

FUNK BASTLER

FACHBLATT DES DEUTSCHEN FUNKTECHNISCHEN VERBANDES E.V.

Die Berechnung von Hochfrequenztransformatoren für Rundfunkbereich und Zwischenfrequenz

Von

A. Cl. Hofmann, Dipl.-Ing., A. M. I. R. E., A. M. I. E. E.

Die große praktische Bedeutung, die die folgende Arbeit für den Empfängerbau besitzt, dürfte ihre Wiedergabe im „Funk“ trotz der mathematischen Anforderungen rechtfertigen. Nach Entwicklung der rechnerischen Grundlagen für die Dimensionierung von Lufttransformatoren wird folgender Gedankengang für die praktische Berechnung zugrunde gelegt: Festlegung der Selbstinduktion der Sekundärspule unter Berücksichtigung der Anfangskapazität des Abstimmkondensators und der inneren Röhrenkapazität, Annahme über den induktiven Kopplungsfaktor $\%$, der nach den theoretischen Überlegungen möglichst groß sein soll, während gleichzeitig die kapazitive Kopplung möglichst klein zu halten ist, Messung der Dämpfung d_2 des Sekundärkreises und damit Berechnung der Primärspule L_1 . Es wird gezeigt, wie sich mit der gewonnenen Werten die theoretische Verstärkungskurve berechnen läßt. Schließlich wird noch auf wichtige Gesichtspunkte beim Bau von Zwischenfrequenztransformatoren ohne Eisen hingewiesen.

Die transformatorgekoppelten Hochfrequenzverstärker haben gerade in letzter Zeit sehr große Beachtung gefunden; scheint es doch, als ob diese Schaltanordnung wenigstens in den nächsten Jahren die herrschende Rolle im Empfängerbau spielen wird. Durch neue exakte Messungen wurde verschiedentlich festgestellt, daß sich bei Hochfrequenztransformatoren im Rundfunkwellenbereich (250 bis 600 m) die Spannungsverstärkung, die bisher in der Größenordnung des Drei- bis Vierfachen lag, auf das Neun- bis Zehnfache steigern läßt (Browning-Drake)¹⁾; ferner kann man transformatorgekoppelte Hochfrequenzverstärker bauen, die ebenfalls im Bereich von 250 bis 600 m eine Gesamtverstärkung liefern, die einem Superheterodyne-Empfänger mit gleicher Stufenzahl sogar etwas überlegen ist. In beiden Fällen ist sorgfältigste Dimensionierung der Transformatoren die Voraussetzung.

Der Berechnung eines derartigen Transformators liegt folgender Gedankengang zugrunde: Ausgehend von der kleinsten Welle, die empfangen werden soll, wird die Sekundärwicklung berechnet, dann auf Grund bestimmter Überlegungen der Kopplungsfaktor des Transformators festgelegt und schließlich die optimale Größe der Primärspule gefunden.

Um die folgenden einfachen Rechnungen durchführen zu können, läßt es sich nicht vermeiden, die Theorie der gekoppelten Kreise kurz in Erinnerung zu bringen.

Abb. 1 zeigt einen Lufttransformator mit seinen Wicklungen L_1 und L_2 . L_1 ist im Anodenkreis einer Röhre liegend gedacht, wobei R_1 den inneren Röhrenwiderstand einschließlich Ohmschen Widerstand von L_1 darstellt; L_2 liegt als Sekundärwicklung am Gitter der folgenden Röhre, ist mittels C_2 abstimbar und besitzt den Ohmschen Wider-

stand R_2 . Die beiden Spulen haben die gegenseitige Induktivität M . Es läßt sich dann aussagen, daß

$$E_2 = J_2 \cdot \omega L_2; \quad (1)$$

ferner gelten allgemein die Beziehungen

$$\begin{aligned} Z_1 \cdot J_1 + \omega M J_2 &= E_1 \\ Z_2 \cdot J_2 + \omega M J_1 &= 0; \end{aligned} \quad (2)$$

In Gl. (2) sind Z_1 und Z_2 die Impedanzen des Primär- und Sekundärkreises, nämlich

$$\begin{aligned} Z_1 &= R_1 + X_1 = R_1 + \omega L_1 \\ Z_2 &= R_2 + X_2 = R_2 + \omega L_2 - \frac{1}{\omega C} \end{aligned}$$

Hier wäre zu erwähnen, daß der innere Röhrenwiderstand ein Vielfaches des Ohmschen Widerstandes der Primär-

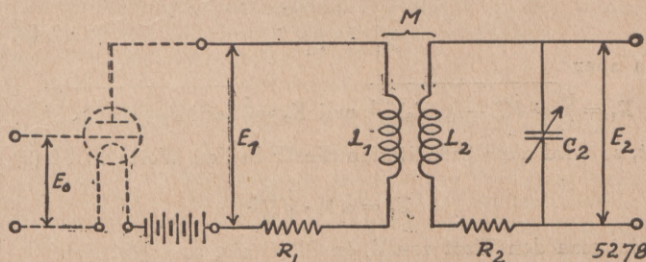


Abb. 1.

spule beträgt, so daß letzterer gegenüber R_1 vernachlässigt werden kann. Eliminiert man aus den Gleichungen (2) J_1 , so erhält man

$$\begin{aligned} J_2 &= \frac{\omega M E_1}{Z_1 Z_2 + \omega^2 M^2} = \frac{\omega M E_1}{Z_2 \cdot Z_{12}} \\ &= \frac{\omega M E_1}{Z_2 \left[\left(R_1 + \frac{\omega^2 M^2}{Z_2^2} \cdot R_2 \right) + \left(X_1 - \frac{\omega^2 M^2}{Z_2^2} \cdot X_2 \right) \right]} \end{aligned} \quad (3)$$

wobei Z_{12} die Primär-Impedanz einschließlich der Rückwirkung des Sekundärkreises ist. Betrachtet man Gl. (3), so zeigt sich, daß J_2 einen Maximalwert erreicht, wenn

$$X_1 = \frac{\omega^2 M^2}{Z_2^2} \cdot X_2$$

wird. Diese Gleichung stellt die Resonanzbedingung für beide Kreise dar. Da Gl. (3) auf den Sekundärkreis bezogen sich auch in der Form

$$J_2 = \frac{\omega M E_1}{Z_1 \left[\left(R_2 + \frac{\omega^2 M^2}{Z_1^2} \cdot R_1 \right) + \left(X_2 - \frac{\omega^2 M^2}{Z_1^2} \cdot X_1 \right) \right]} \quad (4)$$

schreiben läßt, so gilt für den Maximalwert von J_2 (beide Kreise in Resonanz)

$$X_2 = \frac{\omega^2 M^2}{Z_1^2} \cdot X_1 \quad (5)$$

¹⁾ Proc. I. R. E. XIII. 6.

$$\text{und } J_{2\max} = \frac{\omega M E_1}{Z_1 R_2 + \frac{\omega^2 M^2}{Z_1} R_1} \quad (6)$$

Es läßt sich nun die Spannungsverstärkung $\frac{E_2}{E_1}$ aus der Kombination der Gl. (1) und Gl. (3) berechnen zu

$$\frac{E_2}{E_1} = \frac{\omega M \omega L_2}{Z_1 Z_2 + \omega^2 M^2} \quad (7)$$

Durch die weitere Kombination mit Gl. (5) ergibt sich nach Umrechnung und Vereinfachung

$$\left(\frac{E_2}{E_1}\right)_{\max} = \frac{\kappa \frac{\sqrt{d_1^2 + 1}}{\sqrt{L_1 L_2}} \cdot L_2}{\kappa^2 d_1 + d_2 (d_1^2 + 1)} \quad (8)$$

In dieser Gleichung bildet $\kappa = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}}$ den Kopplungskoeffizienten der beiden Wicklungen, $d_1 = \frac{R_1}{\omega L_1}$ und $d_2 = \frac{R_2}{\omega L_2}$ sind die Dämpfungen der beiden Kreise. Ferner ist $\omega = 2\pi\nu$ und ν die dem ersten Kreis aufgedruckte Frequenz. Die Gl. (8) läßt sich vereinfachen, wenn man in der Klammer d_1^2 gegenüber 1 vernachlässigt, was praktisch immer möglich ist. Es wird dann

$$\left(\frac{E_2}{E_1}\right)_{\max} = \frac{\kappa \sqrt{\frac{L_2}{L_1}}}{\kappa^2 + d_1 d_2} \quad (8a)$$

Da man d_2 für einen bestimmten Frequenzbereich (z. B. 250 bis 600 m) als konstant ansehen kann und L_1 und L_2 ebenfalls feste Werte besitzen, so hängt die Verstärkung nur noch von den beiden Variablen κ und d_1 ab. Es gibt für jedes κ bei einer bestimmten Größe von C_2 ein $J_{2\max}$. Ist nun κ größer als der kritische Wert der Kopplung $\kappa^2 = d_1 d_2$ bzw. $\omega^2 M^2 = R_1 R_2$ (auf die Ableitung dieser Bedingung sei hier verzichtet), so ist

$$\frac{X_2}{X_1} = \frac{\omega^2 M^2}{Z_1^2} \quad (5)$$

Da aber

$$X_1 = \sqrt{(\omega^2 M^2 - R_1 R_2) \frac{R_1}{R_2}} \quad \text{und} \quad X_2 = \sqrt{(\omega^2 M^2 - R_1 R_2) \frac{R_2}{R_1}}$$

ist, so wird nach Substitution dieser beiden Werte in Gl. (5)

$$Z_1 = \omega M \cdot \sqrt{\frac{R_2}{R_1}}$$

Setzt man den Wert von Z_1 in Gl. (6) ein, so ergibt sich

$$J_{2\max\max} = \frac{E_1}{2 \sqrt{R_1 R_2}} \quad (9)$$

$$\text{und} \quad \left(\frac{E_2}{E_1}\right)_{\max\max} = \frac{\omega L_2}{2 \sqrt{R_1 R_2}} \quad (10)$$

Gl. (10) zeigt deutlich, daß die Verstärkung direkt proportional L_2 ist, d. h., daß L_2 , soweit es der vorgeschriebene Wellenbereich zuläßt, möglichst groß gewählt werden soll. Die endgültige Größe der Spule L_2 hängt außer vom Spulendurchmesser und der Windungszahl noch ab von der Anfangskapazität des Drehkondensators C_2 , der verteilten Kapazität von L_2 und der dazu parallel geschalteten Gitterkathoden-Kapazität der nachfolgenden Röhre. Was die Wahl von κ anbelangt, so sind dafür folgende Überlegungen maßgebend:

Die im Anodenkreis liegende Primärspule besitzt mit L_2 und C_2 einen scheinbaren Wechselstromwiderstand von

$$X_{12} = X_1 - \frac{\kappa^2 \omega L_1 \omega L_2}{Z_2^2} \cdot X_2.$$

Wird nun der Gitterkreis dieser Röhre auf die ungefähre Frequenz des Anodenkreises abgestimmt, so setzt die Röhre mit Schwingungen ein (Huth-Kühnsche Schaltung). Es läßt sich sowohl durch Versuch als auch durch graphische Auswertung obiger Gleichung für verschiedene Werte von κ zeigen, daß für eine gegebene Anodenkreis-Impedanz der Schwingbereich in der Nähe der Resonanzeinstellung

der beiden Kreise um so kleiner wird, je größer κ ist. Das besagt, daß die Kopplung zwischen L_1 und L_2 möglichst fest gemacht werden soll unter gleichzeitiger Berücksichtigung der minimalsten kapazitiven Kopplung der beiden Wicklungen. Kopplungskoeffizienten von 0,4 bis 0,5 lassen sich durch entsprechende Spulenanordnungen leicht herstellen. Eine andere Frage ist die Unterdrückung der kapazitiven Kopplungsverluste. Diese erreichen ein Minimum, wenn die Primärwicklung als Flachspule oder weitgewickelte Zylinderspule mit ganz dünnem Draht und großem Luftabstand zwischen den Windungen ausgebildet wird. Ein großes κ bringt den Vorteil, daß L_1 klein gehalten werden kann, was gleichbedeutend ist mit einer Verringerung der kapazitiven Kopplung.

Bei der Dimensionierung eines Hochfrequenztransformators für einen bestimmten Wellenbereich, z. B. 250 bis 600 m, geht man so vor, daß man zuerst die Größe von L_2 berechnet

für die kleinste Welle von 250 m. Es ist $L_{2\text{cm}} = \frac{\lambda^2 m}{C'_{\text{cm}}} \cdot 253$,

worin L_2 und C' in Zentimetern und λ in Metern einzusetzen ist. C' umfaßt die Anfangskapazität des Drehkondensators parallel zu L_2 , die Spulenkapazität und die innere Röhrenkapazität (Gitter—Kathode). C' bewegt sich in der Größenordnung von 30 bis 40 cm.

Ist damit die Größe von L_2 festgelegt, so ist eine Annahme über κ zu machen. Je nach der Anordnung der beiden Spulen wird der Wert 0,4 bis 0,5 erreicht. Außerdem muß, wie früher gezeigt, mindestens $\kappa^2 = d_1 d_2$ gemacht werden, damit ein $J_{2\max\max}$ erreicht wird. Die Größe von d_2 ist durch die äußeren Abmessungen von L_2 und der Güte des Drehkondensators gegeben. Bei einem Spulendurchmesser von 8 bis 10 cm, einer Wicklung mit Baumwolldraht nicht unter 0,5 mm Stärke und der Verwendung eines einwandfreien Kondensators läßt sich d_2 auf 0,005 bis 0,01 herabdrücken. Hat man d_2 beispielsweise durch Messung festgestellt, so läßt sich aus der Gleichung $\kappa^2 = d_1 d_2$ der Wert von L_1 ohne weiteres berechnen, da der innere Widerstand R_1 des verwendeten Röhrentyps als bekannt angenommen wird. Bei der Durchrechnung der Werte d_1 bzw. ωL_1 legt man die mittlere Frequenz des zu überstreichenden Wellenbereiches zugrunde, in diesem Falle also $\lambda = 350$ m.

Bei der Berechnung der theoretischen Verstärkungskurve des Transformators ist noch zu berücksichtigen, daß die Spannung E_1 identisch ist mit der bereits durch die Röhre verstärkten Spannung E_0 (vgl. Abb. 1). Es ist also $E_1 = \frac{1}{D} \cdot \frac{E_0}{1 + \frac{R_1}{X_1}}$, wobei D den Durchgriff der Röhre bildet. Da

aber $|X_1| = |\omega L_1| \gg R_1$ gemacht wird, so läßt sich setzen $E_1 = \frac{E_0}{D}$ und die Gleichung (10) umformen in

$$\left(\frac{E_2}{E_0}\right)_{\max\max} = \frac{\sqrt{\frac{L_2}{L_1}}}{2D \sqrt{d_1 d_2}} \quad (10a)$$

Mit dieser Gleichung kann ohne weiteres die theoretische Verstärkungskurve eines Transformators gezeichnet werden, wenn seine Dimensionen, der Wert von d_2 und die Röhrenkonstanten gegeben sind. Um festzustellen, wie die wirkliche Verstärkungskurve verläuft bzw. welche Abweichungen auftreten, die hauptsächlich von der nicht ganz exakt erfüllbaren Bedingung $\kappa = d_1 d_2$ herrühren, ist eine Verstärkungskurve mittels Röhrenvoltmeter aufzunehmen, wobei die Messungen möglichst sorgfältig ausgeführt werden müssen. Es zeigt sich dann meistens, daß die experimentell aufgenommene Kurve bei den höheren Frequenzen etwas flacher verläuft als die theoretisch berechnete Kurve.

