16. SEPTEMBER 1927 HEFT 38

FUNK BASTLER

FACHBLATT DES DEUTSCHEN FUNKTECHNISCHEN VERBANDES E.V.

Vom Infradyne- zum Eskaladyne-Empfänger

Ein erweiterungsfähiges Zehnröhrengerät.

Von

Dr. P. Gehne.

Die folgenden Ausführungen stellen keine Bauanleitung dar, sondern sie erörtern die Möglichkeit, die durch den neuerdings vielzitierten Satz umrissen werden: „Warum es einfach machen, wenn es auch kompliziert geht?“ — Man wird diese nicht in allen Teilen ganz ernsten Ausführungen sehr ernst lesen müssen, um sich endlich von dem Bann hochklingender Schlagworte zu befreien und den Weg zu einem gesunden und zielbewußten Bastlertum zu finden.

Groß ist die Zahl der verschiedenen Empfangsschaltungen, größer noch die Zahl der Namen, die man dafür erfunden hat. Immer wieder neue schön klingende Namen aus dem Wortschatz aller lebenden und toten Sprachen zusammenzustellen, ist, obwohl man dabei längst schon keine Rücksicht mehr auf Wortbildungsgesetz und Sprachlogik zu nehmen pflegt, sicherlich eine schwierigere Kunst als das Herausbringen neuer Schaltungen selbst. Doch dem mit ernsthaften Eifer Suchenden offenbaren sich hier und dort doch noch Lücken im wuchernden Dickicht sprachlicher Mißbildungen. Vielleicht hat der eine oder andere, der schaudernd die Reihen der Wortbildungen überdenkt, die mit Super und Hyper, mit Uni und Ultra beginnen, die Hyperdyne- und Superdyne- und Ultradyneschaltungen kennt, es schon als einen Mangel empfunden, daß es noch an einer Infraschaltung fehlt. Nun wohl, der Mangel ist beseitigt, die Infradyneschaltung ist gefunden, voilà. Das Wort hat sich eingestellt, was bedarf es da der Sorge um die fehlenden Gedanken! Wie alles Neue und alles Gute, kommt uns auch diese Schaltung aus dem Lande der unbegrenzten Unmöglichkeiten, aus Amerika. Sie ist nicht einmal mehr ganz neu, sondern bereits gegen Ende des vorigen Jahres zum ersten Male in der amerikanischen Funkliteratur aufgetaucht. Anscheinend ist es aber dann wieder sehr bald still davon geworden. Doch seien nachstehend für alle die Funkfreunde, denen nichts Menschliches fremd sein darf, die wesentlichsten Züge dieser Schaltung an Hand zweier Veröffentlichungen[1]) dargelegt.

Am besten läßt sich das Prinzip der Schaltung wohl ausgehend von dem der bekannten Superheterodyneschaltung erläutern. Ebenso wie bei dieser findet auch bei der Infradyneschaltung eine Umwandlung der Empfangsfrequenz in eine andere, die sogenannte Zwischenfrequenz statt, nur daß im vorliegenden Falle statt der Umwandlung in eine niedrigere Frequenz (längere Welle), eine Umwandlung in eine höhere Frequenz (kürzere Welle) stattfindet.

Auch darin gleichen sich beide Empfangsarten, daß die Umwandlung durch Überlagerung einer örtlich erzeugten Frequenz über die Empfangsfrequenz erfolgt. Während man aber beim Superheterodyne-Empfang durch die Überlagerung zweier verschiedenen Frequenzen die Differenz beider Frequenzen als neue Frequenz erhält, soll beim Infradyne-Empfang die Summe der beiden Frequenzen gewonnen werden.

Zur Erklärung dieses Vorgangs beschränken sich die amerikanischen Veröffentlichungen auf den Hinweis, daß beim Überlagern zweier Schwingungen mit den Frequenzen n_1 und n_2 bekanntlich sowohl die Frequenz $n_1 - n_2$ als die Frequenz $n_1 + n_2$ auftrete. Es ist vielleicht nicht uninteressant, sich den Hergang dieser Frequenzbildungen einmal etwas näher zu betrachten.

Wir stellen uns bekanntlich im allgemeinen die elektrischen Schwingungen als einfache Sinusfunktionen vor. Die betreffende Sinusfunktion bestimmt den zeitlichen Verlauf der im schwingenden System auftretenden Schwingung. Führt man einem System nun zwei Schwingungen verschiedener Frequenzen zu, so setzen sie sich bekanntlich zu einer resultierenden Schwingung zusammen. Das schwingende System folgt beiden Schwingungen so, als ob jede für sich vorhanden wäre, und der zeitliche Verlauf der Schwingungen wird nunmehr bestimmt durch die Summe beider Sinusfunktionen.

Sind die beiden einander überlagerten Schwingungen, wie das beim Überlagerungsempfang gewöhnlich der Fall ist, von gleicher Amplitude, so können sie in einfachster Form dargestellt werden durch $A \cdot \sin n_1 t$ und $A \cdot \sin n_2 t$. Durch die Überlagerung beider Schwingungen erhalten wir dann einen Schwingungsvorgang, der durch die Formel $A \sin n_1 t + A \sin n_2 t$ oder $A (\sin n_1 t + \sin n_2 t)$ bestimmt ist.

Nach einer bekannten trigonometrischen Formel kann man aber die Summe zweier Sinusfunktionen durch das Produkt einer Sinusfunktion und einer Kosinusfunktion ausdrücken, es ist nämlich $\sin \alpha + \sin \beta = 2 \sin \frac{\alpha + \beta}{2} \cdot \cos \frac{\alpha - \beta}{2}$, auf unsere obige Formel angewendet würde das ergeben

$$A (\sin n_1 t + \sin n_2 t) = 2 A \sin \left(\frac{n_1 + n_2}{2} t\right) \cdot \cos \left(\frac{n_1 - n_2}{2} \cdot t\right).$$

Auf der linken Seite steht die Summe zweier Sinusfunktionen, auf der rechten Seite das Produkt aus einer Sinus- und einer Kosinusfunktion, oder da sich die Kosinusfunktion von der entsprechenden Sinusfunktion nur um einen Phasenunterschied von 90° unterscheidet, und wir diesen Phasenunterschied unbeachtet lassen, können wir auch sagen das Produkt zweier Sinusfunktionen. Die eine dieser Funktionen stellt eine Schwingung dar, deren Frequenz gleich der halben Summe, die andere Sinusfunktion eine Schwingung, deren Frequenz gleich der halben Differenz der Frequenzen der einander überlagerten Schwingungen entspricht.

Wir wollen uns nun daran erinnern, daß ebenso wie die Summe zweier Sinusfunktionen der Überlagerung zweier Schwingungen entspricht, so das Produkt zweier Sinusfunktionen der Modulation einer Schwingung durch die andere. Wenden wir das auf unsere Gleichung an, so steht auf der linken Seite ein Ausdruck für die Überlagerung zweier Schwingungen, auf der rechten ein Ausdruck für die Modulation einer Schwingung durch eine andere, die Frequenzen dieser beiden Schwingungen sind gleich der halben Summe bzw. der halben Differenz der beiden einander überlagerten Schwingungen. Dem mathematischen Vorgang muß das physikalische Verhalten entsprechen, überlagert man also zwei Schwingungen verschiedener Frequenz, so muß das Resultat im wesentlichen das gleiche sein, als ob man zwei Frequenzen durcheinander moduliert,

[1]) Radio News 1926 S. 356 ff. und S. 656 ff.

deren Frequenzen gleich der halben Summe bzw. der halben Differenz der einander überlagerten Schwingungen sind.

Nun kann man bekanntlich aus einer modulierten Trägerfrequenz nach Belieben sowohl die Trägerfrequenz selbst als auch die Modulationsfrequenz erhalten. Will man die Modulationsfrequenz erhalten, muß man bekanntlich gleichrichten, was beim Rundfunkempfang, bei dem man ja die Modulationsfrequenz oder richtiger gesagt, die Modulationsfrequenzen, d. h. die der Trägerwelle aufgedrückten Sprach- und Musikschwingungen, erhalten will, durch das Audion bzw. den Detektor erfolgt. Will man die Trägerfrequenz erhalten, so genügt es, die modulierte Frequenz einfach den auf die Trägerfrequenz abgestimmten Kreisen zuzuführen, wie das bei der Hochfrequenzverstärkung geschieht.

Man sollte nun erwarten, daß man auch in unserem oben betrachteten Falle, bei dem ja, wie wir zeigten, auch zwei miteinander modulierte Frequenzen auftreten, auch je nach Belieben die eine oder die andere dieser beiden Frequenzen, also entweder die mit der halben Summe oder die mit der halben Differenz der ursprünglich einander überlagerten Frequenzen erhalten würde. Dem widerspricht aber die beim Superheterodyne-Empfänger gemachte Erfahrung, daß nicht die halbe, sondern die ganze Differenz der beiden überlagerten Frequenzen auftritt, und daß, wie oben erwähnt, beim Infradyne-Empfänger gleichfalls nicht die halbe, sondern die ganze Summe der beiden Überlagerungsfrequenzen auftreten soll. Irgend etwas scheint demnach bei unseren Betrachtungen nicht zu stimmen. Beim näheren Nachdenken kann uns auch ein Umstand stutzig machen. Bei der modulierten Trägerfrequenz der Rundfunksender müssen wir, je nachdem ob wir die Modulations- oder die Trägerfrequenz haben wollen, gleichrichten oder nicht gleichrichten. Wie ist das in unserem Falle? Wann sollen wir gleichrichten, wann nicht, um die halbe Summe der Frequenz zu erhalten oder die halbe Differenz? Welches ist überhaupt die Trägerfrequenz, welches die Modulationsfrequenz? Ist, um es kurz zu sagen, $\sin\left(\frac{n_1+n_2}{2}\,t\right)$ durch $\sin\left(\frac{n_1-n_2}{2}\cdot t\right.$ moduliert oder ist es umgekehrt? In einem Produkt ist, wie wir in der Quarta gelernt haben, die Reihenfolge der Faktoren gleichgültig, beide Faktoren sind einander gleichwertig. Wie kommen wir aus diesem mathematisch-physikalischen Dilemma heraus?

Versuchen wir es einmal mit der Anschauung, suchen wir uns die Verhältnisse durch zeichnerische Darstellung klarzumachen.

Die Kurve a der Abb. 1 stellt das bekannte Bild einer modulierten Sinusschwingung dar, und zwar ist der Einfachheit halber als Modulationsschwingung gleichfalls eine einfache Sinusschwingung gewählt, das würde etwa der Schwingung eines Rundfunksenders entsprechen, wenn ein einfacher Ton ohne Oberschwingungen von gleichbleibender Höhe und Lautstärke gesendet wird. Die punktierte Wellenlinie stellt die Modulationsschwingung dar, die ausgezogene Linie die Trägerwelle. Wie bekannt und auch aus der Figur ersichtlich, ist die Trägerwelle ohne weiteres vorhanden und aussiebbar, während die Modulationswelle nur durch Gleichrichtung, d. h. durch Abschneiden eines, z. B. des unteren Teils der Kurve, zu erhalten ist; das aufnehmende System erhält dann, und nur dann, Stöße gleicher Richtung, die in ihrer Stärke im Rhythmus der Trägerfrequenz ab- und zunehmen und daher das aufnehmende System zu rhythmischen Bewegungen im Tempo der Trägerfrequenz veranlassen. Man sieht ferner, daß die Amplitude (größte Schwingungsweite) der Modulationsfrequenz wesentlich kleiner ist als die der Trägerfrequenz. Das entspricht der Schwingung eines schwach ausgesteuerten Senders, wie das für gute Tonreinheit erforderlich ist.

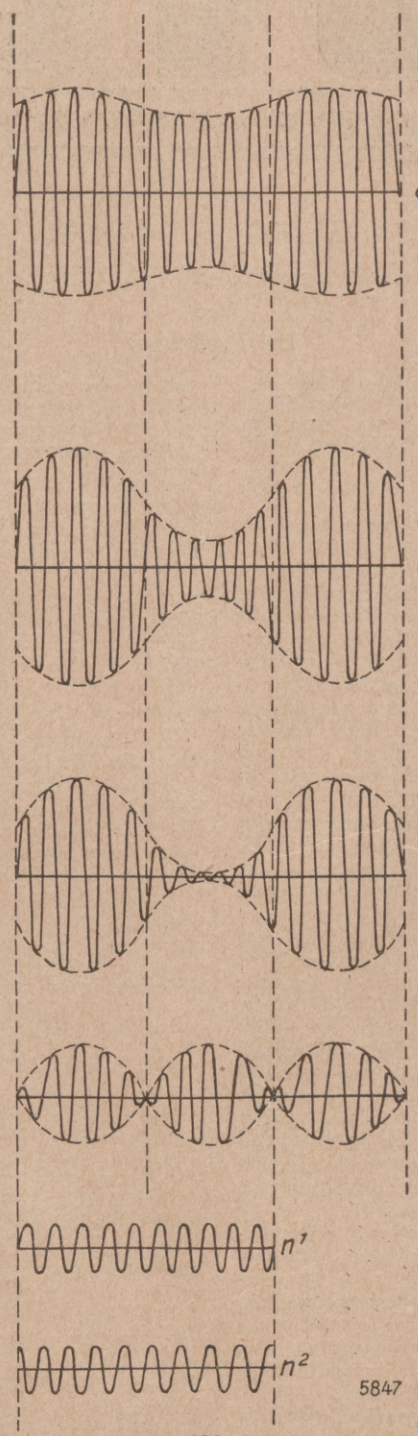


Abb. 1.

Die Kurve b zeigt die gleiche modulierte Welle mit schon wesentlich größerer Amplitude der Modulationsfrequenz. Das würde der Schwingung eines Senders entsprechen, der schon stärker ausgesteuert ist, als das für einen klangreinen Empfang vorteilhaft ist. Der Sender ist übersteuert, obwohl die Trägerwelle noch in keinem Augenblick auf die Amplitude Null heruntergedrückt wird.

Eine noch stärker ausgesteuerte Schwingung stellt schließlich die Kurve c dar. Hier wird bereits die Trägerschwingung in dem Augenblick, in welchem die Modulationswelle ihren größten Wert erreicht, bis auf Null herabgedrückt. Das entspricht einem voll ausgesteuerten, vom Standpunkte des klangreinen Empfangs beurteilt, gänzlich übersteuerten Sender. Wie aus der Abbildung ersichtlich, ist in diesem Falle die Amplitude der Modulationswelle halb so groß wie die der Trägerwelle. In allen diesen Fällen ändert sich aber grundsätzlich noch nichts daran, daß die Trägerwelle jederzeit direkt, die Modulationswelle dagegen durch Gleichrichtung zu erhalten ist. Wir können sagen, die nur mittels Gleichrichtung zu erhaltende Schwingung bzw. die mit der kleineren Amplitude ist die Modulationswelle, die andere die Trägerwelle.

