

ständig in der Bearbeitung, Kupferband zu verwenden. Der geringe Mehraufwand an Arbeit und Anschaffungskosten macht sich schon dadurch bezahlt, daß die abgegebene Leistung steigt und eine bedeutende Stabilität gegen mechanische Erschütterungen erzielt wird. Bei Sendern größerer Leistung ist es empfehlenswert, starkes Kupferband oder Kupferrohr von 8 mm Durchmesser zu verwenden.

Die Spule selbst muß bei freitragender Ausführung gegen Vibrationen geschützt sein. Bei wenigen Windungen aus Kupferrohr und kleinem Durchmesser (etwa 6 cm) genügt meistens schon die eigene mechanische Festigkeit. Es empfiehlt sich, auch hier Spulen aus Kupferrohr zu nehmen, da sie, abgesehen von der Festigkeit, noch hochfrequenztechnische Vorteile bieten. Für die mittleren Leistungen genügt ein Durchmesser von 6 mm.

Die elektrischen Ursachen der Frequenz-Unstabilität können entweder in dem Gleichstrom- oder in dem Wechselstromteil des Senders liegen. Bei einem guten Sender ist es jedoch anzunehmen, daß die von den Stromquellen gelieferten Spannungen konstant sind und sich auch bei wechselnder Belastung, z. B. beim Tasten nicht wesentlich ändern.

So bleibt als letzte Fehlerquelle nur noch der hochfrequente Teil übrig. Er besteht bekanntlich aus den Schwingkreisen, den Zuleitungen und der angekoppelten Antenne. Und hierin liegen auch zum großen Teil die Gründe für die wirklich auftretenden Unstimmigkeiten.

Eine Antenne besteht bekanntlich aus einem Leiter, der gegenüber der Erde (bzw. den umliegenden Gebäuden) eine bestimmte, ziemlich große Kapazität besitzt. Diese ist nun über einen Transformator — die Antennenspule — auf den Außenwiderstand der Röhre gekoppelt. Jede Änderung der Antennenkapazität bedingt demnach auch eine Änderung der Daten des Schwingkreises; d. h. es entsteht so rückwärts eine Wellenlängenänderung. Der Einfluß der Antennenkapazität auf das C des Schwingkreises ist nun um so größer, je kleiner dieses gegenüber der Antennenkapazität ist. Da letztere nicht ohne weiteres veränderlich ist, kann man als Abhilfe nur das C des Schwingkreises vergrößern und erreicht so Werte, wie sie sonst in der Kurzwellentechnik als Abstimmkondensatoren nicht üblich sind. Um aber in Resonanz mit der vorgeschriebenen Senderwelle bleiben zu können, muß L stark verkleinert werden und man kommt zu der Kombination, wie sie auch als „Hi-C-Tank“ bezeichnet wird. Diese Anordnung hat jedoch auf den Wirkungsgrad des Senders einen sehr schlechten Einfluß. Aus den Rückkopplungsbedingungen sahen wir, daß zu einer guten Leistungsausbeute gerade das umgekehrte, nämlich ein kleines C und ein großes L erforderlich sind. Es bleibt also nichts anderes übrig, das eine zugunsten des anderen zu vernachlässigen. Da jedoch die Energieausbeute bei einem Amateursender sowieso eine sehr unbestimmte Angelegenheit ist, kann man diese ruhig mit dem Vorteil der großen Konstanz und Stabilität der ganzen Anlage eintauschen.

Ein weiterer Vorteil ist ferner, daß zusätzliche Kapazitäten der Zuleitungen und die inneren Röhrenkapazitäten kaum mehr eine Rolle spielen. Betrachtet man nämlich die Röhrenkapazitäten als parallel zum Abstimmkondensator liegend, so sagt das Gesetz der Stromverzweigung, daß von dem entstehenden Hochfrequenzstrom nur ein minimaler Bruchteil durch die

Röhre abfließt (als wirkungslos kurzgeschlossen wird), der größte Teil aber wirksam im Schwingkreis verbraucht wird.

Diese Betrachtungen gelten jedoch nur für einen selbsterregten Sender, während sie beim fremdgesteuerten keine Bedeutung haben. Denn hierbei wird die Konstanz der Senderwelle von einem eigenen kleinen Sender bestimmt und die folgenden Stufen dienen nur als Verstärker. Es findet daher auch keinerlei Rückwirkung, beispielsweise von Antennenschwankungen, statt und man kann so die Außenkreise des Verstärkers ruhig den günstigsten Bedingungen anpassen; d. h. großes L und kleines C.

Eine dritte Ursache der Schwankungen kann an der Röhre liegen und äußert sich in dem sogenannten „Wandern“ der Welle. Es verschiebt sich nämlich langsam bei sonst völlig stabilen Bedingungen die Welle. Der Grund hierfür liegt in den Elektroden selbst. Diese erfahren nämlich durch die innere Erwärmung der Röhre und die hierbei hervorgerufenen Ausdehnungen der Metallteile eine kleine Aenderung ihrer Abstände zueinander. Es ändert sich also z. B. der Durchgriff durch Verschiebung der Gitterdrähte. Die Folge hiervon ist natürlich eine Wellenlängenänderung. Hier hilft nur eine möglichst gute äußere Kühlung der Röhre ab (z. B. durch Luftlöcher beim Einbau in Abschirmkästen) und ein Niedrighalten der Anodenverlustleistung, d. h. der Wärmeentwicklung an der Anode.

V. Quarz-Steuerung

Durch die immer steigenden Ansprüche an die Genauigkeit der ausstrahlenden Frequenz genügten auch bald die oben beschriebenen Maßnahmen nicht mehr. Da auf den verschiedenen Kurzwellen-Bändern neben den Amateuren immer mehr kommerzielle Stationen auftauchten, waren diese gezwungen, die Bereiche mit möglichst vielen Sendern auszufüllen, ohne daß selbst bei den großen verwendeten Energien gegenseitige Störungen auftraten. Von den selbsterregten ging man dann zu den fremdgesteuerten Sendern über. Diese zeigten schon eine überraschend große Konstanz, wenn nur dafür gesorgt wurde, daß der Steuersender, von dem ja die ganze Stabilität abhängt, auf das sorgfältigste aufgebaut und abgeglichen wurde. Doch zeigten sich selbst hier noch ungewollte Frequenzänderungen, besonders wenn man als Anodenspannung keine reine Gleichspannung nahm, sondern sie etwa einem Wechselstrom-Gleichrichter entnahm. Die hierbei noch auftretenden kleinen Schwankungen bewirkten dann eine zusätzliche Modulation der Trägerwelle: „gewobbelte“ Hochfrequenz. Durch überdimensionierte Siebmittel ließen sich diese Erscheinungen ja beseitigen, doch sind, speziell bei großen Sendern, die Kosten hierfür beträchtlich. So griff man dann als einzigen Ausweg zur sogenannten „Quarz“- oder „Kristall“-Steuerung.

Cady fand, daß eine Platte aus Quarz, die in ein elektrisches Wechselfeld gebracht wurde, in mechanische Schwingungen erregt werden konnte. Diese Erscheinung, der piezoelektrische Effekt, tritt jedoch nur auf, wenn das betreffende Quarzstück nach bestimmten Gesichtspunkten aus dem ganzen Rohquarz herausgeschnitten wird. Infolge der hexagonalen Struktur desselben kann man sich durch ihn drei Achsen gelegt denken (Fig. 130). Nach ihren Eigenschaften bezeichnet man sie als die optische, elektrische und neu-

trale Achse. Ein schwingfähiges Quarz muß nun so geformt herausgeschnitten werden, daß die neutrale (x-Achse) senkrecht zur Fläche der Scheibe steht. Eine weitere unbedingt zu erfüllende Bedingung ist, daß das Rohmaterial (meistens brasilianischer Quarz) optisch an jeder Stelle homogen ist, was man mittels eines Polarisationsapparates prüfen kann und daß die Platten selbst absolut planparallel geschnitten sind.

Die Eigenschwingungsfrequenz des Quarzes hängt nun neben dessen Länge und Breite hauptsächlich von der Dicke ab. Man hat experimentell festgestellt, daß man pro 1 mm Dicke eine Eigenfrequenz von $3,102 \cdot 10^6 \text{ Hz} = 104 \text{ m}$ erhält. Hierbei sind die Längen- und Breitenmaße gleich und betragen etwa je 20 mm. In einer anderen Ausführungsform werden die Platten rund geschliffen und haben dann ebenfalls einen Durchmesser von etwa 20 mm. Doch haben diese Maße keinen allzu großen Einfluß auf die Wellenlänge, vielmehr nur auf die Anzahl und Größe der eventuell noch entstehenden Nebenwellen.

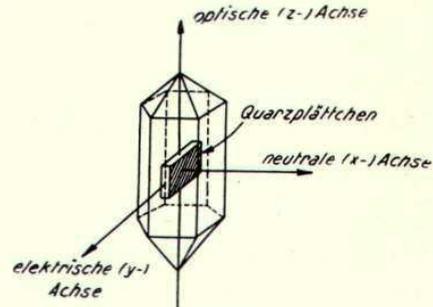


Fig. 130
Achsen eines Quarzes

Bringt man eine Platte nun so in ein elektrisches Feld, daß dieses die Fläche senkrecht durchsetzt, so kommt sie in Schwingungen. Genauere Untersuchungen haben nämlich ergeben, daß man sich jeden so geschnittenen Quarz durch nebenstehendes Ersatzschaltbild dargestellt denken kann (Fig. 131). Hierbei bilden L, C und R die Daten des Schwingungskreises, der die Eigenfrequenz des oszillierenden Quarzes besitzt. Diese sind natürlich nicht in der Form von Kapazitäten usw. wirklich vorhanden, sondern jede dieser Größen ist ein ziemlich komplizierter mathematischer Ausdruck, in dem die Fläche,

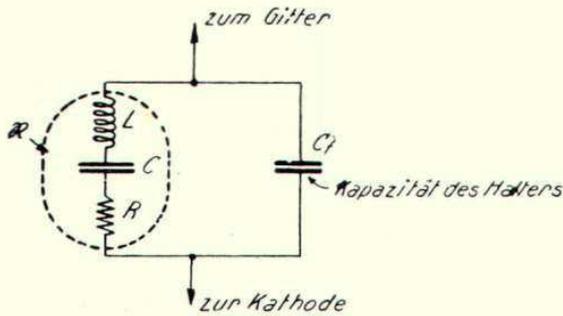


Fig. 131
Quarz-Ersatzschaltbild

die Dicke und verschiedene piezoelektrische Konstanten vorkommen. C_f hingegen ist die dem ganzen Quarz parallel liegende Kapazität der Fassung. L, C und R ergeben nun bei veränderlicher Frequenz je einen bestimmten Widerstand \mathfrak{R} , den Resonanzwiderstand für diese Anordnung. Trägt man diesen in Abhängigkeit von einer in einem besonderen Maß gemessenen Frequenz-

änderung auf, so erhält man die folgende Kurve: (Fig. 132). Man könnte nun meinen, daß sich die beste Schwingfähigkeit im Resonanzfall I ergibt, denn hier ist der Widerstand sehr hoch und es müßten so auch hohe Spannungen entstehen, die man zum Steuern des Gitters eines Röhrensenders benutzen kann. Doch ist gerade dieser so günstig erscheinende Kurvenast zu unstabil. Denn der hier entstehende Widerstand ist schon so groß, daß sich bei Schaltung an eine Röhre keine Schwingungen mehr aufschaukeln können.

