

Antenne während des Durchgangs der Speisespannung durch Null aus-
schwingen, d. h. die Amplitude kann auf Null heruntergehen, während
bei hoher Speisefrequenz die Zeit dazu nicht ausreicht, wenn das
natürliche Dekrement des Antennenkreises einigermaßen gering ist.
Deshalb sind für diesen Zweck möglichst hohe Speisefrequenzen (2000
bis 6000) vorgeschlagen worden, nebenbei auch deshalb, weil für die
entstehenden Störtöne (4000 bis 12 000) das Ohr sehr wenig empfind-
lich ist.

H. Fremderregung.

Bei größeren Röhrensendern hat sich eine Schaltung sehr bewährt,
die „Fremderregung“ genannt wird. Sie besteht darin, daß die auf
die Antenne arbeitenden Senderöhren nicht selbsterregend, also nicht
in Rückkopplungsschaltung arbeiten, sondern daß vielmehr die Hoch-
frequenz ihren Gitterkreisen von einem anderen unabhängigen Gene-
rator, meistens natürlich einem kleinen Röhrensender in Rückkopp-
lungsschaltung, zugeführt wird (West.El.Comp., A. Meißner, Tele-
funken)⁴⁷⁰).

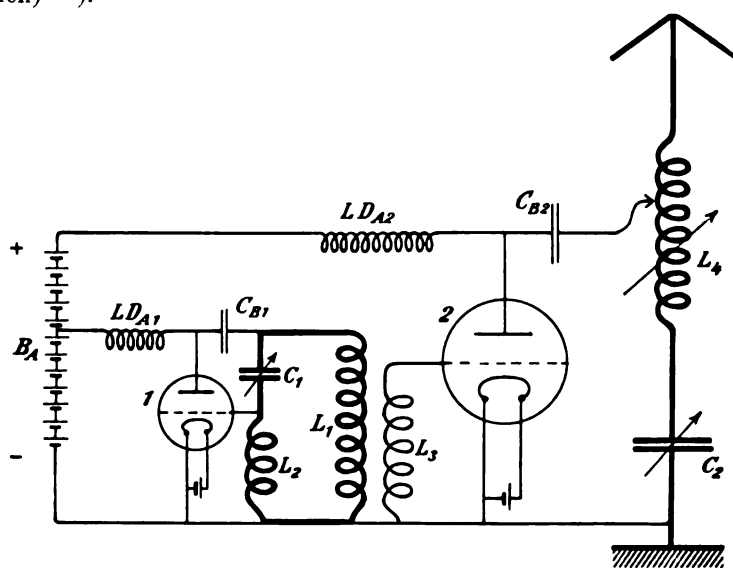


Fig. 601.

Fig. 601 zeigt ein prinzipielles Schaltbild dieser Anordnung, das
wohl ohne weiteres verständlich ist. Hier wirkt die auf die Antenne
arbeitende Röhre eigentlich rein als Hochfrequenz-Verstärkerröhre.
Ebenso, wie hauptsächlich Verstärker in mehreren Kaskaden ge-
braucht werden (sh. § 2, 232 und 233), so werden auch vielfach

fremderregende Sender mit mehreren Stufen der Fremderregung bzw. Verstärkung angewendet, wie es z. B. in einem wichtigen Versuch der amerikanischen Behörden und der West.El.Comp. von Arlington nach Paris geschehen ist ⁴⁷⁰).

Als Gründe für die Verwendung dieser Schaltung bzw. als ihre Vorteile läßt sich mancherlei anführen. Zunächst ermöglicht sie eine absolute Wellenkonstanz auch bei schwankender Antenne, wenn man einen konstanten Erregungssender verwendet. Letzteres macht ja bei einem schwachen Sender mit geschlossenem Kreis viel weniger Schwierigkeiten, als bei einem starken direkten Sender (vgl. z. B. 221 G). Man hat wohl auch daran gedacht, als Großleistungsrohren solche mit Gas- oder Dampfinhalt zu verwenden, deren bekannte Neigung zu Frequenz- und Intensitätsschwankung man durch Fremderregung unschädlich machen wollte. Ferner ergibt die Fremderregung einige spezielle sehr bequeme und sichere Telephonieschaltungen (vgl. 227 B), und auch bei Telephonie in Selbsterregungsschaltungen (227 C) ist es wegen des Bedarfes an Sprechleistung leichter, nur einen kleinen Sender zu „besprechen“ und mit diesem einen großen fremdzuerregen, als einen großen unmittelbar in Selbsterregung zu „besprechen“. Schließlich macht sich noch ein bedeutender Unterschied im Röhrenbau bemerkbar, denn eine Großleistungsröhre ist aus Gründen kleineren erforderlichen Ruhestromes für Fremderregung leichter und billiger zu bauen, als für Selbsterregung (H. Rukop) ⁴⁷¹).

Nachdem in den vorigen Abschnitten die elektrische Dimensionierung eines Selbsterregungssenders genau beschrieben ist, bietet ein fremderregter keine Probleme mehr. Wichtig ist insbesondere, daß der äußere Widerstand nach genau demselben Prinzip eingestellt wird, wie beim Rückkopplungssender. Die notwendigen Gitterspannungen sind ebenfalls die gleichen, nur muß die Hochfrequenz eben von außen zugeführt werden. Es ist ferner darauf zu achten, daß der Sender, wenn er einen abgestimmten Kreis am Gitter hat, sich sehr leicht über die Anoden-Gitter-Kapazität selbst erregt (vgl. 226 C 6). Deshalb muß man den Gitterkreis gegenüber dem Anodenkreis und daher auch der Sendewelle entweder stark verstimmen oder stark dämpfen oder durch großes C und kleines L usw. stark in der Schwungradimpedanz herabsetzen.

Fremderregte Sender werden in dem folgenden Abschnitte: Telephoniesender (227) in Bildern gezeigt.

Eine spezielle zweigeteilte Röhre für Fremderregung hat S. Loewe vorgeschlagen ⁴⁷²) (Fig. 602). Hier können die Übertragungsorgane

1. Selbsterregung.

Fig. 603 zeigt zunächst das prinzipielle Schaltschema des Zwischenkreissenders mit Selbsterregung*). Hier bedeuten L_1 und C_1 Selbstinduktion und Kapazität des geschlossenen, also des Zwischenkreises oder Primärkreises, L_2 und C_2 dasselbe für den Antennenkreis. Ferner bezeichnet L_3 den Gitter- oder Rückkopplungskreis. Abgesehen nun von dem letzteren, dem Gitterkreis, der zunächst nicht als schwingungsfähig gedacht sein soll (da es ja genügend Rückkopplungsschaltungen ohne einen besonderen schwingungsfähigen Gitterkreis gibt), hat man es im Anodenkreis der Senderöhre mit einem System aus zwei gekoppelten Kreisen zu tun. Hier entstehen nun Erscheinungen und

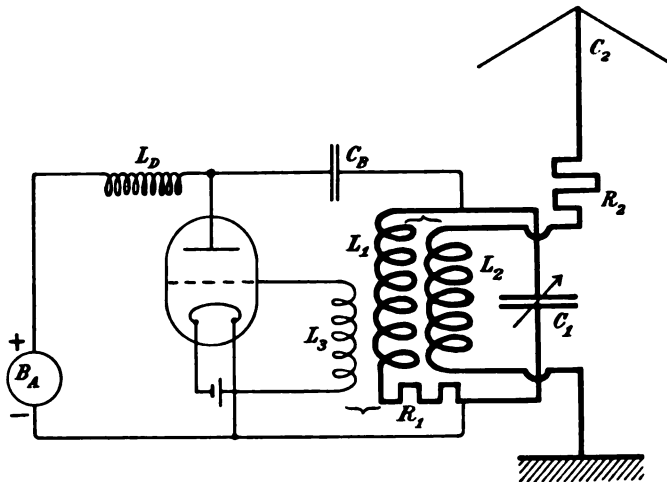


Fig 603.

Komplikationen, die ihren Grund allgemein in den in einem solchen System möglichen Kopplungsfrequenzen haben.

Es ist aus der Theorie der gekoppelten Kreise bekannt, daß ein System aus zwei Kreisen, deren jeder für sich schwingungsfähig ist, d. h. periodischen Charakter hat, stets zwei Freiheitsgrade, zwei mögliche Frequenzen besitzt, genannt die beiden Kopplungsfrequenzen, hier N_a und N_b bzw. ω_a und ω_b bzw. λ_a und λ_b genannt. Diese beiden sind mit den beiden Einzelfrequenzen der Kreise, d. h. den Eigenfre-

*) Allerdings ist das nicht das prinzipielle Schema in seiner allgemeinen Form, sondern ein solches mit nur „primärer“ Rückkopplung, d. h. einer vom Primärkreis, also vom Zwischenkreis, genommenen Rückkopplung. Das allgemeinste Schema wäre ein solches mit „gemischter“ Rückkopplung (vgl. h).

quenzen, die die beiden Kreise hätten, wenn sie unabhängig existierten, hier ω_1 und ω_2 bzw. λ_1 und λ_2 usw. genannt, durchaus nicht identisch, wenn die Kopplung merklich groß ist. Dagegen sind beide Kopplungsfrequenzen miteinander und mit den Einzelfrequenzen praktisch identisch, wenn die beiden Kreise aufeinander abgestimmt und nicht über einen bestimmten Betrag gekoppelt sind (kritische Kopplung). In allen anderen Fällen existieren zwei merklich verschiedene mögliche Frequenzen. Diese Grunderscheinungen findet man zwar in denen des gekoppelten Röhrensenders wieder, allerdings modifiziert durch die ja allein wichtige Frage, welche dieser Frequenzen denn durch die an einem der beiden Kreise liegende Röhre selbsterregungsfähig werden, d. h. ein negatives Dekrement bzw. das Dekrement Null annehmen können. Über diese Fragen findet sich eine zahlreiche Literatur, teilweise experimentelle, teilweise theoretische Ergebnisse (E. Hazeltine, H. G. Möller, J. S. Townsend, W. Seitz, F. Harms, H. Vogel und M. Wien, K. Heegner, G. Glage und H. Edler, W. Burszyn, W. Rogowski, H. Pauli, H. Rukop und I. Hausser, B. van der Pol, H. Niebauer, W. Runge)⁴⁷⁴⁾.

a) Frequenzkurven, Ziehen, Umspringen.

Es soll zunächst das Verhalten eines Zwischenkreissenders nach Fig. 603 qualitativ auseinandergesetzt werden, und zwar in einer Darstellung, die das Verständnis erleichtert, indem nämlich nur die Abstimmung des Kreises L_2C_2 , also der Antenne, variabel sei, alle anderen Einstellungen aber konstant. Fig. 604 zeigt die verschiedenen prinzipiellen Frequenzerscheinungen, und zwar bilden stets die Einstellungen von Kreis 2 (die Einzelwelle der Antenne) die Abszissen, die Ordinaten geben die selbsterregenden Wellenlängen bei verschiedenen noch näher zu bezeichnenden Kopplungen (I, II, III . . .) der beiden Kreise L_1C_1 (gen. 1) und L_2C_2 (gen. 2) miteinander. Es zeigt sich sowohl experimentell als rechnerisch, daß man etwa drei Bereiche der Kopplung unterscheiden muß. Zunächst ist da der Bereich extrem loser Kopplung, in dem die Wellenlänge gar nicht von der Einstellung des Kreises 2 abhängig ist (Fig. 604 I). Ferner tritt der Bereich der immer noch losen Kopplung auf, indem zwar ein merklicher Einfluß des Kreises 2 auf die Welle vorliegt, wo aber die Welle stets eindeutig ist, also noch nicht zwei Freiheitsgrade existieren (Fig. 604 II), und schließlich der Bereich der festen Kopplung, in dem zwei Kopplungsfrequenzen vorhanden sind (Fig. 604 IV und V). Die Fig. 604 III gibt dann das Verhalten gerade auf der

Grenze zwischen dem losen und dem festen Bereich an, d. h. bei der kritischen Kopplung. Im einzelnen ist hier folgendes zu bemerken: zwischen den Fällen I und II ist keine Grenze definierbar, sie ist vielmehr nur eine Frage der Genauigkeit. Wenn man aber sehr weitgehend die Bedingung I erreichen will, so kann das nur bei so loser Kopplung geschehen, daß die in den Kreis 2 übertragene Leistung nur ein geringer Bruchteil der Gesamtröhrenleistung ist, so daß dieser Fall im praktischen Sendebetrieb kaum in Frage kommt.

Der zweite Bereich, die lose Kopplung, ist von praktischer Bedeutung, wie weiter unten noch quantitativ auseinandergesetzt wird. Ebenso wird die Grenze zwischen dem zweiten und dritten Bereich, die kritische Kopplung, weiter unten quantitativ definiert. Der dritte Bereich ist ebenfalls von praktischer Wichtigkeit, jedoch bietet er mancherlei Besonderheiten, die zunächst allgemein qualitativ auseinandergesetzt werden sollen.

Wie man aus Fig. 604 IV und V ersieht, sind in einem gewissen schmalen Bereich von Abstimmungen der Antenne, und zwar beiderseits der Gleichstimmung*) beider Kreise, zwei Wellenlängen eingezeichnet. In Fig. 604 IV und V ist es durch eingezeichnete Pfeile angegeben, daß einige Teile dieser Kurven nur in einer Richtung durchlaufen werden können. Es tritt also an den beiden Stellen W und X sowie Y und Z ein plötzliches Umschlagen aus der einen in die andere Wellenlänge ein (λ_a in λ_b oder umgekehrt). Für diesen Vorgang ist der Ausdruck „Umspringen“ gebräuchlich. Außerdem wird allgemein der Stromstärken- und Wellenlängenverlauf nach Fig. 604 IV und V als „Ziehen“ bezeichnet, und die entsprechenden Kurven als „Ziehschleifen“. Allerdings muß man sagen, daß der Begriff „Ziehen“ nicht korrekt definiert ist und es vielleicht überhaupt nicht werden kann, aber es soll immerhin hier versucht werden.

Zunächst darf „Ziehen“ nicht mit Umspringen verwechselt werden, denn obgleich es, wie weiter unten gezeigt wird, Schaltungen zur Vermeidung des Umspringens gibt, so ist doch das Ziehen bei fester Kopplung nicht zu vermeiden. Man wird sowohl logisch als auch nach der Entstehungsgeschichte (Telefunken) diesen Begriff folgendermaßen definieren können: „Ziehen“ bedeutet die Änderung

*) Bei zwei festgekoppelten Kreisen ist es nicht richtig, den Zustand gleicher Einzelabstimmungen beider Kreise mit Resonanz zu bezeichnen, wie es bei loser Kopplung geschieht, da nämlich bei fester Kopplung nicht resonanzartige Erscheinungen auftreten, sondern gemeinsames Schwingen. Hier ist also für diesen Punkt der Ausdruck „Gleichstimmung“ gewählt.

der Wellenlänge durch die Änderung der Abstimmung eines angekoppelten Kreises (sh. Fig. 604 IV), so daß die Wellenlänge, nachdem sie von A an bis P annähernd konstant geblieben ist, und zwar etwa gleich der Einzelwelle des Zwischenkreises, von P an bis W plötzlich im Sinne der größer werdenden Einzelwelle des Antennenkreises „mitgezogen“ wird, bis sie sich bei W wieder aus diesem

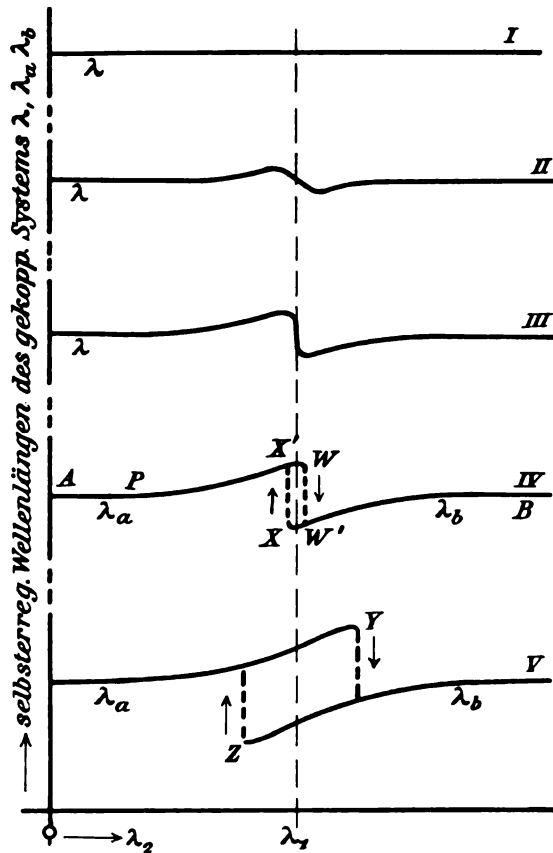


Fig. 604.

Zustande losreißt. Demnach ist „Ziehen“ also nur bei einem gekoppelten System möglich, und es soll hier gleich bemerkt werden, daß dieses Ziehen durchaus keine besondere fremdartige Erscheinung ist, sondern lediglich ein Teil aus dem Diagramm der Wellenlängen eines Systems aus zwei gekoppelten Kreisen. Trägt man nämlich in einem Koordinatensystem als Abszissen die Einstellungen des veränderlichen Kreises auf, z. B. die veränderliche Kapazität C_2 , als

Ordinaten aber die Wellenlängen, und zwar im quadratischen Maßstab (Fig. 605), so verlaufen bekanntlich die Kopplungswellen λ_a und λ_b wie die beiden Äste einer Hyperbel, deren Asymptoten die beiden Einzelwellen λ_1 und λ_2 sind. Tatsächlich ist das Wellenlängenbild Fig. 604 IV und V nichts anderes als ein Teil der Hyperbeläste aus Fig. 605, ergänzt durch je eine rechts und links von der Gleichstimmung liegende Umspringstelle.

Diese Wechsel in der entstehenden Frequenz sind mit erheblichen Änderungen der Stromstärken in beiden Kreisen verbunden.

Bei loserster und loser Kopplung wird sich im Strom des Antennenkreises stets eine reine Resonanzkurve zeigen (Fig. 606 I), die je nach der Kopplung eine kleine Reaktion in der Stromstärke des Zwischenkreises veranlassen wird. Wird die Kopplung fester (aber

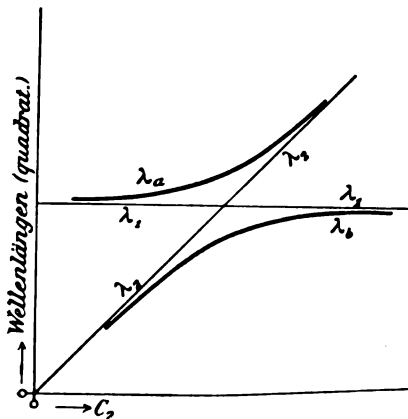


Fig. 605.

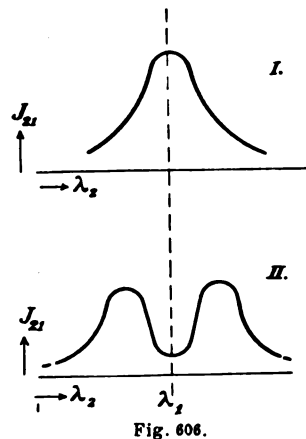


Fig. 606.

noch unterhalb der kritischen Kopplung), so kann stets bei passender Auskopplung des Senders dieses Bild annähernd erhalten bleiben, wenn nämlich für die Resonanzstelle und die dort entstehende Belastung die beste Einstellung des Senders vorgenommen ist. Andernfalls aber kann leicht ein Bild wie Fig. 606 II eintreten, das für Einwelligkeit, aber schlechte Auskopplung (Anoden- oder Rückkopplung) typisch ist.

