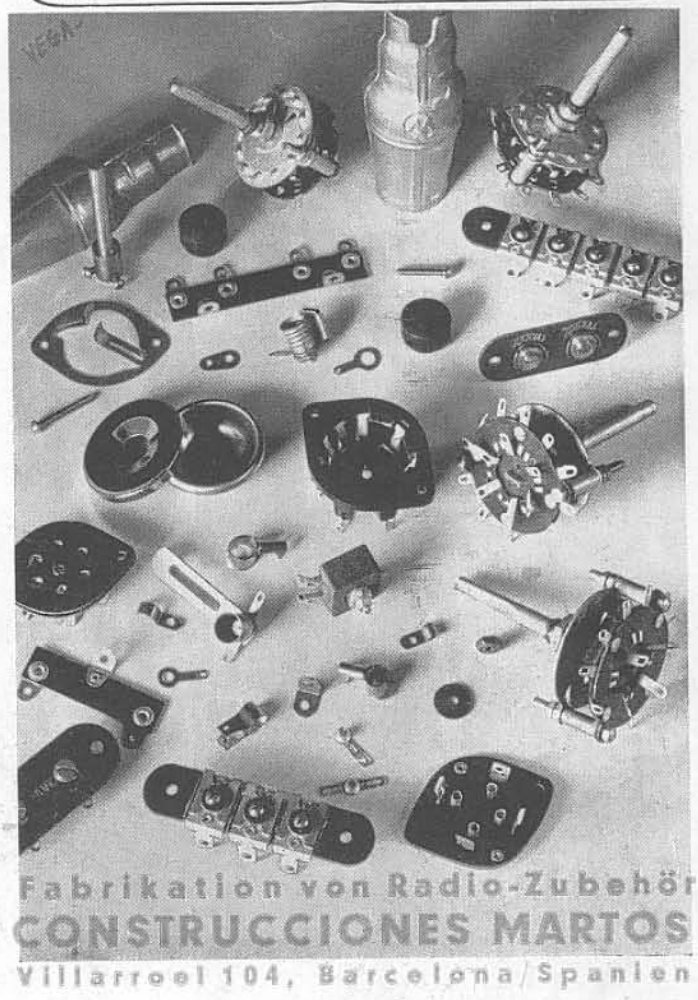
Symbole

W. R. Als wir vor kurzem Gelegenheit hatten, einige radiotechnische Fabriken im Protektorat Böhmen und Mähren zu besuchen und dabei auch am Werktisch eines Entwicklungs-Ingenieurs sassen, konnten wir die Feststellung machen, dass alle seine Skizzen und die von ihm veranlassten Reinzeichnungen aus Symbolzeichen bestanden, wie sie im Radio-Mentor seit längerem angewendet werden. „Wir haben uns hier im Betrieb so an diese moderne Art, Symbole zu lesen und zu zeichnen, gewöhnt, dass wir dem Radio-Mentor dankbar sind für seine Konsequenz, mit der er die Abbildungen besonders auch überseeischer Skizzen auf die vermutlich genormte Art umzeichnet. Dies erleichtert uns innerhalb des Betriebes wesentlich die Verständigung und schaltet viele Fehlerquellen von vornherein aus." Diesen Worten eines jungen Entwicklungs-Ingenieurs ist wenig hinzuzufügen. Sie gaben jedoch die Veranlassung zur Veröffentlichung der Symbole, welche die Radio-Mentor-Zeichner stets verwenden sollen. Wenn hier und da noch geringfügige Abweichungen anzutreffen sind, so erklärt sich dies aus der Vielzahl der zeichnerischen Mitarbeiter, die zudem aus kriegsbedingten Gründen, mehr als beiden Teilen lieb ist, des öfteren wechseln. Mit der Zeit jedoch werden unsere Leser nur noch Skizzen und Zeichnungen im Radio-Mentor finden, in denen die auf den Seiten 292—294 dieses Heftes veröffentlichten Symbole verwendet wurden.

Es dürfte sich für alle Fabriken in Europa empfehlen, sich diesem Vorgehen des Radio-Mentor anzuschliessen, weil auf diese Weise tatsächlich eine bessere gegenseitige Verständigung erzielt wird. Wenn wir in Europa schon keine einheitliche Umgangssprache besitzen, so könnten wir Radiofachleute uns die Arbeit doch wesentlich erleichtern, wenn wir aus rein praktischen Gründen uns auf einheitliche Symbole bei unseren Zeichnungen einigen. Im Grunde genommen ist es natürlich gleichgültig, ob ein Widerstand so oder so dargestellt wird, genau so, wie es belanglos ist, ob jemand eine brauchbare Idee in deutscher, italienischer, dänischer, spanischer oder sonstiger europäischer Sprache beschreibt. Von Bedeutung ist die Richtigkeit der Zeichnung bzw. die Brauchbarkeit der Idee. Doch weshalb sollen wir uns das Leben nicht leichter machen, wenn es möglich ist. Benutzen wir alle die gleichen Symbole, so kann sich beim Lesen unser Verstand sofort auf das Wesentliche einer Abbildung einstellen, ohne sich erst mit „Uebersetzungsarbeiten" belasten zu müssen. Im Betrieb selbst wird insbesondere dort, wo auch ausländische Fachleute arbeiten, die Verständigung erleichtert und eine Fehlerquelle ausgeschaltet. Zur Durchführung unseres Vorschlages, mit dem zahlreiche Fabriken und Werkstätten in Europa nur die besten Erfahrungen gemacht haben, genügt eine Anweisung des leitenden Ingenieurs, im Innenbetrieb zukünftig nur Symbole zu verwenden, wie sie im Radio-Mentor veröffentlicht wurden.

Unser Titelbild *Wir zeigen eine Spulenzentrale der Firma Torotor, bei der die Spulensätze für zwei Vorkreise und den Oszillatorkreis eines grossen Superhets mittels Drucktasten geschaltet und auch einige feste Frequenzen gewählt werden können. Nicht immer muss ein Baustein derartige Abmessungen haben, wie die auf S. 206/7 dieses Heftes gebrachte Beschreibung eines Leichtbausupers zeigt. Aufnahme nach einem Fabrikmuster von Hein Gorny*





DRALOWID-WERK STEATIT-MAGNESIA AKTIENGESELLSCHAFT

● Die italienische Rundfunkgesellschaft EIAR wird alljährlich im Rahmen eines Wettbewerbs einen Preis von 10 000.— Lire einem Ingenieur zuerkennen, dessen Doktorarbeit eine radiotechnische Frage behandelt.

● Die rumänische Rundfunkgesellschaft wurde durch eine ministerielle Verfügung öffentlichen Institutionen gleichgestellt.

● Da die Sendungen aus Ankara/Türkei bisweilen in Istanbul schwierig zu empfangen sind, wurden die Sendungen vom Istanbuler Sender wieder aufgenommen, und zwar vorerst probeweise auf 1960 m in der Zeit von 18 bis 23 Uhr. Von den etwa 124 000 Teilnehmern der Türkei ist mehr als ein Drittel in Istanbul ansässig.

● In der Slowakei wurden Ende Februar d. J. 122 272 zahlende und 2312 von der Gebührenzahlung befreite Teilnehmer gezählt. Die Zunahme in diesem Monat betrug 3869, die Abmeldungen 1019 Konzessionen.

● Zu Beginn des Jahres 1944 will die englische Radioindustrie mit einem neuen Empfängertyp auf den Markt kommen. Diese „Utility Radios" genannten Empfänger sollen für 6/9/— £ im Einzelhandel verkauft werden (etwa 70,— RM). Ein Teil der britischen Radiofabriken, die jetzt Kriegsmaterial herstellen, wird sich künftig mit der Fabrikation dieser „Nützlichkeits-Empfänger" beschäftigen.

● Zugunsten der neu geschaffenen „Kammer für nationale Kultur" in Bulgarien werden ab sofort auf Rundfunkgeräte, Sprechmaschinen, Schallplatten und Pianos ausser Zoll noch Taxen bei der Einfuhr erhoben. Diese belaufen sich bei einem Einzelwert des Empfängers von 2000—5000 Lewa auf 200 Lewa je Stück, von 5—10 000 Lewa auf 400 Lewa, von 10—20 000 Lewa auf 700 Lewa und im Werte von über 20 000 Lewa auf 1000 Lewa je Stück. Die Taxe beträgt bei Schallplatten 10 Lewa je Stück. Wenn diese Artikel im Lande selbst hergestellt werden, ist die gleiche Taxe beim Verkauf zu erheben (100 Lewa = etwa 3,— RM).

● Im Jahre 1942 hat sich die Zahl der französischen Rundfunkteilnehmer von 5 262 642 auf 5 324 033 erhöht. In einer Bekanntmachung der französischen Regierung wird darauf verwiesen, dass das bestehende Verkaufsverbot für Empfänger sich nicht auf gebrauchte Geräte bezieht. Auch dürfen weiterhin Reparaturarbeiten vorgenommen werden.

● In einem am 26. 3. 43 vor der Brit. Inst. of Radio Eng. gehaltenen Vortrag berichtete G. A. V. Sowter über eine neue magnetische Legierung. Ein Lautsprechertopf für eine Sprechleistung von 2 Watt würde bei Verwendung dieses Materials nur einen Durchmesser von 25 mm haben.

● In Ungarn wurde vor kurzem das 50jährige Bestehen des „Telefon-Hirmondo" begangen. Es handelt sich dabei um eine Art Drahtfunk, der heute noch besteht, dessen Abonnentenzahl jedoch mehr und mehr zurückgeht. Als besondere Kostbarkeit wird von der Gesellschaft ein vergoldeter Kopfhörer aufbewahrt, mit dem Kaiser Franz Josef vor fast 50 Jahren eine Veranstaltung anhörte.

● In Rumänien wurde jetzt ein im Jahre 1939 ausgearbeiteter Entwurf in Kraft gesetzt, der sich mit der Regelung sämtlicher Fragen der Aufstellung und des Betriebes von Rundfunk-Sende- und Empfangsanlagen beschäftigt.

● Gegenüber 1941 haben die Verkäufe in den Rundfunk- und Elektro-Einzelhandelsgeschäften in Kanada im Jahre 1942 einen Rückgang von 6 % zu verzeichnen.

● Eine Musikschule in Genf lässt ihre Schüler auf Geigen üben, die statt eines Resonanzbodens ein Mikrofon nebst Verstärker besitzen. Dadurch sind die Uebungen nur für den Spieler selbst und auf Wunsch auch noch für den Lehrer hörbar.

● Sir Edward Appleton, dessen Name eng mit der Erforschung der Ionosphäre verbunden ist, erklärte, dass er die Bezeichnung E-Schicht nur deshalb gewählt habe, um für etwaige spätere Erfordernisse noch einige Buchstaben darunter zur Verfügung zu haben.

● In Südafrika ist die Einführung des Fernsehens geplant, die mit einer Ausgabe von 250 000.— £ verbunden wäre.

● Zu Beginn dieses Jahres waren in den USA. 8 FM-Sender für Versuchszwecke mit einer Leistung von zusammen 47,5 kW und 37 kommerzielle Sender mit einer Gesamtleistung von 1683,3 kW in Betrieb. Ausserdem befanden sich 25 FM-Sender im Bau.

● In den USA. wurde die Herstellung von Empfängerröhren für den zivilen Bedarf unterbrochen, um die vorhandenen Lager zu räumen. Nach Wiederaufnahme der Fabrikation sollen statt der bisherigen 350 Typen nur 110 Typen herausgebracht werden.

● England will nach dem Krieg eine einheitliche Voltstärke sämtlicher Netze durchführen, um die Herstellung elektrischer Geräte zu vereinfachen.

● Nachdem die Werbung nach Mitteilung der Verlagshäuser und Rundfunkgesellschaften in den USA. um 40 % zurückgegangen ist, werden dort jetzt alle Anstrengungen gemacht, diesen Rückgang wieder zu beseitigen. Insbesondere wird den Fabrikanten aufgegeben, Exportwerbung zu treiben. Die Kosten hierfür und auch für die Inlandswerbung können vom Einkommen abgesetzt werden. Ein entsprechender Aufruf schliesst mit dem Absatz: „Von welchem Standpunkt aus man immer diese Probleme betrachten mag: Exportwerbung im Krieg ist lebensnotwendig. Die Gründe, warum die Fabrikanten jetzt ihre regelmäßigen Anzeigen erneuern sollten, sind unwiderlegbar. Nur durch eine kräftige und ständige Kriegswerbung können sich diese Fabrikanten alte und neue Märkte für die Friedenszeit sichern und nur mittels dieser Werbung kann die Wirtschaft an der Förderung der ‚Good Neighbour'-Politik der Washingtoner Regierung ihren rechtmässigen Anteil nehmen."

● In einem Bericht aus Spanien heisst es: „Die 170 Firmen, die sich in Spanien mit der Herstellung von Telefonapparaten, Rundfunkempfängern, Kinogeräten und elektro-medizinischen Apparaten beschäftigen, leisteten im Jahre 1942 folgendes: 45 000 Rundfunkempfänger einschliesslich der Einzelteile im Werte von 90 Millionen Pts., für 23 Millionen Pts. Telefonmaterial, für 20 Millionen Pts. Tonfilmgeräte und für 10 Millionen Pts. elektro-medizinische Geräte. Im Jahre 1942 wurde die bisher grösste Zahl von Glühlampen hergestellt, nämlich 26 014 240 Stück."

● Die Bilanz der italienischen Rundfunkgesellschaft EIAR schliesst 1942 mit einem Gewinn von 3 079 600 Lire gegen 3 883 930 Lire im Jahre 1941.

● In Rom wurde eine Telefunkengesellschaft zum Zwecke der Erzeugung, des Verkaufs und des Handels mit Anlagen und Apparaten auf dem Gebiet der Hochfrequenz gegründet. Das Anfangskapital von 7,5 Mill. Lire wurde von der Telefunkengesellschaft, Berlin (7 490 000 Lire), und Ing. Antonmaria Cabrini (10 000 Lire) gezeichnet. Die ersten fünf Mitglieder des Verwaltungsrates sind: Präsident Senator Vincenzo Lombardi, Vizepräsident Dr. Karl Rottgardt, Verwaltungsräte Ing. Max Witthöft, Ing. Antonmaria Cabrini, Rechtsanwalt Emilio Marconi.

● Die Firma Ducati, Bologna (Italien), erzielte im Jahre 1942 bei einem Kapital von 12 Millionen Lire einen Gewinn von 1 830 574 Lire.

● Der Reingewinn der Cie. Française Thomson-Houston für 1942 wird mit 21,134 Mill. frcs. angegeben gegenüber 30,421 Mill. frcs. im Vorjahre. Dividende 16,25 gegen 15 frcs. je Aktie im Vorjahre (100 frcs. = 5,— RM).

● In Finnland wurden im Jahre 1942 an Rundfunkgebühren 51 Mill. Fmk. eingenommen. Der Reingewinn der finnischen Rundfunk A. G. belief sich auf 1,3 Mill. Fmk. Dividende 6 %. 12,5 % des Reingewinns wurden dem Neubaufonds der A. G. zugeführt (100 Fmk. etwa 5,— RM).

● Aus einem Bericht der Radio-Schweiz A. G. für 1942 geht hervor, dass ein öffentlicher radiotelegraphischer Bildübertragungsdienst zwischen den USA., England und der Schweiz eingeführt wurde.

● Die Standard Electrica S. A. in Madrid erzielte im Jahre 1942 einen Gewinn von 2,1 Mill. Pts.

● Die Marconi Española S. A. in Madrid wies einen Reingewinn von 153 000 Pts. für 1942 aus. Aus dem Geschäftsbericht geht hervor, dass auch im Jahre 1943 mit dem Beginn der Rundfunkröhren-Herstellung nicht zu rechnen sei.

● Die Philco Corporation in USA. gibt für das 1. Vierteljahr 1943 einen Nettogewinn von 771 000 Dollar bekannt. Im gleichen Zeitraum des Vorjahres wurde ein Gewinn von 595 000 Dollar erzielt.

Herr Transformator

Die böhmische Bezirksbehörde Piesek sandte an den Gemeindevorstand eines Dorfes ihres Bezirkes die amtliche Mitteilung, dass ein Transformator an sie unterwegs sei, für dessen Unterbringung sie sorgen müsse. Darauf erhielt die Pieseker Behörde vom Vorstand jener Gemeinde zur Antwort, dass der Herr Transformator beim Stellvertreter des Gemeindevorstandes untergebracht werde, weil dort ein schönes Zimmer zur Verfügung stehe.

Ein Wald von Sendern

von der Gross-Station bis zum kleinsten tragbaren Sender wurde von der Telefunkengesellschaft seit ihrer Gründung am 27. Mai 1903 bis heute entwickelt und gebaut. Weit über 100 Millionen Rundfunkröhren wurden in diesen 40 Jahren hergestellt, und in 73 Ländern der Erde hört man mit Telefunken-Empfängern. Das sind einige Zahlen, die die Telefunkengesellschaft anlässlich ihres 40jährigen Bestehens bekanntgibt. Zum zweitenmal bietet sie seitdem die ganze Kraft, alles Können und jedes Mittel in einem Weltkrieg auf, um auf ihrem Arbeitsgebiet den Sieg miterringen zu helfen. Hoffen wir, den Werdegang dieses Unternehmens und seine Verdienste um den Fortschritt anlässlich des 50jährigen Jubiläums in einem ihrer Bedeutung entsprechenden Rahmen ausführlich behandeln zu können, nachdem der 40. Geburtstag gleich allen anderen Tagen während des Krieges der Arbeit diente.

Einige Wochen jünger

als Telefunken ist die Sachsenwerk Licht- und Kraft A. G., die am 1. 7. 1943 auf ein 40jähriges Bestehen zurückblicken kann. Aus kleinen Anfängen heraus hat sich das Sachsenwerk nach und nach zu dem grössten Elektro-Industrie-Unternehmen im Gau Sachsen entwickelt. Von den gegenwärtig 4 Spezialfabriken liegt uns Radiofachleuten die Rundfunkempfängerfabrik am nächsten, in der neben Gemeinschaftsempfängern die „Olympia"-Rundfunkgeräte gefertigt werden. Mögen sie uns zu normalen Zeiten wieder lieb und wert werden, indem sie unseren Umsatz erhöhen und die Abnehmer wie vor und während des Krieges zufriedenstellen.

Wenn kein destilliertes Wasser vorhanden ist,

um den Akku nachzufüllen, tut es auch reines Regenwasser. Dieses darf allerdings nicht mit Metall in Berührung gekommen sein, also weder in Metallgefäßen aufgefangen und aufbewahrt werden noch über die Regenrinne gelaufen sein. Man fängt es am besten in einer sauberen irdenen Schüssel auf.

Statt der RES 164 im VE

so schreibt E. Wazansky uns, kann man mit Erfolg und ohne Aenderung des Gerätes auch die RE 084 oder RE 074 verwenden. Nur die Lautstärke sinkt um ein Geringes.

Laienfest

sollten vor allen Dingen auch die Koffer-Empfänger gemacht werden. H. Brauns berichtet uns zu diesem Thema wie folgt: „Ja", sagte der Obergefreite K., „die Batterie war alle und er spielte nur noch ganz leise." „Er" das ist unser D-Röhren-Empfänger für Netz- und Batteriebetrieb. „Und weil wir keinen Spezial-Ersatzakku hatten, habe ich einen anderen drangehängt, wie ich das zu Hause mit meinem Batteriegerät auch schon oft gemacht habe, denn wir wollten doch alle wieder Radio hören."
Also kurz und gut, die 1,5-V-Röhren waren nach Anschluss des 4-V-Akkus durchgebrannt. Ein Vorwurf konnte dem Obergefreiten nicht gut gemacht werden, denn er ist kein HF-Techniker und kennt somit auch nicht die Heizdaten der einzelnen Röhren. (Auch Fachleuten soll dies passieren!) Man kann nur den Fabriken den guten Rat geben, statt eines roten und blauen Striches klar und deutlich den Vermerk anzubringen: 1,5 Volt — 90 Volt. In diesem Falle hätte nämlich unser Mann die vorhandenen Nickel-Kadmium-Zellen angeschlossen, die 1,5 Volt haben. **(W. R.** Vorsicht ist die Mutter der Porzellankiste. Wenn schon 1,5-V-Zellen vorhanden waren, hätte man sie ja zuerst einmal versuchsweise anschliessen können. Dieser Zusatz für künftige Fälle.)

Polectron und Promika

Die General Aniline and Film Corporation hat einen synthetischen Ersatzstoff für Glimmer entwickelt und mit dem Bau einer besonderen Fabrik begonnen, die ausschliesslich diesen Glimmerersatz herstellen soll. Infolge des Abschneidens der fernöstlichen Zufuhren und der starken Steigerung des militärischen Bedarfs ist Glimmer in den USA. ausserordentlich knapp. Bereits Anfang 1942 wurde unter der Leitung des neuen Präsidenten der Firma, Robert E. Mc. Connell, mit der Forschung nach einem brauchbaren Ersatz begonnen, wobei deutsche Patente und Experimente verwertet wurden. Der neue Stoff besteht aus Polectron, einem Kunststoff aus Kohle, Teer, Wasser und Kalkstein. Polectron wurde von der General Electric Co. eingehend untersucht. Der Name wurde dann in Promika geändert.

Reparatur des VE-Netztransformators

Zu diesem Beitrag auf Seite 238, Heft 5/6 1943 Madio-Mentor schreibt uns M. Kühn eine berichtigende Ergänzung. Das beschriebene Verfahren ist natürlich nur dann anwendbar, wenn die Sekundärseite des Trafos unterbrochen ist. Ist sie jedoch durchgebrannt, so hat fast immer die Hochspannungswicklung Windungsschluss. Der Trafo hätte dann einen abnorm hohen Stromverbrauch und würde auch so warm, dass er in Kürze restlos zerstört wäre. Man muss also die Hochspannungswicklung entfernen, nachdem man die Anzahl der Windungen der Heizleitung g e n a u gezählt und diese Zahl aufgeschrieben hat. Bei Wiederaufwickeln der Heizleitung muss unbedingt darauf geachtet werden, dass die a l t e W i n d u n g s z a h l eingehalten und nicht etwa der ganze Draht wieder aufgewickelt wird, da ja

nach dem Entfernen der Hochspannungswicklung der Umfang der Spule kleiner wird.

Berichtigung zum AEG-Super 421 GW

Im Radio-Mentor Heft 1/1943 S. 40 veröffentlichten wir ein Schaltschema zu diesem Gerät. Dabei wurden unrichtige Strom- und Spannungswerte eingesetzt, denn das Gerät wird nur für 110 Volt hergestellt und arbeitet also bei 220 Volt mit einem zusätzlichen Vorwiderstand. Die richtigen Strom- und Spannungswerte sind folgende:

Röhre	V_f	Anode-Hexode V_a	Anode-Hexode i mA	Anode-Triode V_a	Anode-Triode i mA	Schirmgitter V_g	Schirmgitter i mA	Kathode V_k	Kathode i mA
ECH 3	6,3	101	1,0	101	3,8	56	2,7	0,75	7,5
EF 9	6,3	101	4,2	—	—	55	1,2	1,1	5,4
EBF 2	6,3	36	0,42	—	—	15	0,14	1,3	0,56
CBL 6	43	93	42	—	—	101	10	7,2	52

Wird an Stelle der CBL 6 eine CL 6 verwendet, so ist der am Heizwiderstand angebrachte Kurzschlussbügel zu entfernen. Diese Berichtigung ging uns über die AEG von einem ausländischen Abonnenten zu, für dessen Aufmerksamkeit wir hiermit danken. Im Band 1 „Empfänger-Vade-mecum" ist die Schaltung mit den richtigen Werten enthalten.

Interessante dänische Untersuchungen über Hörer und Hörer-Zeiten

In der Kopenhagener Zeitung „Berlinske Tidende" erschienen interessante Untersuchungen von Tage Christiansen im Auftrag des „Dansk Gallup Institut" über Hörerzeiten, Alterszusammensetzung der Hörer u. ä. Im einzelnen wurde folgendes festgestellt:

Zahl der täglichen Hörerstunden im Stadtgebiet Kopenhagen:

1 Stunde: 13 % aller Hörer
2 Stunden: 26 % „ „
3 „ : 22 % „ „
4 „ : 10 % „ „
5 „ : 5 % „ „
mehr als 5 „ : 4 % „ „

Der Rest konnte keine besonderen Angaben machen.

Es wurde auch eine Untersuchung über die soziale Zusammensetzung der „Langhörer" durchgeführt, wobei die gewählten Klassenbezeichnungen etwas verwaschen sind. Also:

Mehr als 4 Stunden hören täglich:

Arbeiter ..... 21 %
Mittelstand ..... 14 %
höherer Mittelstand ..... 18 %

Die Untersuchung der „Langhörer" nach Wohnorten ergab folgendes Bild:

Mehr als 4 Stunden täglich hören:

in Kopenhagen ..... 23 %
in Provinzstädten ..... 20 %
auf dem Lande ..... 16 %

Es wurde weiterhin gefragt: „Welche Stunden des Tages hören Sie Kopenhagen-Kalundborg?" Hier das Ergebnis:

7—12 Uhr 26 %
12—14 Uhr 49 %
14—18 Uhr 21 %
18—23 Uhr 92 %

Das Abhören der dreimaligen täglichen Pressesendungen des dänischen Rundfunks wurde besonders eingehend untersucht. Dabei kam als Durchschnittszahl zum Vorschein, dass 65 % aller Hörer den Nachrichtendienst täglich abhören — eine für unsere Begriffe erstaunlich niedrige Zahl. Im einzelnen ergaben die Untersuchungen, dass folgende Schichten die Pressesendungen täglich abhören:

Arbeiter ..... 68 %
Mittelstand ..... 59 %
höherer Mittelstand ..... 48 %

Geordnet nach Wohnstätten ergeben sich folgende Zahlen der Hörer, die die Presse täglich abhören:

Kopenhagen ..... 58 %
Provinzstädte ..... 68 %
auf dem Lande ..... 66 %

Und nach Altersgruppen geordnet, finden wir:

es hören täglich die Presse von 18—35 Jahre: 58 %
über 35 Jahre: 69 %

Eine weitere, für die Verteilung des Nachrichtenstoffes wichtige Tabelle ist die folgende:

Nachrichtendienst um 12.30 Uhr hören 62 % aller Hörer
Nachrichtendienst um 18.35 Uhr hören 90 % aller Hörer
Nachrichtendienst um 22.00 Uhr hören 28 % aller Hörer

Es dürfte ferner interessant sein, dass die 12.30-Uhr-Presse in den einzelnen Gemeinden wie folgt gehört wird:

in Kopenhagen von 44 % aller Hörer
in Provinzstädten von 66 % aller Hörer
auf dem Lande von 71 % aller Hörer.

K. Tetzner

Anzeige

Die führende Radio-Firma Griechenlands
sucht Lieferanten für:
Drahtwiderstände 4, 8, 15, 25 u. 60 Watt sowie **hochohmige Widerstandsdrähte**
Chromnickeldrähte rund, 0,1 bis 0,6 mm
Permanentdynamische- und Elektrodynamische Lautsprecher
Werkzeuge für Radio- und Elektrotechniker
Mikrophone (Bändchen-Kristall-Kondensator-Kohle-)
Phono-Chassis und Tonabnehmer, Pick-up-Nadeln, Phonozubehör
Trockengleichrichter (Elemente und Akku-Ladegeräte)
Installationsmaterial
Radio-Skalen und Knöpfe
Mess-Instrumente und -Geräte
Skalenlämpchen
Rundfunk- und Phonomöbel
Netztransformatoren und Drosseln
Zwischenfrequenztransformatoren 456 oder 465 kHz
Isolierschläuche 0,5 bis 10 mm.
Angebote per Luftpost an K. KARAYANNIS & CO., Karitzi Platz, Athen, Griechenland. Generalvertreter der „HYDRA", „VALVO", „ERSA", „TE KA DE" usw. Einfuhrerlaubnis und Degriges-Zertifikate vorhanden, Zahlung gegen Akkreditiv.

FIRMEN-NACHRICHTEN

Neueintragungen:

● Dr. Seibt Nachf., Berlin-Schöneberg, Feurigstr. 54, o. H. G. seit 10. 5. 1943. Herstellung und Vertrieb von Industrieerzeugnissen, insbesondere Nachrichten-, Rundfunk- und Fernsehgeräten. Gesellschafter: Kaufleute Hans Loenholdt und Otto W. Schmidt, Berlin. Gesamtprokuristen in Gemeinschaft mit einem anderen Prokuristen: Dr. Hans Rohde, Arthur Schultz, Otto Schwochau und Johann Schuberth, Berlin. Die Firma Dr. Georg Seibt A. G. ist aufgelöst.

● Jyrch & Co. o. H. G., Dresden, Grüne Str. 18/20. Kaufm. und techn. Vertretungen, Radiogrosshandel und Werkstatt. Persönlich haftende Gesellschafter: Generalvertreter Hermann Herbert Jyrch, Moritzburg, Kaufmann Friedrich Georg Jyrch u. Johanna Rosa vhl. Jyrch geb. Heinze, Mobschatz.

● Theodor Maier, Ulm, Adolf-Hitler-Ring 38 (Elektromaschinen-, Schaltanlagen- und Apparatebau). Inhaber: Theodor Maier, Oing., Ulm. Als persönlich haftender Gesellschafter wurde Hermann Kälbling, Ulm, aufgenommen. Nunmehr lautet die Firma: Elektro-Grosshandel Theodor Maier & Co.

● Otto Breidenbach in Aachen, Prokurist der Philips Valvo Werke G. m. b. H., Berlin W 62, vertritt gemeinsam mit einem Geschäftsführer. Die gleiche Eintragung erfolgt für die Zweigniederlassung in Aachen unter der Firma der Hauptniederlassung mit dem Zusatz: Zweigniederlassung Aachen.

● Erwin Heitler & Co., Wien VII, Neubaugasse 26, Handel mit Radio- und Elektrowaren, Musikinstrumenten usw. O. H. G. seit dem 1. 1. 1943. Gesellschafter: Erwin Heitler, Kaufmann, und Anna Heitler, Handelsfrau, Wien.

● Kurt Stietzel, Radio- und Musikinstrumente, Fahrräder und Nähmaschinen, Innsbruck, Adamagasse Nr. 9a. Inhaber: Kurt Stietzel, Kaufmann, Innsbruck. Einzelprokuristen: Ehefrau Agathe Stietzel geb. Fioresi, Wwe. Friederike Stietzel geb. Thorwirth und Hermine Thorwirth, Innsbruck.

● „Peilfunk" Pemetzrieder & Co. K.-G., Berlin NW 87, Alt-Moabit 73, Fertigung und Vertrieb fernmeldetechnischer, insbesondere hochfrequenztechnischer Geräte. Persönlich haftender Gesellschafter: Kaufmann Hansgeorg Pemetzrieder, Berlin. Ein Kommanditist ist beteiligt.

● TEFI-Schallband G. m. b. H., Berlin-Charlottenburg, Carmerstr. 13. Gegenstand des Unternehmens: Herstellung und Vertrieb von Schallaufnahmen nach dem TEFI-Schallbandverfahren sowie Verwertung der nach diesem Verfahren hergestellten Schallbänder und sonstigen Schallaufnahmen.

● Alfred Selbert, München, Herzog-Wilhelm-Str. 8, Verkauf von Radioapparaten und Artikeln für eigene und fremde Rechnung an Wiederverkäufer. Inhaber: Alfred Selbert, Kaufmann, München.

● Willy Wilde, Elektro- und Rundfunkgerät Lissa, Einzelhandel mit Elektroartikeln und Rundfunkartikeln. Inhaber: Kaufmann und Elektromeister Willy Wilde, Lissa.

● Gebr. Röbbeling, Delmenhorst, Lange Str. 88, Elektro- und Rundfunk-Fachgeschäft, o. H. G.

Veränderungen:

● Helmut Mohwinkel ist nicht mehr Geschäftsführer der Rundfunktechnischen Erzeugergemeinschaft G. m. b. H., Berlin SW 68, Alexandrinenstr. 35.

● Die Prokuren der Anna Baumert geb. Schilling und des Walter Nagel in Fa. Elektro-Engros Haus Max Baumert o. H. G., Berlin W 35, Ludendorffstrasse 11, Grosshandel mit Elektro-Artikeln und elektrischem Installationsmaterial, sind erloschen. Gesellschafter sind: Wwe. Anna Baumert geb. Schilling, Kaufmann Heinz Baumert und Kaufmann Walter Nagel, Berlin.

● Die Prokuristen: Dr. Ernst Müllendorff, Berlin, Adolf Windt, Hagen i. W., i. Fa. Accumulatoren-Fabrik, AG., Berlin, vertreten jeder gemeinsam mit einem Vorstandsmitglied. Die gleiche Eintragung erfolgte für die Zweigniederlassung Hagen i. W. unter der Firma der Hauptniederlassung.

● In die Elektroacustic Hecht & Schmidt K. G., Kiel, Weddigenring 73/82, sind zwei Gesellschafter eingetreten.

● Die o. H. G. Gessmann & Bauer, Freiburg/Br., Adolf-Hitler-Str. 127 (Techn. Büro und Verkaufslager, Handelsvertretung und Grosshandel mit elektrischen Schaltgeräten, Werkstätte für elektrische Apparate), ist aufgelöst. Erwin Bauer ist nunmehr Alleininhaber.

● Der Chemiker und Fabrikant Dr. Leopold Theophil Eugen Jungfer in Feistritz i. Rosenthal (Kärnten) ist jetzt Inhaber der Troba-Fabrik Siebeneicher & Co., Dresden, Stephanienstr. 17, Herstellung von Accumulatoren. Die Prokura des Ernst Erich Weber ist erloschen. Einzelprokuristen sind: Richard Siebeneicher, Dresden, und Hanna vhl. Jungfer geb. Wollenteit, Feistritz.

● Durch Beschluß der Gesellschafter vom 11. 5. 43 ist der Geschäftsführer Dr. Otto Nottmeyer i. Fa. Glimmer-Import- und Handels-Gesellschaft m. b. H., Berlin W 15, Kaiserallee 203, von den Beschränkungen des § 181 BGB. befreit worden.

● Die Prokuren für Paul Peeck, Paul Lerch und Dr. Hermann Goez, in Fa. Telefunkenplatte G. m. b. H., Berlin-Tempelhof, Ringbahnstr. 63, sind erloschen.

● Inhaber der Fa. Walter Heymann, Ing., Berlin N 65, Lindower Str. 11, Fabrik für Glimmer- und Kunststoffverarbeitung, sind jetzt: Elsbeth Heymann geb. Mollenhauer, Wwe., Berlin, und Kurt Heymann, Berlin, beide in ungeteilter Erbengemeinschaft.

● Einzelprokuristin der Fa. Elektro- & Radio-Grossvertrieb Hans W. Schmidt, Berlin C 2, Klosterstr. 65/67, ist Henriette Schmidt geb. Köhler, Berlin.

● Karl Priborsky ist aus der Leipziger Radio-Grosshandlung Priborsky & Co., Berlin-Charlottenburg 1, Maikowskistr. 4, ist aufgelöst. Carl Albert Höhne ist nunmehr Alleininhaber.

● Ein Kommanditist der Fa. Ernst Grunow Kondensatorenbau K. G., München, ist ausgeschieden; ein anderer Kommanditist ist eingetreten.

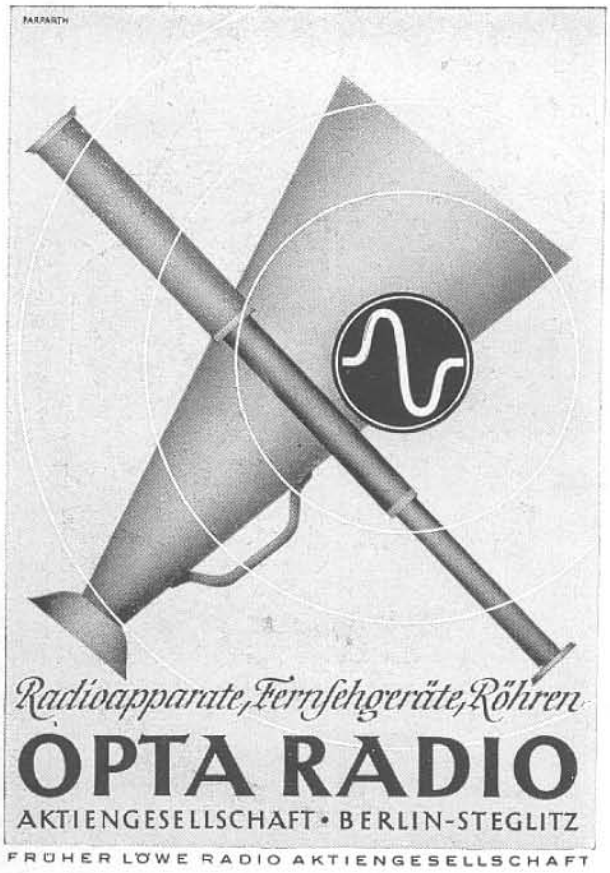
● Karl Priborsky ist aus der Leipziger Radio-Grosshandlung Priborsky & Co., Leipzig C 1, Adolf-Hitler-Str. 11, 12 und 14, ausgeschieden. Bertha Ida verw. Priborsky geb. Köhler, Leipzig, ist als persönlich haftende Gesellschafterin in die Gesellschaft eingetreten. Dasselbe gilt für die Firma.

● Rundfunkhaus Radio-Quelle Schmitz & Co., Leipzig C 1, Adolf-Hitler-Straße 11, 12 u. 14.

EINE RICHTUNGWEISENDE PHILIPS-ERFINDUNG SEIT 15 JAHREN UNÜBERTROFFEN

DER HEBEL
-RICHTIG ANGESETZT-
erzielt mit geringster Kraft die größte Leistung. Auch die Valvo-Endpentode arbeitet rationell. Sie vereinigt die Grundeigenschaften zweier Röhrentypen: Hohe Verstärkungsfähigkeit, große Leistungsabgabe

PHILIPS VALVO WERKE GMBH



Die Berechnung der Selbstinduktion von Hochfrequenzspulen XIII.

Zu den wichtigsten Bauelementen der Hochfrequenztechnik zählen die sogenannten Selbstinduktionen. Sie werden entweder als verlustarme Luftspulen oder als Eisenkernspulen ausgeführt, wobei jedoch im letzteren Falle sogenanntes Hochfrequenzeisen als Kernmaterial zur Anwendung kommt. Sie dienen entweder in den Resonanzkreisen zu Abstimmzwecken oder auch zu Kopplungs-, oder Sieb- oder Drosselzwecken. Beim hochfrequenten Schwingen sind die Träger eines magnetischen Wechselfeldes und damit auch Speicher der magnetischen Wechselenergie. Sie entsprechen der Masse bei mechanischen Feder-Schwingern und bewirken wie dieselbe eine Art elektromagnetischer Trägheit.

Die Selbstinduktion einer Spule wird wie üblich mit dem Buchstaben L bezeichnet und in der Hochfrequenztechnik in cm oder mh (Millihenry) gemessen. Wegen der großen fundamentalen Wichtigkeit dieser Spulengrösse L wollen wir sie an einem einfachen Beispiel mathematisch herleiten. Zugleich gewinnen wir so ein allgemeines Formelschema, nach dem die HF-Selbstinduktionen berechnet werden.

Die **Abb. 1** stelle eine HF-Spule mit geschlossenem HF-Eisenkern von Rechteckform dar. HF-Eisen enthält bekanntlich in eine dielektrische Pressmasse eingebettet einen geringen Prozentsatz von Eisenpuder. Hierdurch werden konstante Permeabilitäten μ etwa im Bereiche 10 bis 15 erzielt und ferner die Eisenverluste gering gehalten. Es sei l die mittlere Kernlänge in cm, F der konstante Kernquerschnitt in cm² und μ die konstante Permeabilität des HF-Eisens. Die aufgebrachte Spule besitze w Windungen und werde momentan von dem Strom i in A durchströmt. Es wird dann in dem Kern ein magnetischer Fluss Φ erregt. Seine Grösse beträgt nach dem magnetischen Durchflutungsgesetz:

$$\Phi = \frac{0{,}4 \cdot \pi \cdot w \cdot F \cdot \mu}{l} \cdot i \quad (\Phi \text{ in Maxwell}) \qquad 1)$$

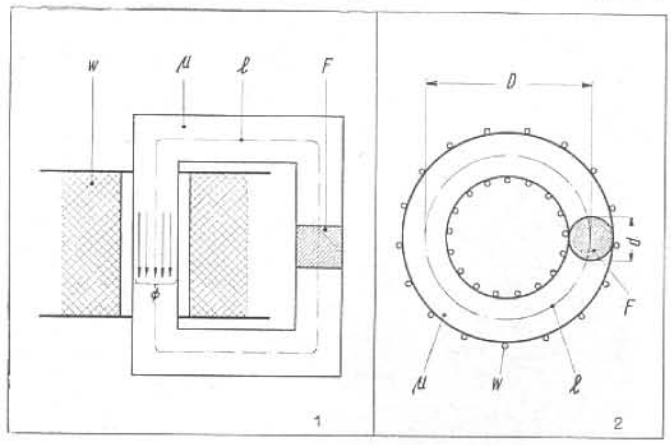
Wenn nun der Strom i sich zeitlich ändert, dann ist hiermit auch eine zeitliche Flussänderung verknüpft. Durch Differenzieren der Gleichung 1 nach der Zeit t erhalten wir einen Zusammenhang zwischen der Flussänderungsgeschwindigkeit $\frac{d\Phi}{dt}$ und der Stromänderungsgeschwindigkeit $\frac{di}{dt}$:

$$\frac{d\Phi}{dt} = \frac{0{,}4 \cdot \pi \cdot w \cdot F \cdot \mu}{l} \cdot \frac{di}{dt} \qquad 2)$$

Diesen Wert für die Flussänderungsgeschwindigkeit $\frac{d\Phi}{dt}$ tragen wir in das allgemeine Induktionsgesetz $e_s = -w \cdot \frac{d\Phi}{dt} \cdot 10^{-8}$ ein und erhalten für die Selbstinduktionsspannung e_s die Gleichung:

$$e_s = -\frac{0{,}4 \cdot \pi \cdot w^2 \cdot F \cdot \mu \cdot 10^{-8}}{l} \cdot \frac{di}{dt} \qquad 3)$$

Aus der Gleichung 3 entnehmen wir zwei Tatsachen:
1. Die Selbstinduktionsspannung e_s in der Spule ist pro-



portional der Stromänderungsgeschwindigkeit $\frac{di}{dt}$. 2. Die Selbstinduktionsspannung e_s ist weiter proportional dem konstanten Koeffizienten vor dem Faktor $\frac{di}{dt}$. Er heisst darum Selbstinduktionskoeffizient und wird mit dem Buchstaben L abgekürzt. Wir finden so für Spulen mit geschlossenen HF-Eisenkernen die folgende allgemeine Selbstinduktionsformel:

$$L = \frac{0{,}4 \cdot \pi \cdot w^2 \cdot F \cdot \mu : 10^{-8}}{l} \qquad 4)$$

Die Einheiten in dieser Formel sind: L in H, F in cm^2, l in cm. Da in der HF-Technik die benutzten Selbstinduktionen verhältnismässig klein sind, benutzen wir die kleinere Selbstinduktionseinheit cm. Da $1\ H = 10^9$ cm ist, geht durch Multiplikation mit dem Umrechnungsfaktor 10^9 die Gleichung 4 in die folgende über:

$$\left| L = \frac{0{,}4 \cdot \pi \cdot w^2 \cdot F \cdot \mu}{l} \right| \qquad 5)$$

(L in cm, l in cm, F in cm^2)

Mitunter wird auch die kleine Einheit Millihenry, abgekürzt mH, benutzt. Es gilt: $1\ H = 1000$ mH.