Anders liegt der Fall an der Resonanzstelle II. Der hier erreichte Widerstand liegt in der Größenordnung von $5 \div 20\,000$ Ohm, läßt sich also gut an dem Gitterkreis eines Röhrensenders anpassen. Die Resonanzfrequenz kommt nur

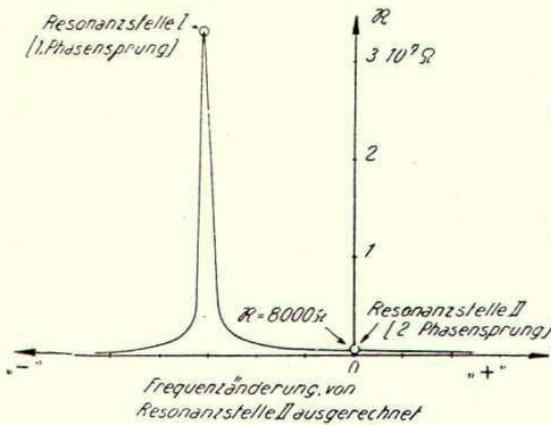


Fig. 132
Resonanzkurve des Quarzes

aus der Serienresonanz der Glieder L, C und R; die Kapazität der Quarzfassung C_f kommt hierbei gar nicht in Betracht. Infolge der außerordentlich kleinen Dämpfung des ganzen Systems besitzt dieses eine Resonanzkurve, die viel schärfer ausgeprägt ist als die besten mit gewöhnlichen Schwingkreisen herstellbaren Kurven (Fig. 133). Und auf dieser Eigenschaft beruht gerade der Hauptvorteil des Quarzes, nämlich, daß er nur eine einzige scharf ausgeprägte Eigenschwingung besitzt.

Diese kann bis auf eine absolute Genauigkeit von etwa $1/100$ % gesteigert werden; d. h. die vom Quarz gelieferte Frequenz schwankt während des Betriebes um allerhöchstens diesen Betrag.

Um nun das Quarz zum Schwingen zu bringen, muß es, wie schon gesagt, unter den Einfluß eines Wechselfeldes gestellt werden. Praktisch wird dies so erzielt, daß man das Plättchen zwischen zwei Metall-Elektroden bringt, die die beiden Pole der angelegten Spannung bilden (Fig. 134). Hierbei macht man die untere Platte fest und gibt der oberen am besten ein Eigengewicht, das 50 g nicht überschreiten soll. Dieser Druck muß genau ausprobiert werden, denn von ihm hängt in erster Linie die Schwingfähigkeit des Quarzes ab. Wird er nämlich zu groß, so können die auftretenden mechanischen (Dicken-) Schwingungen sich nicht mehr frei ausbilden und die erzeugte Spannung geht stark zurück. Neben den erwähnten Dickenschwingungen kann ein Quarz, besonders wenn es in Form von Stäben geschliffen ist,

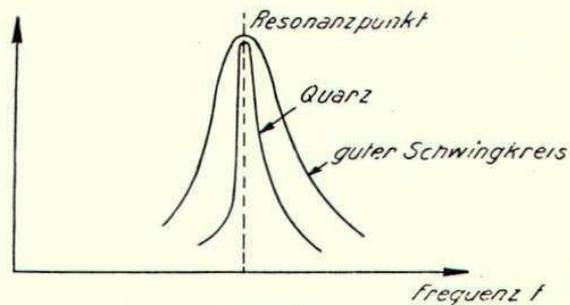


Fig. 133
Resonanzkurve des Quarzes im Vergleich mit einem Schwingungskreis

auch longitudinale und transversale Schwingungen erzeugen. Diese Eigenschaft wird zur Herstellung von „Quarzresonatoren“ benutzt, die nun nicht zur Steuerung von Sendern, sondern zur Kontrolle der Wellenlänge dienen. Hierzu werden sie in einen mit Helium gefüllten Glaskolben eingeschlossen und zeigen, in Verbindung mit einem angeschlossenen Schwingkreis, bei Resonanz mit der auftreffenden Hochfrequenz ein scharf ausgeprägtes Leuchten. Da diese Anwendung der Quarze für den Amateur kaum in Betracht kommt, sei auch nicht weiter hierauf eingegangen.

Ein zweiter wesentlicher Punkt ist die absolute Planparallelität der beiden Flächen, zwischen denen das Quarz sich befindet. Liegt nämlich die Platte nicht ganz eben auf dem Quarz, so können entweder die Schwingungen abreißen, oder es tritt die sogenannte „Mehrwelligkeit“ auf. Diese äußert sich so, daß man nicht nur eine einzige feste Frequenz erhält, sondern neben dieser noch eine Anzahl anderer Frequenzen, die meistens in einem ganz geringen Abstand von einigen $100 \div 1000$ Hz neben der Sollfrequenz liegen. Der Grund kann aber auch in der Struktur des Quarzes selbst liegen. Als Abhilfe hierfür hat man entweder leichtes Abschleifen der Seitenkanten des

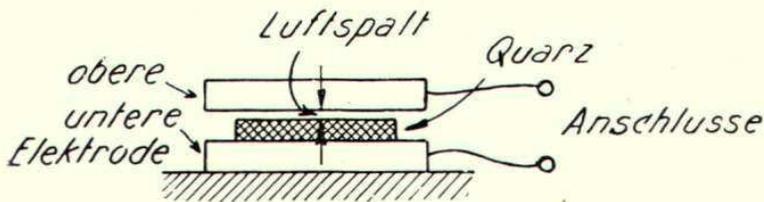


Fig. 134
Halterung des Kristalls

Stückes gefunden, oder man verwendet eine Spezialfassung, bei der die obere Platte nicht direkt auf dem Quarz aufliegt. Der hierbei einzustellende

Luftspalt ist kritisch und liegt in der Größenordnung von $0,01 \div 0,2$ mm, wobei ebenfalls noch auf absolut ebene und parallele Flächen der Elektroden geachtet werden muß.

Schaltung des Quarzes

In den meist gebrauchten Anordnungen wird der Quarz in den Gitterkreis eines normalen Huth-Kühn-Senders gelegt. Durch dessen Eigenschaften als Schwingkreis mit ausgesprochener Eigenfrequenz erübrigt sich hier natürlich ein weiteres Zuschalten von einer Spule oder Kapazität. Der Anodenkreis

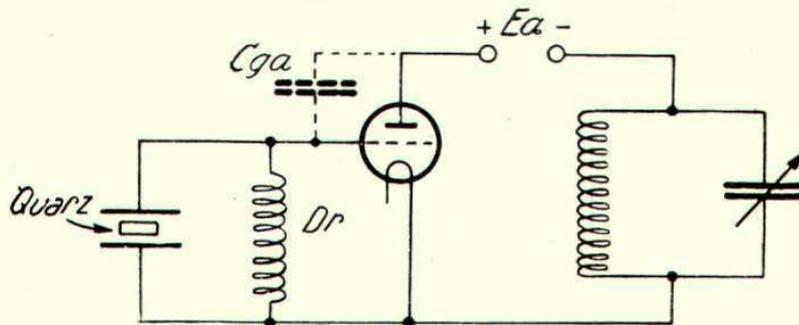


Fig. 135
Quarz in Schwingenschaltung

besitzt den üblichen Schwingkreis, der dann auf die Quarzfrequenz abgestimmt werden muß (Fig. 135). Die Rückkopplung geschieht wie sonst durch die innere Röhrenkapazität C_{ga} . Die bei dem Schwingungsvorgang speziell bei Röhren mit kleinem Durchgriff entstehenden Gitterströme fließen nun bei dem ursprünglichen Huth-Kühn durch die Gitterkreis-Selbstinduktion nach der Kathode ab. Da nun aber ein Quarz diesem Gleichstrom gegenüber wie ein Kondensator wirkt, muß für den Gitterstrom ein besonderer Abfluß durch Einschalten einer Drossel D_r erzielt werden. Nimmt man, wie dies

meistens geschieht, eine Resonanzdrossel, so muß darauf geachtet werden, daß deren Eigenfrequenz nicht mit der des Quarzes zusammenfällt. Man geht also praktisch so vor, daß man eine Drossel wickelt, deren Resonanzstelle unterhalb der des Quarzes liegt.

Ein anderer Weg zur Ableitung des Gitterstromes besteht im Einschalten eines Ohmschen Widerstandes statt der Drossel Dr. Man verbindet hiermit gleichzeitig noch einen anderen Vorteil: durch geeignete Wahl des Widerstandes (meistens $10 \div 50\,000$ Ohm) kann man gleichzeitig die Gitterspannung und damit auch die abgegebene Leistung auf einen optimalen Wert bringen.



Fig. 136
Ausführungsform einer Quarzfassung

Da mit abnehmender Wellenlänge die Dicke des Quarzes immer kleiner wird, steigt seine Empfindlichkeit gegen die mechanische Beanspruchung beim Schwingprozeß. Sie hängt nun wieder von der angelegten Spannung, d. h. von der Stärke der Rückkopplung ab. Aus diesem Grunde darf man über eine gewisse maximale Belastung des Quarzes nicht hinausgehen. Als oberste Grenze hierfür gelten ungefähr $15 \div 20$ Watt. Wenn man also einen Sender mit größerer Energie betreiben will, muß man die vom Oszillator gelieferte Energie in einigen Hochfrequenzstufen verstärken. — Um eine noch größere Frequenzgenauigkeit zu erzielen, ist man in neuerer Zeit dazu übergegangen, den Einfluß von Temperaturschwankungen auf den Quarz zu eliminieren. Es ergab sich nämlich bei einer Schwankung von 1 Grad Celsius eine Frequenzänderung von einigen 100 Hz. Man setzt daher den Quarz, und bei ganz genau arbeitenden Meßsendern auch den ganzen Oszillator, in einen sogenannten Thermostaten. Dieser ist im Prinzip nichts anderes als ein wärmeisolierter Behälter, in dem sich die Apparatur befindet und dessen Temperatur durch eine besondere Vorrichtung auf einem konstanten Wert gehalten wird. Hierzu dienen in den meisten Fällen entweder Kohlenfaden-Glühlampen oder Heizspiralen aus Widerstandsdraht. Das selbständige Ein- und Ausschalten dieser Heizkörper erfolgt durch ein Thermometer mit einem durch das innen befindliche Quecksilber und einem eingelassenen Stift gebildeten Kontakt. Steigt das Thermometer bis zu diesem Punkt, so wird ein Relais-Stromkreis geschlossen, der die Heizung ausschaltet. Beim Sinken der Temperatur wird der Kontakt wieder freigegeben und der Thermostat wieder eingeschaltet. Die Temperatur, auf der das Quarz gehalten wird, beträgt $40 \div 60$ Grad C.

Da ein Kristall nur schwingt, wenn er an der Oberfläche absolut sauber ist, ist es gut, ihn vor jedem Experimentieren mit Alkohol oder Aether zu reinigen. Er darf dann auch nicht mehr mit den Fingern angefaßt werden, da er sich dann sofort mit einer dünnen Fettschicht überzieht. Ueberhaupt ist es am besten, nachdem der Quarz durch Aenderung des Elektrodenabstandes usw. auf stabilstes Arbeiten eingestellt wurde, ihn in ein kleines staubdichtes Gehäuse zu bringen, bei dem nur die beiden Anschlüsse der

Fassung herausragen. Eine im Handel erhältliche Ausführungsform zeigt Figur 136.