Bei fest gekoppelten Kreisen zeigen die Kreisstromstärken ebenso erhebliche sprungartige Änderungen wie die Wellenlängen, jedoch kann je nach der Auskopplung ($\Re$ und κ) das Aussehen ein verschiedenes sein. Einige häufige Typen dieser „Springstromstärken“ zeigen die Kurven 607 und 608, und zwar zeigt Fig. 607 sowohl die Wellenlängen (I), als auch die Zwischenkreis- (III), als auch die Antennen-

stromstärken (II). Die Kurven Fig. 608 zeigen für verschiedene Fälle die Antennenströme, zu denen man sich die anderen Kurven leicht ergänzen kann. Den Fall der besten Auskopplung für die Gleichstimmungsstelle beider Kreise zeigt Fig. 608 II, wo für beide Wellen

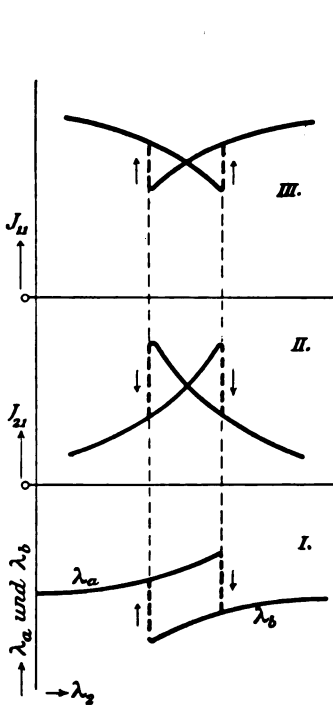


Fig. 607.

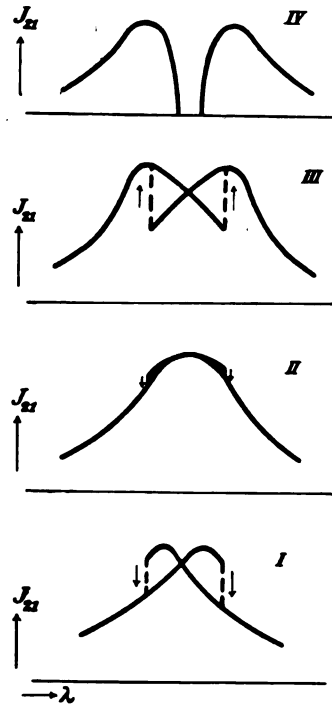


Fig. 608.

etwa das Optimum bei Gleichstimmung erreicht wird. Nicht immer sind allerdings die Bilder symmetrisch nach beiden Seiten, insbesondere dann nicht, wenn der Gitterkreis eine ausgeprägte, in der Nähe der Kopplungswellen liegende Eigenwelle hat und relativ lose gekoppelt ist.

b) Anzahl der Eigenfrequenzen.

Der Zwischenkreiströhrensender ist vielfach rechnerisch behandelt worden. Der Ansatz der Gleichungen für ihn führt auf ein Problem, das dem zweier gekoppelter Kreise (ohne Röhre) ähnlich, aber im allgemeinen Falle im Grade der Gleichungen höher ist. Der Grad der Gleichungen ist von dem Schaltschema abhängig, von dem man ausgeht, denn hierin herrscht ja eine gewisse Variationsmöglichkeit. So kann man sich die Anschlußpunkte der Röhre z. B. an die ganze

Selbstinduktion des Zwischenkreises gelegt denken oder nur an einen Teil, ferner können die Verlustwiderstände verschiedenartig auf den L-Zweig und den C-Zweig verteilt sein, ebenso kann man von beliebigen Rückkopplungsschaltungen ausgehen. Schließlich liegen in den rechnerischen Annahmen oder Vernachlässigungen noch manche Willkürlichkeiten, z. B. die Annahme einer linearen oder einer irgendwie gekrümmten Charakteristik, sowie die Berücksichtigung oder Vernachlässigung des Gitterstromes. Es sollen hier jedoch an einem möglichst einfachen Schaltschema die Hauptresultate mit Umgehung aller für sie überflüssigen Größen dargelegt werden. Dieses Schaltschema (Fig. 603), wo R_1 den Verlustwiderstand des Zwischenkreises, R_2 die Summe von Verlustwiderstand und Strahlungswiderstand im Antennenkreise und L_{12} die gegenseitige Induktion von L_1 und L_2 bzw. k die Kopplung der beiden Kreise, ferner L_{13} die gegenseitige Induktion von L_1 und L_3 bedeuten. Die Röhre liege an den beiden Punkten zwischen Kapazität und Selbstinduktion des Kreises 1. Für die Rückkopplung vermittelt L_3 wird ferner die kleine Phasenverschiebung im L-Zweige, die durch R_1 entsteht, vernachlässigt, so daß $\frac{\mathcal{V}_{G1}}{\mathcal{V}_{A1}} = \frac{L_{13}}{L_1} = \alpha$ gesetzt wird. Hierbei ist α eine reelle Zahl, der Rückkopplungskoeffizient, der, wie schon in 221 auseinandergesetzt ist, in den Ausdruck für den inneren Widerstand der Senderröhre $\mathcal{R}_i = \frac{Q}{\alpha + \alpha}$ eingeht. Nennt man J_{11} und J_{21} die Wechselströme in L_1 bzw. L_2 , ferner J_{C1} den Strom durch C_1 , ferner $\mathcal{V}_{11}$ und $\mathcal{V}_{21}$ die Spannungen an C_1 und C_2 , so ergeben sich analog 220 folgende Gleichungen:

$$\mathcal{V}_{11} + R J_{11} + L_1 \frac{dJ_{11}}{dt} + L_{12} \frac{dJ_{21}}{dt} = 0$$

$$\mathcal{V}_{11} + \mathcal{V}_{A1} = 0$$

$$J_{C1} = J_{11} + J_{A1}$$

$$J_{A1} = \frac{1}{Q} (\mathcal{V}_{G1} + \alpha \mathcal{V}_{A1})$$

$$J_{C1} = C_1 \frac{d\mathcal{V}_{11}}{dt}$$

$$\mathcal{V}_{G1} = \alpha \mathcal{V}_{A1}$$

$$\mathcal{V}_{21} + R_2 J_{21} + L_2 \frac{dJ_{21}}{dt} + L_{12} \frac{dJ_{11}}{dt} = 0.$$

Hieraus ergibt sich dann eine umfangreiche Gleichung z. B. für $\mathcal{V}_{11}$, aus der für die Lösung $\alpha = \mathfrak{g} \pm 2\pi i N$ folgt:

$$\begin{aligned}
& x^4(1 - k^2) + x^3 \left(\frac{R_1}{L_1} + \frac{R_2}{L_2} + \frac{\alpha + x}{C_1 Q} \right) \\
& + x^2 \left(\frac{1 + \frac{\alpha R_1}{Q}}{L_1 C_1} + \frac{R_1 R_2}{L_1 C_2} + \frac{R_2(\alpha + x)}{L_2 C_1 Q} + \frac{1}{L_2 C_2} \right) \\
& + x \left(\frac{R_2 \left(1 + \frac{\alpha R_1}{Q} \right)}{L_1 L_2 C_1} + \frac{R_1}{L_1 L_2 C_2} + \frac{\alpha + x}{L_2 C_1 C_2 Q} \right) \\
& + \left(\frac{1}{L_1 L_2 C_1 C_2} \left[1 + \frac{\alpha R_1}{Q} \right] \right) = 0,
\end{aligned}$$

die kurz: $x^4 a + x^3 b + x^2 c + x d + e = 0$ genannt sein soll.

Von hier aus kann man zwei verschiedene Wege bei der Rechnung einschlagen. Der eine ist die unmittelbare Fortsetzung der letzten Gleichung, wie bei jedem gekoppelten System, wo sich also die Frequenzen und die ihnen eindeutig zugeordneten Dekremente, die je nach den für x und die anderen Konstanten gewählten Werten positiv oder negativ sein werden, ergeben. Dies wären die sogenannten „Anschwingwellen“ und „Anschwingdekremente“. Die andere Rechnungsart fußt darauf, daß, wenn ein oder mehrere dieser Dekremente negativ sind, die Amplituden hochsteigen, aber schließlich aus Energielieferungsgründen konstant werden, die betreffenden Dekremente also im Endzustande auf Null gehen müssen (Endwellen und Enddekremente, vgl. 221 G).

Man sucht dann nur diese selbsterregenden Fälle auf, indem man, wie in 220, annimmt, daß die mittlere Steilheit der Senderöhre variabel ist, nämlich mit zunehmender Amplitude abnimmt. Obgleich diese Annahme eine Vernachlässigung aller Oberschwingungen bedeutet, so ist dieses Verfahren doch zum Verständnis der prinzipiellen Fragen hinreichend, so daß es hier benutzt werden soll. Bei Einführung der Bedingung $\vartheta = 0$ zerfällt die vorhergehende Gleichung in folgende beiden: $x^4 a + x^2 c + e = 0$ und $x^3 b + x d = 0$, aus denen sich die Frequenzen, die der Bedingung $\vartheta = 0$ entsprechen, direkt ausrechnen lassen. Die Lösungen dieser Gleichungen, die nach einer einfachen Umformung folgendermaßen lauten:

$$\left[\omega_1^2 \left(1 + \frac{\alpha R_1}{Q} \right) - \omega^2 \right] \left[(\omega_2^2 - \omega^2)^2 + \frac{R_2^2}{L_2^2} \omega^2 \right] - k^2 \omega^4 (\omega_2^2 - \omega^2) = 0$$

ergeben explizite recht unübersichtliche Ausdrücke, die deshalb hier nicht wiedergegeben werden sollen.

Die ausgewerteten Frequenzen (C_2 variabel) sehen im allgemeinen so aus, wie es Fig. 609 A zeigt. Hier bedeuten die Abszissen wieder die Einzelwellen, also die jeweiligen Einstellungen des Kreises 2, die Ordinaten die entstehenden Wellenlängen. Die hier gezeichnete Kurvenschar hat als Parameter k , die Kopplung von Kreis 2 mit 1, so daß also in einer Kurve immer k konstant ist. Die Kopplung wird von der losesten (I) an mit steigendem Index (II, III) ständig fester, V bedeutet die festeste. Man sieht zunächst, daß die Kurven I, II und III

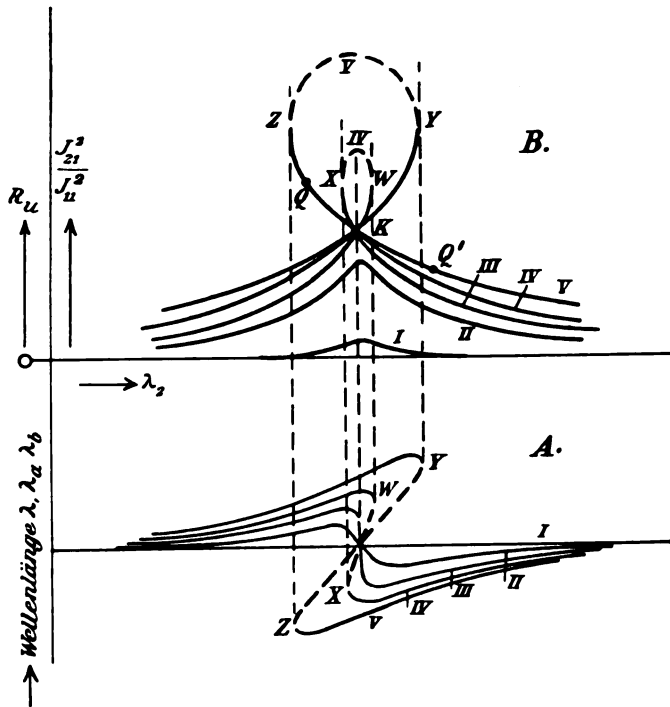


Fig. 609.

genau den Typus der Kurven I, II, III in Fig. 604 haben. Bei allen diesen Kopplungen haben wir es also in jeder Einstellung nur mit einer Lösung zu tun, das System ist also immer noch einwellig. Bei den Kurven IV und V hat man zwar für die Abszissen weit rechts und links von der Gleichstimmung immer noch nur je eine Welle, innerhalb gewisser Grenzen rechts und links nahe der Gleichstimmung zeigen sich aber plötzlich drei Wellen. Es ergibt sich also die befremdende Tatsache, daß bei bestimmter Einstellung und Kopplung usw. drei verschiedene Frequenzen mit $\vartheta = 0$ bei einem System aus zwei

Kreisen mit einer Senderöhre möglich sind. Vergleicht man hiermit den normalen experimentellen Befund, so erhält man folgendes (Fig. 604 IV und V): Der Unterschied zwischen der vorliegenden Rechnung und der Praxis ist der, daß wenn man (IV) in der Praxis von A nach P und darüber hinaus fortschreitet, von W ein Sprung nach W' eintritt, desgleichen von X nach X', daß also die Schwingungen auf dem Aste WX bzw. YZ (V) normalerweise nicht anzutreffen sind. Die Erklärung für diese scheinbare Dreiwelligkeit des Systems und für die bisher fehlende Realisierung des Astes WX bzw. YZ ist kurz folgende (H. Rukop und Isolde Hausser)¹⁷⁴): Diese drei Frequenzen sind ein Spezialfall von allgemein vier Frequenzen mit $\vartheta = 0$, wie man sie bei einem Zwischenkreissender mit verallgemeinertem Schaltschema (d. h. die Röhre nicht an die Enden der Gesamtselbstinduktion des Zwischenkreises angelegt, sondern an zwei beliebige Punkte) rechnerisch findet. Diese vier Frequenzen sind jedoch nicht gleichzeitig möglich, sondern immer nur zwei gleichzeitig, da zwei ein hohes negatives $\mathfrak{R}_i$ verlangen, zwei aber ein sehr niedriges negatives. Daher ist das System auch prinzipiell nur zweiwellig. Die zwei Wellen mit niedrigem negativem $\mathfrak{R}_i$ sind schwer zu realisieren und werden deshalb in der Praxis nicht anzutreffen sein. Durch das spezielle Schaltschema (Fig. 603) ist nun die eine der Schwingungen mit kleinem negativem $\mathfrak{R}_i$ verloren gegangen, die andere ist jedoch identisch mit den Lösungen auf dem Aste WX resp. YZ. Da sie nur bei so kleinem $\mathfrak{R}_i$ auftreten kann, daß man die beiden anderen, die wir hier die Hauptfrequenzen nennen wollen, nämlich die auf den Ästen AW und XB, dann nicht antreffen kann, so ist das System im Prinzip auch nur zweiwellig, und die Frequenzen XW und YZ sind in der Praxis nicht anzutreffen. Es möge noch darauf hingewiesen werden, daß der Ast YZ annähernd zusammenfällt mit der Linie λ_2 (Fig. 605), d. h. daß die Wellenlänge auf ihm immer nahe der Einzelwelle der Antenne liegt, so daß die Kurve Fig. 609 V usw. eine sehr nahe Verwandtschaft mit den drei Linien λ_a , λ_2 , λ_b aus Fig. 605 hat.

Es mögen aber von nun an die Wellen WX und YZ aus der Betrachtung als unwichtig weggelassen werden.

c) Kritische Kopplung.

Die Kurven IV und V, die einen derartigen Verlauf, wie oben geschildert, aufweisen, d. h. zweiwellig sind, haben sämtlich „feste Kopplung“ zur Voraussetzung. Die feste Kopplung beginnt dort, wo der Typus II in den Typus IV übergeht. Die genaue definier-

bare Grenze, in der die Wellenlängenkurve nämlich eine senkrecht laufende Stelle hat, zeigt Fig. 609 III. Dies ist die Kurve der kritischen Kopplung, in der das Umspringen also gerade noch nicht stattfindet. Diese kritische Kopplung hat die Größe $k_{kr} = \frac{\vartheta_2}{\pi}$, wie aus obigen Gleichungen hervorgeht. Die senkrechte Stelle dieser Kurve III liegt stets an der Gleichstimmungsstelle, so daß sich also stets zuerst dort eine Verfestigung der Kopplung über die kritische bemerkbar macht.

Man erhält also, je nachdem man sich unter- oder oberhalb der kritischen Kopplung befindet, eine oder zwei mögliche Wellen, die sich aus der obengenannten Gleichung für ω , resp. für ω_a und ω_b ergeben (sh. b).

d) Übertragener Widerstand.

Es dürfte klar sein, daß die von der Röhre abgegebene Hochfrequenzleistung in folgende drei Teile geht: die Zwischenkreisverlustleistung, die Antennenverlustleistung und die Antennennutzleistung. Da aber die Unterscheidung zwischen Antennennutz- und Verlustleistung gar nichts mit dem Röhrensender, sondern nur mit dem Antennenbau zu tun hat, so soll hier nur von der Gesamtantennenleistung gesprochen werden, resp. diese gesamte als Nutzleistung angesehen werden.

Demnach ist: $P_N = R_2 J_{21}^2$ und $P_V = R_1 J_{11}^2$. Da nun Kreis 2 seine Leistung von Kreis 1 erhält, kann man des letzteren Belastung durch Kreis 2 wie einen in Kreis 1 eingebrachten Äquivalentwiderstand betrachten, den man den übertragenen Widerstand R_U nennt, sodaß $R_2 J_{21}^2 = R_U J_{11}^2$ und daher $P = (R_1 + R_U) J_{11}^2$.

Der übertragene Widerstand R_U , der, wie aus obigem hervorgeht, durch $R_U = R_2 \frac{J_{21}^2}{J_{11}^2}$ ausgedrückt werden kann, hat nun ganz allgemein den Wert:

$$R_U = \frac{\omega^2 L_{12}^2 R_2}{R_2^2 + \left(\omega L_2 - \frac{1}{\omega C_2} \right)^2}$$

Hieraus ergibt sich für den Fall von Gleichstimmung und loser Kopplung ($L_1 C_1 = L_2 C_2$ und $k \leq \frac{\vartheta_2}{\pi}$):

$$R_U = \frac{\omega^2 L_{12}^2}{R_2}$$

Wird bei Gleichstimmung die Kopplung genau gleich der kritischen gemacht (kritischer Punkt), so ergibt sich ferner:

$$R_{Ukr} = R_2 \frac{L_1}{L_2}$$

(kritischer übertragener Widerstand).

e) Wirkungsgrad des Zwischenkreises.

Durch den übertragenen Widerstand kommt man auf die wichtige Frage, wie groß der Wirkungsgrad des Zwischenkreises werden kann. Unter diesem Wirkungsgrad η_U ist das Verhältnis von Antennenhochfrequenzleistung P_N zu der von der Röhre an den Zwischenkreis abgegebenen Leistung $P = P_V + P_N$ zu verstehen. Setzt man zunächst die Verlustleistung und die Nutzleistung zueinander in Beziehung, so erhält man:

$$\frac{P_V}{P_N} = \frac{P_V}{P_U} = \frac{R_V}{R_U} = \frac{R_1 J_{11}^2}{R_2 J_{21}^2},$$

ein Ausdruck, der für den kritischen Punkt übergeht in:

$$\frac{P_V}{P_N} = \frac{R_1}{L_1} : \frac{R_2}{L_2} = \frac{\vartheta_1}{\vartheta_2},$$

wobei unter ϑ_1 und ϑ_2 die natürlichen Dekremente der beiden Kreise, nämlich $\vartheta_1 = \frac{R_1}{2L_1} T_1$ und $\vartheta_2 = \frac{R_2}{2L_2} T_2$ zu verstehen sind.

Dasselbe, jedoch vermittelt des Wirkungsgrades η_U ausgedrückt, lautet:

$$\eta_U = \frac{P_N}{P_V + P_N} = \frac{P_N}{P} = \frac{R_U}{R_1 + R_U} = \frac{1}{1 + \frac{R_1}{R_U}},$$

was für den kritischen Punkt übergeht in:

$$\eta_{Ukr} = \frac{1}{1 + \frac{R_1}{L_1} : \frac{R_2}{L_2}} = \frac{1}{1 + \frac{\vartheta_1}{\vartheta_2}}.$$

Man sieht hieraus, daß schon bei loser oder kritischer Kopplung einem hohen Wirkungsgrad des Zwischenkreises von vielleicht 80 bis 90 % im Prinzip nichts im Wege steht. Es ist hierzu notwendig, daß das natürliche Dekrement der Antenne ein Vielfaches dessen vom Zwischenkreis ist. Allerdings ist dies bei wenig gedämpften Antennen doch ziemlich schwer zu erreichen, so daß man in solchen Fällen vielleicht kaum mit einem größeren Wirkungsgrad des Zwischenkreises bei loser Kopplung als 50 % rechnen kann.

f) Voltamperezahlen.

Für den Bau eines Zwischenkreises ist die Volt-Ampere-Zahl, die er auszuhalten hat, von Wichtigkeit. Ein beliebiger ungedämpft in seiner Eigenwelle schwingender Kreis führt die Volt-Ampere-Zahl: $J_1 \mathcal{Q}'_1 = \frac{P\pi}{\mathfrak{D}}$, wenn $\mathfrak{D}$ sein natürliches Dekrement und P die umgesetzte Leistung ist. Die Antenne im Zwischenkreissender wird also bei loser Kopplung und Gleichstimmung die Volt-Ampere-Zahl:

$$\mathcal{Q}'_{21} J_{21} = \frac{P_N \pi}{\mathfrak{D}_2} = \frac{P_N \omega L_2}{R_2}$$

führen.