Denken wir uns einmal die Modulation noch weitergetrieben, also die Amplitude der Modulationsschwingung größer als die halbe Amplitude der Trägerwelle, so kommen wir schließlich zu einem Bilde, bei dem sich die punktierten Kurven überschneiden. Eine solche mehr als voll ausgesteuerte Trägerwelle ist allerdings mit Hilfe der gebräuchlichen Modulationsschaltungen kaum praktisch zu verwirklichen. Sehen wir uns aber gleichwohl das bei d dargestellte Bild einer solchen Schwingung an. Daß dieses Bild sich aus dem in c dargestellten ohne weiteres ergibt, wenn man die Amplitude der Modulationsschwingung vergrößert, ist ohne weiteres ersichtlich, und zwar ist jetzt die Amplitude der Modulationsschwingung, wie man sieht, gleich derjenigen der Trägerschwingung geworden. Konnte man also bisher noch Träger- und Modulationswelle insofern unterscheiden, als man sagte, die Schwingung mit der kleinen Amplitude ist die Modulationsschwingung, so kann man jetzt diese Unterscheidung nicht mehr machen. Aber die Übereinstimmung zwischen Modulationsschwingung und Trägerschwingung geht noch weiter. Konnte man früher die Trägerschwingung durch einfaches Aussieben erhalten, so ist das jetzt, wie sich aus einer genauen Betrachtung der Abb. 1d ergibt, nicht mehr so ohne weiteres möglich. Bei dieser genaueren Betrachtung stellt man nämlich fest, daß jedesmal in dem Punkte, in dem die Modulation durh die Nullinie geht, die Phase der Trägerwelle umspringt. Beginnt z. B. im Anfangspunkt die Trägerschwingung mit einem Ausschlag nach oben, so sieht man eine halbe Modulationsperiode weiter, daß die Trägerwelle zwar auch

wieder in aufsteigender Bewegung sich der Nullinie nähert, daß sie aber, statt in dieser Bewegung fortzufahren, plötzlich umgekehrt und die nächste halbe Modulationsperiode mit einer Abwärtsbewegung beginnt; eine ebensolche plötzliche Umkehr haben wir nach Ablauf einer weiteren halben Modulationsperiode usw. Läßt man eine solche Schwingung auf einen auf die Trägerfrequenz abgestimmten Kreis einwirken, so kann sich dieser, wenn die Modulationsperioden kurz sind, nicht aufschaukeln, da die nach Ablauf einer halben Modulationsperiode erfolgenden Anstöße in entgegengesetzter Richtung erfolgen als die der vorangehenden halben Modulationsperiode, sich also mit diesen aufheben. Dagegen kann man eine hohe Frequenz aussieben, wenn man gleichrichtet, also den unteren Teil der Kurve abschneidet, man erhält dann aber, wie sich aus der Abbildung leicht ergibt, nicht die Trägerfrequenz, sondern die doppelte Trägerfrequenz, muß also einen auf diese doppelte Frequenz abgestimmten Siebkreis verwenden[2]).

Wie verhält es sich nun mit der Modulationsfrequenz? Daß diese ebenso wie in den Fällen a und b und c nicht ohne Gleichrichtung zu erhalten ist, zeigt die Abbildung ohne weiteres. Aber auch bezüglich der Modulationsfrequenz ergeben sich Unterschiede gegenüber den Fällen a, b und c; während nämlich bei a, b und c die Modulationsschwingung zwar oberhalb und unterhalb der Nullinie verlief, aber diese niemals schnitt, geht jetzt die Nullinie mitten hindurch. In den Fällen a, b und c wurde daher

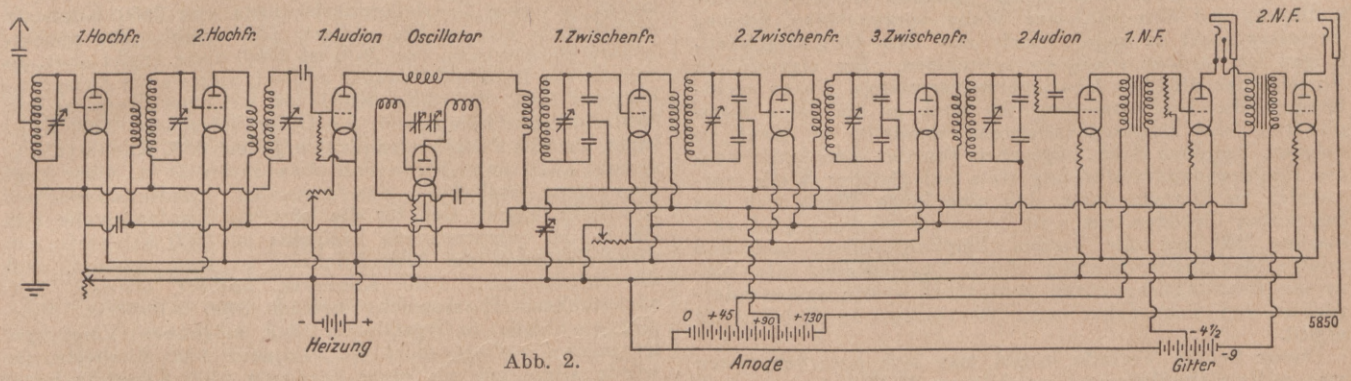


Abb. 2.

bei der Gleichrichtung die Modulation nicht durchschnitten, und als Resultat der Gleichrichtung erhielt man die Modulationsfrequenz selbst. Im Falle d dagegen wird bei Gleichrichtung die Modulationsschwingung mitten durchgeschnitten, und das Resultat ist eine Schwingung von der doppelten Frequenz der Modulationsschwingung, die allerdings, wie die Spitzen an der Nullinie zeigen, noch Oberschwingungen enthält. Wir sehen, während in den Fällen a, b und c, in denen die Amplitude der Modulationsschwingung kleiner war als die der Trägerschwingung, auch sonst noch erhebliche Unterschiede im Verhalten beider Schwingungen vorhanden waren, verhalten sich nunmehr beide Schwingungen fast in jeder Hinsicht gleich. Ohne Gleichrichtung ist im allgemeinen weder die hohe noch die tiefe Frequenz zu erlangen. Richtet man aber gleich, so erhält man statt der Modulationsfrequenz sowohl wie statt der Trägerfrequenz deren doppelte Frequenzen. Der einzige Unterschied beider Schwingungen liegt nur noch in der Frequenz, so daß es schließlich einerlei ist, ob man sagt, die Schwingung höherer Frequenz ist mit der Schwingung tieferer Frequenz moduliert oder umgekehrt.

Wir kommen somit zu einem Ergebnis ähnlich demjenigen, das wir erhielten, als wir feststellten, daß zwei einander überlagerte Schwingungen sich ähnlich verhielten, wie eine durch eine Schwingung modulierte Schwingung, wo wir gleichfalls in Verlegenheit waren anzugeben, welche Schwingung Trägerschwingung und welche Modulationsschwingung war.

Sehen wir uns daraufhin unsere Abb. 1d noch einmal näher an, so wird uns auch nun vielleicht auffallen, daß sie durchaus demjenigen Bilde gleicht, das man bei der Überlagerung zweier Schwingungen verschiedener Frequenzen aber gleicher Amplitude erhält, wobei man die punktierte Kurve dann als Schwebungsfrequenz bezeichnet.

Tatsächlich können wir das in Abb. 1d dargestellte Kurvenbild auch durch Überlagerung zweier Kurven erhalten, und zwar durch Überlagerung der beiden Kurven e und f. Nennen wir die Frequenz der in e dargestellten Kurve n_1 und die Frequenz der in f dargestellten Kurve n_2, so ergibt die Überlagerung beider Kurven, wie man leicht zeichnerisch feststellen kann, die Kurve 1d, das ist eine Schwingung, deren Frequenz gleich dem Mittelwerte von n_1 und n_2, also $= \frac{n_1 + n_2}{2}$ ist. Die Amplituden dieser Schwingungen schwanken in ihrer Größe zwischen einem Höchstwerte und Null. Zeichnet man die Umhüllende dieser Schwebungen, so erhält man zwei sich überschneidende Kurven, nämlich die punktierten Kurven der Abb. 1d, deren jede eine Schwingung von der Frequenz $\frac{n_1 + n_2}{2}$ darstellt.

Nun ist der oben begonnene Kreis unserer Betrachtungen geschlossen. Wir sehen, daß tatsächlich die Überlagerung zweier Schwingungen genau das gleiche ergibt, als wenn man eine Schwingung gleich der halben Differenz dieser Schwingungen moduliert mit einer Schwingung von der halben Frequenzsumme. Daß man tatsächlich nur Schwingungen von der Frequenz der ganzen Summe bzw. der ganzen Differenz erhält, liegt an der vorangehenden Gleichrichtung.

Einem naheliegenden Einwand sei gleich begegnet. Überlagert man akustische Schwingungen, so hört man bekanntlich ohne weiteres einen schwebenden Ton gleich dem Mittel aus beiden Einzeltönen, also einen Ton der Frequenz der halben Summe der Frequenzen der Einzeltöne. Das liegt daran, daß das Gehörorgan zwischen den einzelnen Schwebungen Zeit genug hat den Schwingungen zu folgen und so stark gedämpft ist, daß es in jeder halben Schwebung zur Ruhe kommt, eine Gleichrichtung also nicht nötig ist. Folgen die Schwebungen sehr schnell aufeinander, so ergeben sie einen neuen Ton, den sogenannten Kombinationston, der aber gleich der ganzen Differenz der Einzeltöne ist. Dieser ist aber im allgemeinen nicht objektiv nachweisbar, sondern wird nur vom Trommelfell des Ohres oder ähnlichen nicht symmetrischen Schwingungsgebilden, registriert, die einen wenn auch schwachen Gleichrichtereffekt haben.

Wir können also beruhigt sein, die physikalischen Gesetze sind in Ordnung, und auch der scheinbare Widerspruch, der eigentlich Anlaß zu diesen Betrachtungen gab, ist aufgeklärt. Die Gleichrichtung ist schuld daran, daß anstatt der auf den ersten Blick zu erwartenden Frequenzen die doppelten Werte auftreten.

Damit können wir nun endlich zum eigentlichen Ausgangspunkt unserer Betrachtungen zurückkehren, zum Infradyne-Empfänger. Der Umweg war lang, sehr lang sogar, aber vielleicht war er nicht ganz uninteressant und für den einen oder anderen lohnend, wie das manchmal bei Um-

[2]) Die Verdoppelung der Frequenz durch Gleichrichtung kann man sich folgendermaßen veranschaulichen. Durch Abschneiden des unteren Kurventeils entsteht zwischen den einzelnen hochfrequenten Stößen eine Lücke oder stoßlose Pause, da alle Stöße nach einer Seite erfolgen, kann ein auf die Trägerfrequenz abgestimmtes System dadurch nicht zum Mitschwingen veranlaßt werden, wohl aber ein auf die doppelte Frequenz abgestimmtes System, das in den Pausen dann jedesmal eine freie Schwingung ausführt, und nur in jeder zweiten Halbperiode einen Anstoß bekommt.

wegen der Fall zu sein pflegt, die oft reizvoller sind als das schließlich auf diesen Umwegen zu erreichende Ziel. Wenn der ganz strenge Theoretiker glaubt, daß dieser Weg nicht in jeder und letzter Hinsicht einwandfrei sei, so mag er bedenken, daß es auch bequeme Wege geben muß, die der mit den Gipfelpfaden mathematischer Hochtouristik vertraute professionelle Ersteiger mathematischer Hochgebirge allerdings entbehren kann. Übrigens soll demnächst an dieser Stelle das für die Hochfrequenztechnik äußerst wichtige Gebiet der Modulation und Überlagerung noch einmal näher behandelt werden.

Aber nun endgültig zurück zum Infradyne-Empfänger. Wir haben gesehen, daß die Sache mit der Summe der Frequenzen in Ordnung ist, und damit ist die Hauptsache auch erledigt. Die Überlagerung einer örtlich erzeugten Frequenz erfolgt genau so und mit den gleichen Methoden wie bei den üblichen Superheterodyne-Empfängern verschiedener Art. Ebenso wie bei diesen folgt auf die Überlagerung eine Gleichrichtung. Der Hauptunterschied ist der, daß der nunmehr folgende Filterkreis und der weitere Hochfrequenzverstärker nicht, wie beim normalen Transponierungsempfänger, auf die Differenz der Frequenzen, sondern auf deren Summe abgestimmt ist. Als Überlagerungsfrequenz wird jeweils eine solche gewählt, daß die entstehende neue Frequenz etwa 3 200 000 (= 3200 Kilohertz) ist, also etwa einer 95 m-Welle entspricht.

Welcher andere Grund, wenn nicht der, es eben einmal anders zu machen, bestimmend gewesen ist, eine Transponierung auf eine so kurze Welle vorzunehmen, vermag Verfasser nicht zu sagen, auch aus den Originalabhandlungen ist darüber wenig zu entnehmen. Die eigentlichen Vorteile des üblichen Überlagerungsempfangs, die es rechtfertigen, die Transponierung, die doch an sich eine Komplikation des Empfangsverfahrens darstellt, in Kauf zu nehmen, bestehen doch, abgesehen von der Annehmlichkeit, die Hochfrequenzverstärkung stets auf gleicher Welle vornehmen zu können, darin, daß eine lange Welle sich aus bekannten Gründen mit weit besserem Wirkungsgrad verstärken läßt als die kurzen Empfangswellen, und daß infolge der Transponierung durch Überlagerung die einzelnen Empfangsfrequenzen prozentual weiter auseinanderrücken und sich daher eine hervorragende Selektivität ergibt.

Dieser beiden Vorteile begibt man sich natürlich, wenn man mittels Überlagerung auf kürzere Wellen transponiert. Einmal ist man gezwungen, die Schwierigkeiten der Verstärkung kurzer Wellen in Kauf zu nehmen, die in mehreren Stufen kaum rationell zu gestalten ist, abgesehen von der Schwierigkeit der Herstellung und Abstimmung genügend dämpfungsfreier und kapazitätsunempfindlicher Abstimmkreise, ferner verschlechtert sich infolge relativen Zusammenrückens der verschiedenen Empfangsfrequenzen die Selektivität.

Zu der rationellen Verstärkung der kürzeren Zwischenwellen scheinen die Erfinder der neuen Schaltung selbst kein besonders großes Vertrauen zu haben, denn vorsichtshalber setzen sie dem eigentlichen Transponierungsverstärker noch einen dreistufigen normalen Hochfrequenzverstärker voraus.

Allerdings rühmen sie die hervorragende Selektivität. Ob aber überhaupt mit Rücksicht auf auftretende Verzerrungen durch Beschneiden der Seitenbandfrequenzen eine Steigerung der Selektivität gegenüber den üblichen Transponierungsempfängern noch statthaft ist, erscheint zum mindesten zweifelhaft. Aber abgesehen davon, muß man annehmen, daß, wenn man sich den Luxus leisten will, vor einen normalen Superheterodyne-Empfänger noch einen dreistufigen abgestimmten Hochfrequenzverstärker zu schalten, man mindestens eine ebenso hypertrophierte Selektivität erhalten würde wie mit einem Infradyne-Empfänger.

Nun aber stelle man sich die Bedienung dieses Empfängermonstrums vor. Drei Stufen Hochfrequenzverstärkung, also eigentlich ein normaler Neutrodyne-Empfänger mit mindestens drei veränderlichen Abstimmungen, dann die Abstimmung des Überlagerers, gar nicht zu reden von den Schwierigkeiten der Abgleichung und Behandlung des nun folgenden dreistufigen Kurzwellen-Hochfrequenzverstärkers. Dieser Kompliziertheit entspricht die Zahl der Röhren, drei im Neutrodynesatz, eine für den Oszillator, drei für den dreistufigen Kurzwellenverstärker, eine für den letzten Gleichrichter und zwei für die Niederfrequenzstufe, macht die runde Zahl von zehn Röhren. Also alles in allem vielleicht ein Turngerüst für unentwegte Radioakrobaten, aber kaum ein Rundfunkempfänger, den das Gerät doch eigentlich vorstellen soll.

Die Abb. 2 gibt die Schaltung wieder. Sie dürfte im Prinzip ohne weitere Erläuterungen verständlich sein. Dimensionsangaben sind, da ein Nachbau kaum erfolgen dürfte, als zwecklos fortgelassen. Sollte jemand dafür Interesse haben, wird auf die zitierten Veröffentlichungen verwiesen. Die ersten drei Stufen dürften ohne Neutrodyne-Ausgleich übrigens kaum zu stabilisieren sein.

Ein Vorteil, der sich aus der Art der hier gewählten Transponierung ergeben soll, der einzige allerdings, den der Erfinder als Entschuldigung anführt und der immerhin plausibel erscheint, soll auch hier nicht verschwiegen werden. Bekanntlich ergeben sich bei den üblichen Transponierungsempfängern nicht selten unliebsame Störungen dadurch, daß die Oberwellen des Oszillators mit den Empfangswellen interferieren, und auf diese Weise die Empfangsstationen auf mehreren Punkten der Einstellskala des Überlagerers auftreten.