VI. Der Hochfrequenzverstärker

In dem vorhergehenden Kapitel haben wir gesehen, daß man zur Erzielung großer Ausgangsleistungen von dem erzeugenden Oszillator die Hochfrequenz noch in einigen Stufen verstärken muß. Man kann hierbei so vorgehen, daß man pro Stufe einen Verstärkungsgrad von 10 annimmt. Um also eine Ausgangsleistung von 100 Watt mit z. B. einem Quarzoszillator von 10 Watt als Grundenergie zu erzielen, genügt hierfür eine einzig Verstärkerstufe (Hauptsender). Die Frequenz- und Wellenkonstanz hängt dann ausschließlich von dem Steuersender ab; der Verstärker hat hiermit gar nichts zu tun. Ebenso haben dann natürlich Schwankungen der Antenne, Körperkapazitäten usw. keinen Einfluß auf die ausgestrahlte Welle, sondern höchstens nur noch auf die abgegebene Wechselstromleistung.

Als Steuersender kann man neben dem Quarzoszillator natürlich jeden beliebigen selbsterregten Sender nehmen, wenn nur dessen Stabilität genügt. Aus diesem Grunde kann man ruhig die oben erwähnten Bedingungen hierfür anwenden (großes C, kleines L im Anodenschwingkreis). Denn es kommt in diesem Fall ja gar nicht so sehr auf die im Steuersender erzeugte Leistung an, sondern vielmehr nur auf stabilsten Betrieb. Eine Bedingung, die ferner noch erfüllt werden muß, ist die Rückwirkungsfreiheit des Hauptsenders auf den Steuersender. Es darf z. B. nicht vorkommen, daß sich beim Tasten oder bei der Telephonie-Modulation der letzten Stufe irgendwelche Betriebsbedingungen am Steuersender ändern, wie Anodengleichspannungen, Schwingkreiswiderstände usw.

VII. Die Neutralisation

Für eine Hochfrequenzverstärkung hätte man nun nach dem Vorhergehenden nichts weiter zu tun, als mehr oder weniger Stufen hintereinander zu schalten. Es wäre dies das gleiche Prinzip wie bei einem gewöhnlichen Niederfrequenzverstärker. Man gibt die jeweils von der vorhergegangenen Stufe erzeugte Anodenwechselspannung über eine Koppelvorrichtung als Gitterwechselspannung an das Gitter der folgenden Röhre usw. Führt man diese Schaltung aus, so zeigt sich, daß eine Hochfrequenzverstärkung absolut unmöglich ist, denn die ganze Anlage gerät sofort in Selbsterregung; nicht nur der Steuersender, sondern auch die folgenden Verstärkerstufen geraten in Schwingung.

Zur Erklärung dieser Erscheinungen diene das umstehende Schaltbild, das typische Beispiel eines zweistufigen fremderregten Senders (Fig. 137). Der Steuersender ist der gewöhnliche Hartley. An dessen Schwingkreis ist über einen Blockkondensator das Gitter der Leistungsverstärkerstufe angeschlossen, von deren Anodenkreis die verstärkte Energie abgenommen werden soll. Betrachtet man nun die in dem Schaltbild stark ausgezogenen Verbindungen, so erkennt man sofort die bekannte Huth-Kühnsche Schaltung. Den Gitterkreis bildet hier der Anodenkreis der vorhergehenden Röhre, als Sende-

röhre fungiert das Verstärkerrohr. Die Rückkopplungsenergie wird durch dessen Gitter-Anodenkapazität geliefert. Dies ist der Grund, weshalb jede derartige Schaltung sich von selbst erregen muß. Diese Rückkopplung durch C_{ga} könnte aber unterbunden werden, wenn man durch eine besondere Schalt-

maßnahme an das Gitter der Verstärkeröhre eine Wechselspannung brächte, die der durch C_{ga} rückgelieferten an Größe entspricht, jedoch die entgegengesetzte Phase hat. Durch Summation dieser beiden Spannungen entsteht dann eine Auslöschung und somit eine Auf-

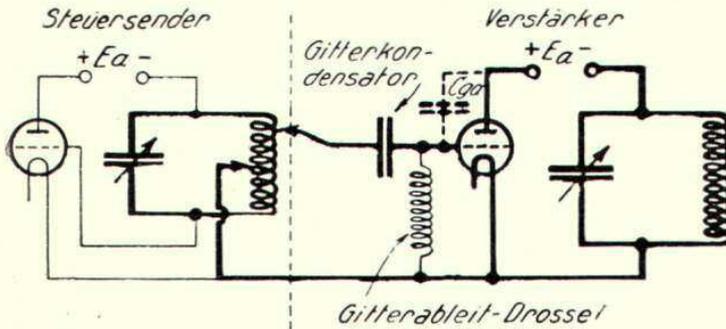


Fig. 137

Selbsterregung eines Sender-Verstärkers

hebung der Rückkopplung. Dieses wird erreicht durch die Neutralisationschaltungen, die auf dem Prinzip der Wheatstoneschen Brücke beruhen.

a) Gitterneutralisation

Die Schaltung zeigt Figur 138. Bei den folgenden Ausführungen sei der Uebersichtlichkeit halber der Steuersender fortgelassen. Der Gitterschwingkreis des Hauptsenders kann nun entweder gleich der Anodenkreis des Steuersenders sein, oder auch selbständig ausgebildet und mit dem vorhergehenden z. B. induktiv angekoppelt sein.

Das Kathodenpotential der Gitterspule L_2 ist vom einen Ende weg nach der Mitte verlegt worden. Die hier nun auftretende Spannung hat bekanntlich am Gitterende ein Maximum und am Kathodenpunkt den Wert Null. Da aber hier noch ein Spulenstück L_2' liegt, wird in diesem noch eine Spannung induziert, die jedoch um 180 Grad von der am Gitter liegenden verschoben ist. Wir haben also die obige Bedingung erfüllt, nämlich eine entgegengesetzte Spannung gleicher Größe erzeugt. Die Rückführung derselben nach C_{ga} geschieht mittels des Neutralisations-Kondensators C_n . Diese ganze Anordnung bildet nun eine „Brücke“ (Fig. 139). Da die Spannungen sich an dem Punkt 1 aufheben müssen, herrscht dort Null-Potential. Punkt 2 ist als Kathoden-Bezugspunkt ebenfalls neutral. An 3 und 4, d. h. an den Enden der Gitterkreisspulen ist je maximale, aber entgegengesetzte Spannung.

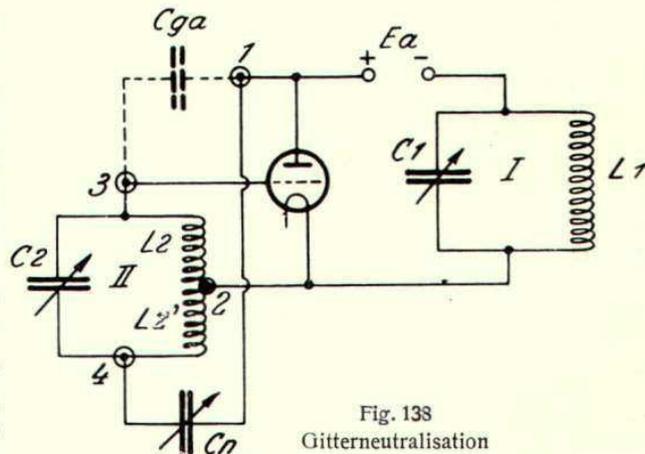


Fig. 138

Gitterneutralisation

Dann gilt die Brückengleichung:

$$\frac{C_{ga}}{C_n} = \frac{L_2}{L_2'}$$

Um also Abgleichung zu erhalten, muß, da L_2 , L_2' und C_{ga} gegebene Größen sind, C_n auf den Wert von C_{ga} gebracht werden. Aus diesem Grunde wählt man hierfür einen Drehkondensator, der die ungefähre Innenkapazität (C_{ga}) besitzt.

Nun kann es aber vorkommen, daß dieses C_{ga} durch eine besondere Röhrenkonstruktion einen so kleinen Wert besitzt, daß ein gewöhnlicher Drehkondensator von dieser Größe kaum einzustellen ist. Dann geht man folgendermaßen vor: Man macht die Brücke durch Verkleinerung von L_2' , d. h. durch Verschieben des Mittelabgriffes, unsymmetrisch. Um wieder die Brückengleichung zu erfüllen, muß, da C_{ga} konstant ist, C_n vergrößert werden. Durch Verschiebung des Nullpunktes kann man so umgekehrt auch auf ein bestimmtes C_n abgleichen. Dies wird hauptsächlich angewendet, wenn man einen Sender mit auswechselbaren Spulen für die verschiedenen Wellenbänder konstruiert. Dann stellt man C_n bei einer Spule auf den Neutralisationsstandpunkt ein. Bei den anderen Spulen kann man diese Einstellung beibehalten; man braucht dann nur jeweils den Spulenabgriff so lange zu verstellen, bis wieder Abgleichung erfolgt. Wie dies praktisch ausgeführt wird, ist weiter unten bei der Beschreibung einzelner Sender genauer erklärt.

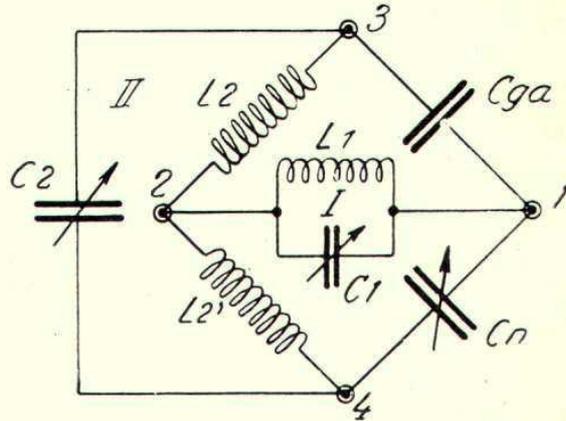


Fig. 139
Ersatzschaltbild der Gitterneutralisation

Benutzt man bei dieser Abgleichanordnung als Gitterkreis des Hauptsenders den Anodenkreis vom Steuersender, so erfolgt beim Neutralisationsprozeß infolge der Hinzufügung einer zusätzlichen Kapazität (C_n) eine Verstimmung dieses Steuersenders. Ferner ist diese Schaltung unzweckmäßig, wenn man z. B. die einzelnen Senderstufen voneinander durch Abschirmung trennen will. Denn hierbei will man nur so wenig Hochfrequenz führende Verbindungen wie möglich von einer Stufe zur anderen leiten und sucht so auch die rückführende Verbindung über C_n möglichst zu vermeiden. In diesem Falle geht man zur Anodenneutralisation über.

b) Anodenneutralisation

Anstatt daß die Gitterspule die um 180 Grad versetzte Neutralisationsspannung liefert, kann dies ebensogut die Anodenschwingspule des Hauptverstärkers selbst tun. Man kommt dann zu folgender Anordnung (Fig. 140). Demgemäß ist nicht mehr die Gitterspule, sondern die Anodenspule L_1 in zwei Teile geteilt und C_n von L_1' zum Gitter abgezweigt. Die Wirkungsweise ist, wie man sich leicht überzeugen kann, genau die gleiche wie bei der Gitterneutralisation, nur daß eben eine Kompensation durch zusätzliche

Anodenwechselspannung erzielt wird. Auch hier muß wieder die Brückengleichung erfüllt werden (Fig. 141):

$$\frac{C_{ga}}{C_n} = \frac{L_1}{L_1'}$$

Ferner ist es auch hier natürlich möglich, durch Verschiebung des Mittelpunktes 2 eine Unsymmetrie in die Anordnung zu bringen, die wieder durch einen größeren Neutralisationskondensator C_n ausgeglichen werden muß.