Beim Zwischenkreis muß man seine gesamte Leistung und seinen gesamten Widerstand mitrechnen, so daß seine Volt-Ampere-Zahl wird:

$$\mathcal{Q}'_{11} J_{11} = \frac{P \omega L_1}{R_1 + R_U} = \frac{P_N \omega L_1}{R_U}$$

Setzt man in diese Gleichung für R_U seinen Wert im kritischen Punkte, nämlich $R_{Ukr} = R_2 \frac{L_1}{L_2}$ ein, so ergibt sich das interessante Resultat: $J_{11} \mathcal{Q}'_{11} = J_{21} \mathcal{Q}'_{21}$, d. h. im kritischen Punkte sind die Volt-Ampere-Zahlen von Zwischenkreis und Antenne einander gleich (M. Weth)⁴⁷⁴⁾.

g) Feste Kopplung.

Es läßt sich nun ein größerer übertragener Widerstand und damit auch ein besserer Wirkungsgrad des Zwischenkreises erreichen, wenn man zu fester Kopplung, zum zweiwelligen Zustande übergeht. Man kommt dann also ins „Ziehgebiet“. Mehrere Autoren (H. G. Möller, K. Heegner, W. Runge)⁴⁷⁴⁾ haben diesen Zustand (wie auch den lose gekoppelten Zustand) rechnerisch durch sogenannte Amplitudenkurven dargestellt. Solche Amplitudenkurven sind in Fig. 609 B zu sehen, sie gehören zu den Frequenzkurven 609 A. Man sieht dort, daß sie eine Schleife von der Breite der Zieh Schleife der zugehörigen Frequenzkurve aufweisen, deren oberster Teil (X W und Z Y) allerdings nicht normal ist, da er zu dem rückläufigen Teil der Frequenzkurve gehört.

Diese sogenannten Amplitudenkurven stellen das Verhältnis von $\frac{J_{21}^2}{J_{11}^2}$ dar, also nur die Verhältnisse der beiden Amplituden. Damit

Wird bei Gleichstimmung die Kopplung genau gleich der kritischen gemacht (kritischer Punkt), so ergibt sich ferner:

$$R_{Ukr} = R_2 \frac{L_1}{L_2}$$

(kritischer übertragener Widerstand).

e) Wirkungsgrad des Zwischenkreises.

Durch den übertragenen Widerstand kommt man auf die wichtige Frage, wie groß der Wirkungsgrad des Zwischenkreises werden kann. Unter diesem Wirkungsgrad η_U ist das Verhältnis von Antennenhochfrequenzleistung P_N zu der von der Röhre an den Zwischenkreis abgegebenen Leistung $P = P_V + P_N$ zu verstehen. Setzt man zunächst die Verlustleistung und die Nutzleistung zueinander in Beziehung, so erhält man:

$$\frac{P_V}{P_N} = \frac{P_V}{P_U} = \frac{R_V}{R_U} = \frac{R_1 J_{11}^2}{R_2 J_{21}^2},$$

ein Ausdruck, der für den kritischen Punkt übergeht in:

$$\frac{P_V}{P_N} = \frac{R_1}{L_1} : \frac{R_2}{L_2} = \frac{\vartheta_1}{\vartheta_2},$$

wobei unter ϑ_1 und ϑ_2 die natürlichen Dekremente der beiden Kreise, nämlich $\vartheta_1 = \frac{R_1}{2L_1} T_1$ und $\vartheta_2 = \frac{R_2}{2L_2} T_2$ zu verstehen sind.

Dasselbe, jedoch vermittelt des Wirkungsgrades η_U ausgedrückt, lautet:

$$\eta_U = \frac{P_N}{P_V + P_N} = \frac{P_N}{P} = \frac{R_U}{R_1 + R_U} = \frac{1}{1 + \frac{R_1}{R_U}},$$

was für den kritischen Punkt übergeht in:

$$\eta_{Ukr} = \frac{1}{1 + \frac{R_1}{L_1} : \frac{R_2}{L_2}} = \frac{1}{1 + \frac{\vartheta_1}{\vartheta_2}}.$$

Man sieht hieraus, daß schon bei loser oder kritischer Kopplung einem hohen Wirkungsgrad des Zwischenkreises von vielleicht 80 bis 90 % im Prinzip nichts im Wege steht. Es ist hierzu notwendig, daß das natürliche Dekrement der Antenne ein Vielfaches dessen vom Zwischenkreis ist. Allerdings ist dies bei wenig gedämpften Antennen doch ziemlich schwer zu erreichen, so daß man in solchen Fällen vielleicht kaum mit einem größeren Wirkungsgrad des Zwischenkreises bei loser Kopplung als 50 % rechnen kann.

f) Voltamperezahlen.

Für den Bau eines Zwischenkreises ist die Volt-Ampere-Zahl, die er auszuhalten hat, von Wichtigkeit. Ein beliebiger ungedämpft in seiner Eigenwelle schwingender Kreis führt die Volt-Ampere-Zahl: $J_1 \mathcal{Q}'_1 = \frac{P\pi}{\mathfrak{D}}$, wenn $\mathfrak{D}$ sein natürliches Dekrement und P die umgesetzte Leistung ist. Die Antenne im Zwischenkreissender wird also bei loser Kopplung und Gleichstimmung die Volt-Ampere-Zahl:

$$\mathcal{Q}'_{21} J_{21} = \frac{P_N \pi}{\mathfrak{D}_2} = \frac{P_N \omega L_2}{R_2}$$

führen.

Beim Zwischenkreis muß man seine gesamte Leistung und seinen gesamten Widerstand mitrechnen, so daß seine Volt-Ampere-Zahl wird:

$$\mathcal{Q}'_{11} J_{11} = \frac{P \omega L_1}{R_1 + R_U} = \frac{P_N \omega L_1}{R_U}$$

Setzt man in diese Gleichung für R_U seinen Wert im kritischen Punkte, nämlich $R_{Ukr} = R_2 \frac{L_1}{L_2}$ ein, so ergibt sich das interessante Resultat: $J_{11} \mathcal{Q}'_{11} = J_{21} \mathcal{Q}'_{21}$, d. h. im kritischen Punkte sind die Volt-Ampere-Zahlen von Zwischenkreis und Antenne einander gleich (M. Weth)⁴⁷⁴⁾.

g) Feste Kopplung.

Es läßt sich nun ein größerer übertragener Widerstand und damit auch ein besserer Wirkungsgrad des Zwischenkreises erreichen, wenn man zu fester Kopplung, zum zweiwelligen Zustande übergeht. Man kommt dann also ins „Ziehgebiet“. Mehrere Autoren (H. G. Möller, K. Heegner, W. Runge)⁴⁷⁴⁾ haben diesen Zustand (wie auch den lose gekoppelten Zustand) rechnerisch durch sogenannte Amplitudenkurven dargestellt. Solche Amplitudenkurven sind in Fig. 609 B zu sehen, sie gehören zu den Frequenzkurven 609 A. Man sieht dort, daß sie eine Schleife von der Breite der Zieh Schleife der zugehörigen Frequenzkurve aufweisen, deren oberster Teil (X W und Z Y) allerdings nicht normal ist, da er zu dem rückläufigen Teil der Frequenzkurve gehört.

Diese sogenannten Amplitudenkurven stellen das Verhältnis von $\frac{J_{21}^2}{J_{11}^2}$ dar, also nur die Verhältnisse der beiden Amplituden. Damit

stellen sie gleichzeitig bis auf einen Proportionalitätsfaktor den Wert von R_U dar, da ja, wie oben gesagt, $R_U = R_2 \frac{J_{21}^2}{J_{11}^2}$ ist.

Die Amplituden des Antennenkreises können in der Tat von diesem Bilde außerordentlich verschieden sein, wie die Fig. 606—608 zeigen, wenn auch manchmal eine gewisse Ähnlichkeit vorhanden ist (z. B. Fig. 606 I und 607 II). Immerhin sieht man aus diesen Kurven 609 B, daß der größte mögliche Wert für $\frac{J_{21}^2}{J_{11}^2}$ nicht an der Gleichstimmungsstelle, sondern bei gewissen Verstimmungen möglich ist. Hieraus ist zu schließen, daß auch an diesen Stellen, d. h. im hochgezogenen Gebiete (sh. folgende Zeilen), der beste Wirkungsgrad auftreten kann, da natürlich $\frac{R_1 J_{11}^2}{R_2 J_{21}^2}$ am kleinsten ist, wo $\frac{J_{21}^2}{J_{11}^2}$ am größten ist. Hier läßt sich leicht ein Wirkungsgrad von 90% erreichen. Hiermit müßte bei bester Auskopplung auch die beste Leistung verbunden sein.

In der Praxis ist das Arbeiten an einer solchen Stelle aber mit ziemlichen Komplikationen verknüpft, denn erstens ist die Einstellung dieses Zustandes an sich unbequem, und zweitens haben alle Punkte, die oberhalb des Punktes K (Fig. 609 B), d. h., wie man sagt, im „hochgezogenen Gebiet“ liegen, die Eigenschaft, daß dort stets die andere mögliche Frequenz, also die nicht hochgezogene, stabiler ist. Dies äußert sich so, daß beim Einschalten niemals die zu dem oberhalb K liegenden Punkte gehörige Frequenz einsetzt, sondern die zu dem unterhalb K liegenden. Um also einen Punkt im hochgezogenen Gebiete erreichen zu können, z. B. Punkt Q, muß man von einem Punkte unterhalb K, etwa von Q', ausgehen und dann durch Verändern von Kreis 2, nämlich Verkleinern von λ_2 , die Schwingungen an den Punkt Q hochziehen. Durch kleine Störungen springen die Schwingungen aus dem hochgezogenen Zustande leicht in den stabileren um. Der innere Grund für die geringere Stabilität des hochgezogenen Zustandes ist der, daß für die nicht hochgezogene Schwingung das Anschwingdekrement stärker negativ ist als für die hochgezogene. Allerdings läßt sich das genannte Umspringen durch besondere Mittel vermeiden (h).

h) Vermeidung des Umspringens.

Ein Mittel zur Beseitigung des Umspringens ist die sogenannte „sekundäre Rückkopplung“ (M. Latour, R. Hazeltine, M. Vogel und M. Wien)⁴⁷⁴). Sie besteht darin, daß der Gitterkreis (Fig. 610 A)

mit dem Sekundärkreis, der Antenne, gekoppelt ist. Ihre Wirksamkeit ist dadurch begründet, daß ja bekanntlich bei einem festgekoppelten System aus zwei Kreisen in der langen Kopplungsschwingung λ_a beide Kreise gleichphasig, d. h. mit gleichgerichteten Magnetfeldern schwingen, bei der kurzen (λ_b) aber um 180° in der Phase verschieden, also mit entgegengesetzt gerichteten. Deshalb muß bei sekundärer Rückkopplung die Rückkopplung für die eine Kopplungswelle verkehrt sein, wenn sie für die andere richtig ist, da ja in einem Falle Anoden- und Gitterwechselspannung richtig um 180° gegeneinander verschoben sind, im anderen aber in Phase*) wären.

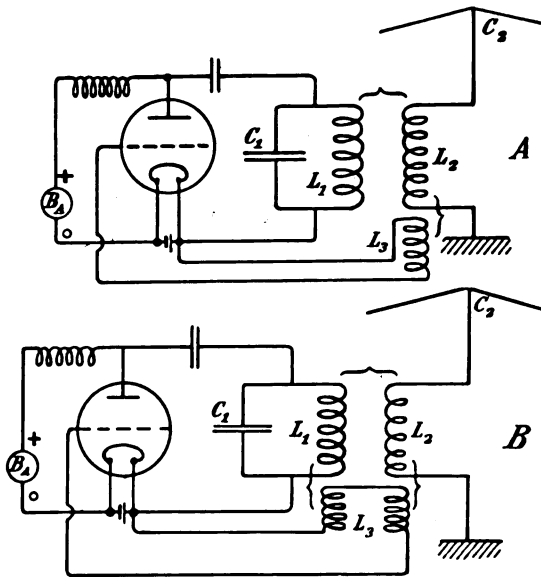


Fig. 610.

Es läßt sich auch eine gemischte, teils primäre, teils sekundäre Rückkopplung für diesen Zweck verwenden (Fig. 610 B), wenn sie so dimensioniert ist, daß sich die Rückkopplungen für die gewünschte Welle addieren, für die unerwünschte aber zu einem unterhalb der Einsetzgrenze liegenden Werte subtrahieren.

Aber auch bei primärer Rückkopplung läßt sich das Umspringen vermeiden, wenn man entweder die Eigenwelle des Gitterkreises zwischen die beiden Kopplungswellen legt, oder sie nahe an die ge-

*) Vorausgesetzt, daß nicht die Eigenwelle des Gitterkreises gerade zwischen den beiden Wellen λ_a und λ_b liegt, sondern entweder über beiden oder besser unter beiden.

wünschte heranlegt, z. B. ein wenig kleiner als die kürzere Kopplungswelle macht, oder indem man durch eine aus Kapazität und Selbstinduktion gebildete Brücke, sogenannte Kurzschlußbrücke, die Rückkopplung für die unerwünschte Welle gleich Null macht.

i) Erregungsbedingungen.

Die Bedingungen für die Selbsterregung der Schwingungen im Zwischenkreissender durch Rückkopplung lassen sich vollständig auf die des einfachen Senders zurückführen. Es ist ja in 221 E auseinandergesetzt worden, daß die Grenze für das Einsetzen dargestellt wird durch die Bedingung

$$\alpha \leq -\frac{Q}{\mathfrak{H}} - \alpha.$$

Genau dasselbe ist für den Zwischenkreissender der Fall, wenn man die einzelnen Größen obiger Gleichung durch die Daten des gekoppelten Systems ausdrückt. Q (das Anfangs- Q) und α sind ja auf alle Fälle Konstanten, für $\mathfrak{H}$ muß aber ein den beiden Frequenzen entsprechender doppeldeutiger Wert eingesetzt werden. Ebenso kann man α nicht mehr wie für Fig. 603 als Konstante ansehen, wenn man alle Schaltungen, insbesondere die mit sekundärer und gemischter Rückkopplung mit einbezieht, sondern man muß dann α durch einen Ausdruck ersetzen, der die beiden genannten Induktionen L_{13} und L_{23} enthält, resp. bei anderen Kopplungsarten die entsprechenden Größen.

Die Erregungsbedingungen für verschiedene Fälle sind von mehreren Autoren (F. Harms, W. Rogowski)⁴⁷⁴⁾ durch zwei Linien dargestellt worden, welche im Prinzip eine Darstellung der obigen Gleichung:

$\alpha \leq -\frac{Q}{\mathfrak{H}} - \alpha$ sind. Zerlegt man nämlich diese Bedingung oder die entsprechende in einen konstanten und einen variablen Teil, indem man z. B. schreibt:

$$\alpha + \frac{Q}{\mathfrak{H}} \leq -\alpha,$$

so kann man die rechte Seite dieser Bedingung ($-\alpha$) nun als Grade, sogenannte Erregungsgrade (G in Fig. 611), darstellen. Die linke Seite nimmt dann z. B. die Form der beiden Kurven a und b an. Selbsterregungsfähig sind dann nach obiger Bedingung nur diejenigen Frequenzen, die zu Punkten unterhalb der Graden G gehören, d. h. in dem Beispiel Fig. 611 nur die Teile AP und BQ .

k) Frequenzabhängigkeit vom Antennenkreis.

Eingangs der Ausführungen über den Zwischenkreissender ist gesagt worden, daß er u. a. wegen der erwünschten Konstanthaltung der Wellenlänge auch bei schwankender Antenne angewendet wird. Die obigen ausführlichen Beschreibungen gestatten es nun, leicht zu erkennen, wieviel und unter welchen Bedingungen der Zwischenkreis hier nützlich ist. Für die Verbesserung in der Wellenschwankung gegenüber einem direkten Sender gibt es ein einfaches Maß, nämlich die Neigung der λ -Kurven im Vergleich zu der Neigung der λ_s -Grade bei derselben Abszisse. Die letztere stellt ja eine Antennenschwankung vor, die erstere die entsprechende Wellenschwankung des gekoppelten Systems. Es läßt sich nun aus den Fig. 604 und 605 ersehen, daß im allgemeinen die Neigung der λ -Kurven eine geringere ist, daß es allerdings auch Stellen stärkerer gibt, d. h. daß es auch vorkommen kann, daß das gekoppelte System bei der gleichen Antennenänderung mehr in der Wellenlänge schwankt als die Antenne selbst. Zunächst sieht man natürlich, daß bei extrem loser Kopplung der Zwischenkreissender eine ideale Wellenunabhängigkeit von der Antenne hat (Fig. 604 I), die bei allmählich fester werdender Kopplung schlechter wird. Im kritischen Punkte ist sogar eine besonders ungünstige Stelle, da ja hier infolge der senkrecht laufenden Frequenzkurve (Fig. 604 III) die Welle viel stärker schwankt als die Antenne. Ebenso ungünstig, ja noch ungünstiger liegt es, wenn die Antennenschwankung etwa eine Ziehschleife (wie Fig. 604 IV) durchläuft. Dagegen kann man bei fester Kopplung, Gleichstimmung und Vermeidung des Umspringens mit ziemlicher Genauigkeit sagen, daß die wirkliche Wellenschwankung halb so groß ist, wie die Antennenwellenschwankung, da nämlich die Neigung der Hyperbeläste λ_a und λ_b an dieser Stelle etwa halb so groß ist, wie die der Asymptote λ_s . Beim Hinaufgehen in den hochgezogenen Zustand wird es allerdings ungünstiger, man nähert sich dem Zustande gleicher Neigung bei den Linien (λ_a und λ_b zu λ_s). Es gibt aber im festgekoppelten Zustande zwei sehr günstig scheinende

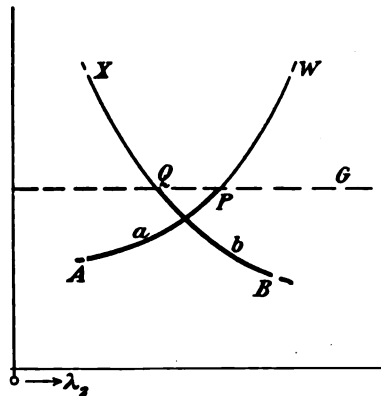


Fig. 611.

Kurventeile, nämlich weit rechts und links von der Gleichstimmung, also bei starker Verstimmung, auf den fast wagrechten Teilen der Hyperbeläste. Obgleich diese Frequenzunabhängigkeit in der Tat sehr günstig ist, so ist doch dieser Fall für die Praxis unbrauchbar, weil der übertragene Widerstand R_U hier einen außerordentlich ungünstigen Wert hat, ebenso der äußere Widerstand.

1) Oberfrequenzen.

Die Verbesserung bezüglich Ausstrahlung der Oberfrequenzen beim Zwischenkreissender gegenüber dem direkten Sender ist nicht übersichtlich angebar. Eine Anzahl Messungen hierüber haben G. Glage und H. Edler⁴⁷⁴⁾ veröffentlicht. In der Praxis kann man annäherungsweise etwa mit einem relativen Rückgang von 100:1 rechnen*), vorausgesetzt, daß die Röhre zu beiden Fällen gleichstark ausgekoppelt ist. Der Rückgang der Oberfrequenzen durch den Zwischenkreis wird durch zwei Ursachen bewirkt, nämlich erstens dadurch, daß die Oberwellenströme hauptsächlich über C_1 laufen und nicht über das zur Kopplung verwendete L_1 , während sie im direkten Sender vorzugsweise über den strahlenden C-Zweig, die Antenne, gehen, und zweitens dadurch, daß die Grundwellenenergie, die Sendewelle, aus dem Zwischenkreis in den Antennenkreis durch Resonanz oder Mitschwingen übergeht, während die Oberwellen in einen stark verstimmtten Kreis übertragen werden und daher hohe Impedanz vorfinden und wenig Strom ausbilden können.