Sehen wir uns nun einmal die Fundamentalformel 5 für die Selbstinduktion einer HF-Eisenkernspule genauer an! Sie lehrt, dass die Selbstinduktion proportional ist dem Quadrat der Windungszahl w, dem Kernquerschnitt F, der Permeabilität μ und umgekehrt proportional der mittleren Kernlänge l. Bei festliegendem Kern wirkt somit eine Verdoppelung der Windungszahl vervierfachend und eine Verdreifachung der Windungszahl verneunfachend auf die Selbstinduktion.

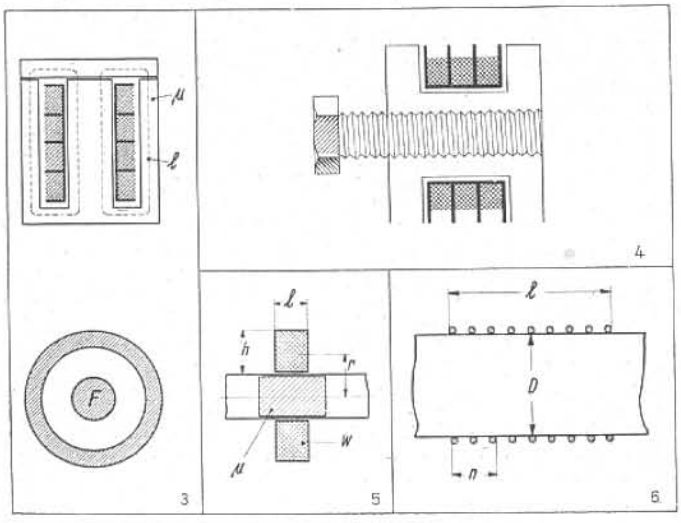
Zu einer weiteren vertieften Auffassung des Selbstinduktionskoeffizienten L kommen wir, wenn wir die ähnlich gebauten Gleichungen 1 und 5 durcheinander dividieren. Es bleibt dann eine Beziehung zwischen dem magnetischen Fluß Φ und dem Selbstinduktionskoeffizienten L zurück, die folgendermassen lautet:

$$\Phi = \frac{0{,}1 \cdot i}{w} \cdot L \quad (L \text{ in cm, } i \text{ in A, } \Phi \text{ in M}) \qquad 6)$$

Aus der Gleichung 6 entnehmen wir, dass der magnetische Fluss Φ und der Selbstinduktionskoeffizient L proportionale Grössen sind. Je höher somit der Selbstinduktionskoeffizient L einer Spule ist, desto grösser ist auch ihr Wechselfluss Φ beim Schwingen. Nehmen wir weiter einmal an, der Strom i sei gleich 10 A und die Windungszahl w betrage 1, dann wird $\Phi = L$. Somit ist L derjenige Fluss in Maxwell, den 10 A bei einer Windungszahl 1 im Kern erregen. Wir sehen ein, dass der Selbstinduktionskoeffizient ein Maß für die Flussbildung bzw. für die magnetische Speicherungsfähigkeit einer Spule ist. Wie weiter leicht nachzuweisen ist, ist auch der magnetische Energieinhalt einer schwingenden Spule proportional der Grösse L. Das mag genügen zur völligen Klarstellung des wichtigen Begriffes Selbstinduktion L einer Spule.

Nunmehr wollen wir diejenigen Forderungen festlegen, die an HF-Spulen vor allem im Empfängerbau zu stellen sind.

Damit in den Abstimmkreisen sowohl die Resonanzspannungsverstärkung als auch die Trennschärfe hoch ausfallen, ist nach früheren Ausführungen erforderlich, dass die



HOGES
Lilipüt
HOCHOHM GMBH.
BERLIN
Widerstände

ISOPHON
LAUTSPRECHER
BIS 25 WATT SPRECHLEISTUNG
FÜR INDUSTRIE-AUSFUHR
UND WEHRMACHTSBEDARF
E. FRITZ u. CO G.m.b.H.
BERLIN O112 FRANKFURTER ALLEE 56

Kreisgüte und damit auch die Spulengüte $\varrho = \frac{w \cdot L}{r}$ einen möglichst hohen Wert annimmt. Bei gegebener oder geforderter Indukivität L muss somit der Spulenverlustwiderstand r so klein wie möglich werden. Da der gesamte Spulenverlust sich hauptsächlich aus einem Kupferverlust, einem Eisenverlust und einem dielektrischen Verlust zusammensetzt, müssen diese Teilverluste niedrig gehalten werden. Durch Verwendung von HF-Litzen, HF-Eisenarten und von verlustarmen Isoliermaterialien für die Drahtumspinnung sowie für die Spulentragkörper trägt man der Forderung nach geringen Teilverlusten Rechnung. Weiter soll die Spulenkapazität der HF-Spulen möglichst klein sein. Durch Aufteilung der Spule in einzelne Scheiben und Einbau in getrennte Kammern sowie durch Benutzung der Kreuzwicklung verwirklicht man heute dieses Ziel. Bei den älteren HF-Luftspulen erreichte man dieses Ziel durch Benutzung der einlagigen oder weniglagigen Zylinderwicklung mit oder ohne Ganghöhe. Die Senderspulen werden heute noch zumeist als einlagige Zylinderspulen ausgeführt. Weiter ist von einer HF-Spule zu fordern, dass sie abgleichfähig ist. Am besten lassen sich HF-Eisenspulen mit Hilfe von Scheiben, Schraubkernen oder Stiften aus HF-Eisen abgleichen. Von grosser Bedeutung ist ferner, daß HF-Spulen hinsichtlich ihrer Induktivität zeitlich bestens konstant sind und ferner möglichst wenig mit der Umgebungstemperatur ihre Induktivität ändern. Da unsere Empfänger heute oft eine ganze Menge von Abstimmspulen — bis zu zehn und mehr — enthalten, soll auch der Raumverbrauch und ihr Gewicht gering sein. Zugleich wird hierdurch eine günstige Abschirmbarkeit erreicht. Da unsere Empfänger für das ganze Volk zu erschwinglichen Preisen erzeugt werden müssen. sind die Erfordernisse nach einer wirtschaftlichen Massenfabrikation von HF-Spulen naturgemäss auch im Auge zu behalten.

Wir wollen nunmehr für die wichtigsten Arten von HF-Spulen die Berechnungsgesetze angeben.

Wenig benutzt wird wegen ihrer schwierigen Herstellbarkeit die Torroidspule nach Abb. 2. Bei ihr liegt die möglichst einlagige Wicklung mit gleichmässiger Dichte auf dem Mantel eines Ringes aus HF-Eisen. Der mittlere Ringdurchmesser sei D cm, der Durchmesser des Ringquerschnittes d cm. Aus der allgemeinen Gleichung 5 erhalten wir die spezielle Selbstinduktionsformel für diese Spule, indem wir für die mittlere Kernlänge l setzen: $l = \pi \cdot D$ und für den Kernquerschnitt F setzen: $F = \frac{\pi \cdot d^2}{4}$. Wir erhalten so für den Selbstinduktionskoeffizienten der geschlossenen Torroidspule:

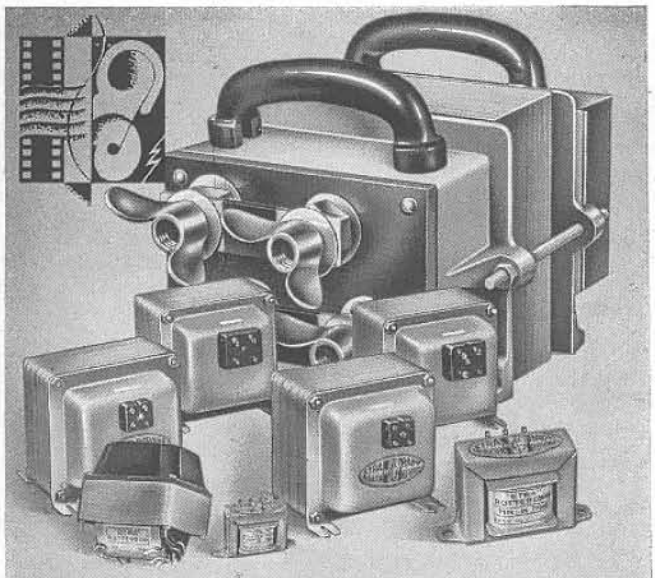
$$L = \frac{\pi \cdot w^2 \cdot d^2 \cdot \mu}{D} \qquad 7)$$

(L in cm, D in cm, d in cm)

Es ist ein besonderer Vorteil der Torroidspule, dass ihr magnetisches Feld vollständig und ohne Streuung im Innern des Kernes verläuft. Auf eine magnetische Abschirmung kann darum bei ihr mitunter verzichtet werden. Ausser dem erwähnten Nachteil der schwierigen Herstellbarkeit besitzt sie noch den weiteren Mangel, dass sie nicht in einfacher Weise abgleichbar ist.

Eine Ausführung der HF-Spule in Topfform zeigt die Abb. 3. Der Kern ist zweiteilig (oder auch dreiteilig) und besteht aus dem eigentlichen Topf und dem Deckel (oder einem Ring, einem Boden mit Kern und einem Deckel). Das Topfinnere ist mit dem gekammerten Spulenträger aus Trolitul und der eigentlichen Spule ausgefüllt. Zweckmässig bemisst man den Ringquerschnitt des Topfmantels so, dass er ebenso gross ist als der achsiale Kernquerschnitt des Topfes. Man erreicht auf diese Weise, dass der Flussquerschnitt F längs des Kraftlinienweges l einigermassen konstant ist. Mit Hilfe der Stossfuge zwischen Deckel und Topfmantel ist eine gewisse Abgleichbarkeit zu erzielen. Jedoch ist der so gewonnene Abgleich wenig stabil. Darum wird auch der Spulentopf für Abgleichspulen wenig benutzt. Im übrigen verläuft wiederum der magnetische Fluss nahezu ohne Streuung im HF-Eisen. Die Topfspule ist besonders da am Platze, wo man hohe Selbstinduktion bei kleinstem Raumverbrauch benötigt, ein Abgleich nicht notwendig ist und es lediglich auf die Grössenordnung der Selbstinduktion ankommt. Das ist z. B. für HF-Drosseln der Fall, die nicht in Abstimmkreisen liegen. Für die Selbstinduktion gilt mit ausreichender Näherung wiederum die Gleichung 5), wobei F und l die in Abb. 3 festgelegte Bedeutung haben.

Die Torroidspule, die Topfspule u. a. besitzen in der Regel einen geschlossenen HF-Eisenkern. Als vorteilhafter



TRANSFORMATOREN
FÜR ELEKTRO- UND RUNDFUNKZWECKE

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

E.T.R.A. TECHNISCHE ONDERNEMING
TRANSFORMATOREN- EN APPARATENFABRIEK
Ginnekenweg 186 Breda (Nederland)

TELEFUNKEN · TELEFUNKEN · TELEFUNKEN · TELEFUNKEN · TELEFUNKEN

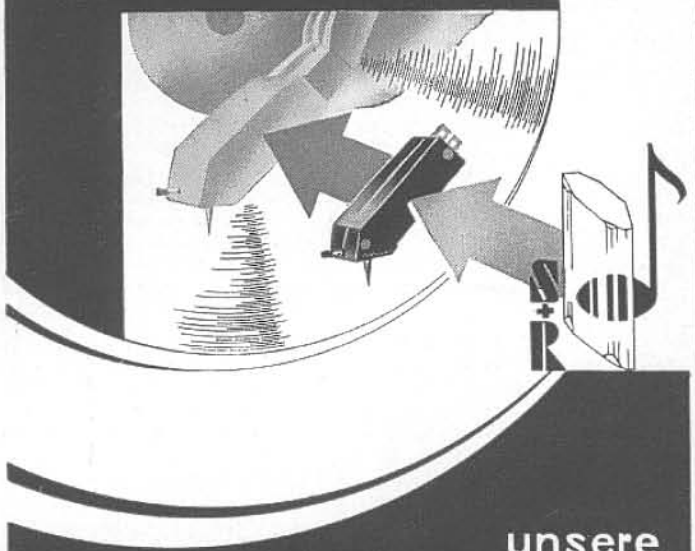
JAHRE
TELEFUNKEN-
FORSCHUNG

Die historische Leistung von Telefunken beruht auf systematischer 40jähriger Forschungs- und Erfindungstätigkeit, die unter Mitarbeit namhafter Wissenschaftler die Funktechnik auf allen Anwendungsgebieten zu heutiger Höhe und Reife führte. 40 Jahre Telefunken-Forschung – 30 Jahre Telefunken-Röhren – 20 Jahre Telefunken-Rundfunkgeräte – diese drei Daten bezeichnen die Hauptetappen der deutschen Funkgeschichte.

TELEFUNKEN
als Pionier der Funktechnik ein Weltbegriff

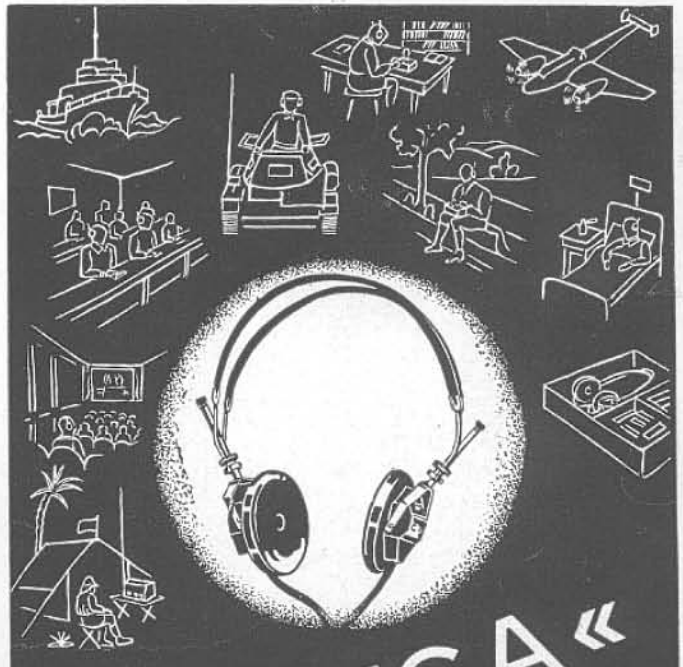
TELEFUNKEN · TELEFUNKEN · TELEFUNKEN · TELEFUNKEN · TELEFUNKEN

Für den Einbau



unsere
KRISTALL-KAPSEL
zur
klangedlen Schallplattenwiedergabe

ALLEINVERTRIEB
HERMANN REUTER
Berlin W 50 • Tauentzienstrasse 15
VERLANGEN SIE PROSPEKT PZ 14



»OMEGA«

Hugo Müller, Apparatebau
Schwenningen am Neckar

haben sich nun in Abstimmkreisen HF-Spulen mit offenen HF-Eisenkernen erwiesen (Abb. 4). Hinsichtlich leichter Herstellbarkeit, Abgleichbarkeit und hoher Spulengüte stehen sie an der Spitze. Gebräuchlich sind H-Kerne, Rollenkerne, Haspelkerne, Pilzkerne, zylindrische Stifte usw. Die bedeutende Ueberlegenheit der Spulen mit HF-Eisenkern gegenüber älteren Luftspulen ist bekannt. Im Mittel kann man im Mittelwellenbereich mit Spulengüten von $\varrho = 250$ bis 350 rechnen. Durch die Abschirmung wird die Spulengüte vermindert. Herabgesetzt wird ferner durch die Abschirmung die wirksame Induktivität. Um den Induktivitätsrückgang durch die Abschirmung wieder zu beseitigen ist ein Windungszuschlag von 2 bis 3 % zu machen. Für Mittelwellen benutzt man zur Bewicklung hochwertige HF-Litze 20 × 0,05 mm Cu L 1 × S. Für Langwellen ist gebräuchlich HF-Litze 3 × 0,07 Cu L 1 × S oder Volldraht 0,1 mm Cu L 1 × S.

Was nun die Berechnung der Induktivität von HF-Spulen mit offenem HF-Eisenkern anlangt, so gilt folgendes: Der magnetische Wechselfluss verläuft jetzt unter erheblicher Streuung zum Teil im HF-Eisen und zum Teil in Luft. Der magnetische Widerstand des Flussweges setzt sich somit aus dem magnetischen Widerstand des Eisenweges und des Luftweges zusammen. Vor allem der letztere ist mit Hilfe einer einfachen Rechnung nicht mehr zu erfassen. Die wirksame Permeabilität μ für den Gesamtweg erscheint herabgedrückt. Bei gebräuchlichen HF-Eisensorten liegt die Permeabilität μ mit geschlossenem Ringkern gemessen etwa in dem Bereich von 10 bis 15. Bei offenen Kernen sinkt das wirksame μ durch den Einfluss des magnetisch schlecht leitenden Luftraumes auf den Bereich von etwa 1,5 bis 4 herab. Welcher u-Wert im Einzelfalle gilt, hängt erstens von dem Eisengehalt des Kernmaterials und zweitens von den Kernabmessungen ab. Jeder Kerntyp hat somit sein eignes wirksames u. Weiter bleibt jedoch der grundsätzliche Zusammenhang zwischen Selbstinduktion L und Windungszahl w nach der allgemeinen Gleichung 5) erhalten. Wir fassen in 5) die Windungszahl w als Funktion von der Selbstinduktion L auf, lösen nach w auf und kürzen den konstanten Ausdruck mit k ab. Wir erhalten dann für die Berechnung der Windungszahl von HF-Eisenspulen mit offenen Kernen die folgende Allgemeinformel:

$$| w = k \cdot \sqrt{L} | \quad 8)$$

So einfach!

Bessere und billigere Lötarbeiten jeder Art. Jeder Laie kann mit diesem Apparat schnell und sicher löten. Schwachstrom, daher vollkommen gefahrlos. Stromverbrauch 50 Watt und *nur während des lötens!* Temperatur wie von eine Lötkolbe von 100 Watt. Die am schwersten zu erreichenden Stellen nun lötbar ohne Demontage. Verlangen Sie unverbindlich weitere Auskünfte!

TRANSFORMATOREN- UND APPARATEFABRIK
„DE DRIE"
EDE
HOLLAND

So bequem!

Kristall-Kapseln
für Tonabnehmer und Mikrofone
Kristall-Tonabnehmer
Kristall-Mikrofone
Kristall-Lautsprecher
Kristall-Leisesprecher

ANTON NOVOTNY
PRAG XII
Werke Königgrätz
Bismarckstrasse 26

Es ist heute üblich, L in mH einzusetzen. k ist hierin eine durch Messung leicht zu bestimmende Kernkonstante. Sie beträgt beispielsweise für Siemenskerne: $k = 136$ für Sirufer I, $k = 154$ für Sirufer IV. Aehnliche Werte im Bereiche von $100 \div 200$ gelten für andre Kernformen.

Für Langwellenkreise, Bandfilterkreise sowie für reine Drossel- und Störschutzzwecke werden viel benutzt die billigen und raumsparenden Kreuzspulen entweder ohne oder auch mit HF-Eisenstift in Zylinderform (Abb. 5). Sie haben ihren Namen von der dabei benutzten kapazitätsarmen Kreuzwicklung. Als Wicklungsträger kommt entweder ein Pappröhrchen oder Pressstoffröhrchen, evtl. mit Innengewinde, zur Verwendung. Meist wird die Spule als Flachspule mit nahezu quadratischem Wicklungsquerschnitt ausgeführt. Die erreichbare Güte liegt im Mittel bei $\varrho = 200$. Ihre näherungsweise Berechnung gelingt mit Hilfe der beiden Korndörferschen Formeln:

$$L = 21 \cdot w^2 \cdot r \cdot \left(\frac{r}{l + h}\right)^n \cdot \mu \qquad 9)$$

$$n = \frac{1}{2} \quad 1 < \frac{r}{l + h} < 1 \qquad 9a)$$

$$n = \frac{3}{4} \quad 0 < \frac{r}{l + h} < 1 \qquad 9b)$$

(L in cm, r in cm, l in cm, h in cm)

μ liegt wiederum je nach Kerntyp zwischen etwa 2 und 4. Der Abgleichbereich bewegt sich zwischen etwa 30 und 40 %. Die Kernhalterung erfolgt entweder mit Innengewinde des Spulenkörpers oder mit Schnurgewinde.

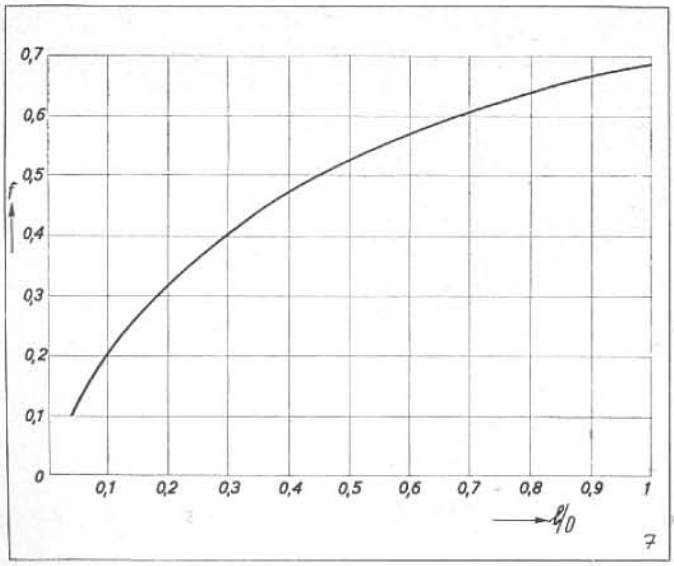
In älteren Empfängern oder auch in Sendern finden wir die kurze, einlagige Zylinderspule ohne Eisenkern (Abb. 6). Wegen ihres hohen Raumverbrauches, ihrer geringen Güte von im Mittel nur $100 \div 200$, ihrer ungünstigen Abgleichbarkeit hat man sie im Empfängerbau vollständig aufgegeben. Unter Benutzung keramischer Tragkörper beherrscht sie jedoch noch den Gross- und Kleinsenderbau. Ihre Selbstinduktion wird nach der Formel berechnet:

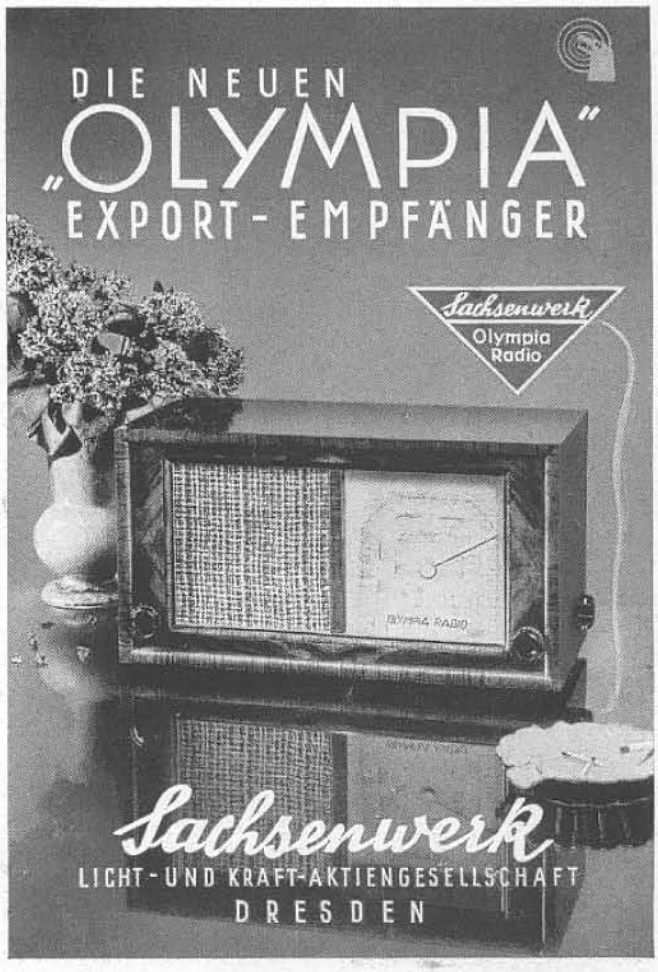
$$L = (\pi \cdot D \cdot n)^2 \cdot l \cdot f \quad \text{(L in cm)} \qquad 10)$$

Hierin bedeuten: D Wicklungsdurchmesser in cm; n Windungsdichte, d. h. Anzahl der Windungen je cm Wicklungslänge; l Wicklungslänge in cm; und f den sogenannten Spulenfaktor. Er ist nach Abb. 6 eine Funktion des Verhältnisses l/D und wird der Kurve in Abb. 6 entnommen. Sind die Abmessungen der Spule bekannt, d. h. D, l, n gegeben, dann bilden wir zunächst das Verhältnis l/D, entnehmen zu diesem Wert aus Abb. 7 den zugehörigen Spulenfaktor f und berechnen nach 10 dann L in cm. Die umgekehrte Aufgabe macht etwas mehr Schwierigkeiten. Es sei L, D, n gegeben und die Wickellänge l und damit die Windungszahl $w = n \cdot l$ gesucht. Wir gehen folgendermassen vor: Wir variieren l etwa im Bereiche o bis etwa D, berechnen zugehörige Wertereihen für l D, f und L, und tragen in einer Kurve $L = f(l)$ ab. Aus der gewonnenen Kurve $L = f(l)$ können wir dann zu dem gegebenen L die zugehörige Wickellänge l abgreifen und daraus wieder die Windungszahl w finden. Die Kurve $L = f(l)$ können wir auch dazu benutzen, um beispielsweise die Anzapfwindungen für gewünschte Teilselbstinduktionen zu ermitteln.

Mit dieser Zusammenstellung von Berechnungsverfahren für die heute gebräuchlichen HF-Spulentypen wollen wir uns begnügen.

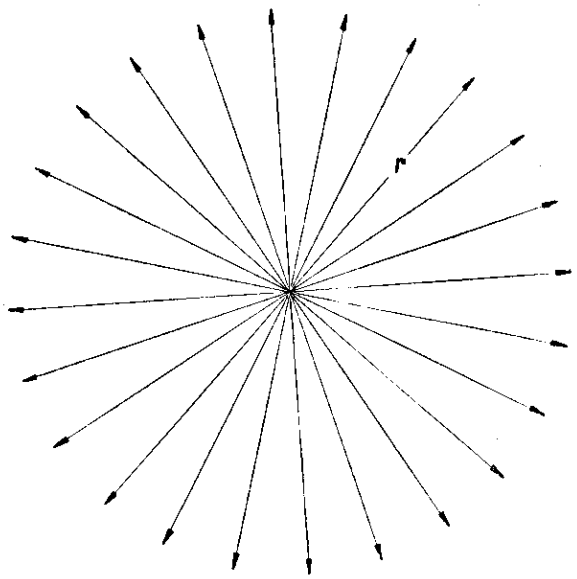
Dr. Schad





Das Richtmikrophon

Seine Theorie und eine neue Konstruktion



1

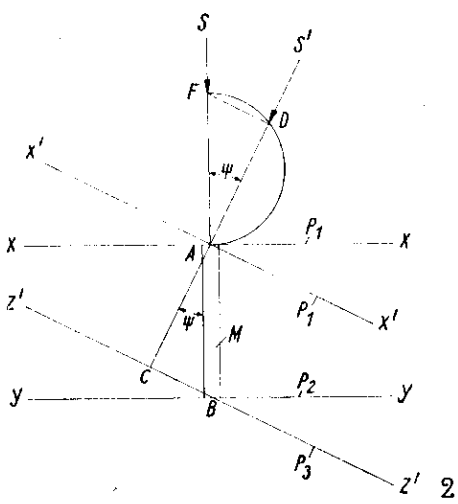
Ein Richtmikrophon zeichnet sich dadurch aus, dass die zwischen seinen Klemmen entwickelte Spannung bei gleicher Leistung der Schallquelle nicht die gleiche ist, wenn sich diese in verschiedenen Richtungen vom Mikrophon befindet. Dies hat den Vorteil, dass sich alle störenden Nebengeräusche, die nicht aus der bevorzugten Richtung kommen, nicht so stark auswirken, und dass man bei verschiedenen gleichzeitig vorhandenen Schallquellen diejenige bevorzugt zur Wiedergabe bringen kann, auf die das Mikrophon gerade gerichtet wird. Auch wenn sich im selben Raum wie das Mikrophon ein Lautsprecher befindet, der den von diesem aufgenommenen Schall verstärkt wiedergibt, ist die Gefahr der akustischen Rückkopplung vermindert, wenn der Lautsprecher so angebracht wird, dass er sich nicht in der Richtung der grössten Mikrophonempfindlichkeit befindet.

Zur anschaulichen Darstellung der richtungsabhängigen Eigenschaften des Mikrophons benutzt man am besten Polarkoordinaten, d. h. man zeichnet von dem Mikrophon als Mittelpunkt ausgehend nach allen Richtungen Strahlen und gibt diesen eine Länge, die der Grösse der Spannung entspricht, die die Schallquelle aus der betreffenden Richtung erzeugt. Am besten verwendet man die Länge des Strahls in der Achsrichtung auf der Vorderseite des Mikrophons als Einheit und stellt dann die anderen Spannungen, d. h. Längen, als Bruchteile davon dar.

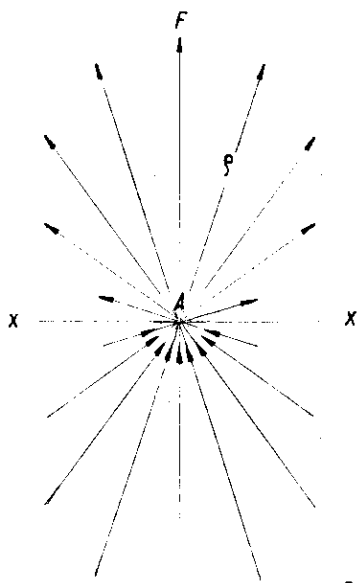
Man unterscheidet zwei grundsätzlich verschiedene Arten von Mikrophonen, die Druckmikrophone und die Geschwindigkeitsmikrophone. Bei den ersten ist die erzeugte Spannung von dem Druck abhängig, der von der durch den Schall periodisch zusammengepressten Luft auf das Mikrophon ausgeübt wird, indem die schwingfähige Fläche des Mikrophons von dem auf sie ausgeübten Druck aus ihrer Ruhelage bewegt wird. Hierzu gehören das Kohlemikrophon, das Kondensatormikrophon, das Kristallmikrophon und das dynamische Mikrophon mit geschlossener Rückseite. Beim Kohlemikrophon ist die Amplitude der Membran und damit der Widerstand der Kohlefüllung, wenn die Amplituden klein sind nach einer linearen Funktion, sonst nach einer quadratischen von dem Druck abhängig, so dass auch die auf der Sekundärseite des Mikrophonübertragers auftretenden Spannungen eine Funktion des Druckes sind. Ebenso verändert sich beim Kondensatormikrophon die Kapazität als Funktion des Druckes, und damit auch die Grösse der pro Schwingung ab- und zuströmenden Ladung, d. h. der Strom. Hierdurch verändert sich dann in gleicher Weise der Spannungsabfall an einem von diesem Strom durchflossenen Widerstand. Beim Kristallmikrophon ist schliesslich die Spannung unmittelbar dem Druck proportional.

Da sich der Druck in der Luft nach allen Seiten gleichmässig ausbreitet, muss es gleichgültig sein, wo sich die Schallquelle befindet, d. h. aus welcher Richtung der Schall kommt. Ein solches Druckmikrophon zeigt also keinerlei Richtwirkung, die Spannung wird unabhängig von der Richtung überall die gleiche sein. Das Polardiagramm ist damit ein Kreis um das Mikrophon als Mittelpunkt, bei dem ja alle Strahlen gleich lang, nämlich gleich dem Radius, sind, wie dies Abb. 1 zeigt. Allerdings gilt dies genau nur für Schallwellen, die lang gegen die Dimensionen der Mikrophonkapsel sind, also für die tiefen Frequenzen. Bei den höheren Frequenzen, d. h. kürzeren Schallwellen, ist ebenfalls eine Richtempfindlichkeit vorhanden, die um so ausgesprochener ist, je höher die Frequenz ist. Von dieser Art der Richtwirkung in Abhängigkeit von der Frequenz soll aber hier nicht die Rede sein.

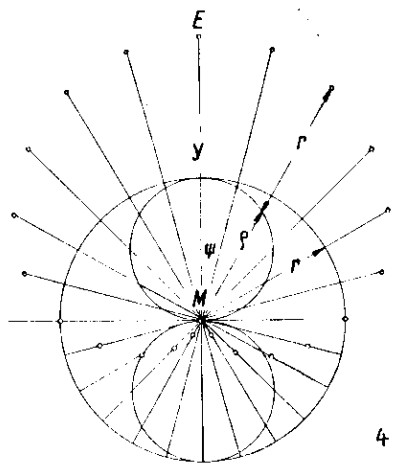
Ganz anders verhält sich das Geschwindigkeitsmikrophon, das so konstruiert ist, dass sich der Druck auf beide Seiten des schwingenden Teils auswirken kann. Der hauptsächlichste Vertreter ist das dynamische Mikrophon, bei dem ein Stromleiter in einem magnetischen Feld schwingt, also z. B. das hinten offene Bändchenmikrophon oder das Tauchspulenmikrophon, das ebenso gebaut ist wie ein dynamischer Lautsprecher. Hier ist die entstehende Spannung proportional der Anzahl der Kraftlinien, die von dem Leiter bei der Schwingung pro Sekunde geschnitten werden. Es kommt also auf die Geschwindigkeit an, mit der sich der Leiter bewegt, und diese ist proportional dem Druckunterschied auf der Vorder- und Rückseite, d. h. dem Ueberdruck. Man macht den Leiter möglichst leicht, d. h. man gibt ihm möglichst wenig Masse, und macht die Rückstellkraft möglichst



2



3



4

klein, so dass der Leiter von der hin- und herschwingenden Luft möglichst gut mitgenommen wird. Ein solches Mikrophon muss also vorn und hinten offen sein, damit sich der Luftdruck sowohl auf die Vorderseite wie auf die Rückseite auswirken kann. Da bei einem mechanischen System die Geschwindigkeit gleich dem Quotienten aus dem Druck und der Impedanz ist, beide aber der Frequenz direkt proportional sind, fällt hinsichtlich der Geschwindigkeit und der entstehenden Spannung die Frequenz heraus, so dass ein solches Mikrophon keine nennenswerte Frequenzabhängigkeit zeigt.

In Abb. 2 sei M das Mikrophon, das, um die Zeichnung deutlicher zu machen, sehr lang und schmal gezeichnet ist. Aus der Richtung der Schallquelle S kommt eine ebene Schallwelle, die senkrecht auf die Vorderseite A des Mikrophons auftrifft. Eine solche Schallwelle besteht aus abwechselnden Verdichtungen und Verdünnungen der Luft, und da sich der jeweilige Druckzustand mit endlicher Geschwindigkeit im Raum ausbreitet, wird in verschiedener Entfernung von der Schallquelle immer ein verschiedener Druck herrschen. Auf die Art dieser Druckverteilung wird weiter unten noch eingegangen werden, hier sei vorläufig unterstellt, dass sie vorhanden ist. Dagegen werden alle Punkte, die sich gleich weit von der Schallquelle entfernt befinden, den gleichen Druck aufweisen. Längs der Linie X — X wird also überall der gleiche Druck herrschen, sie ist damit eine Niveaulinie. Ein anderer Druck wird an der Rückseite B des Mikrophons längs der Linie Y — Y herrschen. Ist der erste P_1 und der zweite P_2, so wirkt auf das Mikrophonbändchen der Druck $\Delta P = P_1 - P_2$, der die Geschwindigkeit und damit die entstehende Spannung bestimmt. Kommt nun eine Schallwelle nicht aus der Richtung S, sondern aus der Richtung S', so dass eine Abweichung um den Winkel ψ vorhanden ist, so dreht sich die Linie X—X in die Lage X'—X', und auf dieser herrscht, wenn S' ebensoweit von der Mikrophonvorderseite A entfernt ist wie S, ebenfalls der Druck P_1. Das hintere Ende B des Mikrophons liegt dagegen jetzt auf einer Niveaulinie Z'—Z', und man sieht ohne weiteres, dass X' Z' kleiner ist als XY. Auf der Linie Z'—Z' herrscht daher nur der Druck P_3, und der wirksame Druck ist jetzt $\Delta P' = P_1 - P_3$. Quantitativ ist, wie sich aus Abb. 2 unmittelbar ablesen lässt, der Zusammenhang

$$\cos \psi = \frac{\Delta P}{\Delta P'} \qquad 1)$$

$$\Delta P' = \Delta P \cdot \cos \psi \qquad 2)$$

Zeichnet man auch noch das Dreieck AFD kongruent ABC, so ist die Länge AD ein Massstab für die Spannung, die eine von S' kommende Schallwelle hervorruft. Da Winkel ADC ein rechter ist, erhält man die Spannung für alle Richtungen, wenn man nach Abb. 3 über AF den Halbkreis schlägt, als Sehnenlängen von A bis zur Peripherie des Kreises. Als Massstab nimmt man am zweckmässigsten die Spannung, die von der Schallwelle aus der Richtung SA erzeugt wird, und setzt diese, d. h. den Durchmesser des Kreises, gleich 1.

Ist dagegen die Rückseite des Mikrophons geschlossen, so kann sich kein Druckunterschied auswirken, da der Druck auf die Rückseite nicht von der Schallwelle herrührt, sondern nur von der Zusammendrückung der eingeschlossenen Luftmenge. Dieser ist aber von der Schallquelle und deren Entfernung unabhängig, und damit auch von der Richtung, aus der der Schall kommt. Ein solches Mikrophon wird also keine Richtwirkung zeigen.

Da der Cosinus zwischen 0 und 90° positiv, zwischen 90 und 180° aber negativ ist, so muss man den Strahlen im oberen Kreis die entgegengesetzte Richtung geben, wie denen im unteren, d. h. die Spannung kehrt ihre Phase um, wenn man mit der Schallquelle die Richtung X—X überschreitet. Sind also die oberen Strahlen in der Richtung vom Mikrophon weg gezeichnet, so müssen die unteren die Richtung auf das Mikrophon hin haben, wie dies Abb. 3 zeigt. Ein solches Mikrophon hat also eine 8förmige Kennlinie, es erzeugt in der Richtung genau von vorn und hinten die grösste Spannung, während diese Null ist, wenn sich die Schallquelle auf der Linie X—X befindet. Beim Druckmikrophon müssen dagegen alle Strahlen die gleiche Richtung, d. h. z. B. vom Mikrophon weg, haben, wie dies Abb. 1 zeigt.

Verwendet man nun ein Druck- und ein Geschwindigkeitsmikrophon gleichzeitig und schaltet die Ausgangsspannungen in Serie, so werden sich diese, wenn sie gleichgerichtet sind, addieren, im entgegengesetzten Falle subtrahieren. Ergeben beide auf der Richtung der vorderen Achse die gleiche Spannung, so erhält man Abb. 4, d. h. ein herzförmiges Polardiagramm, das mit seiner mathematischen Bezeichnung Kardioide heisst. Nach der Art seiner Entstehung muss seine Gleichung

$$\varrho = MY + MY \cos \psi = r + r \cos \psi \qquad 3)$$

$$= MY (1 + \cos \psi) = r (1 + \cos \psi) \qquad 4)$$

lauten. Die Form der Kurve ändert sich, wenn man den Radius des Kreises nicht gleich MY, sondern grösser oder kleiner macht. Man drückt am besten den Kreisradius sowohl wie auch MY als Bruchteil der maximalen Länge in der oberen Achsrichtung aus. Setzt man diese gleich 1, so wäre also in unserm Beispiel der Abb. 4 $r = 0{,}5$ und MY ebenfalls $= 0{,}5$. Dann wird aus Gleichung 4)

$$\varrho = \frac{1}{2} (1 + \cos \psi) \qquad 5)$$

oder wenn man MY als Bruchteil von ME = 1 ausdrückt

$$MY = p \qquad 6)$$

wobei p natürlich ein Bruch ist, so ist

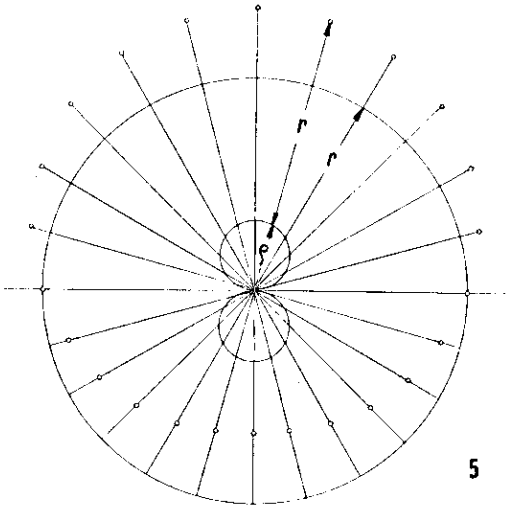
$$r = 1 - p \qquad 7)$$

und aus Gleichung 3) wird

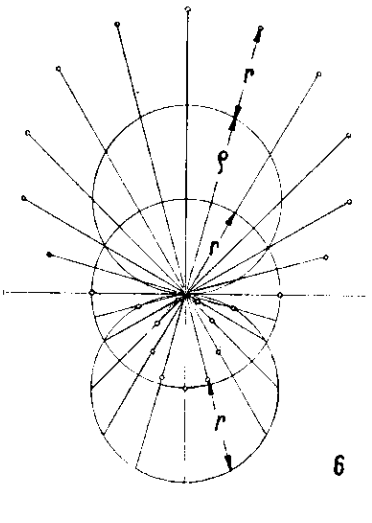
$$\varrho = (1 - p) + p \cos \psi \qquad 8)$$

Verändert man nun p, so ändert damit auch das Polardiagramm seine Form. Abb. 1 zeigte es für $p = 0$ %, Abb. 5 zeigt es für $p = 25$ %, Abb. 4 für $p = 50$ %, Abb. 6 zeigt es für $p = 66{,}6$ %, Abb. 7 für $p = 75$ % und Abb. 3 für $p = 100$ %. Die Kurve der Abb. 1 ist ein Kreis, die der Abb. 4 heisst Kardioide, die der Abb. 6 Superkardioide, die der Abb. 7 Hyperkardioide und die der Abb. 3 Cosinuskurve.

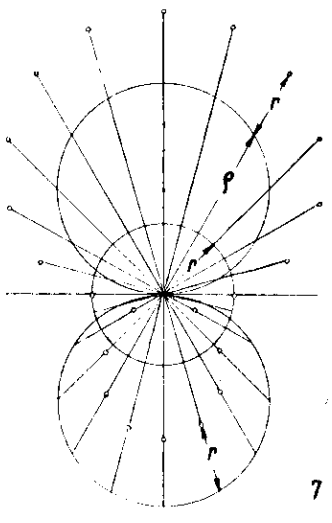
Zahlenmässig interessiert zunächst für die verschiedenen Werte von p das Verhältnis der Spannung U_v, die eine Schallquelle erzeugt, die sich in der Richtung der Achse auf der Vorderseite befindet, wenn also $\psi = 0$ ist, zu der Spannung U_r, die eine Schallquelle erzeugt, die sich in der Achsrichtung auf der Rückseite befindet, wenn also $\psi = 180°$ ist.