Infolge der Trennung des zu neutralisierenden Kreises von dem Erregerkreis ist hier eine weitgehende Rückwirkungsfreiheit gegenüber der ersten

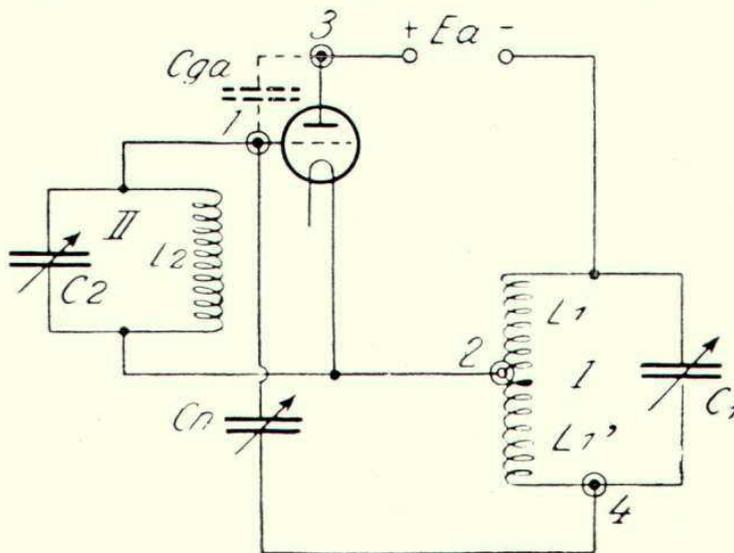


Fig. 140
Anodenneutralisation

Anordnung garantiert. Aus diesem Grunde kommt eigentlich speziell bei Kurzwellensendern nur noch diese Schaltung in Anwendung. Als einzigen Nachteil kann man vielleicht erwähnen, daß es konstruktiv etwas schwieriger ist, die mit großen Spannungen arbeitende Anodenspule mit einem zuverlässigen Mittelabgriff zu versehen. Nimmt man hierfür nämlich eine

der üblichen Klammern und liegt diese in der Mitte des Spulenfeldes, so kann es vorkommen, daß sich diese durch Wirbelstrombildung erwärmt und dadurch ein Loslösen von Lötverbindungen eintritt.

c) Neutralisation bei Gegentaktsendern

Hierbei steuern die beiden Amplituden der Gitterwechselspannung je eine Röhre (Fig. 142). Diese beiden um 180 Grad verschobenen Spannungen kann man nun gleichzeitig zur Neutralisation benutzen, wodurch die eine Bedingung bereits erfüllt ist. Da man jede Röhre mit je einem halben Gitter- und Anodenkreis für sich als Huth-Kühnsche Anordnung betrachten kann, erfolgt die Anbringung der Neutralisation in der üblichen Weise. Man geht also von dem jeweils dem betreffenden Gitter abgekehrten Spulenende über den Neutralisationskondensator an die Anode und erhält so zwei Kondensatoren C_{n1} und C_{n2} , die natürlich beide die gleiche Größe haben müssen. Die hierfür abgeleitete Brücke (Fig. 143) hat dementsprechend in den Brückenarmen nur Kapazitäten und die Bedingung hierfür lautet:

$$\frac{C_{n2}}{C_{ga1}} = \frac{C_{ga2}}{C_{n1}}$$

Da C_{ga1} und C_{ga2} bei Röhren vom gleichen Typ praktisch auch gleich groß

sind, müssen auch C_{n1} und C_{n2} den gleichen Kapazitätswert besitzen. Hierbei kann man nun wieder den Nachteil der schweren Einstellbarkeit bei zu kleinen Innenkapazitäten durch eine besondere Anordnung umgehen. Man geht dann mit den Zuleitungen zu C_{n1} und C_{n2} nicht mehr direkt vom Gitter weg, sondern zweigt an einem Teil der Spule ab, etwa wie Fig. 144 darstellt. Die so abgezweigte kleinere Spannung muß man dann durch eine Vergrößerung von C_{n1} und C_{n2} ausgleichen. Man könnte diese Abgriffe auch an der Anodenkreisspule anbringen, doch ist dies wegen der oben beschriebenen Nachteile nicht sehr empfehlenswert. Da gerade bei Gegentaktsendern der Gitterkreis in den meisten Fällen nicht mit dem Anodenkreis der Steuerröhre zusammenfällt, kann man diese Art der Gitterkondensation ruhig anwenden, ohne Rückwirkungen auf den Steuersender befürchten zu müssen.

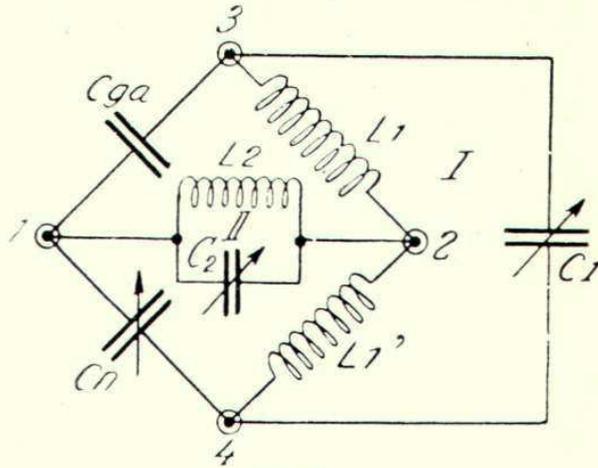


Fig. 141
Ersatzschaltbild der Anodenneutralisation

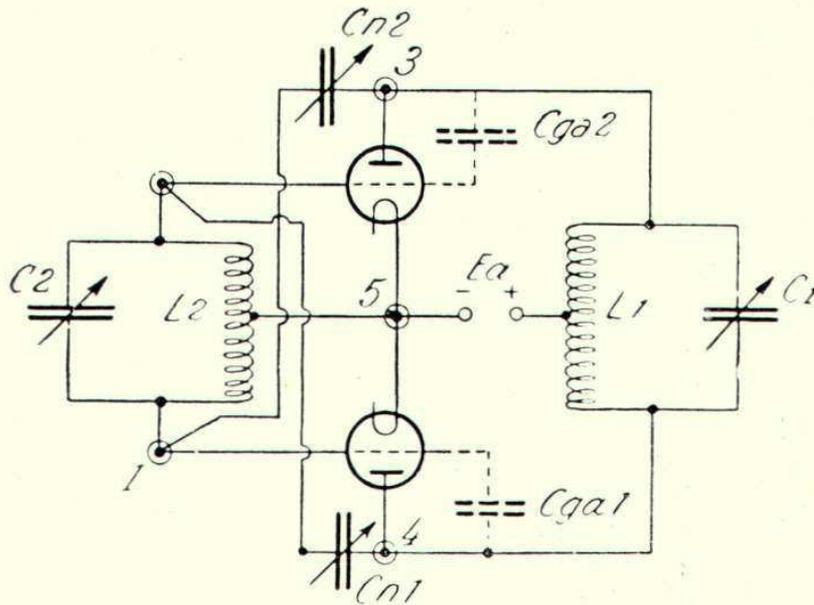


Fig. 142
Gegentaktneutralisation

d) Schirmgitterröhren

Durch das Einschalten eines Schirmgitters oder Anodenschutzgitters zwischen Steuergitter und Anode entstehen statt einer Kapazität C_{ga} zwei hintereinander geschaltete Kapazitäten. Da ferner das Schirmgitter eine positive

Gleichspannung erhält, wird die dynamische Röhrenkapazität auf einen minimalen Bruchteil des sonst vorhandenen Wertes heruntergedrückt.

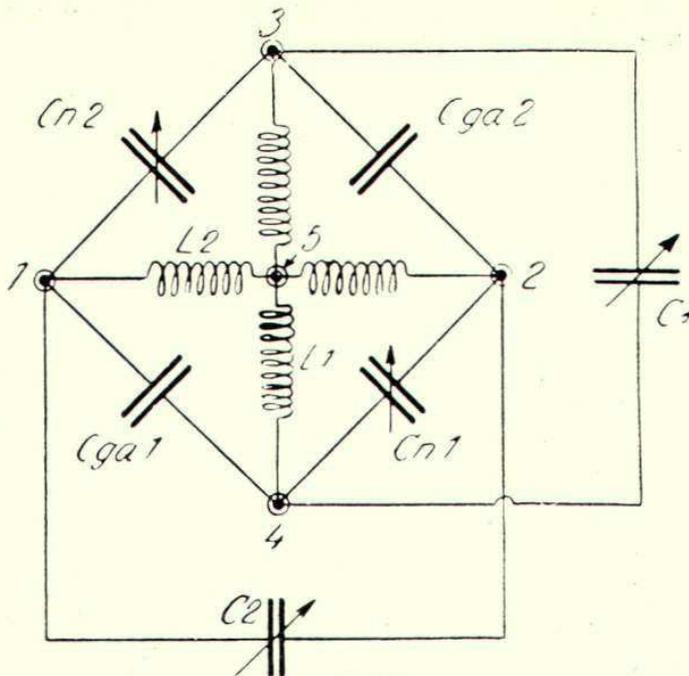


Fig. 143
Ersatzschaltbild der Gegentaktneutralisation

will. Dies ist besonders wichtig bei Telefonesendern, da hier auch die Neutralisation noch eine gewisse Rückwirkung ergibt. Eine Schirmgitterröhre in dieser Schaltung bezeichnet man dann als „Puffer-Stufe“.

VIII. Frequenzvervielfachung

Für die Stabilität und die Belastbarkeit eines Quarzes als Schwingungserzeuger ist es, wie schon erwähnt, vorteilhaft, seine Grund- oder Eigenschwingung nicht kleiner als 3500 kHz (ungefähr 80m) zu wählen. Um jedoch auch auf niedrigeren Wellenlängen eine Kristallsteuerung anwenden zu können, muß die Grundfrequenz auf irgendeine Methode vervielfacht werden, und zwar benutzt man hierzu die Eigenschaft der Ausbildung von Oberschwingungen. Neuerdings ist es zwar gelungen, besondere Quarze mit

Infloedessen können hier nur ganz kleine rückwirkende Spannungsschwankungen entstehen, die jedoch für eine Selbsterregung nicht mehr ausreichen. Bei Schirmgitterröhren als Hochfrequenzverstärker ist aus diesem Grunde eine Neutralisation überflüssig. Die Anordnung einer Schirmgitterröhre als Hochfrequenzverstärker nimmt man immer dann, wenn man eine vollständige Rückwirkungsfreiheit erzielen

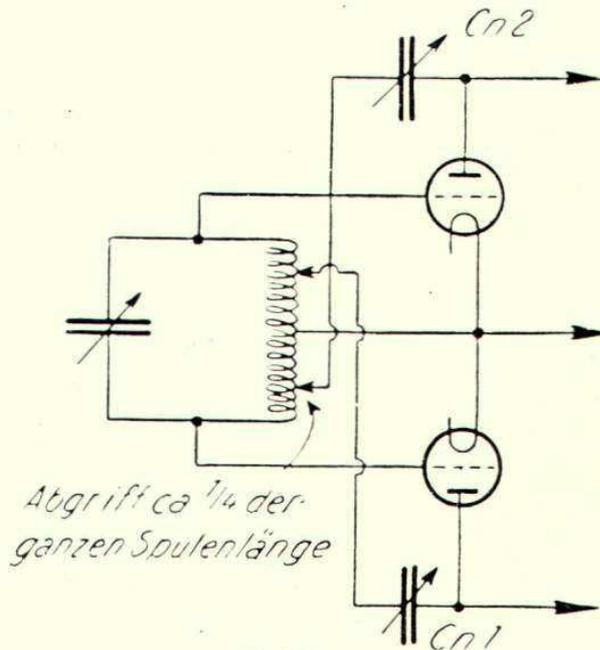


Fig. 144
Neutralisation bei sehr kleinen Röhrenkapazitäten

Eigenschwingungen bis zu minimal 2 m herunter zu schleifen, doch sind diese Ausführungen noch nicht allgemein erhältlich und wegen des hohen Preises auch für den Amateur kaum erschwinglich.