Sowohl die theoretisch als auch praktisch erhaltenen Verstärkungskurven (Abb. 2) zeigen nach oben eine konvexe Form. Das Abfallen der Verstärkung am Anfang und Ende des Wellenbereiches wird dadurch verursacht, daß bei den

höheren Frequenzen der kapazitive Widerstand kleiner ist, während mit abnehmender Frequenz der induktive Widerstand des Transformators kleiner wird.

Wenn wir beispielsweise $C = 40$ cm annehmen, erhalten wir für $L_2 = 400\ 000$ cm bei der kleinsten Welle 250 m. Bei einem $\kappa = 0,5$ und einem Röhrendurchgriff von 20 v. H. und einem inneren Röhrenwiderstand von 20 000 Ohm mißt man z. B. $d_2 = 0,0075$ und findet L_1 zu 135 000 cm.

Da der Ohmsche Widerstand der Primärwicklung gegenüber ihrem Wechselstromwiderstand eine vernachlässigbare Größe bildet, so kann zur Wicklung ganz dünner Draht 0,3 bis 0,1 mm verwendet werden. Dadurch wird gleichzeitig die kapazitive Kopplungsfläche der Primärwicklung verkleinert. Es ist daher nutzlos und für den Verstärkungsgrad des Transformators nachteilig, wenn die Primärwicklung im Rundfunkbereich etwa gar mit Vierkantdraht ausgeführt wird. Eine Erhöhung der Verluste ist die Folge.

Die früheren Betrachtungen gelten auch für eisenlose Langwellentransformatoren, wie sie in Zwischenfrequenzverstärkern verwendet werden. Auch hier sind möglichst große Werte von κ erwünscht, die sich zwischen 0,5 und 0,8 bewegen, d. h. die Kopplung ist so fest als möglich zu machen.

Während im Rundfunkwellenbereich aus Gründen der kapazitiven Kopplung ein κ von ungefähr 0,5 eine maximale

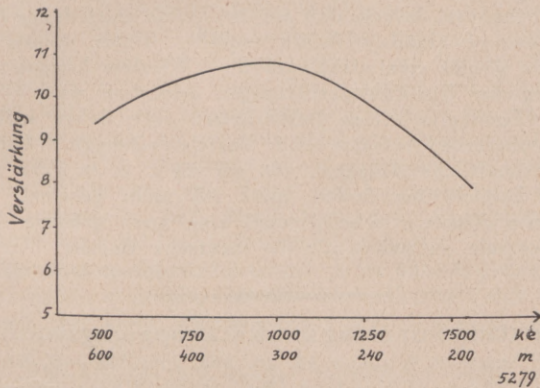


Abb. 2.

Verstärkung gibt, kann man bei Zwischenfrequenztransformatoren unbedenklich zu größeren Werten von κ übergehen, da hier infolge der kleineren Frequenzen die kapazitiven Kopplungsverluste ganz erheblich niedriger sind.

Da man bei Verwendung von Zwischenfrequenztransformatoren darauf bedacht ist, eine möglichst große Verstärkung zu erzielen, so müssen die Resonanzkurven dieser Transformatoren ziemlich breit gehalten werden, wobei dann ohne Rücksicht auf die Selektivität das günstigste Übersetzungsverhältnis genommen werden kann. Eine maximale Verstärkung läßt sich nur durch möglichst feste Kopplung erreichen. Das günstigste Übersetzungsverhältnis von Lufttransformatoren für maximale Spannungsverstärkung beträgt 1:2 und soll unter allen Umständen eingehalten werden. Ich beziehe mich auf einige Kurven von Hazeltine²⁾, die in sehr anschaulicher Weise gestatten, den Verstärkungsgrad in Abhängigkeit von der Resonanzfrequenz und dem Übersetzungsverhältnis abzulesen.

Die Kurven zeigen (Abb. 3), daß bei $n = 2$ die größte Verstärkung erreicht wird. Die Selektivität ist dabei nicht optimal, da die Verstärkung erst bei 3 v. H. Verstimmung auf ihren halben Wert sinkt. Die erforderliche Selektivität wird aber bereits durch den lose gekoppelten Filter mit Abstimmung erzielt ($\kappa = 0,2$ bis $0,3$), der als erstes oder letztes Glied der Verstärkerkette verwendet wird. Die Verstärkung dieser Filterstufe liegt unter derjenigen der fest gekoppelten Transformatoren.

Bei der Dimensionierung von Zwischenfrequenztransforma-

toren mit Eisenkern sind noch andere Gesichtspunkte zu berücksichtigen, auf die später noch eingegangen werden soll.

Die Selektivität eines Hochfrequenztransformators, der nach den vorhergegangenen Überlegungen für den Bereich von 250 bis 600 m gebaut wird, ist noch nicht optimal. Es

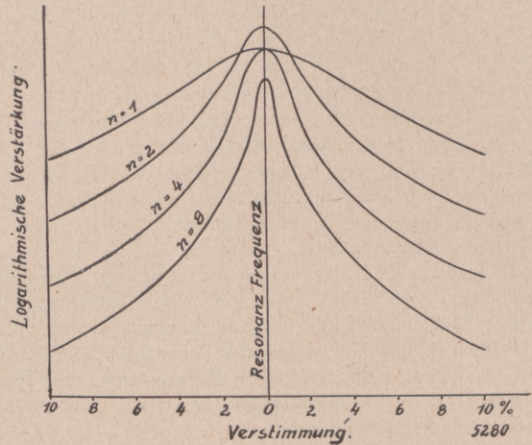


Abb. 3.

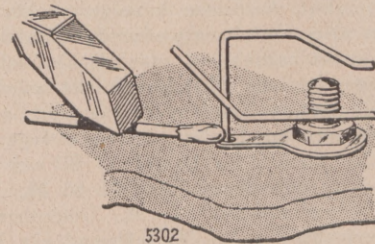
wäre aber grundsätzlich falsch, durch Verkleinerung von L_1 bzw. des Kopplungskoeffizienten die Selektivität zu verbessern (speziell bei Zwischenfrequenztransformatoren). Die Verstärkung des Transformators würde dadurch sehr herabgesetzt werden. Die notwendige Selektivität soll vielmehr bereits im Eingangskreis durch richtige Anordnung der Kopplungselemente bzw. entsprechende Anzahl der Hochfrequenzstufen erzielt werden.

Die Bedingung einer maximalen Verstärkung in Verbindung mit optimaler Selektivität kann erst erfüllt werden, wenn es gelungen ist, Röhren mit einer Anodenimpedanz von 2000 bis 3000 Ohm herzustellen.

Das Löten an schwer zugänglichen Stellen.

Nach Wireless World 20. 169. 1927 / Nr. 389 — 9. Februar.

Häufig ist es nicht möglich, mit dem zur Verfügung stehenden Lötkolben an schwer zugänglichen Stellen eine Lötverbindung herzustellen. Man kann sich dann folgendermaßen helfen. Man nimmt ein Stück dicken Kupferdraht



5302

und bringt auf sein Ende einen Tropfen Lötzinn, führt diesen an die Lötstelle und erhitzt nun den Kupferdraht indirekt durch den Lötkolben, wie dies die Abbildung zeigt.

*

Röhrenheizung mit Gas. Die französische Zeitschrift „Radio Magazin“ berichtet über eine Erfindung des Ingenieurs Henri Magunna, wonach die Speisung der Empfangsgeräte vom Stromnetz unabhängig wird. Unter Verwendung eines thermoelektrischen Elementes wird die von einer Gasflamme erzeugte Wärme in Strom umgesetzt und den Empfängerröhren zugeleitet. Die Stromkosten sollen sich dadurch verringern, außerdem hat dieses Verfahren den Vorteil, überall angewendet werden zu können, da das Gas auch durch eine Spiritusflamme ersetzt werden kann. Die Verwendung von Thermoelementen zur Stromerzeugung ist übrigens schon sehr lange bekannt, und es werden zur Zeit auch in Deutschland Versuche gemacht, diese Elemente für die Funktechnik nutzbar zu machen.

²⁾ Proc. I. R. E. XIV. 3.

Kritischer Ausflug nach England

Hohe Preise für Einzelteile und Geräte. — Aber „British goods are best“. — Und die Zeitschriften.

London, Mitte Februar.

Infolge der großen Teilnehmerzahl und infolge der Exportmöglichkeit nach den britischen Kolonien und Dominions hat die englische Funkindustrie ein weites und lohnendes Arbeitsfeld gefunden, das um so einträglicher ist, als die geforderten Preise geradezu unglaublich hoch sind.

Man stelle sich einmal vor, daß der englische Funkfreund für einen Neutrokondensator gutwillig 7 bis 7,50 M. bezahlt, den er sich aus 10 cm isoliertem Draht in wenigen Sekunden selbst anfertigen könnte. Die Preise anderer Einzelteile stehen in einem ähnlichen Verhältnis, z. B. kosten Niederfrequenztransformatoren 20 bis 25 M., Kopfhörer 20 bis 35 M., für einen dreifachen Kondensator (Nierenplatten aus Aluminium ohne Feineinstellung) 75 M., für einen Spulensockel mit Aluminiumschirm 15 M., und für eine Röhre hat der englische Amateur 14 bis 25 M. zu zahlen. Dabei stellt sich der Herstellungspreis für eine Röhre auf 11 d = 94 Reichspfennige, wozu allerdings noch die Patentgebühren kommen.

Diese Verhältnisse lassen es verstehen, daß John Scott-Taggart, der Leiter eines bekannten Funk-Zeitschriftenverlages, seine Stellung aufgegeben hat und eine Radioröhrenfabrik aufmachte. Business is business.

Aus der Höhe dieser Preise glaubt man schließen zu können, daß England ein glänzendes Exportgebiet für deutsche Erzeugnisse sei. Aber weit gefehlt. Den Briten ist das unsinnige Schlagwort: British goods are best! so eingehämmert worden, daß sie trotz (oder vielleicht wegen?) der billigeren Preise des Auslandes importierte Artikel selten versuchen. Ich sah in London Telefunken-, Nesper- und N & K-Kopfhörer bzw. Lautsprecher, doch wurde mir versichert, daß der Absatz gering sei.

Es ist fast selbstverständlich, daß die englische Funkindustrie sich zu Kartellen zusammengeschlossen hat, und daß von diesem Trust aus Mindestverkaufspreise festgesetzt werden. Durch die sehr reichliche Reklame unter häufiger Anwendung der Behauptung, daß britische Erzeugnisse die besten der Welt seien, sucht man die Monopolstellung dieser Kartellfirmen aufrechtzuerhalten. Die Macht dieser Kartelle scheint unumschränkt zu sein; z. B. sah ich nur ein einziges Mal die Anzeige einer Röhrenfabrik, die ihre Röhren zu 9 M. anbot, und diese Anzeige tauchte nie wieder auf. Es scheint also, als ob entweder die Funkzeitschriften solche Inserate nicht aufnehmen oder als ob Nichtverbandsfirmen durch irgendwelche Mittel erdrückt würden.

Die Preise für fertige Empfangsgeräte sind, selbst wenn man die obengenannten Preise zugrunde legt, gleichfalls unverhältnismäßig hoch. So kostet z. B. ein Einröhrenempfänger ohne irgendwelches Zubehör 85 M., Zweiröhren (Audion und Niederfrequenz) 145 M., Dreiröhren (Audion und zwei Niederfrequenz) 215 M., während ein Vierröhrengerät (Hochfrequenz, Audion, zwei Niederfrequenz) 320 M. kostet. Dies sind die Preise für eine Apparatreihe einer Firma und gleichzeitig die Durchschnittspreise für andere Fabrikate. Man sieht sofort, daß die Preise in gar keinem Verhältnis zum wahren Wert der Einzelteile stehen, aus denen die Geräte hergestellt sind.

Die Niederfrequenzstufe in dem Zweiröhrengerät kostet 60 M., während die zweite Niederfrequenzstufe im Dreiröhrengerät auf 70 M. kommt. Die Hochfrequenzstufe stellt sich auf etwa 105 M. Nur teilweise erklären sich so hohe Preise dadurch, daß der Hersteller von fertigen Empfangsgeräten eine Patentgebühr von 12,50 M. für jede Röhre, die angebracht werden kann, an Marconi bezahlen muß. (Telefunken erhebt 3,75 M. für jeden Lampensockel.) Infolge dieser wahnsinnigen Preise bauen die meisten Funkfreunde naturgemäß ihre Geräte selbst. Die Zahl der Selbstbauer wird auf 80 bis 85 v. H. aller Rundfunkhörer geschätzt.

Die englischen Funkzeitschriften zeigen, daß der englische Funkfreund technisch und theoretisch sehr gut durchgebildet sein muß. Der neutralisierte Hochfrequenzkreis wird jedenfalls nicht als eine Schwierigkeit, sondern als Selbstverständlichkeit angesehen. Reflexschaltungen scheinen sehr populär zu sein, wenigstens wenn man von der Zahl der Aufsätze auf die Beliebtheit schließen kann. Ebenso werden Superheterodyneschaltungen sehr oft beschrieben.

Auch das Interesse am Amateur-Kurzwellensendebetrieb auf Wellen von 44 bis 46 m ist außerordentlich rege, so wurden erst kürzlich in einer Liste ungefähr 1300 Amateurstationen gezählt.

Das Gesicht der englischen Funkzeitschriften ist ein ganz anderes als in Deutschland. Die B. B. C. hat sich allein das Recht der Programmveröffentlichung vorbehalten. Die Radio Times ist daher die einzige Programmschrift. Natürlich enthält sie keinerlei Kritik der Darbietungen. Die Kritik der Rundfunkdarbietungen wird überhaupt auch von keiner anderen Zeitschrift ausgeübt.

In letzter Zeit hat sich allerdings eine „Wireless League“ gebildet, die einen gewissen Einfluß auf die Programmgestaltung verlangt. Die British Broadcasting Company behauptet jedoch, daß auf 314 Briefe zufriedener Hörer eine einzige abfällige Kritik entfällt. Unter diesen Umständen glaubt man nicht, daß die „Wireless League“ eine Hebung der Rundfunkdarbietungen erreichen wird.

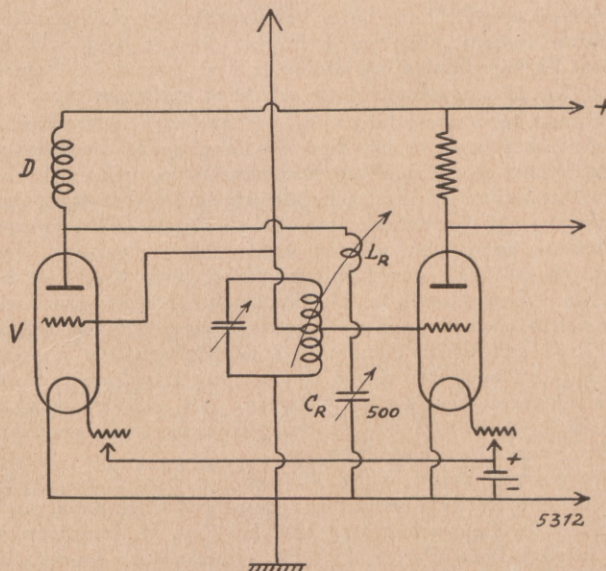
Die Funkzeitschriften beschränken sich daher lediglich auf technische Aufsätze und Bastelanleitungen. Größere wissenschaftliche Aufsätze, wie wir sie z. B. in allen deutschen Zeitschriften finden, habe ich nicht gesehen. Der englische Amateur scheint wohl eine noch größere Angst vor Formeln zu haben als der deutsche Bastler.