Das wird beim Infradyne-Empfänger vermieden. Nehmen wir an, daß der Empfangsbereich des Empfängers Wellen von 200 m bis 526 m umfaßt. Die 526 m-Welle entspricht einer Frequenz von 570 Kilohertz; um diese auf eine wie oben angegebene Frequenz von 3200 Kilohertz zu transponieren, ist eine Überlagerungsfrequenz von 2630 Kilohertz erforderlich, die, zu 570 addiert, 3200 ergibt. Die nächsthöhere Harmonische von 2630 ist 5260, diese ergibt aber, zu irgendeiner Rundfunkfrequenz addiert, niemals die Zwischenfrequenz 3200. Allerdings würde sie, mit einer Frequenz von 8640 Kilohertz kombiniert, die Differenzfrequenz 3200 Kilohertz, also die Zwischenfrequenz ergeben; 8640 Kilohertz entspricht aber einer Welle von etwa 35 bis 36 m, diese liegt aber ganz außerhalb des normalen Rundfunkbereiches. Ähnliches ergibt sich für die kürzeste Empfangswelle von 200 m, die entsprechende Frequenz ist 1500 Kilohertz; um diese Frequenz auf 3200 Kilohertz zu transponieren, muß die Hilfsfrequenz 1700 Kilohertz, addiert werden, ihre nächsthöhere Harmonische beträgt 3400 Kilohertz, diese gibt gleichfalls zu irgendeiner der möglichen Empfangsfrequenzen addiert, nicht die Frequenz 3200 Kilohertz, sie würde allerdings, mit einer Frequenz 6600 Kilohertz kombiniert, die Differenzfrequenz 3200 Kilohertz ergeben, aber 6600 Kilohertz entspricht einer Welle von etwa 45,5 m, liegt also gleichfalls außerhalb normaler Rundfunkwellen. Der Infradyne-Empfänger hat also den Vorteil, daß jeder Rundfunksender nur bei einer Skaleneinstellung erscheint. Ferner soll noch erwähnt werden, daß infolge der hohen Zwischenfrequenz der Zwischenfrequenzverstärker nicht, wie das beim üblichen Superheterodyne-Empfänger manchmal der Fall ist, Telegraphiezeichen auf langen Wellen aufnimmt und dadurch zu Empfangsstörungen Anlaß geben kann.

Ob aber diese, rein theoretisch betrachtet, zutreffenden Vorteile der Schaltung genügen, um den Bau eines solchen Empfängers zu rechtfertigen, muß doch bezweifelt werden. Das Auftreten der Sender auf verschiedenen Skalenteilen der Oszillatoreinstellung dürfte auch beim normalen Superheterodyne-Empfänger kaum noch zu befürchten sein, wenn man drei abgestimmte Hochfrequenzstufen davorsetzen würde und, um Störungen durch langwellige Sender zu vermeiden, gibt es noch andere einfachere Mittel, wie z. B. die Einkapselung der Transformatoren usw.

Doch seien wir zufrieden, wenn auch der Nachbau des Infradyne-Empfängers kaum zu empfehlen ist, hat er uns doch Anlaß gegeben, einmal einen etwas tieferen Einblick in die Geheimnisse der Überlagerung zu nehmen. Wenn aber diese Zeilen doch dem einen oder anderen Unentwegten Anlaß geben sollten, sich näher mit dem Infradyne-Empfänger zu befassen, so seien hier gleich einige Vorschläge zur weiteren „Vervollkommnung" dieses Gerätes gemacht. So würde vielleicht der Versuch des Schweißes der Edlen wert sein, hinter der kurzen Zwischenwelle eine zweite Überlagerung vorzunehmen, und zwar diesmal auf eine lange Welle und alsdann einen normalen langwelligen Zwischenfrequenzsatz einzuschieben, damit wäre wiederum Platz für mindestens vier Röhren geschaffen, schließlich könnte man auch am Ende eine Reflexion vor-

nehmen und die Empfangsschwingungen ein zweites Mal durch sämtliche 14 Röhren hindurchquälen, der findige Bastler wird noch weitere Möglichkeiten sehen. Um mich aber auch nicht dem, wie eingangs bemerkt, häufig schwierigerem Teil der Ausbildung neuer Empfangsschaltungen zu entziehen, sei auch ein Name für eine solche Schaltung angegeben. Ich schlage für ein solches Hochfrequenzturngerüst in Anlehnung an das allen alten Soldaten bekannte und ihnen liebgewordene, der körperlichen Ertüchtigung dienenden Eskaladiergerüst den Namen Eskaladyne-Empfänger vor, der mindestens ebenso gut und richtig gebildet ist und ebenso schön klingt wie viele andere Namen.

Kraftverstärker für Entnahme von Anoden=, Gitter= und Heizspannung aus dem Wechselstromnetz

Von

Albrecht Forstmann.

Es ist eine bekannte Tatsache, daß die Lebensdauer von Anodenbatterien bzw. die Entladezeit von Heizakkumulatoren um so kürzer ist, je größere Lautstärken man verzerrungsfrei zu erhalten wünscht. Die Gründe hierfür liegen darin, daß man zur Erreichung großer Lautstärken große Anodenströme, außerdem aber auch hohe Anodenspannungen, und ferner große Heizstromstärken benötigt.

In bezug auf die Höhe von Anodenspannungen und Anodenströmen ist man der Sorge um die Lebensdauer der Stromquelle enthoben, da man bei Anwendung von Netzanschlußgeräten hohe Anodenspannungen, bei Wechselstromanschlußgeräten durch entsprechende Auftransformierung der Spannung beliebig hohe Anodenspannungen, erhalten und auch praktisch beliebig hohe Anodenströme entnehmen kann. Anders liegt es mit der Heizung der Endröhren, die, verglichen mit den übrigen Stufen, relativ hohe Heizströme verlangen, so daß die Endröhre meist soviel Heizstrom benötigt, wie ein Vielröhrenempfänger ohne die Endstufe insgesamt verlangt, und es tritt die Frage auf, ob man nicht vielleicht auch für die Endstufe eine sogenannte Sparröhre verwenden kann.

Heizstromstärke und Emission hängen voneinander ab, denn der Anodenstrom fließt über den Heizdraht und dient daher gleichzeitig mit zu seiner Erwärmung; da jedoch eine geringe Erhöhung der Heizstromstärke die Lebensdauer der Röhre wesentlich herabsetzt, so können Anodenströme, die im Verhältnis zum Heizstrom nicht genügend klein sind — der Anodenstrom darf nur wenige Prozente des Heizstromes betragen —, schon die Lebensdauer wesentlich herabsetzen. Die Forderung nach einer Sparröhre für die Endstufe ist daher widersinnig, denn die Erzielung großer Lautstärken ist, wie anfangs gesagt, nur bei großen Anodenströmen möglich. Man kann also nur entweder große Lautstärken erzielen, dann sind große Anodenströme und damit große Heizströme erforderlich, oder man verwendet Sparröhren, dann benötigt man zwar geringe Heizströme, kann dafür aber auch keine großen Lautstärken erzwingen. Der Weg, Sparröhren für die Endstufe zu verwenden, um Heiz- und Anodenströme zu sparen, ist also, wenn große Lautstärken verlangt werden, nicht gangbar.

Eine andere Frage ist, ob nicht die Möglichkeit besteht, auch den Heizstrom dem Lichtnetz zu entnehmen. In Gleichstromnetzen bietet die Entnahme des Heizstromes keine wesentlichen Schwierigkeiten, besonders, wenn man die Gegentaktschaltung anwendet; solche Schaltungen, die die Entnahme aller Spannungen aus dem Gleichstromlichtnetz gestatten, wurden bereits vor längerer Zeit von Dr. Dietz[1]), Leipzig, entwickelt und beschrieben. Die Entnahme aller Spannungen aus dem Wechselstromlichtnetz jedoch ist nicht so einfach. Immerhin ist sie möglich und nachstehend soll ein gangbarer Weg dazu beschrieben werden.

Betrachten wir zu diesem Zwecke zunächst einmal die Schaltung einer Verstärkerstufe, deren Heizung unter Zwischenschaltung eines entsprechenden Abwärtstransformators aus dem Wechselstromlichtnetz erfolgt und die an die Vorstufe unter Verwendung eines Transformators angekoppelt ist. Das prinzipielle Schaltbild einer solchen Verstärkerstufe zeigt Abb. 1.

An der Kathode also an den Punkten a und b liegt eine Wechselspannung; das Potential am Punkte a ändert sich

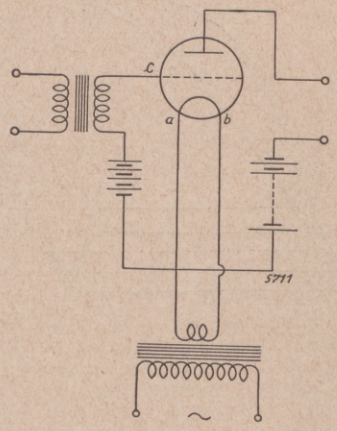


Abb. 1.

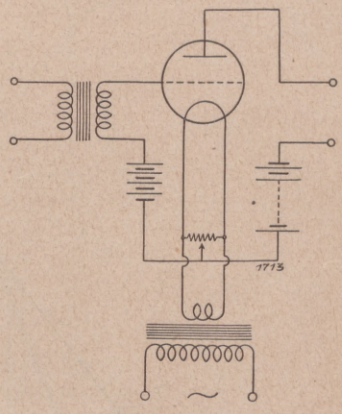


Abb. 2.

mithin dauernd, und wir haben für die Spannung Gitter—Kathode kein konstantes Bezugspotential. Die Spannung zwischen den Punkten a und c ändert sich also auch dauernd, und zwar um so mehr, je höher die Spannung zwischen den Punkten a und b, also die Heizspannung der Röhre ist, und um so öfter, je höher die Frequenz des Wechselstromes des Lichtnetzes, der in der Regel 50 Perioden beträgt, ist. Da auch für die Spannung Anode—Kathode kein festes Bezugspotential (die Anodenspannung selbst wird natürlich durch die Ausgleichmittel des Anschlußgerätes konstant gehalten) vorhanden ist, so ändert sich auch die Anodenspannung in entsprechender Weise, jedoch soll der Einfluß der Wechselstromheizung der Röhre auf diese Verhältnisse gegenüber dem Einfluß auf das Gitterpotential vernachlässigt werden, da er weit geringer ist.

Wir erhalten, da wir kein konstantes Bezugspotential haben, eine Wechselspannung am Gitter, die sich der konstanten Vorspannung überlagert und die um so größer ist, je höher die zur Heizung der Röhre benötigte Spannung ist.

Aus der Abb. 3 erkennen wir diese Verhältnisse am einfachsten. Die Wechselspannungen a und b sind die am Gitter liegenden Störwechselspannungen, und zwar gilt die Spannung b für eine Heizspannung der Röhre, die halb so groß ist wie die Heizspannung a einer sonst gleichen Röhre. Im Anodenkreis erscheinen die Störwechselspannungen entsprechend verstärkt. Die flache Kennlinie ist die dynamische Arbeitskennlinie, die steile die statische Röhrencharakteristik.

Wollte man zunächst nur die Lautstärke der Störwechselströme gegenüber der der wiederzugebenden Wechselströme

[1]) Vgl. „Funk-Bastler", Jahr 1926, Heft 40.

gering halten, so könnte man dies einmal dadurch erreichen, daß man die zu verstärkenden Gitterwechselspannungsamplituden möglichst groß macht, also Röhren mit großem Durchgriff und hohen Anodenspannungen anwendet, und die Heizspannung der Röhre möglichst klein hält. Man könnte jedoch auch die Anpassung des Indikators im Anodenkreis für die Frequenz der Störwechselspannung ungünstig machen, da aber die Störwechselspannung im Hörbereich liegt, so ist dieser Weg bei Telephonie nicht gangbar.

Die Verkleinerung des Verhältnisses Störwechselspannung zu zu verstärkender Wechselspannung allein genügt aber noch nicht, man muß also unter Beobachtung des Vorstehenden noch nach weiteren Mitteln, die Störwechselspannungen unwirksam zu machen, suchen.

Da die Störwechselspannungen dadurch bedingt sind, daß kein konstantes Bezugspotential an der Kathode vorhanden ist, muß man sich dieses zu schaffen suchen. Ein konstantes Bezugspotential wird nun erreicht, wenn man den Bezugspunkt nicht an ein Kathodenende legt, sondern an einen

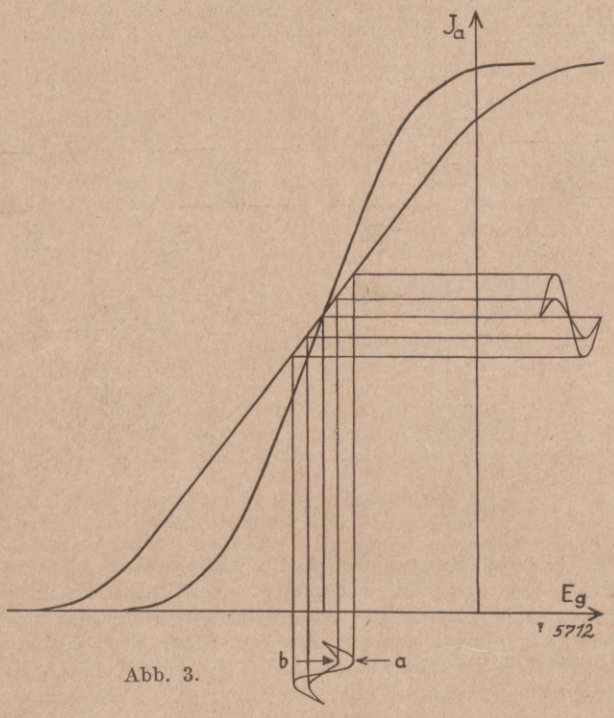


Abb. 3.

Punkt, an dem die Heizwechselspannung durch Null geht. Dieser Punkt ist die elektrische Mitte des Heizkreises, also beispielsweise die elektrische Mitte der Heizwicklung des Transformators, die Mitte des Heizdrahtes der Röhre oder überhaupt jeder Punkt des Systems, der von den Klemmen der Heizwicklung oder den beiden Kathodenenden den gleichen elektrischen Abstand hat.

Die Mitte des Heizdrahtes zu nehmen ist nicht möglich, die Mitte der Heizwicklung zu finden bereitet große praktische Schwierigkeiten, dagegen ist ein Punkt gleichen elektrischen Abstandes mit Hilfe eines niedrigohmigen Potentiometers leicht zu finden. Das Potentiometer muß niedrigohmig sein, um eine genügende Feineinstellungsmöglichkeit zu haben, dann aber auch, damit der Anodenstrom, der bekanntlich über das Potentiometer fließt und an ihm einen praktisch merkbaren Widerstand findet, keinen auf die Verstärkung zurückwirkenden Spannungsabfall erleidet. Am geeignetsten ist vielleicht ein als Potentiometer geschalteter Heizregler, der eine punktförmige Abnahme der Spannung über den ganzen Widerstand gestattet. Die Ohmzahl beträgt zweckmäßig nicht über etwa 30 Ohm.

Die Schaltung einer Verstärkerstufe unter Berücksichtigung dieser Erfordernisse ist in Abb. 2 wiedergegeben. Da nunmehr ein konstantes Bezugspotential vorhanden ist, so ist auch die Spannung Gitter—Kathode konstant.

Berücksichtigen wir die Schaltung der Abb. 2 beim Bau eines Netzanschlußgerätes verbunden mit einer End-

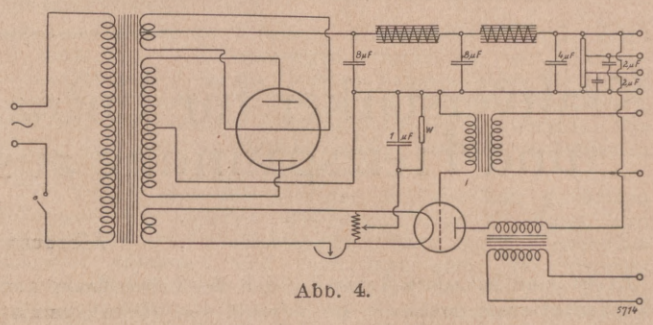


Abb. 4.

verstärkerstufe, so gelangen wir zu der in Abb. 4 wiedergegebenen Schaltung.

Die Schaltung ist im allgemeinen die für Wechselstromnetzanschlußgeräte bekannte, nur daß der Transformator außer den Wicklungen für die Anodenspannung und die Heizung der Gleichrichterröhre auch noch eine Wicklung für die Heizung der Endröhre trägt. Einen solchen Transformator fertigen einige Firmen auf Anfordern unter Angabe der gewünschten Heizdaten der Endröhre ohne nennenswerte Mehrkosten gegenüber den normalen Transformatoren an. Statt des Ausgangstransformators kann man auch eine in bekannter Weise geschaltete Anordnung aus Drossel und Kondensator benutzen, wobei man den genannten Ausgangstransformator auch als Drossel benutzen kann.