5



6



7

Man erhält diese beiden Spannungen, wenn man in Gleichung 8) einmal $\psi = 0$ und einmal $= 180°$ setzt, also

$$q = \frac{1 - p + p\cos 0}{1 - p + p\cos 180} \quad 9)$$

$$\frac{1 - p + p}{1 - p - p} = \frac{1}{1 - 2p} \quad 10)$$

Für Werte von p grösser als 0,5 würden sich negative Werte ergeben, d. h. eine Phasenverschiebung um 180°. Da dadurch aber die Figur unübersichtlich würde, wenn der untere Teil der Kurve nach oben geklappt werden muss, und da hier nicht die Phase, sondern nur der absolute Wert interessiert, kann man für p grösser als 0,5 die rechte Seite der Gleichung 10) mit -1 multiplizieren und erhält dann

$$q = \frac{1}{2p - 1} \quad 11)$$

Setzt man nun für p die verschiedenen Werte der Abbildungen 1—7 ein, so ergibt sich

$$\text{für } p = 0 \quad q = \frac{1}{1 - 0} = 1 \quad 12)$$

$$\text{für } p = 1/4 \quad q = \frac{1}{1 - 1/2} = 2 \quad 13)$$

$$\text{für } p = 1/2 \quad q = \frac{1}{1 - 1} = \infty \quad 14)$$

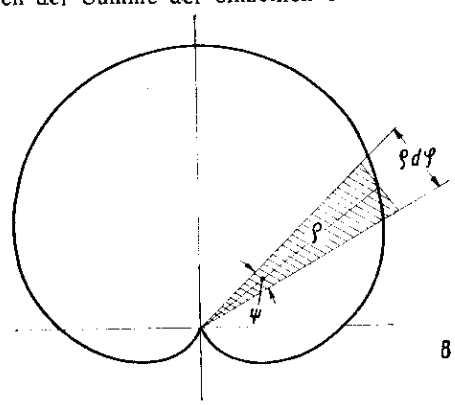
$$\text{für } p = 2/3 \quad q = \frac{1}{4/3 - 1} = 3 \quad 15)$$

$$\text{für } p = 3/4 \quad q = \frac{1}{6/4 - 1} = 2 \quad 16)$$

$$\text{für } p = 1 \quad q = \frac{1}{2 - 1} = 1 \quad 17)$$

Diese Werte sind in Tabelle I eingetragen.

Ferner interessiert bei dem Mikrophon noch, wie der Wirkungsgrad gegenüber einem gleich empfindlichen Mikrophon ohne Richtwirkung z. B. gegenüber Geräuschen ist, die von allen Richtungen gleichzeitig auf das Mikrophon fallen, und schliesslich das Verhältnis der Spannung, die von gleichmässig im Raum verteilten Geräuschen auf der Vorderseite herrühren, zu der Spannung, die von gleichmässig im Raum verteilten auf der Rückseite herrühren. Da die erzeugte Spannung aus einer bestimmten Richtung gleich der Länge ϱ des Strahls in Abb. 3—7 ist, ist die Gesamtspannung gleich der Summe der einzelnen Strahlen in sämtlichen



8

Richtungen, d. h. gleich der Fläche, die von der farbigen Kurve umschlossen ist. Ist ϱ die Länge eines beliebigen Strahls, so ist in Abb. 8 das schraffierte Dreieck

$$dF = \frac{\varrho \cdot \varrho\, d\psi}{2} \quad 18)$$

Da ein aus der Normalen einfallender Strahl die Länge 1 hat, so ist das gesuchte Verhältnis für die Empfindlichkeit gegen gleichmässig verteilte Geräusche durch den Ausdruck der Gleichung 18) gegeben, wenn man ihn über den entsprechenden Winkel integriert. Man erhält demnach den Gesamtwirkungsgrad η zu

$$\eta = \frac{1}{2}\int \varrho^2 \cdot d\psi \quad 19)$$

wobei ϱ durch Gleichung 5) gegeben ist. Wie Baumzweiger (Jour. Acoust. Soc. of Am. 1940 Vol. 11. No. 4. Seite 477) gezeigt hat, muss man aber diesen Ausdruck noch mit $\sin\psi$ multiplizieren. Man erhält also

$$\eta_1 = \frac{1}{2}\int [1 - q + p\cos\psi]^2 \sin\psi\, d\psi \quad 20)$$

Um hierbei den Gesamtwirkungsgrad zu erhalten, muss man als Grenzwerte für ψ 0 und π einsetzen. Um die Ergiebigkeit für die Vorderseite zu erhalten 0 und $\pi/2$ und für die Rückseite $\pi/2$ und π. Von den beiden letzten Werten ist dann das Verhältnis zu bilden. Führt man die Integrierung durch, so erhält man

$$\eta_1 = \frac{1}{2}\int [1 - p + p\cos\psi]^2 \sin\psi\, d\psi \quad 21)$$

$$= \frac{1}{2}\int [(1-p)^2 + p^2\cos^2\psi + 2p(1-p)\cos\psi]\sin\psi\, d\psi \quad 22)$$

$$= \frac{1}{2}\int (1-p)^2 \sin\psi\, d\psi + \frac{1}{2}p^2\int \cos^2\psi \sin\psi\, d\psi + p(p-1)\int \sin\psi\cos\psi\, d\psi \quad 23)$$

$$= \frac{1}{2}(1-p)^2\int \sin\psi\, d\psi + \frac{1}{2}p^2\int \sin\psi(1-\sin\psi^2)\, d\psi + p(p-1)\int \sin\psi\cos\psi\, d\psi \quad 24)$$

$$= \frac{1}{2}(1-p)^2\int \sin\psi\, d\psi + \frac{p^2}{2}\int \sin\psi\, d\psi - \frac{p^2}{2}\int \sin^3\psi\, d\psi + p(p-1)\int \sin\psi\cos\psi\, d\psi \quad 25)$$

$$= -\frac{(1-p)^2\cos\psi}{2} - \frac{p^2\cos\psi}{2} - \frac{3p^2}{4}\int \sin\psi\, d\psi + \frac{p^2}{4}\int \sin 3\psi\, d\psi + p(p-1)\int \sin\psi\cos\psi\, d\psi \quad 26)$$

Integriert man nun die einzelnen Glieder, so ist

$$\eta_1 = -\frac{(1-p)^2\cos\psi}{2} - \frac{p^2\cos\psi}{2} + \frac{3p^2\cos\psi}{4\cdot 2} - \frac{p^2\cos 3\psi}{2\cdot 12} + \frac{p(1-p)\sin^2\psi}{2} \quad 27)$$

$$\frac{\cos\psi\,[9p^2 - 12p^2 - 12(1 + p^2 - 2p)] + 12p(1-p)\sin^2\psi - p^2\cos 3\psi}{24} \quad 28)$$

$$\frac{\cos\psi(24p - 15p^2 - 12) + 12p(1-p)\sin^2\psi - p^2\cos 3\psi}{24} \quad 29)$$

Nunmehr setzt man zunächst die Grenzen π und 0 ein:

$$\eta_0^{\pi} = \frac{15p^2 - 24p + 12 + p^2}{24} - \frac{-15p^2 + 24p - p^2}{24} \quad 30)$$

$$= \frac{32p^2 - 48p + 24}{24} \quad 31)$$

$$\eta_1 = 4p^2/3 - 2p + 1 \quad 32)$$

Jetzt werden die Grenzen $\pi/2$ und 0 eingesetzt:

$$\eta_0^{\pi/2} = \frac{12p(1-p)}{24} - \frac{-16p^2 + 24p - 12}{24} \quad 33)$$

$$= \frac{3p - 3p^2 + 4p^2 - 6p + 3}{6} \quad 34)$$

$$\eta_{1V} = p^2/6 - p/2 + 1/2 \quad 35)$$

und schliesslich die Grenzen π und $\pi/2$:

$$\eta_{\pi/2}^{\pi} = \frac{16p^2 - 24p + 12}{24} - \frac{12p - 12p^2}{24} = \frac{28p^2 - 36p + 12}{24} \quad 36)$$

$$= \eta_H = 7p^2/6 - 3p/2 + 1/2 \quad 37)$$

Nunmehr werden für p wieder die Werte 0, 1/4, 1/2, 2/3, 3/4 und 1 in die Gleichungen 32), 35) und 37) eingesetzt. Die sich ergebenden Werte sind ebenfalls in Tabelle I eingetragen. Schliesslich enthält Tabelle I in der untersten Reihe noch das Verhältnis $\eta_V : / \eta_H$.

Tabelle I

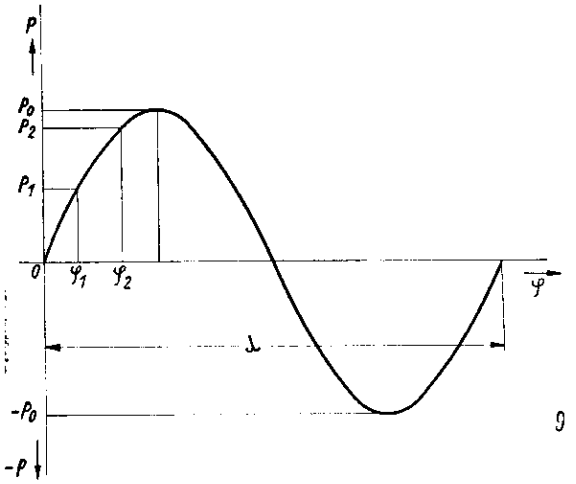
p =	0 Kreis	1/4	1/2 Kardioide	2/3 Super-Kardioide	3/4 Hyper-Kardioide	1 Cosinus-Kurve
p	1	2	unendlich	3	2	1
η_1	1	7/12	1/3	7/27	1/4	1/3
η_V	1/2	37/96	7/24	13/54	7/32	1/6
η_H	1/2	19/96	1/24	1/54	1/32	1/6
η_V/η_H	1	37/19	7	13	7	1

Man sieht, dass das Kardioide-Mikrophon für eine Schallquelle, die sich genau in der Richtung der Achse befindet, das günstigste Verhältnis zwischen Vorder- und Rückseite

ergibt. Dagegen ist die Gesamtaufnahme η aus allen Richtungen für das reine Druckmikrophon am grössten. Der geringste Wert, d. h. die geringste Aufnahme von Geräuschen aus unerwünschten Richtungen, ergibt sich dagegen bei der Hyperkardioide, während die grösste Aufnahme von der ganzen Vorderseite bei der Superkardioide vorhanden ist. Dagegen ist die Aufnahme von der Vorderseite nur die siebenfache von der von der Rückseite. In dieser Beziehung ist die Superkardioide günstiger, da dort das Verhältnis 13 : 1 ist.

In der Praxis ist das Geschwindigkeitsmikrophon schon mit allen Arten von Druckmikrophonen kombiniert worden. Die Schwierigkeiten bei der Herstellung solcher Doppelmikrophone sind aber nicht klein. Vor allem muss der Frequenzgang bei ihnen möglichst gleich sein, ferner sind besondere Netzwerke notwendig, um die bei beiden Typen verschiedene Phasenverschiebung auszugleichen. Schliesslich spielt auch die „Parallaxe" bei den hohen Frequenzen eine gewisse störende Rolle. Man versuchte daher, beide Prinzipien in einem einzigen Mikrophon zu verwirklichen. So erschien 1937 ein Kristall-Richtmikrophon auf dem Markt und bald darauf ein Tauchspulen-Richtmikrophon. Neuerdings ist eine weitere neue Konstruktion geschaffen worden, die bei einem Polardiagramm in Form einer Superkardioide, bei gutem Frequenzgang und geringer Empfindlichkeit gegen Windgeräusche, die dynamische Mikrophone vielfach besitzen, auch billig ist, da sie eben nur ein einziges System enthält. Das Mikrophon ist für alle Frequenzen gut achsensymmetrisch, was bei kombinierten Typen, namentlich in der vertikalen Ebene, häufig nicht der Fall ist.

Um den Gedankengang zu verstehen, der dieser Konstruktion zu Grunde liegt, betrachten wir zunächst das soeben besprochene Doppelmikrophon unter einem etwas veränderten Gesichtspunkt. Wir sahen, dass beim Druckmikrophon nur der Druck P_1 massgebend ist, der auf der Niveaulinie der Vorderseite A herrscht, während beim Geschwindigkeitsmikrophon die Druckdifferenz $P_1 - P_2$ zwischen den Niveaulinien der Vorder- und Rückseite massgebend ist. Wir wollen nun die Druckdifferenz $P_1 - P_2$ zwischen zwei Niveaulinien betrachten, über die wir uns oben weiter keine Gedanken machten, sondern die wir als gegeben hinnahmen. Wir können uns dabei auf den Strahl beschränken, der unter einem Winkel von 0° auf die Vorderseite des Mikrophons auftrifft, da sich ja alle Werte für Strahlen, die unter einem Winkel ψ auftreffen, wie gezeigt wurde, durch Multiplikation mit cos ψ daraus berechnen lassen. Die Druckdifferenz $P_1 - P_2$ rührt daher, dass die eine Niveaulinie einer anderen Phase der Druckwelle entspricht,

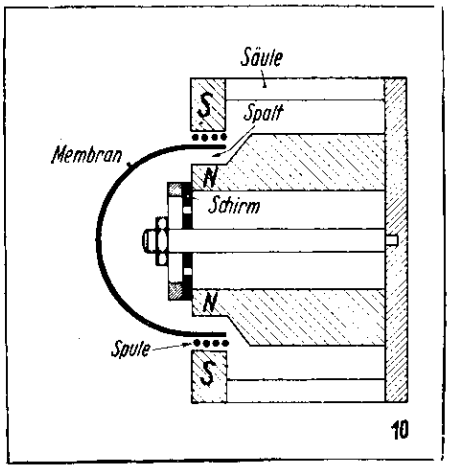


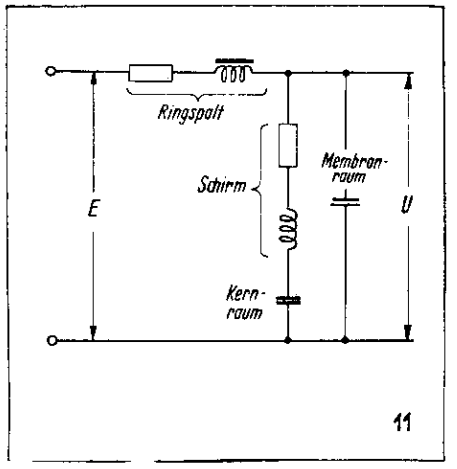
wie die andere. In Abb. 9 ist die räumliche Verteilung des Druckes längs einer Wellenlänge gezeichnet. Man sieht, dass der Druck $P_2 = P_0 \sin \varphi_2$ und der Druck $P_1 = P_0 \sin \varphi_1$ ist. Die Phasendifferenz zwischen den beiden Niveaulinien ist also $\varphi = \varphi_2 - \varphi_1$ und die Druckdifferenz

$$\Delta P = P_0 (\sin \varphi_2 - \sin \varphi_1) \qquad 38)$$

Da die Welle fortschreitet, durchläuft der Druck P_2 alle Werte zwischen $+P_0$ und $-P_0$. Wir betrachten den Moment, wo P_1 den Wert P_0 hat, dann ist $P_2 = P_0 \sin (90 + \varphi)$. Damit ist der Druck auf die Vorderseite $P_1 = P_0$ und der auf die Rückseite $P_2 = P_0 \sin (90 + \varphi) = P_0 \cos \varphi$. Der für die entstehende Spannung massgebende Druck ist damit

$$\Delta P = P_0 - P_0 \cos \varphi = P_0 (1 - \cos \varphi) \qquad 39)$$





Bei dem Druckmikrophon ist der für die Spannung massgebende Druck gleich P_0. Richtet man es wieder so ein, dass die auf das Geschwindigkeitsmikrophon entfallende Spannung das p-fache und die auf das Druckmikrophon entfallende das (p— 1)-fache der Einheitsspannung ist, so ist bei entgegengesetzter Polung beider Mikrophone die Gesamtspannung:

$$U = (p - 1) P_0 - p P_0 (1 - \cos \varphi) \qquad 40)$$

$$= p P_0 - P_0 - p P_0 + p P_0 \cos \varphi \qquad 41)$$

$$= p P_0 \cos \varphi - P_0 \qquad 42)$$

Das Mikrophon erhält also in der einen Richtung einen Druck P_0 und in der anderen einen Druck $P_0 p \cos \varphi$. Wenn es gelingt, bei einem einzigen Mikrophon auf der einen Seite einen Druck zu erzeugen, der sich aus dem auf der anderen Seite durch Multiplikation mit einem Schwächungsfaktor p und dem Cosinus des Phasenwinkels ergibt, so muss ein solches die gleiche Richtwirkung besitzen wie das Doppelmikrophon. Abb. 10 zeigt eine solche Konstruktion. Die Vorderseite bildet eine gewölbte Membran, an deren Rand eine Tauchspule befestigt ist. Zwischen dieser und dem inneren Polschuh ist ein enger Spalt gelassen, der die Verbindung mit der Aussenluft herstellt, indem der Polring S mit der Grundplatte nur durch vier Eisensäulen verbunden ist. Die Schallwellen, die auf die Innenseite der Membran gelangen, erleiden also eine Verzögerung, indem der Spalt, ins Elektrische übersetzt, gewissermassen die Serienschaltung eines Widerstandes und einer Selbstinduktion darstellt. Der Innenraum innerhalb der Membran selbst ist ein Druckspeicher und wirkt wie ein Windkessel; er stellt also, ins Elektrische übersetzt, eine Kapazität dar. Der Innenraum des Nordpols steht mit dem Innenraum der Membran durch einen Schirm mit engen Spalten in Verbindung, was wiederum die Serienschaltung eines Widerstandes und einer Selbstinduktion repräsentiert, auf die dann in Serie der innere Luftraum als weitere Kapazität folgt. Die ganze Einrichtung sieht also, ins Elektrische übersetzt, wie Abb. 11 aus.

Man sieht ohne weiteres, dass sich durch die Bemessung der Widerstände, der Selbstinduktionen und Kapazitäten, d. h. die Grösse der Luftspalte und eingeschlossenen Luftmengen sowohl die gewünschte Schwächung wie auch die Phasenverschiebung erzielen lässt, die notwendig ist, um diesem Mikrophon dieselben Eigenschaften zu geben, wie sie ein Doppel-Richtmikrophon besitzt.

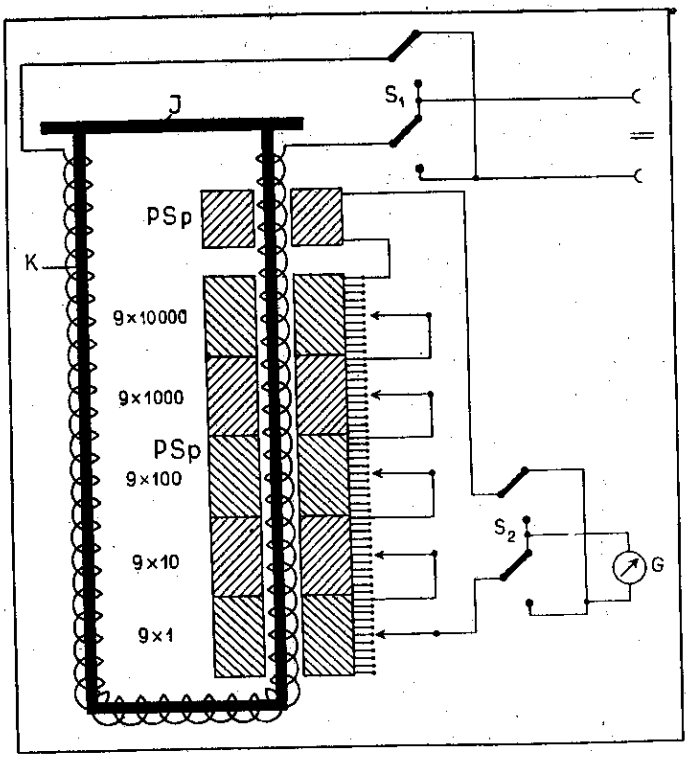
Erland

Spulen-Windungszähler

Bei dieser Einrichtung handelt es sich nicht darum, die Windungen zu zählen, die auf eine Spule aufgebracht werden sollen, sondern umgekehrt darum, festzustellen, wie viele Windungen eine gegebene Spule besitzt.

Das Verfahren beruht darauf, die zu prüfende Spule in Serie und gegensinnig mit einer Vergleichsspule auf einen Eisenkern zu bringen, der von einer dritten Wicklung mit einer Wechselspannung magnetisiert wird, und die Windungszahl der Vergleichsspule so lange zu verändern, bis die in beiden erzeugten elektromotorischen Kräfte einander aufheben. Gestattet nun die Einrichtung, die auf der Vergleichsspule eingestellte Windungszahl abzulesen, so ist damit auch die Windungszahl der zu messenden Spule als gleichgross bekannt.

Bei der praktischen Ausführung nach der Abbildung ist K der Eisenkern, der oben durch ein abnehmbares Joch J geschlossen ist und durch eine in der ganzen Länge des U-Kerns aufgebrachte Wicklung magnetisiert wird. Die Magnetisierung erfolgt aus einer Gleichstromquelle. Der Wechselstrom wird dadurch erzeugt, dass eine durch einen Motor angetriebene Nockenwelle einen doppelpoligen Umschalter S_1, wie er in den Zerhackern der Wechselrichter benutzt wird, betätigt. Auf dem Kern befindet sich die Vergleichsspule VSp, die aus neun Spulen von je 10 000 Windungen, neun von 1000 Windungen, neun von 100 Windungen, neun von 10 Windungen und neun von 1 Windung besteht. Mit fünf Rastenschaltern lassen sich von jeder Art beliebig viele Spulen in Serie legen, so dass sich jede beliebige Windungszahl zwischen 1 und 99 999 einstellen lässt. PSp ist die zu prüfende Spule, die mit VSp gegensinnig in Serie geschaltet wird. Die Ableitung führt über einen gleichen durch dieselbe Nockenwelle betriebenen Umschalter S_2 zu einem Galvanometer G. Die Schliessung von S_2 ist zeitlich gegen die von S_1 so verschoben, dass Gleichrichtung erfolgt, d. h. dass das Galvanometer immer nur nach der gleichen Seite ausschlägt. Je nachdem, ob PSp mehr oder weniger Windungen enthält als VSp, wird das Galvanometer nach der einen oder anderen Seite ausschlagen. Man kann somit aus der Ausschlagrichtung sofort erkennen, ob mn auf VSp zuviel oder zuwenig Windungen eingestellt hat. Aus der Grösse des Ausschlags ersieht man, ob die Zahl um viel oder um wenig abweicht, und kann somit schnell diejenige Windungszahl einstellen, bei



der der Ausschlag von G zu null wird. Dann liest man die eingestellte Windungszahl ab, die gleich der Windungszahl von VSp ist.

Die Genauigkeit der Einrichtung hängt davon ab, dass das Feld innerhalb des ganzen Kerns völlig homogen ist. Daher wurden die Schenkel von K 1,20 m lang gemacht, wodurch der Einfluss eines etwaigen Luftspaltes zwischen K und J sich nicht mehr bemerkbar macht. Ferner müssen die Magnetisierungswindungen sehr gleichmässig aufgebracht werden, und schliesslich muss der Querschnitt des Kerns (6 mm) auf der ganzen Länge absolut gleichmässig sein. Man kann dann eine Gleichmässigkeit des Flusses von 0,2 % über die ganze Länge und eine Messgenauigkeit von 0,2 % erhalten, d. h. von 1 auf 500 Windungen. R L.

Zeitung, Zeitschrift, Buch und EVa

Wenn man die Entwicklungsgeschichte verfolgt, so war wohl zuerst das Buch vorhanden, aber solange es nur handschriftlich gefertigt werden konnte, war es sehr selten, sehr teuer und konnte nur von wenigen Sterblichen gelesen werden. So können wir also die Frage, ob erst das Ei oder die Henne (lies Zeitung oder Buch) kommt, ruhig beiseite lassen und die Reihe jetzt nach dem Bedarfsmassstab und der Bedeutung festlegen. Was in der Zeitung steht, das lesen wir täglich, lesen wie mehr oder minder flüchtig und wenn wir die Zeitung gelesen haben, so werfen wir sie meistens fort. Was in der Zeitschrift steht, das lesen wir alle 8 oder 14 Tage, jeden Monat oder jeden 2. Monat, je nachdem, wie oft die Zeitschrift erscheint. Hier lesen wir nun schon nicht mehr so schnell, weil Zeitschriften meist umfangreicher sind. Wir lesen auch weniger flüchtig, wenn es sich um Fachzeitschriften handelt, da sie manches enthalten, was von uns Ueberlegen und Verdauen erfordert. Und letztere Art Zeitschrift heben wir uns etwas länger auf, da wir später die eine oder andere Abhandlung nachlesen möchten oder müssen. So steht die Zeitschrift rein bewertungsmässig schon höher im Kurs als die Zeitung.

Noch wesentlicher ist der Sprung von der Zeitschrift zum Buch. Ein Buch lesen wir selten in einem Zuge (mit Zug ist hier natürlich nicht die Eisenbahn gemeint). Bücher kaufen wir uns auch nicht wie die Semmeln (und Zeitungen), ein Buch suchen wir sorgfältig aus (wenn wir von jenen Leuten absehen, die Bücher nur kaufen, weil es kaum noch welche zu kaufen gibt). Und Bücher werfen wir nur fort, wenn sie sehr alt (in ihrer äusseren Verfassung) oder sehr schlecht (in ihrem inneren Zustand) sind. Somit hätten wir bewiesen, dass die Reihenfolge „Zeitung — Zeitschrift — Buch" die einzig wahre und echte ist.

Dieses Vorspiel mag zwar unverständlich sein, aber oft muss man einen kleinen Umweg wählen, um den Wert einer Sache in das richtige Licht zu stellen (ausserdem hoffen wir, bisher noch keinen Leser gelangweilt zu haben). Doch nun zur Sache selbst — die Sache heisst „Reparaturanleitung". Bisher war es üblich, Reparaturanleitungen gewissermassen in Zeitschriftenform herauszugeben, d. h. sie erschienen nach und nach, und das war nicht anders möglich, da ja die Geräte auch erst nach und nach auf den Markt kamen. Seit der Geburt des ersten Rundfunkgerätes ist jedoch mehr als ein Jahrzehnt vergangen, und die Reparaturanleitungen sämtlicher Geräte haben einen beträchtlichen Umfang angenommen. Aber leider sind Zeitschriften (lies Reparaturanleitungen) keine Bücher, man hat sie nicht immer aufgehoben, und so klaffen Lücken, die selbst die an der Herausgabe interessierten Industriefirmen heute nicht mehr schliessen können, weil sie selbst die Reparaturanleitugnen in den notwendigen Mengen nicht mehr besitzen.

So war es zweifellos ein guter Gedanke, um nicht zu sagen das Ei des Kolumbus, sämtliche Reparaturanleitungen aller seit 1933 von deutschen Radiofabriken geschaffenen Rundfunkgeräte, fein säuberlich nach dem ABC geordnet, in Buchform herauszubringen. Das Buch ist zwar erst im Werden, hat jedoch schon Buchform angenommen und ist auf dem besten Wege, mehrere Bände zu füllen. Was diese Bände noch wertvoller machen wird, ist die darin vorgenommene Vereinheitlichung, weitgehende Normung und vor allem die Vereinfachung. Man braucht dann nicht mehr nach X Schaltungssammlungen in X Formaten und X Ausführungsarten zu greifen, sondern nach Band A—G oder Band T—Z und findet schnell den Gerätejahrgang, den man gerade zur Instandsetzung unter den Fingern hat. Bearbeiter und Herausgeber haben sich viele Mühe gemacht, viel geknabelt und gedacht und sich die Vorarbeiten eine Stange Geld kosten lassen. Aber wenn man so das im Entstehen begriffene Werk sieht, muss man schon sagen: Hier hat alles Hand und Fuss — hier ist alles praktisch für die Praxis. Und wie alles Geheimnisvolle vom Weibe kommt — hat dieses Buch (spricht) Bände) einen geheimnisvollen und zugleich weiblichen Namen — es heisst bei seinen Bearbeitern im internen Betrieb EVa. Um hinter das Geheimnis zu kommen, muss man das E von Va trennen und kommt so zum **E**mpfänger **Va**de-mecum. Aber so geheimnisvoll wie der Name ist es wiederum nicht — es ist einfach praktisch und sehr brauchbar (Frauen sind das ja meistens auch).

Wer nun noch mehr von EVa wissen will, wende sich an den Radio-Mentor, den Stammvater der EVa.

Der dieses hier jedoch geschrieben, hat mit dem Radio-Mentor nichts zu tun, er hat das Vade-mecum werden und wachsen sehen und schrieb, weil EVa ihn so begeistert. h. H.

Planmässige Fehlersuche

WERNER W. DIEFENBACH

VI. Teil

Im Anschluss an Teil V (siehe Radio-Mentor, Heft 5/6 1943), der sich mit der Fehlersuche im ZF-Verstärker und Demodulator befasste, behandelt Teil VI die planmässige Fehlersuche in der Mischstufe.

F. Fehlersuche in der Mischstufe

Sind die Röhren überprüft und die Röhrenspannungen sowie die Ströme gemessen worden und wurden ferner in den übrigen Stufen (Netzteil, NF-Teil, Demodulator und ZF-Teil) keine Fehler festgestellt, so nehmen wir mittels Prüfsender eine kurze hochfrequenzmässige Ueberprüfung der Mischstufe vor, indem wir an das Steuergitter der Mischröhre eine HF-Spannung von beispielsweise 1500 kHz legen. Die Messung der Ausgangsleistung und Abhörprobe lassen dann Rückschlüsse auf die Fehlerquellen in der Mischstufe zu. Aus der Abhörkontrolle (Prüfsender mit Fremdmodulation, z. B. Schallplatte) ergeben sich dann meist folgende Fehlerbefunde:

a) Keine Wiedergabe
b) Leise Wiedergabe
c) Verzerrte Wiedergabe
d) Wiedergabe mit Störgeräusch
e) Sonderfälle.

Da man zur schnellen Fehlersuche die in der Mischstufe sich abspielenden Vorgänge grundsätzlich kennen muss, sei auf folgendes hingewiesen. In der Mischstufe wird durch Mischung der Empfangsfrequenz mit der im Oszillator erzeugten Hilfsfrequenz die Zwischenfrequenz hergestellt. Bei den heute üblichen Superhets ist dabei die Oszillatorfrequenz stets um den Betrag der Zwischenfrequenz grösser als die Empfangsfrequenz. Will man daher bei einer Zwischenfrequenz von beispielsweise 468 kHz einen auf 1500 kHz arbeitenden Sender aufnehmen, so muss der Oszillator also auf 1968 kHz arbeiten. Daraus geht hervor, dass die Oszillatorfrequenz stets gleich der Summe der Zwischenfrequenz und der Empfangsfrequenz sein muss und die Zwischenfrequenz die Differenz aus Oszillatorfrequenz und Senderfrequenz ist. Der Oszillatorkreis selbst unterscheidet sich daher vom Vorkreis in seiner Bemessung und stimmt in seinen elektrischen Daten nicht mit dem Vorkreis überein.

Unter dem Oszillator verstehen wir einen Schwingungserzeuger, der sich meist der induktiven Rückkopplung bedient und dessen Schwingstrom über den ganzen Empfangsbereich möglichst konstant und oberwellenarm sein soll. Von den Betriebsbedingungen des Oszillators hängt die Arbeitsweise des Gerätes wesentlich ab. Es empfiehlt sich daher ausser den Messungen von Anodenstrom und Anodenspannung im Oszillator noch die Messung des Schwingstromes vorzunehmen, zumal von zahlreichen Firmen die ungefähren Schwingstromwerte in den Kundendienstschriften angegeben werden. Die Messung des Schwingstromes wird nach Abb. 1 vorgenommen, indem man ein Mikroamperemeter bei Mischröhren mit Kathodenwiderstand zwischen unterem Ende des Oszillator-Gitterableitwiderstandes R_2 und Kathode schaltet. Bei Mischröhren ohne Kathodenwiderstand befindet sich das Mikroamperemeter zwischen unterem Ende von R_2 und Masse. Die auftretenden Schwingströme unterscheiden sich je nach Wellenbereich und nehmen mit zunehmender Frequenz ab, wie z. B. aus der für einen Mittelklassen-Standardsuperhet geltenden Tabelle hervorgeht, der mit der ECH 11 bestückt ist:

Schwingströme (ECH 11)

Kurzwellen	0,16 . . . 0,24 mA
Mittelwellen	0,24 . . . 0,32 mA
Langwellen	0,26 . . . 0,40 mA

Bei der Messung des Schwingstromes wird es erforderlich, sämtliche Wellenbereiche durchzumessen und dabei die Drehkondensatorabstimmung über den ganzen Bereich zu ändern. Schwingstromänderungen innerhalb der oben angegebenen Grenzen sind zulässig. In allen anderen Fällen, z. B. bei sprunghaft ansteigendem Schwingstrom oder bei plötzlich aussetzendem Schwingstrom liegt irgendein Fehler im Oszillator vor.

a) Keine Wiedergabe

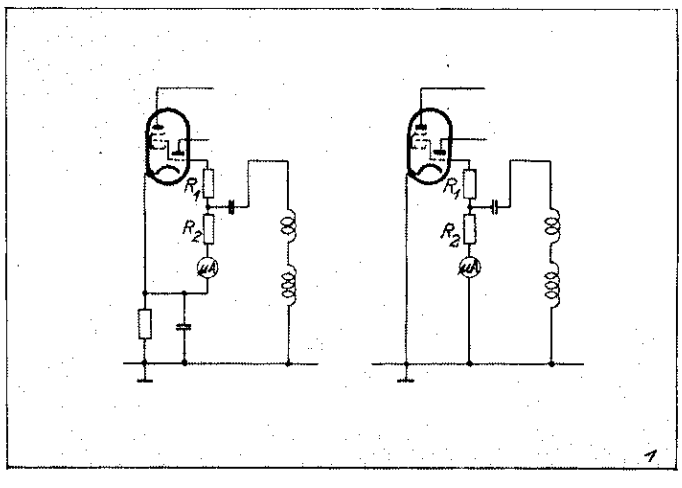
Bei fehlender Wiedergabe bestehen in der Mischstufe vorwiegend folgende Fehlermöglichkeiten (vgl. Abb. 2):

1. **Anodenkreis unterbrochen**
2. **Oszillator-Anodenwiderstand unterbrochen**
3. **Schirmgitterwiderstand unterbrochen**
4. **Wellenschalter fehlerhaft**
5. **Oszillator-Anodenkondensator unterbrochen**
6. **Oszillator-Gitterkondensator unterbrochen**
7. **Oszillator-Gitterwiderstand unterbrochen**
8. **Abstimmkondensator hat Kurzschluss oder Unterbrechung**
9. **Paralleltrimmer kurzgeschlossen**
10. **Schwingkreisspulen kurzgeschlossen oder unterbrochen**
11. **Schirmgitterkondensator kurzgeschlossen**
12. **Kathodenwiderstand unterbrochen.**

Hat die Messung der Anodenspannung ergeben, dass an der Anode der Mischröhre keine Anodenspannung liegt, so untersucht man den Anodenkreis auf Unterbrechungsmöglichkeiten unter Einbezug der ZF-Kreisspule L_{10}. Eine Unterbrechung der Wicklung von L_{10} bedeutet ein völliges Versagen der Mischstufe. Die Unterbrechung kann auch vor L_{10} liegen, beispielsweise am Anschlusspunkt der Hauptanodenspannungsleitung [Fall 1].

Ebenso ist keine Wiedergabe möglich, wenn die Hilfsanode der Mischröhre keine Spannung erhält und entweder die Zuführungsleitung selbst oder der Vorwiderstand R_6 unterbrochen ist [Fall 2]. Es tritt dann auch kein Schwingstrom auf, da der Oszillator nicht arbeiten kann. Ferner ergibt sich ein Versagen der Mischstufe, wenn keine Schirmgitterspannung am Schirmgitter der Mischröhre vorhanden ist. In den meisten Fällen handelt es sich um eine Unterbrechung des Vorwiderstandes R_5 oder der Anschlussleitung [Fall 3].

Vielfach kann ein Versagen der Mischstufe auf den Wellenschalter zurückgeführt werden. So hat der Wellen-



schalter mitunter schlechten Kontakt, weil die Feder ermüdet ist oder die Kontakte selbst verschmutzt sind. Häufig schaltet der Wellenschalter überhaupt nicht, weil die Nocke gebrochen ist. Ferner stellt sich u. U. durch den Uebergangswiderstand des Wellenschalters eine starke Dämpfung des Kreises ein, so dass kein Schwingstrom auftritt. Auch bei falscher Stellung des Wellenschalters bleibt vielfach der Empfang aus **Fall 4**.

Der Anodenkondensator im Oszillator C_6 führt bei Unterbrechung zu einer Unterbrechung des Empfangs. Bei einem Kurzschluss von C_6 wird dann die Anodenspannung kurzgeschlossen, wenn im Kurzwellenbereich kein Serienkondensator benutzt wird **Fall 5**.

Besondere Aufmerksamkeit muss man ausserdem dem Gitterkondensator C_5 schenken. Eine Unterbrechung bewirkt ein Versagen der Mischstufe, während Kapazitätsverlust u. U. keinen Schwingstrom auftreten lässt **Fall 6**. Ebenso wirkt sich eine Unterbrechung des Gitterwiderstandes bzw. bei Geräten mit KW-Bereich eine Unterbrechung der Gitterwiderstände R_3, R_4 in einem Ausbleiben der Oszillatorschwingung und damit des Empfanges aus **Fall 7**.

Verschiedene Fehlermöglichkeiten in der Mischstufe bietet ferner der Abstimmkondensator C_2, C_{10}. Bei Plattenschluss oder Unterbrechung im Oszillatorkreis (C_{10}) wird die Schwingungserzeugung unterbunden. Hat dagegen C_2 Kurzschluss, so ist gleichfalls infolge Kurzschluss des Vorkreises kein Empfang möglich. Unzulässig hohe Dämpfung im Oszillatorkreis kann ferner durch schlechten Kontakt der Abstimmkondensatorplatten von C_{10} entstehen, wobei u. U. keine Schwingungen mehr auftreten **Fall 8**.

Es empfiehlt sich ausserdem, die zum Abgleich verwendeten Trimmer in den Schwingkreisen der Mischstufe sorgfältig auf Kurzschlussmöglichkeiten zu untersuchen. Sind die Trimmer parallel zum Abstimmkondensator geschaltet, so entstehen bei Trimmerkurzschluss ein Kurzschluss des Abstimmkondensators und des jeweiligen Schwingkreises. In Superhets mit Kurzwellenbereich befinden sich die Trimmer jeweils parallel zu den Schwingkreisspulen. Hat nur ein Trimmer Kurzschluss, so ist der betreffende Schwingkreis (z. B. Kurzwellen-Schwingkreis) kurzgeschlossen, während in den übrigen Bereichen Empfang möglich ist **Fall 9**.

Im Oszillatorteil auftretende Unterbrechungen von Schwingkreis- und Rückkopplungsspulen bewirken ein Versagen des Oszillators, da keine Schwingungserzeugung vorhanden ist. Liegt die Unterbrechung vor L_1, so fällt auf allen Bereichen der Empfang aus. Andernfalls wird nur in einem oder in zwei Bereichen der Empfang unterbrochen. Dasselbe gilt für die Schwingkreisspulen des Oszillators. Bei einer Unterbrechung von L_7 unterbleibt lediglich der Kurzwellenempfang. Eine Unterbrechung von L_9 macht den Langwellenempfang unmöglich. Unterbrechungen im Vorkreis rufen gelegentlich auch ein Versagen der Mischstufe hervor, z. B. wenn sich die Unterbrechung zwischen Wellenschalterkontakt S_1 und Spule L_1 befindet **Fall 10**.

Bei fehlender oder ganz geringer Schirmgitterspannung muss auch der Schirmgitterkondensator C_4 auf etwaigen Kurzschluss oder schlechte Isolation untersucht werden **Fall 11**. Diese Unterbrechung in der Kathodenleitung, die entweder durch den defekten Kathodenwiderstand R_2 oder durch Leitungsunterbrechung entstehen kann, bedeutet gleichfalls einen völligen Ausfall der Mischstufe **Fall 12**.

Sonderfälle

Gelegentlich lässt die Einzelteilüberprüfung keinen offensichtlichen Fehler in der Mischstufe erkennen. Trotzdem arbeitet das Gerät nicht. In derartigen Fällen liegt die Vermutung nahe, dass im Oszillator aus irgendwelchen Gründen die Schwingungen nicht einsetzen. Eine Schwingstrommessung (vgl. Abb. 1) verschafft hierüber Gewissheit. Wenn keine Schwingungen festzustellen sind, untersucht man die meist im Gitterzweig (z. B. bei der ECH 11) des Oszillators angeordneten Rückkopplungsspulen (L_4, L_5, L_6) auf ausreichende Kopplung mit der zugehörigen Schwingkreisspule (L_7, L_8, L_9). Bei zu loser Kopplung setzen die Schwingungen aus. U. U. hat sich die Rückkopplungswicklung verschoben oder es sind einige Windungen heruntergefallen. Mitunter schwingt der Oszillator an einzelnen Stellen nicht; es treten Schwinglöcher auf. Auch in diesen Fällen untersuche man die Spulen auf eventuelle Lageveränderungen, vor allem die Kurzwellenspulen.

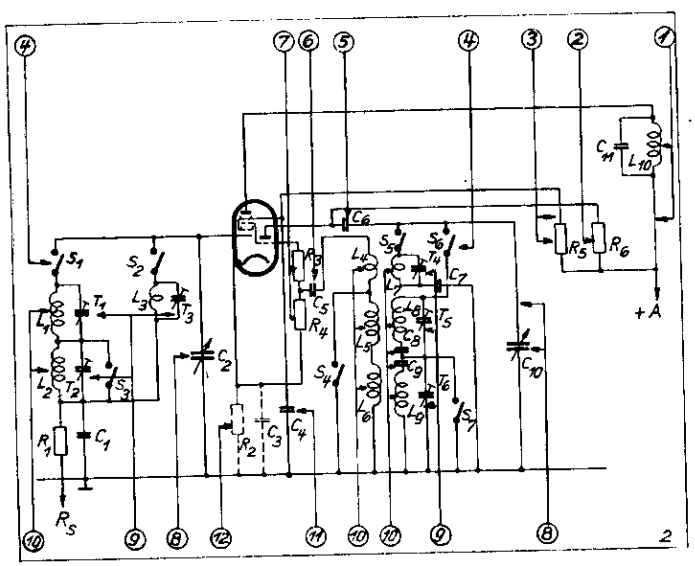
Die Schwingungen können umgekehrt auch bei zu fester Kopplung aussetzen und reissen bei zu kleinen Spulenabständen ab. Dabei pflegt sich ein zu hoher Schwingstrom einzustellen, wobei auch Oberwellen auftreten.