Robert Seckelmann.

Widerstandskopplung mit Rückkopplungsvorröhre.

Nach Amateur Wireless 10. 45. 1927 / Nr. 239 — 8. Januar.

Die Widerstandskopplung der ersten Röhre verursacht häufig Schwierigkeiten bei der Rückkopplung. Um diese



zu überwinden, verwendet man eine besondere Vorröhre, die nur zu Entdämpfung des Antennenkreises dient. Eine derartige Anordnung ist in der Abbildung wiedergegeben. Die Vorröhre V ist mit dem Gitter unmittelbar an die Antenne geschaltet. Im Anodenkreis liegt eine Hochfrequenzdrossel D. Der Reinartz-Rückkopplungskreis L_R C_R liegt zwischen Anode und Kathode.

Der Jensen-Superhet

Von

Cai Wendelboc Jensen, Bremen.

Die von mir im Anfang des Jahres 1925 entwickelte Superhetschaltung ist gekennzeichnet durch eine Umgestaltung des Zwischenfrequenzverstärkers, indem anstatt drei Röhren Zwischenfrequenz und Audion nur eine Röhre Zwischenfrequenz und Audion benutzt wird. Das Gerät leistet dennoch mühelos Fernempfang mit kleiner Rahmenantenne, und zwar, im Gegensatz zu den meisten Superhets, ebensogut von langen Wellen wie von Rundfunkwellen. Durch diese Anordnung fällt der teure Transformatorersatz und damit auch die Quelle zu oft rätselhaften Mißerfolgen fort; gleichzeitig erreicht man dadurch, daß das Gerät in ganz kleinem Format gebaut werden kann. Das für Lautsprecherbetrieb nötige Tonvolumen wird durch zwei Stufen Niederfrequenzverstärkung mit Transformatorenkopplung erreicht; es kann sogar bei einigen Stationen die letzte Stufe ausgeschaltet werden.

Durch Verzicht auf die Zwischenfrequenztransformatoren geht freilich die Möglichkeit verloren, die Selektivität auf die äußerste Spitze treiben zu können, jedoch wird man dieses in der Praxis nicht vermissen, da trotzdem alle Fernstationen auseinandergehalten werden, und der Ortssender bedeckt höchstens den auf der Wellenskala unmittelbar benachbarten Sender. Ein Funkfreund hat mir mitgeteilt, daß er mit meiner Schaltung 10 km vom Bremer Sender entfernt Hamburg auf Welle 394,7 störungsfrei aufnehmen konnte, während der Bremer Sender auf Welle 400 arbeitete. Abends ist es mir oft möglich, guten Fernempfang mit einer Spule von 8 cm Durchmesser als „Rahmen“ zu erzielen; einzelne Stationen, wie Wien und Langenberg, sogar in einer Lautstärke, daß der Lautsprecher übersteuert ist. Ich kann dann auf fünf Röhren zurückgehen.

Mögen solche Spitzenleistungen nicht überall gelingen, so beweisen sie immerhin, daß die Empfindlichkeit sich durchaus mit der eines üblichen Siebenröhrenultradyns messen kann.

Als ich Anfang 1925 in der Forschungsanstalt „Institut für Radiokunde“ Gelegenheit hatte, verschiedene kranke Superhets zu prüfen, stellte ich fest, daß der Zwischenfrequenzverstärker immer das angegriffene Organ war. Es fiel ferner auf, daß ein Zwischenfrequenzverstärker nur dann empfindlich ist, wenn er sich unmittelbar vor dem Schwingungspunkte befindet. Der Zwischenfrequenzverstärker wirkt alsdann im Grunde genommen nicht anders als ein Rückkopplungsgerät, bei dem die Rückkopplung durch die gegenseitige Einwirkung der Transformatoren und durch die Röhrenkapazität hervorgerufen wird; die Regelung dieser Rückkopplung erfolgt im Bausch und Bogen durch das Potentiometer. Ich gewann damals die Überzeugung, daß es in der Praxis sehr schwierig ist, wenn nicht unmöglich, die vier Zwischenfrequenzstufen so abzugleichen, daß die vier Röhren alle gleich nahe dem Schwingungspunkte sind; mit anderen Worten: einige der Röhren nutzen nichts, sondern schwächen vielleicht sogar den Empfang¹⁾. Andernfalls wäre es schwer zu erklären, wieso in der hier beschriebenen Schaltung die eine Röhre als Zwischenfrequenzverstärker fast dasselbe leistet, wie sonst die obligaten drei Röhren, und wir hätten zugleich die Erklärung für die rätselhaften Mißerfolge, die oft auch Fachleute erleben müssen, selbst wenn die Transformatoren von der Fabrik aus in einem Block zusammengebaut sind und die dazu abgeglichenen Röhrensätze verwendet werden²⁾.

Neuerdings erhalten meine Ansichten eine gute Stütze durch eine Veröffentlichung F. J. Flewellings in der „Radio

News“, Dez. 1926. Dort heißt es z. B.: „Man glaube nur nicht, daß die von der mehrstufigen Hochfrequenzverstärkung der kurzen Wellen bekannten Schwierigkeiten nicht auch in dem Zwischenfrequenzverstärker vorhanden seien...

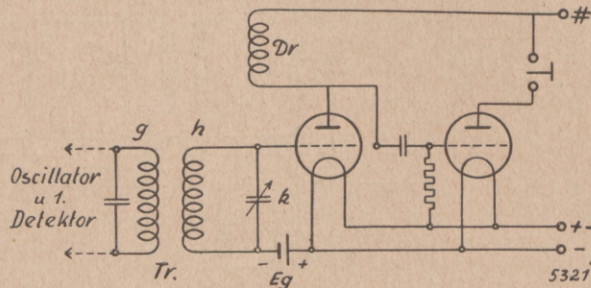


Abb. 1.

Ein Zwischenfrequenzverstärker mit verminderter Röhrenzahl und geordneten Kopplungsverhältnissen stellt einen solchen von üblicher Röhrenzahl und Konstruktion weit in den Schatten.“

Auch die Regelung mit dem Potentiometer ist ungünstig, da der Arbeitspunkt an der steilsten Stelle der Kennlinie liegen sollte, jedenfalls aber nicht in das positive Gebiet verschoben werden darf, was häufig der Fall sein dürfte.

Ich versuchte nun einen Zwischenfrequenzverstärker mit nur einer Stufe und Audion zu bauen. Das Überlagerungssystem war als Ultradynе geschaltet, da sich diese Art am besten bewährt hatte; so kam die ganze Schaltung auf vier Röhren. Der Fernempfang mit Rahmen blieb zunächst aus. Die Ursache lag aber darin, daß bei der geringen Röhrenzahl die sozusagen „wildwachsende“ Rückkopplung nicht mehr vorhanden war. Es mußte also das Kopplungsglied zwischen der Zwischenfrequenz- und der Audionröhre so ausgebildet werden, daß es bequem eine Rückkopplung auf den Eingangsfilter ermöglichte. Eine Transformator- oder Sperrkreis-kopplung an dieser Stelle wäre kaum zweckmäßig, einerseits weil eine Rückkopplung zwischen zwei abgestimmten Systemen in Resonanz zu störenden Nebenerscheinungen neigt, andererseits weil man am Gitter eine möglichst hohe Wechselspannung erzielen will, weshalb man besser die Abstimmkapazität wegläßt und dafür die Spule um so größer macht, d. h. man verwendet eine Drosselkopplung.

So entsteht die Schaltung nach Abb. 1. Dr muß größer sein als g und h, damit man mit dem Kondensator k das

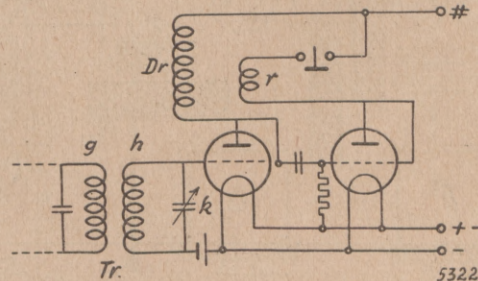


Abb. 2.

Eingangsfilter auf Dr einstellen kann. Durch das Bewegen von Dr im Verhältnis zu dem Filter Tr kann die nötige Rückkopplung eingestellt werden. Wir sind nicht mehr auf Zufälligkeiten angewiesen, sondern haben den Schwingungszustand des Zwischenfrequenzverstärkers voll-

¹⁾ Vgl. „Funk-Bastler“, Jahr 1926, Heft 42, Seite 514.

²⁾ Selbstverständlich kann auch hiermit Hervorragendes geleistet werden, aber die große Abhängigkeit vom Zufall ist nicht zu leugnen.

kommen in Gewalt und dadurch ist es erst möglich, eine vollwertige Leistung aus den Röhren herauszuholen.

Die Anordnung der Schaltung nach Abb. 2 ist der ersteren hinsichtlich Stabilität überlegen. Da es wichtig ist, daß das Verändern der Kapazitäten a und b nicht allzusehr den Schwingungseinsatz beeinflusst (dieses Übel ist ja auch bei

diese braucht man sich durchaus nicht zu halten, wenn nur das angegebene Verhältnis zwischen h und Dr bestehen bleibt. Den Kondensator k kann man außen oder innen anbringen. Eine Dämpfungsregelung mit k statt r ist möglich, aber nicht empfehlenswert. Abb. 5 zeigt den fertigen Empfänger, bei dem es gelang, die Einzelteile in

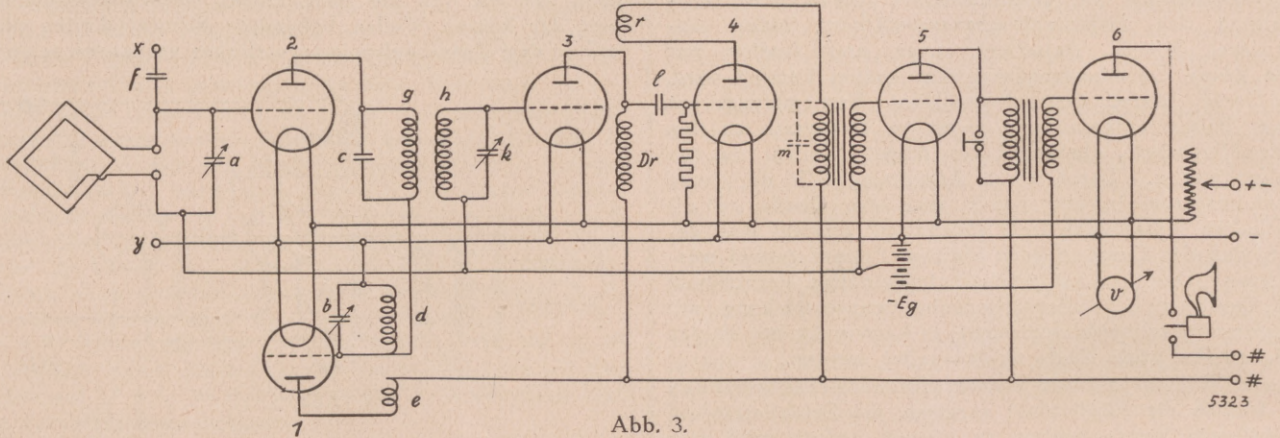


Abb. 3.

den gewöhnlichen Superhets wohlbekannt), ist in der Schaltung Abb. 2 die Rückkopplung verteilt, indem r auf Dr koppelt und Dr auf h . Die Spulen sind alle Wabenspulen und sind so aufgestellt, wie es aus Abb. 4 hervorgeht. g und h sind recht lose miteinander zu koppeln und greifen deshalb etwa zur Hälfte übereinander ein. Diese Koppung braucht nicht veränderlich zu sein; ist es jedoch erwünscht, wird g in der altbekannten Weise um etwa 45° von h abgeschwenkt. Der Abstand zwischen h und der Kante von Dr soll etwa 10 cm betragen. r ist schwenkbar im Verhältnis zu Dr und muß von außen bewegt werden können. Das Grundbrettchen, worauf Dr und r sitzen, ist nun wiederum drehbar, indem es mit einer Schraube durch die Mitte an der Bodenplatte befestigt ist. Statt dessen kann aber auch Dr festsitzen und das Grundbrettchen des Transformators $g-h$ drehbar montiert werden. Die Bewegung von Dr — bzw. von Tr — soll nicht von außen regelbar sein. Die Aufstellung ist ferner derart, daß die Achse der Spule h durch die Mitte von Dr geht. Eine kleine Drehung von Dr nach der einen oder anderen Seite bewirkt eine regelrechte bzw. eine umgekehrte Rückkopplung von Dr auf h ; mit umgekehrter Rückkopplung kann man eine Neutralisation der Kapazität der Zwischenfrequenzröhre erreichen (da mit konstanter Frequenz gearbeitet wird). Eine regelrechte Rückkopplung ist jedoch zuweilen vorteilhafter, schon hinsichtlich der Klangreinheit, da man, wenn bereits mittels Dr auf

einen Kasten von $14 \times 27 \times 19$ cm unterzubringen, ohne daß die Leistung dadurch zurückging. Mit den heutigen Riesenkondensatoren ist dies wohl nicht mehr möglich.

Die Grundplatte, worauf die Röhrensockel usw. montiert sind, soll ein paar Zentimeter über dem Boden des Kastens

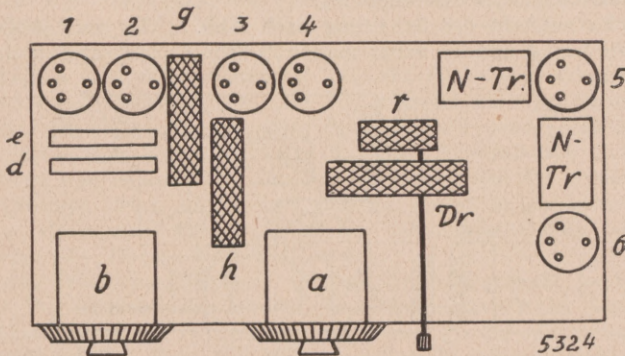


Abb. 4.

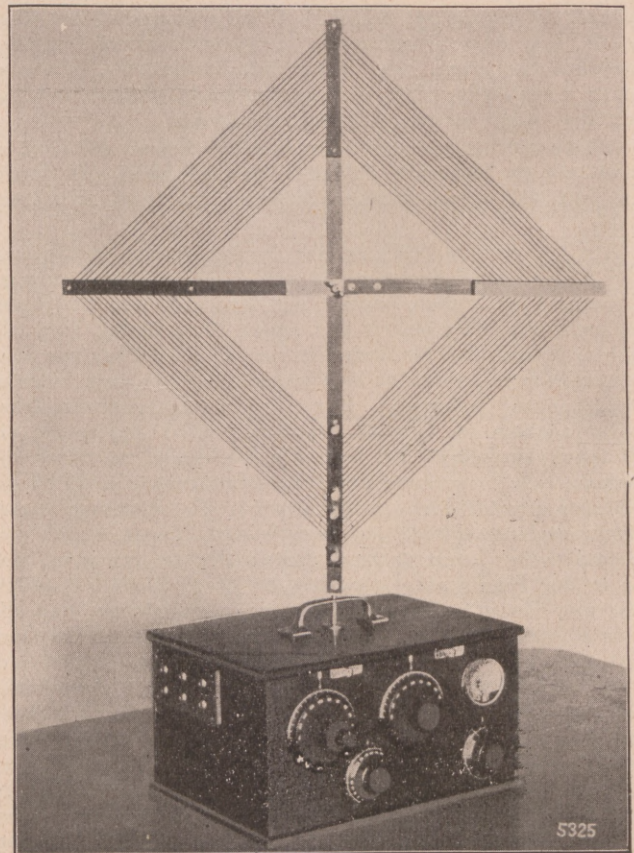


Abb. 5.

h eine Entdämpfung erreicht ist, nicht so stark mittels r auf Dr zu koppeln braucht, daß Verzerrungen entstehen könnten.