Die Lautsprecherröhre muß außer einem großen Durchgriff und großer Steilheit vor allen Dingen einen möglichst großen Heizstromverbrauch haben, da nur dann der Heizfaden die erforderliche thermische Trägheit besitzt, die unbedingt erforderlich ist, wenn nicht infolge der Wechselstromheizung eine Temperaturschwankung des Heizfadens und damit eine zu Störungen Veranlassung gebende Veränderung der Emissionsverhältnisse eintreten soll. Außerdem wäre aus den oben angegebenen Gründen eine niedrige Heizspannung erwünscht. Eine für solche Zwecke besonders geeignete Röhre müßte eine Heizspannung von etwa 2 Volt, eine Heizstromstärke von etwa 1,5 Amp, einen Durchgriff von 20 v. H. und eine Steilheit von etwa 1 mA/Volt haben. Für diesen Zweck besonders geeignete Röhren sind z. Z. in Deutschland noch nicht vorhanden, von den vorhandenen eignet sich wohl am besten die Röhre RE 504 von Telefunken, sehr geeignet wäre die Valvo Telotron, wenn der Durchgriff statt 8 v. H. 20 v. H. betragen würde, oder man müßte sehr hohe Anodenspannungen anwenden.

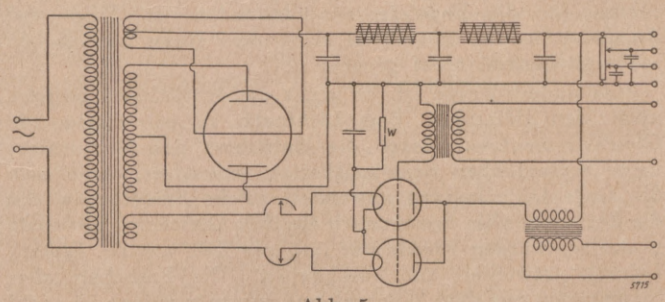


Abb. 5.

Die für die Lautsprecherröhre erforderliche negative Vorspannung wird durch Ausnutzung ihres mittleren Anodenstromes erhalten, dieser fließt über das Potentiometer und den Widerstand W, an dem er einen Spannungsabfall erzeugt. Bei Verwendung einer RE 504 und den üblichen Spannungen eines Netzanschlußgerätes ist ein Widerstand von

1500 bis 2000 Ohm sehr geeignet, man kann hier sehr gut Kopfhörerspulen von entsprechenden Widerstandswerten verwenden. Die jeweils geeignetste Größe des Widerstandes richtet sich nach den zur Anwendung kommenden Spannun-

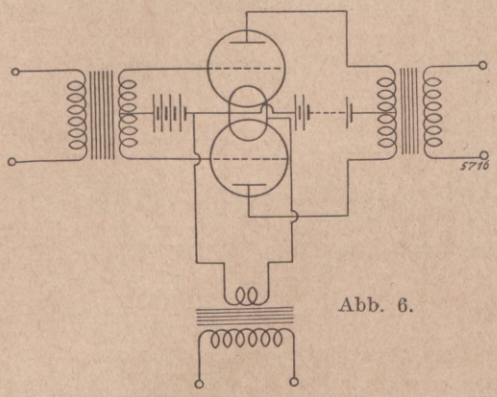


Abb. 6.

gen und den Daten der zu verwendenden Röhren, sie kann unter Berücksichtigung der Röhrencharakteristik festgestellt werden. Für die üblichen Endröhren von 20 v. H. Durchgriff und etwa 1 mA/Volt Steilheit ist bei Anodenspannungen von etwa 200 Volt der zweckmäßigste Wert 1500 bis 2000 Ohm.

Durch die Verwendung des Widerstandes W hat die Kathode ein um den Spannungsabfall an diesem Widerstand größeres positives Potential gegenüber dem Gitter. Um den infolge des wechselnden Anodenstromes am Widerstand W auftretenden Spannungsabfall zu vernichten und dem Gitter nur ein durch den mittleren Gleichstrom bedingten Spannungsabfall hervorgerufenes konstantes Potential zu geben, ist der Widerstand W durch einen Kondensator von geringem Wechselstromwiderstand, also von 1 bis 2 μF, überbrückt.

Der einzige Nachteil der Schaltung liegt in der Notwendigkeit, ein Potentiometer anwenden zu müssen und die dadurch gegebene Möglichkeit des Auftretens einer auf das Gitter rückwirkenden Wechselspannung am Potentiometer, wobei die Größe solcher Wechselspannungen dem Produkt aus Anodenwechselstrom und Widerstand direkt proportional ist.

Da die Heizspannung der Röhre möglichst gering sein muß, so muß ihr Heizstrom besonders groß sein, da sonst zu viel Strom über das Potentiometer fließt, denn der Strom fließt natürlich um so mehr durch den Potentiometerwiderstand, je kleiner er im Verhältnis zum Widerstand des Heizfadens ist. Außer der oben mit Rücksicht auf die thermische Trägheit des Heizfadens gemachten Forderung nach möglichst großem Heizstrom ist dieser auch deshalb zweckmäßig, um die Heizspannung, deren Einfluß aus der Abb. 3 hervorgeht, nicht zu groß machen zu müssen.

Die durch die Anwendung eines Potentiometers bedingten Nachteile können vermieden werden, wenn man den elektrischen Mittelpunkt des Heizfadens als Bezugspunkt nimmt. Bei Verwendung nur einer Endröhre ist dies natürlich nicht möglich, wohl aber, wenn man zwei Röhren nimmt; die Schaltung erhält dann das in der Abb. 5 gezeigte Aussehen.

Die Heizfäden der beiden verwendeten Röhren, die hinsichtlich der Verstärkerverhältnisse parallel liegen, sind in Serie geschaltet. Der elektrische Mittelpunkt liegt also zwischen den beiden Röhren und kann durch Regulierung der beiden niedrigohmigen Heizwiderstände gefunden werden. Es findet hier nur noch in bekannter Weise ein Spannungsabfall am Widerstande W statt, der, wie geschildert, zur Erzeugung der negativen Vorspannung der Endröhren dient. Da über diesen Widerstand nun der Anodenstrom zweier Röhren fließt, so darf er natürlich nur die halbe Größe des Widerstandes haben, wie er bei Verwendung einer Röhre erforderlich wäre.

Bei den vorstehend geschilderten Schaltungen kann nun noch die Möglichkeit bestehen, daß kleine Reststörwechselspannungen übrigbleiben, die durch ein nicht genaues Einhalten des elektrischen Mittelpunktes bedingt sind, aber auch dies, wenn auch meist recht geringe Übel kann behoben werden, wenn man die Gegentaktschaltung anwendet.

Um zu sehen, wie die Gegentaktschaltung bei Heizung der Röhren aus dem Wechselstromnetz wirkt, muß man sich die Arbeitsweise der in Abb. 6 angegebenen Schaltung klarmachen.

Hier sind wieder keine festen Bezugspunkte gegeben, man erhält also wieder in jeder Röhre infolge der Wechselstromheizung eine Gitterwechselspannung, die sich der konstanten Gittervorspannung überlagert, und zwar erfolgt die Überlagerung an beiden Gittern gleichphasig. Beide Störwechselspannungen bewirken also eine gleichphasige Änderung des Anodenstromes beider Röhren. Da nun aber die Anodenwechselspannungen beider Röhren durch den Ausgangstransformator gegenphasig überlagert werden, so erhalten die

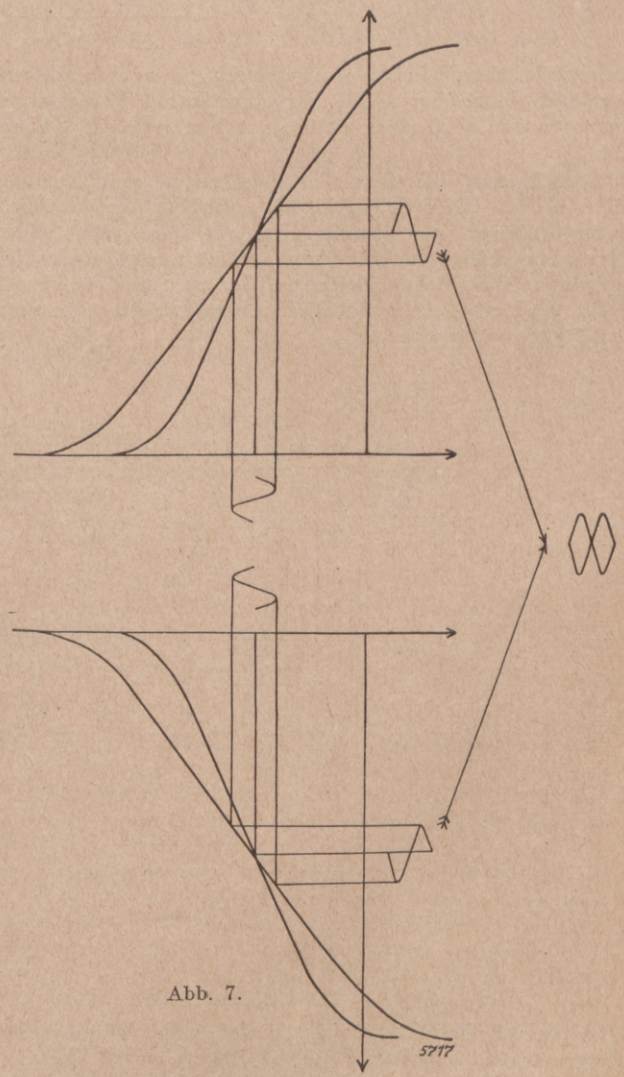


Abb. 7.

beiden Störwechselspannungen entgegengesetztes Vorzeichen, sie werden also in ihrer Wirkung kompensiert.

Stellt man sich die Arbeitsweise beider Röhren hinsichtlich der Störwechselspannungen bildlich dar, so erhält man die in der Abb. 7 wiedergegebenen Verhältnisse, die an Hand der dynamischen Röhrenkennlinien erklärt sind. Die steileren Kennlinien stellen die statischen Röhrencharakteristiken dar.

Bei der Gegentaktschaltung ist es also theoretisch gleichgültig, ob man ein konstantes Bezugspotential hat oder nicht, da sich infolge gegenphasiger Überlagerung der Anodenwechselspannungen und -ströme die an den Gittern gleichphasig vorhandenen Störwechselspannungen kompensieren. Es wird nun aber nicht immer möglich sein, die

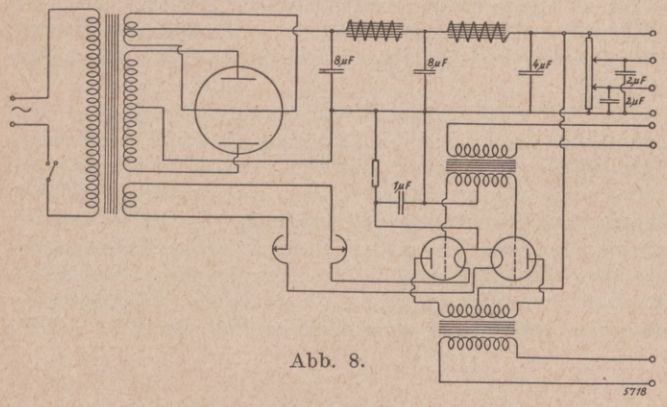


Abb. 8.

theoretisch erforderlichen Voraussetzungen auch praktisch zu erfüllen, wohl aber erhält man einwandfreie Verhältnisse, wenn man wieder zu einem konstanten Bezugspotential übergeht.

Eine Schaltung, die diese Voraussetzungen berücksichtigt, zeigt Abb. 8. Diese Schaltung ist gegenüber der in Abb. 6 wiedergegebenen nur insofern verändert, als die beiden Röhren hinsichtlich der Verstärkerverhältnisse nicht parallel, sondern im Gegentakt arbeiten. Alles was hinsichtlich der vorher wiedergegebenen Schaltung gesagt wurde, trifft sinngemäß auch auf sie zu.

Die Schaltung eines solchen Verstärkers, bei dem auch die Spannungsverstärkerstufen mit Wechselstrom geheizt werden, zeigt Abb. 9.

Wie aus der Abb. 9 zu ersehen ist, werden die Potentialverhältnisse für beide Gegentaktsysteme getrennt geregelt, sowohl hinsichtlich der Einstellung des Bezugspotentials als

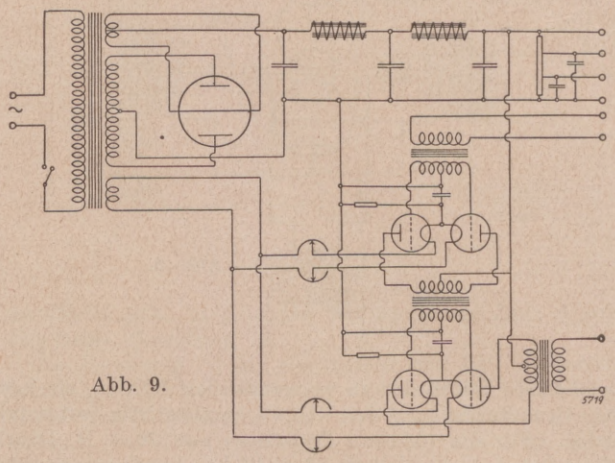


Abb. 9.

auch hinsichtlich der Erzeugung der negativen Gittervorspannungen durch Ausnutzung des jeweiligen Spannungsabfalls des Anodengleichstroms an den Widerständen W_1 und W_2.

Wenn nun auch die Möglichkeit des störungsfreien Betriebes eines solchen Gegentaktverstärkers bei Entnahme der gesamten Spannungen aus dem Netz besteht, so sollte man sich jedoch praktisch mit der Entnahme des Heizstromes aus dem Netz für die beiden Endröhren begnügen, da die Einstellungsschwierigkeiten natürlich mit der Verstärker-

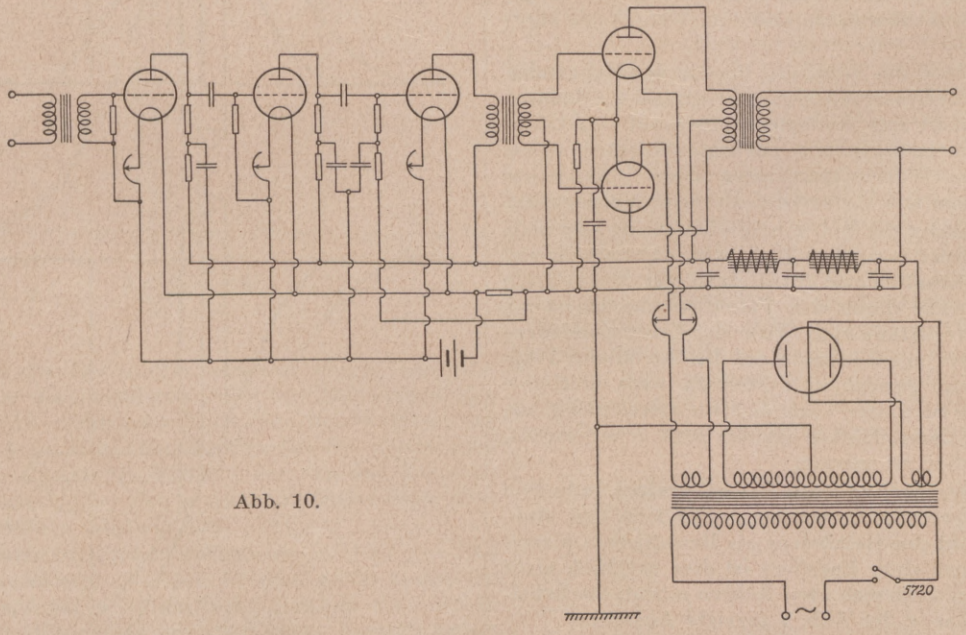


Abb. 10.

Der Vorteil besteht nun darin, daß außer einem festen Bezugspotential auch die Möglichkeit gegeben ist, die noch vorhandenen Reststörwechselspannungen durch gegenphasige Überlagerung im Ausgangstransformator zu kompensieren.