Ferner läßt sich leicht einsehen, daß die Intensität der Oberwellen im Antennenkreis proportional der Pr.-Sek.-Kopplung, aber unabhängig vom Antennenwiderstande ist. Das letztere ist deswegen so, weil die Stromstärke der Oberwellen ja nur von der Impedanz des Antennenkreises abhängt, in der ja, da keine Abstimmung vorliegt, der Ohmsche Widerstand keinen merklichen Einfluß hat. Daher wirkt der Zwischenkreis bezüglich Oberwellen um so besser, je geringer die natürlichen Dekremente bzw. Widerstände der Antennen sind, da ja dann bei gleicher Ausbeute die Kopplung um so kleiner sein kann. Natürlich müssen dann aus oben bereits besprochenen Gründen die Verluste der Zwischenkreise auch entsprechend herabgesetzt werden.

*) Dies ist natürlich nur ein der Größenanordnung nach abschätzbarer Wert, denn er variiert erstens mit den Bedingungen jedes Senders, und zweitens ist er für die verschiedenen Oberwellen weitgehend verschieden.

2. Fremderregung.

Ebenso wie man einen direkten Sender durch Fremderregung betreiben kann, ist dies auch bei Zwischenkreissendern üblich. Hierbei hat man zunächst genau dasselbe zu beachten, wie beim Übergang vom selbsterregten zum fremderregten Primärsender. Man hat also für die richtigen Gitterspannungsamplituden zu sorgen, ebenso dafür, daß die aufgezwungene Frequenz im Anodenkreise einen an-

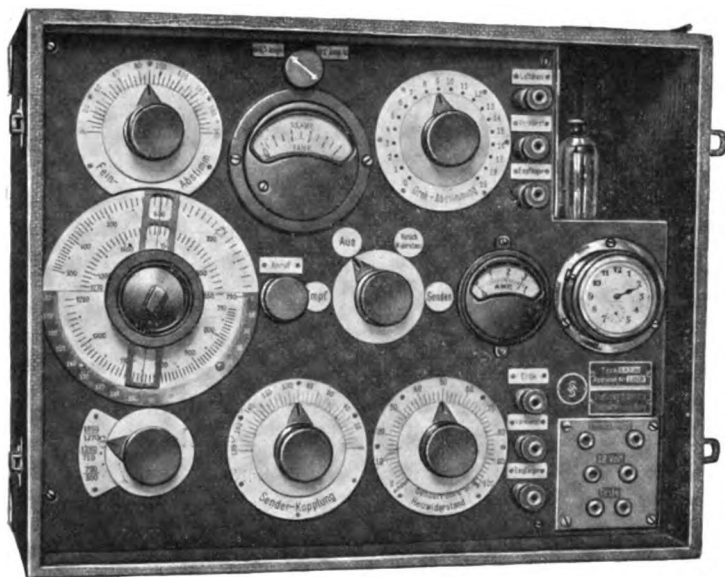


Fig. 612.

nähernd reinen Wirkwiderstand ($\varphi = 0^\circ$) vorfindet, der etwa die Größe $\Re = \frac{2\mathcal{U}_{A0}}{J_s}$ hat, genau wie beim einfachen direkten Sender. Man wird demnach an einer der Resonanzstellen des gekoppelten Systems arbeiten müssen. Welche Kopplungen und Abstimmungen resp. Verstimmungen von Kreis 1 gegen Kreis 2 dabei zulässig oder nützlich sind, das läßt sich nicht kurzerhand sagen. Vielmehr fehlen entsprechende experimentelle oder rechnerische Untersuchungen bisher noch (vgl. g)⁴⁷⁵).

Die Fremderregung bringt beim Zwischenkreissender natürlich den besonderen Vorteil, daß alle Umspringerscheinungen wegfallen, daß man also unbedingt in irgend einem möglichen Zustande arbeiten kann, ohne das Herausfallen befürchten zu müssen, wie es beim selbsterregten Zwischenkreissender geschehen kann.

Fig. 612 zeigt einen kleinen selbsterregten Röhrensender mit Zwischenkreis. Andere Zwischenkreissender, sowohl in Selbsterregung als in Fremderregung sind im folgenden Abschnitte 227 (Telephoniesender) zu sehen.

227. Telephoniesender*).

Wenn die Hochfrequenztelephonie auch schon viele Jahre alt ist (s. dieses Buch S. 444—452), so ist nicht zu leugnen, daß sie lediglich durch die Röhrentechnik in ein Stadium der Betriebsfähigkeit aufgerückt ist, und man erkennt heute rückschauend recht deutlich, daß alle Hochfrequenztelephonie vorher kaum über den Rahmen einer Spielerei hinausgegangen war. Den Hauptanteil an dieser Förderung der Telephonie lieferten die Röhrensender. Aber auch die anderen ungedämpften Sender, nämlich die Lichtbogensender und die Hochfrequenzmaschinen, haben ihren heute immerhin annehmbaren Stand des Telephoniebetriebes der Vermittlung der Röhre zu verdanken, die dabei ein unentbehrliches Hilfsmittel bildet.

Das Wesen der Hochfrequenztelephonie besteht ja darin, daß die Hochfrequenz mit veränderlicher Amplitude ausgestrahlt wird**), und zwar werden die Amplitudenkurven durch die Stromkurven der Sprache bzw. der sonstigen zu übertragenden Töne gebildet. Stellt z. B. die Kurve I der Fig. 613 die Stromkurve des Buchstaben A dar, so wird der entsprechende Hochfrequenzwellenzug etwa wie Kurve II aussehen.

Es sei hier bereits auf die wichtige und interessante Tatsache hingewiesen, daß eine Amplitudenänderung der Hochfrequenz stets unvermeidlich Frequenzänderungen mit sich bringt, genauer gesagt, ein Auftreten von neuen Frequenzen neben der ursprünglichen, und zwar in unmittelbarster Nachbarschaft zu beiden Seiten, also nicht etwa von Oberfrequenzen. Eine genaue Auseinandersetzung hierüber folgt in 227 C 8, sowie auch spezielle Schaltungen, die auf dem Auftreten dieser Frequenzen beruhen.

Die Telephonie mit dem Röhrensender ist zuerst von der Gesellschaft für Drahtlose Telegraphie im Jahre 1913 ausgeführt worden (A. Meißner⁴⁷⁷), und zwar wurden damals sowohl eine Kreisänderungsschaltung (sh. Fig. 628) als auch eine Gitterspannungsschaltung

*) Zusammenstellungen über Hochfrequenztelephonie sind gegeben worden von W. Schäffer, W. A. Macdonald und mit besonders reichhaltiger Literaturangabe von C. Lübben⁴⁷⁸).

**) Wie schon in § 209 b gesagt, ist auch manchmal versucht worden, nicht mit Amplitudenänderung zu arbeiten, sondern mit konstanter Amplitude, aber geänderter Frequenz. Hierüber ist noch in 227 D. einiges zu finden.

(sh. Fig. 631) benutzt. Einen der ersten Telephonieröhrensender zeigt Fig. 614 (Telefunken 1913).

Es soll jedoch in der folgenden Darstellung nicht der historische Gang gewählt werden, sondern des leichteren Verständnisses wegen ein systematischer.

A. Die Röhre als Hilfsapparat.

Zunächst seien einige Schaltungen genannt, bei denen die Röhre nur als Hilfsmittel dient, der eigentliche Sender jedoch ein beliebiger ungedämpfter, z. B. ein Lichtbogen oder eine Maschine (natürlich auch ein Röhrensender) sein kann.

1. Die Röhre als Niederfrequenzverstärker.

Von großer Wichtigkeit ist die Röhre bei denjenigen Anordnungen geworden, welche mit einer magnetisierten Eisendrossel arbeiten, wobei die veränderliche Impedanz der Drossel ein Verstimmungsglied

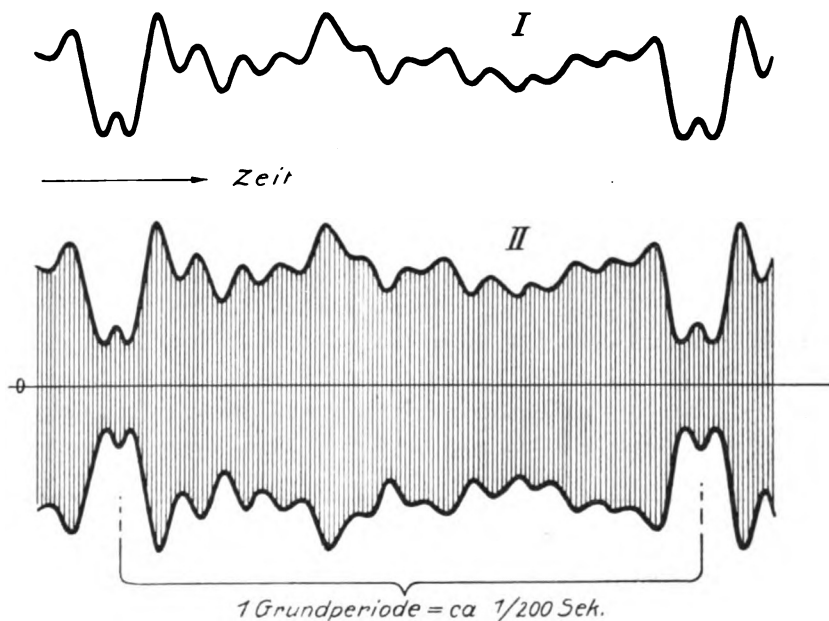


Fig. 613.

oder auch eine Widerstandsänderung oder beides gleichzeitig bildet. Hier wird zwecks Telephonie die Vormagnetisierung der Drossel analog der ins Elektrische übersetzten Kurven der menschlichen Sprache geändert, wie bekannt sein dürfte. Bei Sendern von vielen Kilowatts

Fig. 612
Zwischenkreis,
als in Fremd-
sender) zu s

Wenn d
(s. dieses Bu
lich durch
aufgerückt
daß alle H
Spielerei
der Telegr
ungedäm
frequen
des T
dab

He
zw
he
E



Fig. 612
Telephoniermaschine
Jan. 1927.

... auf mehrere λ ... kann, und die sich auf Frequenzen
etwa 50 ... bis 2000 pro Sekunde erstreckt.

Die Einzel... Niederfrequenzverstärker, ebenso der ver-
bundenen Mikro... sind in 331 D noch näher auseinander-
setzt.

2. Die Röhre als Hochfrequenzwiderstand in Übertragerkreisen.

In 331 A ... vom dem Momentanwiderstand der Röhre
gewesen, ... daß dieser leicht zwischen ∞ und
wenigen ... werden kann, und zwar durch die Gitter-
spannung. ... dieser Eigenschaft (R. A. Heising, West-
El. Comp. ... zeigt die Anordnung nach Fig. 615
(Gew. ... Hochfrequenzquelle $B \approx$ in Serie mit
einer Röhre liegt. Je nachdem der Momen-

... meisten sind, brauchen derartige
... Leistungen zur Magnetisierung.
... geschaltete Mikrophone nicht liefern
... Sprachströme mit Hilfe von Röhren auf
... Leistungen verstärkt. In
331 D ist z. B. eine solche Anordnung
zu sehen, wie sie von der Telefunken-
Gesellschaft für Drahtl. Telegr. in
der Grundstation Nauen zum „Be-
sprühen“ der 150-Kilowatt-Hoch-
frequenzmaschine verwendet wird.
Dieser Niederfrequenzverstärker stei-
gert die Mikrophonleistung, etwa
10 Watt in einer dreistufigen Sym-
metrie-Kaskadenschaltung bis auf
etwa 100 Watt, die zur Magnetisierung
der erforderlichen Drossel nötig sind.

Auch die meisten anderen Tele-
phonerschaltungen brauchen die
Röhren zur Verstärkung der Mikro-
phonleistung bis auf die Leistung,
die zur Steuerung des Senders je-
weils nötig ist (Niederfrequenzver-
stärkung), und die je nach der ver-
wendeten Senderleistung und -schal-
tung sich auf einige Zehntel Watt

tanwiderstand der Röhre vermittelt der im Takte der menschlichen Sprache durch das Mikrophon M aufgebrachten Spannung geändert wird, ändert sich der Strom im Maschinenkreis und damit die in die Antenne durch Induktion übertragene Leistung. Die Hochfrequenzquelle $B \approx$ kann auch in einer zweiten Röhre bestehen, deren Gitter-

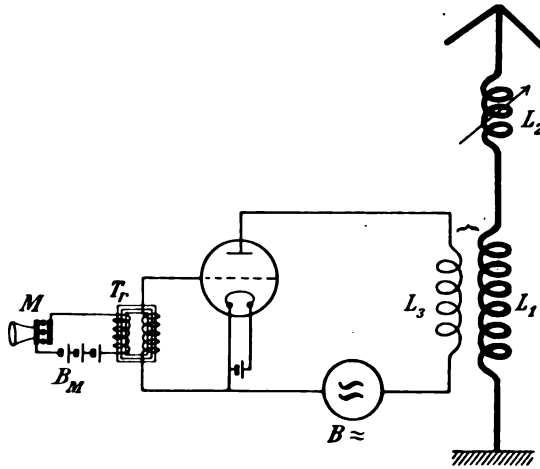


Fig. 615.

kreis Hochfrequenz kleiner Leistung zugeführt wird, und deren Anoden-Kathodenstrecke unmittelbar mit der ersteren Röhre in Serie liegt (R. A. Heising)⁴⁷⁸⁾. Verwendet man für $B \approx$ in Fig. 615 einen z. B. induktiv angekoppelten Röhrensender, so kommt man zu einer Schaltung, die in B 1 b beschrieben ist.

3. Die Absorptionsröhre.

Eine Schaltung, in der die Röhre auch nur einen variablen Widerstand darstellt, hat den Namen „Absorptionsröhrenschtaltung“ erhalten. Sie besteht darin, daß die Anodenseite der Röhre unmittelbar an die Antenne oder einen anderen Schwingungskreis angeschlossen ist, und zwar ohne Anodenspannungsquelle, so daß die Röhre nur Leistung aus dem betreffenden Kreise absorbieren kann (A. Hund, Gen.El.Comp., Brit. Thomson-Houston-Comp.⁴⁷⁹⁾. Fig. 616 zeigt eine solche Schaltung, und zwar eine in beiden Halbperioden absorbierend wirkende. Hier ist zunächst eine Hochfrequenzquelle (z. B. Maschine) $B \approx$ vorhanden, die über den Kondensator C_1 und die Spule L_1 (Maschinenresonanz) eine EMK in die Antenne über L_2 induziert.

Es ist nun eine Röhre mit zwei Anoden A_1 und A_2 so an die Antenne angelegt, daß abwechselnd in jeder Halbperiode eine der

Leistung, wie es die obengenannten meistens sind, brauchen derartige Drosseln bereits auch so beträchtliche Leistungen zur Magnetisierung, wie sie selbst viele zusammengeschaltete Mikrophone nicht liefern können. Daher werden die Sprachströme mit Hilfe von Röhren auf



Fig. 614.

Erster Telephonieröhrensender, Telefunken,
Juni 1913.

erhebliche Leistungen verstärkt. In 231 D ist z. B. eine solche Anordnung zu sehen, wie sie von der Telefunken-Gesellschaft für Drahtl. Telegr. in der Großstation Nauen zum „Besprechen“ der 150-Kilowatt-Hochfrequenzmaschine verwendet wird. Dieser Niederfrequenzverstärker steigert die Mikrophonleistung, etwa 0,1 Watt in einer dreistufigen Symmetrie-Kaskadenschaltung bis auf die 3 Kilowatt, die zur Magnetisierung der veränderlichen Drossel nötig sind.

Auch die meisten anderen Telephonieschaltungen brauchen die Röhren zur Verstärkung der Mikrophonleistung bis auf die Leistung, die zur Steuerung des Senders jeweils nötig ist (Niederfrequenzverstärkung), und die je nach der verwendeten Senderleistung und -schaltung sich auf einige Zehntel Watt

bis auf mehrere Kilowatt belaufen kann, und die sich auf Frequenzen von etwa 50 pro Sekunde bis 10000 pro Sekunde erstreckt.

Die Einzelheiten dieser Niederfrequenzverstärker, ebenso der verwendeten Mikrophone usw. sind in 231 D noch näher auseinandergesetzt.

2. Die Röhre als variabler Hochfrequenzwiderstand in Übertragerkreisen.

In 221 F ist die Rede von dem Momentanwiderstand der Röhre gewesen, und es zeigte sich dort, daß dieser leicht zwischen ∞ und wenigen 100 Ohm variiert werden kann, und zwar durch die Gitterspannung. Die Verwertung dieser Eigenschaft (R. A. Heising, West.-El.Comp., Gen.El.Comp.⁴⁷⁸) zeigt die Anordnung nach Fig. 615 (Gen.El.Comp.), bei der eine Hochfrequenzquelle $B \approx$ in Serie mit einer Kopplungsspule und einer Röhre liegt. Je nachdem der Momen-

tanwiderstand der Röhre vermittelt der im Takte der menschlichen Sprache durch das Mikrophon M aufgebrachten Spannung geändert wird, ändert sich der Strom im Maschinenkreis und damit die in die Antenne durch Induktion übertragene Leistung. Die Hochfrequenzquelle $B \approx$ kann auch in einer zweiten Röhre bestehen, deren Gitter-

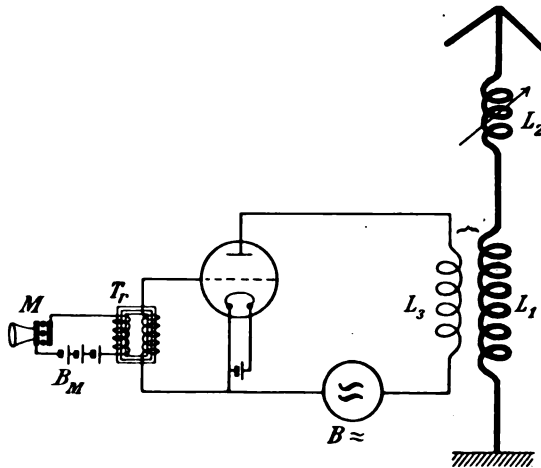


Fig. 615.

kreis Hochfrequenz kleiner Leistung zugeführt wird, und deren Anoden-Kathodenstrecke unmittelbar mit der ersteren Röhre in Serie liegt (R. A. Heising)⁴⁷⁸⁾. Verwendet man für $B \approx$ in Fig. 615 einen z. B. induktiv angekoppelten Röhrensender, so kommt man zu einer Schaltung, die in B 1 b beschrieben ist.

3. Die Absorptionsröhre.

Eine Schaltung, in der die Röhre auch nur einen variablen Widerstand darstellt, hat den Namen „Absorptionsröhrenschtaltung“ erhalten. Sie besteht darin, daß die Anodenseite der Röhre unmittelbar an die Antenne oder einen anderen Schwingungskreis angeschlossen ist, und zwar ohne Anodenspannungsquelle, so daß die Röhre nur Leistung aus dem betreffenden Kreise absorbieren kann (A. Hund, Gen.El.Comp., Brit. Thomson-Houston-Comp.⁴⁷⁹⁾. Fig. 616 zeigt eine solche Schaltung, und zwar eine in beiden Halbperioden absorbierend wirkende. Hier ist zunächst eine Hochfrequenzquelle (z. B. Maschine) $B \approx$ vorhanden, die über den Kondensator C_1 und die Spule L_1 (Maschinenresonanz) eine EMK in die Antenne über L_2 induziert.