Die Abb. 3 zeigt die gesamte Schaltung, während Abb. 4 eine bewährte Gruppierung der Einzelteile darstellt. An

liegen, da sonst die Schwingneigung des Zwischenfrequenzverstärkers zu groß werden kann.

Da das Gerät am besten mit der den Röhren vorgeschriebenen Heizspannung zu arbeiten pflegt, so kann man Röhren mit gleichen Heizdaten nehmen und alle mit nur einem Heiz-

regler regulieren. Es kann jedoch vorkommen, daß die Zwischenfrequenz- und Audionröhre einzeln geregelt werden müssen, in diesen Fällen werden die Regler in die positive Heizleitung gelegt und können innen angebracht werden, so daß man weiterhin nur den Hauptregler zu betätigen hat. Entschließt man sich für ein Voltmeter V, so ist die Be-

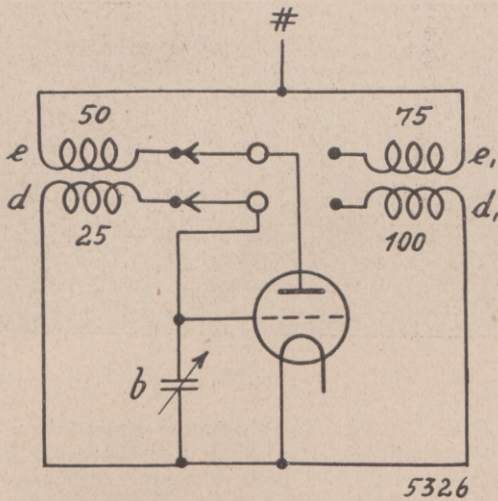


Abb. 6.

dienung für den Laien leichter und die Röhren werden geschont. Jedes gute Röhrenfabrikat ist verwendbar, nur darf die Steilheit nicht zu gering sein. Telefunken, T. K. D und Valvo haben sich alle gut bewährt. Die RE 212 ist mit 12 Volt am Raumladegitter ein vorzüglicher Modulator. Wählt man Valvo, so ist folgende Verteilung vorteilhaft: Schwingröhre: Ökonom H oder Oscillotron; Modulator: Ökonom N; Zwischenfrequenz: Ökonom H; Audion und erste Stufe Niederfrequenz: Ökonom N; zweite Stufe Niederfrequenz: eine Endröhre nach Belieben. Bei Valvo fällt meistens die negative Gittervorspannung der Röhren 2 und 3 fort.

Der Kopfhörer kann parallel zu der Primärwicklung des zweiten Niederfrequenztransformators gestöpselt werden, man kann jedoch den Niederfrequenzteil sich einrichten wie man will. Die Niederfrequenztransformatoren müssen von nur guter Qualität sein.

Und noch einiges über den Oszillator: Um auf einem Wellenbereich von etwa 200 bis 2000 m empfangen zu können, hat man nur nötig, die Spulen d und e einmal auszuwechseln, die Spulengrößen stellt man dabei am besten durch Versuche fest, meistens werden aber die in Abb. 6 angegebenen Spulengrößen maßgebend sein. Statt des Auswechselns kann man auch die 2x2-Spulen einbauen und, wie Abb. 6 es zeigt, umschalten. Einfacher ist die Lösung nach Abb. 7, die sich auch bewährt hat. Dort sind d und e Ledionspulen, d = 100 und e = 75 Windungen. Die Schwingneigung ist immer am besten, wenn das Gitter mit dem Innenpol von d verbunden wird. Eine Ledionspule zu 100 Windungen hat von der Seite aus betrachtet 25 Windungen; an deren vierten Windung, von innen gezählt, lötet man die Anzapfung. Korbodenspulen schwingen auch gut in dieser Schaltung, dagegen können hier Wabenspulen nicht verwendet werden, wohl aber bei der Anordnung nach Abb. 6.

Über die Kopplung zwischen d und e wäre folgendes zu sagen: Man lege die Kopplung ein für allemal fest, damit die Stationen immer auf denselben Stellen der Kondensatorskala erscheinen. Eine ziemlich feste Kopplung gibt den besten Fernempfang, dafür aber auch mitunter Kopplungswellen, so daß die Sender nicht auf zwei, sonder auf zwei mal zwei Punkten der Skala erscheinen. Am günstigsten in dieser Hinsicht ist die Anordnung nach Abb. 6.

Eine übermäßig feste Kopplung schwächt wieder den Empfang und verursacht zuweilen ebenso wie eine zu große

Anodenspule, ein eigenartig rauhes Heulen, wenn der Oszillator-kondensator sich der Nullstellung nähert.

Das über den Oszillator Gesagte gilt natürlich auch für jedes andere Superhetsystem.

Die einzelnen Daten der Schaltung nach Abb. 3 sind:

- a = 500 oder 1000 cm; b = 1000 cm; c = etwa 150 cm;
- d = siehe oben; e = siehe oben; f = 75 à 100 cm;
- g = Wabenspule, 400 Windungen; h = Wabenspule, 500 Windungen; k = 250 cm (evtl. kleiner Glimmerkondensator);
- Dr = Wabenspule, 750 Windungen; r = nach Bedarf (200—250—300 Windungen); l = 150 bis 250 cm; m = bis 250 cm, wird nur angelegt, wenn die Kopplung mit r ohnedies nicht ausreicht.

*

Es sei nun noch eine ausführliche Anleitung zu der Inbetriebnahme des Gerätes gegeben.

Zunächst kontrolliere man die Wabenspulen! Allzuoft sind die Drahtenden derartig nachlässig unter die Schrauben gelegt, daß kein Kontakt vorhanden ist; es ist ferner darauf zu achten, daß das innere Drahtende nicht zwischen die Spule und die Befestigungsanordnung geklemmt ist. Dann folgt die Prüfung des Oszillators. Man schaltet, wenn man hier ganz sicher gehen will, den Kopfhörer provisorisch zwischen die Spule eb und die Anodenbatterie ein. Schwingt der Oszillator, so muß sowohl beim Anlegen als beim Wegnehmen eines nassen Fingers von der Gitterleitung der Schwingröhre das bekannte „plob“ zu hören sein; dieses muß bei allen Stellungen des Kondensators b und bei den beiden Stellungen des Schalters S in Abb. 6 oder 7 eintreten. Schwingt die Röhre nicht, so wären die Zuleitungen zu eb umzupolen oder die Röhre auszutauschen.

Der Kopfhörer wird nun wieder an seinem Platz eingestöpselt, der Rahmen für Rundfunkwellen angeschlossen (die meisten machen den Fehler, daß sie zunächst mit der Hochantenne das Gerät abgleichen wollen), und der Schalter S auf Rundfunkwellen gestellt. Dieses muß sich an einem Abend abspielen, um das Auffinden von Stationen zu erleichtern. Der Kondensator k wird ungefähr auf Null gestellt oder höchstens zu 10 Grad eingedreht und Dr wird genau senkrecht zu h gestellt. r wird etwa 30° von Dr abgeschwenkt. Schwingt nun der Zwischenfrequenzverstärker, so ist r kleiner zu wählen oder der Rahmen steht zu nahe an dem Gerät. Dieses Schwingen kennzeichnet sich durch ein Rauschen und durch das Auftreten von einer Reihe von Pfeiftönen, wenn der Kondensator b gedreht wird.

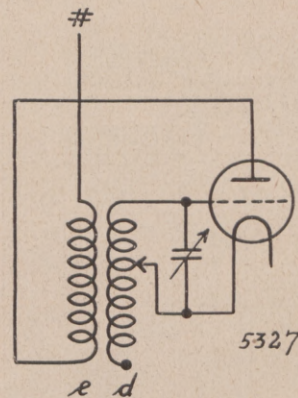


Abb. 7.

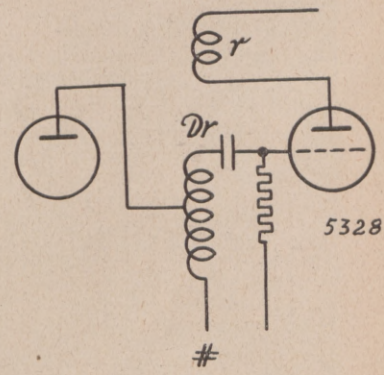


Abb. 8.

Dreht man r dicht an Dr heran, so muß das Schwingen einsetzen; tut es dies nicht, ist r zu klein oder r muß umgepolt werden oder k eine Kleinigkeit weiter eingedreht oder die dritte oder vierte Röhre ausgewechselt werden. Als letztes Mittel wäre der Blockkondensator m anzulegen.

Ist alles in Ordnung, entfernt man sich durch Abschwenken von r wieder etwas von dem Schwingungspunkte und sucht mittels a und b den Ortssender; man weiß dann beim wei-

teren Suchen ungefähr wie die beiden Kondensatoren a und b zueinander stehen müssen. Der Ortssender tritt freilich, wie bei allen Superhets, auf verschiedenen Stellen von b auf; die richtige Stellung wird aber die sein, bei der möglichst wenig von b eingedreht ist. Man dreht danach a und b ein gleiches Stück weiter, bis der Ortssender verschwunden ist und zieht r so weit an Dr heran, daß der Zwischenfrequenzverstärker sich unmittelbar vor dem Schwingungspunkte befindet. Nun kann nach fernen Sendern gesucht werden. Dabei wird a und b gehandhabt, wie es oft genug beschrieben ist. Anfangs wird man über alles hinwegdrehen, man vergesse dabei nicht, daß Fadingeffekt den Fernempfang von Rundfunkwellen zeitweise gänzlich unterbrechen und längere Zeit hindurch stark schwächen kann.

Hat man eine Fernstation gefunden, kommt die genauere Einregulierung von k. Man dreht k Strich für Strich weiter hinein, wobei die Schwingneigung steigen wird, während man jedesmal mit r zurückgeht und b nachstellt. Hat man die Stellung von k gefunden, für die die Schwingneigung am größten ist, so hat man die günstigste Einstellung, die dann ein für allemal festgelegt ist. Dieser Punkt ist auch dadurch gekennzeichnet, daß die Fernstationen nicht mehr ein paar Striche von der Einstellung schwach wiederkehren, weil der Transformator nunmehr auf die Drossel genau eingestimmt ist.

Sollte die Schwingneigung nach dieser Einstimmung nicht zu bändigen sein, so tritt der Fall ein, wo man einzelne Heizregler an die Zwischenfrequenz- und Anodenröhre legen muß, sofern ein Austausch der Röhren oder eine Verkleinerung von r keine Abhilfe bringt.

Man kann jedoch auch unbedenklich mit k ein paar Grade zurückgehen; liegt der Fall aber derart, daß das Schwingen bei normaler Heizung und kleinem r nur durch starke umgekehrte Rückkopplung mit Dr beseitigt werden kann, so muß eine Zi-Röhre mit geringerer Schwingneigung benutzt werden. Nach meiner Erfahrung geht man mit Telefunkenröhren in dieser Hinsicht am sichersten.

Indem man auf die verschiedensten Stationen einstellt, sucht man die Stellung von Dr, die die beste Stabilität und Klangreinheit ergibt, wobei nicht vergessen werden darf, r und b nachzustellen.

Zuletzt werden die langen Wellen probiert, wobei der Rahmen mindestens $\frac{1}{2}$ Meter von dem Empfänger entfernt

schlußpunkt auf Minus zu verlegen oder man tausche die vierte Röhre aus oder ändere die Anodenspannung, die meistens 60 Volt für die ersten fünf Röhren betragen soll.

Schwache telegraphische Flötentöne, die unabhängig von der Einstellung von a sind, bedeuten, daß ein Langwellen-

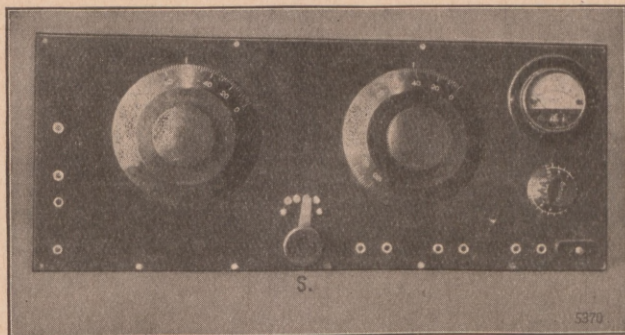


Abb. 10.

sender direkt in den Zwischenfrequenzverstärker hineinschlägt. Hier hilft oft eine kleine Verstellung von k. Wer in der Nähe eines solchen Senders wohnt, schirmt am besten den Empfänger mit Metall ab.

Handkapazität kennt dieses Gerät nicht, nur muß man dafür sorgen, daß die Anschlüsse der Drehkondensatoren derart vorgenommen werden, daß die Gitter mit den unbeweglichen Platten verbunden werden.

Abb. 8 zeigt eine noch nicht genügend untersuchte Verbesserung; hier hat Dr eine Anzapfung etwas über der Mitte, sollte also als Autotransformator wirken. Es scheint wirklich, als ob hierdurch eine Lautstärkeverbesserung erreicht wird.

Abb. 9 und 10 zeigen eine abweichende aber auch durchaus zweckmäßige Anbringung der Einzelteile. Hier ist Tr drehbar und Dr festsitzend. Trotz der reichlich großen Entfernung zwischen Tr und Dr hat doch in diesem Falle die Kopplung ausgereicht. Der Schalter S ist hier vierstufig, weil der Kondensator b nur 500 cm hat. Dieser Empfänger zeigte zunächst ein Pfeifen beim Einschalten der letzten Niederfrequenzstufe; das Pfeifen verschwand aber, nachdem das Audion nebst Gitterkondensator und Ableitungswiderstand ein paar Zentimeter über der Grundplatte montiert wurde.

Zuletzt ein Wort über die Rahmen: Den Rahmen für Rundfunkwellen kann man sich bauen wie man will. Ich komme hier in Bremen mit einem Rahmen von 30 cm Kantlänge vollkommen aus. Die Windungszahl beträgt 20. Der Rahmen muß einige Anzapfungen haben.

Der Langwellenrahmen besteht aus einer Holzscheibe, 25 cm im Durchmesser und 1,5 cm dick. Diese wird mit 15 Speichen, bestehend aus runden Holzstäbchen von 1 cm Dicke, versehen. Hierauf werden etwa 70 Windungen Klingelleitungsdraht (0,8 mm Durchm. und gute, dicke Isolation) nach Korbbodenart gewickelt. Eine der Speichen muß soweit verlängert werden, daß sie an einem Fuß befestigt werden kann. Dieser Rahmen bringt auch während des Tages guten Empfang von den Langwellenstationen.