Bei Anwendung dieser Schaltungsart wird es sogar möglich, einen ganzen Gegentaktverstärker aus dem Netz zu betreiben, da die mitunter noch vorhandenen Reststörwechselspannungen auch hinsichtlich der kleinen Verstärkereingangsamplituden genügend klein sind und infolge der gegenphasigen Überlagerung auch mit der Stufenzahl nicht entsprechend der Verstärkung zunehmen können.

stufenzahl wachsen und auch nur die Endröhren hinsichtlich des Heizstromverbrauchs kostspielig sind.

Zum Schluß sei noch die Schaltung eines Verstärkers angegeben, bei dem die Heizung der Spannungsverstärkerstufen aus dem Akkumulator erfolgt, während alle anderen Spannungen aus dem Netz genommen werden. Es ist die Schaltung nach Abb. 10.

Die Spannungsverstärkerstufen sind in bekannter Weise unter Verwendung von hochohmigen Widerständen und Kapazitäten miteinander gekoppelt, während die Ankopplung an die in Gegentakt arbeitenden Endröhren durch Trans-

formatoren erfolgt. Die beiden ersten Röhren des Verstärkers sind RE 062 oder Valvo Ökonom H, die dritte Röhre ist eine RE 062, die Heizung der drei Röhren erfordert nur einen Heizstrom von 0,15 Amp, ist also denkbar gering. Die letzten in Gegentakt arbeitenden mit Wechselstrom geheizten Röhren sind die vorher angegebenen. Die Unterteilung der Widerstände der Spannungsverstärkerstufen erfolgt zur Verhinderung jedweder Rückwirkung des Netzanschlußgerätes auf den Verstärker.

Der Verstärker kann sowohl für sich allein als auch mit dem Netzanschlußgerät zusammengebaut werden, wobei es zweckmäßig ist, den Eingang des Verstärkers möglichst entfernt vom Netzanschlußteil zu legen, vorteilhaft ist es auch, den Netzanschlußteil abzuschirmen und die Abschirmung an das Erdpotential zu legen. In den meisten Fällen wird es auch genügen, wenn man mit nur einer widerstandsgekoppelten Stufe arbeitet, da sich bei mehr Stufen leicht Selbsterregung des Verstärkers bemerkbar machen kann.

Der Schwingungseinsatz beim Rückkopplungsaudion

Harter und weicher Schwingungseinsatz. — Die Gitterstromgleichrichtung.

Von

Walter Kittlick.

Die klassische Empfangsschaltung ist das Rückkopplungsaudion. Bei guter Anordnung und geschickter Bedienung kann man damit erstaunlich hohe Verstärkungen erzielen. Allerdings hapert es meist mit der Bedienung. Das liegt zum Teil daran, daß es nicht ganz leicht ist, die Wirkungsweise des Audions restlos zu durchschauen, weil hier drei verschiedene Funktionen in einer Röhre vereinigt sind: Gleichrichtung, Verstärkung und Dämpfungsverminderung. Von diesen ist gerade die Dämpfungsverminderung maßgebend für hohe Verstärkerwirkung, und man ist daher bestrebt, die Rückkopplung so weit wie möglich zu treiben. Eine Grenze hierfür ist gegeben durch die bei sehr starker Rückkopplung auftretende Verzerrung, die man bei entfernten Stationen vielleicht in Kauf nimmt, sowie durch die Gefahr der (plötzlich einsetzenden) Selbsterregung. Geht die Röhre beim Steigern der Rückkopplung mit einem mehr oder weniger scharfen Knacken in den Schwingungszustand über, d. h., setzen die Schwingungen hart ein, so kann man gewiß sein, daß man die größte Leistungsfähigkeit des Audions noch nicht erreicht hat. Außerdem treten dabei unerwünschte „Zieherscheinungen" auf, d. h., die Schwingungen setzen nicht bei derselben Stellung der Rückkopplung wieder aus, sondern man muß diese erst weiter vermindern, um sich dann von neuem an die größte Empfindlichkeit heranzuarbeiten. In jedem Falle aber ist es wünschenswert, einen möglichst weichen Schwingungseinsatz zu erzielen, d. h., der Übergang vom Zustand der Dämpfungsverminderung zum Schwingen der Röhre soll möglichst kontinuierlich vor sich gehen. Hat man dies einmal durch geeignete Maßnahmen erreicht, dann ist auch das endgültige Einstellen der gesuchten Station sehr leicht und nicht mehr so vom Zufall abhängig geworden, wie es bei vielen Audionempfängern, auch gekauften Geräten erster Firmen nicht selten der Fall ist. Auch die anfänglich vielleicht vorhandene sorgsamste Justierung geht verloren bei Auswechslung der Audionröhre oder Erschöpfung der Anodenbatterie usw. Jeder Bastler kennt den nichts weniger als angenehmen Zustand, bei dem man beim Einstellen einer entfernten Station „kaum zu atmen" wagt. Hat man dann nach mehrmaligen Versuchen die Station endlich „hereinbekommen", so genügt schon das Einschalten einer Glühlampe im Hause, um das Gerät zum Heulen und den Besitzer zur Verzweiflung zu bringen. Um die Wege zur Abhilfe zu zeigen, soll im folgenden zunächst die Wirkungsweise des Rückkopplungsaudions näher erklärt werden.

Zuerst sei die Gleichrichterwirkung des Audions auseinandergesetzt. Ihr Verständnis ist nicht ganz leicht und es empfiehlt sich, den aufgezeigten Gedankengang mehrmals genau zu durchdenken, bis man das Ineinandergreifen der Erscheinungen sicher beherrscht. Dann wird auf das Wesen der Selbsterregung und die Gründe für harten und weichen Schwingungseinsatz eingegangen, woraus sich zum Schluß die Bedeutung von Anodenspannung, Heizung, Gitterableitewiderstand und Potentiometerstellung für das Rückkopplungsaudion ergibt.

Es sei noch bemerkt, daß aus Gründen einer deutlichen und klaren Darstellung auf gewisse Wiederholungen nicht ganz

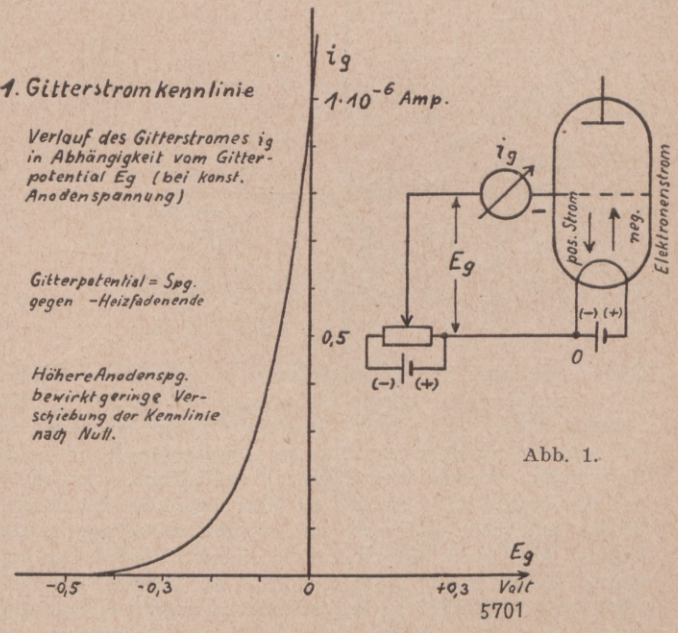


Abb. 1.

verzichtet werden konnte. Diese sind also absichtlich gebracht. Ferner empfiehlt sich eine aufmerksame Betrachtung der Abbildungen. Diese sollen den Text nicht nur erläutern, sondern noch ergänzen, da in ihnen z. T. auf Zusammenhänge hingewiesen wird, die im Text nur flüchtig angedeutet werden konnten.

Alle Vorgänge in der Röhre lassen sich grundsätzlich aus der statischen Charakteristik ableiten. Dazu muß im vorliegenden Falle noch die Gitterstromkennlinie in Betracht gezogen werden, denn das Audion arbeitet mit Gitterstromgleichrichtung. In den üblichen Darstellungen der Kennlinien einer Röhre ist meist nur der Anodenstrom aufgetragen, mitunter ist noch der Gitterstrom (d. h. der bei positiver Gitterspannung vom Heizfaden zum Gitter fließende Elektronenstrom) angegeben als eine langsam bei der Gitterspannung Null sich erhebende Linie. Jedoch ist der gewöhnliche bei dieser Darstellung gewählte Maßstab für unsere Zwecke viel zu ungenau. In Wirklichkeit setzt der Gitterstrom (je nach dem Röhrentyp) bereits bei —1 bis —0,5 Volt ein. Und trotz seiner Winzigkeit ist er für die Gleichrichtung von ausschlaggebender Bedeutung. Bei 0 Volt Gitterspannung ist er erst von der Größenordnung eines Tausendstel Milliampere, kann also nur mit den feinsten Instrumenten gemessen werden und nimmt in seinem

Anfang sehr genau nach einer Expotentialfunktion zu. Abb. 1 zeigt den Verlauf des Gitterstromes in gegenüber den sonstigen Darstellungen stark vergrößertem Maßstabe.

Denken wir uns die Isolation des Gitterkondensators C_g sehr gut (normal mehrere hundert Megohm) und den Gitterableitewiderstand in Abb. 2 entfernt, so wird, wenn man

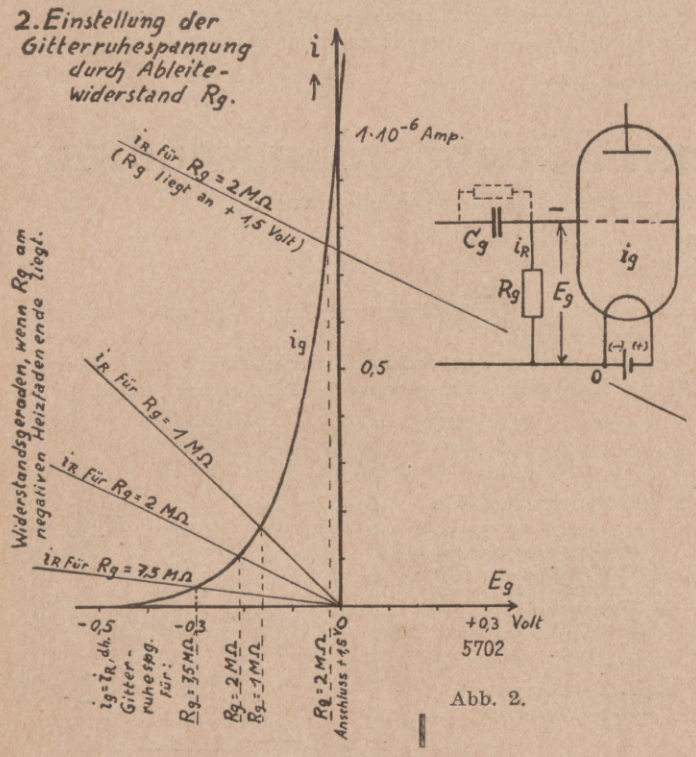


Abb. 2.

Gitter und negatives Heizfadenende miteinander verbindet (Gitterspannung 0), jetzt ein Gitterstrom von etwa $^1/_{1000}$ Milliampere fließen. Entfernen wir diese Verbindung wieder, so ladet jetzt der Elektronenstrom das abgetrennte Gitter (nebst der mit ihm verbundenen Belegung des Gitterkondensators) auf ein negatives Potential auf (die negativen Elektronen häufen sich mehr und mehr an). Negatives Gitterpotential bedingt aber nach der Kennlinie einen kleineren Gitterstrom. Dieser nimmt mehr und mehr ab, bis das Gitter so stark negativ geladen ist (ein so starkes negatives Potential erhalten hat), daß eine weitere Zufuhr von Elektronen, somit ein weiteres Erniedrigen des Gitterpotentials von selbst aufhört. Nehmen wir jetzt an, daß ein Gitterableitewiderstand R_g von 7,5 Megohm zwischen Minus-Heizfaden und Gitter geschaltet wird (oder der Isolationswiderstand des Kondensators 7,5 Megohm betrage), dann würde bei —0,3 Volt ein Strom i_R von $E_g/R_g = 0{,}3/7{,}5 \cdot 10^6 = 0{,}04 \cdot 10^{-9}$ Amp über den Widerstand abfließen. Der Gitterstrom i_g, der den Kondensator aufladet, beträgt aber in unserem Fall gerade $0{,}04 \cdot 10^{-6}$ Amp, d. h. zu- und abfließender Strom sind gleich, das Gitter kann nicht negativer durch den Gitterstrom aufgeladen werden, weil der Überschuß immer wieder abfließt. Die Gitterspannung stellt sich automatisch auf —0,3 Volt ein. Dies ist die Ruhegitterspannung. Zeichnerisch läßt sie sich ermitteln durch Ziehen der sogenannten Widerstandsgeraden (bzw. „Charakteristik" des Gitterwiderstandes). Die Widerstandsgerade gibt an, welcher Strom i_R durch den Gitterableitewiderstand R_g fließt, wenn das Gitter verschiedene Spannungen annimmt. Durch einen Widerstand von 1 Megohm fließt, wenn der Anschluß am negativen Heizfadenende erfolgt, bei $E_g = 0$ ein Strom von 0 Amp, bei —0,1 Volt $0{,}1 \cdot 10^{-6}$ Amp, bei —0,2 Volt $0{,}2 \cdot 10^{-6}$ Amp usw. Die einzelnen Punkte ergeben eine gerade Linie, und man erkennt, daß jeder Widerstandswert seine bestimmte Gerade hat, die in $E_g = 0$ ihren Anfang nimmt. Ist der Widerstand R_g kleiner, so verläuft die Widerstandsgerade steiler, ist er größer, so verläuft sie flacher. Der Schnittpunkt der Widerstandsgeraden mit der Gitterstromkennlinie ergibt den Ruhepunkt, d. h. die von selbst sich einstellende Gitterspannung, bei der zu- und abfließender Strom dieselbe Größe haben. Es ist Gleichgewicht vorhanden: $i_g = i_R$. Zu jedem Werte von R_g gehört ein bestimmter Ruhepunkt. Schließt man den Gitterwiderstand nicht an das negative Heizfadenende, sondern an das positive Ende, z. B. + 1,5 Volt an, so nimmt die Widerstandsgerade von + 1,5 Volt (statt von 0) ihren Ausgang, wie eine kurze Überlegung ergibt. Der Schnittpunkt mit der Gitterstromkennlinie wandert dann höher (Abb. 2). Um denselben Ruhepunkt zu erhalten wie vorher, müßte man also einen größeren Ableitewiderstand R_g wählen. Bei genügender Größe von R_g könnte man prinzipiell diesen an Plus-Anode anschließen und dabei denselben Ruhepunkt erzielen wie vorher.