Betrachtet man eine idealisierte Schwingung von der Form einer Rechteckkurve, so kann man sich diese nach Fourier in eine Reihe von reinen Sinuswellen zerlegt denken (Fig. 145). Man kann sich also auch den Aufbau dieser Rechteckkurve zusammengesetzt vorstellen aus der Summe unendlich vieler Sinuswellen von immer höherer Frequenz. Bei der gezeigten Kurvenform tritt jedoch nur eine Summierung zur Rechteckform auf, wenn man die ungeraden (1., 3., 5. usw.) höheren Sinusschwingungen addiert, man nennt

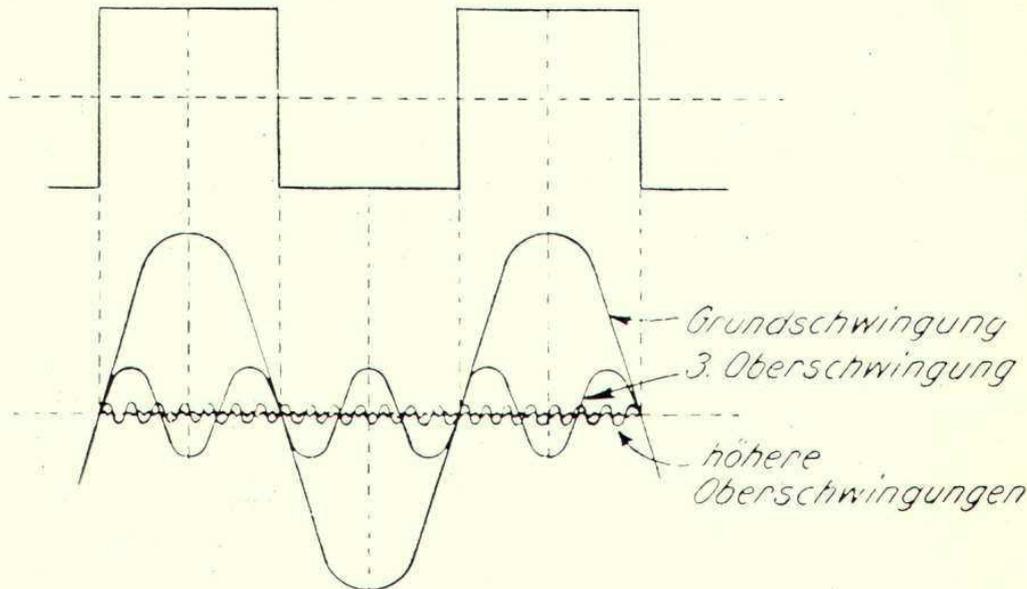


Fig. 145

Zerlegung einer Rechteckschwingung in ihre sinusförmigen Komponenten

sie die ungeraden Oberwellen der Grundschwingung oder der ersten Harmonischen. Diese besitzt gleichzeitig die größte Amplitude, die der höheren Oberschwingungen nehmen schon sehr bald ganz kleine Werte an.

Hat die zu zerlegende Kurve keine rechteckige Form, sondern eine beliebige andere, so entstehen neben den ungeraden Oberschwingungen auch die geraden; d. h. die 2., 4., 6. usw. Diesen Fall hat man bei einem Röhrensender mit Schwingungen zweiter Art (siehe Fig. 107). Die hierbei entstehende Anodenstromkurve hat nicht mehr rein sinusförmige Gestalt, sondern ist an einer Stelle auf die Dauer einer halben Periode vollständig unterbrochen. Durch die hierbei auftretende Verzerrung ist die Grundlage für die Ausbildung von Oberschwingungen gegeben. Oder auch: die entstehende Anodenstromkurve kann man sich in eine sinusförmige Grundkurve zerlegt denken und dazu sämtliche geraden und ungeraden Oberschwingungen. Und zwar je nach der Stromkurvenform die eine oder andere Harmonische besonders bevorzugt. Da diese Stromkurve von der Wahl der negativen Vorspannung E_g , d. h. von dem Arbeitspunkt abhängt, kann man durch dessen Verschiebung die Ausprägung einer besonders gewünschten Harmonischen erzielen.

In den meisten Fällen benutzt man jedoch nur die zweite Oberschwingung und spricht so von Frequenzverdopplung; bei der dritten von Frequenzverdreifung usw. Doch wird natürlich die Amplitude der weiteren höheren Harmonischen so schwach, daß man sie praktisch kaum verwendet. Der Prozeß der Frequenzverdopplung geht dann folgendermaßen vor sich: durch die auftreffende Gitterwechselspannung und Wahl von E_g hat man den Ruhepunkt so verschoben (am besten in oder „hinter“ dem unteren Knick), daß die doppelte Frequenz in der entstehenden Anodenstromkurve besonders stark ausgeprägt ist. Man stimmt nun den Anodenkreis auf diese doppelte Frequenz ab. Ein Resonanzkreis von kleiner Dämpfung hat eine so steile Resonanzkurve, daß er allen Frequenzen außer der Resonanzfrequenz praktisch gar keinen Widerstand mehr bietet. Diese werden also von vornherein durch die Anodenstromquelle nach der Kathode hin kurzgeschlossen. An dem Schwingkreis bildet

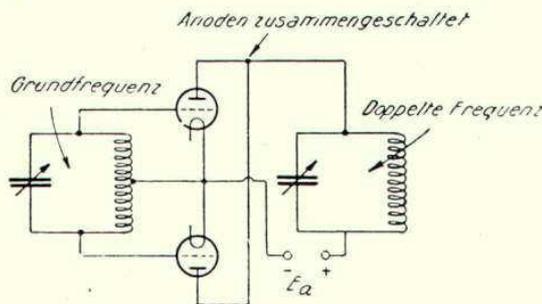


Fig. 146
Frequenzverdopplung durch besondere Gegentaktschaltung

sich dann nur noch eine Anodenwechselspannung für diese zweite Oberschwingung aus; der Kreis ist auf die halbe Grundwelle abgestimmt. Diesen Vorgang kann man in den folgenden Stufen noch weiter führen; man gibt jeweils auf das Gitter der nächsten Röhre die dann als Grundwelle fungierende Oberwelle und entnimmt im Anodenkreis die hiervon gewünschte Harmonische. Auf diese

Weise ist es z. B. ohne weiteres möglich, durch fortwährende Verdopplung von 84 m auf eine Endwelle von nur 4 m zu gelangen, d. h. auf der 16. Harmonischen Grundwelle zu arbeiten.

Da hierbei ja der Anodenkreis in einer anderen Frequenz schwingt als der Gitterkreis, kann auch keinerlei Rückkopplung auftreten. Man braucht eine Frequenzvervielfachungsstufe nicht zu neutralisieren.

Eine von dem hier beschriebenen Prinzip abweichende Methode der Frequenzverdopplung sei noch kurz erwähnt. Hierbei werden zwei Röhren gitterseitig im Gegentakt geschaltet, die Anoden aber direkt miteinander verbunden und gehen gemeinsam zum Anodenschwingkreis (Fig. 146). Die Gitter erhalten entgegengesetzte Spannungsamplituden wie beim Gegentaktsender. Die so entstehenden, um 180 Grad gegeneinander versetzten Anodenwechselströme bilden nun aber keine ganzen Sinusschwingungen, sondern — beim Ruhepunkt im untern Knick — Halbschwingungen (Fig. 118). Während dann der von der einen Röhre herrührende Strom Null wird, tritt an dessen Stelle der von der anderen Röhre gelieferte Stromstoß. Man erhält so im Anodenkreis die doppelte Schwingungszahl, d. h. die halbe Wellenlänge der auftreffenden Gitterwechselspannung. Im Anodenkreis kann sich ferner die aufgedrückte Grundschwingung, im Gegensatz zu den oben beschriebenen Verdopplerschaltungen, nicht mehr ausbilden, da diese sich in den parallel geschalteten Anoden aufhebt.

IX. Anodenspeisung, Hochfrequenzdrosseln

Bei den bisher gezeigten Schaltbildern von Sendern (z. B. Fig. 125) wurde die Anodenspannungsquelle als einfache Batterie in die Anodenstromleitung des Senders selbst hineingeschaltet. Es lassen sich zwar wirkliche Batterien nehmen; diese müssen jedoch auch einen so kleinen inneren Widerstand haben, daß hierdurch kein Verlust der durch sie hindurchfließenden Hochfrequenzenergie eintritt. Das läßt sich aber praktisch nicht so leicht durchführen, weshalb man von einer solchen Anordnung vollständig abgegangen ist. Diese wird nämlich schon kompliziert, wenn man von reiner Batteriespeisung zu Hochspannungsmaschinen, Gleichrichtern usw. übergeht.

a) Die Parallelspeisung

Bei dieser wird die Stromquelle aus der Hochfrequenz führenden Leitung herausgenommen und parallel zum Senderohr und zu dessen Außenkreis gelegt (Fig. 147). Um nun keinen Kurzschluß über die Spule im Schwingkreis zur Kathode hin zu erhalten, muß man den Kondensator C einbauen. Andererseits muß dieser so dimensioniert sein, daß er der Hochfrequenzspannung \mathcal{E}_a keinen nennenswerten Widerstand entgegensetzt, denn sonst treten hier wieder Verluste auf. Seine Größe bewegt sich deshalb bei Kurzwellensendern zwischen 500 und 1500 cm, bei Langwellensendern muß man allerdings bis zu Werten von einigen 10 000 cm heraufgehen. Da C, wie gesagt, einen Kurzschluß von E_a nach „—“ verhindern soll, muß er der Anodenspannung eine genügende Durchschlagsfestigkeit entgegensetzen. Diese Spannung ist nicht identisch mit der anliegenden Anodengleichspannung E_a , es kommt vielmehr die Summe von E_a mit der entstehenden Anodenwechselfspannung \mathcal{E}_a in Betracht. Wie wir früher beim über- und unterspannten Zustand gesehen haben, kann dies \mathcal{E}_a größer werden als E_a , so daß in einem Moment C mehr als die doppelte Gleichspannung auszuhalten hat. Es ist daher zweckmäßig, hierfür einen Kondensator zu wählen, der als Betriebsspannung mindestens die doppelte angelegte Gleichspannung aushält.