Für Zimmer- oder Hochantennenbetrieb stehen die Buchsen x und y zur Verfügung. Statt des Rahmens kann dann eine Spule eingesteckt werden. Ein Funkfreund hat auf seiner kleinen Yacht mein Gerät wegen Platzmangel nicht mit Rahmen betreiben können, sondern nahm als Antenne ein Stück Klingeldraht, der oben am Mast ohne Isolation befestigt war. Mit dieser Antenne ohne Erde hörte er im Kattegat mit fünf Röhren Hamburg, Berlin, Leipzig, Langenberg und Daventry trotz schlechten Wetters und tobender See im Lautsprecher während der Benzinmotor arbeitete. Wo eine größere Antenne verwendet wird, ist die übliche

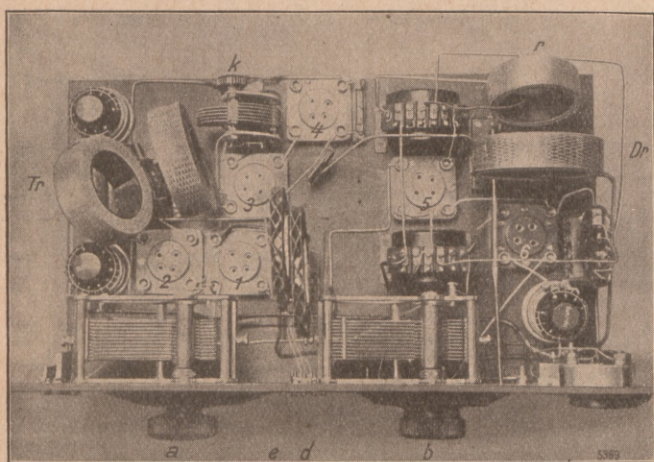


Abb. 9.

stehen muß. Nach beendeter Einregulierung hat man dann nur die beiden Griffe a und b zu bedienen und mit r die Lautstärke zu regulieren.

Erfolgt der Schwingungseinsatz mittels r nicht weich oder sogar unter Zieherscheinungen, so versuche man den Gitterableitungswiderstand zu ändern bzw. dessen unteren An-

aperiodische Antennenkopplung wegen der besseren Selektivität vorzuziehen.

Ich hoffe, daß diese einfache Superhetchaltung dazu beitragen möge, dem Transponierungsempfang in noch weiteren

Kreisen als bisher Eingang zu verschaffen. Die Schaltung ist durchaus leicht nachzubauen, und viele Funkfreunde haben bereits nur an Hand der Schaltskizze guten Erfolg gehabt.

Reflexschaltungen mit Widerstandskopplung

Von

H. Davidsohn, Antwerpen.

Über die verschiedenen gebräuchlichen Reflexschaltungen ist an dieser Stelle bereits so viel geschrieben worden, daß es sich erübrigt, nochmals auf deren verschiedene Formen einzugehen. Nachstehend sollen jedoch einige mit besonders einfachen Mitteln herstellbare, wenn auch zum Teil wenigstens schon bekannte Schaltungen beschrieben werden.

Oggleich die gleichzeitige Ausnutzung einer oder mehrerer Verstärkerröhren zu Hoch- und Niederfrequenzverstärkung ein großer ökonomischer Vorteil ist, haben die Reflexschaltungen verhältnismäßig wenig Anwendung in der Fabrikation und beim Bastler gefunden. Ihr Nachteil ist nämlich die erschwerte Einstellung, die oft zur Unmöglichkeit wird, sobald es sich um eine größere Anzahl von Röhren handelt. Aus jeder gleichzeitig das Optimum für Hochfrequenz- und Niederfrequenzverstärkung herauszuholen, ist praktisch nicht möglich, und eine verzerrte Tonwiedergabe oder — im Verhältnis zur Röhrenzahl —

schwingende Niederfrequenz gelangt durch die von C1 ebenfalls überbrückte sekundäre Transformatorwicklung ans Röhrgitter, wird verstärkt und von dem im Anodenkreis liegenden Telefon abgenommen.

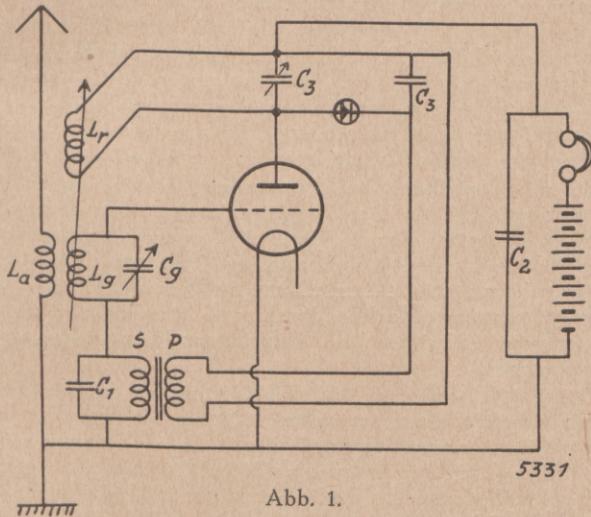


Abb. 1.

geringe Verstärkung lassen daher die Verwendung eines gewöhnlichen Empfängers vorteilhafter erscheinen.

Eine Ausnahme macht jedoch der Einröhren-Reflexempfänger mit Detektorgleichrichtung; er besitzt wenige Einstellorgane und ist daher leicht zu bedienen. Es verlohnt daher, sich mit ihm zu beschäftigen; denn trotz Superheterodyne- und anderen Vielhöhrenschaltungen wird das billige und leicht einzustellende Einröhrengerät noch lange der Liebling unserer Amateure bleiben.

Abb. 1 zeigt zunächst die Schaltung des „klassischen“ Einröhrenreflex. Die halbperiodische Antennenspule L_a überträgt die einfallenden Schwingungen auf den durch $L_g C_g$ abgestimmten Gitterkreis. Die von der Röhre verstärkten Hochfrequenzströme gelangen über den Anodenabstimmkreis $L_r C_r$ und den Telefon-Batterie-Überbrückungskondensator C_2 zurück zum Heizfaden. L_r dient gleichzeitig zur Rückkopplung auf die Gitterkreisspule L_g . Der an den Anodenschwingkreis $L_r C_r$ angekoppelte Detektorkreis besteht aus dem Detektor und der Primärwicklung eines Niederfrequenztransformators P, die für die Hochfrequenz durch C_3 überbrückt ist. Die in diesem Kreise

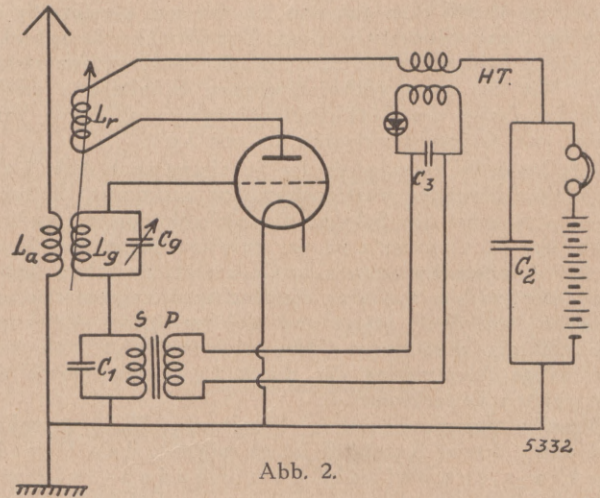


Abb. 2.

Die Schaltung nach Abb. 2 vermeidet die doppelte Abstimmung, indem sie statt des Anodenresonanzkreises den halbperiodischen Hochfrequenztransformator HT zur Ankopplung des Detektorkreises verwendet. Zur Rückkopplung dient L_r . Die durch den Fortfall eines Drehkondensators vereinfachte Abstimmung bedingt eine gewisse Verringerung der Selektivität, ein in diesem Falle zu vernachlässigender Umstand jedoch, da ohnehin die Anzahl der zu trennenden Stationen infolge der begrenzten Reichweite des Empfängers nicht groß ist.

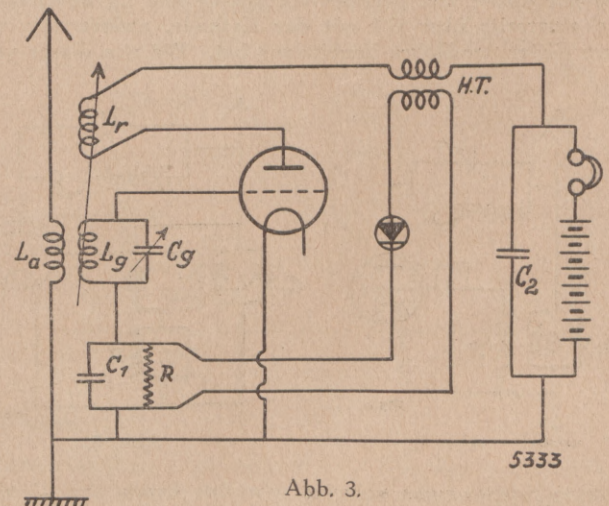


Abb. 3.

Die Schaltungen nach Abb. 1 und 2 verwenden zum Rückwerfen der Niederfrequenz vom Detektor- auf den Gitterkreis einen Niederfrequenztransformator. Transformatoren sind teuer, gute Transformatoren sogar sehr teuer,

und leider nur wenige ermöglichen unverzerrte Verstärkung. Eine theoretisch vollkommen unverzerrte Übertragung durch Niederfrequenztransformatoren ist wegen ihrer Resonanz bis jetzt überhaupt nicht möglich. Dies ist der Grund, warum seit einiger Zeit bei der Konstruktion moderner Verstärker immer mehr die fast resonanzfreie Kopplung durch Hochohmwidestände angewendet wird, die zwar eine etwas geringere Verstärkung, dafür aber eine ganz erheblich größere Tonreinheit ergibt.

Ganz besonders fallen diese Nachteile der Niederfrequenztransformatoren in Reflexschaltungen ins Gewicht, zwar existieren für diesen Zweck Spezialtransformatoren, doch auch mit diesen gelingt eine verzerrungslose Übertragung sehr häufig nicht.

Aus diesen Überlegungen heraus ist Schaltung Abb. 3 entstanden; sie unterscheidet sich von Abb. 2 dadurch, daß an die Stelle des Niederfrequenztransformators ein Widerstand von 10 000 Ohm getreten ist, der nun gleichzeitig im Detektor- und Gitterkreise liegt. Der Blockkondensator C 1 läßt die in beiden Kreisen schwingende Hochfrequenz passieren. Wie bei allen vorbeschriebenen Schaltungen erfolgt auch bei dieser die Rückkopplungsregulierung durch Variierung der Kopplung zwischen Lr und Lg.

Zum besseren Verständnis der Schaltung nach Abb. 5, die auch ohne Hochfrequenztransformator auskommt, betrachten wir zunächst das Schema des rückgekoppelten Audions (Abb. 4). Im Gegensatz zu der gebräuchlichen Anordnung ist der Anodenschwingkreis La Ca anstatt zwischen Anode und Telephon hier zwischen die Hochspannungsbatterie und Kathode bzw. Erde gelegt und gleichzeitig als Antennenabstimmkreis ausgebildet. Hierdurch erübrigt sich eine nochmalige Abstimmung des durch Lg halbperiodisch angekoppelten Gitterkreises.

Dieselbe Anordnung ist in Schaltung Abb. 5 getroffen, und durch diesen Kunstgriff ist es möglich, den Detektorkreis sowohl mit dem Anoden- wie mit dem Gitterkreise direkt zu verbinden und so den Hochfrequenztransformator zu sparen. La Ca versehen also gleichzeitig die Aufgaben einer Antennen-, einer Rückkopplungs- und einer Detektorkreisabstimmung. Auch hier liegt der von C1 überbrückte Widerstand R gleichzeitig im (fett gezeichneten) Detektor- und Gitterkreise und überträgt so die Niederfrequenzschwingungen von einem auf den anderen.

Zusammengefaßt spielt sich der Empfang also folgendermaßen ab: Die von der durch Ca abgestimmten Antenne in La induzierten Hochfrequenzschwingungen werden auf die mit dieser fest gekoppelten Gitterspule Lg übertragen, die einerseits über C1 mit der Kathode, andererseits mit dem Gitter der Röhre Verbindung hat. Die von dieser ver-

sich einerseits der Kathode, andererseits über Lg dem Gitter der Röhre mitteilen. Von dieser ebenfalls verstärkt, können die Niederfrequenzschwingungen dann durch das im Anodenkreise liegenden Telephon abgenommen werden.

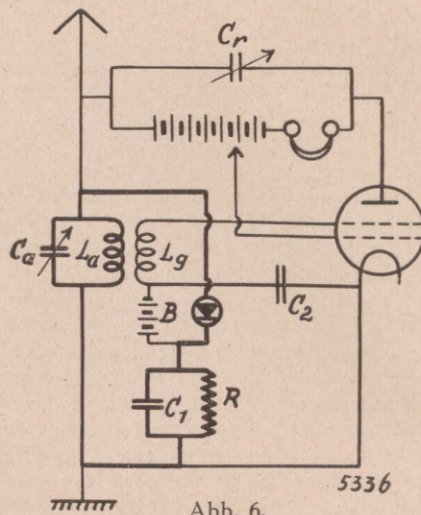


Abb. 6.

Diese Anordnung, die an Einzelheiten nur einen Detektor mehr als ein gewöhnlich kapazitiv rückgekoppeltes Audion benötigt, ist diesem an Lautstärke und auch sogar noch an Tonreinheit erheblich überlegen. Infolge der Gleichrichtung durch Kristalldetektor und Vermeidung jeglichen Transformators war bei den vom Verfasser angestellten Versuchen die Tonwiedergabe von einer überraschenden Reinheit, Reichweite und Lautstärke ungefähr die eines Zweiröhrenempfängers (Audion-Niederfrequenzverstärker).

Dieselbe Schaltung bei Verwendung einer Doppelgitterröhre zeigt Abb. 6. Das Zuggitter ist mit einer Anzapfung der Anodenbatterie verbunden. Außerdem ist zwischen Lg und R eine kleine 4½ Voltbatterie gelegt, um dem Steuergitter eine negative Vorspannung zu geben. Der gleichfalls hinzugekommene Blockkondensator C2 ermöglicht der im Gitterkreise schwingenden Hochfrequenz eine freie Passage zur Kathode.

C1 und C2 haben je 1000 bis 2000 cm, Cr ist ein kleiner veränderlicher Kondensator mit 500 bis 1000 cm Maximalkapazität, je nach Schwingfähigkeit der benutzten Röhre. La und Lg sind unveränderlich miteinander gekoppelte Korbbodenspulen, Lg hat ungefähr 100 Windungen, die Größe von La richtet sich nach der Größe der Antenne und aufzunehmenden Wellenlänge. Der Detektor sei fest eingestellt und nicht allzu empfindlich gegen Erschütterungen.

Mit diesem Gerät wird der Ortssender auch bei primitiver Antenne stets laut empfangen werden können; daß auch weiter entfernt liegende Stationen mit großer Sendestärke bei entsprechenden Verhältnissen einwandfrei empfangen werden können, beweisen vom Verfasser angestellte Versuche.

Infolge des geringen Bedarfes an Batterien und Einzelteilen eignet sich der beschriebene Empfänger vorzüglich zum Bau als Reisegerät, sofern man nicht allzu hohe Ansprüche an dessen Reichweite stellt.

Neue amerikanische Rundfunksendestellen. Trotz der Riesenzahl der Rundfunksender in den Vereinigten Staaten werden beinahe von Woche zu Woche immer neue Sender in Betrieb genommen. So sind neuerdings in Brooklyn, Chicago, Heights, Syracuse, Tacoma, Newark, Milford, Santa Anna, Milwaukee, Wollaston, Somerville neue Sender errichtet worden.