Der Ableitewiderstand hat also die Wirkung, eine bestimmte Gittervorspannung einzustellen. Der angeschaltete Gitterkondensator C_g hat dabei auf den Ruhepunkt selbstverständlich keinen Einfluß, sofern er gute Isolation aufweist. Andernfalls muß der Isolationswiderstand desselben mit in Betracht gezogen werden. Nur für die Geschwindigkeit, mit der der Ruhepunkt sich einstellt, ist die Größe von C_g maßgebend. Größere Kapazität bedingt längere Aufladezeit durch den kleinen Gitterstrom. Zweck des Gitterkondensators in der Audionschaltung ist, die gleichzurichtende Hochfrequenzwechselspannung aufs Gitter zu übertragen, ohne die hohe Gitterisolierung, die dann erst

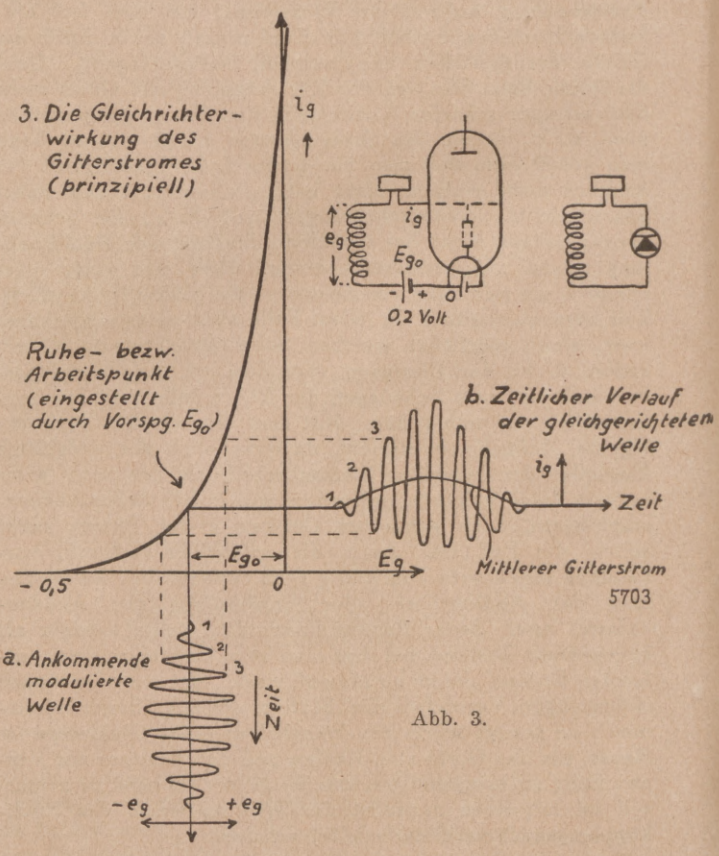


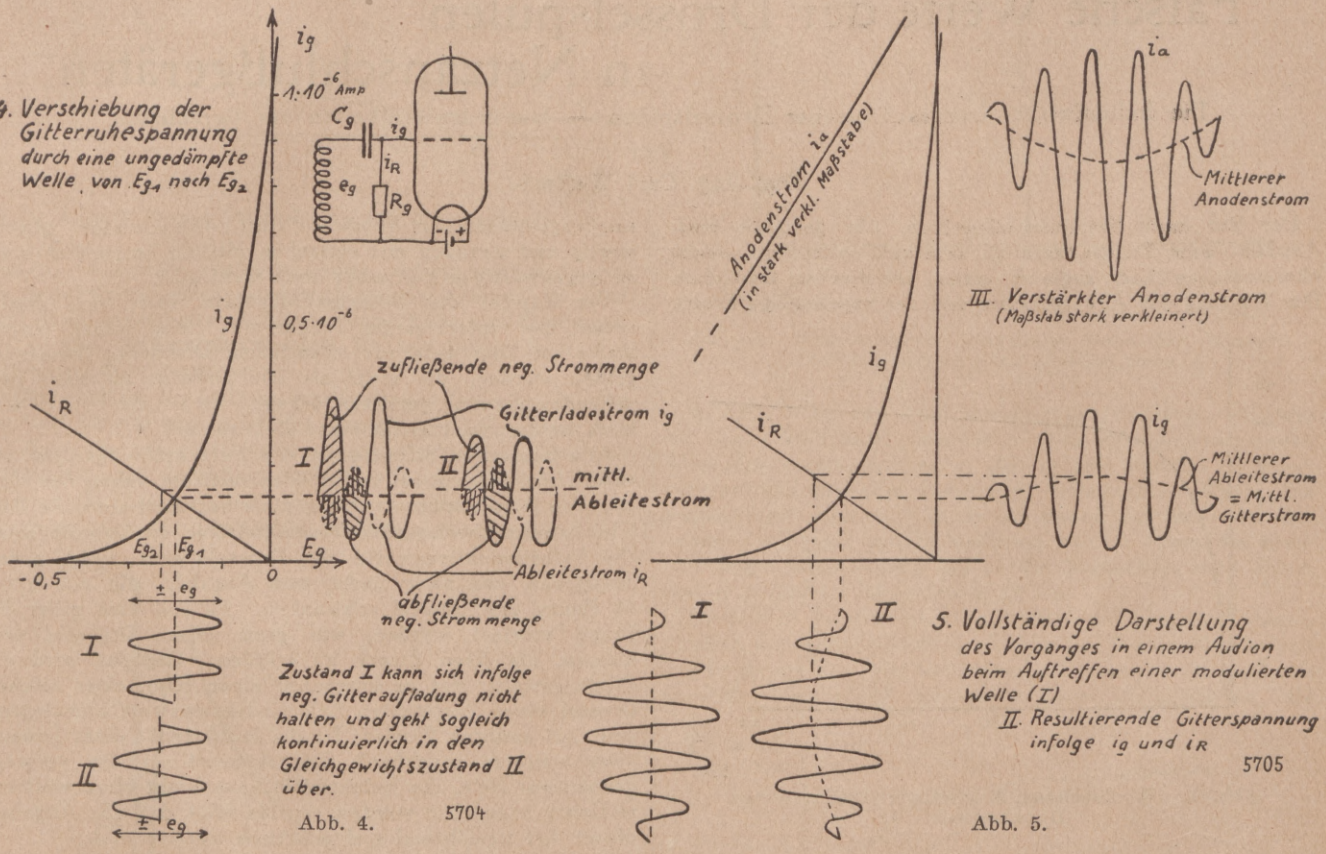
Abb. 3.

durch den Ableitewiderstand genau auf das gewünschte Maß herabgesetzt wird, von sich aus zu zerstören.

Führt man dem Gitter eine Wechselspannung zu und richtet dabei sein Augenmerk auf die Gitterstromkennlinie, so läßt sich zunächst sagen, daß die gekrümmte Gittercharakteristik gewissermaßen als Gleichrichter wirkt (vgl. Abb. 3). Es ließe sich prinzipiell bei geeigneter Vorspannung (Element) der Gitterstrom (als ein gleichgerichteter

Strom) im Telephon abhören, wie beim Detektor, wenn seine Größe nicht zu gering wäre. Denn ein Detektor hat einen mittleren Widerstand von einigen tausend Ohm; dagegen ist der wirksame Gitterwiderstand im Bereiche negativer Gittervorspannung in der Größenordnung von einigen Megohm[1]), und bei stärkerer positiver Gittervorspannung wird die Krümmung der Gittercharakteristik zu gering, als daß sie für eine Gleichrichtung in Frage käme. Der Wirkungsgrad der in Abb. 3 angedeuteten Schaltung zur Gleichrichtung wäre vieltausendmal geringer als beim Detektor.

Aber — und das ist der Kunstgriff beim Audion — der durch die gekrümmte Gitterkennlinie verzerrte (bzw. „gleichgerichtete") Gitterstrom genügt vollständig, um das



Gitterpotential selbst wieder zu verändern — und dadurch den Anodenstrom zu steuern, wobei gleichzeitig eine Verstärkung stattfindet.

Auf welche Weise wird nun das Gitterpotential durch den auftretenden Gitterwechselstrom verändert? Wir haben oben gesehen, daß beim normalen Audion ein Ableitewiderstand eingeschaltet ist (Abb. 4); dann stellt sich nach obigen Ausführungen zunächst eine bestimmte Gitterruhespannung, z. B. $E_{g_1} = -0{,}2$ Volt, ein. Erhält jetzt das Gitter über den Gitterkondensator eine Wechselspannung $\mathfrak{E}_g$, z. B. von $\pm 0{,}1$ Volt, so überlagern sich beide Spannungen, d. h. die Gitterspannung durchläuft die Werte von $-0{,}1$ bis $-0{,}3$ Volt (vgl. Abb. 4 I), vielmehr sie würde es tun, wenn nicht der „automatische" Ruhepunkt bei diesem Vorgang selbst sich verschieben würde.

Wir bemerkten, daß ein starker Gitterstrom eine Aufladung des Gitters (Elektronenzufluß) zur Folge hat, d. h. das Gitterpotential ins Negative verschiebt; und hierbei steigt der durch den Ableitewiderstand fließende Ableitestrom i_R. Man kann das auch so ausdrücken, daß man sagt, größerer Ableitestrom ergibt größeren Spannungsabfall am Ableitewiderstand, d. h. negative Gittervorspannung[2]), oder noch anders ausgedrückt, großer Gitterstrom (wird durch mehr positive Gitterspannung hervorgerufen und) bewirkt nachträglich eine Potentialerniedrigung (vgl. Abb. 4 II).

Beide Vorgänge — Beeinflussung von i_g durch die Gitterspannung und rückwärts Beeinflussung der Gitterspannung durch i_g — sind wechselseitig voneinander abhängig. Also: Ruhepunkt sei bei E_{g_1}, wobei der Gitterstrom $i_{g_1} = i_{R_1} = 0{,}13 \cdot 10^{-6}$ Amp zum Gitter fließt und durch den Ableitewiderstand in derselben Größe wieder abfließt. Über den Gitterkondensator hinweg gelange die positive Wechselspannungsamplitude ans Gitter, die Gitterspannung würde von $-0{,}2$ Volt auf $-0{,}1$ Volt steigen, dem entspricht ein Gitterladestrom $i_g = 0{,}35 \cdot 10^{-6}$ Amp (Abb 4 I) und zu gleicher Zeit ein Ableitestrom $i_R = 0{,}07 \cdot 10^{-6}$ Amp. Geht die überlagerte Wechselspannung wieder auf Null zurück, so haben wir das oben angedeutete Ergebnis, daß die Gitterspannung jetzt über den Ruhepunkt $-0{,}2$ Volt hinaus weiter fällt (da sich inzwischen ja negative Ladung auf dem Kondensator ansammelte; weil der Gitterladestrom größer war, als der Ableitestrom). Der Ruhepunkt ist ins Negative abgewandert. Gelangt daher in diesem Augenblick die negative Wechselspannungsamplitude von $-0{,}1$ Volt ans Gitter, so wird das resultierende Gitterpotential nicht nur bis auf $-0{,}3$ Volt, sondern noch weiter absinken. Gleichzeitig wird der Gitterladestrom i_g geringer, der Ableitestrom i_R aber steigt (siehe Abb. 4 II). Eine Potentialerniedrigung hervorrufend, kann die angesammelte Gitterladung jetzt abfließen. Gelangen mehrere gleiche Wechselspannungsamplituden nacheinander aufs Gitter, so erkennt man, daß sich jetzt ein neuer Gleichgewichtszustand (Ruhepunkt

[1]) Bei $-0{,}2$ Volt z. B. beträgt der Gitterstrom (Abb. 1) $= 0{,}1 \cdot 10^{-6}$ Amp. Das entspricht einem wirksamen Gitterwiderstand von $R_g = E_g/J_g = 0{,}2/0{,}1 \cdot 10^{-6} = 2$ Megohm.

[2]) Großer Ableitestrom ist eben mit großer negativer Gitterspannung verknüpft, so wie dies die Widerstandsgerade angibt. Ohmsches Gesetz: $J = \frac{E!}{R}$

E_{g_2}, um den die Wechselspannung schwankt) ausbildet. Die Gitterspannung ist in „Mittel" negativer geworden. Da der Anodenstrom ein getreues Abbild der Gitterspannung ist, so entspricht dem Absinken der „mittleren" Gitterspannung ein Absinken des „mittleren" Anodenstromes. Es läßt sich erkennen, je größer die Wechselspannungsamplitude $\mathfrak{E}_g$ ist, desto stärkere Potentialerniedrigung hat sie zur Folge. Eine modulierte Welle erscheint also als Änderung des mittleren Anodenstromes (vgl. Abb. 5). Damit ist die Audiongleichrichtung vollständig erklärt[3]).

Über die Größenordnung von C_g und R_g ist folgendes zu sagen: Aufladen und Entladen des Gitterkondensators nimmt eine gewisse Zeit in Anspruch. Die Abklingzeit ist proportional $R_g \cdot C_g$. Dieses Produkt darf nicht zu groß sein, sonst treten Verzerrungen auf, und die Aussteuerung wird geringer. Großes C_g (= 1000 cm) gibt gute Spannungsübertragung, verlangt aber, wie gesagt, kleines R_g. Kleines R_g (= 0,1 Megohm) dagegen gibt, besonders bei schwachem Empfang, schlechte Verstärkung. Großes R_g gibt bessere Lautstärke, bevorzugt aber die tiefen Frequenzen. Am günstigsten ist der Empfang bei R_g = 0,5 bis 1 Megohm; dazu gehört ein Gitterkondensator von C_g = 400 bis 500 cm. Kleineres C_g (= 100 cm) arbeitet sauber, ergibt aber geringere Lautstärke[4]).

Falsche Werte der Drosselspulen in Netzanschlußgeräten

Die Induktivität eisengeschlossener Drosselspulen. — Die Schwierigkeiten der Berechnung.

Von

Dipl.-Ing. Curt Wallach.

Der Ruf nach Netzanschlußgeräten, die geeignet sind, Anoden- oder Heizbatterie zu ersetzen, entspringt einem ökonomischen und zugleich einem technischen Bedürfnis. Die Wartung des Akkumulators und der regelmäßige Ersatz

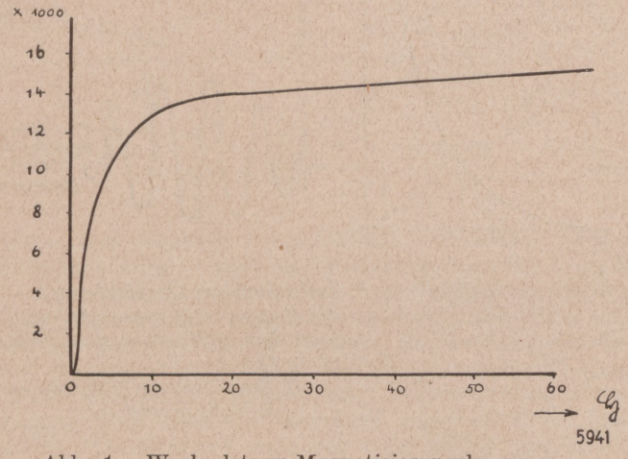


Abb. 1. Wechselstrom-Magnetisierungskurve von Dynamoblech.

der erschöpften Trockenbatterie wird allgemein nicht nur als eine unerwünschte Verteuerung, sondern auch als ein technischer Mangel des Rundfunkempfangs empfunden. Als der größere Störenfried wird hierbei die Anodentrockenbatterie angesehen und sie zu beseitigen, wird um so dringender, je mehr sich die Erkenntnis verbreitet, daß der gute Lautsprecherempfang mit den heute gebräuchlichen Röhren die Anwendung hoher Spannungen von 120 bis 200 Volt zur Voraussetzung hat. Eine glückliche Wendung der Entwicklung hat es mit sich gebracht, daß die dringlichere Aufgabe, nämlich der Ersatz der Anodenbatterie, früher gelöst werden konnte, als die weniger dringliche, nämlich der Ersatz des Akkumulators. Es ist in der Tat heute möglich, ein auch den höchsten Anforderungen genügendes Netzanodengerät mit abgreifbaren Gittervorspannungen mit verhältnismäßig geringem Aufwand zu bauen, während andererseits gesagt werden muß, daß es Netzheizgeräte, die in empfangstechnischer Hinsicht dem Akkumulator gleichwertig und dennoch mit einfachen Mitteln herstellbar sind, im gegenwärtigen Zeitpunkt noch nicht gibt.

Das Kapitel der Netzanschlußgeräte wirft eine Reihe neuer und interessanter Fragen auf. Aus dieser langen Reihe soll hier eine zur öffentlichen Diskussion herausgegriffen werden, die mehr als alle anderen zu einer eingehenden Klärung geradezu drängt. Es ist die Frage: Wie hoch ist die Induktivität einer Siebdrossel?

Alle bekannten Schaltungen von Netzanschlußgeräten, sei es für Gleichstrom, sei es für Wechselstrom, sehen den Einbau von Drosselspulen vor, die dazu bestimmt sind, die dem Gleichstrom überlagerten Wechselströme zu unterdrücken. Die Selbstinduktionswerte der Drosseln sind meist genau angegeben, und zwar findet man Angaben, die von 5 bis 50 Henry pro Drossel schwanken. Es soll hier nicht die Frage erörtert werden, wie groß solche Drosseln sein müssen, um ihren Zweck zu erfüllen. Dagegen wird die Frage gestellt: Hat es überhaupt einen Sinn, einer solchen Drossel einen bestimmten Selbstinduktionswert beizulegen? oder mit anderen Worten: Ist die Induktivität einer Drossel ohne weiteres angebbar? Die Antwort sei hier vorweggenommen: Nein, die Induktivität kann nicht ohne weiteres in Henry angegeben werden, woraus folgt, daß alle Angaben dieser Art irreführend und praktisch wertlos sind.