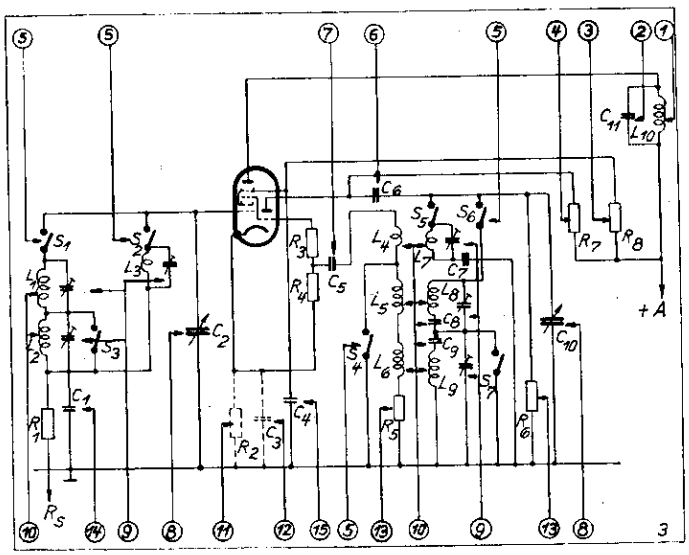
b) Leise Wiedergabe, c) Verzerrte Wiedergabe

Für verzerrte und leise Wiedergabe können vielfach gleiche Fehlermöglichkeiten verantwortlich gemacht werden. Aus diesem Grunde sollen die im allgemeinen für leise und verzerrte Wiedergabe in Mischstufen auftretenden Fehlerquellen an einem gemeinsamen Fehlersuchschema betrachtet werden (Abb. 3). Es bestehen vorwiegend folgende Fehlermöglichkeiten:

1. **ZF-Spule hat Windungsschluss**
2. **ZF-Kondensator schadhaft**
3. **Schirmgitter-Widerstand gealtert**
4. **Anodenwiderstand gealtert**
5. **Wellenschalter fehlerhaft**
6. **Oszillator-Kopplungskondensator defekt**
7. **Oszillator-Gitterkondensator schadhaft**
8. **Abstimmkondensator fehlerhaft**
9. **Paralleltrimmer defekt**
10. **Spulen haben Windungsschluss**
11. **Kathodenwiderstand gealtert**
12. **Kathodenkondensator hat schlechte Isolation**
13. **Dämpfungswiderstand schadhaft oder unterbrochen**
14. **Schwundregel-Siebkondensator defekt**
15. **Schirmgitter-Siebkondensator hat schlechte Isolation.**

Hat die ZF-Spule L_{10} im Anodenkreis der Mischröhre Windungsschluss, so verringert sich die Lautstärke (Abgleich gestört) **Fall 1** ebenso wie bei schadhaftem ZF-Kreiskondensator C_{11}, der z. B. schlechte Isolation oder Kapazitätsverlust aufweisen kann **Fall 2**.





Ein gealterter Schirmgitterwiderstand Rs bewirkt falsche Betriebsspannungen der Mischröhre. Als Folge davon stellen sich meist ein Rückgang von Verstärkung und Lautstärke sowie Verzerrungen ein [Fall 3]. Aehnliches gilt für den Oszillator-Anodenwiderstand R_7. In den meisten Fällen ergibt sich im Zusammenhang damit zu geringe Schwingamplitude [Fall 4].

Durch einen fehlerhaften Wellenschalterkontakt wird oft der Kreis stark gedämpft, so dass die Schwingungen aussetzen oder abreissen, u. U. nur bei einer bestimmten Stellung des Abstimmkondensators. Dies gilt vor allem für verschmutzten Kontakt und für Kontaktfedern mit hohem Uebergangswiderstand. Durch falsche Nockenstellung, gebrochene Schalterteile usw. ergibt sich z. B. falsche Einschaltung eines Bereiches oder es werden die Spulen eines bestimmten Bereiches nicht abgeschaltet. Dadurch entstehen u. U. eine Beeinflussung der Rückkopplung, geringer Schwingstrom und dementsprechend leise Wiedergabe. Bei Spulen mit Kurzschlusskontakten, die die jeweils nicht benutzten Spulen kurzzuschliessen haben, treten mitunter an bestimmten Stellen des Abstimmkondensators Resonanzstellen auf, wenn die jeweils nicht benutzte(n) Schwingkreisspule(n) durch Wellenschalterdefekt angeschaltet bleibt statt kurzgeschlossen zu werden (leise Wiedergabe) [Fall 5].

Bei leiser Wiedergabe untersuche man ferner den Oszillator-Kopplungskondensator C_6, da sich durch schlechte Isolation dieses Kondensators Anodenspannung und damit Schwingamplitude verringern können [Fall 6]. Auch durch schadhaften Gitterkondensator C_5 ergeben sich schlechter Schwingungseinsatz und geringe Schwingamplitude, wobei der Arbeitspunkt der Röhre verschoben wird und leiser Empfang auftritt. Hat der Gitterkondensator zu kleine Kapazität, so schwingt der Oszillator schlecht, wobei auf Kurzwellen u. U. der Empfang ganz aussetzt [Fall 7].

Auch der Abstimmkondensator C_2, C_{10} bildet mitunter die Ursache zu leisem Empfang. Eine starke Dämpfung des Schwingkreises entsteht, wenn der Abstimmkondensator Uebergangswiderstand hat oder die Platten des Drehkondensators schlechten Kontakt besitzen [Fall 8]. Man überprüfe den Drehkondensator, vor allem auf Staub- und Spanfreiheit und auf einwandfreien Kontakt der Erdungsfeder.

Verschiedene Fehlermöglichkeiten bieten die zahlreichen Trimmer, die parallel zu den Spulen der Schwingkreise geschaltet sind. Bei unterbrochenem Trimmeranschluss ändert sich der Abgleich, und die Lautstärke sowie Trennschärfe nimmt ab. Gelegentlich sind die Belege unterbrochen. Uebergangswiderstände verursachen eine hohe Dämpfung des jeweiligen Kreises [Fall 9].

Für eine Lautstärkeverringerung sind oftmals die Spulen in den einzelnen Kreisen verantwortlich zu machen. Ein Windungsschluss bedeutet neben Verringerung der Induktivität und Störung des Abgleichs erhöhte Dämpfung und entsprechenden Lautstärkerückgang [Fall 10]. Die Lautstärke verringert sich auch bei schlechten Lötstellen an den Litzenenden (hohe Kreisdämpfung). Eine weitere Kreisdämpfung ist durch die im Oszillatorspulensatz angeordneten Serienkondensatoren (z. B. C_8, C_9) gegeben. So kann bei auftretendem Uebergangswiderstand eine Lautstärkeverringerung eintreten. Ein Kurzschluss des Serienkondensators (bzw. der Serienkondensatoren) führt vor allem zu einer Störung des Gleichlaufs (leiser Empfang).

Durch einen gealterten Kathodenwiderstand R_2 ändert sich die Gittervorspannung und verschiebt sich der Arbeitspunkt der Röhre, wobei die Lautstärke entsprechend absinkt [Fall 11]. Im Zusammenhang damit ist infolge zu hoher Gittervorspannung bei Regelröhren nur der Empfang starker Sender möglich, da die Schwundautomatik die Empfindlichkeit wesentlich verringert. Hat der Kathodenkondensator schlechte Isolation, so entstehen zu kleine Gittervorspannung, Arbeitspunktverlagerung und leise Wiedergabe [Fall 12].

Unzulässig hohe Schwingstromwerte im Oszillator entstehen vielfach durch schadhaften oder unterbrochenen Dämpfungswiderstand (z. B. R_8, R_6). Der Dämpfungswiderstand ist bei auftretenden Schäden durch einen Widerstand genau passenden Ohmwertes zu ersetzen [Fall 13].

Besitzt der Siebkondensator C_1 in der Schwundregelleitung schlechte Isolation, so treten bei grosser Empfangsfeldstärke erhebliche Verzerrungen auf, da die Schwundregelung nicht einwandfrei arbeitet [Fall 14].

Verzerrungen und geringe Lautstärke beobachtet man ferner bei schadhaftem Schirmgitter-Siebkondensator C_4, der ganz oder teilweisen Kurzschluss haben kann [Fall 15].

Sonderfälle

Geringe Lautstärke entsteht u. U. auch durch schadhafte Abschirmleitungen. So tritt bei schlechter Isolation eine hohe Dämpfung des betreffenden Kreises auf.

Man untersuche ferner, falls kein offensichtlicher Einzelteilfehler festgestellt werden kann, die Rückkopplungsspulen auf richtigen Abstand zur jeweils zugehörigen Schwingkreisspule, da schlechter Schwingungseinsatz an einigen Stellen der Abstimmskala eine Abnahme der Empfindlichkeit hervorruft.

Befindet sich im Vorkreis eine ZF-Sperre oder ein ZF-Saugkreis, so kann der Kreiskondensator, der entweder als Parallel- oder Serien-Kondensator geschaltet wird, bei schlechter Isolation einen merklichen Lautstärkerückgang u. U. nur auf bestimmten Wellenbereichen oder auf einem bestimmten Bereich hervorrufen.

d) Wiedergabe mit Störgeräusch

Bei auftretendem Störgeräusch (Knacken, Pfeifen, Heulen usw.) hat man es in der Mischstufe vorwiegend mit folgenden Fehlermöglichkeiten zu tun (vgl. Abb. 4):

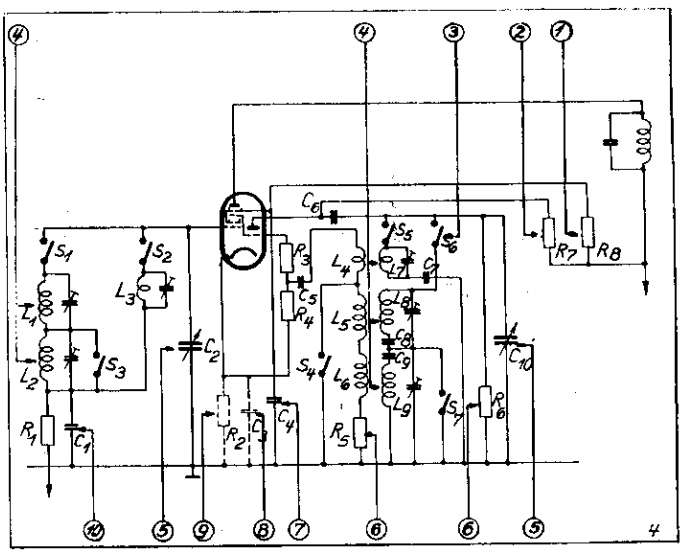
1. **Schirmgitterwiderstand schadhaft**
2. **Anodenwiderstand schadhaft**
3. **Wellenschalter defekt**
4. **Spulen haben Windungsschluss**
5. **Abstimmkondensator vibriert**
6. **Dämpfungswiderstand unterbrochen oder kurzgeschlossen**
7. **Schirmgitterkondensator unterbrochen**
8. **Kathodenkondensator unterbrochen**
9. **Kathodenwiderstand schadhaft**
10. **Siebkondensator im Schwundausgleichkreis fehlerhaft.**

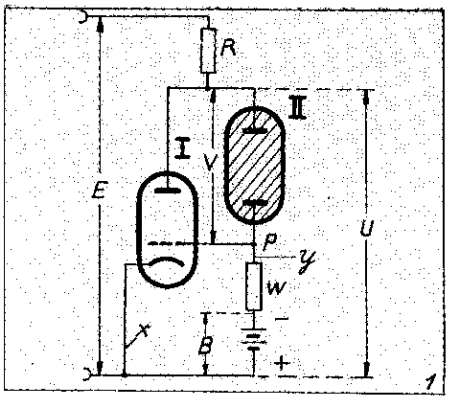
Durch einen schadhaften Schirmgitterwiderstand ergeben sich abweichende Spannungen und Ströme für die Mischröhre und unerwünschte Arbeitspunktänderung. Im Zusammenhang damit kann Brummen auftreten [Fall 1]. Bei Alterungserscheinungen und Kontaktstörungen des Schirmgitterwiderstandes kann Rauschen und Kratzen auftreten, ebenso wie bei schadhaftem Anodenwiderstand R_7 [Fall 2].

Je nach dem betreffenden Schaden entstehen durch fehlerhafte Wellenschalterkontakte Rauschen, Kratzen oder Krachgeräusche. In der Regel werden Rauschen und Kratzen durch verschmutzte Kontakte vorursacht, während Krachgeräusche meist bei ermüdeter Kontaktfeder sich bemerkbar machen [Fall 3].

Krachgeräusche werden bei Windungsschluss durch die Spulen hervorgerufen, sofern es sich nicht um einen dauernden, sondern nur vorübergehenden Schluss handelt, der vor allem bei mechanischen Erschütterungen Krachen bewirkt [Fall 4]. Das gilt sowohl für Schwingkreisspulen als auch für Ankopplungsspulen.

Heulerscheinungen entstehen mitunter durch den Abstimmkondensator, wenn bei grossen Lautstärken die Platten des Drehkondensators zu vibrieren beginnen [Fall 5].





Verbesserte Spannungsstabilisierung

Zur Stabilisierung von Spannungen benutzt man bekanntlich in Verbindung mit einem Serienwiderstand Glimmstrecken, die die Eigenschaft haben, auf Stromschwankungen mit einer reziproken Aenderung ihres Widerstandes zu reagieren, so dass das Produkt beider, d. h. der Spannungsabfall zwischen den Elektroden konstant bleibt. Wenn also die Spannung zwischen den Enden dieses Spannungsteilers wächst, so dass der Strom steigt, sinkt der Widerstand entsprechend ab, die Teilspannung an der Glimmlampe bleibt die gleiche und die Ueberspannung liegt voll an dem Serienwiderstand, da das Produkt aus ihm und dem Strom entsprechend wächst. Ebenso gilt bei wachsender Belastung parallel zur Glimmstrecke, dass der durch diese fliessende Strom um denselben Betrag abnimmt, wie der durch den Verbraucher zunimmt, so dass der Gesamtstrom und damit auch der Spannungsabfall an dem Vorwiderstand unverändert bleibt.

Der Nachteil der Glimmlampe ist, dass sie nur kleine Stromänderungen korrigieren kann, da ja der Strom durch die Glimmlampe weder unter null sinken noch über den Betrag steigen kann, bei dem die Kathode der Glimmlampe völlig mit Glimmlicht überzogen ist, da bei weiterer Stromerhöhung keine Widerstandsabnahme mehr erfolgt. Die Grenzen der Glimmlampe liegen daher bei den üblichen Typen zwischen 0 und 50 mA. Man kann den Regulierbereich aber erhöhen, wenn man die Glimmlampe mit einer Röhre kombiniert. Abb. 1 zeigt die grundsätzliche Schaltung.

Wenn sich die Spannung E erhöht, so soll jetzt der Strom der Röhre I um soviel zunehmen, dass der vergrösserte Spannungsabfall an R die Erhöhung von E kompensiert. Der Strom der Röhre I kommt erstens jetzt noch zu dem Strom der Glimmlampe hinzu, und zweitens kann sich der Strom durch die Röhre I selbst bei Wahl einer geeigneten oder zweier parallelgeschalteten Röhren in weiteren Grenzen ändern als der durch die Glimmlampe. Die Aenderung des Anodenstroms wird nun dadurch verursacht, dass sich das Potential des Punktes P hochschiebt, indem der Strom durch den rechten Zweig ansteigt, so dass der Spannungsabfall an W grösser wird. Man sieht aber auch, dass, wenn der Strom in diesem Zweig ansteigt, U grösser werden muss, da ja V und B konstant sind und mit grösserem Strom der Spannungsabfall an W wächst, während ja U gerade konstant bleiben soll. Allerdings ist hierbei die stillschweigende Voraussetzung gemacht, dass der Spannungsabfall V an der Glimmlampe unabhängig vom Strom absolut konstant bleibt. In Wirklichkeit ist das aber nicht der Fall, sondern er sinkt mit steigendem Strom etwas. Hierdurch kann also bei einer Erhöhung von E der Strom im rechten Zweig ansteigen, ohne dass U steigt, indem dann der Spannungsabfall an W um ebensoviel steigt wie V abnimmt, so dass die Summe U trotzdem konstant bleiben kann. Hierzu muss also die Spannungsänderung an W, die gleich $W \cdot \Delta I$ ist, ebensogross sein wie $-\Delta V$.

Rechnerisch ergibt sich folgender Zusammenhang. Da sich die Spannung an der Glimmlampe ermässigt, wenn der Strom durch sie steigt, ist ihr Widerstand G negativ anzusetzen, d. h. es ist

$$G = -\Delta V / \Delta y \qquad 1)$$

$$\Delta V = -G \cdot \Delta y \qquad 2)$$

Der Spannungsabfall an W ist dagegen $+ W \cdot \Delta y$, so dass sich bei einer Aenderung des Stromes um Δy für ΔU

$$\Delta U = W \cdot \Delta y - G \cdot \Delta y \qquad 3)$$

ergibt. Die Stromänderung Δx durch die Röhre ist dagegen nach der bekannten Formel

$$\Delta x = S\,[D \cdot \Delta U + \Delta G] \qquad 4)$$

Hierbei ist die Aenderung ΔG der Gitterspannung

$$\Delta G = W \cdot \Delta y \qquad 5)$$

Eingesetzt in Gleichung 4) erhält man

$$\Delta x = S\,[D \cdot \Delta U + W \cdot \Delta y] \qquad 6)$$

Andererseits erhält man aus Gleichung 3)

$$\Delta y = \frac{\Delta U}{W - G} \qquad 7)$$

Wird dies in Gleichung 6) eingesetzt, so ist

$$\Delta x = S\left[D \cdot \Delta U + \frac{W \cdot \Delta U}{W - G}\right] \qquad 8)$$

Nun ist die Spannungsänderung ΔE der Stromquelle, wie man ohne weiteres sieht,

$$\Delta E = \Delta U + R\,(\Delta x + \Delta y) \qquad 9)$$

Planmässige Fehlersuche. Fortsetzung von Seite 273

Pfeiferscheinungen machen sich bei starken Oberwellen des Oszillators bemerkbar. Dieser Fall ist bei erhöhten Betriebsspannungen der Mischröhre vor allem im Oszillator gegeben oder, wenn die Schwingamplitude infolge schadhaften Dämpfungswiderstandes im Oszillatorteil zu hohe Werte erreicht. Das gilt beispielsweise, wenn der parallel zum Schwingungskreis geschaltete Dämpfungswiderstand R_6 eine Unterbrechung aufweist oder der Reihenwiderstand R_5 im Rückkopplungskreis kurzgeschlossen ist [Fall 6].

Durch unterbrochene Siebkondensatoren, z. B. im Schirmgitterkreis tritt Brummen auf. Hat der Siebkondensator schlechte Isolation, so hat man es häufig mit Kratzen oder Knacken zu tun [Fall 7]. Brummen macht sich ferner bei unterbrochenem Kathodenkondensator C_3 bemerkbar [Fall 8]. Auch ein schadhafter Kathodenwiderstand vermag u. U. Brummen hervorzurufen [Fall 9].

Schliesslich beobachtet man ferner verschiedenste Störgeräusche bei schadhaftem Siebkondensator im Schwundregelkreis. Es kann Brummen sowie Selbsterregung eintreten (auch sogen. „Tröpfeln") [Fall 10]. Aehnliche Störungen beobachtet man bei offenem Gitterkreis, wobei u. U. auch der Siebwiderstand R_1 in der Schwundregelleitung u. U. schadhaft ist.

Rückwirkungen der verschiedensten Art stellen sich im übrigen bei fehlerhafter Abschirmung ein. Hat beispielsweise das ZF-Bandfilter ungenügende Abschirmung oder ist die Masseverbindung unterbrochen, so besteht Gefahr zu Selbsterregung (Pfeifen usw.). Dasselbe gilt für Abschirmleitungen mit unterbrochener Masseverbindung.

Sonderfälle

Ausser den genannten Fehlermöglichkeiten gibt es noch verschiedene andere Fehler, die in Mischstufen auftreten. Bei schlechter Trennschärfe, die nicht durch den Zwischenfrequenzverstärker entsteht, haben in den meisten Fällen Oszillator und Vorkreis keinen ausreichenden Abgleich. Vielfach ist es nicht möglich, die Mischstufe einwandfrei abzugleichen. Es liegt dann meist ein Fehler in den Schwingkreisen vor. Beispielsweise kann durch einen Fehler an der Spule kein Abgleich erzielt werden (HF-Eisenkern beschädigt, Gewinde ausgerissen usw.) oder durch einen Fehler am Abgleichtrimmer (Trimmer beschädigt, Kapazitätswert zu klein oder zu gross, Kontaktabnahme schadhaft usw.). Man untersuche ferner auch die im Oszillator-Schwingkreis angeordneten Serienkondensatoren auf einwandfreien Zustand (u. U. Kapazitätsmessung mit der Messbrücke!).

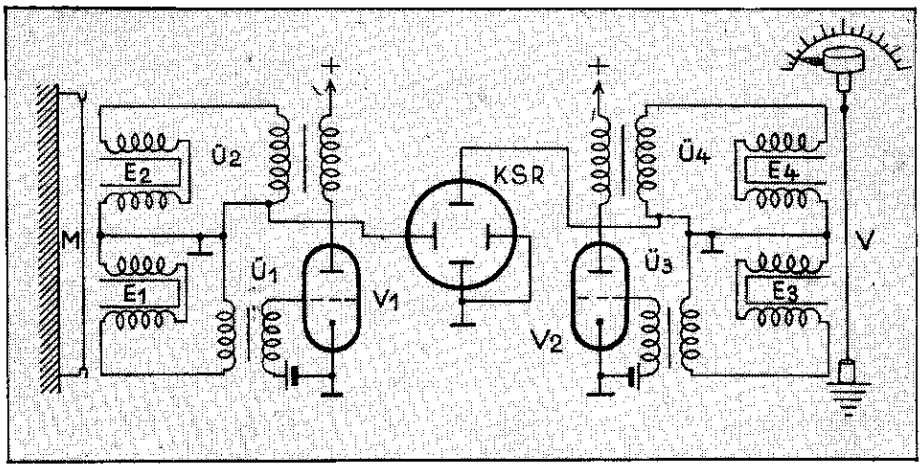
Abweichende Eichung lässt sich entweder auf einen mechanischen Fehler an der Skala oder am Skalenantrieb zurückführen oder auf einen elektrischen Fehler im Oszillator. Bei mechanischen Fehlern findet man häufig verschobenen Skalenzeiger, verschobene Skala usw. Elektrische Fehler im Oszillator sind u. a.: Trimmer hat Kapazitätswert geändert, Serienkondensator hat Kapazitätswert geändert, Trimmer oder Spule im Schwingkreis schadhaft usw.

Schluss siehe Heft 9/10 1943

Statische Dehnungsmessung mit Braunscher Röhre als Anzeigegerät

Die Schwingungszahl einer Stahlsaite ist u. a. durch ihre Länge und Spannung bestimmt. Bei sonst unverändert bleibenden Daten wird eine Längenänderung sich in einer Aenderung der Frequenz, in der die Saite schwingt, äussern. Man kann diese Tatsache in einem verhältnismässig einfachen Messgerät dazu ausnutzen, um die Dehnung eines Konstruktionsteils, beispielsweise einer Brücke, einer Talsperrenmauer usw. zu messen, wenn man an deren kritischen Stellen je eine Stahlsaite so aufspannt, dass sich Dehnungen im Bauteil auf sie übertragen. Die Messaite (M) wird mittels zweier Erregerspulen (E_1 und E_2) unter Zwischenschaltung geeigneter Uebertrager ($Ü_1$, $Ü_2$) von einer Röhre in Rückkopplungsschaltung (V_1) zu Schwingungen angeregt. Eine zweite Röhre (V_2) erregt über die Uebertrager $Ü_3$ und $Ü_4$ mittels zweier weiterer Erregerspulen (E_3 und E_4) eine im Messgerät ausgespannte Vergleichssaite V. Die an den Röhren bzw. Uebertragern auftretenden Wechselspannungen werden dem Ablenkplattenpaar einer Kathodenstrahlröhre KSR zugeführt. Bei Gleichheit der von beiden Röhren gelieferten Frequenzen, d. h. wenn die Vergleichssaite auf die gleiche Frequenz abgestimmt ist wie die Messaite, erhält man eine stillstehende Ellipse bzw. einen schrägen Strich auf dem Leuchtschirm. Bei abweichender Frequenz von V und M wird eine sich mehr oder weniger schnell bewegende Lissajou-Figur geschrieben. Man braucht also lediglich die Vergleichssaite so einzustellen, dass man Frequenzgleichheit erhält und kann dann aus einigen Konstanten nebst der Spannung der Vergleichssaite den Dehnungszustand der Messaite ermitteln. Das Verfahren ist geeignet, schnell nacheinander Messungen an mehreren Messstellen vorzunehmen.

(Aus „Archiv für Technisches Messen", Lieferung 136, Oktober 1942.)



und wenn man die Werte aus den Gleichungen 7) und 8) einsetzt,

$$\Delta E = \Delta U + R\left[S\left(D\cdot\Delta U + \frac{W\cdot\Delta U}{W-G}\right) + \frac{\Delta U}{W-G}\right] \quad [10]$$

$$= \Delta U + DRS\cdot\Delta U + \frac{RSW\cdot\Delta U + R\cdot\Delta U}{W-G} \quad [11]$$

$$= \Delta U\left(1 + DRS + \frac{RSW+R}{W-G}\right) \quad 12)$$

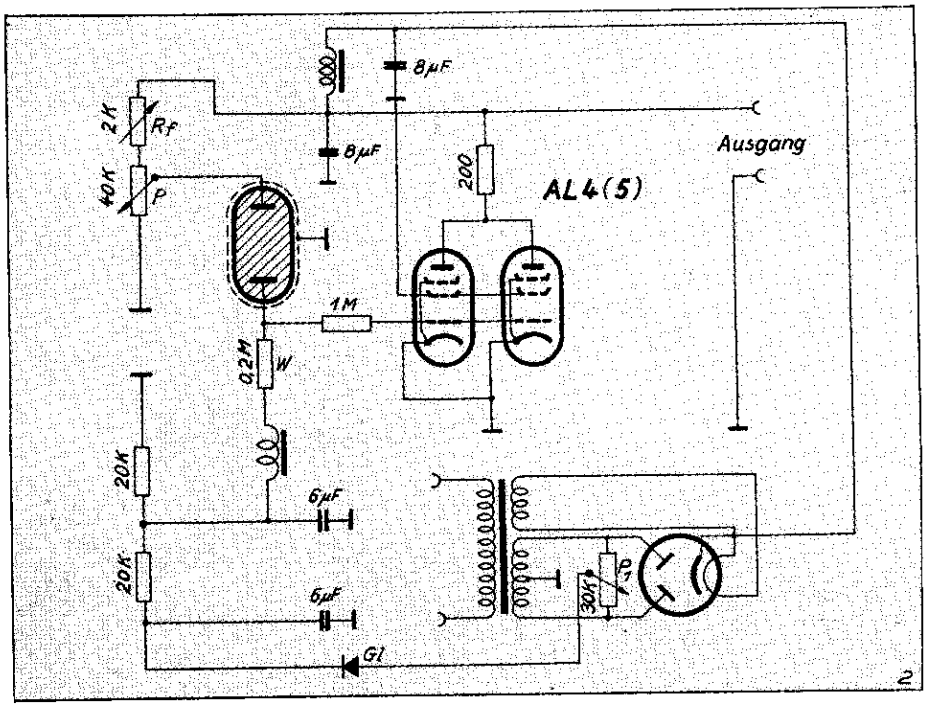
$$= \frac{\Delta U}{W-G}[(1+DRS)(W-G)+R(SW+1)] \quad [13]$$

$$\Delta U = \frac{\Delta E\,(W-G)}{(1+DRS)(W-G)+R(SW+1)} \quad [14]$$

Aus dieser Gleichung ergibt sich, dass man es wahlweise so einrichten kann, dass U mit steigendem E steigt, fällt oder konstant bleibt, je nachdem, ob man W grösser, kleiner oder gleich G macht, wobei G nach Gleichung 1) $= -\Delta V / \Delta y$ ist, was man bei der jeweils benutzten Glimmlampe durch Messung feststellen muss. Ein Wert aus der Praxis ist z. B., dass die Spannung von 149 auf 148,5 Volt fällt, wenn der Strom von 5,4 auf 8,5 μA ansteigt. Demnach müsste dann also $W = 0{,}05\,000\,000\,31 = 160\,000$ Ohm sein. Der Spannungsabfall an W wird dann bei dem kleineren Stromwert $160\,000 \cdot 0{,}000\,005\,4 = 0{,}864$ Volt. Das Gitter würde also eine positive Vorspannung von 0,86 Volt gegen die Kathode bekommen. Um auf den richtigen Arbeitspunkt von z. B. — 10 Volt zu kommen, muss demnach noch eine feste Vorspannung von — 9,14 Volt gegeben werden.

Abb. 2 zeigt die Ausführung der Schaltung in der Praxis, wobei die feste Vorspannung auch dem Netz entnommen ist. Allerdings ist diese dann den Netzschwankungen auch etwas unterworfen; es zeigt sich aber, dass dies in der Praxis das korrekte Arbeiten der Schaltung nicht beeinträchtigt, da man ja diese Aenderung durch die Wahl von W mitkompensieren kann. Im einzelnen ist zu der Schaltung das Folgende zu bemerken: Der Widerstand R ist hier durch die Netzdrossel mit einem Ohmschen Widerstand von 38,3 Ohm ersetzt. Um eine grössere Stromänderung zu ermöglichen, sind zwei Röhren AL 4 oder AL 5 parallelgelegt, die entweder, indem man das Schirmgitter mit der Anode verbindet, als Triode oder auch als Penthode geschaltet werden können, wie dies Abb. 2 zeigt. Die Glimmlampe wird am besten abgeschirmt, um wilde Schwingungen zu vermeiden. Diesem Zweck dient auch die Drossel Dr in Serie mit ihr. Zur Einregulierung der gewünschten Spannung dient das Potentiometer P, an dem die Spannung für die Glimmlampe abgenommen wird, und zur Feinregulierung der veränderliche Widerstand Rf. Die feste Gittervorspannung wird einem zweiten Potentiometer P_1 entnommen, das über der Hochspannungswicklung des Netztransformators liegt, so eingestellt wird, dass der Strom durch die Röhren bei der grössten Belastung 0 ist. Sie wird mit dem Gleichrichter Gl gleichgerichtet und dann durch zwei Widerstände von je 20 000 Ohm und zwei Kondensatoren von je 6 μF geglättet. Die Spannung lässt sich dann z. B. auf 200 V konstant halten, wenn sich die Belastung von 0 auf 72 (2 × AL 4) oder auf 140 (2 × AL 5) ändert oder die Netzspannung von 180—260 Volt schwankt.

Erland



UEBER DIE FUNK-ENTSTOERUNG

Ueberblick

Die zunehmende Bedeutung des Rundfunks und die Bedeutung betriebssicherer Funkverbindungen für militärische Zwecke haben die Funkentstörung zur dringenden Notwendigkeit gemacht. Die Zahl der Rundfunkempfänger und die Empfindlichkeit, also auch Störanfälligkeit, der Empfänger sind ständig gestiegen. Für militärische Zwecke werden in weitgehendem Umfange höchstempfindliche Geräte verwendet. Im kommerziellen Funkverkehr hat man die Möglichkeit, durch geeignete Wahl des Empfangsortes Störungen, die durch elektrische Maschinen, Geräte oder Leitungsanlagen verursacht werden, aus dem Wege zu gehen. Ausserdem kann man durch Anwendung von ausgedehnten Antennengebilden auch atmosphärische Störungen in ihrer Wirkung stark abschwächen. Beide Möglichkeiten bestehen beim Rundfunkempfang und einem grossen Teil nicht ortsfester anderer Anlagen nicht. Die Mehrzahl der Rundfunkempfangsanlagen befindet sich in dicht besiedelten Gebieten, in denen dementsprechend viele elektrische Anlagen ihre Störschwingungen erzeugen und aussenden.

Das Problem ist also, das an sich zu geringe Verhältnis zwischen Empfangs-(Nutz-)Energie und Störenergie am Empfänger zu vergrössern, ein Problem, das nicht allein den Fernmeldetechniker angeht, sondern auch in das Aufgabengebiet des Starkstromtechnikers mit hinübergreift. Für die Durchführung einer Funkentstörung stehen grundsätzlich vier Wege offen, nämlich:

Vergrösserung der Nutzfeldstärken,

Herabsetzung der von elektrischen Anlagen gelieferten Störspannungen,

Verminderung der Störaufnahmefähigkeit der Empfangsanlagen,

Uebergang von der Amplitudenmodulation zur Frequenzmodulation.

Infolge des Vorhandenseins einer sehr grossen Zahl von Sendern und Empfängern, die für Amplitudenmodulation eingerichtet sind, hat man sich begreiflicherweise vorerst auf die drei zuerst genannten Möglichkeiten beschränken müssen. In Deutschland wird die gesamte organisatorische und technische Bearbeitung aller mit der Funkentstörung zusammenhängenden Fragen vom Verband Deutscher Elektrotechniker (VDE) in Zusammenarbeit mit der Deutschen Reichspost und der einschlägigen Industrie durchgeführt. Ihren Niederschlag finden die Arbeiten jeweils in Leitsätzen bzw. Vorschriften des VDE.

Die Störer

Die meisten elektrischen Anlagen erzeugen — gewollt oder ungewollt — hochfrequente Schwingungen mehr oder weniger grosser Intensität in einem breiten Spektrum. Sie stören also auf allen Wellenbereichen. Während Maschinen, Schaltkontakte, Umrichter, Leuchtröhren, elektrische Bahnen und Hochspannungsleitungen ungewollt Hochfrequenzschwingungen erzeugen, ist bei Hochfrequenzheilgeräten und Diathermieapparaten die Hochfrequenzerzeugung ureigener Zweck. Dementsprechend wird man bei letzteren Anlagen mit dem Auftreten besonders grosser Störintensitäten zu rechnen haben.

Die Uebertragung der Hochfrequenzstörungen auf die Empfangsanlagen kann auf zwei Wegen erfolgen, nämlich leitungsgerichtet, längs den Lichtnetzleitungen oder durch Strahlung, unter Verwendung von Leitungssystemen als Antennen. Im ersteren Falle, der für die Mehrzahl der Störer zutrifft, ist die am Empfänger auftretende Störspannung u. a. von der Kopplung zwischen Lichtnetz und dem Empfängereingang abhängig. In ungünstigen Fällen kann natürlich auch eine unmittelbare Kopplung zwischen Störer und Empfänger, gegebenenfalls unter Zwischenschaltung von „Störungsträgern", wie totliegenden Leitungen, Eisenträgern usw., zustande kommen. Die Entstörung bei Uebertragung von Störspannungen über das Lichtnetz ist wesentlich einfacher, als bei störenden Anlagen, die ihre Störenergie ausstrahlen. Hierher gehören z. B. Hochspannungsfreileitungen, Strassenbahn-Oberleitungen und Diathermiegeräte. Letztere stören besonders stark, wenn sie auf Kurzwellen oder Ultrakurzwellen arbeiten.

Von Störungen atmosphärischen Ursprungs soll in diesem Zusammenhang nicht die Rede sein, da man sie naturgemäss nicht am Entstehungsort bekämpfen kann und für normale Empfangsanlagen auch die oben erwähnte Möglichkeit, grosse Antennengebilde zu verwenden, entfällt. Einzig durch Erhöhung der Empfangsfeldstärken oder Einführung von Frequenzmodulation wäre hier Abhilfe möglich.

Störungen durch Antennenentladungen, die eine Folge der Spitzenwirkung bei Auftreten elektrisch stark geladener Wolken sind und hauptsächlich bei Stabantennen vorkommen, können durch Aufsetzen einer Kugel oder eines Ringes auf das Antennenende zumeist unschädlich gemacht werden, brauchen uns also hier auch nicht zu beschäftigen.

Wie weit entstört werden muss

Will man Vorschriften zur Entstörung schaffen, so ist man zu einem Kompromiss genötigt. Einerseits wäre die Forderung nach Absenkung der von einem elektrischen Gerät abgegebenen Störspannung bis an die untere Grenze des Möglichen unwirtschaftlich, weil ja nur in einem bestimmten Anteil aller Störfälle eine so weitgehende Entstörung benötigt wird. In sehr vielen Fällen mag eine weitaus unvollkommenere Entstörung gänzlich ausreichen. Andererseits wäre es natürlich auch verkehrt, auf eine Entstörung der Geräte in der Fabrik zunächst völlig zu verzichten und jeweils von Fall zu Fall eine Entstörung vorzunehmen. Man hätte ein Heer von Beamten und Angestellten nötig, um dann zu brauchbaren Ergebnissen zu gelangen. Der zu beschreitende Weg liegt in der Mitte.

Die Entscheidung, ob man Beschaltung der zu entstörenden Geräte mit bestimmten Störschutzmitteln vorschreiben soll oder einen bestimmten Wert der, nach genau festgelegten Normen zu messenden, Reststörspannung, der nicht überschritten werden darf, fiel zugunsten der letzteren Lösung aus. Nur auf diese Weise vermeidet man Abweichungen infolge unterschiedlicher Bauarten der Geräte verschiedener Hersteller.

Um nun die Grösse der zulässigen Reststörspannung festlegen zu können, muss man vorerst eine ganze Reihe von verschiedenen Faktoren kennen. Dabei geht man zweckmässigerweise von den normalerweise vorhandenen Störern aus, die ihre Störspannung unter Vermittlung des Lichtnetzes auf die Empfangsanlage übertragen. Andere Störer, wie elektrische Bahnen, Hochspannungs- und Diathermieanlagen usw. müssen nach dem heutigen Stande der Technik sowieso individuell behandelt werden.

Man muss also zuerst feststellen, welche Uebertragungsdämpfung b bzw. welche Kopplung K zwischen Störer und Empfangsgerät besteht ($b = S_s/S_e$, $K = S_e/S_s$, wenn S_s die Störspannung am Störer, S_e die am Empfängereingang auftretende Störspannung bedeutet). Weiter muss bestimmt werden, welches Verhältnis m zwischen Störspannung S_e am Empfänger und der von der Antenne an den Empfängereingang gelieferten Nutzspannung E ($m = S_e/E$) nicht überschritten werden darf. Man konnte sich hier auf international übliche Werte stützen, die auch hinsichtlich Störungen einer Sendung durch andere Sender Gültigkeit haben, und wählte m zu $^1/_{100}$ oder kleiner, bzw. — 40 db oder mehr. Die Empfangsspannung E ist wieder von der Empfangfeldstärke F und der wirk-

Schrifttum:

K. Hagenhaus und F. Müller, Ein neues Messgerät zur Messung von Rundfunkstörspannungen, Siemens-Zeitschrift, 1939, H. 7, S. 326 ff.

K. Hagenhaus, Die Messung von Funkstörungen, ETZ, 1942, H. 15/16, S. 182 ff.

H. Harbich, Die Bekämpfung der Funkstörungen, ETZ, 1942, H. 15/16, S. 177 ff.

K. Kegel, Die Funkentstörung in der Praxis, ETZ, 1942, H. 15/16, S. 187 ff.

Leitsätze für die Messung von Funkstörspannungen VDE 0877/III. 42, Rundfunkarchiv, 1942, H. 9, S. 389 ff.

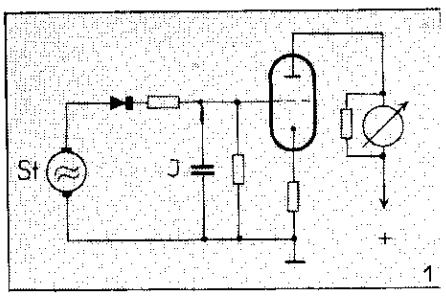
W. E. Vierhaus, Funkstörungen, ETZ, 1942, H. 15/16, S. 177

Vorschriften für Störspannungsmessgeräte VDE 0876/III. 42, Rundfunkarchiv, 1942, Heft 8, S. 364 ff.

Rolf Wigand, Neues Zubehör für den Störschutz, Radio-Mentor, Heft 4/1943, Seiten 178—179.

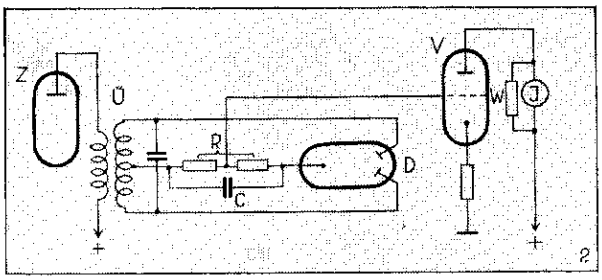
samen Höhe der Empfangsantennen h abhängig ($E = F \cdot h$), während die Feldstärke ausser durch die Dichte des Sendernetzes und die Sendeleistungen sowie Antennenwirkungsgrade auch noch durch geographische Grössen mitbestimmt wird. Die Uebertragungsdämpfung bzw. Kopplung hängt sehr stark von der Ausführungsart der Lichtnetze und von der Frequenz ab und ist in verschiedenen Ländern daher auch sehr unterschiedlich.

Es leuchtet ein, dass die Klärung der Frage, wie weitgehend man bereits durch Massnahmen bei der Fabrikation von elektrischen Geräten die Störspannung absenken muss, erst nach der statistischen Auswertung einer riesigen Anzahl von Versuchen und Messungen in allen beteiligten Ländern möglich ist. Messungen aber können erst dann einwandfreie Unterlagen liefern, wenn die erforderlichen Messgeräte und -verfahren so durchgebildet sind, dass sie auch vergleichbare Werte liefern. Aus diesem Grunde ist zunächst in den letzten zehn Jahren in Deutschland und in anderen Ländern — teilweise unter Mitwirkung einer internationalen Kommission (C. I.



S. P. R., Comité International Spécial des Perturbations Radiophoniques) die Entwicklung der Messgeräte durchgeführt worden. Der Krieg hat weitere Arbeiten unterbrochen, so dass man bisher noch nicht zu einer allgemein gültigen Auswertung bereits durchgeführter Versuchsreihen gelangt ist. Viel Arbeit wird also noch zu leisten sein.

Immerhin ist in diesem Zusammenhange interessant, dass in der Schweiz bereits ein Störmessgerät hergestellt wird, das eine Störspannung von 1 mV zugrunde legt und unter Mitwirkung des Schweizer Elektrotechnischen Vereins entwickelt wurde. Elektrische Geräte, die nicht mehr als 1 mV Störspannung abgeben, erhalten ein Qualitätszeichen. Auch in Deutschland wird man dem Anschein nach in eine ähnliche Grössenordnung der zulässigen Störspannung gelangen. Setzt man einen Störabstand von 40 db voraus ($m = 1/100$) und nimmt man an, dass die am Empfangsort herrschende Feldstärke in der Grössenordnung von 1 mV/m liegt, ein Wert, der vielfach als für ordentlichen Empfang ausreichend angesehen wird, so sind Uebertragungsdämpfung und wirksame Antennenhöhen noch zu ermitteln. Deutsche Massenmessungen haben ergeben, dass beispielsweise für 841 kHz (Sender Berlin) 75 % aller Aussen- und Innenantennen wirksame Höhen über 1 bzw. ½ m haben. Bei niedrigeren Frequenzen (z. B. 191 kHz, Deutschlandsender) wird das Verhältnis ungünstiger. Hier haben nur 68 % aller gemessenen Aussenantennen wirksame Höhen über 1 m und nur 35 % aller Innenantennen über ½ m. Geht man beispielsweise einmal von einer wirksamen Antennenhöhe von $^1/_2$ m und der genannten Empfangsfeldstärke von 1 mV/m aus, so würde die Stör-Uebertragungsdämpfung mindestens b = 46 db (1 zu 200) betragen müssen, damit der erforderliche Störabstand von 40 db gewahrt bleibt. Es bleibt abzuwarten, welche endgültigen Werte sich ergeben werden.