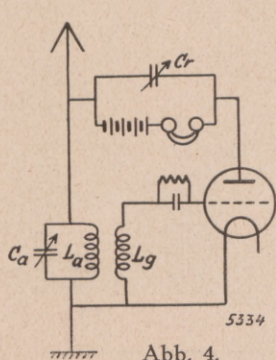


Abb. 4.

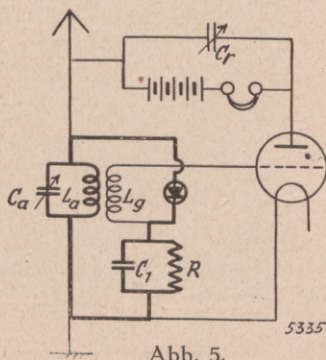
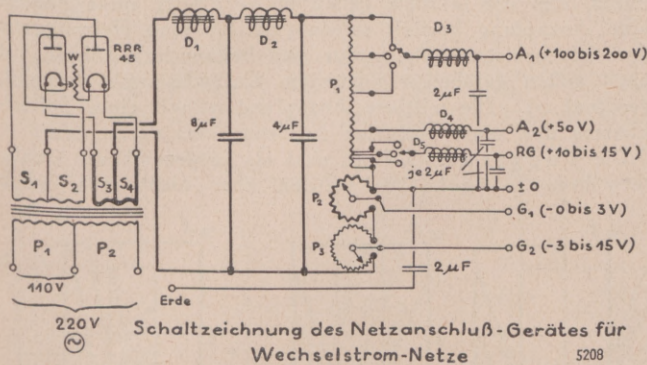


Abb. 5.

stärkte Hochfrequenz schwingt von der Anode über Cr und La Ca zurück zur Kathode. La übt hierbei eine, durch Variierung von Cr veränderliche, Rückkopplung auf Lg aus. Die in dem an La Ca angeschlossenen Detektorkreise entstehenden Niederfrequenzschwingungen erzeugen an den Enden von R entsprechende Potentialschwankungen, die

Ein Vollweggleichrichter für Wechselstrom-Netzanschluß

Die Nutzbarmachung von Wechselstrom für Röhrenempfänger ist bekanntlich ungleich umständlicher als die des Gleichstromes. Es ist bei Wechselstrom führenden Netzen dieser erst gleichzurichten und dann zu reinigen. Das



Schaltzeichnung des Netzanschluß-Gerätes für Wechselstrom-Netze 5208

Wechselstromgerät ist also umfangreicher und infolgedessen in der Anschaffung teurer als das Gleichstromgerät; hinzu kommt die Verwendung sich abnutzender Teile (Gleichrichter), so daß auch der Betrieb teurer als beim Gleichstromgerät ist. Läßt man die Vorteile der ständigen Betriebsbereitschaft und der völligen Beständigkeit von Spannung und innerem Widerstand außer Ansatz, so ergibt sich trotzdem eine entschiedene Überlegenheit auch des Wechselstrom-Anschlußgerätes gegenüber der Trockenbatterie.

Eine gute Trockenbatterie mit 100 Volt Spannung und einer Kapazität von etwa 1 Amp-Std. kostet etwa 8,50 M. Nimmt man für den Betrieb eines Lautsprechers mit Ortsempfänger einen Anodenstromverbrauch von nur 5 mA an, so kostet die Betriebsstunde $4\frac{1}{2}$ Pf. Die jährlichen Kosten für den Anodenstrom betragen demnach bei im Durchschnitt fünfständiger täglicher Benutzung im Jahre etwa 82 M. Der Betrieb des Wechselstromgerätes kostet pro Stunde etwa 1 Pf., im Jahre also etwa 18 M. Setzt man von der Ersparnis an Stromkosten noch den Verschleiß an Gleichrichterröhren ab, so bleibt immer noch ein Betrag, der die schnelle Amortisation der Anlage garantiert.

Die fertig im Handel erhältlichen Anschlußgeräte sind trotz der noch immer recht hohen Preisstellung fast ausnahmslos Halbweggleichrichter. Im folgenden sei ein Vollweggleichrichter beschrieben, den Verfasser kürzlich in Gebrauch genommen hat und der einwandfrei arbeitet. Bei diesem wurde von der Verwendung von Lautsprecherröhren als Gleichrichter — wie zumeist empfohlen wird — wegen des hohen Preises abgesehen. Dagegen wurden mit gutem Erfolge zwei Gleichrichterröhren (Typ RRR 45) benutzt, die bis zu 100 mA Emission bei 200 Volt Anodenspannung liefern und pro Stück nur 5,50 M. kosten. Die bei Beschreibung des Gleichstromgerätes¹⁾ über Drosselspulen und Kondensatoren gemachten Angaben treffen hier natürlich ebenfalls zu.

Alle Einzelteile sind im Handel erhältlich; allerdings muß die den Heizstrom liefernde Wicklung des Transformators meistens geändert werden, damit sie die benötigten 10 Volt liefert. Ein geschickter Bastler kann sich aber nach untenstehenden Daten Transformator und Drosselspulen ohne weiteres mit geringen Kosten herstellen. Die Gehäuse der Blockkondensatoren sowie die Kerne der Drosselspulen und des Transformators sind leitend miteinander zu verbinden und direkt an Erde zu legen. Der Anodenstromkreis ist über einen Kondensator von 2 µF geerdet, so daß sich die direkte Erdung des Empfangsgerätes erübrigt, in vielen Fällen sogar schädlich ist.

Daten der Einzelteile:

Transformator: beiderseitig geschlossener, unterteilter Kern; Querschnitt etwa 400 mm²; Spulenkörper etwa 80 mm lang, Durchmesser 45 mm.

- P₁ und P₂: je 1000 Windg. 0,25 ϕ;
- S₁ und S₂: je 2500 Windg. 0,20 ϕ;
- S₃ und S₄: je 47 Windg. 0,80 ϕ.

D₁ und D₂: unterteilter Eisenkern, Querschnitt etwa 400 mm²; Spulenlänge etwa 50 mm, Durchmesser 40 mm; je 4000 Windg. 0,30 ϕ.

D₃, D₄ und D₅: unterteilter Eisenkern, Querschnitt etwa 225 mm²; Spulenlänge etwa 65 mm, Durchmesser 35 mm; je 25 000 Windg. 0,15 ϕ.

W: etwa 5 Ω (muß einer Dauerbelastung von 1 Amp gewachsen sein).

P₁: Silitstab von etwa 200 mm Länge und etwa 10 mm Durchmesser, Widerstand 8000 Ω.

P₂: Drehpotentiometer, Widerstand 150 Ω.

P₃: Drehpotentiometer, Widerstand 500 Ω.

Der Silitstab und die beiden Drehpotentiometer sind als Spannungsteiler hintereinander geschaltet. Wo die einzelnen Abgriffe anzubringen sind, ergibt sich aus den für das Empfangsgerät benötigten Spannungen. Verfasser braucht z. B. für einen Fernempfänger mit Zwei- und Dreifachröhre für die Verstärkerstufen 100 — 200 Volt, für die letzte Hochfrequenzstufe 50 Volt Anodenspannung; für das Raumladegitter werden 10 — 15 Volt benötigt. Dazu kommt eine Gittervorspannung von etwa 2,5 Volt und eine solche von 10 bis 15 Volt.

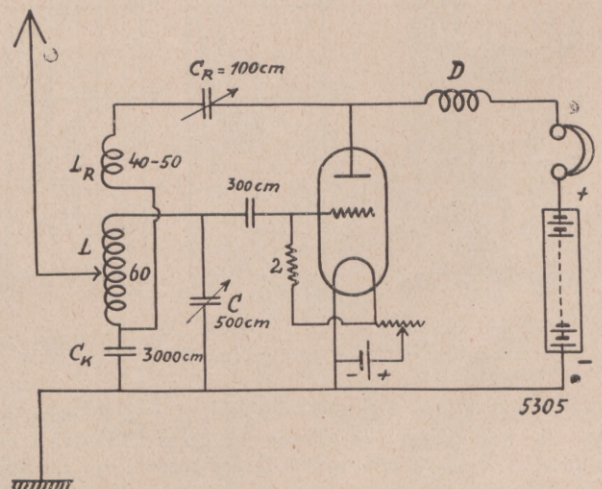
Für die Einstellung der Raumladegitterspannung und der Verstärkeranodenspannung wurden Stufenschalter eingebaut; die Regulierung der Gittervorspannungen geschieht durch die Potentiometer.

Um die Streufelder des Transformators und der Drosselspulen unschädlich zu machen, empfiehlt es sich, das Gerät in ein Metallgehäuse einzubauen und es mindestens 1,50 m vom Empfangsgerät und seinen Zuleitungen entfernt aufzustellen.
R. Nettelbeck.

Ein Empfänger mit frequenzunabhängiger Rückkopplung.

Nach Amateur Wireless 10, 35, 115, 129. 1927 / Nr. 241
22. Januar.

Um die Kopplungen frequenzunabhängig zu gestalten, muß man bekanntlich eine kombinierte induktiv-kapazitive Kopplung verwenden. Eine nach diesem Prinzip aufgebaute Empfangsschaltung mit Reinartz-Rückkopplung zeigt die Abbildung. Im Gitterkreis C, L, C_K ist zu diesem Zweck der Blockkondensator C_K eingeschaltet, so daß die Antenne mit dem Gitterkreis diesen Kondensator und einen Teil der



Selbstinduktion L gemeinsam hat. Der Rückkopplungskreis C_R, L_R, C_K hat ebenfalls mit dem Gitterkreis die Kapazität C_K gemeinsam und ist außerdem durch die Spule L_R induktiv gekoppelt, während die Regelung der Rückkopplung durch den Kondensator C_R erfolgen kann. Bei richtiger Wahl der Größen ist die Rückkopplung für den ganzen Frequenzbereich konstant.

1) Vgl. Heft 38 des „Funk-Bastler“, Jahr 1925.

Neue Empfänger- und Verstärkerröhren

Von

Erich Schwandt und Fritz Kunze¹⁾.

Die Spezial-Dull-Emitter-Röhren der Firma Grünberger sind gute Universalröhren, sie besitzen senkrecht stehendes System, klaren Glasballon und kapazitätsarmen Bakelitsockel. Die Röhren ergeben fast durchweg eine Emission von 15 mA; da sie aber nicht als Lautsprecher- röhren, sondern als gute Universalröhren angesprochen werden wollen, sind die Daten von der Firma niedriger festgesetzt worden. Die Röhren unterscheiden sich in erster Linie durch die Heizdaten; in der Verstärkerwirkung

ihren Daten völlig gleich, sie unterscheiden sich nur dadurch, daß die letztere genau in der Mitte ihres Fadens eine Anzapfung besitzt, so daß sie für eine Heizung aus dem Wechselstromnetz, wofür man bekanntlich Röhren mit nach außen geführtem neutralem Kathodenpunkt braucht, geeignet ist. Die mittlere Anzapfung ist mit einer Seitenklemme des sonst normalen Europasockels verbunden.

Die Tungstram-Röhren sind als ausgezeichnete Qualitätsröhren bekannt. Sie werden aber nicht mehr nach

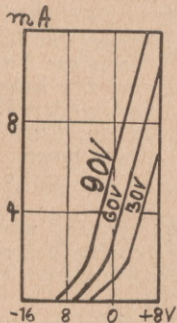
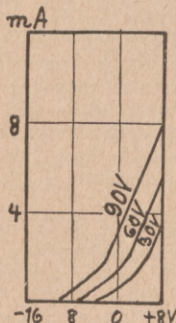


Abb. 89. Beide Systeme parallel geschaltet.



VT 123.
Abb. 90. 1. System.

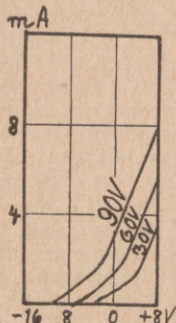


Abb. 91. 2. System.

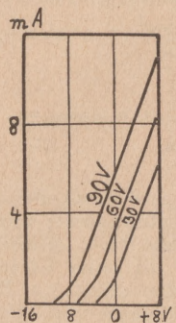


Abb. 92. 1. System.

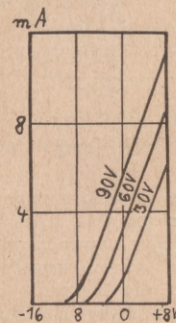


Abb. 93. 2. System.

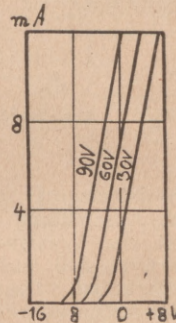


Abb. 94. Beide Systeme parallel geschaltet.

sind die Typen I, II und IV gleich. Typ III zeichnet sich durch geringen Durchgriff aus; für seine Verwendung gilt das anlässlich der VT 122 Gesagte. Die 201 A, in 2 Volt- wie 4 Volt-Ausführung, ist eine gute Lautsprecher- und Oszillatorröhre.

Die Röhrenfabrikation der Firma Schrack hat eine völlige Umgestaltung erfahren. Alle im Sonderdruck aufgeführten Typen hat man zum Teil vollkommen fallen lassen, zum Teil geändert und in andere Typenbezeichnungen

Deutschland geliefert, jedoch sind noch sehr viele Röhren in Deutschland erhältlich. Die Firma verfügt jetzt über eine große Zahl von Typen, die sämtlich hergestellt werden, auch die Wolframröhren H 2 und H 3. Gegenüber den im Sonderdruck angegebenen sind die Daten aber geändert. Die MR 2 und MR 3 entsprechen ihnen als Spar- röhren fast genau, ebenso MR 6, die aber für einen zwei- voltigen Akkumulator konstruiert ist. Die Doppelgitter- röhren MR 5 und MR 51 können mit sehr kleinen Anoden-

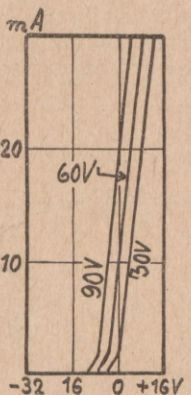


Abb. 95. Beide Systeme parallel geschaltet.

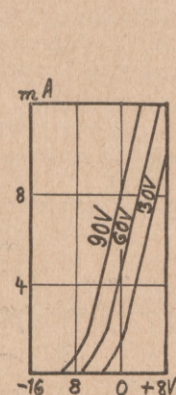


Abb. 96. 1. System.

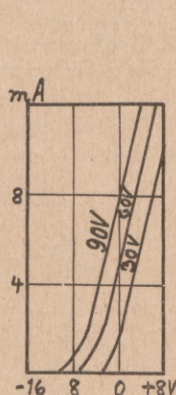


Abb. 97. 2. System.

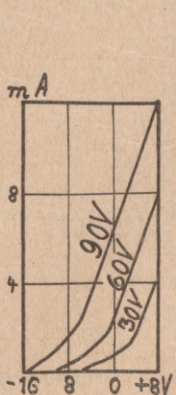
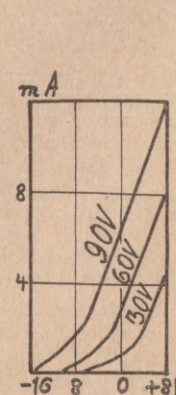


Abb. 98. 1. System.



Ultra Duotron.
Abb. 99. 2. System.