Die Drosselwirkung wird bekanntlich hervorgerufen durch den magnetischen Wechselfluß, der im Eisenkörper der Drossel durch den die Wicklung durchfließenden Wechselstrom erzeugt wird. Die Größe dieses magnetischen Flusses wächst hierbei, wie ebenfalls bekannt sein dürfte, nicht proportional mit dem Strom, sondern nach einer Abhängigkeit, die durch die Natur des verwendeten Eisens bestimmt und durch dessen „Magnetisierungskurve" gekennzeichnet ist (Abb. 1). Die charakteristische gekrümmte Form dieser Kurve ist ein anschaulicher Ausdruck der allbekannten Erscheinung, daß das Eisen nicht unbeschränkt magnetisierbar ist. Aus dieser Kurve kann eine zweite Abhängigkeit, nämlich die Permeabilitäts- oder „μ-Kurve" gefunden werden, die angibt, in welcher Weise sich die magnetische Leitfähigkeit des betreffenden Eisens mit der Größe des Stromes ändert (Abb. 2). Die magnetische Permeabilität des Eisens bestimmt ihrerseits wieder die wirksame Induktivität der Drossel, woraus folgt, daß deren Selbstinduktionswert keine konstante Größe ist, sondern daß er sich mit der Größe des Stromes ändert. Eine ähnliche Kurve erhält man auch dann, wenn man versucht, die Selbstinduk-

[3]) Streng genommen müßte man an Stelle der Gitterkennlinie ihre Arbeitskennlinie setzen, die ebenso wie die Arbeitskennlinie des Anodenstromes den Spannungsabfall der Anodenspannung (im Anodenkreise) berücksichtigt. Die Arbeitskennlinie des Gitterstromes würde etwas steiler verlaufen als die statische Kennlinie, weil bei geringerer Anodenspannung der Gitterstrom größer ist. Dies würde aber grundsätzlich an den angestellten Betrachtungen nichts ändern.

[4]) Vgl. C. Kuhlmann, Empfang modulierter Wellen mit dem nicht rückgekoppelten Audion. Jahrbuch f. drahtl. Tel. 1926. Seite 70 ff.

tion einer solchen Drossel durch eine der bei eisenlosen Drosseln gebräuchlichen Wechselstrommessungen zu bestimmen. Wie unangebracht jedoch diese Meßverfahren sind, zeigt die Abb. 3, aus der hervorgeht, daß an ein und derselben Drossel, je nach der Größe des Meßstromes, die verschiedensten Selbstinduktionswerte festgestellt werden

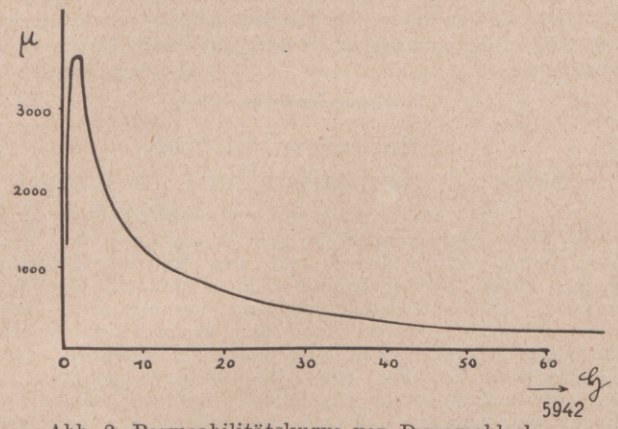


Abb. 2. Permeabilitätskurve von Dynamoblech.

können. Aus dem Vorhergehenden ergibt sich demnach: Die Induktivität einer eisengeschlossenen Drossel ist (und auch dann näherungsweise) nur definiert für eine bestimmte Größe des hindurchgeschickten Wechselstromes bzw. der angelegten Wechselspannung.

Bei den in Netzgeräten verwendeten Drosseln werden die Verhältnisse nun weiterhin kompliziert, und zwar einmal dadurch, daß die Drosseln betriebsmäßig nicht nur von Wechselströmen durchflossen sind, sondern auch von einem Gleichstrom, der von den störenden Wechselströmen überlagert ist (Abb. 4). Die Größe des Gleichstromes hängt da-

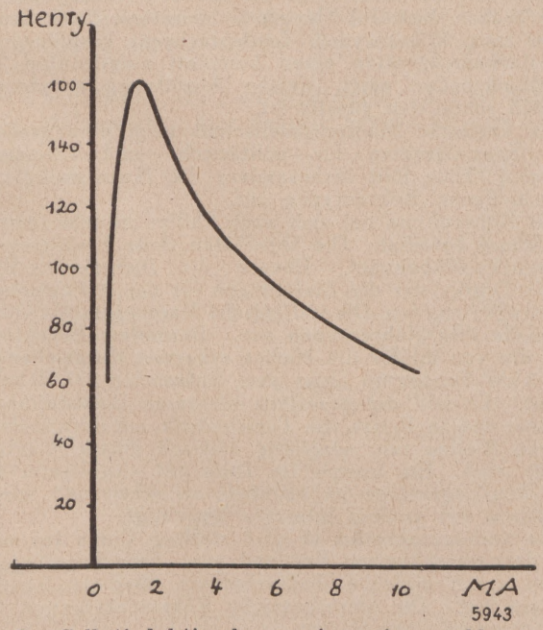


Abb. 3. Selbstinduktionskurve einer eisengeschlossenen Drossel, aufgenommen durch Wechselstrommessungen bei verschiedenen Meßströmen.

bei von der Zahl der angeschlossenen Röhren und von deren Emissionsströmen ab. Hieraus entsteht für die Induktivität der Drossel eine weitere Abhängigkeit, nämlich von der Größe des Gleichstromes, d. i. die Abhängigkeit von der „Vormagnetisierung". Die Verhältnisse werden ferner durch eine dritte Abhängigkeit verwickelt, die dadurch entsteht, daß die Magnetisierungskurve des Eisens keine eindeutige Funktion des magnetisierenden Gleichstromes ist, sondern daß sie sich in Wirklichkeit aus einer Nullkurve und einer Schleife zusammensetzt (Abb. 5), so daß einem bestimmten Wert des magnetisierenden Gleichstromes drei Punkte der Magnetisierungskurve zugeordnet sind, von denen je nach dem Verlauf des Magnetisierungsvorganges der eine oder der andere Gültigkeit besitzt.

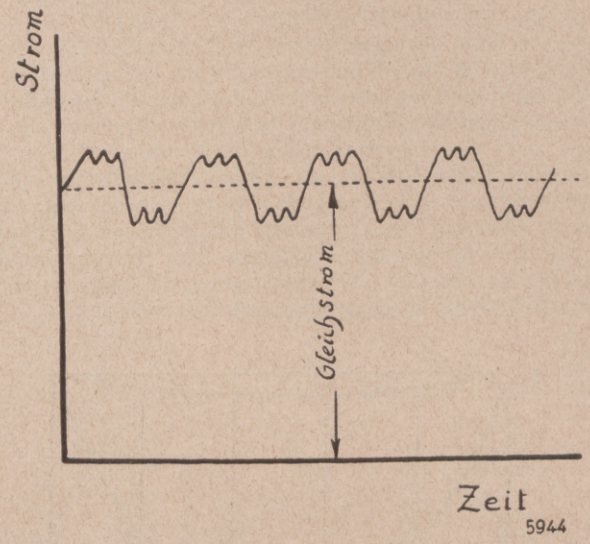


Abb. 4. Schematisches Diagramm eines von Wechselströmen überlagerten Gleichstromes.

In Abb. 5 ist eine Magnetisierungskurve dargestellt, wie sie der Wirklichkeit entspricht. Für den angenommenen Wert der Vormagnetisierung gibt es drei Punkte der Magnetisierungskurve und damit drei verschiedene Werte des magnetischen Flusses 1, 2, 3, von denen der eine oder der andere Gültigkeit hat, je nachdem, ob das Eisen das erste Mal magnetisiert wurde (1), ob der magnetisierende Strom vorher größer (2) oder kleiner (3) war.

Schließlich kommt noch eine vierte Abhängigkeit hinzu, nämlich die Abhängigkeit der Größe des Wechselflusses von der Frequenz des Wechselstromes. Der in der Drossel pulsierende Wechselfluß erzeugt im Eisen Wirbelströme, die

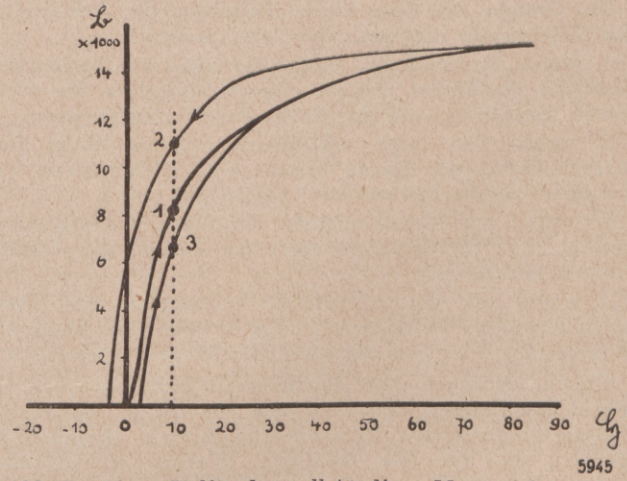


Abb. 5. Obere Hälfte der vollständigen Magnetisierungskurve von Dynamoblech.

der Ausbildung des Wechselflusses entgegenwirken und auf diese Weise die für den Wechselfluß maßgebende magnetische Eigenschaft des Eisenkörpers herabsetzen. Um diese Wirkung so weit wie möglich zu unterdrücken, wird bekanntlich der Eisenkörper aus Blechen zusammengesetzt, die gegeneinander durch Papierzwischenlagen elektrisch isoliert sind. Für niedrige Frequenzen (unter 100) wird hierdurch die Wirbelstrombildung wirksam verhindert. Daß der

Einfluß der Wirbelströme hingegen für höhere Frequenzen nicht immer zu vernachlässigen ist, geht aus der Abb. 6 hervor[1]). Die Kurven zeigen dort die Verteilung des magnetischen Flusses über die Breite eines 0,5 mm starken Bleches. $\frac{\mathfrak{B}x}{\mathfrak{B}}$ ist das Verhältnis der Flußdichte an der Stelle x der Blechbreite zur Größe der Flußdichte am Rande des Bleches. Es ist offensichtlich, daß für die Frequenz 1000 die magnetische Leitfähigkeit des Bleches stark herabgesetzt ist, da die inneren Teile des Querschnittes an der Leitung des Flusses weniger teilnehmen als die äußeren. Die störenden Wechselströme in Netzanschlußgeräten besitzen nun die verschiedensten Frequenzen, nämlich bei Wechselstrom die Netzfrequenz 50 bzw. 100 mit allen Oberschwingungen, ferner eine Reihe völlig unbestimmter Frequenzen, die auf die Verzerrung der Netzspannungskurve, auf die Kollektoren, die Wicklungs- und Nutzungsverhältnisse der erzeugenden Maschinen sowie auf andere, an demselben Netz liegende Verbraucher zurückzuführen sind.

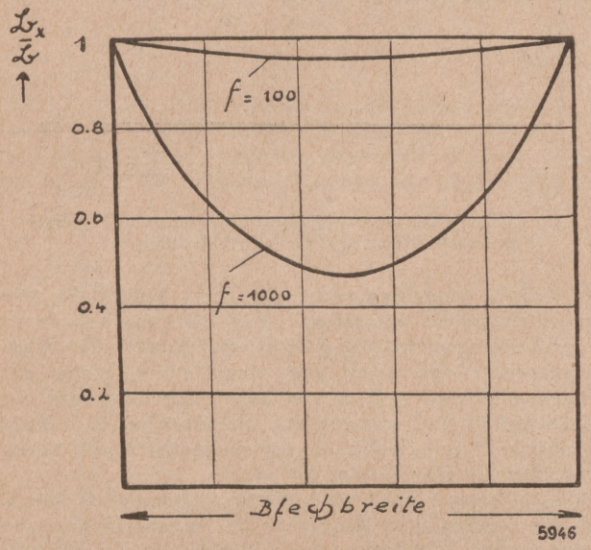


Abb. 6. Magn. Flußverteilung in einem 0,5 mm-Blech.

Die Gründe, die einer klaren Definition der Induktivität der Siebdrosseln entgegenstehen, sind demnach:

1. wegen der durch die Magnetisierungskurve bestimmten Sättigung des Eisens besteht eine Abhängigkeit der wirksamen Induktivität von der Größe des Wechselstromes;

2. wegen der durch den Gleichstrom bewirkten Vormagnetisierung des Eisens besteht eine Abhängigkeit von der Gleichstromentnahme;

3. wegen der Mehrdeutigkeit der Magnetisierungskurve besteht eine Abhängigkeit von dem Verlauf der Gleichstrommagnetisierung;

4. wegen der die magnetische Leitfähigkeit des Eisens herabsetzenden Wirbelstrombildung besteht eine Abhängigkeit von der Frequenz des störenden Wechselstromes.

Diesen Tatsachen steht die Notwendigkeit gegenüber, für die in den Handel gebrachten und für die in den Schaltbildern vorgesehenen Drosseln irgendwelche Angaben zu machen, die auf ihre induktive Wirksamkeit schließen lassen. Wie groß die hierbei zu überwindenden Schwierigkeiten sind, mag schon daraus hervorgehen, daß die vorhandene Literatur[2]) diese Frage meist übergeht. Ob eine solche Möglichkeit überhaupt besteht, soll sich im Verlauf dieser Ausführungen zeigen. Es bestehen grundsätzlich drei mögliche Wege, um zu diesem Ziel zu gelangen:

Erstens muß versucht werden, unter Berücksichtigung der geschilderten Abhängigkeiten die wirksame Induktivität voraus zu berechnen, wie das bei eisenlosen Spulen der verschiedensten Formen möglich ist. Ist dieser Weg nicht gangbar, so muß versucht werden, eine Größe, wie sie in anderen Fällen als „Gütefaktor", „Gütezahl" oder dergleichen angewendet wird, zu finden. Ein solcher Gütefaktor muß, wenn er auch physikalisch keine unmittelbare Bedeutung besitzt, dennoch ein Maß für die Wirksamkeit der Drossel darstellen. Schließlich muß versucht werden, die Größe der wirksamen Induktivität durch Messungen zu bestimmen. (Fortsetzung folgt.)

[1]) Siehe Fränkel, Theorie der Wechselströme.
[2]) Für Literaturhinweise wäre ich dankbar.

Die Internationale Schwachstromausstellung in Como.

Como, Anfang September.

Zu Ehren der hundertjährigen Wiederkehr des Todestags Voltas wurde dieses Jahr von Mai bis Oktober in Como, einem der schönsten Punkte Italiens, eine Internationale Schwachstromausstellung veranstaltet. Selbstverständlich ist, entsprechend dem Anlaß, die historische Abteilung besonders sorgfältig ausgebaut, doch ist es aber darüber hinaus der Ausstellungsleitung gelungen, die Schwachstromindustrie aus allen wichtigen Ländern der Erde heranzuziehen und zum Ausstellen ihrer Erzeugnisse zu bewegen. Dadurch wurde die Ausstellung über Erwarten interessant und anregend.

Einen breiten Raum nimmt die funktechnische Abteilung ein. Als einzige deutsche Firma hat hier Siemens ausgestellt. Wie nicht anders zu erwarten in großzügiger Aufmachung, die auch jedem Ausländer imponieren muß. Das erstemal wurden der Öffentlichkeit die Geräte zur drahtlosen Bildübertragung nach der Methode Siemens-Telefunken-Karolus gezeigt. Viel beachtet wird auch die Darstellung der Entwicklung von Verstärkergeräten. Vom alten Mikrophonverstärker, der in diesem Jahr wieder eine konstruktive Auferstehung erfahren durfte, über die ersten Lieben- und Schottky-Röhren bis zu den modernsten wassergekühlten Senderöhren.

Hervorragend interessant ist die Ausstellung der Standard (früher Western) Electric Corporation, die neben einer Reihe von Röhrentypen, Lautsprechern, Empfängern und Feldstärkemeßgeräten einen komplett aufgebauten 20 kW-Rundfunksender zeigt, dessen Ausführung geradezu vorbildlich schön und günstig ist.