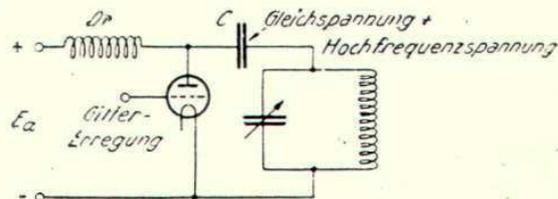


Fig. 147
Parallelspeisung

Um nun andererseits der an der Anode befindlichen Hochfrequenz den Weg über die Stromquelle zu versperren, muß man in den positiven Anodenspannungsweg eine Hochfrequenzdrossel D_r einbauen. Deren (induktiver) Widerstand muß groß sein, und zwar größer als der Resonanzwiderstand des Schwingkreises, denn anderenfalls sucht sich trotzdem die Hochfrequenz den bequemeren Weg über die Drossel nach minus, anstatt den über den Außenwiderstand \mathcal{X}_a .

Um nun andererseits der an der Anode befindlichen Hochfrequenz den Weg über die Stromquelle zu versperren, muß man in den positiven Anodenspannungsweg eine Hochfrequenzdrossel D_r einbauen. Deren (induktiver) Widerstand muß groß sein, und zwar größer als der Resonanzwiderstand des Schwingkreises, denn anderenfalls sucht sich trotzdem die Hochfrequenz den bequemeren Weg über die Drossel nach minus, anstatt den über den Außenwiderstand \mathcal{X}_a .

Ein Vorteil dieser Schaltung ist, daß Gleich- und Wechselfspannungsleiter vollständig voneinander getrennt sind, was beim Experimentieren im Außenkreis auch vorteilhaft ist. Der Nachteil liegt darin, daß durch das Einführen einer Drossel eine zusätzliche Fehlerquelle in den Aufbau gekommen ist. Gerade bei den kürzesten Wellen muß man darauf dringen, daß die

Schaltung aus möglichst wenig Einzelteilen besteht, da durch jedes neue Schaltelement trotz bester Ausführung und Angleichung immer zusätzliche Verluste entstehen. Aus diesem Grunde geht man sehr oft zur Reihenspeisung über.

b) Reihenspeisung

Prinzipiell ist diese nichts anderes als die Anordnung mit der Stromquelle im Senderkreis (Fig. 125). Hierbei ist allerdings die Stromquelle

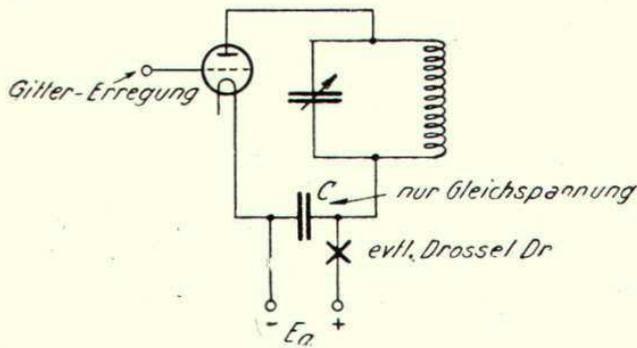


Fig. 148
Reihenspeisung

in die negative Zuleitung gelegt worden, besitzt also schon von vornherein Kathodenpotential (Fig. 148). Um den inneren Widerstand der Stromquelle auszuschalten, ist die Zuführung durch einen Kondensator C überbrückt. Da an dem Kathodenteil der Spule keine Hochfrequenzspannung mehr herrscht, ist eine so große Durchschlagsfestigkeit wie

bei der Parallelspeisung nicht nötig, und es genügt als Kondensator-Betriebsspannung die der Stromquelle E_a .

Bei unzureichendem Aufbau und bei ganz kurzen Wellen kann es jedoch trotzdem vorkommen, daß an dem „Minus“-Punkt noch ein Hochfrequenzpotential herrscht und es kann aus diesem Grunde vorteilhaft sein, trotzdem an der mit „X“ bezeichneten Stelle eine kleine Hochfrequenzdrossel einzuschalten.

Da bei dieser Anordnung der ganze Schwingkreis auch noch unter Gleichspannung steht, muß man beim Arbeiten am Schwingkreis sehr vorsichtig sein. Koppelt man z. B. hieran über einen Gitterkondensator eine folgende Verstärker- oder Verdopplerstufe, so muß dieser Gitterkondensator einmal die Gleichspannung, dann aber auch die auftreffende Wechselfrequenz aushalten. Es gelten also auch für diesen die gleichen Gesichtspunkte wie für den Kondensator C bei der Parallelspeisung.

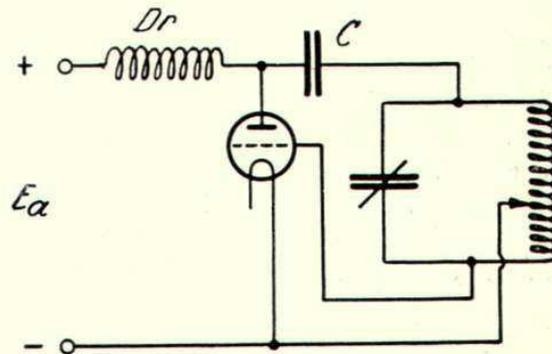


Fig. 149
„Hartley“-Schaltung mit Parallelspeisung

Diese beiden Arten der Anodenspeisung lassen sich nun auf alle übrigen Sender anwenden. Als Beispiel möge nur ein Hartley mit Parallelspeisung angeführt werden (Fig. 149).

c) Die Hochfrequenzdrossel

Diese muß der auftreffenden Hochfrequenz einen hohen Widerstand entgegensetzen. Um dies zu erreichen, müßte man eine sehr lange Spule mit

sehr vielen Windungen nehmen, d. h. man hätte eine sogenannte aperiodische Drosselspule. Diese Art von Spulen werden bei Langwellensendern tatsächlich verwendet. Man berechnet hierbei einfach den nötigen Widerstand und gibt dann der Spule so viele Windungen, wie dies sich nach der betreffenden Formel ergibt.

Bei kurzen Wellen kann man diese Methode wegen der Eigenkapazität der Spulen nicht anwenden. Man versteht unter Eigenkapazität die Kapazität, die sich zwischen den einzelnen Windungen der Spule befinden. Sie ergibt sich entweder in Form von Parallelkapazitäten an der Spule selbst oder diese bildet als ganze eine bestimmte Kapazität gegen Erde (Fig. 150). Diese letztere kann man jedoch bei Drosselspulen vernachlässigen. Die Parallelkapazitäten bilden nun mit der Spule einen Schwingkreis, dessen Eigenfrequenz durch die Dimension der Spule bestimmt ist. Infolgedessen bildet die Drossel bei Resonanz allen auftretenden Hochfrequenzen von derselben Schwingungszahl einen sehr hohen Widerstand. Gleichet man nun umgekehrt die Eigenfrequenz der Drossel der vom Sender erzeugten Frequenz an, so hat man die beste Drosselwirkung.

Diese „abgestimmten“ Drosseln kann man entweder direkt aus einem Schwingkreis bilden (Fig. 151), oder aber man wickelt Spulen, deren Selbstinduktion in Verbindung mit der Eigenkapazität einen Resonanzkreis für die Senderfrequenz bildet. Dies läßt sich entweder auf experimentellen Wege erreichen, oder durch eine Faustformel, die allen Ansprüchen der Praxis gerecht wird. Nach dieser Formel kann man sich eine Resonanzdrossel für jede beliebige Senderfrequenz so wickeln, daß keinerlei Nacharbeit nötig ist. Sie gilt nur für einlagige Zylinder-

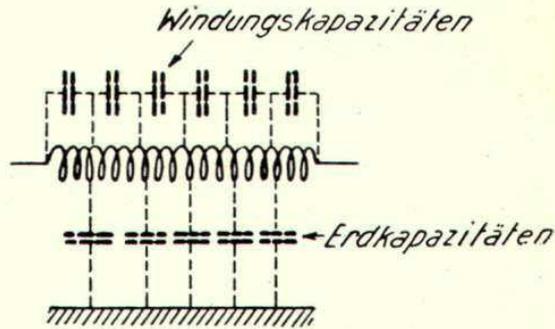


Fig. 150
Eigenkapazität von Spulen

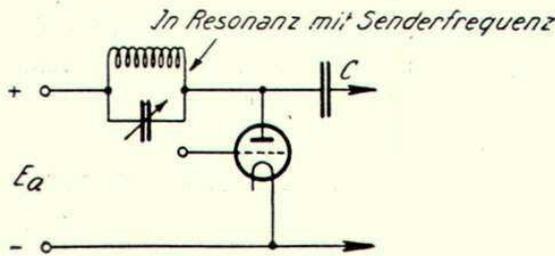


Fig. 151
„Abgestimmte“ Drossel

liebige Senderfrequenz so wickeln, daß keinerlei Nacharbeit nötig ist. Sie gilt nur für einlagige Zylinder- spulen mit einem Durchmesser von 1,5÷2,5 cm. Ueber diesen Durchmesser hinauszugehen hat keinen Zweck, da man das um die Drossel entstehende elektrische Feld naturgemäß möglichst klein halten will. Es ergibt sich die aufzuwickelnde Drahtlänge l zu

$$l = \frac{\lambda}{4}, \text{ wobei } \lambda = \text{Betriebswellenlänge.}$$

Um z. B. für eine Senderwelle von 42 m eine Drossel zu dimensionieren, wickelt man 10,5 m Draht auf einen Spulenkörper von obigem Durchmesser. Die Gültigkeit dieser empirischen Formel ist vom Verfasser experimentell bis herunter zu Wellenlängen von 2 m bewiesen worden.

Bei einem Resonanzkreis (d. h. hier bei einer Drossel) darf an der der Anode abgekehrten Seite keinerlei hochfrequente Spannung mehr herrschen,

während an der Anodenseite selbst sich ja die volle, vom Sender erzeugte Spannung befindet. Ob diese Verteilung auf der Drossel wirklich vorhanden ist,

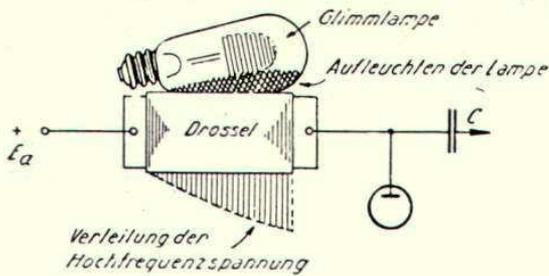


Fig. 152
Glimmlampenprüfung

prüft man am besten, indem man eine Glimmlampe an die Drossel legt (Fig. 152). Sie leuchtet dann am stärksten dort auf, wo die maximale Spannung vorhanden ist. Befindet sich am „-“-Ende noch Hochfrequenz, so leuchtet die Lampe auch hier und man kann durch Zu- oder Abwickeln von Draht leicht den günstigsten Wert herausfinden.