Es ist nun eine Röhre mit zwei Anoden A_1 und A_2 so an die Antenne angelegt, daß abwechselnd in jeder Halbperiode eine der

Anoden positive Spannung gegenüber der Kathode bekommt und daher Strom aufnimmt, der teils in der Röhre, teils in den Vorschaltwiderständen R_1 und R_2 verzehrt wird. Die Aufnahme(Absorptions-)fähigkeit wird durch eine vom Mikrophon M und dem Transformator Tr herrührende Sprechspannung an den Gittern Z_1 und Z_2 gesteuert. Die von der Antenne aufgenommene Leistung ist $\frac{\mathcal{Q}_1^2}{R + \rho}$, wenn $\mathcal{Q}_1$ die induzierte EMK, ferner R den Eigenwiderstand der Antenne

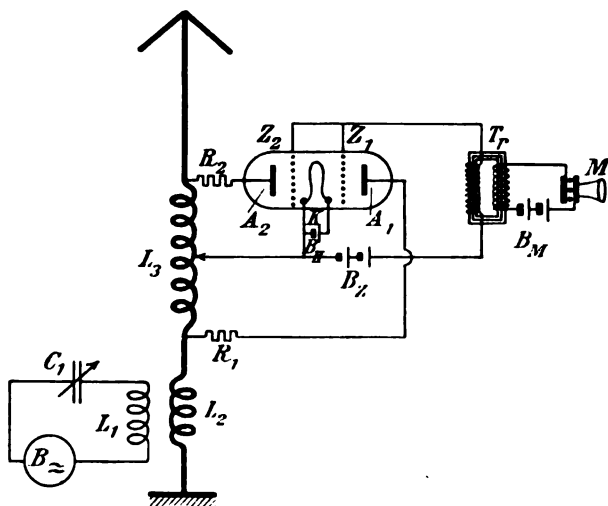


Fig. 616.

und ρ den hinzutretenden wirksamen Widerstand (in einen Serienwiderstand umgerechnet) der Absorptionsröhre bezeichnet. Ist zunächst $\rho = 0$, so ist die Leistungsaufnahme am größten; bei ansteigendem ρ wird erstens die Leistungsaufnahme kleiner, zweitens aber verteilt sich die kleinere Leistung auch noch auf R und ρ , so daß eine wirksame Strahlungsänderung zustande kommt.

4. Die Röhre als variabler Verstärker.

Die in 227 A 2 und Fig. 615 beschriebene Schaltung kann man sich so erweitert denken, daß die Zufuhr der Hochfrequenz nicht im Anodenkreise liegt, sondern zunächst im Gitterkreis, und in den Anodenkreis durch den normalen Verstärkervorgang dieser Röhre gelangt. Natürlich ist dann im Anodenkreise eine Gleichspannungsquelle notwendig. Die Röhre arbeitet dann als Hochfrequenzverstärker, dessen Verstärkungsfähigkeit (-grad) durch die in den Gitterkreis

eingebrachten vom Mikrophon herstammenden Sprachfrequenzspannungen, die für die Röhre veränderte Gitterspannungen darstellen, im Takte der Sprache geändert wird, so daß die Amplitude der vom Anodenkreis abgegebenen Hochfrequenz die gewünschte Schwankung aufweist. Eine derartige Schaltung ist genauer in 227 B 2 (sh. auch Fig. 618 u. 619) beschrieben, bei der der Hochfrequenzgenerator in einer zweiten Röhre besteht.

B. Die Röhre als konstanter Generator.

1. Variable Übertragung.

Wird als Hochfrequenzquelle ein Röhrensender benutzt, so lassen sich die eben geschilderten Verfahren, nämlich konstante Erzeugung und variable Übertragung usw., genau so anwenden, wie z. B. bei Hochfrequenzmaschinen. In den praktischen Ausführungen wird man allerdings Unterschiede finden, die oft durch die Energieverhältnisse bedingt sind. Naturgemäß kann man bei Röhrendern von sehr kleiner Leistung (wenigen Watts) die einfachsten Variationsmittel verwenden, während Maschinen kaum in diesen Dimensionen existieren.

a) Eine einfache Schaltung mit variabler Übertragung ist die der Fig. 617 (H. J. Round, Marconi-Comp.⁴⁸⁰), bei der ein konstanter

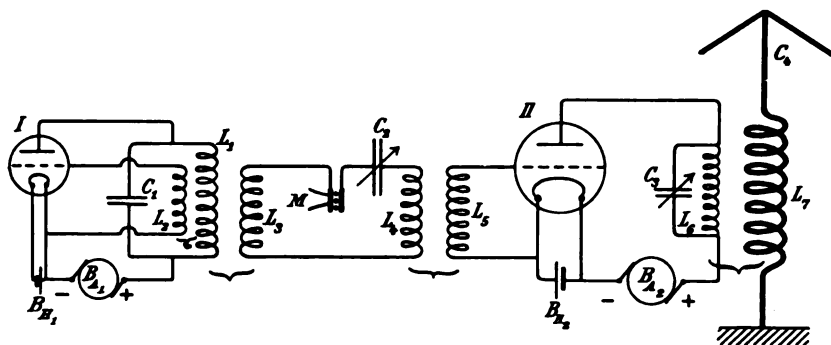


Fig. 617.

Röhrensender I unter Zwischenschaltung eines abgestimmten Kreises $C_2 L_3 L_4$ eine Antenne speist, und zwar in der genannten Figur unter weiterer Zwischenschaltung einer Verstärkerröhre II, die aus Leistungsgründen angebracht ist. Die Telefonievariation geschieht lediglich durch den Kreis $C_2 L_3 L_4$, der außerdem das Mikrophon M enthält, das hier als variabler Hochfrequenzwiderstand dient, so daß dem Gitterkreise L_3 der Verstärkerröhre II trotz konstanter Induktion von L_1 nach L_3 variable Amplituden zugeführt werden.

b) Der Kreis $C_2 L_3 L_4$ (Fig. 617) könnte durch den Anodenkreis einer Röhre ersetzt werden, deren Übertragungsfähigkeit durch eine Sprechspannung im Gitterkreise gesteuert wird. Man käme dann zu einem Schema analog Fig. 601, in dem $B \approx$ einen konstanten induktiv angekoppelten Röhrensender an Stelle einer Maschine bedeutete, und in dem noch ein Verstärker II zwischengeschaltet ist.

c) Ähnliche Schaltungen wie Fig. 617, jedoch mit differentieller Wirkung zweier Kreise, sind in 227 C 8 beschrieben.

2. Variable Verstärkung.

a) Durch Gitterspannung.

Die bereits in 227 A 4 angedeutete Schaltung, nämlich eine Röhre, die eine im Gitterkreise zugeführte konstante Hochfrequenz-EMK variabel im Anodenkreise wiedergibt, dadurch, daß der Verstärkungsgrad dieser selben Röhre durch eine ebenfalls in ihren Gitterkreis eingeführte Niederfrequenz(sprech)spannung variiert wird, zeigt Fig. 618

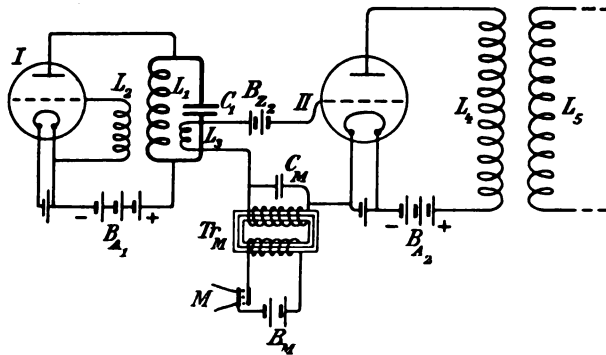


Fig. 618.

(E. B. Craft und E. H. Colpitts⁴⁸¹). Der konstante Rückkopplungssender I, der den schwingungsfähigen Kreis $L_1 C_1$ und die Rückkopplungsspule L_2 enthält, gibt eine konstante Hochfrequenz EMK auf den Gitterkreis der Verstärkerröhre II vermittelt der Gitterspule L_3 . Durch das Mikrophon M, die Mikrophonbatterie B_M und den Transformator T, wird ferner eine niederfrequente Spannung auf das Gitter der Röhre II gegeben, die den Verstärkungsgrad ändert. Die Spule L_4 führt die verstärkten, nunmehr modulierten Schwingungen und leitet sie über L_5 weiter. Der Vorgang in der Röhre II ist graphisch in Fig. 619 dargestellt.

Die eben beschriebene Methode hat große praktische Bedeutung.

b) Durch Gitterwiderstand.

Eine ebenso wichtige Schaltung ist folgende (Fig. 620, W. Schäffer, Telefunken)¹⁸³⁾: Eine als Hochfrequenzverstärker wirkende Röhre II, die unmittelbar auf die Antenne $L_2 C_2$ (oder eventuell auf einen Zwischenkreis) arbeitet, wird in ihrem Gitterkreis L_{G2}, C_{G2} von einem konstanten Röhrensender, nämlich der Röhre I, dem Kreis $L_1 C_1$ und der Rückkopplungsspule L_{G1} , fremderregt. Diese Erregung ist konstant, jedoch wird der Verstärkungsgrad der Röhre II durch eine besondere dritte Röhre (III) gesteuert, indem diese Röhre als Gleichstromwiderstand

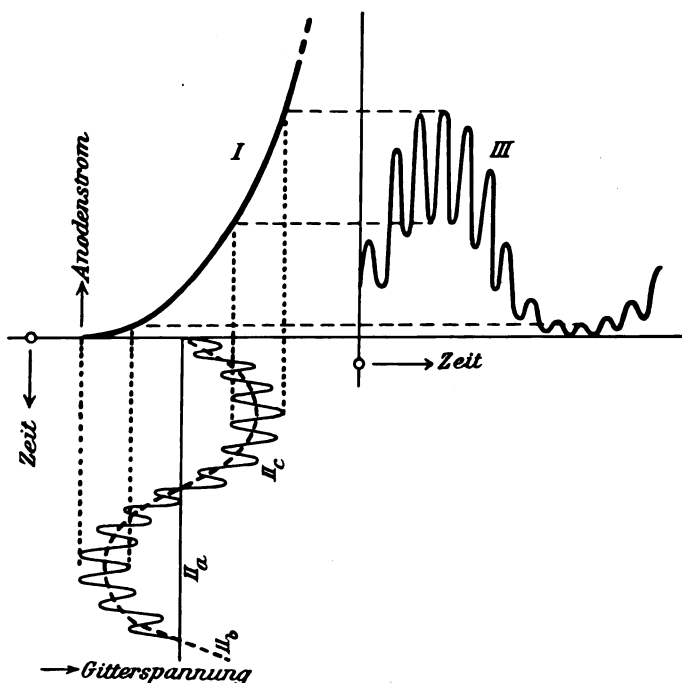


Fig. 619.

in den Gitterkreis der Röhre II gelegt ist. Der bei der Erregung in der Röhre II entstehende Gitterstrom ruft nämlich an der Röhre III einen Spannungsabfall hervor, der eine negative Gitterspannung für Röhre II bildet. Der Widerstand von III wird nun durch die auf das Gitter von III aufgebrachte Sprechspannung variiert, er wird bei positiverer Spannung kleiner, bei negativer größer, und je größer dieser Widerstand ist, desto negativer wird die Gitterspannung von II, und desto geringer der Verstärkungsgrad und damit die Amplitude in $L_2 C_2$.

C. Die Röhre als variabler Generator mit Amplitudenänderung.

Zu dieser Klasse gehören viele und wichtige Methoden der Röhrentelexphonie, die große Verbreitung in der Praxis gefunden haben.

Das leitende Prinzip ist hier, die Amplitudenänderung, die annähernd zwischen Null und dem größten von der Röhre abgebbaren Betrage verlaufen kann*), von der rückgekoppelten Senderöhre selbst ausführen zu lassen. Um zu solchen Methoden zu gelangen, hat man sich die Fragen vorzulegen: erstens, welche Größen im Sender gestatten, die Amplitude zu ändern, und zweitens, welche von diesen

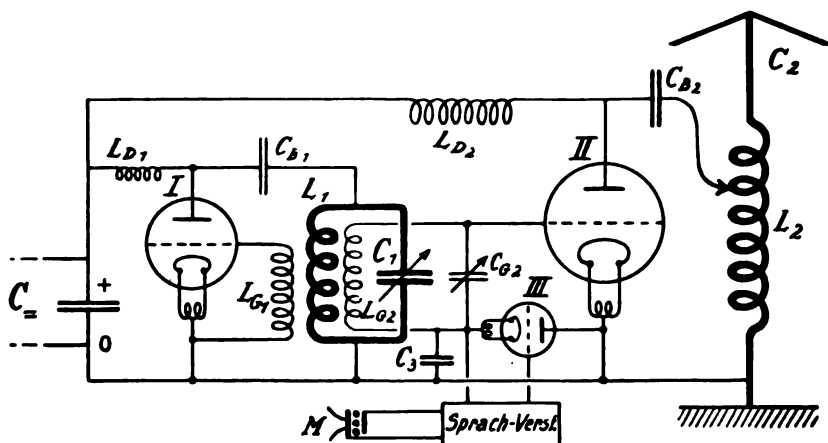


Fig. 620.

sind durch die menschliche Sprache usw. bei passenden Hilfsmitteln beeinflussbar. Größen, durch die die Amplitude der Schwingungen im Kreis bei konstant bleibender Wellenlänge geändert werden kann, sind: der Emissionsstrom der Kathode, die Anodengleichspannung, die Gittergleichspannung, die Rückkopplung, der äußere Widerstand. Erstaunlicherweise ist es auch gelungen, durch fast alle diese Größen bzw. ihre Variation Hochfrequenztelephonie zustande zu bringen, wenngleich sich manche dieser Methoden nicht als praktisch und zuver-

*) Die vollständige Aussteuerung des Telephoniesenders, die natürlich Energievorteile vor der unvollständigen hat, bringt aber bezüglich der Sprachreinheit den Nachteil stärkerer fremder Niederfrequenzen. Sh. hierüber 227 C 8. Auch die Proportionalität der Wiedergabe wird bei voller Aussteuerung geschädigt.

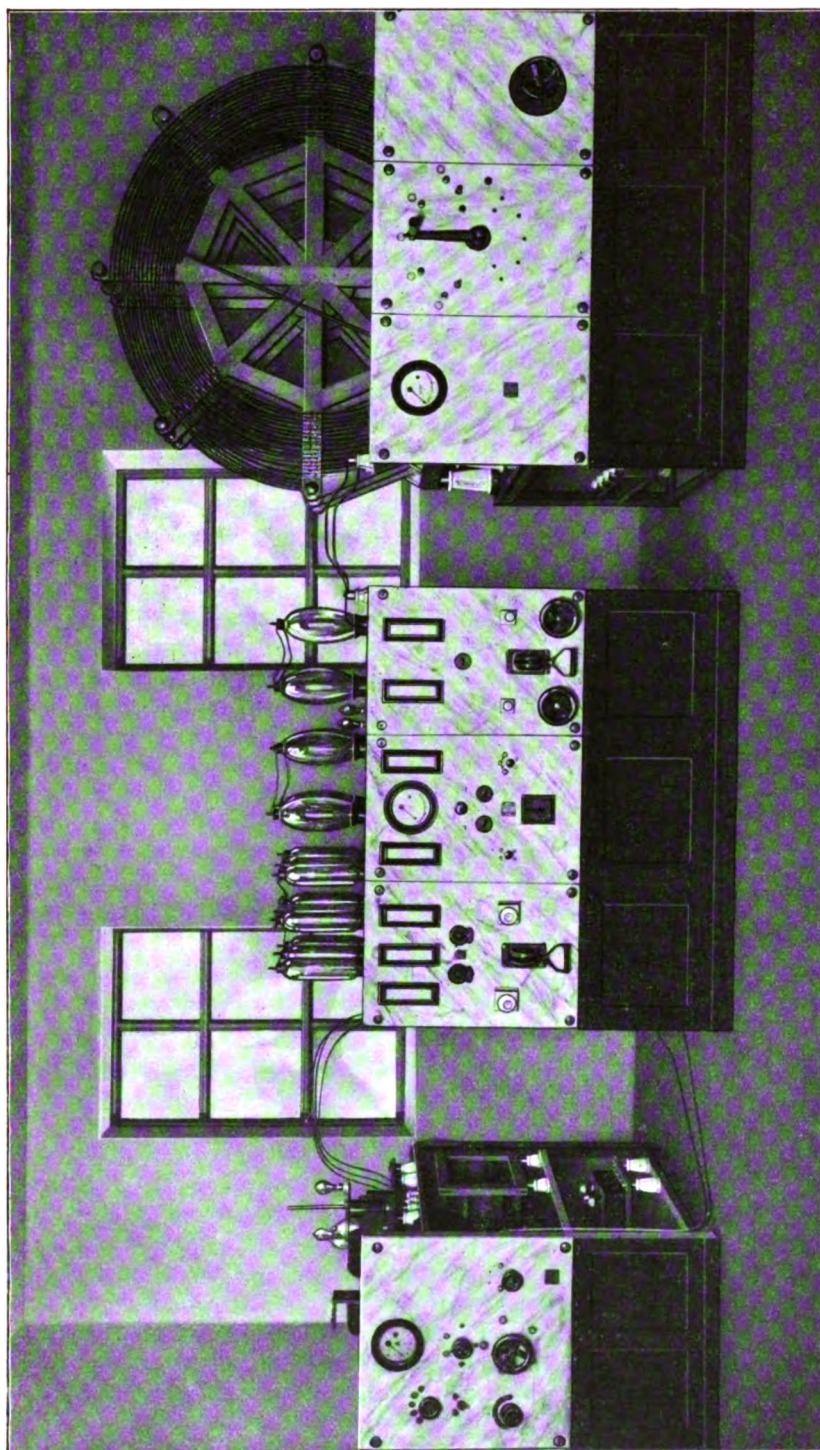


Fig. 621.
20 Kilowatt-Telephonieröhre sender (Telefunken) mit 8 parallel liegenden 2,5 KW-Röhren.

lässig erwiesen haben. Es ist eine wichtige Aufgabe in jeder Telephoniemethode, für eine kontinuierliche und proportionale Änderung der Amplitude mit dieser Größe bzw. dem Sprechstrom zu sorgen („Folgen“ der Schwingungen, vgl. 221 E). Der Röhrensender bietet einerseits die besten Möglichkeiten einer kontinuierlichen proportionalen Amplitudenänderung von Null bis zu voller Ausnutzung der Röhre, andererseits ist es aber hierfür notwendig, den im Gebiete der Schwingungen liegenden, stets vorhandenen Fehlstellen auszuweichen.

Die Amplitudengesetze, die diesen Fehlstellen zugrunde liegen, ließen sich rechnerisch finden, wenn nicht die mathematischen Funktionen für den Anodenstrom ($2\frac{3}{4}$ -Kurve übergehend in einen Sättigungsstrom) und insbesondere den Gitterstrom schwer zu behandeln wären. Einige Resultate in dieser Hinsicht sind von E. V. Appleton und B. v. d. Pol⁴⁸³⁾ erzielt worden, indem mit algebraischen Funktionen (Potenzreihen, s. hierzu auch A. Blondel⁴⁸⁴⁾ gerechnet wurde. G. Joos⁴⁸⁵⁾ führte ferner eine umfangreichere Berechnung einiger Amplitudenkurven unter Anwendung von arctg-Funktionen aus. H. G. Möller⁴⁸⁶⁾ schlägt eine halb messende, halb graphische Methode, die Schwingenkennlinienmethode, zur Aufklärung dieser Verhältnisse vor, die aus der weiter unten folgenden Fig. 627 zu ersehen ist. E. Mauz und J. Zenneck⁴⁸⁷⁾ geben experimentelle Resultate über Amplitudenänderung durch Gitterspannung und Rückkopplung an, aus denen sowohl die Vorbedingungen für brauchbare Telephoniekurven als auch das Vorkommen von Fehlstellen ersichtlich sind. H. Rukop⁴⁸⁸⁾ gibt eine experimentelle ausführliche Darstellung („Reißdiagramme“), aus der man die Einflüsse sowohl der Röhrendimensionierung als auch der Schaltungsgrößen ersehen kann.

Es kann hier nicht auf die zahlreichen Einzelheiten eingegangen werden. jedoch sollen die wichtigsten Arten von Fehlstellen genannt werden (vgl. Fig. 622).

a) Die Schwingungen springen beim Steigern der Amplitude diskontinuierlich weiter („Springen“, Kurve a).

b) Beim Herabsetzen der Amplitude fallen sie diskontinuierlich, gehen dann kontinuierlich weiter. Dieser Vorgang tritt immer mit a gemeinsam auf, hat jedoch eine Hysteresis ihm gegenüber (Kurve b, „Reißen“).

c) (Ähnlich a.) Beim Steigern bleiben die kleinen Amplituden aus, erst von einem gewissen Werte treten diskontinuierlich Schwingungen auf, die kontinuierlich weitergehen (Kurve c, „Anspringen“).

d) (Ähnlich b.) Beim Herabsetzen reißen die Schwingungen auf Null ab (Kurve d, „Abreißen“). Die Vorgänge c und d treten entweder, wie es Fig. 622 c d zeigt, gemeinsam auf, indem sie eine Hysteresis bilden, oder aber Vorgang c tritt mit einem vollständig kontinuierlichen Herabgehen auf (Kurve c₁).

e, f) (Ein seltener, aber besonders unangenehmer Fall.) Die Schwingungen gehen kontinuierlich hoch, reißen dann vollständig ab (Kurve e). Beim Herabgehen springen sie mit Hysteresis wieder an (Kurve f).

g, h) (Ein ähnlicher Fall wie e, f.) Während des Steigerns reißen die Schwingungen ab, setzen aber nochmals ein und gehen kontinuierlich weiter (Kurve g). Beim Herabsetzen tritt dasselbe mit Hysteresis ein (Kurve h).

i) Die Schwingungen folgen zwar kontinuierlich, jedoch setzen sie in einem gewissen Bereich beim Einschalten nicht ein.

k) (Nur bei Schaltungen mit Widerstand im Gitterkreise oder im Anodenspannungskreise.) Es treten Pendelungen der Amplituden auf, die ein Trillern im Ton verursachen.

l, m) (Eigentlich keine Fehlstelle, aber zu meiden.) Die Schwingungen sind zwar kontinuierlich, jedoch ist keine annähernde Proportionalität vorhanden.