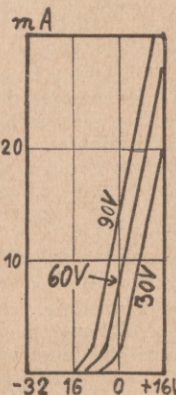


Abb. 100. Beide Systeme parallel geschaltet.

gen hineingebracht. Die Buchstaben S, L und E bezeichnen stets die Ballonform der Röhre, und zwar bedeutet L eine Ballonhöhe von 70 und einen Durchmesser von 30 mm, S eine Höhe von 85 mm und einen Durchmesser von 44 mm, E eine Höhe von 110 und einen Durchmesser von 54 mm. Aus unserer Tabelle sind alle neuen Typen ersichtlich. Besonders auffallend sind die Typen AS 4 und OE 4, die geringe Durchgriffsziffern besitzen; der letztere Typ ist eine ausgesprochene Widerverstandsverstärkerröhre. Die Typen ZE 4 und WE 4 sind große Lautsprecher- röhren und sich in

spannungen betrieben werden, sind natürlich auch nur in den Anfangsstufen zu gebrauchen. MR 4 und MR 41 sind als Niederfrequenz- und Endröhren anzusprechen; zum Betrieb größerer Zimmerlautsprecher müssen zwei oder drei parallel geschaltet werden. OR 1 ist eine sehr leistungsfähige Oxyd- röhre geringster Heizspannung. Über ganz außergewöhnliche günstige Daten verfügen die neuesten Typen MRX und MRY, die eine sehr große Steilheit bei geringster Heizleistung besitzen.

Erst in neuerer Zeit ist die tschechische Firma Radio- elektra als Herstellerin der Mars-Röhren auf den

¹⁾ Schluß aus Heft 13 des „Funk-Bastler“, S. 202.

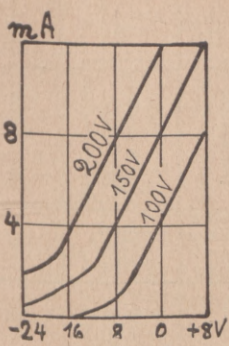


Abb. 34. P.

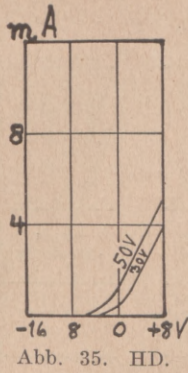


Abb. 35. HD.

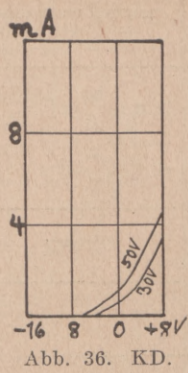


Abb. 36. KD.

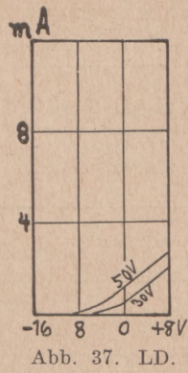


Abb. 37. LD.



Abb. 38. HV LA.

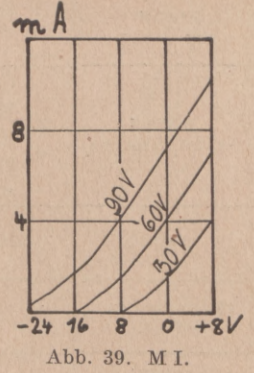


Abb. 39. M I.

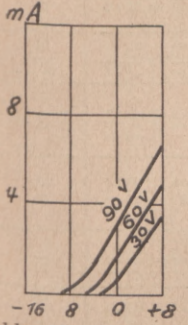


Abb. 40. Grünberger I, II und IV.

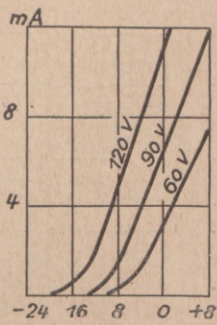


Abb. 41. Grünberger 201 A.

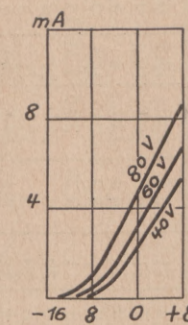


Abb. 42. TS 1, TL 1, TS 4, TL 4.

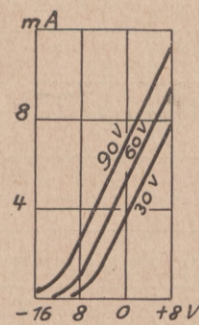


Abb. 43. RS 2, RS 4.

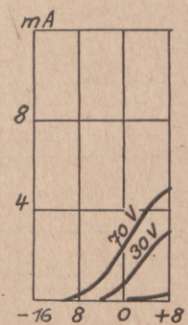


Abb. 44. H 2.

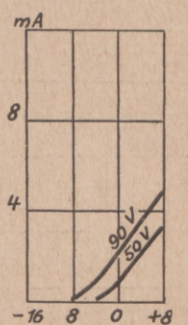


Abb. 45. H 3.

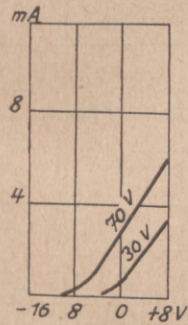


Abb. 46. MR 2.

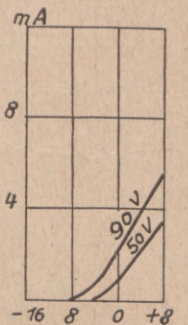


Abb. 47. MR 3.

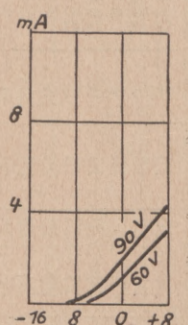


Abb. 48. MR 6.

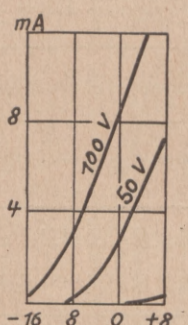


Abb. 49. MR 4.

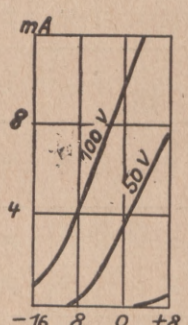


Abb. 50. MR 41.

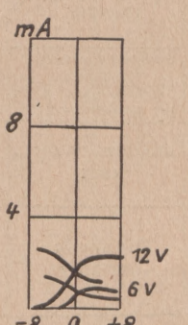


Abb. 51. MR 5.

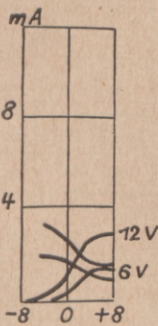


Abb. 52. MR 51.

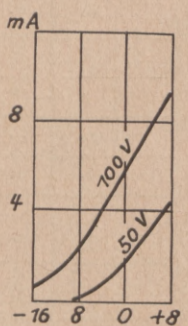


Abb. 53. OR 1.

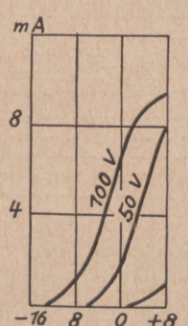


Abb. 54. MR X.

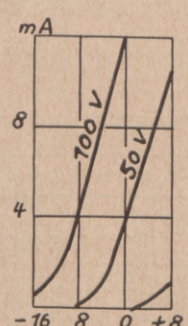


Abb. 55. MR Y.

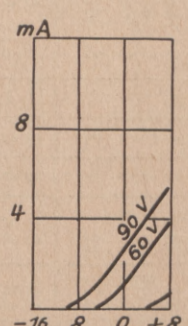


Abb. 56. Mars G und Mars Mikro.

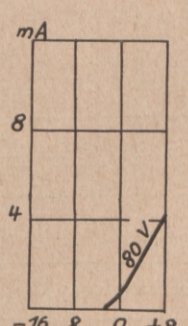


Abb. 57. Mars Super.

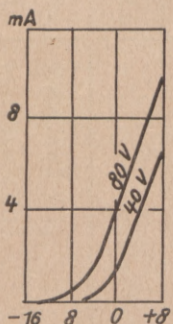


Abb. 58. Mars X.

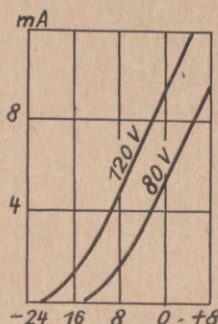


Abb. 59. Mars Ultra-Mikro.

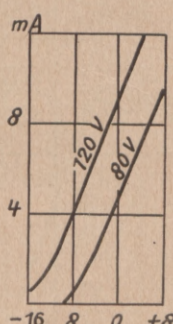


Abb. 60. Mars E 201 A.

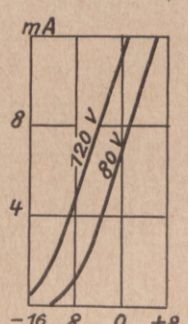


Abb. 61. Mars Amplitron A.

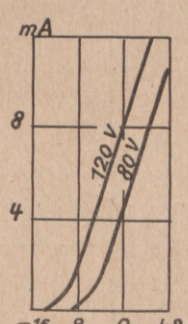


Abb. 62. Mars Amplitron D.

1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23	
Firma und Typ	Heizstrom	Heizspannung	Heizenergie	Widerstand des Heizfadens	Spannung der Heizbatterie	Zellenzahl der Heizbatterie	Notwendiger Heizwiderstand bei Batterien von	Charakteristik	Anoden-Spannung	max. Anodenstrom	Anodenstrom bei 0 Volt Gitter-Spannung	Innerer Widerstand	Stellheit	Durchgriff	Güte	Absolute Güte	N _{max}	Verstärkungsfaktor	Mittlere Gitterspannung	Sockel	Verwendungszweck	Preis der Röhre	
	A	V	Watt	Ω	V		2V 4V 6V Ω	Abb.	V	mA	mA	Ω	mA/VI v. H.				mW		V			Mk.	
Schrack, Wien	TS1 und TL1	0,06	1,2	0,07	20	2	20	42	50-90	6	5	14250	0,5	14	3,6	258	12,8	7,1	5	Europa	A. N.	5,40	
	TS4 " TL4	0,06	3,6	0,22	60	4	20	—	30-80	6	—	25000	0,5	8	6,25	82	—	12,5	—	—	A. H. N. W. O.	6,30	
	AS4	0,06	3,6	0,22	60	4	20	—	50-100	10	7	13000	0,7	11	6,35	445	51	9,1	6	—	A. H. N.	6,60	
	RS2	0,1	3,6	0,36	36	4	20	—	50-150	20	—	21000	1,2	4	30	126	—	25	—	Europa m. Seitklemme	A. H. W.	10,40	
	RS4	0,2	3,6	0,72	18	4	20	—	—	20	16	7000	1,2	12	10	222	220	8,3	—	—	N. E. L.	10,40	
	+OE4	0,2	3,6	0,72	18	4	20	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	
	ZE4	0,2	3,6	0,72	18	4	20	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	
	+WE4	0,2	3,6	0,72	18	4	20	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
	Tungstam, Ujpest	H2	0,55	3,2	1,8	5,8	4	6	44	30-70	6	2,5	19000	0,35	15	2,3	3,2	4,6	6,65	3	—	A. N.	—
		H3	0,55	3,2	1,8	5,8	4	6	45	40-90	6	2	28500	0,35	10	3,5	3,9	4,85	10	2	—	A. H. N.	—
MR 2		0,06	3,2	0,19	53	4	20	46	30-70	8	2,75	19000	0,35	15	2,3	33	4,6	6,65	2	—	A. N.	—	
MR 3		0,06	3,2	0,19	53	4	20	47	40-90	8	2,25	22000	0,45	10	4,5	53	6,25	10	2	—	A. H. N.	—	
MR 6		0,15	1,7	0,25	11,3	2	6	20	40-90	5	2	33000	0,3	10	3	24	6	10	3	—	A. H. N.	—	
MR 4		0,18	5,8	1,04	32	6	—	6	20-100	40	9	7150	0,7	20	3,5	30	12,5	5	—	—	A. H. N.	—	
MR 41		0,3	3,8	1,14	13	4	20	20	20-100	40	9,5	7150	0,7	20	3,5	29	44	5	—	—	A. N. E.	—	
MR 5		0,15	1,8	0,27	12	2	6	20	40	2	1,6	8200	0,35	35	1	6,3	0,5	2,85	1	—	A. N.	—	
OR 1		0,06	3,2	0,19	53	4	20	40	52	3-12	2,75	5700	0,5	35	1,4	7,4	0,3	2,85	1	—	A. N. E.	—	
MRX		0,25	1,0	0,25	4	2	6	20	40	53	8	14300	0,35	20	1,75	35	14	5	6	—	A. H. N. E.	—	
MR Y	0,07	3,6	0,25	51	4	20	60	54	10-100	12	11100	0,9	10	9	252	24,5	10	3	—	A. N. E. L.	—		
MR Y	0,1	3,6	0,36	36	4	20	60	55	10-100	20	6250	1,0	16	6,25	208	35	6,25	3	—	A. N. E. L.	—		
Philips	A 109	0,06	1,2	0,07	20	2	20	69	20-120	10	4	22500	0,4	11	3,6	206	12,7	9	4	Europa	A. H. N.	—	
	A 209	0,06	1,8	0,11	30	2	6	40	20-120	12	5	18000	0,5	11	4,5	204	12,2	9	4	—	A. H. N.	—	
	A 241	0,08	1,8	0,14	23	2	6	40	2-20	10	4	4500	1,0	22	4,5	128	4	4,5	2	—	A. N. E.	—	
	A 409	0,06	3,7	0,22	62	4	20	60	10-120	15	9	10000	0,9	11	8,2	336	45,5	9	5	—	A. H. N. E.	—	
	A 425	0,06	3,7	0,22	62	4	20	60	15-120	15	2	28000	0,9	4	2,25	20,5	1,15	25	1,5	—	A. H. W.	—	
	B 105	0,15	1,2	0,18	8	2	20	40	78	20-120	20	16	6200	0,8	20	4	355	57	5	8	—	A. N. E. L.	—
	B 205	0,15	1,8	0,27	12	2	6	40	79	20-120	25	5000	1,0	20	5	370	71	5	8	—	A. N. E. L.	—	
	B 403	0,15	3,7	0,55	25	4	20	60	80	60-120	40	30	2500	1,2	33	3,6	197	180	3	15	—	A. N. E. L.	—
	C 509	0,25	5,0	1,25	20	6	—	6	68	20-120	50	10	9000	1,0	11	9,1	73	32,5	9	4	am	A. H. N. O. E.	—

Doppelröhren

Tekade	VT 123	0,12	3,4	0,4	28	4	20	80	60-120	15	3	16700	0,5	12	4,2	63	3,7	8,3	2	—	pro System parallel geschalt.	12,50
	VT 126	0,3	3,5	1,0	12	4	20	85	60-120	25	6,3	8300	1,0	12	8,3	132	9,2	8,3	2	—	pro System parallel geschalt.	
Ultra-Duotron		0,3	1,8	0,54	6	2	6	98	20-150	20	6,5	8500	0,7	17	4,4	102	34	6,0	6	—	pro System parallel geschalt.	12,—
		0,3	1,8	0,54	6	2	6	100	20-150	40	16	4300	1,4	17	8,8	410	50	6,0	10	—	pro System parallel geschalt.	
Delta	DV Zweifach/2	0,3	1,8	0,54	6	2	6	92	30-100	15	5,5	12000	0,7	12	5,8	116	11,5	8,3	4	—	pro System parallel geschalt.	12,—
	DV Zweifach/4	0,16	3,5	0,56	22	4	20	93	30-100	30	11,6	6000	1,4	12	11,6	250	33	8,3	4	—	pro System parallel geschalt.	
Grünberger Mehrfachröhre	I	0,06	1,9	0,11	32	2	6	80	20-90	8-10	3,2	24000	0,35	12	2,9	102	5,8	8,3	3	—	pro System	10,—
	II	0,06	2,4	0,14	40	4	6	80	20-90	8-10	3,2	24000	0,35	12	2,9	61,5	5,8	8,3	3	—	pro System	
	III	0,06	3,7	0,22	63	4	6	40	20-90	8-10	3,2	24000	0,35	12	2,9	42	5,8	8,3	3	—	pro System	

†† Mit Mittenanzapfung des Heizfadens für Heizung aus dem Wechselstromnetz.