Zur Schaffung eines absoluten Null-Bezugspunktes an der Kathode wendet man die in Fig. 153 und 154 gezeigten Mittelanzapfungen an. Besonders wichtig ist dies bei Wechselstrombeheizten Röhren, da sich sonst die Frequenz des Heizstromes bei der ausgesandten Welle durch eine Zusatzmodulation bemerkbar macht. Man überbrückt die beiden Enden des Heizfadens mit einem Potentiometer von $100 \div 200$ Ohm und legt an den Mittelabgriff die allgemeine „-“-Leitungen. Um einer eventuell hier noch vorhandenen Hochfrequenz keinen Widerstand entgegenzusetzen und eine möglichst große Reinigung des Heizstromes zu erzielen, müssen die beiden Potentiometerhälften mit je einem Kondensator von $1000 \div 2000$ cm überbrückt werden. Anstatt eines Potentiometers kann man aber auch direkt einen Mittelabgriff an der Heizwicklung des Transformators nehmen.

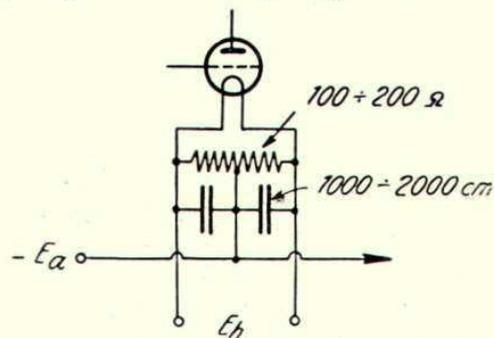


Fig. 153
Heizungs-Mittelpunkt

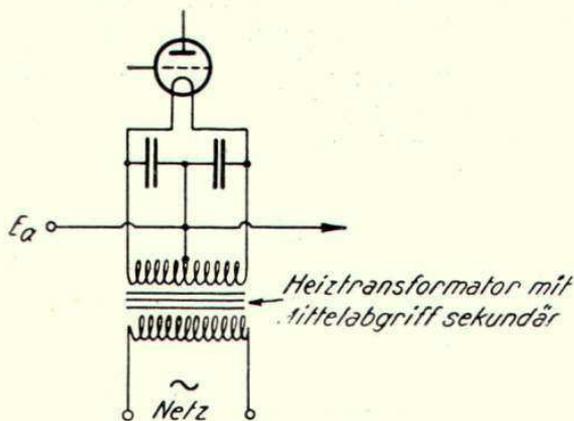


Fig. 154
Heizungsmittelpunkt

X. Wilde Schwingungen

Beim Aufbau eines Senders kann es vorkommen, daß entweder die erzielte Leistung weit hinter der erwarteten zurückbleibt, oder auch, daß zwar die Leistung normalen Wert besitzt, aber sich sonst Unstimmigkeiten in der Bedienung, beim Abstimmen usw. zeigen. Die Ursache hiervon ist das Auftreten von „wilden Schwingungen“, d. h. von Hochfrequenz, die an Punkten auftritt, wo sie eigentlich gar nicht vorhanden sein sollte. Dieser Fall ist besonders häufig beim Betriebe von neutralisierten Hochfrequenzverstärker-

stufen. Es zeigt sich dann z. B., daß sich beim Neutralisationsprozeß keine absolute Abgleichung erzielen läßt. Hier liegt die Schuld in den meisten Fällen im Aufbau der Schaltung. Man muß vor allen Dingen sämtliche Hochfrequenz- und Gleichstrom führenden Leitungen räumlich voneinander trennen. Am besten ist es, Heizleitungen, Gitterleitungen und Anodenzuführungen möglichst eng zusammenzulegen, oder sie miteinander zu verdrillen. Von Hochfrequenz führenden Teilen kommende Gleichstromleitungen sind durch einen Kondensator zu überbrücken (Fig. 155). Die Hochfrequenzleitungen selbst sollen möglichst weit voneinander entfernt sein, speziell solche, durch die eine Rückkopplung eintreten kann; also z. B. Gitter- und Anodenleitungen bei Hochfrequenzverstärkern. Diese nur spannungsführenden Leiter kann man ruhig ziemlich lang machen, da sich dann auch

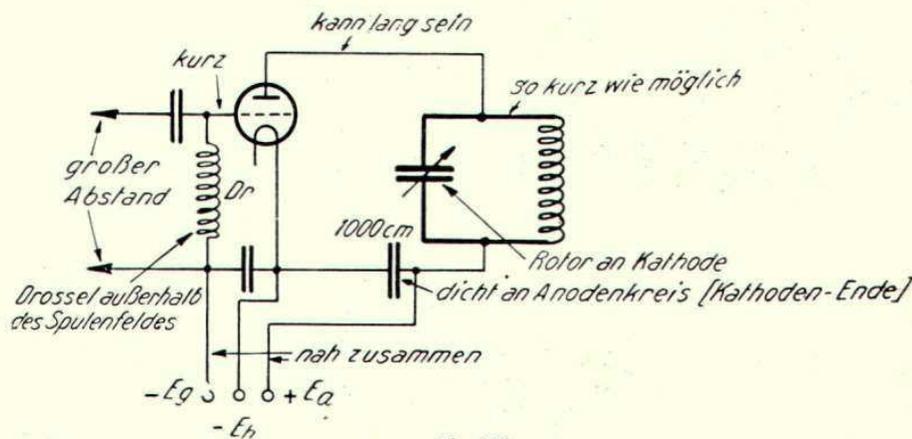


Fig. 155
Vermeidung wilder Schwingungen

eine bessere fortlaufende Anordnung der Einzelteile erzielen läßt. Dagegen sind natürlich die Schwingkreise selbst, wie schon erwähnt, durch kurze und starke Verbindungen zu bilden. Hierbei muß auch darauf geachtet werden, daß infolge des starken Feldes der Spulen keine Teile induziert werden, die entgegengesetzte oder kleine Spannungen führen. Schon aus diesem Grunde ist es zweckmäßig, eine fortlaufende Anordnung zu wählen, bei der die Schaltelemente so aufgebaut sind wie sie auch im Schaltschema angegeben sind. Von besonderer Bedeutung ist dies bei mehrstufigen Sendern, bei denen keinerlei Rückwirkungen auftreten dürfen. Es ist deshalb falsch, einen Sender auf ein möglichst kleines Grundbrett aufbauen zu wollen; eine Abstandsänderung von wichtigen Teilen um wenige Zentimeter kann schon bedeutende Verbesserungen der Leistung des Senders ergeben. Es sei deshalb immer oberster Grundsatz beim Senderbau, sogenannte „provisorische“ Schaltungsaufbauten möglichst zu vermeiden, denn hierdurch erhält man in keinem Fall ein klares Bild vom Arbeiten des Senders. Eine saubere, räumlich durchdachte Anordnung befriedigt und macht den kleinen Zeit- und Geldmehraufwand reichlichst bezahlt.

Wilde Schwingungen treten auch häufig auf beim Parallelschalten von Senderöhren. Hierbei bilden die Zuführungen zu den Röhren und die im Glas befindlichen Leitungen Schwingungskreise, die sich dann auf ultrakurzen Wellen erregen. Es können dann im Gitter und in den dünnen, ein-

geschmolzenen Drähten so starke Schwingströme fließen, daß hierdurch eine Zerstörung der Röhre eintritt. Besonders stark tritt diese Erscheinung bei einigen modernen Hochleistungs-Kraftverstärkerröhren auf. Um diese Eigenerrregung zu verhindern, schaltet man **d i r e k t** vor jedes Gitter einen kleinen Widerstand von $5\div 10$ Ohm, z. B. bei kleinen Sendern eine Taschenlampenbirne. Durch diese wird eine so große Dämpfung hereingebracht, daß auftretende wilde Schwingungen entweder sofort unterdrückt werden oder nur

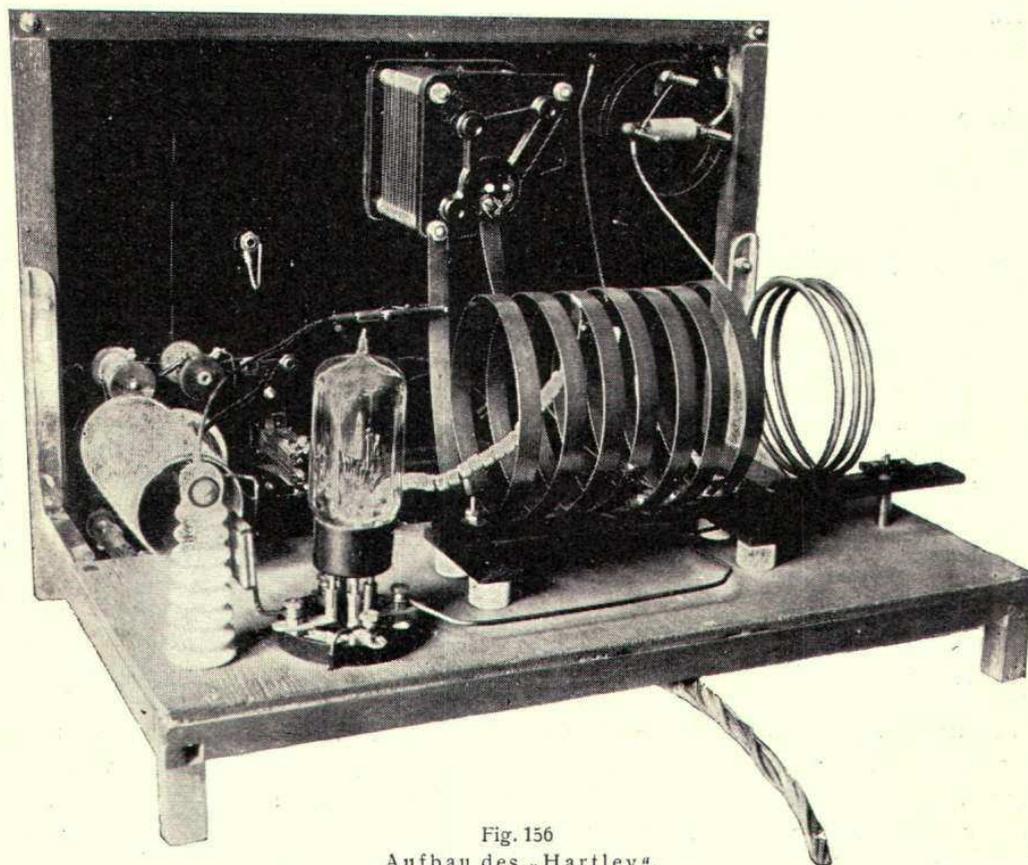


Fig. 156

Aufbau des „Hartley“.

Links neben der Senderöhre befindet sich die Gitterdrossel mit den dahinterliegenden beiden Gitterwiderständen von je 10000 Ohm. Der Gitterkondensator ist vorn neben dem Isolator zu sehen. Die Klammer zum Mittelabgriff ist der besseren Regulierung wegen **in** der Spule angebracht. Rechts hiervon die Antennenspule. Der Abstimmkondensator ist mit Kupferband mit der Spule verbunden. In der oberen Ecke sieht man die Rückseite des Antennenamperemeters

ganz schwach bestehen bleiben. Den gleichen Dienst tut auch eine kleine Drossel von einigen Windungen, an die gleiche Stelle eingeschaltet.