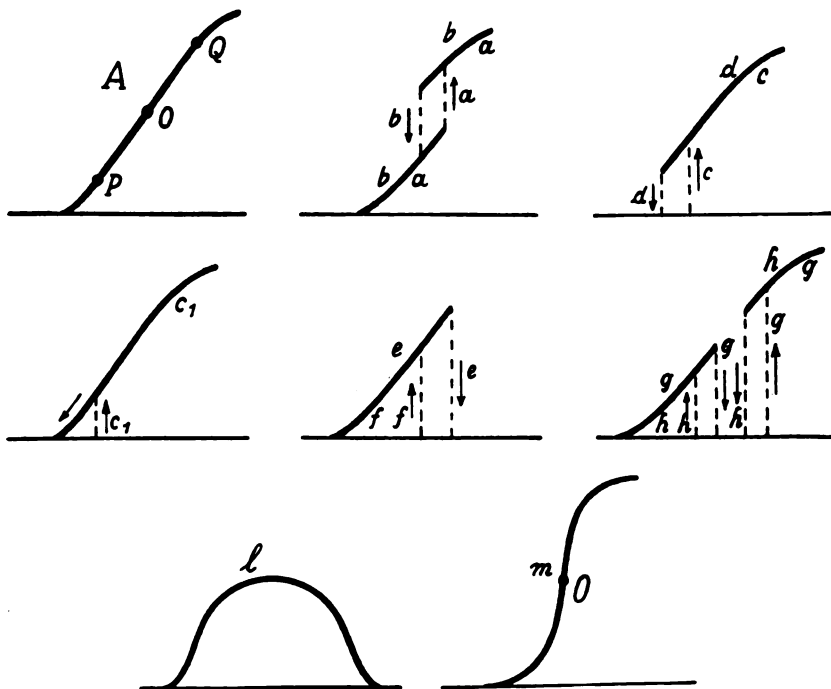


Fig. 622.

Während die Abhängigkeit wie Kurve l unbrauchbar und zu vermeiden ist, kann dagegen diejenige wie Kurve m manchmal besonders brauchbar sein (vgl. weiter unten).

Die Figuren 623 bis 626 zeigen einige typische Reißdiagramme. In allen diesen Figuren sind die Ordinaten die Kreisstromstärken, die Abszissen die Gittergleichspannungen, unter denen man sich auch veränderliche Gleichspannungen, nämlich die Sprechspannungen, vorzustellen hat. Die senkrecht schraffierten Teile bedeuten die gut folgenden (stabilen) Gebiete, die wagrecht schraffierten die des zwar Bestehenkönnens, aber Nichteinsetzens (Fehlstelle i), die schräge schraffierten die des Pendelns (Fehlstelle k), die weißen Stellen zeigen die Gebiete an, in denen Schwingungen überhaupt nicht bestehen können, wo sie also springen oder reißen (Fehlstellen a, b, c, d, e, f, g, h) oder die sie überhaupt nicht erreichen können. Die Fehlstellengebiete sind von verschieden gezeichneten

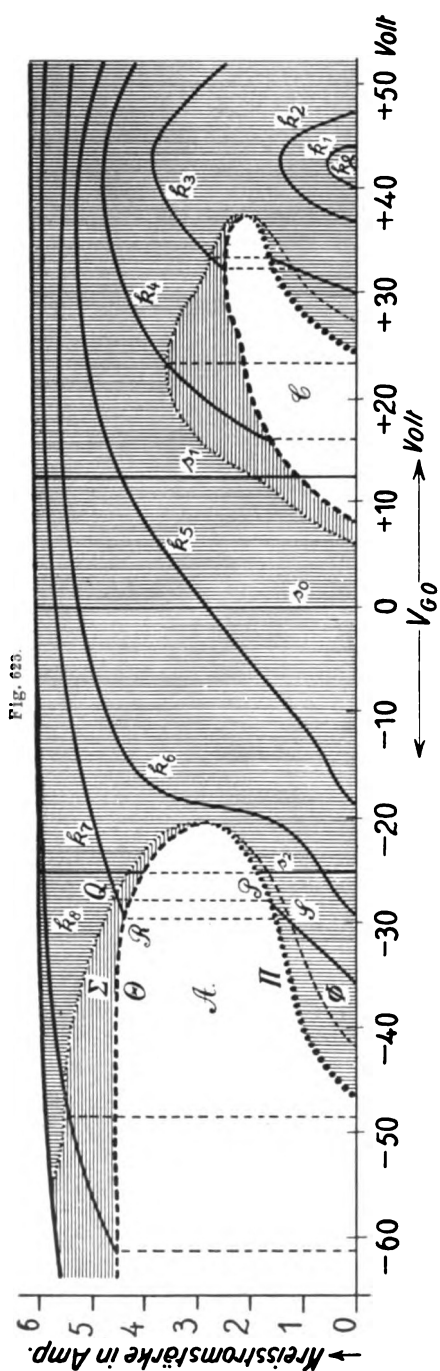


Fig. 623.

Linien begrenzt. Die punktierten Linien, z. B. die Linien II und Σ in Fig. 623 bedeuten Springstellen, und die gestrichelten Φ und Θ in Fig. 623 Reißstellen, und zwar die stärker gezeichneten stets die Anfänge, die schwächer gezeichneten die Endpunkte der betreffenden Vorgänge. An den stärkeren Linien ändern sich also die Amplituden diskontinuierlich (d. h. nur die Gleichgewichtszustände ändern sich diskontinuierlich), und auf den schwächeren Linien liegen die neuen Gleichgewichtsamplituden, nachdem die Fehlstellen übersprungen sind. Die strichpunktierten Linien (sh. Fig. 624) sind die Grenzen der Pendelgebiete. In jeder Figur sind eine Anzahl Kurven mit bestimmten Parametern zu sehen, die sich auf eine der variablen Größen beziehen und die die eigentlichen Telefonlinien sind, d. h. die Linien, auf denen sich der Arbeitszustand der Röhre bei der Telephonie bewegt.

Fig. 623 ist ein Beispiel eines sogenannten „Grunddiagrammes“. Hier sind die Rückkopplung und die Gitterspannung unabhängig variabel gedacht. Linien konstanter Gitterspannung, aber variabler Rückkopplung sind $s_0, s_1, s_2, \dots$ (sh. C4), Linien konstanter Rückkopplung, aber variabler Gitterspannung $k_0, k_1, k_2, \dots$ (sh. 227 C3a). Man sieht, daß sich sowohl durch eine Gitterspannungsänderungsmethode eine fehlerstellenfreie Telephonie erreichen ließe, wenn man nämlich eine Telefonielinie etwa wie k_5 auswählte als auch durch eine Rückkopplungsänderungsmethode, wenn man eine Telefonielinie wie s_0 benutzte.

Fig. 624 zeigt ein Beispiel eines „Gitterwiderstandsdiagrammes“. Hier sei die Gitterspannung nicht durch eine EMK eingebracht, sondern sie entstehe an einem variablen Gitterwiderstand (227 C3b). Die Kurven k_0, k_1, k_2, k_3 zeigen den Stromverlauf bei variablem Gitterwiderstand und je einer unveränderten

Rückkopplung (Parameter) an. Bei gewissen Werten des Parameters (der Rückkopplung) sind die k -Linien zu Telephonielinien geeignet (k_0, k_1, k_2).

In Fig. 625, die ein „Anodenspannungsdiagramm“ darstellt, sei neben der Gitterspannung (Abszisse) nur die Anodenspannung (Parameter) unabhängig

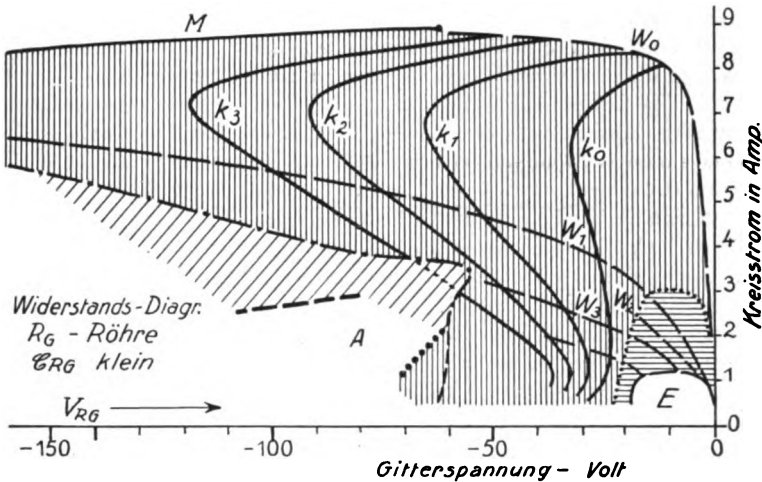


Fig. 624.

variabel (217 C 5 a). Die Linien konstanter Gitterspannung (a_0, a_1, a_2) erscheinen teils geeignet (a_2), teils ungeeignet (a_0, a_1), auch Linien mit sowohl variabler

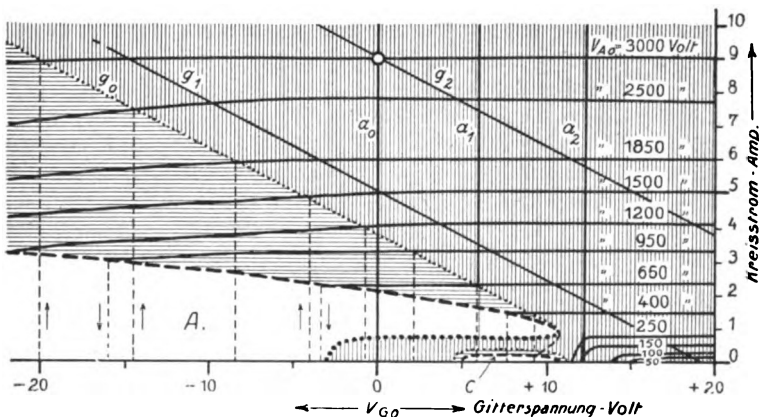


Fig. 625.

Anodenspannung als variabler Gitterspannung (g_0, g_1, g_2) erfüllen die Bedingungen (g_1, g_2).

Diese drei Reißdiagramme, Fig. 623 bis 625, sind, wie gesagt, nur Beispiele. Jede Röhrentype hat nämlich in jeder Schaltung ihr besonderes Reißdiagramm, das nicht etwa durch Zufälligkeiten. Schwankungen der Entladung oder ähnliches

veranlaßt ist, sondern lediglich durch die Charakteristikenform und die dadurch für die verschiedenen Amplituden bedingte Energielieferung. Daher sind auch bei Röhren der gleichen Type die Reißdiagramme gleich bzw. sehr ähnlich, vorausgesetzt, daß die Röhrendaten miteinander gut übereinstimmen. Für verschiedenartige Konstruktionen oder Typen gibt es aber erhebliche Unterschiede in den Reißdiagrammen. Mit Hilfe der eben beschriebenen empirischen Bestimmung ist es allerdings möglich, die Eigenschaften der Senderöhren beim Bau bzw. der Entwicklung durch Konstruktionsänderung so zu modifizieren, daß die Fehlstellen aus dem Gebiete der bequem liegenden Telephonielinien möglichst verdrängt werden. Hierzu ist es vor allem notwendig, daß der Ruhestrom der Röhre im Gitterspannungsnullpunkte bei voller Anodengleichspannung nicht unter einer bestimmten Größe liegt, etwa $J_R > 0,10 J_s$, wie bereits in 221 E gesagt ist. Allerdings muß man auch bei einer günstig dimensionierten Senderöhre auf die richtige Lage der Telephonielinien achten, d. h. man muß die Schaltungseinzelheiten so wählen, wie es sich aus den Reißdiagrammen ergibt.

Für viele Fälle von Telephoniemethoden, insbesondere solche, bei denen eine besondere Röhre, Absorptions- oder Widerstandsröhre, zur Modulation dient, ist allerdings nicht nur das Grunddiagramm der Senderöhre für die Fehlstellen maßgebend, sondern auch stark die Dimensionierung der Schaltungsgrößen. So ist z. B. das Pendeln des Senders stets auf zu große Kapazitäten parallel zu den Anodenkreis- oder Gitterkreiswiderständen zurückzuführen. Ferner läßt sich da, wo Röhren als Widerstände dienen (vgl. C 2 c, C 3 b, C 4 b, C 5 b), recht erhebliche Verbesserung der betreffenden Diagramme gegenüber dem Grunddiagramm erreichen, wenn man folgendes Prinzip anwendet: Die Widerstandsröhren sollen stets in einer solchen Stromspannungskurve arbeiten, die möglichst stark vom Ohmschen Gesetze abweicht, und zwar in dem Sinne, daß immer die Amplituden von oben her angegriffen werden, d. h. daß diese Widerstandsröhre bis zu einer gewissen Amplitude gar nicht hinderlich oder schwächend wirkt, von dieser an aber stark, und daß diese Grenze eben durch die Sprache usw. verschoben wird. Hierfür ist es notwendig, daß bei einer Schwächung durch Serienschaltung (vgl. C 3 b, C 5 b) die Gitterspannung der Widerstandsröhre stets im positiven Gebiete, bei einer Energieerziehung in Parallelschaltung (C 2 c, C 4 b) stets im negativen Gebiete verläuft. Durch Befolgung dieses Prinzips lassen sich z. B. bei einer Röhre, die ein sehr ungünstiges Grunddiagramm (Fig. 626 I) hat, wo nämlich die Fehlstellen die Linie $\mathscr{U}_{GO} = 0$ stark überdecken, recht brauchbare Widerstandsdiagramme (Fig. 626 II) erreichen, bei denen die Fehlstellen aus der Linie $\mathscr{U}_{GO} = 0$ vollständig verdrängt sind.

Die Verhältnisse des „Folgens“ oder „Nichtfolgens“ lassen sich, wie oben gesagt, auch durch die Schwingkennlinienmethode darstellen (H. G. Möller ⁴⁹). Die Schwingkennlinien sind Kurven, deren Abszissen Gitterwechselspannungsamplituden, deren Ordinaten Anodenwechselstromamplituden oder auch Kreisströme, und deren Parameter je eine feste Kombination von $\mathscr{U}_{AO}$, $\mathscr{U}_{GO}$ und $\mathcal{R}$ sind. Jede Rückkopplung bildet bei dieser Darstellung eine Gerade durch den Anfangspunkt, ihre Neigung den Grad der Rückkopplung (reziprok). Der wirklich eintretende Anodenstrom bzw. Kreisstrom ist der Schnittpunkt von Rückkopplungsgerade und Schwingkennlinie, bzw. einer der Schnittpunkte, wenn es mehr gibt, und zwar nach folgendem Gang (Fig. 627):

A E B C D ist eine solche Schwingkennlinie mit den Rückkopplungsgeraden

$G_1, G_2, G_3, G_4, G_5 \dots$ Sie sagt folgendes aus: Die Schwingungen steigen von loser Rückkopplung begonnen zu festerer nicht kontinuierlich an, sondern es tritt ein

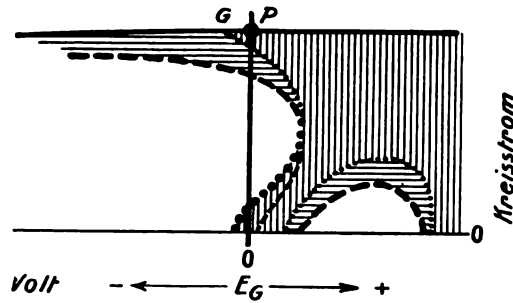


Fig. 626 I.

plötzlicher Sprung von A (Null) auf B ein. Von hier aus steigt die Amplitude kontinuierlich bis auf das Maximum C, um bei noch festerer Rückkopplung wieder

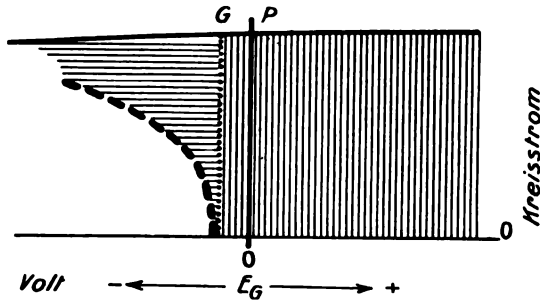


Fig. 626 II.

zu sinken (D). Bei Verkleinern der Rückkopplung gehen die Schwingungen von D wieder über das Maximum C kontinuierlich bis auf E zurück, springen dort

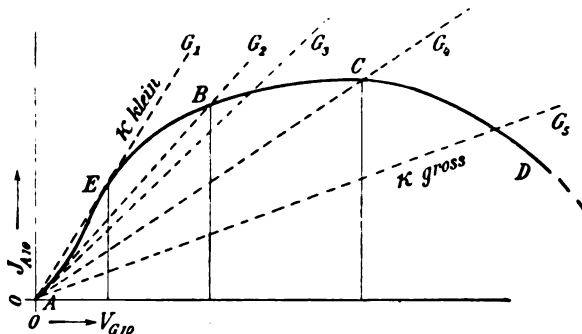


Fig. 627.

plötzlich auf Null (A) hinunter. Die Schwingkennlinie zeigt hier also einen labilen Bereich, eine Fehlstelle, an, die derjenigen in Fig. 623 (A) entspricht.

Man spricht bei der Telephonie von einem Anfangspunkte, d. h. von demjenigen Punkte, auf dem die Hochfrequenzamplitude steht, wenn nicht gesprochen wird. Bei jeder Telephoniekurve kann man diesen Ausgangspunkt nach Belieben wählen, was durch entsprechende Anfangsstellung der variablen Größen geschieht. Er könnte, wie in obiger Fig. 622 A in der Mitte der Amplitudenkurve (O) liegen, man kann ihn aber auch in den unteren Teil (P) oder den oberen (Q) legen. Äußerlich machen sich diese Fälle so geltend, daß im Falle O („von der Mitte aus sprechen“) der mittlere Hochfrequenzstrom, wie er z. B. durch ein Antennenamperemeter angezeigt wird, beim Sprechen etwa unverändert bleibt, im Falle P („von unten aus sprechen“) ansteigt, im Falle Q („von oben aus sprechen“) absinkt. Man wird leicht einsehen, daß beim „Sprechen von der Mitte aus“ die deutlichste Wiedergabe erfolgt. Jedoch wendet die Praxis auch das Sprechen von „unten aus“ an, weil erstens der Sender hierdurch die z. B. beim „Gegensprechen“ (sh. 230) erwünschte Eigenschaft bekommen kann, ohne Besprechung überhaupt nicht zu strahlen, zweitens aber auf dem Ansteigen der Hochfrequenz beim Sprechen eine Kontrollmethode für das Funktionieren bzw. die Aussteuerung des Senders aufgebaut werden kann (W. Schäffer, Ges. f. Drahtl. Telegraphie). Arbeitet man auf einer Telephonielinie wie in Fig. 622 und nimmt man als Ausgangspunkt den Punkt O, so ist leicht zu erkennen, daß kleine Sprachamplitudenänderungen hier stärker in der Hochfrequenzamplitudenkurve wiedergegeben werden als große. Da nun in der Sprache die kleinsten Amplituden zu den höchsten Frequenzen, d. h. zu den scharfen Konsonanten und hohen Vokalen gehören, so ist ihre Bevorzugung förderlich für die Deutlichkeit der Sprache. Allerdings ist ein solches Verfahren nur für die deutliche Wiedergabe einer Sprechstimme zu gebrauchen. Für Übertragung von Musik oder anderen künstlerischen Stücken braucht man notwendig eine proportionale Wiedergabe. Wie die eben vorangegangenen Ausführungen über Fehlstellen zeigen, ist dies ja zum Teil auch eine Hochfrequenzfrage, aber zum überwiegenden Teil ist es eine Frage der Mikrophone und der Verstärker zwischen Mikrophon und Sender, also der Niederfrequenzverstärker. Hiermit eng verknüpft ist auch die Frage, ob die einzelnen Telephoniefrequenzen, die ja einen sehr breiten Bereich umfassen (wichtig sind etwa 100 bis 5000 pro Sekunde) gleich starke Hochfrequenzmodulation hervorrufen, resp. welche Tonfrequenzabhängigkeit der Sender hat. Hierüber sind in 231 weitere Ausführungen zu finden.