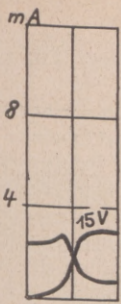


Abb. 63. Mars Doppelgitterröhre.

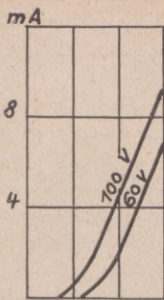


Abb. 64. Mars O.

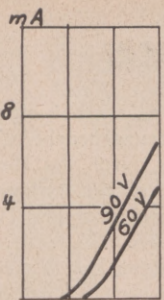


Abb. 65. Nowak II, IIa, III, IIIa.

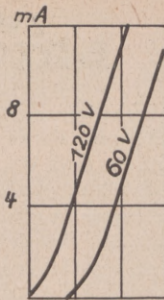


Abb. 66. Nowak 201 N.

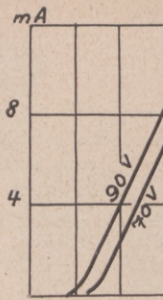


Abb. 67. VT 107 (neu).

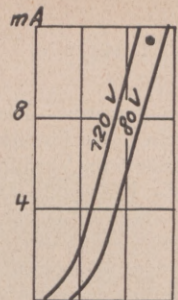


Abb. 68. C 509.

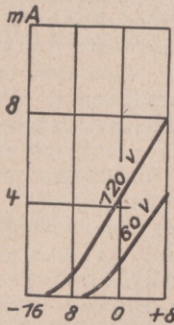


Abb. 69. A 109.

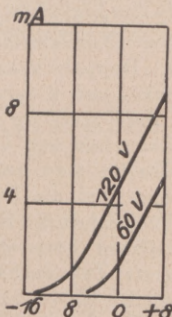


Abb. 70. A 209.

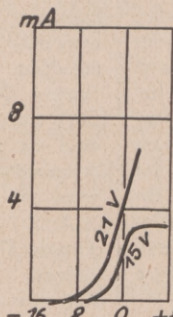


Abb. 71. A 241.

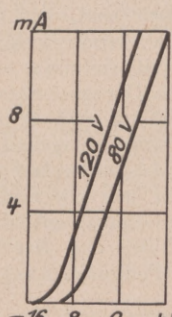


Abb. 72. A 409.

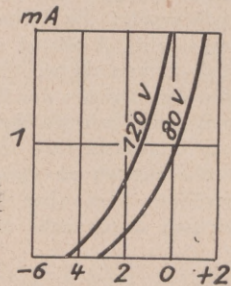


Abb. 73. A 425.

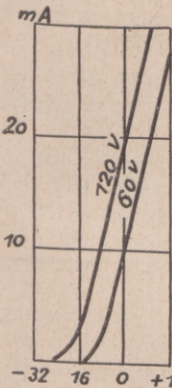


Abb. 74. ZE 4. WE 4.

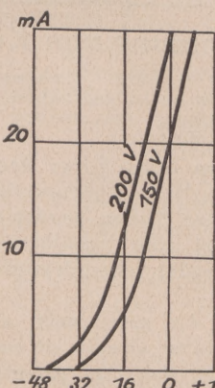


Abb. 76. Mars US.

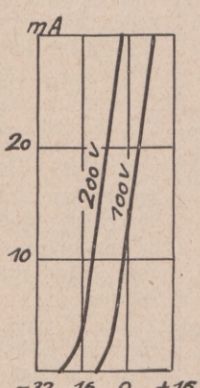


Abb. 77. RE 354.

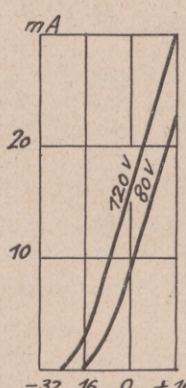


Abb. 78. B 105.

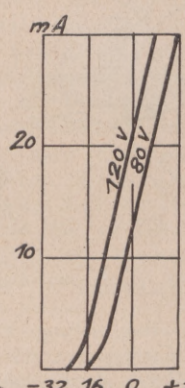


Abb. 79. B 205.

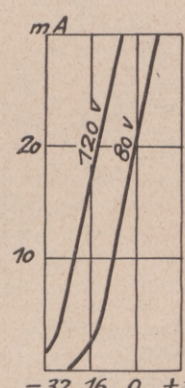


Abb. 80. B 403.

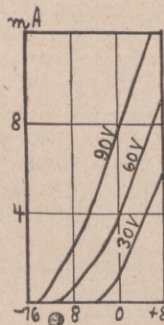


Abb. 81. LE 262.

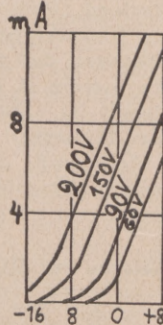


Abb. 82. Oszillotron.

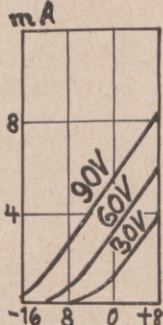


Abb. 83. U 406.

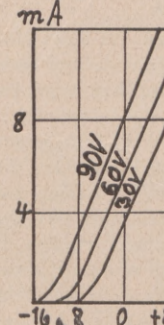


Abb. 84. U 410.

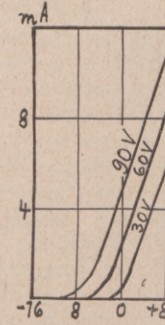


Abb. 85. VT 121.

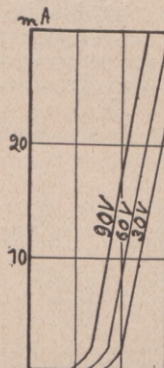


Abb. 86. NA 220.

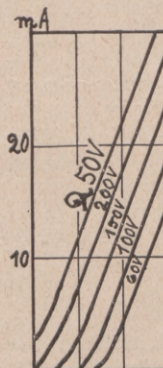


Abb. 87. DEP.

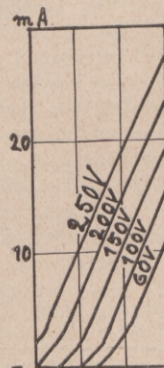


Abb. 88. DKP.

Plan getreten. Die Typenauswahl ist sehr reichhaltig. Besonders erwähnenswert sind die Ampliotron-Röhren, deren Steilheit im Verhältnis zur Heizung außerordentlich groß ist.

Die N o w a k - Röhren sind als Durchschnittsfabrikat ohne Besonderheiten anzusprechen. Die ersten vier Typen unterscheiden sich nur durch die Heizdaten, während der Typ IV geringen Durchgriff besitzt und als Widerstandsverstärker-Röhre gebraucht werden kann (vgl. die Worte über VT 122). 201 N ist eine Lautsprecherröhre, während OS als Oszillatorröhre dimensioniert ist.

Die Philips - Gesellschaft, deren Röhren, wie bekannt, in Deutschland nicht mehr erhältlich sind, hat in letzter Zeit nicht weniger als neun neue Typen aufgenommen. Die A 109 ersetzt die bisherige A 110 (letzte wird nicht mehr hergestellt), A 209 ist eine gute Durchschnittsröhre für den 2 Volt-Akkumulator. Die A 241 ist eine Doppelgitterröhre, die den übrigen der Firma Philips entspricht und sich von ihnen nur durch die Heizdaten unterscheidet. A 409 ist außer als Universalröhre auch sehr gut als Endröhre für Lautsprecherbetrieb zu verwenden. Die eigentlichen Lautsprecherröhren sind aber B 105, B 205 und B 403, erstere zeichnet sich durch sehr niedrige Fadenspannung, letztere

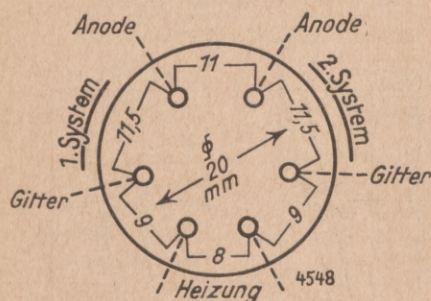


Abb. 1. Zweifachröhren-Spezialsockel.

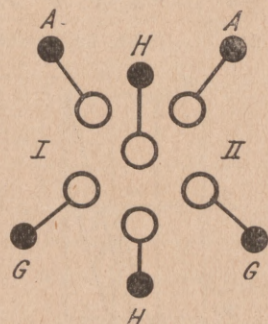


Abb. 2. Pentatronsockel.

durch größte Verstärkerleistung aus. In der A 425 hat Philips eine gute Widerstandsverstärker-Röhre auf den Markt gebracht, während C 509 als Universalröhre für die amerikanischen Verhältnisse durchgebildet worden ist.

2. Doppelröhren.

Über Anordnung der Elektroden usw. ist alles Notwendige bereits im Sonderdruck bei der Pentatronröhre gesagt worden²⁾. Die dort aufgeführte Pentatronröhre wird jetzt nicht mehr hergestellt. Die Fabrikation der Pentatronröhren ist mit allen Schutzrechten an die T e k a d e übergegangen. Diese stellt jetzt zwei Typen der Pentatronröhren her: die VT 123 und die VT 126. Die Pentatronröhren enthalten zwei völlig gleiche Röhrenhälften. Die VT 126 zeichnet sich durch eine sehr große Steilheit aus, die eine hohe Emission zur Folge hat. T e l e f u n k e n bringt demnächst ebenfalls eine Doppelröhre heraus, deren Daten jedoch noch nicht feststehen. Doppelröhren werden ferner noch vom R a d i o r ö h r e n l a b o r a t o r i u m (Ultra-Duotron) und von der Dr. G. O. S p a n n e r G. m. b. H. hergestellt. Letztere fabriziert einen Typ für 2 Volt-Akkumulator: DV Zweifach/2, und einen solchen für 4 Volt-Akkumulator: DV Zweifach/4. Beide enthalten zwei DV 27/2 Systeme, wobei bei ersterer die beiden Heizfäden innerhalb der Röhre parallel, bei der 4 Volt-Röhre hintereinander geschaltet sind. Sowohl bei der Ultra-Duotron wie auch bei den DV Zweifachröhren sind beide Röhrenhälften einander gleich. Diese Röhren haben den Zweifachröhren-Spezialsockel nach Abb. 1, während die Tekade-Pentatronröhren sowie die Telefunken-Doppelröhren den Sockel nach Abb. 2 besitzen. Auch die Firma Grün-

²⁾ Siehe Seite 16 des Sonderdrucks und Heft 44 des „Funk-Bastler“, Jahr 1926: „Die neuen Mehrfachröhren“.

berger hat eine Doppelröhre, die Duplex-Mehrfachröhre, herausgebracht, die in drei Typen zu haben ist, welche sich nur durch die Heizdaten unterscheiden. Die Duplex-Mehrfachröhren entsprechen genau den betreffenden einfachen Typen; in den Verstärkungsdaten sind sie untereinander gleich. Sie sind aber kaum Fünfelektrodenröhren, wie die übrigen Doppelröhren, sondern in ihrem Glasballon sind zwei komplette Eingitterröhren eingeschlossen, die vollkommen voneinander getrennt sind. Nur Glasballon und damit Vakuum sind gemeinsam. Die Sockelstifte der einen Röhre ragen nach oben, die der anderen nach unten heraus, die Doppelröhre ist so mit zwei ganz normalen Europasockeln ausgerüstet. Die Charakteristik war leider nicht zu beschaffen. Die Doppelröhren sind für gewisse Schaltungen (Nullpunkt- und Gegentaktschaltungen) ganz besonders geeignet, aber auch für alle Einfachröhrenschaltungen sind sie zu gebrauchen und verbilligen und verkleinern die Apparatur. Schaltet man beide Röhrenhälften parallel, so wird die Emission und die Steilheit verdoppelt.

Auch die Röhrenfabrik Hamburg hat neuerdings drei Typen Doppelröhren herausgebracht: die Valvo-Zwillingsröhren. Der erste Typ enthält zwei Niederfrequenzröhren, der zweite Typ eine Niederfrequenz- und eine Lautsprecherröhre, der dritte Typ zwei Widerstandsverstärker-Röhren, alle zum direkten Betrieb mit einem 4 Volt-Akkumulator.

Die Versilberung von Kupferdraht.

Hiermit sei den Funkbastlern eine Anregung gegeben, den Leitungsdraht selbst zu versilbern, um die Anschaffung des teuren versilberten Schalt-drahtes zu umgehen.

Von allen Metallen leitet Silber den elektrischen Strom am besten. Da die Hochfrequenzströme jedoch auf der Oberfläche der Leitung fließen, genügt es, versilberten Draht zu benutzen. Selbst eine Versilberung vorzunehmen, ist den photographierenden Funkfreunden ohne weiteres möglich.

Alte Fixierbäder, die sonst meist achtlos fortgeschüttet werden, enthalten Silbersalze in so ausgiebiger Menge gelöst, daß sich ein in das Bad gehaltenes Kupferstück in kurzer Zeit mit einer Silberhaut überzieht. Um Schalt-draht zu versilbern, wickelt man diesen auf einen zylindrischen Gegenstand, etwa eine Papprolle. Nach dem Abnehmen vom Wickelkörper werden die Windungen so weit auseinandergezogen, daß sie sich nicht mehr berühren. Dann legt man die Spirale in eine Schale, die mit gebrauchtem Fixierbad gefüllt ist. Der Draht bleibt nun ungefähr eine Stunde in der Flüssigkeit, die ihn gut bedeckt. Nach Ablauf dieser Zeit wird der jetzt versilberte Schalt-draht herausgenommen, abgespült und getrocknet. Der so kostenlos versilberte Draht ist gekauften vollkommen ebenbürtig.

Heinz Wenderoth.

Transformatoren für Röhrengleichrichter. Wer kann mir eine Bezugsquelle und den Preis eines wirklich brauchbaren Transformators zur Selbstherstellung eines Röhrengleichrichters angeben? Der Transformator muß folgende Daten besitzen: primär 120 Volt, sekundär 1 Wicklung zum Laden des Akkumulators 12 Volt, etwa 1,5 Amp, 1 Wicklung zum Laden des Anodenakkumulators 90 Volt, 0,7 Amp, und 1 Wicklung zur Heizung der Gleichrichterröhre. Welche Röhre würde sich für diesen Zweck am besten eignen?

H. Bilger.

Die Herstellung automatischer Heizregler. Von verschiedenen Funkfreunden werden jetzt des öfteren automatische Heizregler empfohlen. Leider konnte ich nicht erfahren, wer solche Heizregler herstellt, obgleich deutsche Firmen diese Heizregler einbauen. Wer kennt die Herstellerfirma?

Berichtigung. In dem Aufsatz „Die Gleichrichtung in Widerstandsempfängern“ in Heft 8 des „Funk-Bastler“ fehlt in Abb. 8 die Angabe „ $R_i = 1/4 R_a$ “.

v. Ardenne.