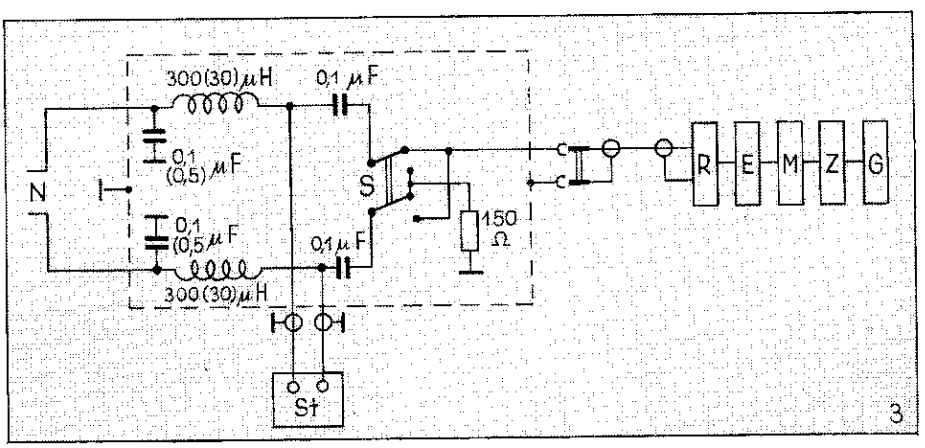


Die Messung von Störspannungen

Es war bereits auf die Notwendigkeit hingewiesen worden, ein einheitliches Störmessgerät sowohl wie ein einheitliches Messverfahren der Auswertung zugrunde zu legen. Nach längeren Versuchen gelangte man vor allen Dingen zu einer Schaltung für die Geräuschbewertung von Störungen, die Einzelknacke niedriger anzeigt als eine dichte Knackfolge gleicher Amplitude und diese wiederum schwächer als ein gleichbleibendes Geräusch. Man gelangte so zu der grundsätzlichen Schaltung nach Abb. 1. Der Störer St wirkt über einen Gleichrichter auf den Impulskreis J mit bestimmter Auflade- und Entladezeitkonstante, die Röhre wirkt als Röhrenvoltmeter zur Anzeige der am Impulskreis stehenden Spannung. Man verwendet in den heutigen Störmessgeräten eine Anordnung mit Duodiode D (Abb. 2), die von der letzten Zwischenfrequenzstufe Z unter Zwischenschaltung eines Resonanzübertragers Ü gespeist wird. Der Kondensator C lädt sich je nach Dauer des Störimpulses mehr oder weniger stark auf und kann sich über den Widerstand R wieder entladen. Die Aufladezeitkonstante beträgt 1 ms, die Entladezeit 160 ms. Das Anzeigeinstrument J des Röhrenvoltmeters V hat eine Einschwingdauer von 1 ms und ist durch den Parallelwiderstand W auf den aperiodischen Grenzzustand gedämpft. Zusätzlich wird bei der neuesten Ausführung des Störmessgerätes zur Kompensation des Anodenruhestromes der Röhre V noch eine weitere Röhre verwendet.

Im einzelnen ist der grundsätzliche Aufbau des Störmessgerätes aus dem rechten Teil von Abb. 3 zu erkennen. Der Eingangswiderstand ist auf 150 Ω festgelegt worden, weil bei dem grossen geforderten Frequenzbereich von 0.1 . . . 20 MHz nur so eine hinreichende Konstanz des Eingangswiderstandes gewährleistet werden konnte. Am Eingang liegt ein 50 nF-Sperrkondensator sowie ein Regler R, eine weitere Regelmöglichkeit ist im Zwischenfrequenzverstärker Z vorgesehen. Automatische Regelung wird nicht verwendet. Als Zwischenfrequenz ist 468 kHz gewählt worden, die Bandbreite ist innerhalb bestimmter Grenzen vorgeschrieben, die Trennschärfe muss bei 4 . . . 5 kHz Verstimmung 2 betragen (entsprechend 8 . . . 10 kHz Halbwertsbreite). Der Spannungsmessbereich muss die Messung von Störspannungen zwischen 10 µV und 0,1 V ermöglichen. Auf den Reglereingang folgt die Eingangsabstimmung E und dann die Vor- und Mischstufe M sowie der mit zwei zweikreisigen Bandfiltern bestückte Zwischenfrequenzverstärker Z, der auf den oben beschriebenen Geräuschwertanzeiger G arbeitet. Als letzte Zwischenfrequenzröhre wird man vorzugsweise eine Leistungsröhre (evtl. neutralisiert) verwenden, um Uebersteuerungen aus dem Wege zu gehen.

Für die Messung der „Funkstörspannungen" kommt eine grundsätzliche Schaltung nach Abb. 3 links in Betracht. Der Störer St wird mittels zweier 1 m langer, geschirmter Leitungen an eine Netznachbildung angeschaltet, die bei N mit dem Lichtnetz in Verbindung steht. Dabei sind für Stromstärken bis zu 25 Amp die ausserhalb der ( ) stehenden, für grössere Stromstärken, bis zu 100 Amp, die in ( ) stehenden Werte anzuwenden. Die durch den Schalter S jeweils nicht an die konzentrische Ausgangsbuchse gelegte Leitung wird über 150 Ω geerdet. Der Störer wird über die Schirmungen der Zuleitungen geerdet, nicht geerdete Störer in 40 cm Abstand von einer 2 × 2 m grossen geerdeten Metallplatte aufgestellt. Die Leitungsabschirmungen sind dementsprechend dann an die Platte und nicht an den Störer angeschlossen. Die Verbindung der Ausgangsbuchse der Netznachbildung mit dem Störmessgerät erfolgt mittels einer höchstens ½ m langen Abschirmleitung. Erwähnt sei hier, dass man früher getrennte Messungen für die symmetrische und die unsymmetrische Störkomponente durchführte, d. h. für die Störspannung zwischen den beiden Leitern bzw. zwischen der Mitte der beiden Leiter und



Erde. Aus praktischen Gründen ist man jedoch davon wieder abgekommen und misst nunmehr die Störspannung jedes Leiters gegen Erde, die „Funkstörspannung".

Die Entstörung

Es war bereits im ersten Abschnitt dieses Aufsatzes darauf hingewiesen worden, dass ein wichtiger Beitrag zur Verminderung der Störeinflüsse durch das Streben nach hinreichend hohen Empfangsfeldstärken geliefert wird. Da man die Anzahl der Grossender nicht beliebig steigern kann, ist man gezwungen, ausserdem noch Sender auf Gemeinschaftswellen und schliesslich auch Gleichwellensendernetze für diesen Zweck einzusetzen. Welche erheblichen Verbesserungen auf diese Weise u. U. möglich sind, mag aus dem Beispiele der Ostmark hervorgehen. Dort wurde es durch Einsatz von Gleichwellensendern möglich, in den grösseren Orten Tagesfeldstärken von mehr als dem Hundertfachen des früheren Betrages bereitzustellen.

Die Absenkung des Störpegels an der Empfangsanlage erfolgt in bekannter Weise durch Verwendung von Empfangsantennen, die möglichst weit von störenden Leitungen usw. entfernt sind und eine abgeschirmte Niederführung erhalten, sowie durch Verdrosselung der Lichtnetzzuleitungen und Abschirmungen im Empfänger selbst. Immerhin sind auf diese Weise natürlich auch nur Störungen fernzuhalten, die durch das Lichtnetz übertragen werden, nicht aber solche, die durch Strahlung auf die Empfangsanlage einwirken.

Jede Entstörung am Störer selbst läuft grundsätzlich darauf hinaus, ein möglichst ungünstiges Uebertragungsverhältnis zwischen Störer und angeschlossenem Leitungsnetz zu schaffen. Betrachtet man den Störer als Generator mit einem bestimmten Innenwiderstand und das angeschlossene Lichtnetz, für das man auf Grund von statistischen Messungen im Mittel einen Hochfrequenzwiderstand von etwa 150 Ω ansetzen kann, dementsprechend als Aussenwiderstand, so kommt es darauf an, den Innenwiderstand des Störers so gross wie irgend möglich zu machen. Infolge der erheblichen Unteranpassung des Aussenwiderstandes wird dann die an diesem übrigbleibende Störspannung gering. Ausser durch entsprechende Wahl der inneren Schaltung beim Störer, z. B. zum Anker symmetrische Aufteilung der Feldwicklungen einer Hauptstrommaschine, kann auch durch zusätzliche Reihenschaltung von Hochfrequenzdrosseln der Innenwiderstand des Störers erhöht werden. Andererseits ist man durch Anschaltung von Kondensatoren, d. h. niedrigen Wechselstromwiderständen, an geeignete Punkte des Störers in der Lage, die Fehlanpassung zwischen Störer und angeschlossenem Lichtnetz noch zu vergrössern, also die abgegebene Störspannung noch weitergehend abzusenken.

Bei Hochfrequenzdrosseln ist auf möglichst grosse Eigeninduktivität und geringstmögliche Wicklungs-Eigenkapazität (Parallelkapazität) zu achten, während die Kapazität der Drossel gegen Erde ohne schädliche Wirkung grosse Werte annehmen darf. Bei Störschutzkondensatoren wird man kürzeste Leitungen, also geringstmögliche Serieninduktivitäten, anstreben und auch den Kondensator selbst

Die Bedeutung des Glimmers

Elektrische Kondensatoren sind in der Wechselstromtechnik ein Bauelement von hoher Bedeutung. Die ständig steigende Verwendung von Kondensatoren für die verschiedensten Zwecke hat zu einer gewissen Typisierung geführt. Als Beispiel seien Drehkondensatoren, Elektrolytkondensatoren und die vielgestaltige Gruppe der Kondensatoren mit imprägniertem Papier als Dielektrikum erwähnt, deren Eignung für den jeweiligen Verwendungszweck durch die Verbrauchsziffern unter Beweis gestellt wird. Zur Fabrikation dieser Kondensatoren ist eine selbständige Industrie entstanden, die sich schon deutlich erkennbar in spezielle Arbeitsgebiete verzweigt. Ein solches Spezialgebiet ist die Herstellung von hochwertigen Mess- und Normalkondensatoren, sowie von Kondensatoren, die für Hochfrequenz bestimmt sind. Diese beiden Gruppen, obwohl in ihrem Aufbau unterschiedlich, sind insofern verwandt, als für beide die Kapazitätskonstanz und ein kleiner Verlustwinkel dominierende Forderungen sind.

Unter der Voraussetzung, dass die rein mechanischen Erfordernisse des Aufbaus erfüllt sind, hängt die elektrische Güte der letztgenannten Kondensatoren nur noch von dem als Dielektrikum verwendetem Material ab. Bei der Auswahl und Prüfung von geeigneten Stoffen müssen teilweise sehr strenge Massstabe angelegt werden. Hohe Kapazität bei kleinen räumlichen Abmessungen des Kondensators lässt sich nur erreichen, wenn sich die Belegungen mit kleinem Abstand gegenüberstehen, das Dielektrikum also sehr dünn ist. Aus Gründen der Durchschlagssicherheit darf es andererseits nicht zu dünn sein. An allen Punkten der gesamten Belegungsfläche liegt aber die volle Spannung, so dass nicht nur hohe spezifische Spannungsfestigkeit erforderlich ist, sondern auch völlige Homogenität und absolute Freiheit von punktartigen Fehlerstellen, wie leitende Einschlüsse, Ionisierungszonen, mechanische Risse oder Spalten etc. Diese Forderung ist ausserordentlich weitgehend. Die Tatsache, dass gleichzeitig hohe Dielektrizitätskonstante, kleiner Verlustfaktor, sehr hoher Isolations- und Oberflächenwiderstand gefordert werden müssen, führt dazu, dass die Auswahl geeigneter Stoffe sehr klein war. Man kann es geradezu als einen Glücksfall bezeichnen, dass die Natur im Glimmer ein Material zur Verfügung stellt, welches in seiner besten Qualität fast alle berechtigten Wünsche erfüllt. Der wissenschaftlichen und technischen Stoffkunde wurde hierdurch der Weg zur Schaffung neuer Werkstoffe vorgezeichnet. Wenn auch zur Zeit der Glimmer von keinem natürlichen oder synthetischen Stoff in allen Punkten übertroffen wird, so sind doch schon bedeutende Teilerfolge erzielt worden. Schon heute lässt sich erkennen, dass das Endergebnis der rastlos fortgesetzten Laboratoriumsarbeit ein voller Erfolg sein wird.

Vor der Besprechung der bis heute vorliegenden Erfolge im Austausch des Glimmers durch andere Stoffe erscheint es notwendig, erst einmal zu erörtern, durch welche Eigenschaften sich der Glimmer als so wertvoll erwies und weiterhin, welche Umstände seinen Ersatz durch andere Materialien wünschenswert erscheinen lassen.

Glimmer ist ein Naturprodukt und findet sich in grösseren oder kleineren Blöcken als Einschluss in gewissen Gesteinsarten. Diese Blöcke lassen sich in dünne, annähernd planparallele Platten aufspalten, die eine genügende Härte, Elastizität und hohe Druckfestigkeit aufweisen. Zum Aufbau von „Glimmerkondensatoren" werden diese Platten auf ein einheitliches Format geschnitten und durch Aufeinanderlegen zu einem Stapel vereinigt, wobei in bestimmten Abständen Metallfolien als Kondensatorbelegungen eingelegt werden. Zum Schluss wird der ganze Stapel durch mechanischen Druck fest zusammengepresst und die eingelegten Metallfolien in geeigneter Weise zu den beiden Gesamtbelegungen der Kondensatoren verbunden. Der Pressdruck muss so hoch sein, dass die Metallfolien an allen Punkten der Oberfläche an dem Glimmer anliegen. Jeder Lufteinschluss zwischen Glimmer und Folie, bzw. jedes mangelhafte Anliegen der Folie führt beim Gebrauch des Kondensators infolge der auftretenden hohen Feldstärken zu Glimmentladungs- und mechanischen Reibungsverlusten. Es ist nun wichtig, dass Glimmer infolge seiner Härte und Druckfestigkeit die Anwendung eines hohen Pressdruckes gestattet. Hierdurch wird eine sehr grosse Konstanz des Kapazitätswertes erreicht, und die hervorragenden elektrischen Eigen-

dämpfungsarm und möglichst induktionsarm aufbauen. Derartige Kondensatoren sind als „Durchführungskondensatoren" bekannt geworden. Unter Umständen wird man mehrere Kondensatoren parallel schalten, um über einen grossen Frequenzbereich einen hinreichend niedrigen Wechselstromwiderstand aufrechterhalten zu können. Jeder Kondensator weist ja infolge seiner restlichen Eigeninduktivität eine Serienresonanz auf, bis zu der der Wechselstromwiderstand absinkt, um jenseits wiederum anzusteigen. Verwendet man parallelgeschaltete Kondensatoren, so ergeben sich mehrere Serienresonanzen. Allerdings muss man darauf achten, dass dann nicht etwa zusätzlich auftretende Parallelresonanzen in kritische Frequenzbereiche fallen. Bei nicht geerdeten Störern bestehen infolge der Notwendigkeit, den möglichen Berührungsstrom hinreichend gering (unter 0,4 mA) zu halten, gewisse Einschränkungen in der Grösse der anwendbaren Kapazitätswerte. R. W.

und seiner Austauschstoffe für den Kondensatorenbau

schaften des Glimmers kommen voll zur Geltung, weil sich das elektrische Feld praktisch nur im Glimmer ausbildet. Beispielsweise erfolgt bei einer Glimmerstärke von 0,02 mm der Durchschlag bei einer Spannung von 12 000 Volt. Das entspricht einer Durchbruchsfeldstärke von 6 000 000 V/cm. Dieser Wert ist ausserordentlich hoch und erreicht die Grössenordnung der theoretisch möglichen Grenze. Der Verlustfaktor des Glimmers ist bei den besten Qualitäten etwa 1×10^{-4}, d. h. von der dem Kondensator aufgedrückten Scheinleistung wird etwa der zehntausendste Teil in Wärme umgewandelt. Der Isolationswiderstand beträgt umgerechnet auf den Kubikzentimeterwürfel etwa 10^{15} Ohm Glimmer muss in dieser Hinsicht zu den besten Isolierstoffen gerechnet werden. Diese vorzüglichen Eigenschaften erwiesen sich bis zu Frequenzen von einigen Megaherz als nahezu unabhängig von der Frequenz. Es sind Glimmer-Normalkondensatoren hergestellt worden, bei denen innerhalb der vorliegenden Beobachtungsdauer von 12 Jahren die Kapazität auf mindestens 0,05 % konstant blieb. Nach diesem Ergebnis wird der Glimmer für Normalkondensatoren höherer Kapazität noch lange seine Bedeutung behalten. Eine weitere erfreuliche Eigenschaft des Glimmers besteht darin, dass er in dem Temperaturbereich von $-50°$ bis $+120°$ keine Strukturveränderungen erleidet, und dass in diesem Temperaturintervall seine elektrischen Eigenschaften keine wesentlichen Aenderungen erfahren. Durch dieses Verhalten eignet sich der Glimmer besonders für Kondensatoren, welche eine grosse Hochfrequenzleistung aufnehmen müssen, wie beispielsweise die Schwingkreiskondensatoren von Sendern. Die aufgedrückte Leistung kann soweit gesteigert werden, dass betriebsmässig eine Temperatur von 100° erreicht wird. Durch den kleinen Verlustfaktor können Glimmerkondensatoren ganz beträchtliche Scheinleistungen aufnehmen. Bei diesen Kondensatoren sieht man auch wegen der besseren Abkühlungsverhältnisse von einem Schutzgehäuse ab, wie es bei Messkondensatoren aus später aufgeführten Gründen erforderlich ist.

Bei den bisherigen Erörterungen wurde nur von den allerdings sehr augenscheinlichen Vorzügen des Glimmers gesprochen, es trat daher auch noch kein Argument gegen seine ausgedehnte Verwendung auf. Es gibt aber leider eine ganze Reihe von vorwiegend wirtschaftlichen Momenten, die gegen die Verwendung von Glimmer sprechen, besonders wenn der erforderliche Kapazitätswert klein und die Belastung gering ist. Das Naturprodukt „Glimmer" ist nämlich in Blöcken von brauchbarer Grösse verhältnismässig selten. Die Aufspaltung des Rohmaterials in dünne Platten ist eine subtile Arbeit, welche sehr viele hochwertige, geschulte Arbeitskräfte erfordert. Grosse Platten sind wegen der Seltenheit grosser Blöcke teuer, bei Verwendung von kleinen Formaten ist aber der anteilige Arbeitsaufwand grösser, da die Zahl der Belegungen im höheren Masse wächst, wie die Oberfläche ihres Formates kleiner wird. Das Dielektrikum muss aber um einen konstanten Betrag über die Belegungen hervorstehen, damit sich die elektrische Spannung nicht über den Rand ausgleicht. Bei dieser Sachlage wächst bei zu kleinem Format der Gesamtglimmerbedarf je Kondensator durch die ungenutzte Fläche der Ränder. Abgesehen von diesen Schwierigkeiten ist aber die Tatsache, dass man den Glimmerkondensator stapeln muss, für die Fabrikation unerwünscht, weil bei dieser Methode immer der Anteil der Handarbeit gross ist. Der aufzuwendende Pressdruck je Flächeneinheit ist bei grossen und kleinen Kapazitäten der gleiche. Daraus ergibt sich, dass bei Kondensatoren mit kleiner Kapazität die Haltevorrichtung im Volumen, Preis und Gewicht den eigentlichen Kondensatorkörper stark übersteigt. Dieser Schwierigkeit versucht man dadurch zu begegnen, dass man für kleine Kapazitäten lange, schmale Glimmerformate nimmt und sie mit den Belegungfolien nach Art der Wickelkondensatoren auf einen festen Dorn wickelt. Erstaunlich ist, dass der Glimmer diese zusätzliche elastische Beanspruchung ohne Einbusse an elektrischer Qualität erträgt. Solche gewickelten Glimmer-Klein-Kondensatoren spielen in der Radiotechnik eine grosse Rolle. Die Kapazitätskonstanz dieser Kondensatoren genügt nicht den höchsten Ansprüchen, weil der erforderliche hohe Pressdruck nicht mit Sicherheit zu erzielen ist.

Es ist auch versucht worden, die mechanische Pressung und Halterung dadurch zu vermeiden, dass man als Belegungen nicht Metallfolien nahm, sondern auf chemischen Wege oder durch Metallverdampfung im Vakuum einen Metallniederschlag auf die Glimmeroberfläche bewirkte. Die praktischen Erfahrungen rechtfertigen aber nicht die anfänglich gehegten Erwartungen, weil der so gebildete Metallniederschlag besonders bei Hochfrequenz andere Eigenschaften besitzt als eine Metallfolie und ausserdem die vollkommene Anlage der Belegung auf dem Glimmer durch die physikalische Oberflächenbeschaffenheit des Glimmers gestört wird. Der Glimmer hat die merkwürdige Eigenschaft, dass er seine Oberfläche aus dem normalen Feuchtigkeitsgehalt der Luft mit einer äusserst dünnen Wasserhaut überzieht. Es handelt sich hierbei nicht um eine hygroskopische Erscheinung im gewohnten Sinne, sondern um einen spezifischen Grenzflächeneffekt. Diese Wasserhaut besteht aus einer Anlagerung von nur wenigen Molekülschichten und wird mit erstaunlicher Zähigkeit festgehalten. Ihre Entfernung gelingt erst bei einer Temperatur von über 300° C und Anwendung von Vakuum. Die Anwesenheit einer solchen Wasserhaut führt naturgemäss zu einer Oberflächenleitfähigkeit, welche den früher genannten hohen Isolationswert beeinträchtigt. Für Leistungskondensatoren fällt die Isolationsverschlechterung nicht ins Gewicht, da dieselben immer mit Hochfrequenz arbeiten und in diesem Falle der Scheinwiderstand sehr klein gegen den Isolationswiderstand ist. Für Mess- und Normalkondensatoren ist es aber unbedingt erforderlich, dass ein hoher Isolationswert durch geeignete Behandlung erzwungen und durch anschliessende Imprägnierung und Einbau in ein Schutzgehäuse aufrechterhalten wird. Für hochwertige Mess- oder Leitungskondensatoren, besonders wenn eine hohe Kapazität erforderlich ist, gibt es keinen besseren Baustoff als Glimmer. Solche Kondensatoren werden ohnehin von Fall zu Fall ihrem Verwendungszweck angepasst und werden nie in grossen Stückzahlen gebraucht. Hier spielen auch die Kosten und der Aufwand an Arbeitszeit keine entscheidende Rolle. In der Nachrichtentechnik werden kleine Hochfrequenzkondensatoren kleiner Kapazität für geringe Leistungsbelastung in sehr grossen Stückzahlen gebraucht. Diese Kondensatoren müssen leicht, klein und billig sein. Ihre Fabrikation darf keinen zu hohen Anteil an Handarbeit erfordern.

Nach Ueberwindung einiger anfänglicher Schwierigkeiten zeigte es sich, dass die neuzeitlichen keramischen Stoffe den Glimmer für bestimmte Anwendungszwecke nicht nur ersetzen konnten, sondern ihn an Zweckmässigkeit übertrafen. Kleine Kapazitätswerte für Hochfrequenz werden heute zu einem grossen Prozentsatz mit Keramik-Dielektrikum geliefert. Durch die Massenproduktion wurden Fabrikationsverfahren, Dimensionierung und Formgebung ständig verbessert. Auch für Leistungskondensatoren ergibt sich durch keramisches Material ein ausserordentlicher einfacher Aufbau, sofern die erforderliche Kapazität klein ist. Es erscheint nicht erforderlich, über die Einzelheiten dieser Entwicklung mehr zu sagen, da die Zahl der Veröffentlichungen hierüber sehr gross ist. Trotz der schon vorliegenden Erfolge sind aber auf diesem Gebiet noch weitere Fortschritte zu erwarten.

Wenn die keramischen Kondensatoren besonders eine Lücke im Gebiet der kleinen Kapazitäten für hohe Frequenzen ausfüllten, so lässt sich von einer anderen Entwicklungsrichtung voraussehen, dass ihre Erfolge gerade die andere Seite des Problems betreffen. Es handelt sich um die hochmolekularen Stoffe, deren theoretische Durchdringung Hand in Hand mit der technischen Entwicklung ihrer Herstellung geht. Schon jetzt liegt eine Fülle von neuen Materialien vor, welche sich durch ihre ganz besonderen Eigenschaften für bestimmte Verwendungszwecke auszeichnen.

Beispielsweise ist es gelungen, das Polystyrol in langen dünnen Bändern anzufertigen. Mit diesem Material lassen sich Wickelkondensatoren nach Art der bekannten Papierkondensatoren erzeugen, so dass man grosse Kapazitätswerte mittels eines ausgereiften Fabrikationsverfahrens herstellen kann. Polystyrol übertrifft bezüglich der Oberflächen- und Durchgangsisolationswerte fast alle bekannten Stoffe, so dass die

damit hergestellten Kondensatoren ungewohnt hohe Isolationswerte bzw. Zeitkonstanten aufweisen. Der Verlustwinkel des Polystyrols ist ebenso klein wie der des Glimmers. Wenn auch zur Zeit Polystyrol-Kondensatoren noch nicht die Konstanz der Glimmerkondensatoren aufweisen, so ist das mehr eine Frage der technischen Entwicklung. Es erscheint jedenfalls möglich, mit diesem Material ausgezeichnete Kondensatoren herzustellen. Ein stark einschränkendes Moment für die allgemeinere Verwendung von Polystyrol liegt aber in der geringen Temperaturfestigkeit. Bereits bei 60° C beginnt das Material plastisch zu werden, so dass Leistungskondensatoren nicht damit hergestellt werden können.

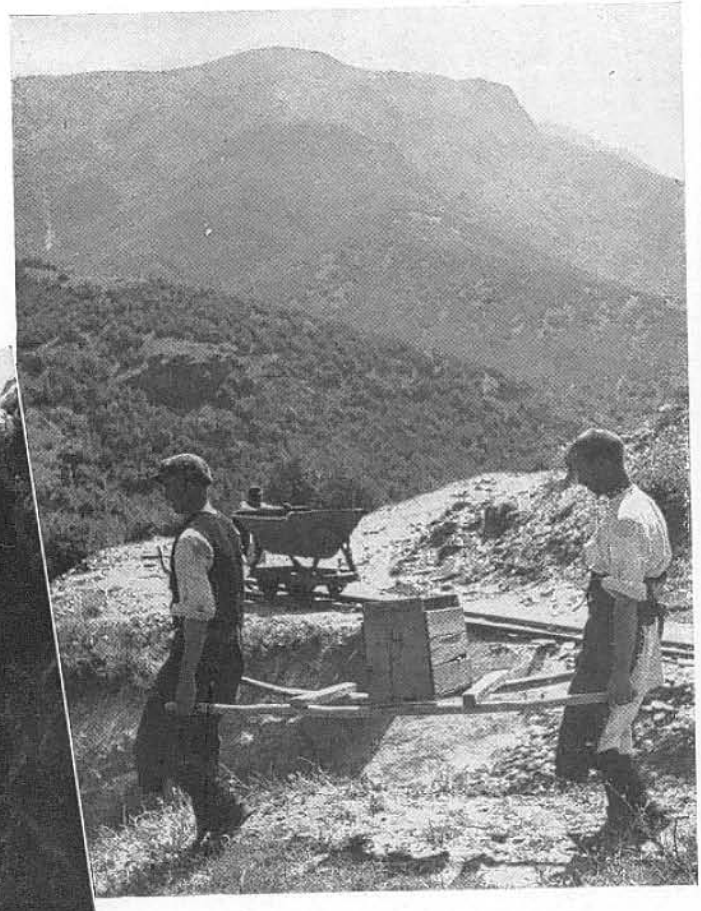
Es gibt zwar neuerdings in der Triacetatfolie ein Material, welches Temperaturen bis zu 150° erträgt, aber die elektrischen Eigenschaften der damit gefertigten Kondensatoren lassen noch einige Wünsche offen. Unter Berücksichtigung der Tatsache, dass es sich bei der Synthese dieser Materialien um einen verhältnismässig jungen Zweig der chemischen Industrie handelt und die umfangreichen Forschungsarbeiten noch in vollem Fluss sind, kann jederzeit ein überraschender Erfolg eintreten.

Darüber hinaus ist auch der strukturelle Aufbau des Naturglimmers soweit durchforscht, dass es nicht einmal ausgeschlossen erscheint, ähnlich wie bei der Synthese der Edelsteine eines Tages die Lehrmeisterin Natur zu übertrumpfen.

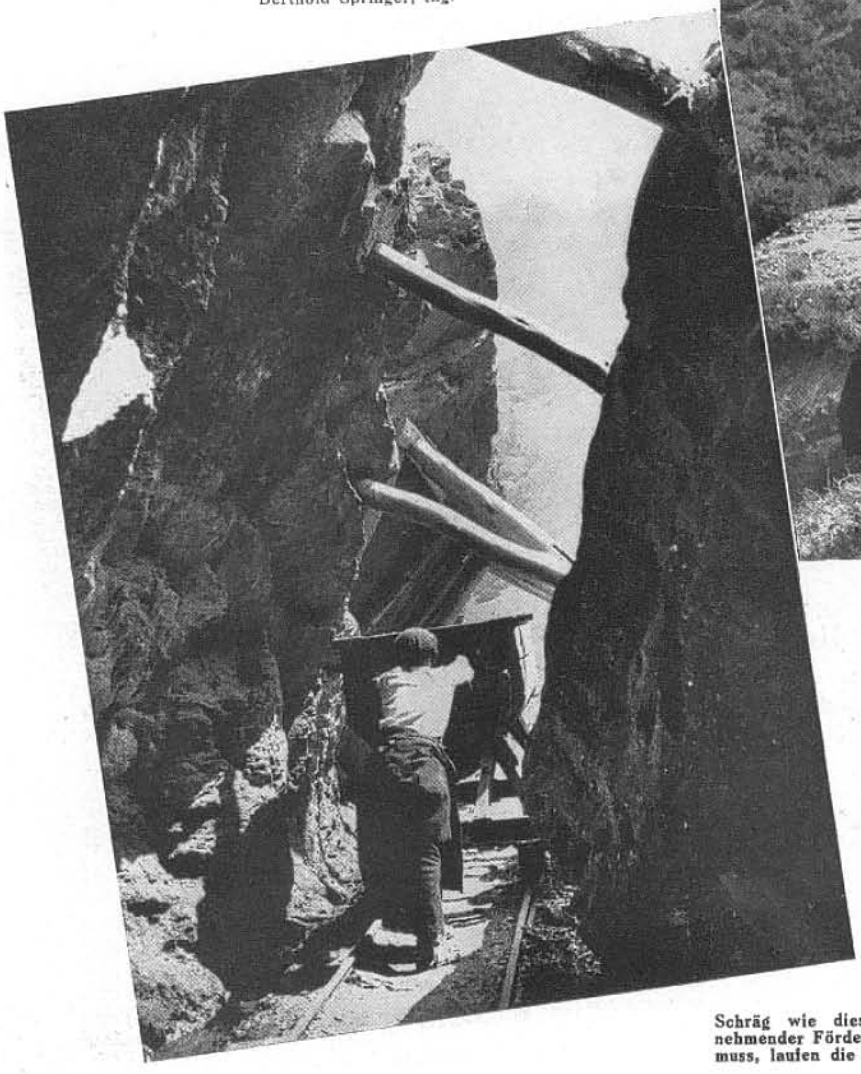
Berthold Springer, Ing.

GLIMMER AUS

Durch eine gigantische Landschaft im Innern Macedoniens führt der Weg zu den Glimmergruben einer deutschen Bergwerksgesellschaft. Der Zug eilt im Wardartal an endlosen Tabakfeldern und kleinen, malerischen Dörfern entlang; sonnüberstrahlte Höhenzüge grüssen herüber, Schafherden weiden an den Hängen und fleissige Bauern gehen ihrer fruchtbringenden Arbeit nach. In einer freundlichen Stadt im Tal hat die Leitung der Gruben ihr Hauptquartier aufgeschlagen. Hier, in der Zentrale, laufen die Fäden zusammen, die von und zu den Glimmergruben führen. Proviant und Arbeitsgerät geht von hier hinaus ins Land, wo mitten in schroffen Gebirgszügen die Gruben liegen. Mit Hammer und Meissel wird der Glimmer aus dem Fels gebrochen, rastlose Hände sieben und sortieren, nervige Arme verladen ihn auf Tragtiere und Autos, mit denen er in langen, karawanenartigen Transporten zur Zentrale geschafft wird, denn erst im Tal kann der Glimmer für den Transport in die Heimat versandfertig zugerichtet werden.



Mit Holztragen wird das kostbare Material aus dem Stollen getragen, während das taube Gestein mit Loren hinausbefördert wird.



Schräg wie dieser Stollenausgang, der mit zunehmender Förderung immer wieder gepölzt werden muss, laufen die glimmerführenden Adern.

MACEDONIEN

Ein Bildbericht von Ed. Zillich

Unter Tag. Mit Brecheisen und Hammer wird in mühevoller Arbeit dem Berg das kostbare Material entrissen.

So kommt der Glimmer aus dem Stollen.

Einer der leitenden Ingenieure mit besonders schönen Glimmerstücken.

Mittels eines groben Drahtsiebes wird die erste Sortierung vorgenommen, worauf die zurückbleibenden grossen Stücke gleich einer zweiten Auswahl unterzogen werden.

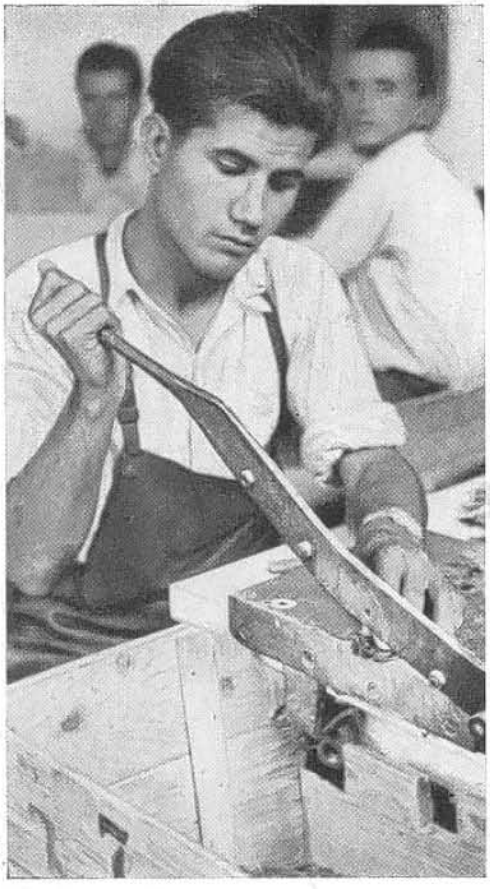
Zu den Bildern auf der rechten Seite ——→

Ganz grosse Stücke werden gleich aussortiert, da sie den kostbarsten Teil der Ausbeute darstellen.

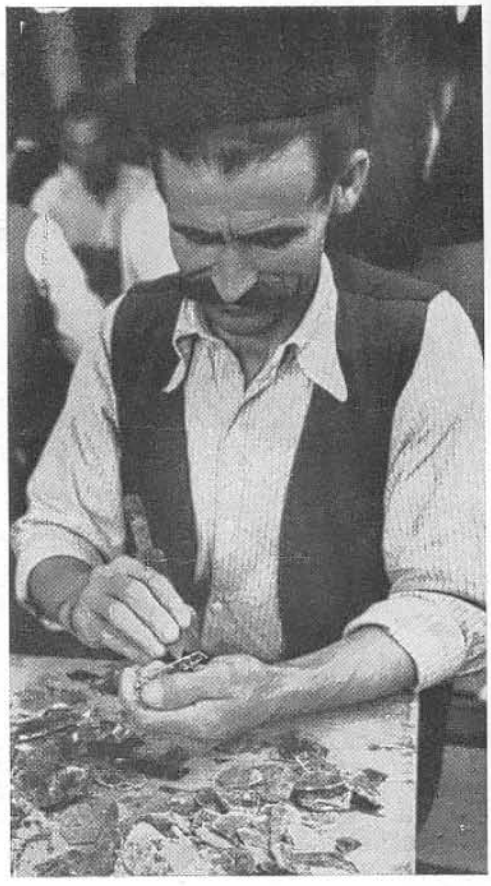
Die Feinspaltung des Glimmers erfordert besondere Geschicklichkeit und wird deshalb von Mädchen und Frauen vorgenommen. Oben links.

Hauchdünn und vollkommen durchsichtig sind die Glimmerplättchen nach der Bearbeitung in der Zentrale. In besonderen Transportkisten gehen sie so zu den Fabriken, die Glimmer verarbeiten. Oben rechts.

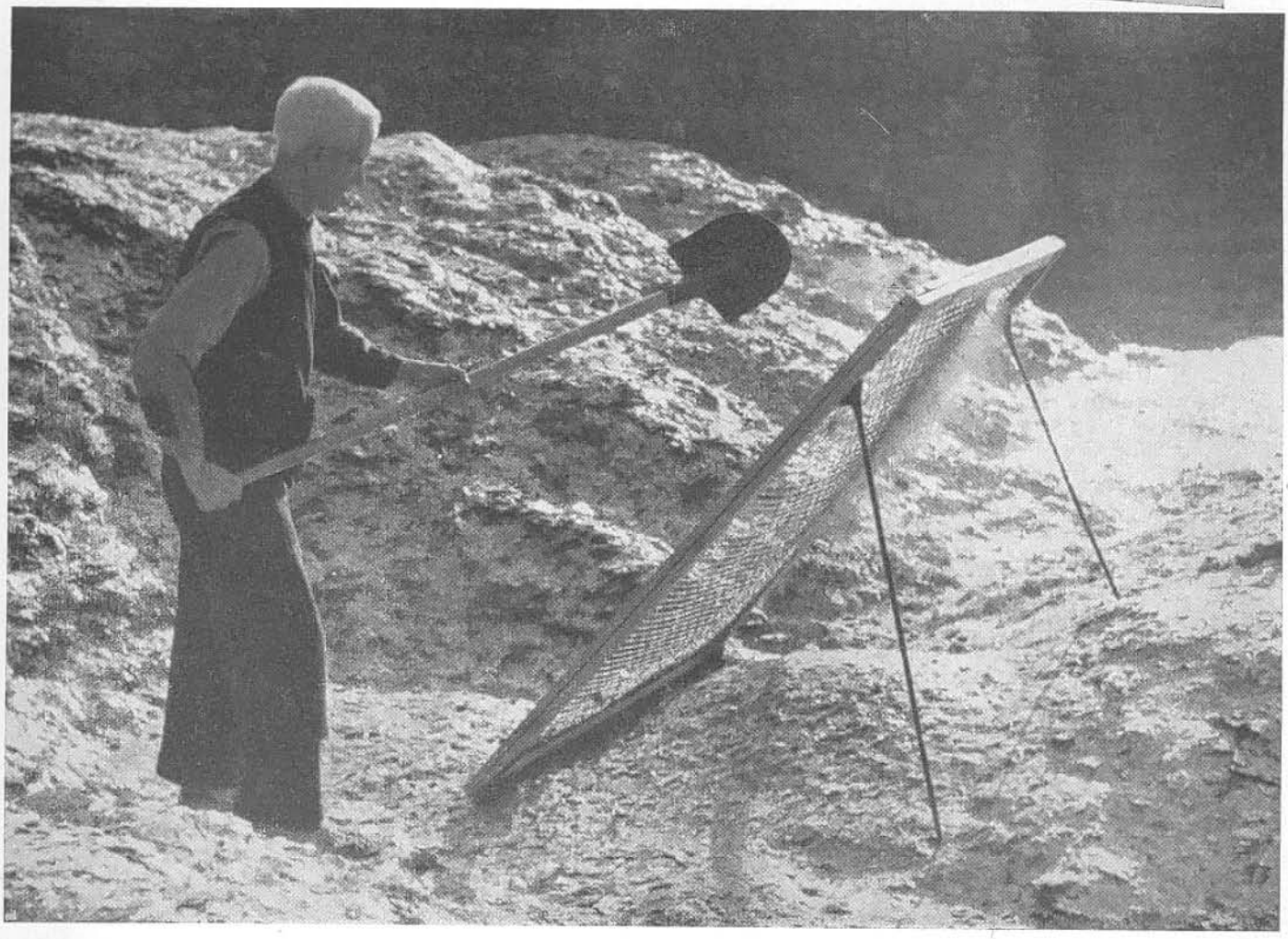
Auch der Abfallglimmer wird noch verwertet, und zwar u. a. zu einem Puder für die Trockenhaltung von Gummiwaren. Unten.



Da glatte Flächen die weitere Bearbeitung erleichtern, werden die Stücke zugeschnitten.



Die sortierten Stücke werden aufgespalten.



Theorie des

Eine Stimmgabel, die nach Abb. 1 durch eine stromdurchflossene Eisenkernspule I in ihrer Eigenfrequenz elektrisch erregt wird und deren Schwingungen andererseits in einer zweiten Spule II eine Spannung der gleichen Frequenz erzeugen, wirkt wie zwei aufeinander gekoppelte Kreise, die auf gleiche Frequenz abgestimmt sind; sie stellt also einen Vierpol dar. Ein Kreis nach Abb. 2, der nur zwei Klemmen besitzt, wirkt demgegenüber als Zweipol, der bei einer Frequenz einen maximalen und bei einer dicht danebenliegenden einen minimalen Widerstand besitzt. Da bei geeigneter Dimensionierung diese beiden Frequenzen sehr nahe beieinanderliegen, verläuft die Kurve zwischen ihnen sehr steil, und das Aggregat ist daher sehr trennscharf. Die Spule II dient der Vormagnetisierung, wobei der Grad derselben durch den Widerstand R und die Spannung der Gleichstromquelle bestimmt ist und mittels des Messinstruments M eingestellt werden kann. Die Drossel Dr ist notwendig, weil der Wechselstromwiderstand dieses Kreises sehr klein ist, so dass ohne diese die Spule II für Wechselstrom kurzgeschlossen wäre und der Wechselstromgenerator, der bei X und Y angeschlossen wird, zu stark gedämpft werden würde. Die Vormagnetisierung wiederum dient, genau wie bei einem Telephon, dazu, zu erreichen, dass die Anziehungskraft auf die Stimmgabelzinken nicht in der doppelten Frequenz des erregenden Wechselstroms erfolgt. Die Wirkung der Einrichtung beruht darauf, dass unter dem Einfluss der Erregung die Zinke schwingt und dadurch die beiden Luftspalte Sp 1 und Sp 2 abwechselnd grösser und kleiner werden. Hierdurch wird der von der Vormagnetisierung herrührende Fluss, der durch den Eisenkern, die Luftspalte und das zwischen den Polschuhen liegende Stück der Zinke verläuft, abwechselnd stärker und schwächer; damit entsteht zwischen den Enden der Spule Sp 1 eine gegenelektromotorische Kraft, die stets gleich der angelegten Spannung sein muss.

Der rechnerische Zusammenhang ist der folgende: Wenn m die Masse der Zinke und S ihre Elastizität (reziproker Wert der Steifheit) ist, so gilt, dass die in dem System vorhandene Gesamtenergie jeweils gleich der Summe der kinetischen und der potentiellen sein muss. Die Gesamtenergie A_s ist gleich dem Produkt aus der Ablenkkraft P und der Elongation E, d. h.

$$A_s = P \cdot E \qquad 1)$$

Die kinetische Energie A_k ist gleich dem Produkt aus der Masse und dem Geschwindigkeitsquadrat und dem Zahlenfaktor 2π, d. h.

$$A_k = 2\pi m v^2 = 2\pi m v \cdot E / T \qquad 2)$$

$$= j\,2\pi f m v E \qquad 3)$$

$$= j\omega m v E \qquad 4)$$

und die potentielle A_p gleich dem Quotienten aus dem Quadrat der Elongation E durch die Elastizität S und den Zahlenfaktor 2π, d. h.

$$A_p = \frac{E^2}{2\pi S} = \frac{E}{T} \cdot \frac{TE}{2\pi S} \qquad 5)$$

$$= \frac{v\,T\,E}{2\pi S} = \frac{v E}{j\,2\pi f S} \qquad 6)$$

$$= \frac{v E}{j\omega S} = -\frac{j v E}{\omega S} \qquad 7)$$

Demnach gilt also durch die Kombination der Gleichungen 1, 4 und 7:

$$A_s = A_k + A_p \qquad 8)$$

$$P E = j\omega m v E - \frac{j v E}{\omega S} \qquad 9)$$

$$\frac{v}{P} = \frac{1}{j\omega m - \frac{j}{\omega S}} \qquad 10)$$

Nun ist die Kraft P propgrtional dem in der Spule I fliessenden Strom I, d. h.

$$P = I \cdot K_1 \qquad 11)$$

$$I = P / K_1 \qquad 12)$$

und die gegenelektromotorische Kraft U proportional der Geschwindigkeit der Bewegung, d. h.