Die englische Marconigesellschaft zeigt eine große Zahl von Spezialgeräten für militärische und aeronautische Zwecke. Hier fällt insbesondere die Mannigfaltigkeit der verschiedenen Röhrentypen auf.

Als Röhrenfirma hat sich auch Philips in sehr interessanter Weise beteiligt. Die Qualitäten ihrer Erzeugnisse sind international bekannt. Ebenso die italienische Röhrenfabrik Zenith, der die Lieferungen für das italienische Heer übertragen wurden. Die italienische Marconigesellschaft stellt ebenfalls ihre Röhrentypen aus. Besonders beachtenswert sind die von ihr für die Marine erbauten Kurzwellensender. Ein 5 kW-Sender ist unter dem Rufzeichen O C 7 betriebsbereit. Er und die gezeigten kleineren Bordstationen beweisen, daß in Italien die Funktechnik auf dem Gebiet der kurzen Wellen sehr sorgfältig und mit gutem Resultat gepflegt wird. Ein kompletter Tank mit eingebauter Sende- und Empfangsanlage ist ebenfalls zu sehen und wird vom Publikum mit großem Interesse besichtigt.

Die Radiocorporation of USA stellt in Como das erstemal auf dem europäischen Festland aus. Ihre Empfängertypen fallen durch einfache Bedienbarkeit, aber geschmackloses Äußere auf. Die amerikanische Röhrenfabrikation scheint Hervorragendes zu leisten.

In großem Umfange hat die französische Firma Radiotechnique ausgestellt. Ihre Empfänger haben unendlich viele Drehknöpfe, eine Eigenschaft, die wir als veraltet empfinden. Bei ihren Röhren fällt eine Spezialtransponierungsröhre auf, die zwei Gitter hat, deren Anordnung einer doppelgängigen Schraube entspricht. Dadurch ist eine besonders wirksame und einfache Wellentransponierung für Zwischenfrequenzgeräte möglich.

Die Ausstellung zeigt in ihrem Gesamteindruck, daß die deutsche Industrie sich sehr wohl auf dem Weltmarkt sehen lassen kann, daß es aber intensiver Arbeit zum Fortschritt bedarf, um ihre Stellung zu sichern und weiter auszubauen.

Das Einskalenproblem beim Superhet

Von

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

Der Superhet gehört zu den leistungsfähigsten und in der Bedienung einfachsten Empfängern. Er erfordert die Einstellung zweier Drehkondensatoren und eines Potentiometers. Wenn es gelingt, die beiden Drehkondensatoren auf

Abb. 1.

eine gemeinsame Achse zu setzen, so ist die Bedienung auf das überhaupt erreichbare Mindestmaß reduziert. Eine derartige Vereinfachung läßt sich auf Grund einiger Überlegungen und Versuche ohne besondere Schwierigkeiten erzielen.

Zur rechnerischen Durchführung des einfachen Problems ist erforderlich die Angabe der Zwischenfrequenz, mit der der Empfänger arbeitet, ferner die Abstimmkurve des Rahmenkreises. Hieraus läßt sich die Form der erforderlichen Abstimmkurve des Oszillators errechnen und die richtigen Größen der Oszillatorspule und des dazugehörigen Abstimmkondensators bestimmen. Man kann auch von einer gegebenen Oszillatorkurve ausgehen und dementsprechend den Rahmenkreis dimensionieren. Der erste Weg ist aber der bessere.

Nehmen wir also an, die Zwischenfrequenzwelle sei 6650 m = 45 kHz (Kilohertz)[1]. Der Rahmen besitze für den Emp-

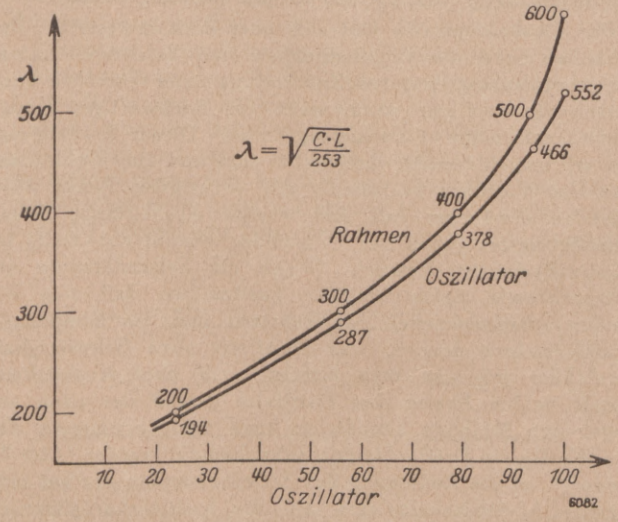


Abb. 2.

fangsbereich von 200 bis 600 m eine Selbstinduktion von 200 000 cm und einen Abstimmkondensator von 500 cm. Man zeichnet nun in ein Kurvenblatt die Abstimmkurve des Rahmens ein. Diese Kurve wird entweder mit Hilfe des Wellenmessers aufgenommen oder rechnerisch ermittelt, wenn die Kapazitätskurve des Rahmenkondensators gegeben ist. Abb. 1 zeigt die Kapazitätskurve des Rahmenkondensators (Fabrikat N. S. F.) mit Frequenzschnittplatten und einer maximalen Kapazität von 470 cm. Aus dieser Kurve läßt sich die Abstimmkurve (Abb. 2) rechnerisch ermitteln nach der Gleichung $\lambda_m = \sqrt{\frac{C_{cm} \cdot L_{cm}}{253}}$. Die erforderlichen Überlagerungswellen für den Empfangsbereich von 200 bis 600 m zur Erzeugung der Zwischenfrequenzwelle von 6650 m erhält man aus der Gleichung $\lambda_{x_1} = \lambda_z + \lambda_e$ für die untere Überlagerungswelle und $\lambda_{x_2} = \lambda_z - \lambda_e$ für die obere Überlagerungswelle. In der Tabelle I sind die Werte für λ_{x_1} und λ_{x_2} angegeben.

Tabelle I.

Empfangswelle		λ_{x_1}		λ_{x_2}	
m	kHz	m	kHz	m	kHz
200	1500	194	1545	206	1455
300	1000	287	1045	314	955
400	750	378	795	427	705
500	600	466	645	542	555
600	500	552	545	660	455

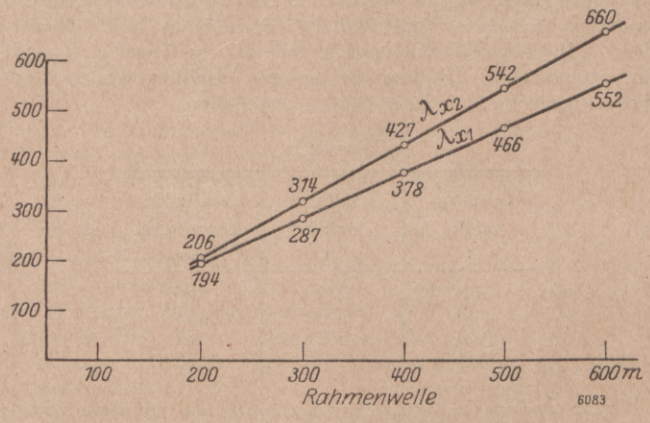


Abb. 3.

In Abb. 3 sind die beiden Oszillatorkurven in Abhängigkeit von der Rahmenwelle aufgezeichnet. Bei mechanischer Kupplung der beiden Kondensatoren am Rahmen und Oszillator kommt aber nur e i n e der beiden Überlagerungskurven λ_{x_1} oder λ_{x_2} in Frage. Wir entscheiden uns für die untere λ_{x_1}, da sie am Oszillator kleinere Spulendimensionen ergibt. Aus Gründen der Selektivität kann aber in manchen Fällen die obere Überlagerungswelle den Vorzug verdienen. Zu der Rahmenkurve in Abb. 2 kann man jetzt die erforderliche Wellenkurve der Oszillatorskala hinzuzeichnen. Die Oszillatorkurve muß sich jeweils um den Wert von λ_{x_1} von der Rahmenkurve unterscheiden.

Es kommt nun der zweite Teil, die Oszillatordimensionierung. Die Lösung kann nur durch Versuch gefunden werden, entweder rechnerisch oder experimentell. Die vorgeschriebene Oszillatorkurve läßt sich erreichen mit fester Selbstinduktion des Oszillators und entsprechendem Schnitt der Platten des Oszillatorkondensators. Diese Lösung ist für den Bastler nicht gangbar. Die Abstimmkurve eines Empfangskreises läßt sich aber in bestimmten Grenzen bei einem gegebenen Kondensator variieren, wenn man einen kleinen Schaltungskniff anwendet.

[1]) Die Zwischenfrequenzwelle eines Transformatorensatzes ändert sich um 50 bis 100 m je nach dem verwendeten Röhrentyp.

Durch Serienschaltung eines Blockkondensators Cx mit dem Oszillatorkondensator läßt sich, wie rechnerisch gezeigt werden kann, eine ziemlich gute Annäherung an die vorgeschriebene Kurve erreichen. Eine andere Lösung ist die, einen Teil der Oszillatorspule als Variometer auszubilden oder ein Variometer parallel zur Oszillatorspule zu schalten und in beiden Fällen die beweglichen Spulen mit der Achse des Oszillatorkondensators zu kuppeln. Rechnerisch sind diese Lösungen ziemlich kompliziert, durch Ver-

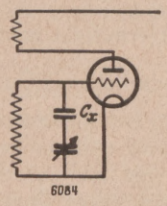


Abb. 4.

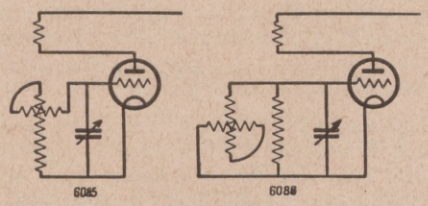


Abb. 5.

such aber einfacher zu lösen. In Abb. 4 und 5 muß die Rückkopplung fest angeordnet sein.

Da die Lösung nach Abb. 4 am einfachsten ist, wollen wir uns rechnerisch damit etwas beschäftigen. Es sei angenommen, daß die Selbstinduktion der Oszillatorspule inkl. Kopplung der Rückkopplungsspule ebenfalls 200 000 cm betrage und der gleiche Drehkondensator von 470 cm maximaler Kapazität verwendet werde. Der Oszillatorkondensator besitzt also die gleiche Kapazitätskurve wie der Rahmenkondensator in Abb. 1. Wie aus Kurve Abb. 2 zu ersehen ist, soll bei maximaler Kapazität die Oszillatorwelle 552 m betragen. Dazu würde bei 200 000 cm Oszillatorselbstinduktion eine Kapazität von 386 cm erforderlich sein. Dieser Wert gilt für die Rahmenwelle 600 m. In Tabelle II sind für drei andere Empfangswellen die Oszillatorwellen und ihre entsprechenden Kapazitäten angegeben.

Tabelle II.

Rahmenwelle m	Oszillatorwelle m	Oszillatorkapazität cm
600	552	386
400	378	181
300	287	104
200	194	48

Durch Serienschaltung einer Kapazität Cx mit dem Oszillatorkondensator soll die Kurve der Abb. 1 übergeführt

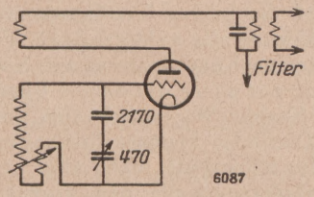


Abb. 6.

werden in die Oszillatorkurve der Abb. 2. Durch versuchsweise Auflösung der Gleichung $C_{res} = \frac{C \cdot C_x}{C + C_x}$ nach Cx finden wir bei der maximalen Rahmenwelle von 600 m und der Oszillatorwelle von 552 m ein $C_x = 2170$ cm, für die anderen Werte der drei Reihen der Tabelle I ergibt sich rechnerisch die dritte Abteilung der Tabelle III. Nur um 1 bzw. um 2 cm weichen die Werte von der erforderlichen Kurve ab. Diese Differenz ist aber ohne Bedeutung, da die Rahmenabstimmung gegenüber der Oszillatorabstimmung relativ flach ist. Um aber die Selbstinduktionsgrößen der Oszillatorspule und des Rahmens möglichst einfach auf gleiche Werte zu bringen, kann man die letzten vier bis fünf Windungen der Oszillatorgitterspule als Feinvariometer ausbilden und auf diese Art kleine Differenzen zwischen den Selbstinduktionswerten der beiden Abstimmkreise durch eine einmalige Einstellung ausgleichen. Abb. 6 zeigt die endgültige Schaltung.

Tabelle III.

Rahmen- u. Osz.-Kond.	λ_{x_1} m	Oszill.-Kond. cm	Cres mit 2170 cm cm
100°	552	470	386
79°	378	200	183
56°	287	110	105
24°	194	50	49

Es könnnen jetzt zwei N. S. F.-Drehkondensatoren durch eine Muffe gekoppelt werden. Dabei ist aber genau zu überlegen, ob die Oszillatorschaltung es zuläßt, daß die beiden Rotoren elektrisch in Verbindung sind. Bei verschiedenen Oszillatorschaltungen (z. B. solchen mit abgestimmten Anodenkreisen) ist eine derartige elektrische Verbindung der beiden Rotoren nicht möglich. In diesem Fall muß die Verbindungsmuffe der beiden Rotorachsen aus Isolationsmaterial bestehen. In den Fällen, wo eine Zusammenschaltung der

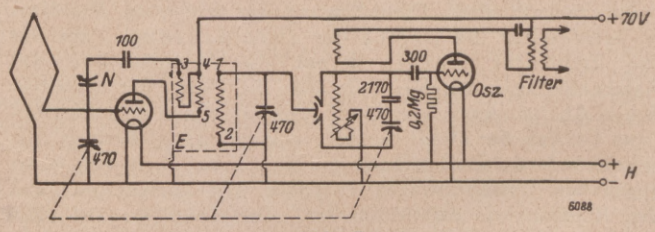


Abb. 7.

beiden Rotoren möglich ist, kann ohne weiteres ein Doppeldrehkondensator von 2×500 cm Verwendung finden.

Das Einskalenprinzip läßt sich aber noch erweitern. Bekanntlich wird die Empfindlichkeit und Selektivität eines Superhetempfängers durch Zuschaltung einer Vorröhre noch gesteigert, aber nur dann, wenn ein hochwertiger Kopplungstransformator Verwendung findet. Dieser Transformator soll sekundärseitig abstimmbar sein und eine Neutralisation der Vorröhre gestatten. Als wichtigster Punkt wäre aber zu erwähnen, daß eine völlige Abschirmung dieses Transformators gegen den Ortssender absolut notwendig ist (Radix-Bechertransformer). Wenn die Sekundärspule die entsprechende Selbstinduktion besitzt, so daß sich die beiden Abstimmkurven des Rahmens und des Kopplungstransformators decken, was praktisch ohne Schwierigkeit erreichbar ist, und man hierauf noch nach Abgleichung dieser beiden Kreise den Oszillator gemäß der oben angegebenen Methode anpaßt, so kann zur Abstimmung der drei Kreise ein Dreifachkondensator benutzt werden (Abb. 7). Dadurch ist die Bedienung des Superhetempfängers auf eine einzige Abstimmskala und auf die Lautstärkeregulierung durch das Potentiometer reduziert. Durch das Neutrodon N kann ein Rückkopplungseffekt auf den Rahmen ausgeübt werden, so daß dessen Richtwirkung und Abstimmschärfe ebenfalls noch erhöht werden. Die Vorröhre ist über den Kopplungstransformator auf kapazitivem Weg an den elektrischen Mittelpunkt des Tropadyneoszillators geführt.

Verantwortl. Hauptschriftleiter: Ludwig Kapeller, Berlin-Schöneberg. — Druck: Ernst Siegfried Mittler und Sohn, Buchdruckerei G. m. b. H., Berlin SW 68
Zuschriften an die Schriftleitung (Manuskripte, Anfragen usw.) nur nach Berlin SW 68, Kochstr. 4. Fernruf: Hasenheide 2495.
Verlag: Weidmannsche Buchhandlung, Berlin SW 68, Zimmerstr. 94. Postscheckkonto: Berlin 883 78, Sonderkonto „Funk".