Es ist allerdings noch daran zu denken, daß diese Frequenzab-

hängigkeit auch mit anderen Hochfrequenzfragen zu tun hat, nämlich mit dem Dekrement des Senders für Amplitudenänderungen resp. der oft sogenannten Zeitkonstante. Der Antennenkreis braucht nämlich, insbesondere bei langen Wellen, merkliche Zeit, um eine andere Amplitude anzunehmen, was sich für schnelle Änderungen, also hohe Tonfrequenzen, natürlich stärker bemerkbar machen muß als für niedrige, also die hohen benachteiligen wird.

1. Änderung der Glühkathodenemission.

Es ist, zuerst wohl von S. Strauß⁴⁸⁹⁾, der Vorschlag gemacht worden, die Amplitudenvariation durch eine variable Heizung der Glühkathode zu erzielen, indem mit der Heizbatterie in Serie ein Transformator gelegt wird, der die Sprechströme vom Mikrophon dem Gleichstrom überlagert. Es ist klar, daß hier Fäden von geringer Wärmeträgheit angewendet werden müßten, um ein Folgen der Temperatur noch bei den hohen Sprachfrequenzen zu erreichen, d. h. möglichst dünne Fäden. Über praktische Erfolge dieser Methode ist noch nichts bekannt geworden.

2. Änderung des äußeren Widerstandes (Kreisänderung).

Der äußere Widerstand, auf den die Senderröhre arbeitet, wird ja durch ihren schwingungsfähigen Kreis gebildet, und er hat, wie früher (221 B) auseinandergesetzt wurde, die Größe $\Re = \frac{\omega^2 L_L^2}{R}$. Eine Änderung dieses Widerstandes gelingt, da ja die Welle konstant bleiben soll, nur durch Änderung von R, d. h. des Kreiswiderstandes bzw. der Eigendämpfung. Hierfür sind jedoch mehrere gangbare Wege vorhanden.

a) Mikrophon.

Die einfachste und auch beim Röhrensender älteste Methode (A. Meißner⁴⁹⁰⁾) ist die, das Mikrophon direkt in die Antenne zu legen, natürlich eins von niedrigem Widerstand. Besser noch kann das Mikrophon durch einen Stromwandler bzw. induktiv in einem aperiodischen oder auch einem abgestimmten Kreis angelegt werden. Das letztere zeigt Fig. 628. Das Mikrophon M liegt hier in dem aus L_2 und C_2 bestehenden, auf die Antennenwelle abgestimmten Kreis, der lose, aber noch stark Energie entziehend gekoppelt sein muß. In diesen Schaltungen dient das Mikrophon also lediglich als Hochfrequenzwiderstand, es braucht nicht notwendig eine Batterie und erzeugt keine Niederfrequenzsprechspannung. Praktisch ausgeführte Sender dieser Art zeigen die Fig. 614 und 629.

b) Magnetisierte Eisenspule.

Wie schon in 227 A gesagt ist, läßt sich durch eine Hochfrequenzspule mit magnetisiertem Eisenkern ein stark veränderlicher Widerstand herstellen. Ein solcher ist ebenso wie ein Mikrophon zur Kreiswiderstandsänderung und daher zur Telephonieerzeugung geeignet. Er läßt sich dabei für jede beliebig große Leistung bauen, während das

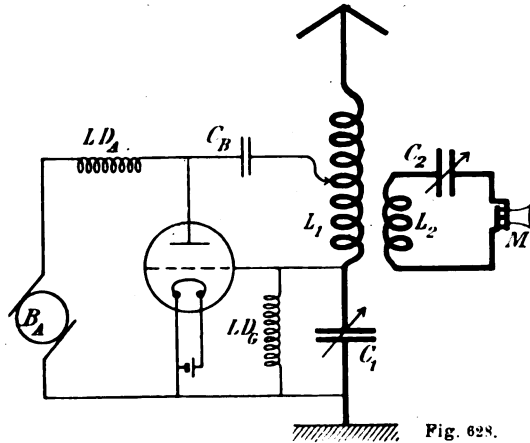


Fig. 628.

Mikrophon oberhalb einiger Watts nicht mehr verwendbar sein dürfte, resp. nur noch in einer nicht sehr betriebssicheren Schaltung von vielen Parallelmikrophonen. Die genannte Eisenkernspule, die nur einen kleinen Teil der Gesamtselbstinduktion zu bilden braucht, liegt in Reihe mit den übrigen Kreiselselfinduktionen, beim Zwischenkreissender vorteilhaft im Antennenkreis (L. Pungs, und F. Gehrt)⁴⁹¹⁾.

c) Absorptionsröhre (Gen.El.Comp., A. Hund)⁴⁹²⁾.

Eine andere Widerstandsänderung, die ebenfalls bis zu den höchsten Leistungen arbeiten kann, ist die durch eine Absorptionsröhre, d. h. durch eine Röhre, die nur Hochfrequenzleistung mit ihrer Anodenseite aus der Antenne aufnimmt und wie ein veränderlicher Parallelwiderstand zur Kreisspule oder Kreiskapazität wirkt. Die Wirksamkeit ist also ähnlich der in 227 A3, Fig. 616 beschriebenen, wobei man allerdings berücksichtigen muß, daß die Röhre hier nicht wie die Maschine eine konstante EMK erzeugt, sondern daß bei der Röhre die Erzeugung selbst durch die große Kreisbelastung herabgedrückt wird und schließlich vollständig verschwindet. Eine passende Schaltung zeigt Fig. 630, in der im Gegensatz zu Fig. 616 nur eine einseitig absorbierende Röhre gezeichnet ist, d. h. daß infolge der vollkommenen

Ventilwirkung nur in jeder zweiten Halbperiode Leistung aufgenommen wird. Jedoch tut das ihrer Wirksamkeit keinen Abbruch und ändert nichts an dem Prinzip. In Fig. 630 bedeutet I die vermittlest einer der schon beschriebenen Rückkopplungsschaltungen selbsterregende Senderöhre, die auf den Antennenkreis arbeitet. Parallel zu L_1 liegt

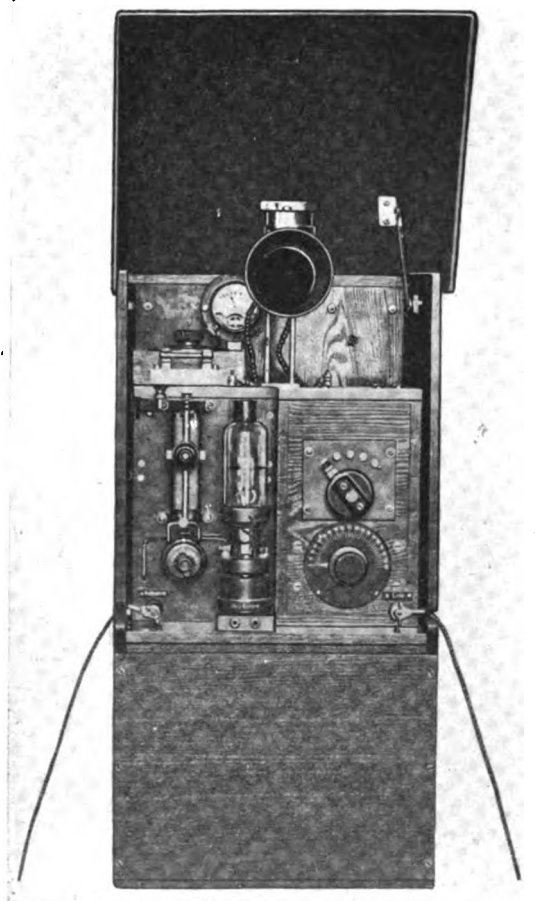


Fig. 629.

Telephoniesender mit Hochvakuumröhren von Telefunken (Juni 1915).

die Absorptionsröhre II, deren Absorptionsfähigkeit (Widerstand) durch die vom Mikrofon M , Transformator Tr_M und Batterie B_M herrührende Gitterspannung gesteuert wird. Die Gitterbatterie B_{z2} bringt die Charakteristik der Röhre in eine für eine gute Sprache günstige Lage. Die Schaltung gibt gute praktische Resultate. Auf sie beziehen sich z. B. die Reißdiagramme Fig. 626.

3. Gitterspannungsänderung.

a) Durch Induktion von Spannungen.

Ein ebenfalls aus den Anfängen des Röhrensenders stammendes Verfahren (Ges. f. Drahtlose Telegraphie, West.El.Comp., Bell.Tel.Comp.⁴⁹³)

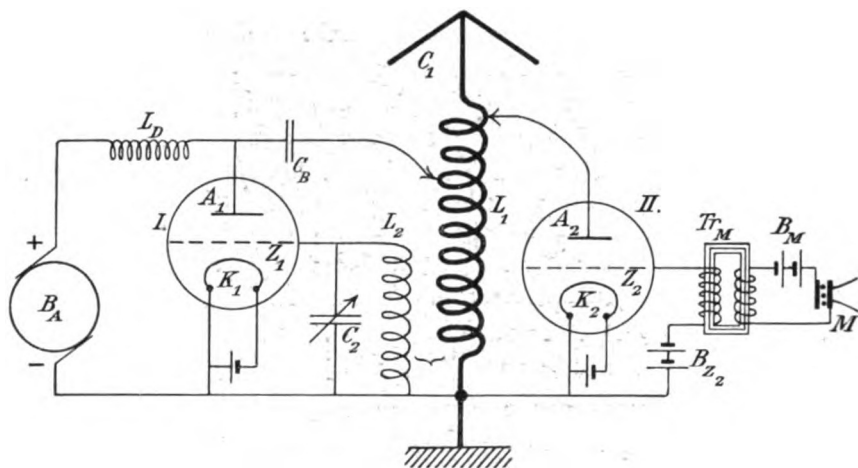


Fig. 630.

ist die Änderung der Schwingungsamplitude durch Einbringen von niederfrequenter Sprachwechselspannung zwischen Gitter und Kathode.

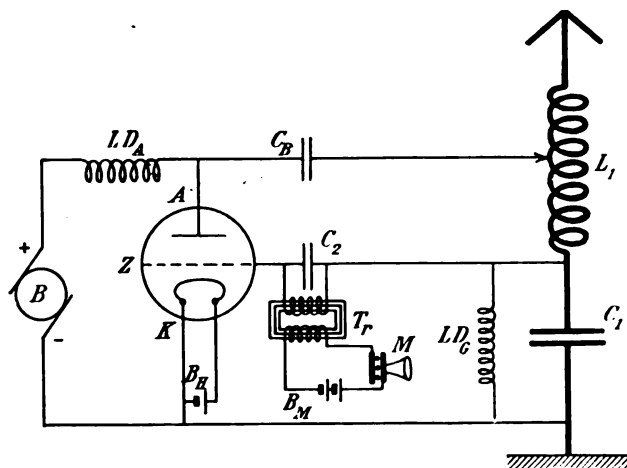


Fig. 631.

Am einfachsten geschieht dies, wie Fig. 631 zeigt, durch einen Transformator T_r , der von den Mikrophonströmen auf seiner Primärseite ge-

speist wird, und dessen Sekundärwicklung in Reihe mit der Gitterleistung liegt, von einem kleinen Kondensator C_2 für die Hochfrequenz überbrückt. Diese Schaltung ist für kleine und mittlere Sender einiger-

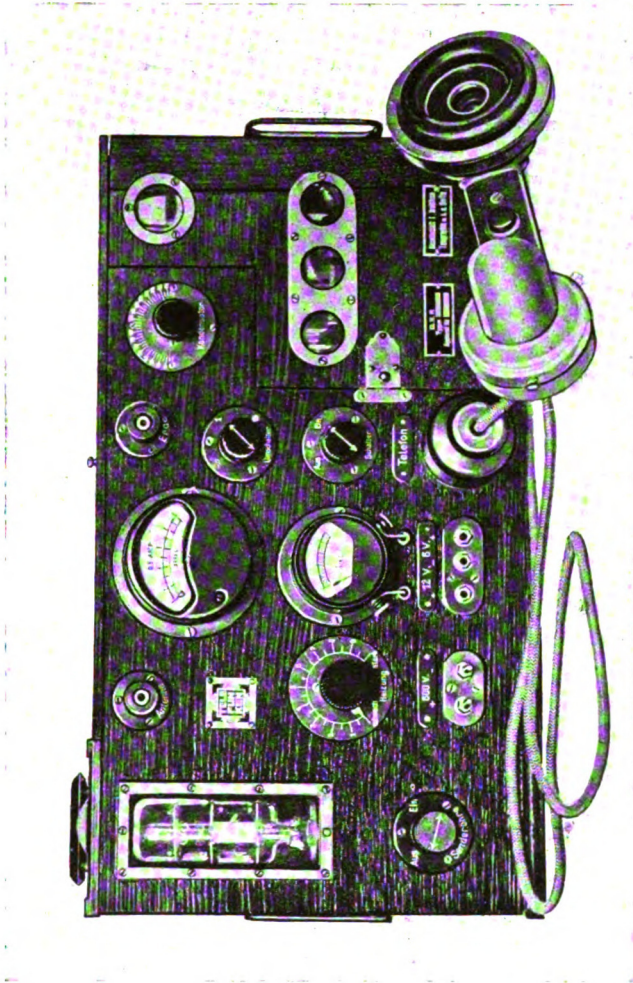


Fig. 632
10 Watt-Telephonie-Röhrensender mit Empfänger und Verstärker (rechts) zusammengebaut (Telefunken).

maßen gebräuchlich (vgl. Fig. 632), bei großen Sendern findet man sie kaum. Die Modulationsvorgänge dieser Schaltung sind aus dem Grunddiagramm Fig. 623 zu ersehen.

b) Durch Serienwiderstand.

Die gleiche Wirkung, nämlich Änderung der Gittergleichspannung, hat eine Methode, die doch eine bedeutende schaltungstechnische Ver-

schiedenheit aufweist, nämlich die Telephonie vermitteltst veränderlichen Gitterwiderstandes. Die Wirkung des Gitterwiderstandes ist in 226 D 3 b auseinandergesetzt. Da der Widerstand des Mikrophones selbst für diesen Zweck viel zu klein ist (es sind Widerstände bis über 10000 Ohm notwendig) steht als einziger durch die Sprache gut variabler Widerstand wieder eine besondere Hilfsröhre zur Verfügung, deren Gitterkreis besprochen wird. Fig. 633 zeigt eine solche Schaltung (G. A. Beauvais, W. Schäffer⁴⁹⁴). Die Senderröhre I arbeitet in einer normalen Rückkopplungsschaltung. Die Widerstandsröhre II liegt in deren Gitterzuleitung, und zwar so gepolt, daß der Elektronenstrom vom Gitter über sie abfließen kann, daß also ihre Kathode K_2 dem

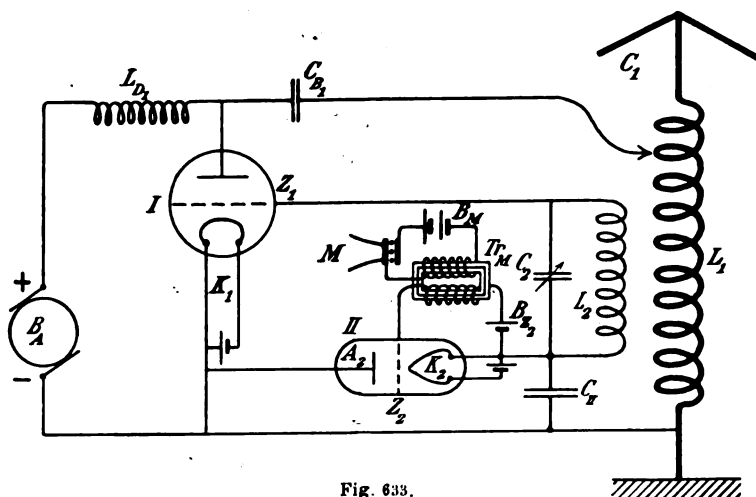


Fig. 633.

Gitter Z_1 der Senderröhre zugekehrt ist, ihre Anode A_2 der Kathode K_1 der Senderröhre. Die Röhre II ist durch den Kondensator C_{II} für die Hochfrequenz des Gitterkreises überbrückt, ferner ist ein Widerstand (nicht gez.) parallel gelegt, um eine völlige Unterbrechung zu vermeiden. Diese Schaltung ist in der Praxis wichtig und verbreitet, speziell auch für große Sender, wie z. B. der Eiffelturm-Telephoniesender⁴⁹⁵).

c) Gitterkreisteilung.

Die Modulation kann auch durch Parallelschaltung einer Widerstandsröhre zu dem Rückkopplungsorgan (sh. Fig. 634) ausgeführt werden (W. Schäffer⁴⁹⁶). Diese beiden Gitterkreisschaltungen unterscheiden sich so wie die beiden Anodenkreisschaltungen Fig. 545 und 547 in 226 A. In Fig. 633 sind der Gleichstrom- und der Wechselstrom-

weg identisch, in Fig. 634 jedoch geht der Gleichstrom nur über die Röhre II, da die Hochfrequenz durch die Drossel L_{D2} abgehalten ist, während der Wechselstrom nur über das Rückkopplungsorgan $L_2 C_2$ geht, das gegen den Gleichstrom durch den Kondensator C_{B2} gesperrt ist.

4. Rückkopplungsänderung.

a) Unter Rückkopplungsänderung ist eine solche Änderung am Sender zu verstehen, welche den im Abschnitt 220 definierten Rückkopplungsfaktor α , d. h. das Verhältnis von Gitterwechselspannung zu Anodenwechselspannung ändert. Dieses Verhältnis läßt sich relativ leicht durch das Mikrophon allein ändern, und es sind mehrere Schaltungen hierfür bekannt (Soc.Fr.Rad. [SFR], G. Beetz, E. v. Lepel, Telefunken, Deutsche Telephon-Werke [DTW], Dr. E. F. Huth⁴⁹⁷). Die einfachste Schaltung hierfür besteht darin, das Mikrophon in Serie in den Gitterkreis zu legen, hauptsächlich dann, wenn dieser abgestimmt

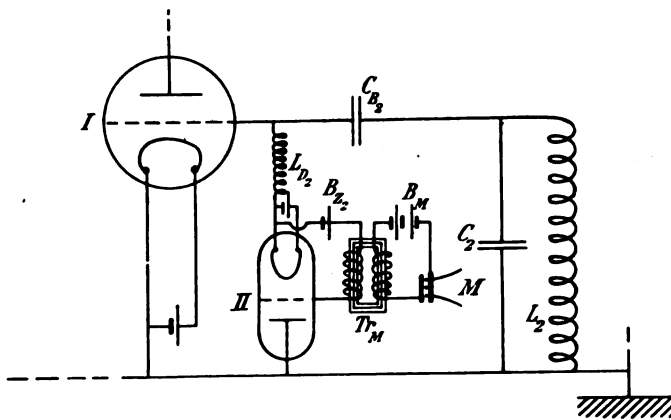


Fig. 634.

ist, denn dann ist die Widerstandsänderung des Mikrophons imstande, eine wesentliche Impedanzänderung im Gitterkreis und dadurch eine wesentliche Änderung der Spannung am Gitterkreiskondensator hervorzurufen. Das Mikrophon kann hier auch induktiv oder durch Verzweigung angekoppelt sein, es bringt dann eventuell auch noch eine wechselnde Verstimmung des Gitterkreises hervor, die ebenfalls die Rückkopplung loser oder fester macht (Fig. 635).

b) Eine Schaltung (Fig. 636, DTW, W. Schäffer⁴⁹⁷), in der durch das Mikrophon der Schwungradwiderstand eines in der Gitterleitung liegenden Kreises $L_2 C_2$ geändert wird, wirkt so, daß die am Rückkopplungsorgan (hier Kondensator C_1) auftretende Spannung sich auf

den Schwungradwiderstand und die Strecke Kathode-Gitter verteilt, und zwar für das Gitter umso ungünstiger, je größer der Schwungradwiderstand, d. h. je kleiner der Mikrophonwiderstand ist. Eine Schwingung-

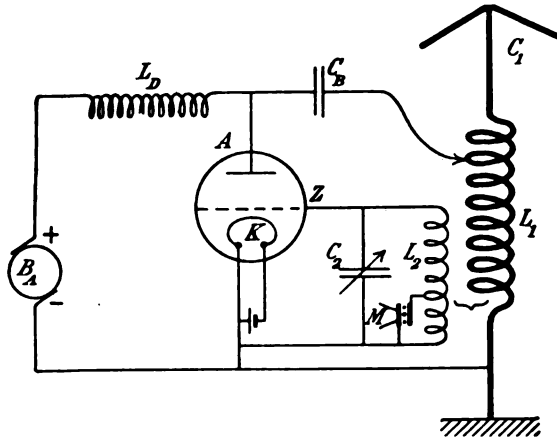


Fig. 635.

radschaltung, die das Mikrophon enthält, ist auch die obengenannte der SFR, jedoch liegt dort der Schwungradkreis zur Rückkopplungsspule und damit auch zur Gitterkathodenstrecke parallel.