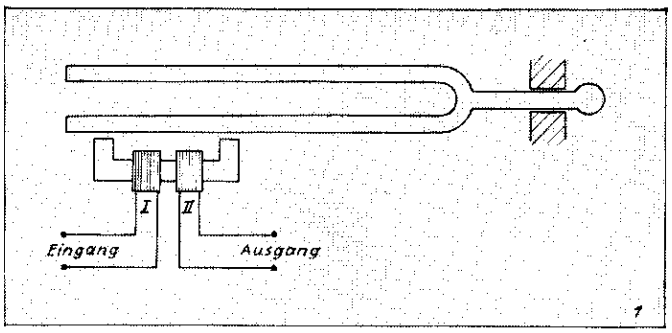
$$U = v \cdot K_2 \qquad 13)$$

und damit die Impedanz Z der Spule I

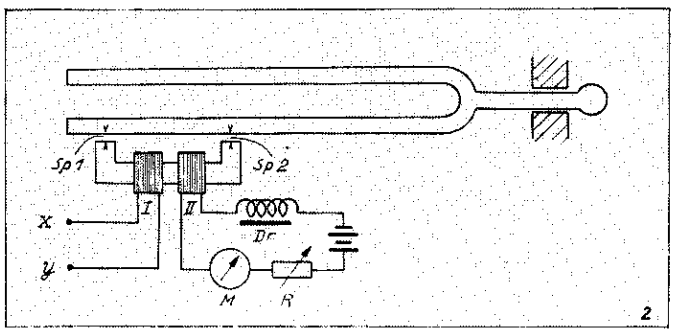
$$Z = U / I = v K_1 K_2 / P \qquad 14)$$

oder, wenn man für v / P den Wert aus Gleichung 10 einsetzt,

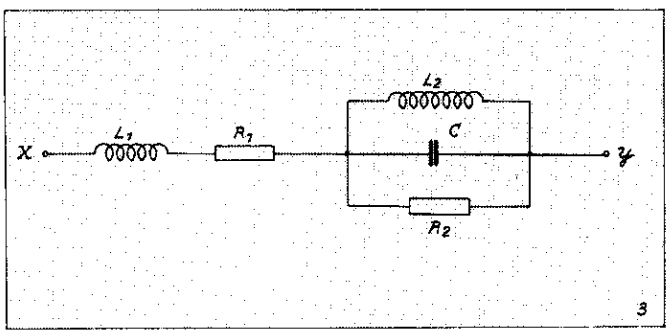
$$Z = \frac{K_1 K_2}{j\omega m - j/\omega S} \qquad 15)$$



1



2



3

$$\frac{1}{Z} = j\frac{\omega m}{K_1 K_2} - \frac{j}{K_1 K_2 \omega S} \qquad 16)$$

Die Stimmgabel benimmt sich also genau wie die Parallelschaltung einer Selbstinduktion

$$L_2 = S K_1 K_2 \qquad 17)$$

und einer Kapazität

$$C = \frac{m}{K_1 K_2} \qquad 18)$$

d. h. man erhält für die ganze Anordnung das Ersatzschaltbild der Abb. 3, wobei sich die Resonanzfrequenz wie folgt ergibt:

Der Widerstand ist

$$Z = j\omega L_1 + R_1 + \frac{1}{\frac{1}{j\omega L_2} + j\omega C + \frac{1}{R_2}} \qquad 19)$$

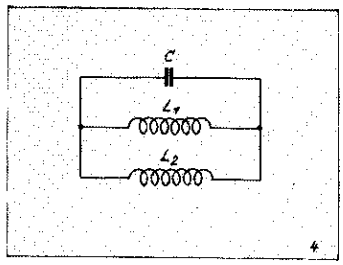
$$= j\omega L_1 + R_1 + \frac{j R_2 \omega L_2}{R_2 - R_2 \omega L_2 C + j\omega L_2 / R_2} \qquad 20)$$

Da R_1 immer sehr klein gegen ωL_1 und R_2 sehr gross gegen ωL_2 ist, kann man das zweite Glied und im Nenner des Bruches das dritte vernachlässigen und erhält

$$Z = j\omega L_1 + \frac{j R_2 \omega L_2}{R_2 - R_2 \omega^2 L_2 C} = j\omega L_1 + \frac{j\omega L_2}{1 - \omega^2 L_2 C} \qquad 21)$$

$$= \frac{j\omega L_1 - j\omega^3 L_1 L_2 C + j\omega L_2}{1 - \omega^2 L_2 C} \qquad 22)$$

Stimmgabelsummers



$$= j\omega\left[\frac{L_1 - \omega^2 L_1 C + L_2}{1 - \omega^2 L_2 C}\right] \quad 23)$$

Dieser Widerstand wird ein Maximum für

$$1 - \omega_0^2 L_2 C = 0 \quad 24)$$

$$\omega_0^2 = \frac{1}{L_2 C} \quad 25)$$

und ein Minimum für

$$L_1 - \omega_{00}^2 L_1 L_2 C + L_2 = 0 \quad 26)$$

$$\omega_{00}^2 = \frac{L_1 + L_2}{L_1 L_2 C} = \frac{1}{C\left(\frac{L_1 L_2}{L_1 + L_2}\right)} \quad 27)$$

d. h. die Frequenz, die sich aus C und der Parallelschaltung von L_1 und L_2 ergibt, d. h. das Ersatzschaltbild dafür ist Abb. 4, was sich auch aus Abb. 3 ergibt, wenn man X und Y miteinander verbindet, d. h. voraussetzt dass der innere Widerstand des Generators null ist und R_1 und R_2 vernachlässigt werden können.

Nunmehr handelt es sich darum, die Konstanten K_1 und K_2 der Gleichungen 16, 17 und 18 zu bestimmen. Die Induktion in einem Luftspalt ist, da bei Luft $\mu = 1$ ist, zahlenmässig gleich der Feldstärke und diese gleich $0{,}4\,\pi$ mal der Amperewindungszahl pro Längeneinheit. Ist $\mathfrak{B}_1$ die Wechselinduktion, die von der Spule I herrührt, und $\mathfrak{B}_2$ die Gleichstrominduktion der Spule II, sind n_1 und n_2 die Windungszahlen, I_1 und I_2 die Magnetisierungsströme, ist l die Länge und Q der Querschnitt des Luftspalts, so gilt demnach für jeden der beiden Luftspalte

$$\mathfrak{B}_1 = 0{,}4\,\pi\, n_1 I_1 / l \quad 28)$$

$$\mathfrak{B}_2 = 0{,}4\,\pi\, n_2 I_2 / l \quad 29)$$

Die Kraft, die die Stimmgabelzinke antreibt, ist für jeden Luftspalt P/2

$$\frac{P}{2} = \frac{Q}{8\pi}(\mathfrak{B}_1 + \mathfrak{B}_2)^2 \quad 30)$$

und für beide Luftspalte demnach

$$P = \frac{2Q}{8\pi}(\mathfrak{B}_1 + \mathfrak{B}_2)^2 \quad 31)$$

Da $\mathfrak{B}_1$ sinusförmig verläuft, so gilt, wenn $\mathfrak{B}_{10}$ die maximale Induktion ist,

$$\mathfrak{B}_1 = \mathfrak{B}_{10} \sin \omega t \quad 32)$$

und wenn man dies in Gleichung 31 einsetzt,

$$P = \frac{2Q}{8\pi}(\mathfrak{B}_{10} \sin \omega t + \mathfrak{B}_2)^2 \quad 33)$$

$$= \frac{2Q}{8\pi}(\mathfrak{B}_{10}^2 \sin^2 \omega t + \mathfrak{B}_2^2 + 2\,\mathfrak{B}_{10}\mathfrak{B}_2 \sin \omega t) \quad 34)$$

$$= \frac{2Q}{8\pi}\left[\mathfrak{B}_{10}^2\left(\frac{1 - \cos 2\omega t}{2}\right) + \mathfrak{B}_2^2 + 2\,\mathfrak{B}_{10}\mathfrak{B}_2 \sin \omega t\right] \quad 35)$$

Da hier nur die Kraft interessiert, die in der Frequenz ω t vorhanden ist, braucht nur das letzte Glied der Klammer berücksichtigt zu werden, und man erhält

$$P_o = \frac{2Q \cdot 2\,\mathfrak{B}_{10}\mathfrak{B}_2 \sin \omega t}{8\pi} \quad 36)$$

Setzt man für $\mathfrak{B}_{10} \sin \omega t$ wieder den ursprünglichen Wert der Gleichung 32 ein, so wird

$$P_o = \frac{4Q\,\mathfrak{B}_1\,\mathfrak{B}_2}{8\pi} \quad 37)$$

und mit den Werten für $\mathfrak{B}_1$ und $\mathfrak{B}_2$ aus den Gleichungen 28 und 29

$$P_o = \frac{4Q \cdot 0{,}4^2\,\pi^2 n_2 n_2 I_1 I_2}{8\pi l^2} = \frac{0{,}08\,\pi\, n_1 n_2 I_1 I_2 Q}{l^2} \quad 38)$$

Dann ergibt sich K_1 nach Gleichung 11 zu

$$K_1 = \frac{P}{I_1} = \frac{0{,}08\,\pi \cdot n_1 n_2 I_2 Q}{l^2} \quad 39)$$

Ferner ist die gegenelektromotorische Kraft U, die durch die Veränderung des Luftspalts hervorgerufen wird,

$$U = -\frac{Q\, n_1\, d\,\mathfrak{B}_2}{10^8\, d\, t} \quad 40)$$

Hierin ist

$$\frac{d\,\mathfrak{B}_2}{d\,t} = \frac{d\,\mathfrak{B}_2}{d\,l} \cdot \frac{d\,l}{d\,t} \quad 41)$$

Differenziert man Gleichung 29, so erhält man

$$\frac{d\,\mathfrak{B}_2}{d\,l} = -\frac{0{,}4\,\pi\, n_2 I_2}{l^2} \quad 42)$$

Ferner ist

$$\frac{d\,l}{d\,t} = v \quad 43)$$

Setzt man die Werte der Gleichungen 42 und 43 in Gleichung 41 ein, so ist

$$\frac{d\,\mathfrak{B}_2}{d\,t} = -\frac{0{,}4\,\pi\, n_2 I_2 v}{l^2} \quad 44)$$

und dies ergibt in Gleichung 40 eingesetzt,

$$U = \frac{Q\, n_1 n_2\, 0{,}4\,\pi\, I_2 v}{10^8\, l^2} \quad 45)$$

und man erhält, da nach Gleichung 13

$$K_2 = U / v \quad 46)$$

ist,

$$K_2 = \frac{0{,}4\,\pi\, Q\, n_1 n_2 I_2}{10^8\, l^2} \quad 47)$$

Nunmehr kann man auch das Produkt $K_1 \cdot K_2$ berechnen:

$$K_1 K_2 = \frac{0{,}08\,\pi^2 Q^2 n_1^2 n_2^2 I_2^2 \cdot 0{,}4}{10^8\, l^4} = \frac{0{,}032\,\pi^2 Q^2 n_1^2 n_2^2 I_2^2}{10^8\, l^4} \quad 48)$$

Setzt man nun diesen Wert in die Gleichungen 17 und 18 ein, so erhält man

$$C = \frac{10^8\, l^4}{0{,}032\,\pi^2 Q^2 n_1^2 n_2^2 I_2^2} \cdot m \quad 49)$$

$$L_2 = \frac{0{,}032\,\pi^2 Q^2 n_1^2 n_2^2 I_2^2}{10^8\, l^4} \cdot S \quad 50)$$

Ferner ist nach der üblichen Formel

$$L_1 = \frac{0{,}4\,\pi\, n_1^2 Q}{10^8\, l} \quad 51)$$

Gleichung 27 kann man wie folgt umformen:

$$\omega_{00}^2 = \frac{1}{L_2 C} \times \frac{1}{L_1 C} \quad 52)$$

Hierbei ist das erste Glied nach Gleichung 25 gleich ω_0^2, so dass man erhält:

$$\omega_{00}^2 = \omega_0^2 + \frac{1}{L_1 C} \quad 53)$$

ω_0^2 ergibt sich, wenn man die Werte der Gleichungen 49 und 50 in Gleichung 25 einsetzt, zu

$$\omega_0^2 = \frac{1}{mS} \quad 54)$$

d. h. sie wird nur durch die Eigenschaften der Stimmgabel bestimmt, während der Unterschied der beiden Frequenzen bzw. ihrer Quadrate nach Gleichung 53

$$\Delta^2 \omega = \frac{1}{L_1 C} \quad 55)$$

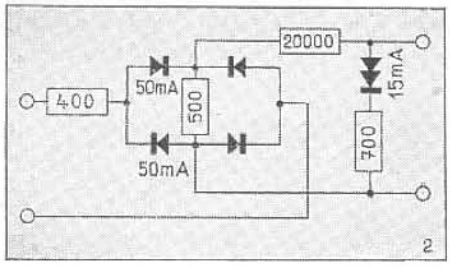
ist. Setzt man hier wieder die Werte der Gleichungen 49 und 51 ein, so ist

$$\Delta^2 \omega = \frac{10^8\, l \cdot 0{,}032\,\pi^2 Q^2 n_1^2 n_2^2 I_2^2\, m}{0{,}4\,\pi\, n_1^2 Q \cdot 10^8\, l^4} = \frac{0{,}08\,\pi\, Q\, n_2^2 I_2^2\, m}{l^3} \quad 56)$$

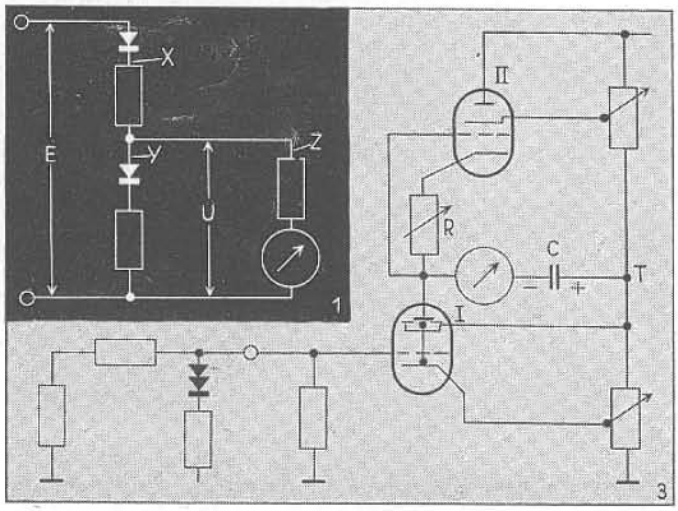
Der Unterschied zwischen beiden Frequenzen wird also um so kleiner, je grösser der Luftspalt und je kleiner sein Querschnitt und die magetisierende Amperewindungszahl und die Masse der Stimmgabelzinke ist. Da der Strom quadratisch eingeht und daher geringe Stromänderungen die Frequenz stark verändern können, empfiehlt es sich, zur Erzielung grosser Frequenzenkonstanz anstatt der Fremderregung durch Strom einen Permanentmagneten zu benutzen.

R. L.

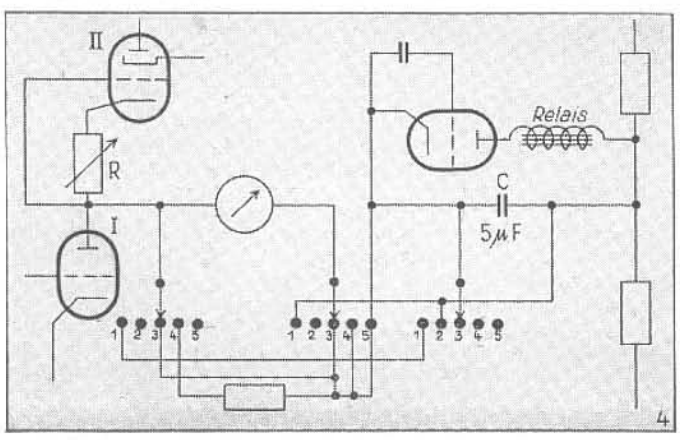
Integrierung von Spannungen für medizinisch diagnostische Zwecke



Hauptsächlich zur Messung schwacher Körperströme bedient man sich der Methode, die sich ändernden Spannungen über eine bestimmte Zeit zu integrieren, um daraus einen Mittelwert zu berechnen. Da es sich um Wechselströme handelt, werden diese zunächst gleichgerichtet und dann mit einem Gleichstrominstrument gemessen. Hierbei besteht nun die Schwierigkeit, dass sowohl Dioden- als auch Trockengleichrichter bei kleinen Spannungen nicht linear arbeiten. Die abgelesenen Ströme sind also den erzeugenden Spannungen nicht proportional. Wenn man aber nach Abb. 1 zwei gleiche Gleichrichter und zwei gleiche Widerstände in Serie schaltet und den Spannungsabfall an dem einen misst, so wirkt sich die Nichtlinearität der beiden Gleichrichter in beiden Teilen des so gebildeten Spannungsteilers in gleicher Weise aus. Man misst somit immer genau die Hälfte der tatsächlichen Spannung, vorausgesetzt, dass



der Eigenwiderstand bzw. Vorwiderstand des Messinstruments so gross ist, dass der Strom z gegenüber y vernachlässigt, $y = x$ gesetzt werden kann. Ausserdem lässt sich durch Wahl der Gleichrichter und der Widerstände noch ein völliger Ausgleich dieses Fehlers schaffen. Abb. 2 zeigt ein Beispiel einer solchen Anordnung mit Doppelweggleichrichtern. Die in der Brücke benutzten Gleichrichter sind



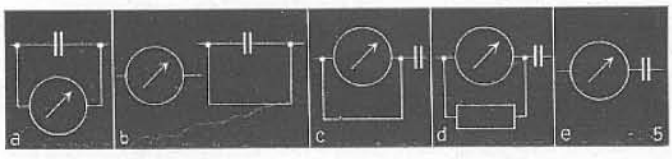
Fotozellen mit gesteigerter Empfindlichkeit

In den Forschungslabors der Universität Illinois wurde eine neue Fotozelle entwickelt, deren Empfindlichkeit das 50fache derjenigen Zellen beträgt, welche bisher als am meisten empfindlich galten. Die Sensibilisierung gelang durch Beschiessung der fotoelektrisch wirksamen Schicht mit Wasserstoffatomen. Man lässt in einem besonderen, im Vacuum der Zelle untergebrachten System Wasserstoffgas an elektrisch geladenen Drähten vorbeistreichen. Dabei bewirkt die Ladung der Drähte eine Aufspaltung des Wasserstoffmoleküls in Wasserstoffatome. Gleichzeitig wird die wirksame Schicht, welche wie üblich aus Lithium, Kalium oder Caesium besteht, mit einem, von einer beheizten Kathode emittierten Elektronenstrahl besprüht. Die Empfindlichkeitssteigerung bedeutet für die in Tonfilm, Fernsehen und zahlreichen anderen Zweigen der Technik weit verbreitete Fotozelle einen erheblichen Fortschritt.

handelsübliche und für je 50 mA bemessen, die in der Querverbindung für 15 mA. Mit einem derartigen Netzwerk lässt sich eine Frequenzunabhängigkeit zwischen 5 und 20 000 Hz und eine geradlinige Abhängigkeit des Ausgangsstroms von der Eingangsspannung von 0,5—20 Volt erreichen, die auch bei den kleinsten Spannungswerten vorhanden ist.

Zur Messung der Spannung wird diese in einer Röhre I verstärkt. Ihr Anodenstrom dient zur Aufladung eines Kondensators, der die Integrierung vornimmt, indem er die Ladungen über die Zeit der Messung speichert. Um den Ruhegleichstrom zu kompensieren, liegt dieser Kondensator C nach Abb. 3 gleichzeitig in der Kathodenleitung einer Röhre II, deren Strom also den Kondensator andersherum auflädt und der am Kathodenwiderstand R so einreguliert wird, dass eine völlige Kompensation stattfindet. Sobald aber eine Spannung zwischen Gitter und Kathode der Röhre I gelegt wird, fliessen Ladungen auf den Kondensator C und laden diesen um so mehr auf, je grösser die Eingangsspannung ist und je länger die Messzeit ist. Da hierbei die linke Belegung des Kondensators negativer wird als der Punkt T, steigt die Anodenspannung der Röhre II, in deren Kathodenleitung er liegt, während die der Röhre I sinkt. Man muss daher Penthoden benutzen, deren Anodenstrom von einer Aenderung der Anodenspannung kaum beeinflusst wird. Bei einer Aenderung der Anodenspannung der Röhre I von 250 auf 150 und der Röhre II von 150 auf 250 Volt darf sich der Anodenstrom höchstens um 3 µA ändern. Die Verwendung der Röhre bringt eine neue Nichtlinearität herein, da deren Kennlinie, namentlich in der Nähe des Fusspunkts, gekrümmt ist. Durch Verlegung des Arbeitspunktes in die Mitte der Kennlinie und Kompensation des Anodenstroms am Kondensator C lässt sich aber die Krümmung stark herabsetzen. Ausserdem ist das Eingangnetzwerk so dimensioniert, dass ihr Einfluss weitgehend kompensiert ist.

Die Messung der Spannung an C kann man entweder mit einem Röhrenvoltmeter vornehmen oder nach Abb. 4 die

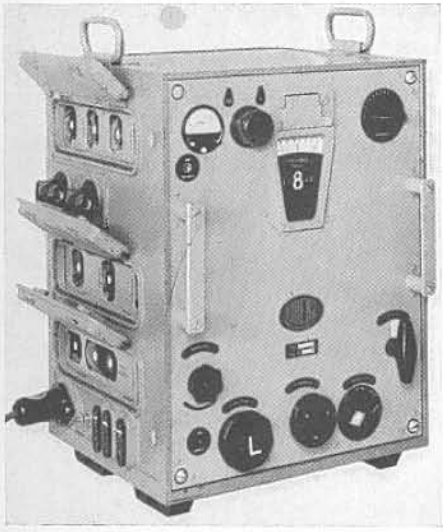


wachsende Spannung von C als Anodenspannung für eine Gastriode benutzen, die sich entlädt, sobald die Spannung an C den Zündwert erreicht. Legt man in deren Anodenkreis ein Relais, so kann dies jedesmal, wenn eine Zündung erfolgt, eine Schreibvorrichtung betätigen, die auf einem sich gleichmässig fortbewegenden Streifen eine Marke aufzeichnet. Die Anzahl der Marken pro Zeiteinheit ist dann ein Massstab für die Eingangsspannung.

Um die Einstellung der Kompensation des Anodenstroms möglichst genau vorzunehmen, ist zwischen der Anode der Röhre I und dem Kondensator ein Dreifachschalter vorgesehen, der in Stellung 1 dem Kondensator ein Galvanometer parallelschaltet (Abb. 5a). In Stellung 2 ist der Kondensator kurzgeschlossen (Abb. 5b), um ihn zu entladen. In Stellung 3 ist das Galvanometer überbrückt (Abb. 5c) und in den Stellungen 4 und 5 liegt es einmal mit und einmal ohne Parallelwiderstand mit dem Kondensator in Serie (Abb. 5d und e). R. L.

Ein kommerzieller Empfänger:

LORENZ-SCHWABENLAND



Schaltungstechnik und, besonders, Konstruktion kommerzieller Emzfänger weichen nicht unerheblich von denen der Rundfunkempfänger ab. Das kann nicht weiter wundernehmen, wenn man die sehr unterschiedliche Aufgabenstellung bei ersteren in Rechnung stellt. Der kommerzielle Empfänger hat auf alle Fälle betriebssicheren Empfang auch über längere Zeiträume zu gewährleisten. Dabei sind die Empfangsbedingungen grösstenteils ganz anders geartet als beim Rundfunkempfänger. Der kommerzielle Empfänger wird wohl stets an einem Empfangsort betrieben, der praktisch frei von irgendwelchen Störungen durch elektrische Geräte und Anlagen ist. Man kann ihn also viel weiter „ausfahren" als einen Rundfunkempfänger. Sieht man einmal von den atmosphärischen Störungen ab, so wird die Empfindlichkeit in erster Linie durch das Rauschen des Gerätes bestimmt, das man also möglichst niedrig zu halten bestrebt ist. Die Selektivität, und zwar sowohl frequenzbenachbarten als in der Frequenz weiter entfernten Sendern gegenüber, muss hohe Werte haben, um auch unter schwierigen Bedingungen Betriebssicherheit zu gewährleisten. Rein konstruktiv ist ausserordentlich stabiler Aufbau, beste Abschirmung und Tropenfestigkeit sowie gute Bedienbarkeit, ferner leichte Ueberwachung und Wartung zu fordern. Da für gewöhnlich der kommerzielle Empfänger an einer günstig ausgewählten Antenne arbeitet, muss die Möglichkeit, den Empfängereingang auf sie abzugleichen, vorgesehen sein.

Ein gutes Beispiel eines modernen Kurzwellensuperhets dieser Art ist der Elfröhren-Empfänger „Schwabenland". Der Frequenzbereich zwischen 1,5 und 25 MHz ist in acht Einzelbereiche unterteilt, von denen der kleinste 1,5 . . . 2,1 MHz, der grösste 17,2 . . . 25 MHz umfasst, so dass also im ungünstigsten Fall 7,8 MHz auf die Skala entfallen. Die Ablesegenauigkeit beträgt auch dann noch 10 kHz/mm Skalenweg, reicht also auch für hohe Ansprüche aus. Die Empfindlichkeit für ungedämpfte Telegraphie (A 1) beträgt etwa 0,2 μV für eine Ausgangsspannung von 1 V an 5 kΩ für kleine Bandbreite und 0,5 μV für grosse Bandbreite. Für Telephonie ist die Empfindlichkeit ½ bis $^1/_3$ der obigen Werte. Der innere Empfängerstörpegel beträgt bei den oben angegebenen Empfindlichkeitswerten 0,3 V am Empfängerausgang, sofern der hochohmige Antennenanschluss verwendet wird. Die Selektivität ist 1 : 1000 bei 0,1 . . . 0,5 % Frequenzabstand, je nach Frequenzbereich, die Bandbreite ist zwischen 200 und 5000 Hz stetig regelbar. Die Wahl einer hohen Zwischenfrequenz (1,24 MHz) sichert eine gute Spiegelfrequenzsicherheit bei den verwendeten 3 Vorkreisen. Sie beträgt für die ungünstigste Frequenz noch mehr als 1 : 10 000, die Durchschlagsfestigkeit gegen die Zwischenfrequenz ist mindestens 1 : 100 000. Die Empfindlichkeits- und Trennschärfemessungen beziehen sich auf einen Messenderausgang von 150 Ω.

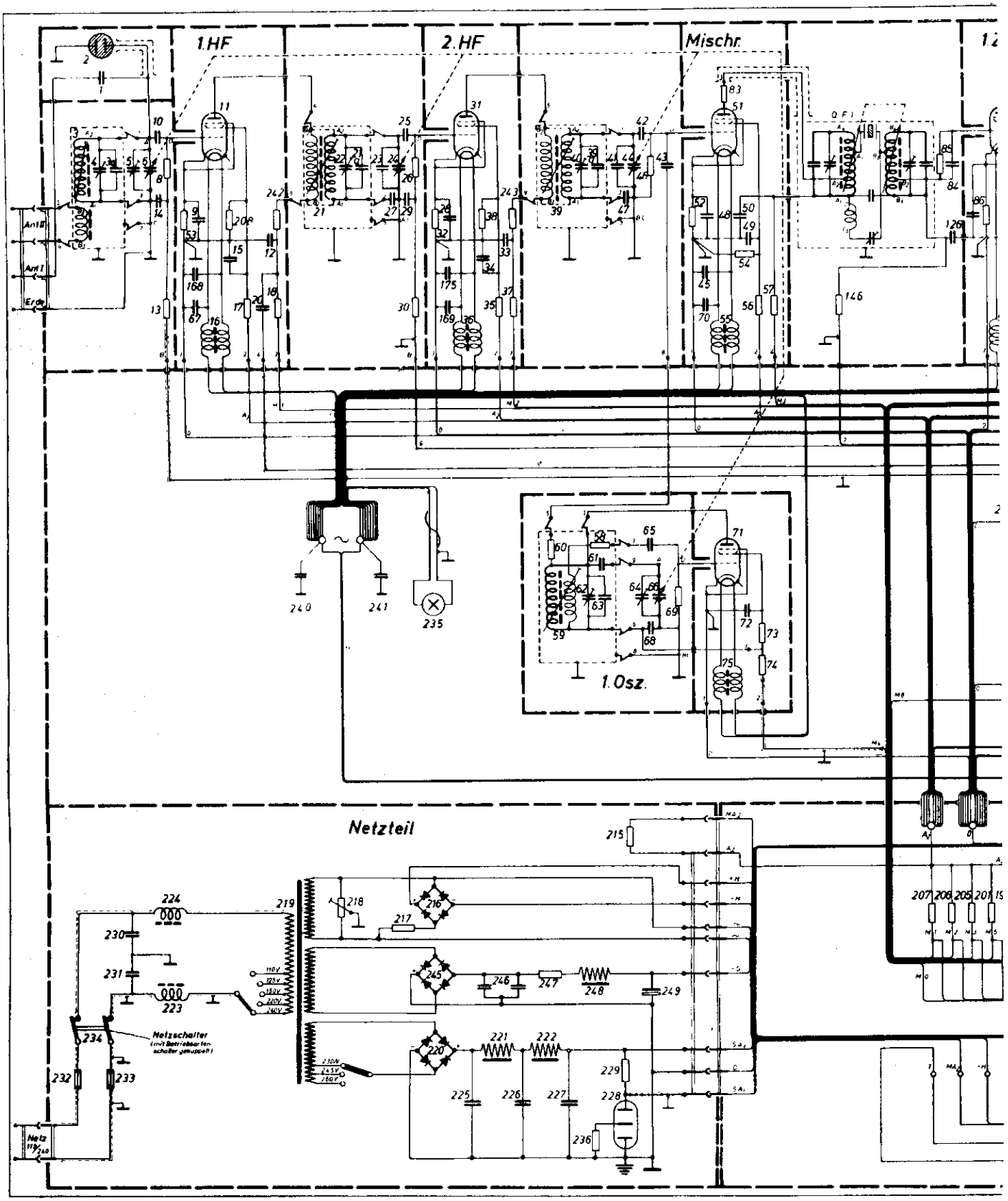
Am Empfängereingang ist ein Ueberspannungsschutz (Glimmlampe Osram 1E 30) angebracht, so dass eine Eingangsspannung bis zu 200 V zulässig ist und der Empfänger auch bei Nachbarschaft eines starken Senders betriebssicher ist. Der Eingang ist wahlweise für Anschluss einer Antenne von 100 . . . 700 cm Kapazität oder niederohmig, für Anschluss eines Antennenkabels mit 150 Ω Wellenwiderstand dimensioniert. Die automatische Lautstärkeregelung, die abschaltbar ist, regelt 1 : 10^6, bei Handregelung ist der Bereich 1 : 10^7. Bei automatischer Regelung kann ausserdem die Störhöhe 1 : 200 variiert werden. Das Gerät ist für Wechselstromnetzanschluss ausgelegt, die Leistungsaufnahme beträgt ca. 33 V A bei 220 V.

In der Schaltung des Geräts fällt die sorgfältige Abschirmung aller Stufen gegeneinander und sogar teilweise gegen die Röhren sowie die in allen Kreisen liegenden Sperren auf. Die Heizkreise sind gleichfalls durch Doppeldrosseln und Kondensatoren gegeneinander entkoppelt. Interessant ist ferner die Verwendung nur eines einzigen Röhrentyps, der R V 12 P 2000, in allen Stufen des Gerätes. Das hat den Vorteil, dass man nur einen einzigen Röhrentyp für den Ersatz bereitzuhalten braucht. Die auf zwei Vorstufen folgende Mischröhre arbeitet in additiver Mischschaltung mit Einkopplung der Oszillatorspannung aufs erste Gitter. Durch die Verwendung der zwei Vorstufen und eines Penthodenmischers konnte der Rauschpegel sehr niedrig gehalten werden.

Das Quarzbandfilter zwischen Mischröhre und erster ZF-Röhre hat induktiv abstimmbare Ein- und Ausgangskreise für die Bandbreitenregelung. Auf die drei, untereinander mit Zweikreisbandfiltern gekoppelten ZF-Stufen folgt, transformatorisch angekoppelt, das Diodenpaar für Demodulation und Regelspannungserzeugung und dann eine NF-Stufe mit HF-Ausgangssieb. Der ZF-Ueberlagerer ist quarzgesteuert (1,241 MHz). Im Netzteil wird ein Trockengleichrichter, eine doppelte Siebkette und ein Stabilisator StV 150.20 für die Stabilisierung der Betriebsspannungen der beiden Oszillatorröhren verwendet. Ein Messfeld gestattet die Messung der Heizspannung, der Anodenspannungen und -ströme und Abstimmanzeige durch Umschaltung. Für Eichzwecke kann die am ZF-Oszillator auftretende ZF-Spannung über kleine Kondensatoren an die Anode der ersten HF-Röhre gegeben werden. Die Spulensätze nebst Trimmern usw. sind in einer Trommelanordnung untergebracht. Durch Drehen der Trommel wird jeweils ein Kontaktsatz gesteuert, der den Kopfhörer kurzschliesst und die Anodenspannungen abschaltet, so dass Krachgeräusche vermieden werden.

Wie das Foto zeigt, sind oben unter einer Klappe die Vorröhren, die Mischröhre und die HF-Oszillatorröhre zugänglich, darunter liegen die beiden Antennenanschlüsse, dann folgen die drei Zwischenfrequenzröhren und unten die NF-Röhre, die beiden als Dioden arbeitenden Röhren und die ZF-Oszillatorröhre. Unten links ist der Netzstecker, daneben der Erdanschluss und die Anschlüsse für 600 Ω- bzw. 4 kΩ-Kopfhörer angebracht. Auf der Frontplatte, in der oberen Reihe, ist das umschaltbare Messinstrument mit darunter liegender Nullkorrektur, die Eicheinstellung, die Glimmlampe für Ueberspannungsschutz, die Einstellung für den Antennentrimmer (parallel zum ersten Schwingkreis), die Abstimmskala und der Messschalter mit Rücklauf zu finden. Eine mit dem Bereichsschalter (Knebel rechts unten) gekoppelte Schablone gibt jeweils nur den gerade eingeschalteten Bereich auf der Skala frei und zeigt ausserdem die Bereichnummer (in der Abbildung z. B. 8). Unten links an der Frontplatte befindet sich der Bandbreitenregler und ein Druckknopf „Eichkontrolle", rechts daneben ein Doppeldrehknopf für Pegel- und Lautstärkeregelung. Dann folgt der Abstimmknopf mit einer Uebersetzung von 1 : 25 auf den Nutzbereich der Skala und endlich der Betriebsartschalter für „Aus", „Telephonie ohne Regelung", „Telephonie mit Regelung", „Telegraphie ohne Regelung" und „Telegraphie mit Regelung". Der rechts angebrachte Knebel für die Bereichsumschaltung zieht bei Betätigung eine Feder auf, die ihrerseits die Trommel in langsame Drehung versetzt.

Die im Empfänger verwendete Penthode R V 12 P 2000 ist eine Zwergröhre,

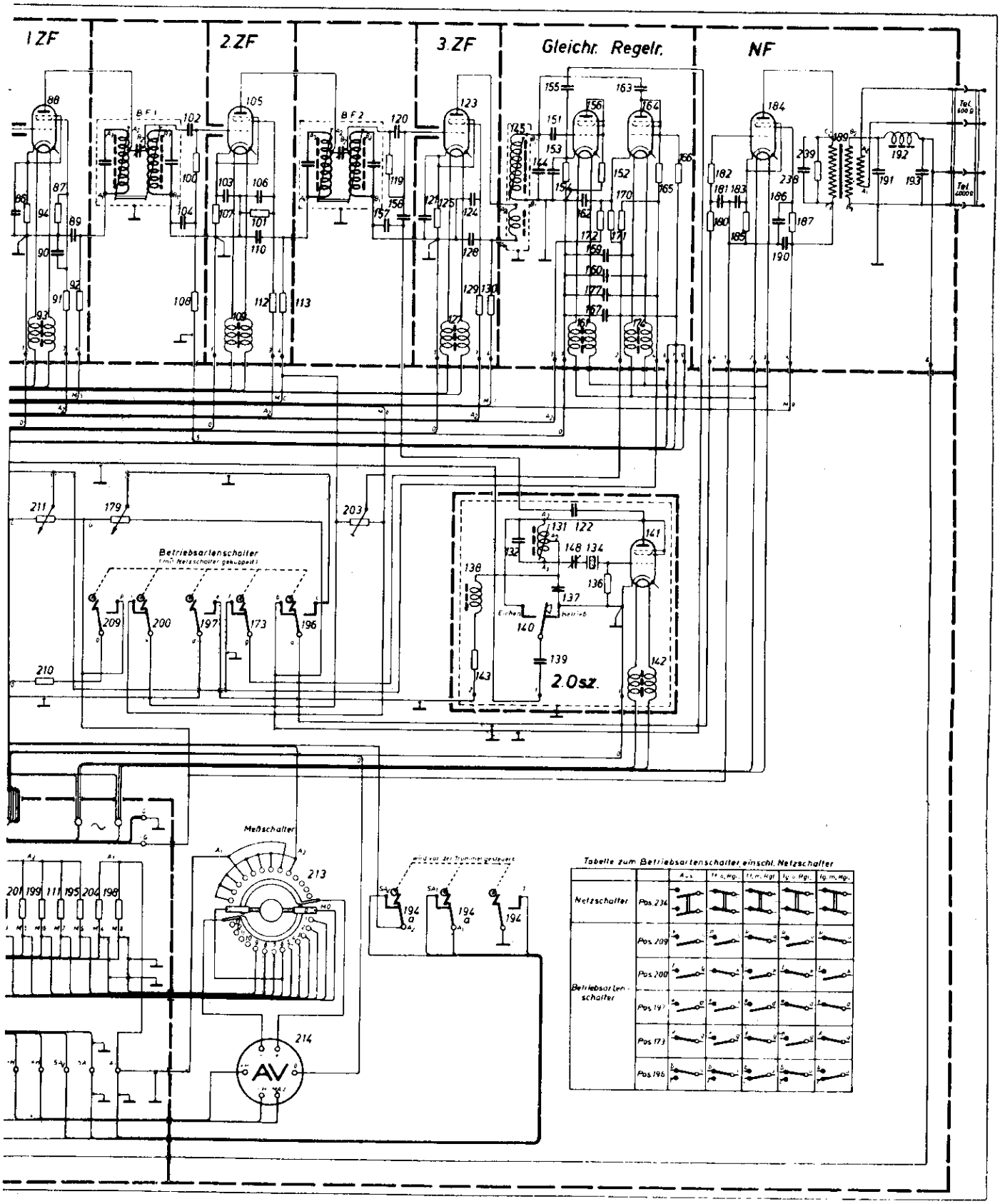


Stückliste Schwabenland

Pos.	Wert	Pos.	Wert	Pos.	Wert
1	15	16	1 mH	29	50 T
4	1 . . 7	17	50 K	30	100 K
5	38,5 max	18	10 K	32	800
6	138 max	20	2	33	0,1 µF
8	1 M	22	13,5 max	34	0,1 µF
9	0,1 µF	23	25	35	50 K
10	100	24	138 max	36	1 mH
12	0,1 µF	25	100	37	10 K
13	100 K	26	1 M	38	100 K
14	50 T	27	50 T	40	13,5 max
15	0,1 µF	28	0,1 µF	41	35

Pos.	Wert	Pos.	Wert	Pos.	Wert
42	7	55	1 mH	73	100 K
43	5	56	100 K	74	10 K
44	138 max	57	10 K	75	1 mH
45	5 T	62	13,5 max	84	50
46	500 K	64	2,5	85	1 M
47	50 T	65	100	86	0,1 µF
48	0,1 µF	66	138 max	87	100 K
49	0,1 µF	67	5 T	89	0,1 µF
50	0,1 µF	68	50 T	90	0,1 µF
52	3 K	69	50 K	91	100 K
53	800	70	5 T	92	10 K
54	0,5 K	72	50 T	93	1 mH

Pos.	Wert	Pos.	Wert	Pos.	Wert
94	800	112	100 K	130	10 K
100	1 M	113	10 K	132	200
101	100 K	119	30 K	136	200 K
102	50	120	50	137	50 T
103	0,1 µF	121	0,1 µF	138	30 mH
104	50 T	122	2	139	2
106	0,1 µF	124	0,1 µF	142	1 mH
107	800	125	800	143	30 K
108	100 K	126	50 T	144	200
109	1 mH	127	1 mH	146	100 K
110	0,1 µF	128	0,1 µF	148	45 max
111	40	129	300 K	151	50



Pos.	Wert		Pos.	Wert		Pos.	Wert	
151	100	K	165	1	M	179	1	M
153	50		166	100	K	180	100	K
154	500	K	167	0,1	µF	181	400	
155	20	T	168	5	T	182	100	
157	100		169	5	T	183	1	µF
158	5		170	5	K	185	800	
159	5	T	171	2	K	186	1	µF
160	5	T	172	100	K	187	50	K
161	1	mH	174	1	mH	190	1	µF
162	1	µF	175	5	T	191	2	T
163	50		177	5	T	192	30	mH

Pos.	Wert		Pos.	Wert		Pos.	Wert	
193	2	T	210	300		229	5	K
195	10		211	5	K	230	50	T
198	20		212	500		231	50	T
199	30		218	1	K	236	100	K
201	33		221	12,5	H,320	237	45	µF
203	100		222	12,5	H,320	238	400	
204	20		223	38	mH	239	500	K
205	70		224	38	mH	240	50	T
206	20		225	4	µF	241	50	T
207	20		226	4	µF			
208	100	K	227	4	µF			

die bei der kürzesten Welle (12 m) immerhin noch über 100 kΩ wirksamen Eingangswiderstand hat. Ihre Eingangs- und Ausgangskapazitäten (max. 3,6 bzw. 3,4 pF) sind kleiner als bei Rundfunkröhren (etwa die Hälfte), ihre Steilheit beträgt max. 1,7 mA/V, der Innenwiderstand mindestens 1 MΩ, der äquivalente Gitterrauschwiderstand etwa 4 kΩ (in der Mischstufe also etwa 16 . . . 20 kΩ).

Foto C. Lorenz A. G. R. W.

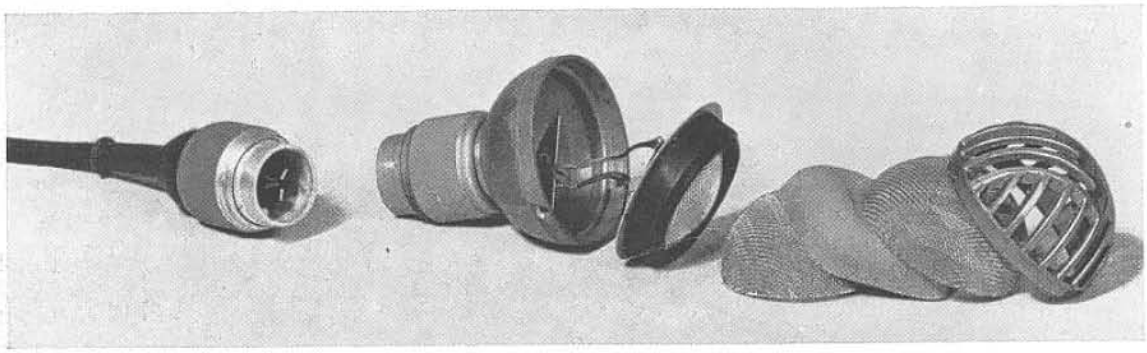
EIN NEUES

Kristallmikrofon

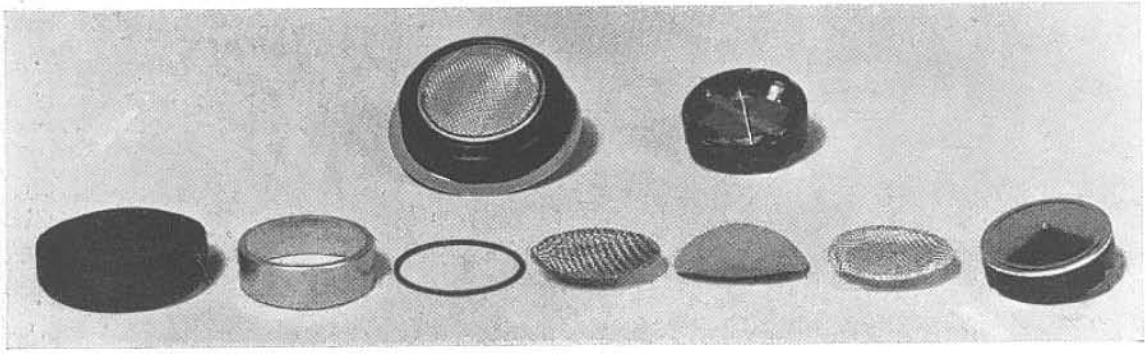
Abb. 1—3 Sonderaufnahmen für Radio-Mentor von Telefunken
Abb. 4—6 Fotos von Rolf Wigand

1

R.W. Kristallmikrofone werden in zwei grundsätzlich voneinander verschiedenen Ausführungsformen gebaut, als Klangzellentyp und als Membranmikrofon. Das neue Mikrofon, dessen eigentlicher Körper kleiner als ein Tennisball ist, gehört dem letzteren Typ an. Hier wird die Membranschwingung mittels einer mechanischen Kupplung auf die Kristalle übertragen. Die Empfindlichkeit ist mit 1 mV/bar relativ hoch zu nennen, die Kapazität so gross, dass bis zu 200 m Kabel zwischen Mikrofon und Vorverstärker verwendet werden können. Die Richtcharakteristik ist praktisch kugelförmig, der Frequenzgang im Bereich zwischen 50 und 10 000 Hz sehr ausgeglichen, mit einem schwachen Anstieg nach hohen Frequenzen zu. Das ist zum Ausgleich von Verlusten bei diesen Frequenzen in Verstärkern und Lautsprechern besonders vorteilhaft.



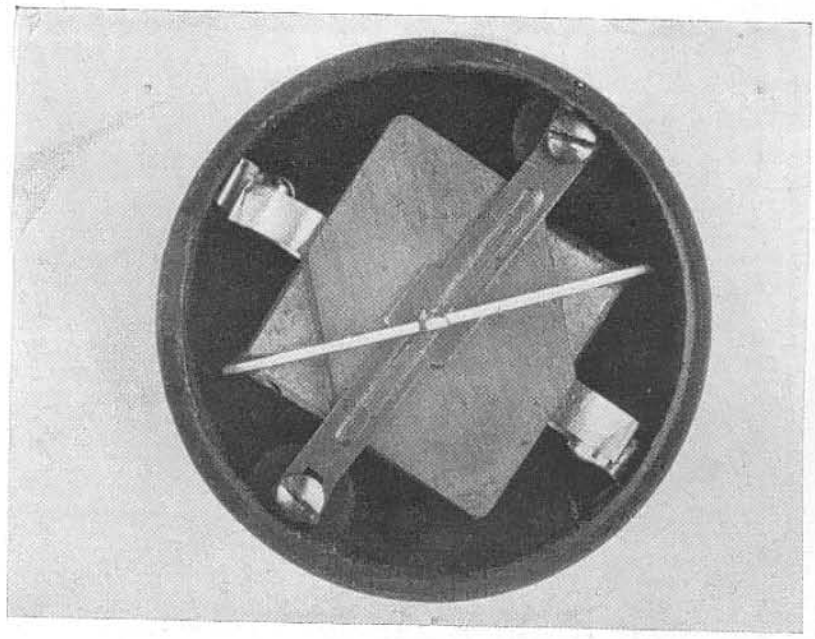
2



3

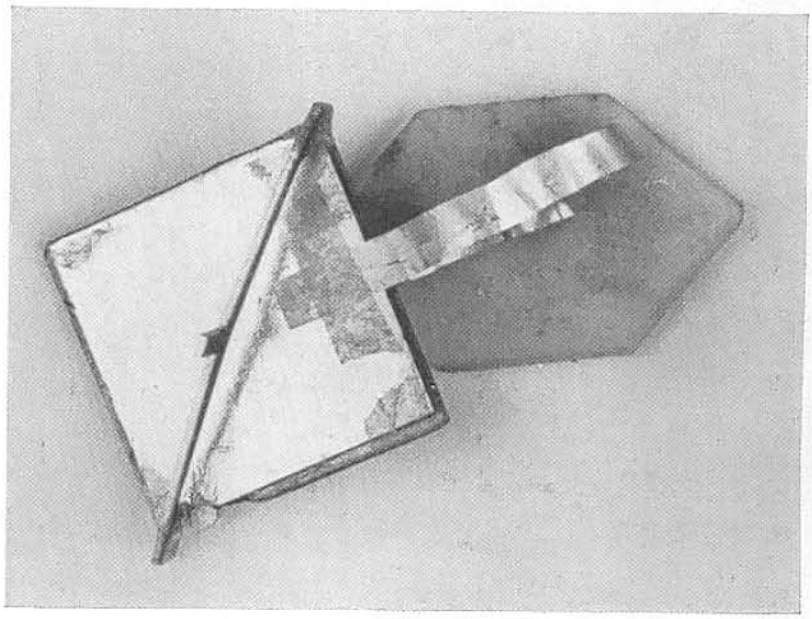
Abb. 1. Das neue Kristallmikrofon wird in zwei Ausführungsformen geliefert, als Tischmikrofon (links) und als Handmikrofon (rechts). Ersteres ist mit einem 2 m langen, abgeschirmten Anschlusskabel versehen, an dessen Ende eine kleine Vierpolkupplung (in der Mitte der Abb.) mit Tuchelkontakten (vgl. a. Radio-Mentor 1942, S. 270) sitzt. Das Handmikrofon wird unmittelbar auf eine solche Kupplung aufgesteckt. Der mit abgebildete Taschenrechenstab zeigt die geringen Abmessungen beider Mikrofone.

Abb. 2. Das Handmikrofon, auseinandergenommen. Von links nach rechts: Vierpolkupplung, Mikrofongehäuse, unterer Teil mit der an zwei Leitungen angeschlossenen, in Gummifederung angebrachten Mikrofonkapsel, feines Schutzgewebe aus Draht, dünne Stoffkappe, grobes Drahtgewebe und äussere, durchbrochene Mikrofonabdeckung.



4

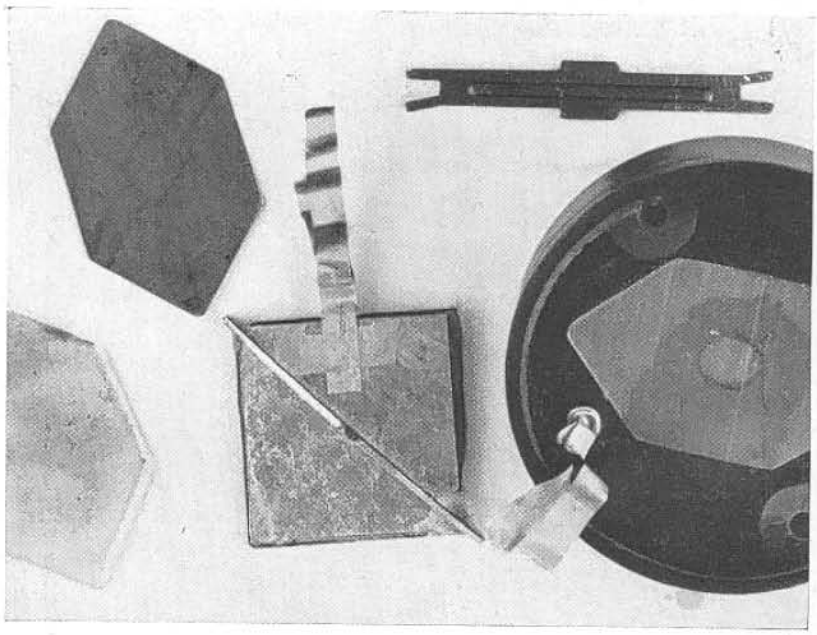
Abb. 3. Die Mikrofonkapsel und ihre Bestandteile. Obere Reihe: links die komplette Kapsel, rechts das Innere des Kristallelementes, Membran entfernt. Untere Reihe, von links nach rechts: Gummiring (U-förmig) zur federnden Aufhängung der Mikrofonkapsel, Haltering und Distanzring, grobes Metallgeflecht, feines Stoffgewebe, feines Drahtgeflecht zur Abdeckung und zum Schutze sowie zur entsprechenden Frequenzgangbeeinflussung. Ganz rechts die „Seele", die Kristallkapsel mit Membrane.



5

Abb. 4. Vergrösserte Ansicht der Kristallkapsel (natürlicher Durchmesser 3 cm!) ohne Membran. Das Kristallelement ruht auf einer elastischen Unterlage in einem runden, flachen Bakelitenapf. Oben auf dem Element liegt eine zweite elastische Platte und eine Metallplatte, die durch den mittels Schrauben gehaltenen Bügel schwach angedrückt wird. Die aus Folie bestehenden Belegungen sind beiderseits zu Fahnen herausgeführt, die zu den Anschlüssen führen. Der in der Mitte mit der Membran verbundene Steg überträgt die Membranschwingungen auf die beiden diagonal gegenüberstehenden Ecken des als Sattelbieger arbeitenden Kristalls.

Abb. 5. Die Abb. zeigt vergrössert das Kristallelement mit dem Uebertragungssteg und dessen mit der Membran verbundenen Zapfen sowie eins der beiden sechseckigen, aus Mipolam (einer gummiähnlichen Masse) hergestellten, elastischen Plättchen. Die Kristallplättchen haben etwa 17 mm Kantenlänge.



6

Abb. 6. Hier sind die Bauteile der in Abb. 4 abgebildeten Kristallkapsel einzeln auseinandergelegt. Links unten eine Mipolamplatte, darüber das oben aufliegende Metallplättchen, rechts daneben der Andruckbügel. In der Mitte findet sich das eigentliche Kristallelement mit Steg, rechts der Bakelitenapf, in den unten ein Mipolamplättchen eingekittet ist, auf das das Kristallelement zu liegen kommt.

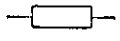
Les symboles utilisés dans les schémas ont la signification suivante:

Los símbolos empleados en los esquemas significan lo siguiente:

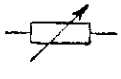
Explanation of the symbols employed in the wiring diagrams:

SYMBOLE DER RADIOTECHNIK

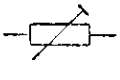
Ein beträchtlicher Teil der Schaltzeichen der Elektro- und Radio-Technik ist in Deutschland genormt. Wir bringen im folgenden eine Zusammenstellung der am häufigsten angewendeten Symbole und ihre Bedeutung. Diese Zusammenstellung wurde für die zeichnerischen Mitarbeiter des Radio-Mentor gemacht, um mit der Zeit eine einheitliche Darstellung zu erreichen. Es liegt im Interesse der europäischen Radiotechnik, wenn diese Symbole in Zukunft allgemein angewendet werden. In- und ausländischen Fachzeitschriften stellen wir auf Anforderung gerne Druckmatern dieser Seiten zur Verfügung, falls sie unsere — wie man zugeben wird — völlig uneigennützigen Bestrebungen zur Erreichung einer einheitlichen Darstellung der Schaltzeichen fördern wollen.



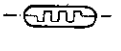
Widerstand
Résistance
Resistance
Resistencia



Veränderlicher Widerstand, Potentiometer
Résistance variable, Potentiomètre
Variable resistance, Potentiometer
Resistencia variable, Potenciómetro

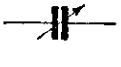


Einstellbarer Widerstand
Résistance ajustable
Adjustable resistance
Resistencia ajustable

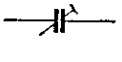


Spannungsregler, Eisenwasserstoff-widerstand
Régulateur de tension, résistance à fer hydrogène
Voltage-regulator
Regulador de tensión, resistencia de agua ferruginosa

Festkondensator
Condensateur fixe
Fixed Condenser
Condensador fijo



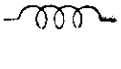
Drehkondensator
Condensateur variable
Variable condenser
Condensador variable



Trimmer
Trimmer
Trimmer
Condensador adaptador (trimmer)

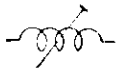
Elektrolyt-Kondensator, gepolt
Condensateur chimique, polarisé
Polarized electrolytic condenser
Condensador electrolítico polarizado

Elektrolyt-Kondensator, ungepolt
Condensateur chimique, non polarisé
Non polarized electrolytic condenser
Condensador electrolítico no polarizado

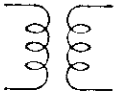


Spule
Bobine
Coil
Bobina

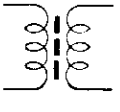
Spule mit HF-Eisenkern
Bobine à noyeau de fer H.F.
Coil with HF iron-core
Bobina con núcleo de hierro de alta frecuencia



Veränderliche Selbstinduktion
Self variable
Variable induction
Autoinducción variable

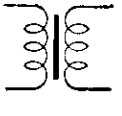


Hochfrequenz-Transformator
Transfo H.F.
HF transformer
Transformador de alta frecuencia

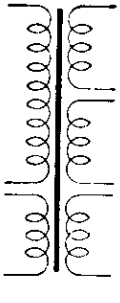


Hochfrequenz-Transformator mit HF-Eisenkern
Transfo H. F. à noyeau de fer
HF transformer with iron core
Transformador de alta frecuencia con núcleo de hierro de idem

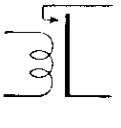
NF-Drossel
Self de choc B. F.
LF choc
Bobina de choque (reactancia) de baja frecuencia



NF-Transformator
Transfo B. F.
LF transformer
Transformador de baja frecuencia



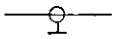
Transformator mit mehreren Wicklungen (Netztransformator)
Transfo à plusieurs enroulements (par ex. transfo d'alimentation)
Transformer with several windings (power transformer)
Transformador con varios arrollamientos (transformador de red)



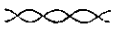
Relais
Relais
Relay
Relé

Drahtkreuzungen
Croisements de fil
Crossed wires
Cruces de hilos

Drahtverbindungen
Connexions de fil
Wire connections
Conexiones de hilos

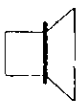


Abgeschirmte Leitung
Fil blindé
Shielded wire
Hilos blindados

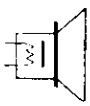


Verdrillte Leitung
Fil torsadé
Twisted wire
Hilos trenzados

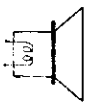
Kopfhörer
Casque
Head-phones
Casco (auricular)



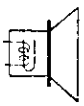
Lautsprecher (allgemein)
Haut-Parleur (en général)
Loud-Speaker (in general)
Altavoz (en general)



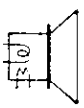
magnetisch
magnétique
magnetic
magnético



dynamisch
dynamique
dynamic
dinámico



Permanent-Magnet-Erregung
Exitation à aimant permanent
Permanent magnet exitation
Exitación de imán permanente



Elektromagnetische Erregung
Exitation électromagnétique
Electromagnetic exitation
Exitación electromagnética

Ein- und Ausschalter
Interrupteur
Interrupting switch
Interruptor

Umschalter
Commutateur
Commutation switch
Commutador

Klinkenschalter
Jack
Jack
Interruptor de muelles

Buchse
Douille
Socket
Enchufe

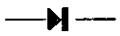
Stecker
Fiche
Plug
Clavija

Antenne
Antenne
Aerial
Antena

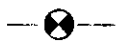
Rahmenantenne
Cadre
Loop
Antena de cuadro

Erde
Terre
Earth
Tierra

Masse, Chassis
Masse, Chassis
Body, Chassis
Masa, Chassis

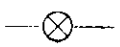


Detektor, Gleichrichter
Détécteur à cristal, redresseur
Crystal detector, rectifier
Detector, rectificador

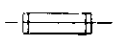


Schattenanzeiger, Orthoskop
Indicateur visuel d'accord
Tuning indicator
Indicador visual, ortoscopio

Glimmlichtanzeigeröhre
Indicateur visuel à néon
Neon glow tuning indicator
Válvula indicadora de efluvio



Skalenlampe
Lampe de cadran
Dial lamp
Lámpara para el alumbrado de escalas



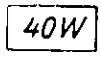
Sicherung
Fusible
Fuse
Fusible

Batterie, Akkumulator
Pile sèche, accu
Dry cells, accumulator
Batería, acumulador

Gleichstrom
Courant continu
Direct current (DC)
Corriente continua

Wechselstrom
Courant alternatif
Alternating current (AC)
Corriente alterna

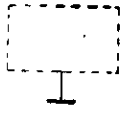
Allstrom
Tous courant
AC—DC
Toda corriente



Stromaufnahme aus dem Netz: 40 Watt
Consomation secteur: 40 watts
Power consumption: 40 watts
Consumo de corriente de la red: 40 vatios

Zwischenfrequenz
Moyenne fréquence
Intermediate frequency
Frecuencia intermedia

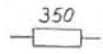
Pick-up
Pick-up
Pick-up
Pick-up



Abschirmung
Blindage
Shield
Blindaje

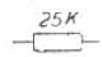
Zur Bezeichnung der Widerstands- und Kondensatorwerte

Widerstände von: 0—999 Ohm (Ω)
sind im Schaltbild nur durch die am Widerstand vermerkte Zahl bezeichnet.

Beispiel:


= 350 Ω

Widerstände von: 1000—99 999 Ohm (Ω) =
1—99,99 Kilo-Ohm (KΩ) =
0,001—0,099 Meg-Ohm (MΩ)
sind im Schaltbild bezeichnet durch 1 K — 99 K

Beispiel:


= 25 KΩ = 0,025 MΩ = 25 000 Ω

Widerstände von: 100 000—999 999 Ohm (Ω) =
100—999,999 Kilo-Ohm (KΩ) =
0,1—0,99 Meg-Ohm (MΩ)
sind im Schaltbild bezeichnet durch 0,1 M — 0,99 M

Beispiel:

= 0,3 MΩ = 300 KΩ = 300 000 Ω

Widerstände von: 1 Meg-Ohm (MΩ) und höher =
1 000 000 Ohm (Ω)
sind im Schaltbild bezeichnet durch 1 M, 1,5 M, 2 M usw.

Beispiel:

= 3 MΩ = 3 000 000 Ω

Kondensatoren von: 0—999 Pico-Farad (pF) =
0—999 Mikro-Mikro-Farad (μμF)
sind im Schaltbild nur durch die am Kondensator vermerkte Zahl bezeichnet.

Beispiel:

= 270 pF = 270 μμF

Kondensatoren von: 1000—99 999 Pico-Farad (pF) =
1000—99 999 Mikro-Mikro-Farad (μμF) =
1—99,99 Nano-Farad (nF) =
0,001—0,099 Mikro-Farad (μF)
sind im Schaltbild bezeichnet durch 1 T — 99,99 T

Beispiel:

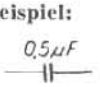
= 30 000 pF = 30 000 μμF = 30 nF
= 0,03 μF

Kondensatoren von: 100 000—999 999 Pico-Farad (pF) =
100—999,999 Nano-Farad (nF) =
0,1—0,99 Mikro-Farad (μF)
sind im Schaltbild bezeichnet durch 0,1 μF — 0,99 μF

Beispiel:

= 0,5 μF

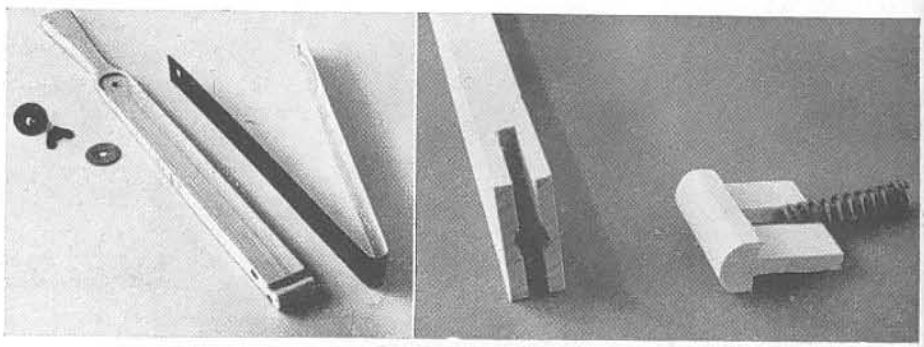
Kondensatoren von: 1 Mikro-Farad (μF) und höher
sind im Schaltbild bezeichnet durch 1 μF, 2 μF, 8 μF usw.

Beispiel:


= 4 μF

FÜR DEN TECHNIKER DES HANDELS

Eine neue Schmirgelfeile



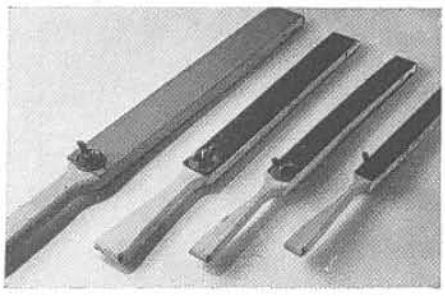


Abb. links. Schmirgelfeilen bestehen aus einer Holzleiste mit Handgriff. Mittels Schraube und Flügelmutter ist ein Streifen Schmirgelpapier aufgespannt, der durch eine sinnreiche Federvorrichtung am Ende der Leiste straff gehalten wird. Man kann die Schmirgelfeilen, wie eine normale Feile, am laufenden Werkstück oder am Schraubstock zum Schlichten, Schleifen und Polieren verwenden. Sie sind in acht verschiedenen Ausführungen, flach und vierkant, erhältlich.
Die Abbildung in der Mitte lässt die Hauptbestandteile der Feile erkennen. Die Bohrung für die Halteschraube ist beiderseits flach angesenkt. An dem Schmirgelstreifen sind an der Bohrung entsprechende Verstärkungsringe aus Karton angebracht, so dass eine Sicherung gegen ein Ausreissen der Löcher im Streifen erzielt wird. Die kleine Leiste am Ende der Feile ist innen mit einer Feder versehen.
Die Federvorrichtung zum Straffhalten des Schmirgelstreifens besteht nach Abb. rechts aus einem kleinen, abgerundeten Leistchen, um das der Streifen gelegt wird, und einer Druckfeder. Letztere passt in eine Bohrung in der Schmirgelfeile bzw. in einen Ausschnitt des Endleistchens. — Da die Schmirgelfeile aus Hartholz hergestellt ist und durch Auswechseln der Korundstreifen immer wieder erneuert werden kann, ist ihre Haltbarkeit gross. Zudem hat sie den Vorzug, lieferbar zu sein, und zwar ohne Eisenschein. Aufnahmen nach Mustern der Firma Karl H. Bartels, Hamburg 13, von Rolf Wigand.

NEUE BAUTEILE

I. Spulenaggregat

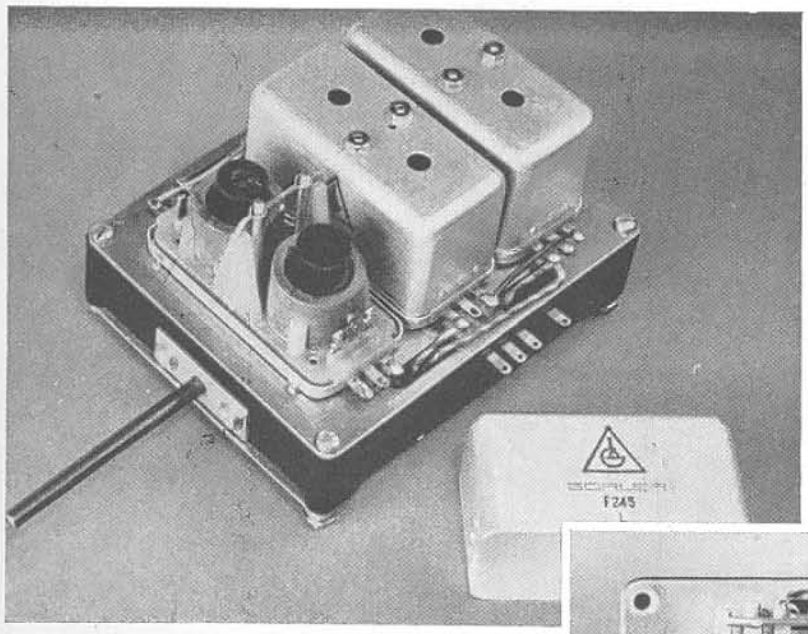
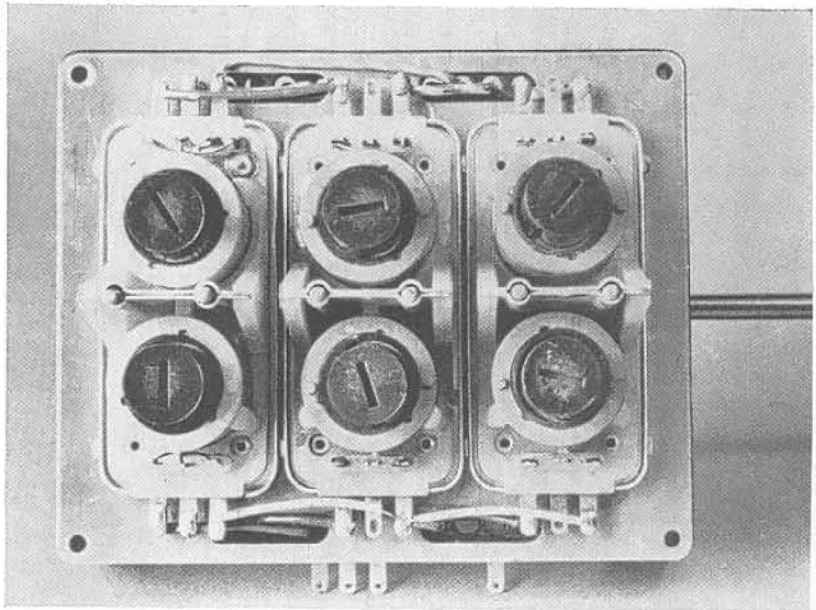


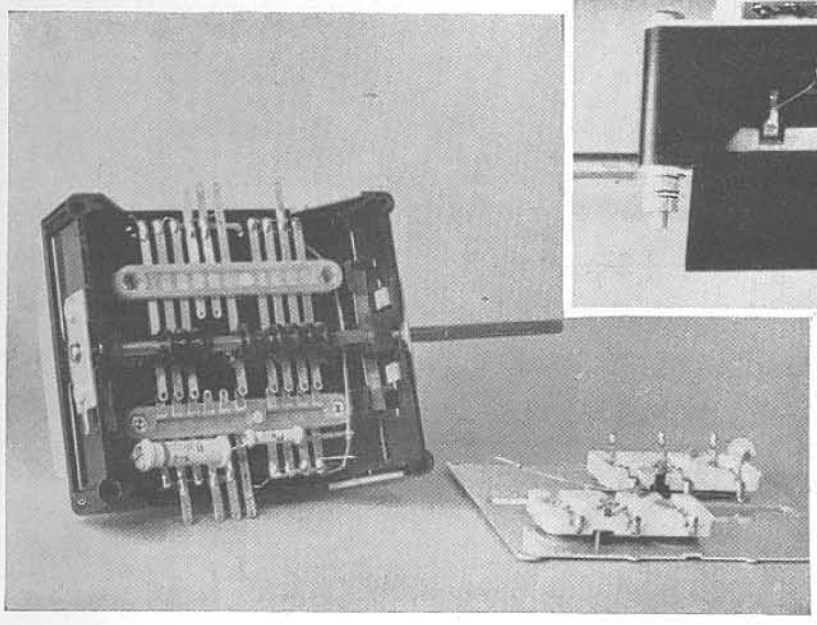
Abb. 1 zeigt das Aggregat von oben. Eine Abschirmwand trennt die Topfspulen für Eingangs- und Oszillatorkreis im Langwellenbereich.

Abb. 2. Ansicht von oben, alle Abschirmhauben abgenommen.



Für den Eingangs- und Oszillatorkreis von Superhets mit drei Wellenbereichen wurde unter Verwendung moderner HF-Eisen-Topfkerne und hochwertigen Isoliermaterials ein Spulenaggregat geschaffen (vgl. a. Radio-Mentor 1942, S. 146), das besonders hohe Qualität aufweist. Als Grundschaltung wurde für den Eingangskreis bei Kurzwellen induktive Ankopplung, bei Mittel- und Langwellen kapazitive Stromkopplung (Serienkondensator von 5 nF im Schwingkreis) gewählt. Der Oszillator wird ebenfalls auf Kurzwelle induktiv, auf Mittel- und Langwelle über den sowieso vorhandenen Serienkondensator (Colpitts-Schaltung) rückgekoppelt. Die kapazitive Stromkopplung im Eingangskreis bedingt bei praktisch dem gleichen Eingangswert wie bei hochinduktiver Ankopplung eine etwa 20 : 1 bessere Spiegelselektion. Die Dimensionierung erfolgte so, dass das Spulenaggregat zusammen mit einem Zweigangkondensator mit für Vor- und Oszillatorkreis verschiedenem Plattenschnitt (nach RINDK 1 c) optimal arbeitet. Die Wellenbereiche sind dann 14 ... 50, 188 ... 590 und 800 ... 2050 m. Der mit eingebaute Nockenschalter schaltet wahlweise je einen der voneinander völlig getrennten Spulensätze mit den zugehörigen keramischen Trimmern an. Parallel zur Langwellenspule ist im Oszillatorteil noch ein Kurzschliesser angebracht, eine vierte Schaltstellung dient zur Anschaltung des Tonabnehmers. Ein Hinweis: Dieses Aggregat ist für den zivilen Bedarf z. Zt. nicht lieferbar.

Abb. 4. Die seitlichen Abdeckungen sind hier entfernt und die untere Abschirmplatte (in der Abb. rechts), auf der die zwei keramischen Dreifachtrimmer montiert sind, abgenommen.



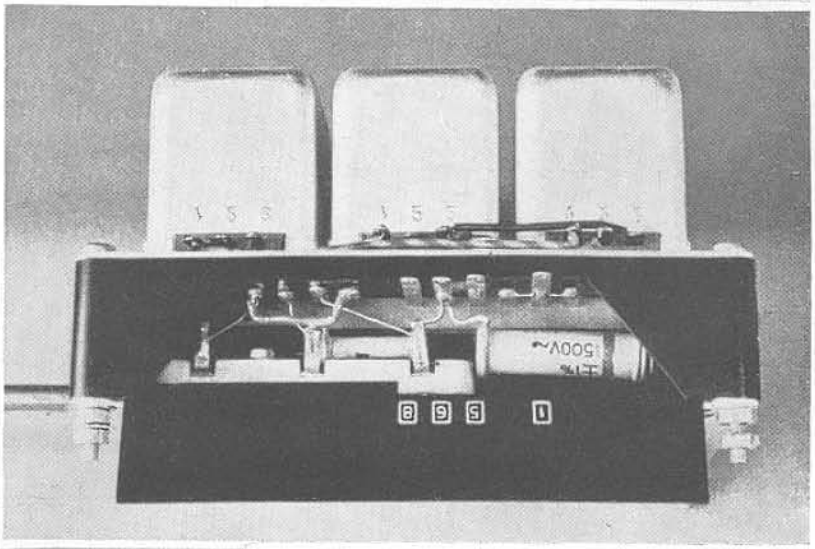
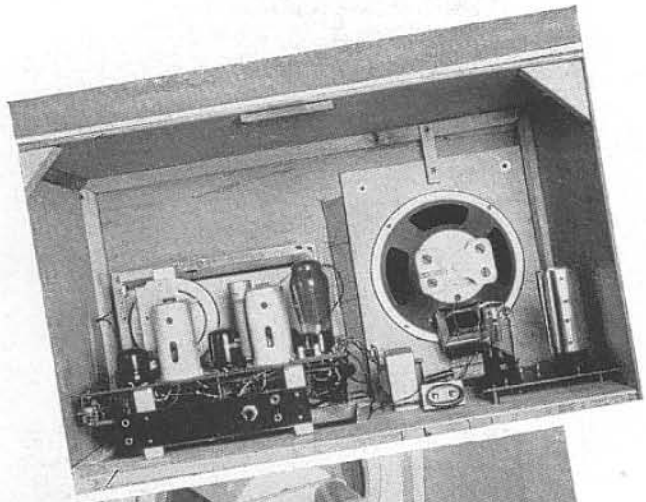


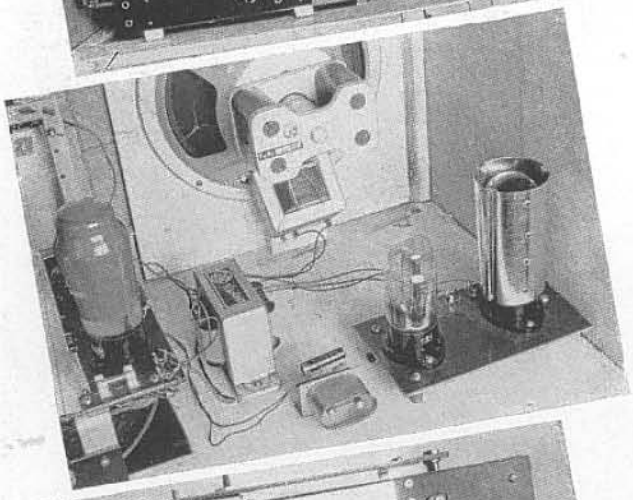
Abb. 3. Die obere Abschirmplatte ist mittels durchgehender Schraubenbolzen auf einem Bakelitepressstück befestigt, in dem seitliche Ausschnitte nach Herausziehen der in Schlitze eingeschobenen dünnen Abdeckplatten die Anschlüsse auch der inneren Verdrahtung freigeben. Die eine Abdeckplatte ist hier zu $^3/_4$ herausgezogen und lässt links die keramische Grundplatte dreier von den sechs Trimmern, oben, unter der Metalldeckplatte, die Anschlusslötfahnen und Wellenschalterfedern, rechts einen Serienkondensator des Oszillatorkreises erkennen. Die Schraubenbolzen halten gleichfalls ein unteres Abschirmblech, drei von ihnen dienen zur Montage des Spulenaggregates unterhalb des Montagechassis (gesamte Bauhöhe nur 70 mm).

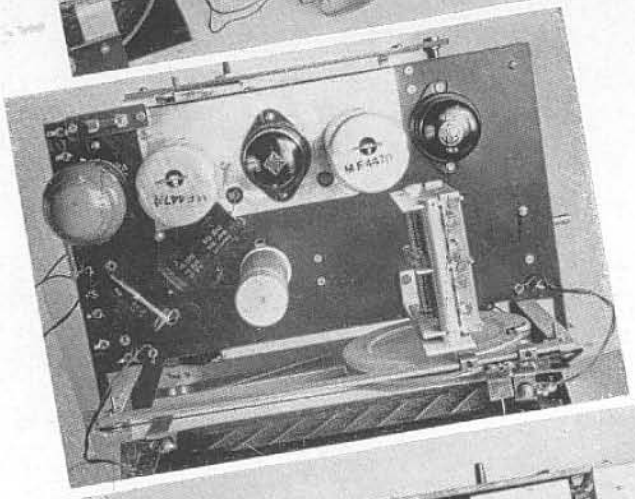
Fotos nach einem Fabrikmuster der Firma Julius Karl Görler Transformatorenfabrik, von Rolf Wigand

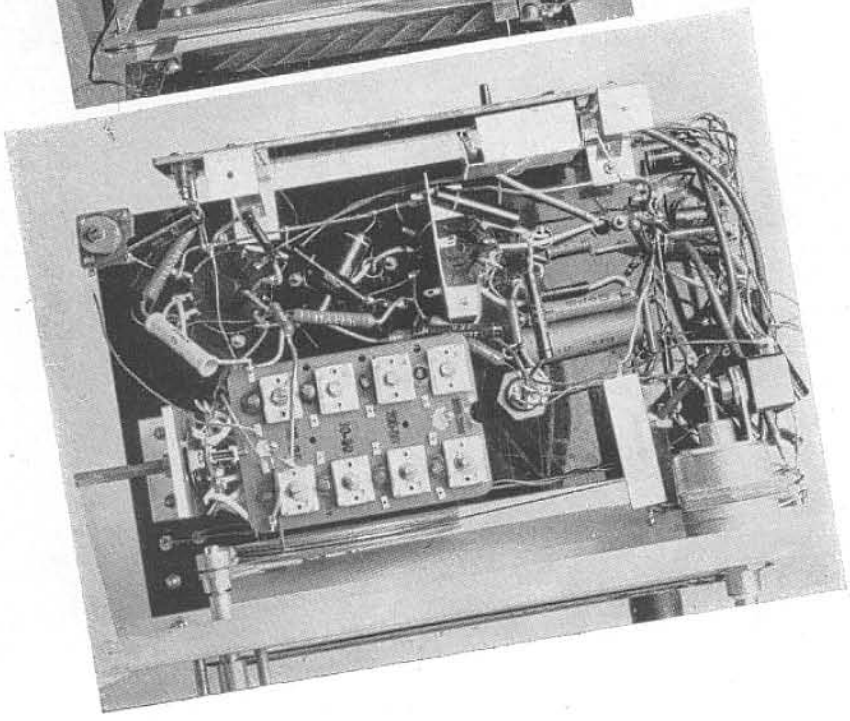
Vierröhren-Sechskreis-Allstromsuper mit vier Bereichen

Entwurf, Ausführung und Fotos: Rolf Wigand









Das Gerät wurde unter Verwendung eines kompletten Spulenaggregates (Torotor-Spulenzentrale 2 — OH — 8), des dazugehörigen Drehkondensators nebst Skala und fertiger ZF-Bandfilter geplant, um zu demonstrieren, wie einfach durch die weitgehende Ausgestaltung des Bausteinprinzips der Entwurf moderner Empfänger geworden ist. Im Schaltbild ist nur die Anschlusseite des Spulenbausteins (S) eingezeichnet, der je Kreis vier mittels Kreisschalters umschaltbare HF-Eisenkern-Spulen und vier Paralleltrimmer aufweist. Ausserdem sind im Oszillatorkreis noch die für den Gleichlauf erforderlichen Serienkondensatoren vorhanden. Die Schwundregelung arbeitet auf die UCH 11 und UBF 11 und wird von einer vom Demodulator getrennten Diode geliefert, ihr Einsatz ist verzögert. Der Tonabnehmeranschluss wird über einen getrennten Schalter angeschlossen, da auf dem Wellenbereichschalter keine Schaltstellung hierfür vorgesehen ist. Die Lautstärkeregelung ist gehörrichtig, die Tonregelung erfolgt durch frequenzabhängige Gegenkopplung zwischen Anode und Gitter der ersten NF-Stufe. Gittervorspannungen werden halbautomatisch gewonnen, so dass die Kathoden aller Röhren an die gemeinsame Bezugsleitung gelegt werden können, an die auch alle Abschirmungen und — über 10 nF — die Erdbuchse angeschlossen sind. Der Netzteil ist getrennt aufgebaut, für Belastungswiderstand der Demodulatordiode, Tonabnehmerschalter und HF-Sperrwiderstand sowie ersten NF-Kopplungskondensator ist eine gemeinsame Abschirmung vorgesehen.

Abb. 1. Im Interesse besserer Raumaufteilung sind Netzteil und der Lautsprecher getrennt vom Empfängerchassis eingebaut, ebenso die Siebdrossel und der für normalen Gerätestecker vorgesehene Netzanschluss. Die Gesamtansicht des Gerätes von der Rückseite lässt auch schon erkennen, dass als Chassisbaustoff Hartpapier verwendet wird und nur an Stellen, an denen es notwendig war, Metallwinkel. Das Gerät wird dadurch sehr leicht.

Abb. 2. Ein Blick von oben in die rechte Ecke von Abb. 1 zeigt den Aufbau des Netzteils und die Anbringung des Lautsprechers an einer ins Gehäuse geschraubten Schallwand. Zwischen Netzteil und Empfängerchassis (links) sind Siebdrossel und Netzanschluss zu erkennen, an dem gleich der Störschutzkondensator liegt. Die Abschirmung um den Eisen-Urdoxwiderstand EU XV dient der Fernhaltung von Magnetfeldern.

Abb. 3. Diese Ansicht des Empfängerchassis von oben lässt die Anordnung der Röhren, der Zwischenfrequenzbandfilter und des an einem Winkel montierten Zweifachdrehkondensators erkennen. Rückwärts ist die Netzsicherung angebracht (in der Abb. oben, hinter der Endröhre), vorn (in der Abb. unten) die Skala. Die Abschirmung unter den Bandfiltern (dünnes Aluminiumblech) wurde erst nachträglich eingebaut, nachdem sich gezeigt hatte, dass trotz Abschirmung in der Fassung der ZF-Stufe durch die unten offenen Abschirmtöpfe keine ausreichende Entkopplung erreichbar war.

Abb. 4. Unterhalb des Drehkondensatoraggregats ist der Spulensatz mit Wellenschalter mittels eines starken Winkels angebracht. Zur Erhöhung der mechanischen Stabilität der Verdrahtung sind in die Hartpapiergrundplatte an geeigneten Stellen Lötfahnen eingenietet. Der Feintrieb für den Drehkondensator (in der Abb. unten links) und der kombinierte Lautstärke- und Klangregler mit Netzschalter (Doppelpotentiometer, in der Abb. unten rechts) sind an einem breiten Metallwinkel montiert. An der Rückseite der Grundplatte ist mittels zweier abgesteifter Winkel eine Isolierleiste für Antennen-, Erd- und Tonabnehmeranschluss sowie die Abschirmung für letztere angebracht.

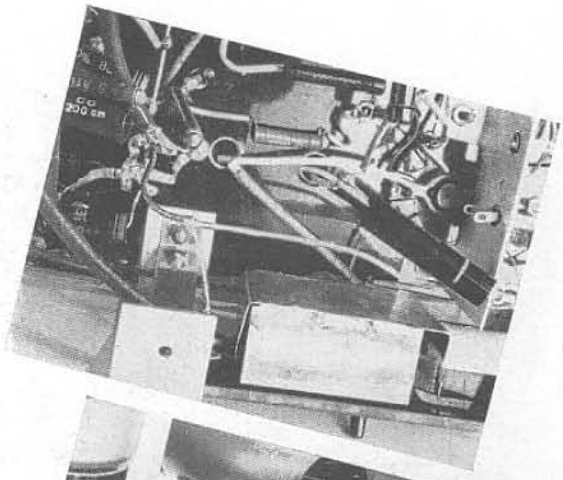


Abb. 5. Ursprünglich war für Demodulator-Belastungswiderstand, Tonabnehmeranschluss und -schalter keine Abschirmung vorgesehen. Es zeigte sich aber ein zu starker Brumm, der durch nachträglichen Einbau des in der Abb. unten erkennbaren kleinen Abschirmkästchens behoben werden konnte. Rechts im Bilde ist die Fassungsabschirmung der ZF-Stufe sichtbar.