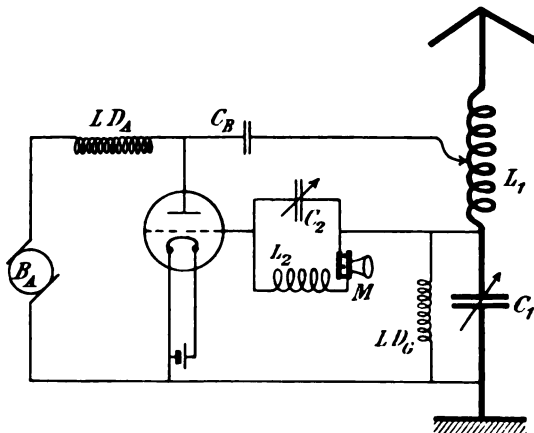


Fig. 636.

c) Ebenso wie man zur Kreisänderung (sh. 227 C 2) anstatt eines im Kreise liegenden Mikrophons (M Fig. 628) eine Absorptionsröhre verwenden kann (II Fig. 630), ist dies bei der Rückkopplungstelephonie möglich (Gen.El.Comp., S. Löwe)^{4, 8)}. Eine derartige Schaltung zeigt

Fig. 637. An einer normalen rückgekoppelten Senderöhre I, am besten mit abgestimmtem Gitterkreis ($L_2 C_2$), ist eine besondere Absorptionsröhre II angelegt, und zwar mit ihrer Anodenseite parallel zur Gitterseite der Schwingungsröhre I. Beim Aufbringen von Sprechspannungen auf das Gitter von II wechselt deren Widerstand zwischen ∞ und etwa wenigen hundert Ohm und ändert dadurch den resultierenden Widerstand des Gitterkreises $L_2 C_2$ und dadurch die Spannung an C_2 , also die Rückkopplung. In den Gitterkreis der Absorptionsröhre (II) kann ein besonderes Rückkopplungsorgan, hier die Spule L_3 , bei X Y

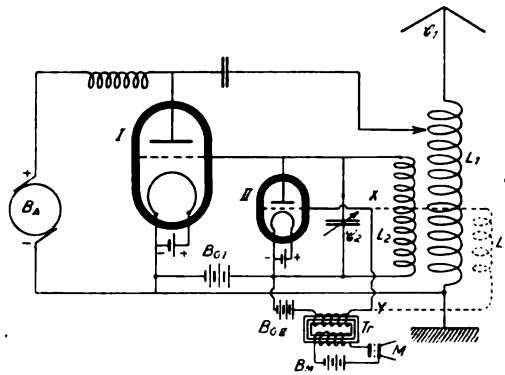


Fig. 637.

gelegt werden, das durch eine „verkehrte Rückkopplung“ (α positiv) ihren Widerstand noch verkleinert und dadurch die Absorption vergrößert.

Die in diesem Abschnitte „Rückkopplungsänderung“ genannten Schaltungen haben die Eigentümlichkeit, daß das Mikrophon nur Hochfrequenzwiderstand ist und keine Niederfrequenzspannungen erzeugt, abgesehen von dem Fall, daß die Rückkopplung durch eine zweite Röhre geändert wird. In letzterem Fall wird natürlich das Mikrophon Gitterspannung für diese zweite Röhre liefern (z. B. Fig. 637).

5. Anodenspannungsänderung.

Eine der wichtigsten Klassen der Telephoniesender ist diejenige, bei der die Amplituden vermittelt der Anodenbetriebsspannung variiert werden. Hier kommen auch zwei Varianten, nämlich die Änderung durch Einbringen von Spannungen und die durch Widerstand in Betracht.

a) Einbringen von Spannungen.

Die niederfrequenten Spannungen, die sogenannten Sprechspannungen, die das mit Gleichstrom beschickte Mikrophon liefert, sind bei schwachen Röhren schon ausreichend, um eine angemessene Variation der Anodenbetriebsspannung und dadurch der Hochfrequenzamplitude zu veranlassen. Daher läßt sich eine kleine Station dadurch für Telephoniesender einrichten, daß in Serie mit der Anodengleichspannungsquelle die Sekundärspule eines Transformators gelegt wird, dessen Primärseite mit dem Mikrophon und einer Batterie einen Kreis bildet (Gen.El.Comp., H. Faßbender und E. Habann⁴⁹⁹). Es scheint sogar für manche Zwecke ausreichend zu sein, wenn als Anodenbetriebsspannung nur die Sprechspannung benutzt, die Gleichspannungsquelle also weggelassen wird (Gen.El.Comp., H. Faßbender und E. Habann⁴⁹⁹). Diese letztere Anordnung hat den Vorteil, daß der Sender überhaupt keine Schwingungen liefert, solange nicht gesprochen wird.

Bei größeren Anlagen reicht die Mikrophonleistung natürlich nicht aus. Aber man hat ja in Niederfrequenzverstärkerröhren Mittel, die Sprechspannungen auf beliebige Höhe und Leistungsfähigkeit zu verstärken. Die Fig. 638 und 639 zeigen zwei Beispiele solcher Schaltungen (Gen.El.Comp., R. A. Heising, M. Latour, L. Kühn⁵⁰⁰), von denen eine Anzahl Varianten möglich sind. Man kann nämlich zum Einbringen der Sprechspannungen einen Transformator mit zwei Wicklungen benutzen, und es kann entweder eine gemeinsame Anodenspannungsquelle oder zwei getrennte oder drittens nur eine solche an der Verstärkerröhre und keine an der Senderöhre benützt werden. Andererseits kann mit einem Autotransformator bei derselben Variation der Anodenspannungsquellen gearbeitet werden. Die Schaltungen in den Beispielen Fig. 638 und 639, die praktisch viel angewendet werden, weisen beide die ganz besondere schaltungstechnische Schönheit auf, daß hier sowohl die Antenne als sämtliche Röhrenkathoden, dadurch auch der Sprechkreis, als auch die Anodenspannungsquelle bzw. -quellen, falls mehrere vorhanden sind, sämtlich an Erde liegen. In Fig. 638 stellt Röhre II die Hochfrequenzröhre vor, die in der Rückkopplungsschaltung Schwingungen erzeugt. Sie wird einerseits durch die Gleichspannungsquelle B_A gespeist, anderseits in Reihe damit von denjenigen Spannungen, die an dem Eisentransformator Tr entstehen, so daß also eine Addition der Gleichspannung von B_A und dieser Spannungen eintritt. Der Eisentransformator Tr erhält dadurch niederfrequente Sprech-

spannungen, daß er ebenfalls mit B_A zusammen den Anodenkreis der Röhre I bildet, welche letztere an ihrer Gitterseite mit Sprechspannungen entweder direkt aus dem Mikrophontransformator oder im Be-

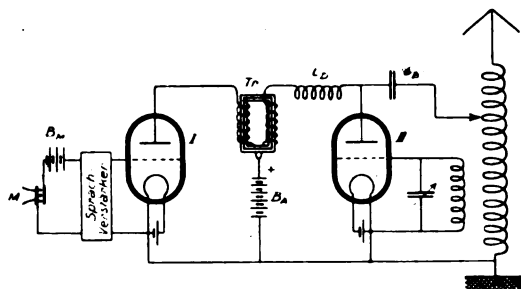


Fig. 638.

darfsfalle unter Zwischenschaltung noch einer Sprachfrequenzverstärkaskade beschickt wird. An Stelle von Tr kann eine Eisenkerndrossel bzw. ein Autotransformator liegen, der genau die gleiche Wirkung hat wie ein Transformator mit zwei Wicklungen.

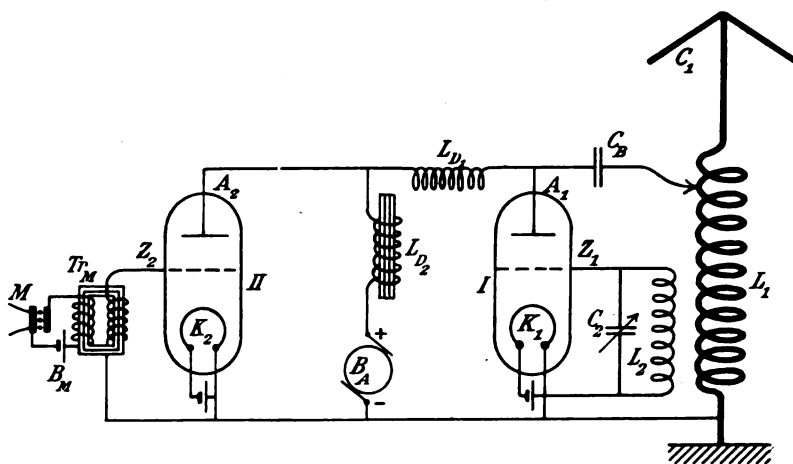


Fig. 639.

Diese zweite Schaltung Fig. 639 wird auch oft die Methode des konstanten Gleichstromes genannt, da nämlich in der genannten Drossel L_D , ein annähernd konstanter Strom fließt, indem die Hochfrequenzröhre I gerade große Gleichspannung und deshalb großen Gleichstrom zugeführt erhält, wenn die Niederfrequenzröhre II in der Halbperiode der großen Spannung und des kleinen Stromes liegt. D. h. die Gesamtspannung der Röhre II ist als die Betriebsspannung der Röhre I zu betrachten. Diese Methode des Autotransformators berechtigt zu der

Erklärung bzw. Ausdrucksweise, daß durch eine große Drossel ein möglichst konstanter Gesamtstrom herbeigeführt werden soll. Je nachdem nun die Röhre II durch die Gitterbesprechung mehr oder weniger Strom aufnehmen kann, wird der überschüssige Strom, der mit einer proportionalen Spannungserhöhung verbunden ist, der Röhre I aufgezwungen. Allerdings bedeuten die beiden genannten Erklärungen nur Wortunterschiede, eigentlich sind sie miteinander identisch. Bei den beschriebenen Schaltungen ist auf die starke Gleichstrommagnetisierung der Eisenkerne zu achten, die sich allerdings in Fig. 638 durch entsprechenden Wicklungssinn der Spulen auf den Kern kompensieren läßt.

Sie zeigen übrigens gegenüber allen anderen Telephonieschaltungen einen auffallenden Unterschied. Die oberste vorkommende

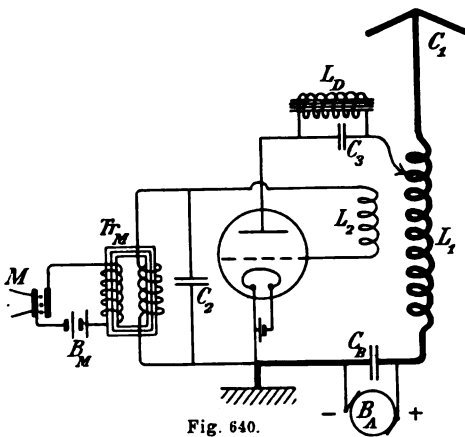


Fig. 640.

Anodenspeisespannung ist nämlich nicht gleich der Spannung von B_A , sondern annähernd doppelt so groß. Um nun eine mit der Speisespannung lineare Hochfrequenzamplitude zu erzielen, muß der äußere Widerstand dieser höchsten Spannung, nicht der von B_A , angepaßt sein (vgl. Anm. ^{48*}) u. Fig. 625). Daher ergibt diese Schaltung auch eine größere Telephonieleistung, als es dieselbe Röhre, mit demselben B_A in einer anderen Schaltung könnte.

Eine geistvolle Schaltung, bei der die niederfrequente Spannung ebenfalls an einer Eisendrossel im Anodenkreis entsteht und sich zu der Gleichspannung addiert, ist von M. Latour ⁵⁰¹⁾ vorgeschlagen worden (Fig. 640). Sie unterscheidet sich von der vorgenannten dadurch, daß dieselbe Röhre hier beide Funktionen ausübt. Die Röhre arbeitet in Rückkopplungsschaltung; sie enthält in der Anodenseite die Gleichspannungsquelle B_A und den schwingungsfähigen Kreis $L_1 C_1$ (die Antenne), in der Gitterseite die Rückkoppelungsspule L_2 , so daß normale hochfrequente Eigenschwingungen bestehen. Zu der Spannung von B_A treten nun die Spannungen hinzu, die an der Drossel L_D entstehen, da außerdem auf den Gitterkreis der vom Mikrophon M gespeiste Sprachfrequenztransformator Tr_M arbeitet. Proportional dieser Gesamtspannung ändert sich die erzeugte Hochfrequenzamplitude. Die beiden Niederfrequenzorgane L_D und Tr_M sind für die Hochfrequenz durch die Kondensatoren C_3 und C_2 überbrückt.

b) Anodenkreiswiderstand.

Ebenso, wie sich die Gittergleichspannung sowohl durch Einbringen von Spannungen als durch Widerstand ändern läßt (sh. 227 C, 3), ist dies im Anodenkreis der Fall.

Die einfachste Änderung des Anodenkreiswiderstandes bietet die Einschaltung des Mikrophons direkt in den Anodenkreis (O. v. Bronk und Ges. f. Drahtl. Tel. ⁵⁰²). Da jedoch in den meisten Fällen diese Änderung nicht ausreichen wird, steht als gegebener veränderlicher Widerstand abermals eine besondere Röhre zur Verfügung (S. Loewe, A. Brydon, W. Schäffer ⁵⁰³). Die entsprechende Schaltung zeigt Fig. 641. Röhre I ist die in Rückkopplung arbeitende Hochfrequenz-

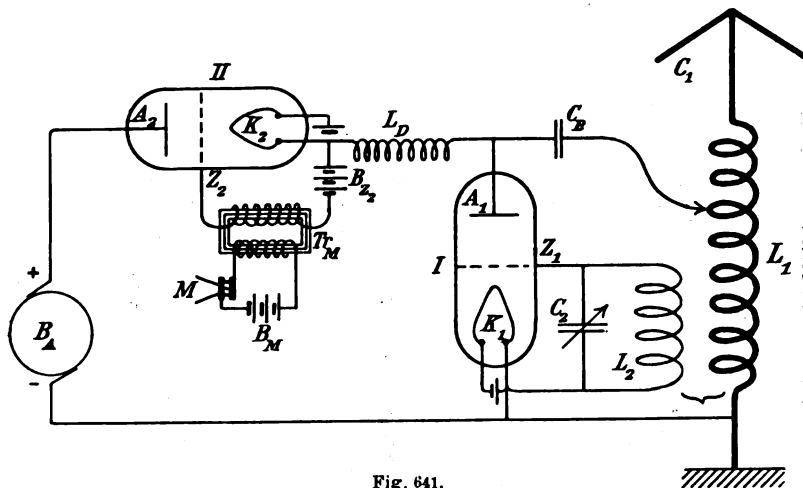
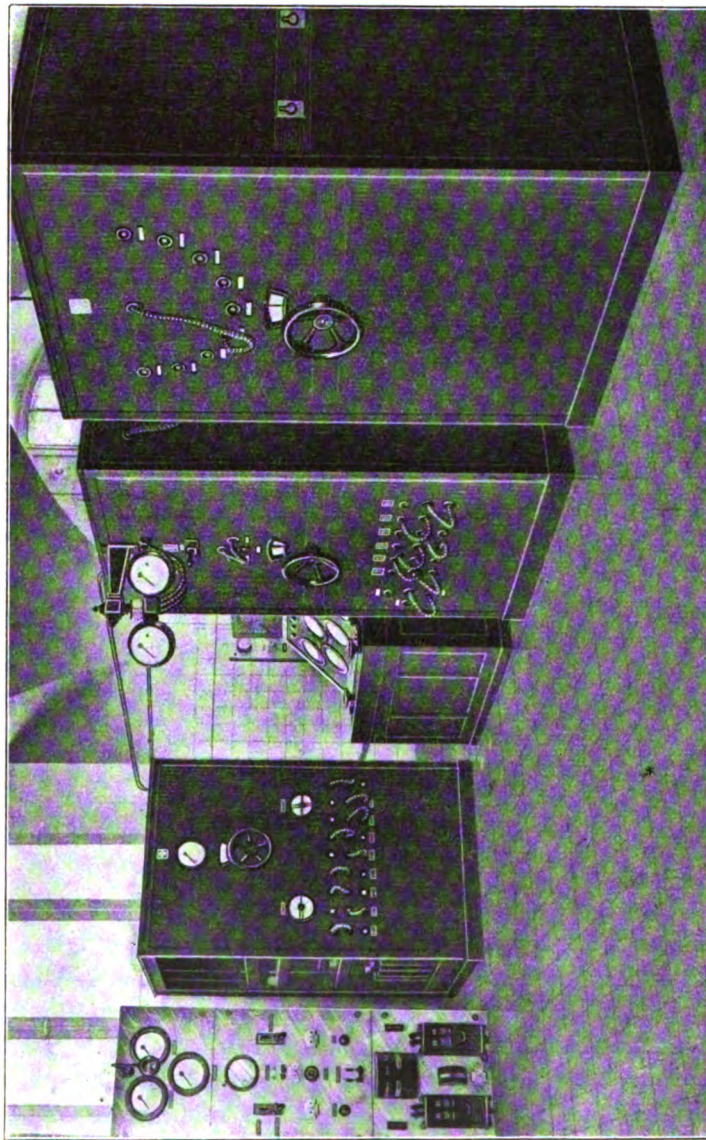


Fig. 641.

generatorröhre, die von der Gleichspannungsquelle B_A gespeist wird. In der Zuleitung der letzteren liegt die Widerstandsröhre II in dem Sinne, daß sie für den Gleichstrom passierbar ist, d. h. die Kathode II der Anode von Röhre I zugewandt, die Anode von II der Kathode von I. Der Momentanwiderstand der Röhre II wird nun in bekannter Art durch Besprechen des Gitters geändert, so daß die Röhre einen stark variablen Vorschaltwiderstand von etwa 500 Ohm bis ∞ Ohm für J_{AO} bildet. Die an die Röhre I gelangende Betriebsspannung kann dann zwischen fast dem vollen Betrag der EMK von B_A und Null variiert werden. Diese volle Aussteuerung der Senderöhre ist aber, ebenso wie bei allen anderen Telephoniemethoden, keineswegs das praktische Ideal, denn sie bringt störende Niederfrequenzen hervor (vgl. C 8 a), so daß man sich mit geringerer begnügt.

Einen 10 Kilowatt-Telephoniesender (Telefunken) zeigt Fig. 642.



Schalttafel Steuersender Röhrengestell Zwischenkreis Antennenverlängerung

Fig. 642.
10 Kilowatt-Telephonie-Röhrensender (Telefunken) mit Fremderregung und Zwischenkreis in der Reichsfunkstelle Königswusterhausen.

6. Spezielle Röhrenkonstruktionen.

a) Mehrgitterröhren.

Bei Röhren mit beispielsweise zwei Gittern (sh. 217 und 218) lassen sich spezielle Telefoneschaltungen anwenden, indem Kathode, eines der Gitter und Anode zu einer normalen Hochfrequenzgenerator-