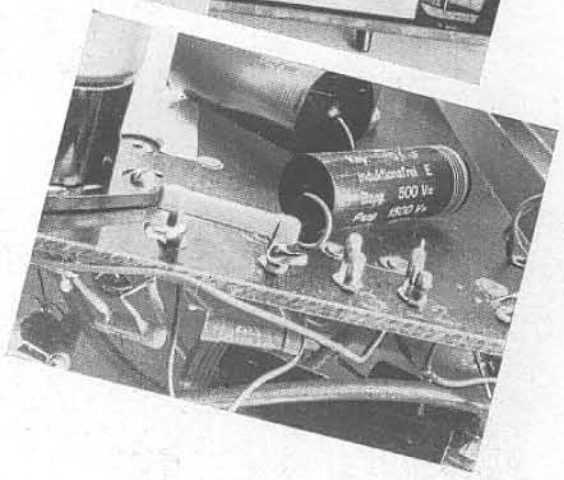
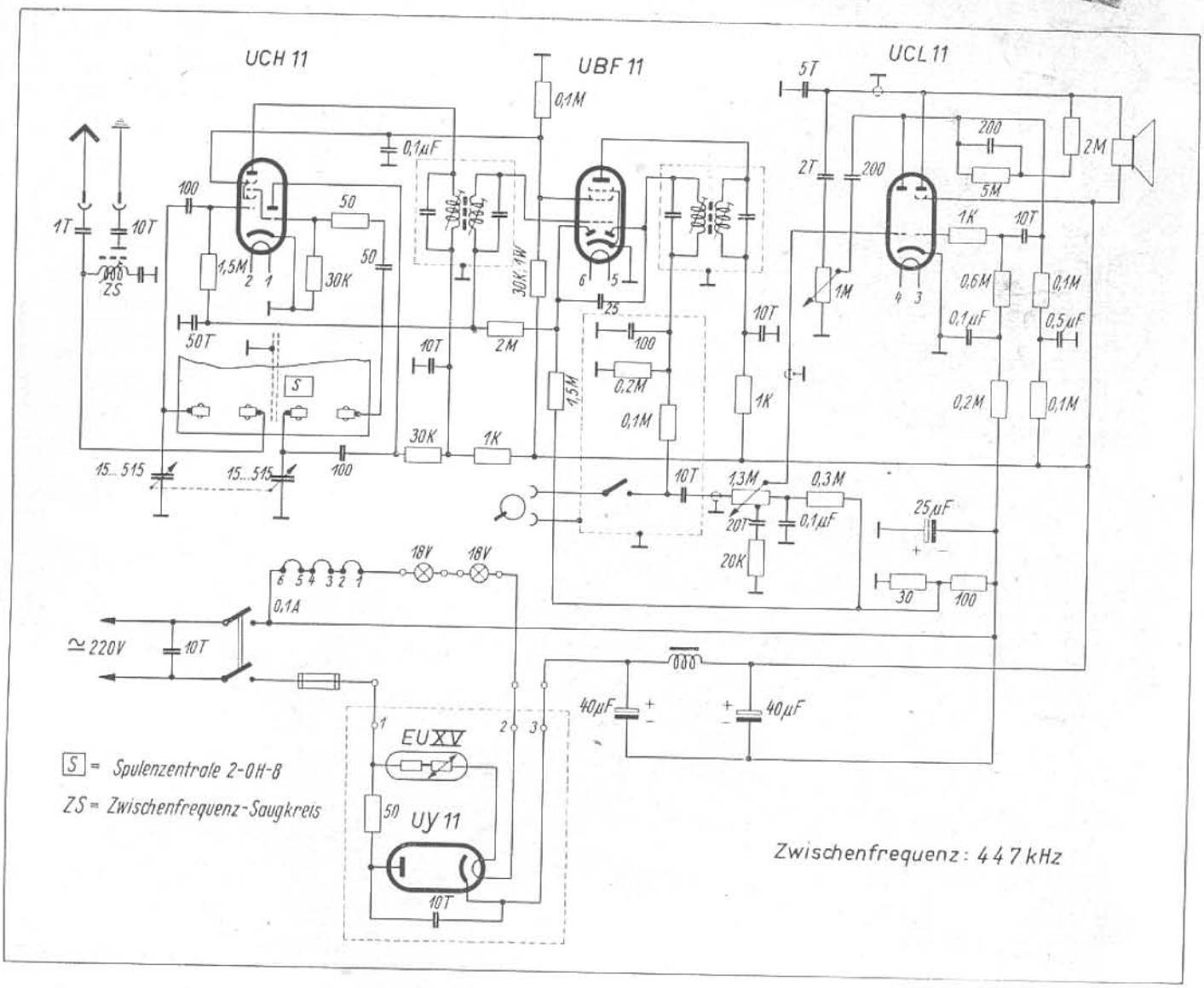
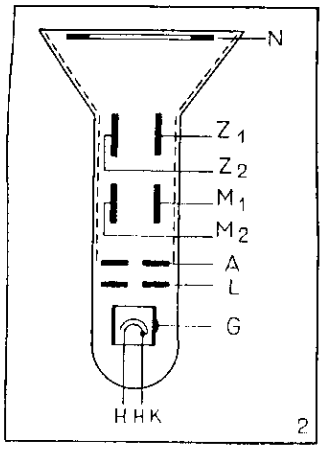
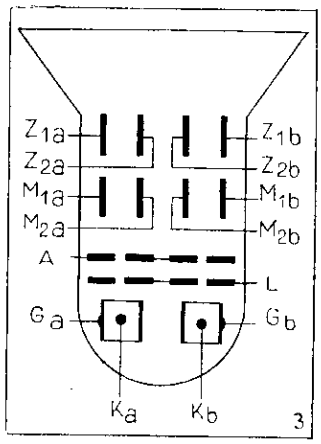
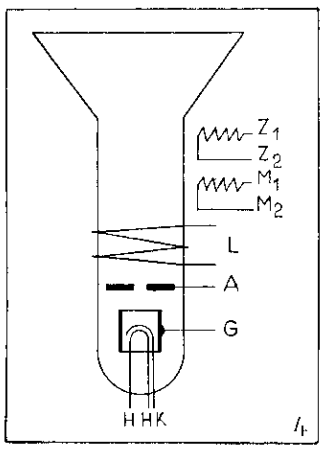


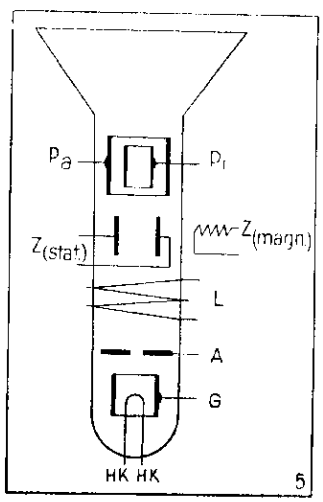
Abb. 6. Dieser Ausschnitt zeigt die Montage von Kleinteilen wie Kondensatoren und Widerständen mittels in die Grundplatte eingenieteter Doppellötfahnen. Sie dienen teilweise auch zum Anschluss der Leitungen vom Netzteil, Drossel und Lautsprecher.



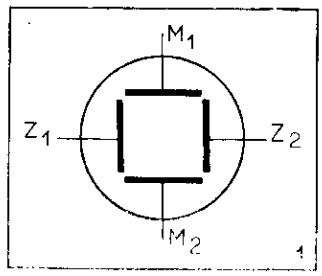








Vorschläge zur einheitlichen Bezeichnung von Elektroden und Spannungen bei Braunschen Röhren



Ein Gremium von deutschen Fachleuten hat sich eingehend mit der Frage befasst, wie man Ordnung in die Bezeichnungsweise der Elemente von Braunschen Röhren (Kathodenstrahl- bzw. Elektronenstrahl-Oszillographenröhren) und der ihnen zugeführten Spannungen usw. bringen könne, weil es u. U. verwirrend wirken kann, wenn beispielsweise der eine Fabrikant von Braunschen Röhren die Ablenkplatten $P_x P_x$ und $P_y P_y$ nennt, der zweite sie mit $Z_1 Z_2$ bzw. $M_1 M_2$, ein dritter mit $D_1 D_1'$, $D_2 D_2'$ bezeichnet usf. Eine einheitliche Bezeichnung für jedes Element der Röhre muss auf dem Gebiete der Braunschen Röhren als ebenso wünschenswert erscheinen wie bei den Rundfunkröhren, wo eine derartige Normung der Bezeichnung bereits weitgehend durchgeführt ist. Wir bringen nachstehend eine Uebersicht über die Vorschläge, die bisher ausgearbeitet wurden und die im wesentlichen das gesamte Gebiet umfassen.

Benennung	Zeichen	als Index (für Spannungen, Ströme etc.) (Beispiel)
Heizung	H	U_h
Kathode	K	J_k
Gitter	G	U_g
Schirmgitter	S	U_s
Linse	L	U_l
Anode	A	U_a
Nachanode	N	U_n
Messplatten	M_1 M_2	U_m
Zeitplatten	Z_1 Z_2	U_z
Anschlüsse für direkte Heizung	HK	
indirekte Heizung	H; HK (Kathode einseitig am Faden)	
indirekte Heizung	H, H; K (Kathode getrennt vom Faden)	
Polarkondensator	P	U_p (P_i = innere P_a = äussere Elektrode)
Ablenkempfindlichkeit	AE	AE_m, AE_z, AE_r (der Index bezeichnet, ob Mess-, Zeit- oder Radial-Ablenkempfindlichkeit gemeint ist)
Kapazität	C	C_{m_1/m_2} (alle Kapazitäten in pF, am Sockel, ohne Fassung gemessen)

Bei Zweistrahlröhren werden die gleichen Bezeichnungen wie bei Einstrahlröhren verwendet, jedoch treten erforderlichenfalls noch die Buchstaben „a" und „b" als Indizes hinzu, wenn Elektroden des einen Systems von denen des anderen unterschieden werden sollen, z. B. bezeichnet man die Messplatten von System „a" mit M_{1a}, M_{2a}, die von System „b" sinngemäss mit M_{1b}, M_{2b}, die Spannungen mit U_{ma}, U_{mb} usf.

Die Kennzeichnung der Ablenkplatten erfolgt so, dass bei Ansicht auf den Leuchtschirm die Messplatten die Auslenkung des Kathodenstrahles in vertikaler Richtung bewirken, die Zeitplatten entsprechend eine horizontale Ablenkung. Die oben bzw. links liegenden Platten erhalten den Index „1", die unten bzw. rechts liegenden Platten den Index „2", wie das in Abb. 1 skizziert ist.

Bei Angabe einer Gitter-Sperrspannung, bei der der Leuchtfleck gerade eben verschwindet, wird diese mit U_{gsp} bezeichnet. Der Kathodenstrom erhält die Bezeichnung I_k zum Unterschied vom Emissionsstrom I_e, wobei die Gitterspannung anzugeben ist. Der Kathodenstrom ist die Summe aller zu den Elektroden fliessenden Ströme einschliesslich der Fehlströme, die mit I_x benannt werden, wobei der Index der jeweiligen Elektrode hinzuzufügen ist, zu der der Fehlstrom fliesst. Für die Fleckschärfe oder die Helligkeit wurden weder Zeichen noch Indizes vereinbart, ebenso bestehen keine Vorschläge für die Benennung von magnetischen Ablenk- oder Konzentrationsorganen, jedoch schlagen wir vor, eine magnetische Linse sinngemäss mit L zu bezeichnen und evtl., wo Irrtümer möglich sind (magn.), hinzuzufügen.

Die Ablenkempfindlichkeit, die nur für statische Ablenkung in ihrer Bezeichnung genormt ist, wird in mm/V bei angegebener Anodenspannung ausgedrückt, dabei hat stets die die Ablenkung hervorrufende Spannung zu gelten, keinesfalls also etwa der Effektivwert einer Wechselspannung.

Als Nachanode ist die für die Nachbeschleunigung der Elektronen, nach Verlassen des Ablenkfeldes, bei Spezialröhren verwendete Anode bezeichnet, die zuweilen auch Nachbeschleunigungsanode genannt wird. Die Bezeichnung „Gitter" entspricht der hin und wieder angewandten „Wehnelt-Zylinder".

So sehr an sich diese Vereinheitlichung der Bezeichnungen zu begrüssen ist, scheint es uns doch wichtig, auf einige kleine Mängel aufmerksam zu machen. Bei Rundfunkröhren hat sich für die Bezeichnung des Heizfadens allgemein der Buchstabe „F" durchgesetzt, Gitter werden ihrer Reihenfolge nach numeriert, man hätte also für den Wehneltzylinder beispielsweise „G_1", für das Schirmgitter „G_s" sagen können. Mit „L" ist bei Rundfunkröhren der Leuchtschirm des magischen Auges benannt, auch hier hätte man vielleicht für die Braunsche Röhre ein anderes Zeichen finden können. Normen über die Be-

zeichnung von Ablenkspulen und für die Angabe der Ablenkempfindlichkeit in solchen Fällen wurden nicht aufgestellt.

Wir möchten vorgschlagen, die Enden einer Ablenkspule sinngemäss mit den Indizes „1" und „2" zu versehen, und zwar so, dass bei Fliessen eines Gleichstromes von 1 nach 2 der Strahl nach oben bzw. links ausgelenkt wird. Für die Angabe der Ablenkempfindlichkeit bei magnetischer Ablenkung erscheint uns das Verfahren von Philips als recht geeignet. Dort wird nämlich für einen bestimmten Abstand der Mitte der Ablenkspulen vom Leuchtschirm die Ablenkung in mm für das Produkt $l \cdot H$ aus der Weglänge l der Elektronen im Ablenkfelde und der magnetischen Feldstärke H in Gauss angegeben. Vielleicht wird man sich hierüber noch einigen.

Einige Beispiele für die Bezeichnungen haben wir in den Abb. 2 bis 5 zusammengestellt, und zwar zeigt Abb. 2 eine normale Einstrahlröhre mit doppelt statischer Ablenkung, Nachbeschleunigungsanode, Innenbelag des Kolbens sowie mit an das eine Heizfadenende angeschlossener Kathode. In dieser wie in den folgenden Abbildungen wurden die Normzeichen nach DIN 40700 verwendet, wobei zu bemerken ist, dass für die Nachanode noch kein Normzeichen existiert. Es wurde daher das Anodenzeichen benutzt und durch Randlinien die Zusammengehörigkeit der beiden Anodenhälften angedeutet (die Nachanode befindet sich ja in der Praxis unmittelbar vor dem Leuchtschirm).

Die Zweistrahlröhre in Abb. 3 hat getrennte Zeit- und Messplatten (die Zeitplatten sind hier, wie auch bei Abb. 2 schirmseitig gelegen, wie das meistens der Fall ist), ebenso getrennte Kathoden- und Gitteranschlüsse, hingegen gemeinsame Anschlüsse für Linsen und Anoden.

Eine Röhre mit magnetischer Ablenkung und Strahlkonzentration, wie sie z. B. im Deutschen Einheits-Fernsehempfänger E 1 angewandt wurde, wird man entsprechend Abb. 4 darstellen und mit Beschriftung versehen. Es wurde hier eine vom Heizfaden getrennte Kathode gezeichnet. Zu bemerken ist dazu, dass die Zeitspulen natürlich oberhalb und unterhalb der Röhre, die Messspulen links und rechts davon angeordnet sind!

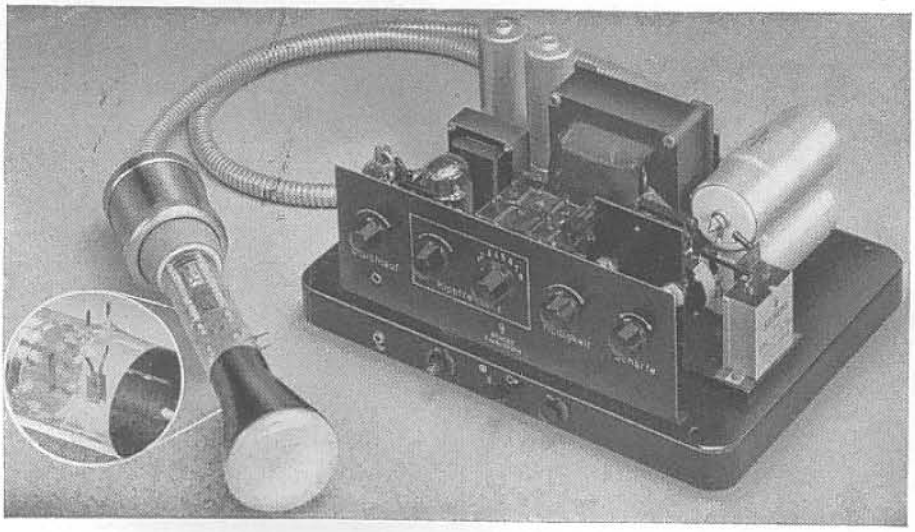
Eine Polarkoordinatenröhre mit direkt geheizter Kathode und magnetischer Strahlkonzentration, bei der der Zeitkreisschreiber mit halb statischer, halb magnetischer Ablenkung arbeitet, würde man etwa wie in Abb. 5 zu zeichnen haben.

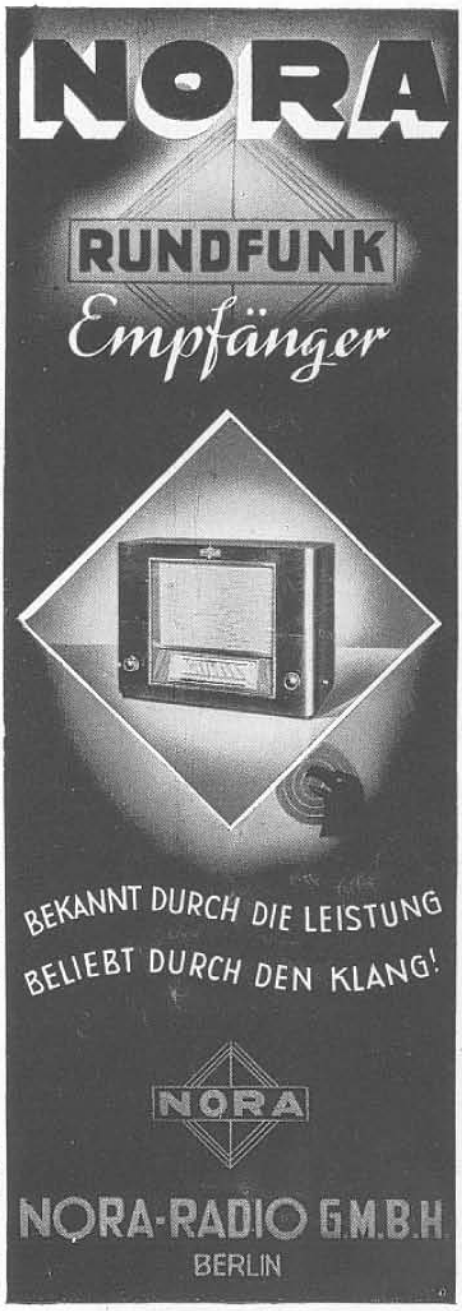
Abgesehen von den kleinen Schönheitsfehlern, die wir weiter oben anmerkten, muss man es natürlich aufs wärmste begrüssen, dass auch auf diesem Gebiete endlich einmal eine gewisse Normierung vorgenommen worden ist und man kann nur wünschen, dass sich in Zukunft in den Prospekten der Firmen wie in den Veröffentlichungen neben den DIN-Schaltzeichen auch die neuen Bezeichnungen einführen, um die Lesbarkeit von Schaltungen und den Datenvergleich usw. zu erleichtern. R. W.

Tastoszillograph für Hochfrequenz

Neue Gedanken pflegen in der Technik häufig in mehreren Köpfen gleichzeitig, oder wenigstens annähernd gleichzeitig, gedacht zu werden. Ein Beispiel dafür ist der „Tast-Oszillograph", den wir in dieser Zeitschrift vor mehr als Jahresfrist vorschlugen („Radio-Mentor" 1942, Heft 1, Seite 27). Wir fanden nun im Januar-Heft der Zeitschrift „Die Messtechnik" (1943) einen am 8. Mai 1942 eingereichten Aufsatz von P. E. Klein über ein ganz ähnliches Gerät, das, in Verbindung mit einer Spezial-Kathodenstrahlröhre E 207, in erster Linie für die Modulationsgradmessung bei Kurz- und Ultrakurzwellen bestimmt ist. Um die Möglichkeit zu haben, die Messplatten möglichst dicht an das Messobjekt heranzubringen, hat man die Röhre vom Stromversorgungs- und Zeitablenkteil getrennt und mit diesem mittels eines durch Metallschlauch abgeschirmten 1½ m langen Mehrfachkabels verbunden, wie unser Foto zeigt.

Die Anordnung der kurzen Messplatten, deren Zuleitungen ohne Sockelung seitlich aus dem Glaskolben herausgeführt sind, erkennt man im Kreis





Edelmetall-Bimetall-Kontakte
für Wellenschalter

Kontakte für Hochfrequenzzwecke

Wolfram-Kontakte
für Wechselrichter

Sortierte Wolfram-Kontakte
für Reparaturzwecke

Kontaktfedern aus Kontaktbimetallen

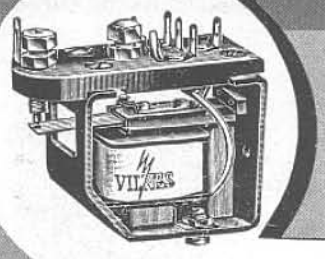
Dr. E. Dürrwächter
Platinschmelze • Pforzheim

Piweco

SPULEN
TRANSFORMATOREN
WILLY RIEBLE
Elektro- und Radiotechnische Fabrik
SCHWENNINGEN A. N.

HAPÉ MESSOSZILLATOR
Zum Abgleich von Rundfunk-Geräten und zur Reparatur. Frequenzbereiche 100—330 Khz, 400—1500 Khz, 5—19 Mhz. Auf Bestellung auch für mehrere Frequenzbereiche lieferbar. Holländisches Fabrikat. Preiswerte und zuverlässige Ausführung. Nur für Export und Wehrmacht lieferbar. Verlangen Sie Broschüre Nr. 223. Hapé, Amsterdam-C. Nw. Heerengracht11, Holl.

VILNES



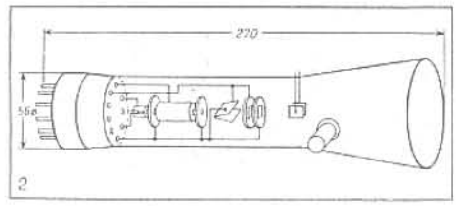
FEINRELAIS 205
Leistungsaufnahme 3 mW
Kontakte: Silber oder Wolfram. Kurzfristig lieferbar!

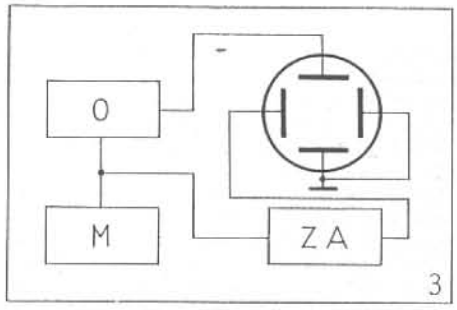
WILHELM NESSEL
PRAG XVI · PILSNER STR 718 · RUF 457—07

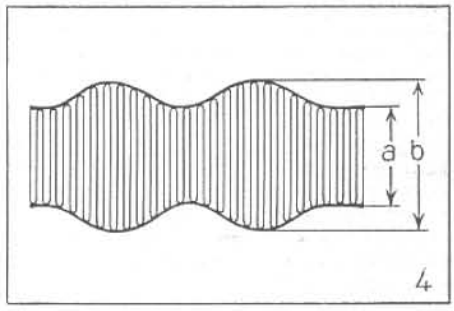
Die Platten haben eine Kapazität unter 0,5 pF. Um den Aufbau des Zeitablenkgerätes möglichst einfach halten zu können, ist die Röhre für unsymmetrische Zeitablenkung berechnet, was durch eine besondere Elektrodenanordnung erreicht wurde, die teilweise im Bild zu sehen ist und deren innere Schaltung in dem Schema der Abb. 2 deutlich wird. Die Elektronenoptik besteht aus der indirekt geheizten Kathode mit dem Wehnelzylinder (Gitter), der als Hohlzylinder ausgebildeten Linse und den beiden vor und hinter der Linse angeordneten Anodenteilen, die auch mit der einen Zeitplatte verbunden sind. Um die bei unsymmetrischem Betrieb von Hochvakuumröhren sonst auftretende Trapezverzerrung aufzuheben, sind zwischen den Zeitplatten und den Messplatten noch zwei Schlitzblenden angebracht, die mit der Anode bzw. der freien Zeitplatte verbunden sind. Die Röhre hat einen Schirmdurchmesser von 75 mm, von denen 50 mm für die Messung nutzbar sind, die Anodenspannung beträgt $U_a = 2$ kV, die Ablenkempfindlichkeit an den Messplatten $AE_m = 0{,}1$ mm/V, die Schirmfarbe ist weissblau.

Der Netzteil liefert ausser (mittels einer RFG 5) den 2 kV für die Kathodenstrahlröhre und Linsen- sowie Gitterspannung (für Schärfe- bzw. Helligkeitsregelung einstellbar) noch 500 V für das Zeitablenkgerät mittels einer Gleichrichterröhre EZ 12. Das Zeitablenkgerät ist in einer grösseren Anzahl von Grobstufen schaltbar und feinregelbar zwischen 10 und 100 000 Hz und kann mittels Spannungen zwischen 1 und 30 V regelbar synchronisiert werden. Es arbeitet mit einer Gastriode 4690 und einer EF 14 als Ladepenthode.

Die Messung geht so vor sich, dass man den Messplatten die modulierte Hochfrequenzspannung zuführt (0), während an den Zeitplatten eine mit der modulierenden Tonfrequenz (M) synchronisierte lineare Zeitablenkspannung (ZA) liegt, wobei man die Zeitfrequenz gleich oder gleich einem Bruchteil der modulierenden Frequenz machen kann (Abb. 4). Man erhält dann die bekannte Leuchtfigur nach Abb. 5, deren leuchtende Fläche von den nicht mehr aufgelösten Hochfrequenzschwingungen erfüllt ist, während die Umrandung der Modulation entspricht. Durch Ausmessen von a und b auf dem Schirm lässt sich aus $M = \frac{a - b}{a + b} \cdot 100$ der Modulationsgrad (Amplitudenmodulation!) leicht in % errechnen.





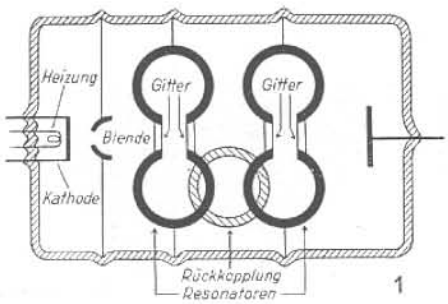


An sich ist die Zuführung einer anderen als der Zeitablenkspannung aus dem eingebauten Gerät nicht vorgesehen, es lässt sich aber natürlich noch eine weitere Klemme oder Schaltbuchse anbringen, so dass man auch eine andere Zeitablenkspannung zuführen kann. In diesem Falle wäre die Modulationsmessung mittels des Trapezverfahrens, bei dem die modulierende Spannung selbst zur Zeitablenkung herangezogen wird, möglich. Auf die Zuführung einer hochfrequenten Zeitablenkspannung kann man bei Senderuntersuchungen meistens verzichten, da die Spannungen ja von relativ wenig gedämpften Kreisen abgenommen werden, also auch stark verzerrte Ströme (Anodenströme von Senderöhren z. B.) stets sinusförmige Spannungen entstehen lassen.

Klystron und Monotron

Im Radio-Mentor 1941 Heft 7 Seite 314 brachten wir eine ausführliche Darstellung der Arbeitsweise und des Aufbaus des Klystrons, das eine moderne Methode zur Erzeugung ultrakurzer Schwingungen darstellt. Die neueste Entwicklung auf diesem Gebiet ist das Monotron, das in seinem Aufbau erheblich einfacher ist als das Klystron. Wir wollen hier die nicht ganz einfachen Grundlagen beider Vorrichtungen von einem anderen, etwas primitiveren, Gesichtspunkt aus besprechen, als dies in dem genannten Aufsatz geschehen ist.

HERMANN KARLGUTH · INDUSTRIE-BEDARF
BERLIN SO 36, REICHENBERGER STRASSE 23
FERNSPRECHER: BERLIN 68 42 35



1

Wir betrachten hierzu zunächst den Vorgang bei der Aufladung eines Kondensators. Ein solcher besteht aus zwei Belegungen, zwischen denen sich ein Dielektrikum befindet. Führt man der einen Belegung eine negative Elektrizitätsmenge zu, so stösst diese auf der anderen Belegung eine gleiche negative Elektrizitätsmenge ab, die über die Ableitung zur Erde oder zum positiven Pol des Generators abfliesst. Die rechte Belegung ist damit durch Influenz positiv geladen. Der gleiche Vorgang ereignet sich, wenn in einer Röhre die einzelnen von der Kathode kommenden Elektronen sich einem Gitter nähern. Auf diese Weise entstehen z. B. die unerwünschten Kopplungen zwischen dem Oszillator- und dem Empfangskreis in der Mischröhre. Um bei einer derartigen Influenz Leistung entnehmen zu können, muss natürlich der Belastungswiderstand zwischen den beiden in Frage kommenden Elektroden dem inneren Widerstand des Generators genau so angepasst sein wie bei direktem galvanischen Anschluss. Bei sehr hohen Frequenzen wird es aber schwierig, normale genügend hohe Impedanzen herzustellen, da bei Ohmschen Widerständen die unvermeidlichen Parallelkapazitäten diese herabsetzen und Schwingungskreise bei Resonanz für derartig hohe Frequenzen nicht herstellbar sind, weil sowohl die Streuinduktivitäten wie die Streukapazitäten grösser werden als die beabsichtigten (mit Ausnahme der Lecherdrähte, die aber zu unhandlich sind).

Nun wurde schon 1894 durch Oliver Lodge gezeigt, dass es möglich ist, durch Rohre elektrische Leistung zu übertragen; wenn man einen Schwingungsgenerator in das eine Ende hineinsetzt, so wird die Leistung am anderen Ende in Form von Schwingungsenergie abgestrahlt. Die mathematische Theorie einer solchen Energieleitung wurde 1897 durch Lord Rayleigh entwickelt, aber erst seit 1936 wurden diese Möglichkeiten auf Grund von Arbeiten von W. L. Barrow und G. C. Southworth praktisch angewandt. Derartige Hohlraumresonatoren lassen sich nämlich leicht so dimensionieren, dass sich bei genügend hohen Frequenzen Resonanz erzielen lässt. Die Schwingungen lassen sich entweder durch eine Drahtschleife erzeugen, die senkrecht zu den magnetischen Kraftlinien liegt, oder durch einen Leiter bzw. Elektronenstrahl, der parallel zu den elektrischen Kraftlinien verläuft. Diese letzte Möglichkeit wird hier ausgenutzt; aber um sie in der Praxis zu verwirklichen, mussten allerdings noch gewisse Schwierigkeiten überwunden werden. Würde man nämlich einfach einen in seiner Stärke schwankenden Elektronenstrahl durch einen Metallzylinder hindurchschicken, hinter dem sich dann die Aufnahmeanode befindet, so würden zwar periodisch elektrische Ladungen auf dem Zylinder durch Influenz induziert werden; da sich aber bei den in Frage kommenden hohen Frequenzen immer sowohl Maxima wie Minima gleichzeitig innerhalb des Zylinders befinden, so würden sich die Ladungen innerhalb der Zylinderwandungen ausgleichen, d. h. das Integral aller entstehenden Influenzwirkungen wäre gleich null. Man müsste also entweder die Länge der Röhre sehr klein oder die Geschwindigkeit der Elektronen sehr gross machen. Nun ist die Geschwindigkeit

$$v = 6 \cdot 10^7 \sqrt{E} \qquad 1)$$

sie nimmt also nur mit der Wurzel aus der Spannung zu, während die Leistung

$$N = E^2 / R \qquad 2)$$

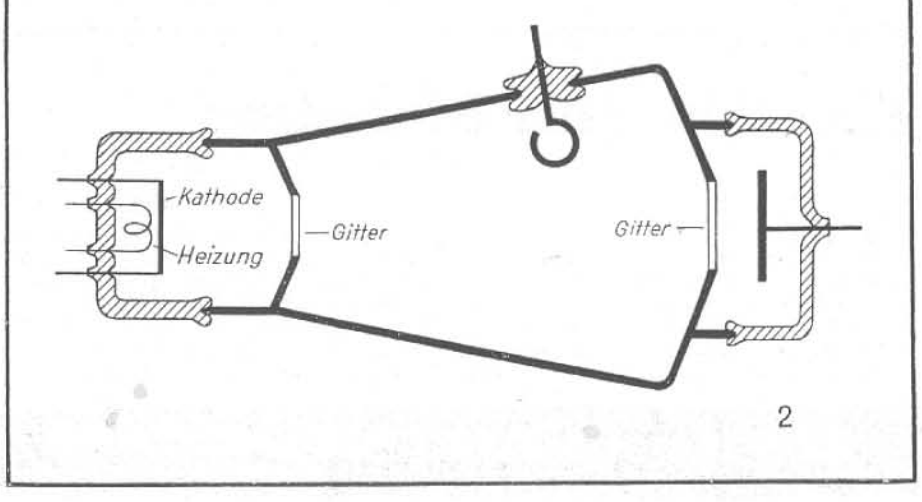
ist, d. h. mit dem Quadrat der Spannung wächst. Der Quotient aus der erreichbaren Geschwindigkeit durch die aufzuwendende Leistung stellt aber den Wirkungsgrad der Anordnung dar, d. h.

$$= 6 \cdot 10^7 R / \sqrt{E^3} \qquad 3)$$

$$\eta = v / N = 6 \cdot 10^7 \sqrt{E} \cdot R / E^2$$

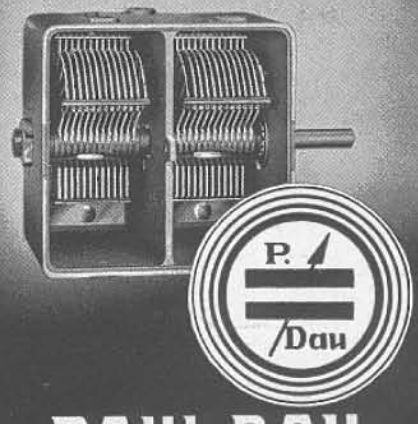
Man sieht, dass der Wirkungsgrad mit zunehmender Spannung, d. h. höherer Geschwindigkeit immer kleiner wird. Andererseits kann man auch die Röhre nicht beliebig kurz machen, da sich dann wieder keine Resonanzfrequenz in dem in Frage kommenden Bereich ergäbe.

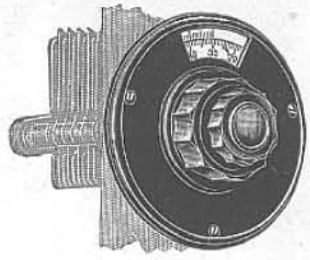
Das Problem wurde so gelöst, dass man die in der Röhre auftretenden Maxima einander ungleichwertig macht, indem man einem Maximum einen er-



2

HELIOGEN
Antennen
Rundfunk-Zubehör:
Antennen, Blitzschutz, Schalter, Isolatoren, Durchführungen, Erdungs-Material, Bananenstecker, Zimmerantennen, Sicherungen, Sperrkreise, Detektoren, Einbauteile usw.
In allen Ländern bekannt und geschätzt!
HELIOGEN
Elektrotechnische Fabrik
Herm. Pawlik
Bad Blankenburg (Thür. Wald).
Lieferung später wieder durch den Großhandel.

DAU
KONDENSATOREN

P. Dau
PAUL DAU
APPARATEBAU
NAGOLD / SCHWARZWALD
CONDENSATEURS - DAU


MENTOR
Grob-Fein-Einstellskala
für präziseste Einstellung
Zur Zeit nur beschränkt lieferbar
Ing. Dr. PAUL MOZAR
Fabrik für Feinmechanik
DÜSSELDORF

Wir haben gelesen:

● **Funk 1943, H. 1/2:** Strommessungen bei Hochfrequenz werden wegen ihrer leichteren Durchführbarkeit auf diesem Umwege heute vielfach durch Messung der Spannung an bekannten Widerständen ersetzt. Bei Messungen in den erdseitigen Leitungen treten durch die Erdkapazität des Spannungsmessers kaum Messfehler auf, jedoch nehmen diese meist unzulässig hohe Werte bei Messung auf der nichtgeerdeten Leitungsseite und in Schwingkreisen an. Man bedient sich in solchen Fällen vorteilhafterweise der Differenzmessung mittels eines doppelten Diodenvoltmeters. Der in den Messkreis einzuschaltende ohmsche Widerstand soll über einen grossen Frequenzbereich konstant sein, die Blindwiderstände müssen gegenüber dem Wirkwiderstand vernachlässigbar bleiben. Man verwendet vorzugsweise Kohle, da hier bei 300 MHz noch eine Eindringtiefe von 0,2 mm besteht. In Schwingkreise wird man Widerstände von 0,2 . . . 1 Ω einschalten können, also dementsprechend eine „Spannungsübersetzung" von 0,2 . . . 1 Volt pro Amp. erreichen. Legt man den vom zu messenden Strom durchflossenen Widerstand in einen Schwingkreis, so kann man erheblich höhere Strom-Spannungsübersetzungen, entsprechend der Güte des Kreises, erzielen. Noch höhere Werte sind durch Verwendung von Resonanzübertragern erreichbar. Zur Erzielung einer konstanten Strom-Spannungsübersetzung über grössere Frequenzbereiche muss man auf die Ausnutzung der Resonanz verzichten und dementsprechend geringere Uebersetzungen in Kauf nehmen. Man verwendet hier Ringkernübertrager, bei denen noch für Frequenzen von 300 MHz die Streuung auf etwa 20 % vermindert werden kann. Primärseitig wird ein ohmscher Widerstand angeschaltet, sekundärseitig das Spannungsmessgerät. Das Uebersetzungsverhältnis wird hoch gewählt. Bei sekundärseitiger Anschaltung des Widerstandes besteht die Möglichkeit, die zu messende Spannung mittels eines abgeschirmten Kabels mit üblichem Wellenwiderstand zwischen 50 und 200 Ω an den Spannungsmesser zu bringen.

● **Hochfrequenzakustik und Elektroakustik, 1942, Heft 6:** Für die Untersuchungen an der Ionosphäre werden heute an vielen Orten der Welt besondere Institute betrieben, die sich des bekannten Verfahrens der Echolotung bedienen. In einer Arbeit wird Chalmers Ionosphärenobservatorium in Gotenburg in Schweden kurz beschrieben. Es werden zwei Sender verwendet und zwar einer auf der festen Frequenz von 2927 kHz mit 500 Watt, ein anderer von 750 Watt als Durchdrehsender für 1 . . . 14 MHz. Es werden 15 horizontale Halbwellen-L-Antennen mit separaten Anpassungsstufen verwendet. In 2 km Entfernung vom Sender ist die Empfangsanlage mit einem Empfänger für vier feste Frequenzen und ein Durchdrehempfänger aufgebaut. Für die Kontrolle und Signalstärkemessungen ist ein zusätzlicher Empfänger vorhanden. Das photographische Registriergerät arbeitet mit einer Punktglimmlampe.

● **Alta Frequenza, 1942, Nov./Dez.:** Der Aufbau von Filtern, insbesondere solchen mit komplizierteren Uebertragungsfunktionen, ist an sich schon nicht einfach. Wird ausserdem noch die Forderung gestellt, eine minimale Anzahl von Elementen zu verwenden, so erschwert das die Aufgabe u. U. noch. In einer umfangreichen Arbeit wird nun über dieses Thema eingehend berichtet. Am Anfang steht eine Beschreibung des Verfahrens, wie man für den Aufbau von Filtern mit minimaler Elementenzahl die Uebertragungsfunktion wählt, und zwar findet sich in einem Diagramm die Zusammenstellung aller Daten für eine grosse Anzahl von Uebertragungsfunktionen, von den einfacheren an. Der Einfachheit halber wird die Filtertheorie zunächst nur für Tiefpassfilter entwickelt. Mittels Reaktanz- oder Frequenztransformation kann aber verhältnismässig einfach eine Ausdehnung der Theorie auch auf alle anderen Filterarten erfolgen. Ein Anhang mit einer Besprechung der analytischen Methoden zur optimalen Berechnung der Uebertragungsfunktionen beschliesst den ersten Teil der Arbeit. Im zweiten Teil werden ausgehend von einer früheren Arbeit des gleichen Verfassers (Alta Frequenza 1941, S. 470) Zahlenbeispiele für die Zusammensetzung von Filtern sowie Wege zur besten Feststellung der Uebertragungsfunktion gebracht. Die Besonderheiten des neuen Berechnungsverfahrens werden in einem weiteren Abschnitt des Aufsatzes besprochen. Der Verfasser kommt im Schlusswort seiner Arbeit zu der Feststellung, dass ein Vergleich der älteren und neueren Methoden der Filterberechnung, wegen der grösseren Kompliziertheit der nach der klassischen Methode gerechneten Filter, zugunsten der neueren Berechnungsverfahren ausfällt, insbesondere in Fällen, in denen, die Zahlenberechnung nicht zu schwierig ist.

● **Funkschau 1943, Heft 1:** Für die schnelle Messung von Kapazitäten erfreut sich die einfache Wechselstrommessbrücke mit magischem Auge als Nullindikator immer wachsender Beliebtheit. Da im Werkstattbetrieb heute jedoch, angesichts der verhältnismässig grossen Häufigkeit von Defekten an Elektrolytkondensatoren, auch eine Kontrolle des Verlustwinkels des zu untersuchenden Kondensators zur Feststellung seiner Brauchbarkeit von Bedeutung ist, wird man zweckmässigerweise eine diesen Zwecken dienende Messbrücke mit einem geeichten Regelwiderstand in Serie mit dem eingebauten Kapazitätsnormal ausrüsten. In einer beschriebenen Ausführungsform wird über einen Schutzwiderstand von 5 Ω aus einer 4 V-Wicklung die Brücke gespeist, die aus dem Normalkondensator von 1 µF mit einem regelbaren Serienwiderstand von 1,5 kΩ und einem weiteren, festen Serienwiderstand von 64 Ω einerseits und einem Festwiderstand von 1 kΩ und einem Regelwiderstand von 10 . . . 500 Ω andererseits besteht. Die Anzeige erfolgt mittels eines Magischen Auges AM 1, das mit einem vorgeschalteten Triodenverstärker (AC 2) betrieben wird. Der Empfindlichkeitsregelung dient der Gitterableitwiderstand der AM 1. Die Speisung erfolgt aus dem Wechselstromnetz mittels eines Volksempfänger-Transformators (für VE 301 Wn) mit einem Spannungsteiler für die Hochspannung und einer AB 2 als Gleichrichter. Eine Zusatzwicklung von 32 Windungen liefert die Brückenspannung (vergl. a) die Transformatordaten in Radio-Mentor 1942, H. 12, S. 553). Der Messbereich ist 2 . . . 100 µF, für den Verlustwinkel tg δ = 2 . . . 50 %. Durch Anschaltung eines Zusatzkondensators von 9 µF parallel zum Normal ergibt sich Multiplikation der Kapazitätsskala mit 10 und Division der tg δ-Skala durch 10.