XI. Praktische Ausführung von Sendern

Die im folgenden gezeigten Sender sollen für den Amateur keine genauen Baubeschreibungen bilden, vielmehr nur als Beispiel dienen. Es ist gleichgültig, ob der Apparat nun in einen Kasten eingebaut wird, oder nur auf einem einfachen Grundbrett aufmontiert wird. Man kann schon aus dem Grunde keine allgemeingültigen Angaben machen, da schon bei Ver-

wendung eines anderen Drehkondensators die Anschlußschrauben an diesem verschieden verteilt sind und dementsprechend auch die Einzelteile eine abweichende Anordnung besitzen müssen.

a) Ein Hartley-Sender

Bei der in Fig. 156 gezeigten Ausführung ist sich an die schon erwähnten Richtlinien gehalten worden: möglichst große Konstanz bei noch maximalem Wirkungsgrade. Aus diesem Grunde ist auch das Verhältnis zwischen L und C nicht zu groß gemacht worden, der Kondensator hat hier nur eine Kapazität von etwa 250 cm. Dagegen sind die Spulen und Verbindungen so massiv wie

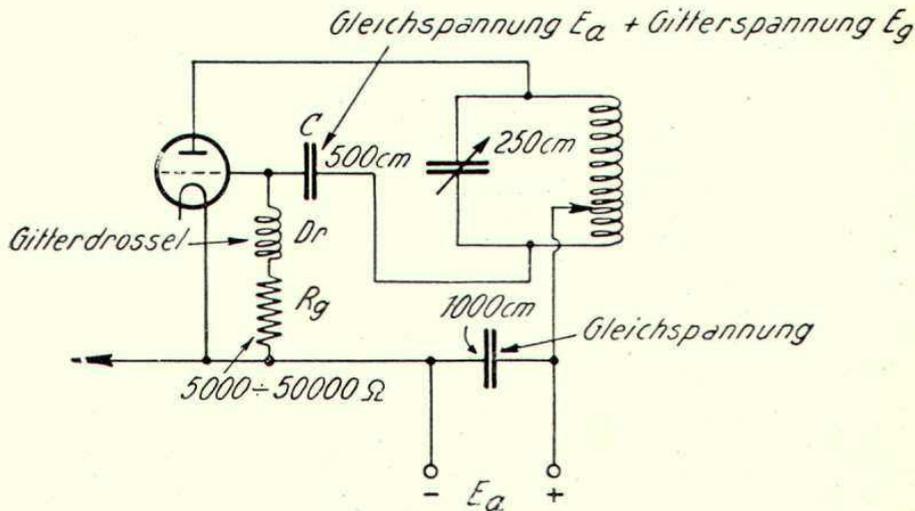


Fig. 157
Schaltschema des „Hartley“

möglich gehalten worden (Fig. 155). Die Schaltung selbst weist gegenüber der sonst allgemein üblichen nur den Unterschied auf, daß die Anodenzuführung in Serienspeisung durch den Mittelabgriff erfolgt (Fig. 157). Würde man nun das Gitter direkt an das untere Ende der Spule legen, wie bei den früher gezeigten Schaltbildern, so würde sich dieses auf den Betrag der vollen Anodenspannung positiv aufladen und somit einmal keinen Schwingungsvorgang aufkommen lassen und ferner durch den entstehenden hohen Anodenstrom (Sättigungsstrom!) die Röhre zerstören. Um dies zu vermeiden, trennt man das Gitter durch einen Kondensator C ab und gibt ihm durch eine Drossel und einen Widerstand eine besondere Vorspannung. Die Drossel ist nötig, da am Gitter das hochfrequente Potential der Rückkopplungsspannung herrscht. C hat dementsprechend auch die gesamte angelegte Anodenspannung plus der negativen Gittervorspannung auszuhalten und muß deshalb eine gute Ausführung besitzen. Bei dem benutzten Drehkondensator von 250 cm ergeben sich für die einzelnen Wellenbereiche die folgenden Windungszahlen: 80 m: 12 Windungen, 40 m: 7 Windungen, 20 m: 4 Windungen, 10 m: 2 Windungen.

Zur Inbetriebnahme setzt man zunächst den Spulenabgriff ungefähr entsprechend dem Durchgriff der Röhre an. Dann gibt man die Betriebsspannung auf und prüft mit einem aperiodischen Indikatorkreis die Schwin-

gung. Dieser Kreis besteht aus einer Spule von zwei Windungen, in die eine kleine Taschenlampenbirne eingeschaltet ist. Koppelt man ihn mit dem erregten Schwingkreis, so wird in der Spule ein Strom induziert, der die Lampe zum Leuchten bringt. Dessen Stärke kann man auch als ungefähres Maß für die Schwingleistung nehmen.

Eine empfindlichere Methode besteht darin, daß man, speziell bei kleinen Energien, einen aperiodischen Detektorkreis nimmt, wobei an der Stelle des Telephons ein Galvanometer oder Milliampere-meter kleinen Meßbereiches (1–2 mA ganzer Skalenausschlag) eingeschaltet wird. Maximaler Ausschlag desselben zeigt Resonanz an. Mit dieser Anordnung kann man auch sehr leicht die Stärke des Feldes um eine Spule feststellen. Auf diese Weise ist es auch möglich, zu sehen, inwieweit eine Rückbeeinflussung z. B. auf andere Stufen eintritt und wo man am zweckmäßigsten eine Abschirmung anbringt.

Den Mittelabgriff verschiebt man nun so lange, bis die Schwingungen am stärksten sind. Ist der Sender gut einreguliert, so muß er bei jeder Stellung des Abstimmkondensators über die ganze Skala hinweg starke und stabile Schwingungen erzeugen.

b) Quarzoszillator und Verdoppler

Oszillator und Verdoppler sind so auf einem Grundbrett aufmontiert, daß beide zusammen als eine besondere Einheit zur Speisung jedes beliebigen anderen Verstärkers genommen werden können. Durch eine spezielle Umschaltvorrichtung wird ferner erreicht, daß man durch einfaches Umlegen von Schaltern bei einem 80-m-Kristall die 40-, 20- und 10-m-Welle im Ausgang einstellen kann, also auf die jeweiligen Amateurbänder gelangt. Soll noch auf 80 bzw. 160 m gesendet werden, so wird an Stelle des 80-m-Kristalles eines von 160 m Eigenwelle eingestöpselt. Im zweiten Fall muß man dann die folgende Verdopplerstufe neutralisiert auf die Oszillatorwelle abstimmen. Die Schaltung bleibt die gleiche, nur die Schwingkreise werden entsprechend den höheren Wellenlängen gegen größere ausgetauscht.

Die bei der vorliegenden Ausführung verwendeten Röhren sind gewöhnliche Kraftverstärkerrohre mit einer Anodenverlustleistung von 12 Watt bei einer Anodenspannung von maximal 450 Volt. Der Quarzoszillator hat eine kleinere Röhre; sie liefert bei 200 Volt eine Schwingleistung von 2 Watt.

Die Schaltung zeigt Fig. 158. Der Quarzoszillator hat die übliche Anordnung mit Serienspeisung, ebenso die folgenden Stufen. Auf diese Weise wird eine große Zahl von Drosseln eingespart und die Verhältnisse werden stabiler. Zur automatischen Regulierung der Gittervorspannung dient ein „Polywatt“-Widerstand der oben angegebenen Größenordnung (Fig. 159). Die noch dahinter geschaltete Gittervorspannbatterie von etwa 10 Volt hat nur den Zweck, den Anodenstrom der Röhre im nichtschwingenden Zustand auf einen noch zulässigen Wert herunterzudrücken. Da von der geringen, im Anodenkreis erzeugten Energie möglichst viel abgegeben werden soll, wurde auf den Einbau eines Schwingkreisinstrumentes zur Anzeige der Resonanz verzichtet. Dies geschieht statt dessen durch das Anodenmilliampere-meter (0–20 mA).

Die folgenden Verdopplerstufen sind kapazitiv angekoppelt. Die Gitterspannungen werden nicht durch Widerstände erzeugt, sondern von einer

Gitterbatterie von 120 Volt abgegriffen, da sich so besser die optimalen Werte einstellen lassen. Die Einstellung der gewünschten Oberwelle mit Hilfe der Schalter geschieht folgendermaßen: Sind alle Schalter (Fig. 158) nach unten gelegt, so sind sämtliche Verdoppler eingeschaltet. Liegt Schalter 1 nach unten, 2 und 3 nach oben, so ist die letzte Stufe ausgeschaltet und die 20-m-Stufe an den Ausgang angeschlossen. Sind schließlich sämtliche drei Schalter nach oben gelegt, so geht die 40-m-Welle direkt unter Umgehung der nächsten Verdoppler weiter. Wichtig bei diesen Schaltern ist, daß diese möglichst wenig hochfrequente Verluste aufweisen. Sie müssen also aus gutem

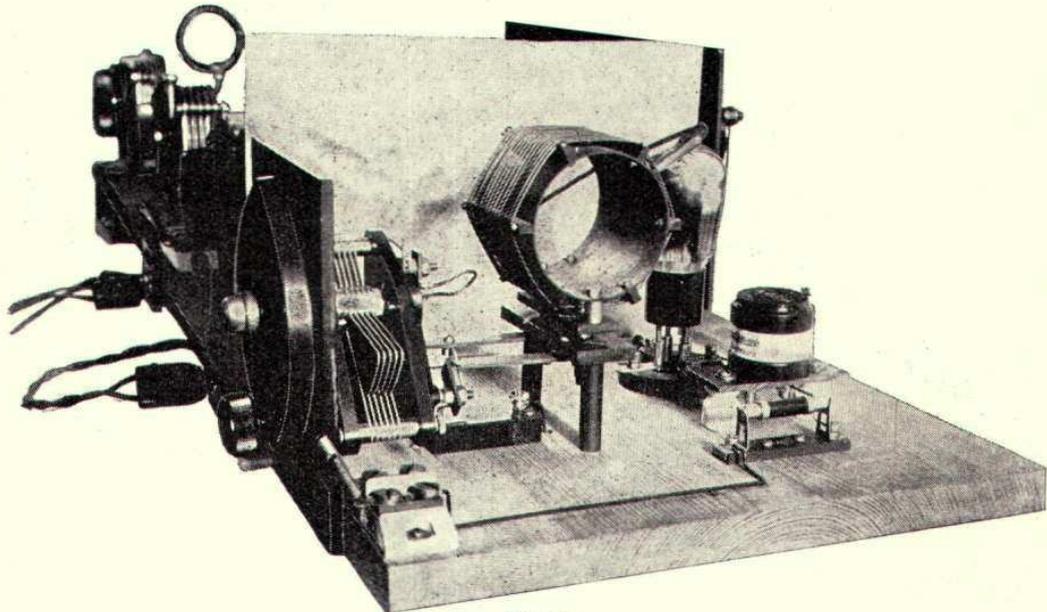


Fig. 159

Aufbau des Oszillators.

Das Quarz befindet sich in dem runden Gehäuse ganz rechts auf dem Bild. Vor ihm liegt der Gitterwiderstand von 10000 Ohm. Direkt hinter dem Abstimmkondensator ist der Anodenblock von 1000 cm. Die Klemmleiste ganz im Vordergrund dient zum Anschluß der Gitterbatterie. Das Abschirmblech ist im Hintergrund zu sehen; der Abgriff der Anodenspule führt durch eine Oeffnung an den Gitterkondensator der nächsten Stufe

Material sein und so angeordnet, daß die Verbindungen kurz und entfernt von anderen Leitungen verlaufen. Zweckmäßig verwendet man hierzu z. B. Hebelumschalter, wie sie zum Erden von Antennen im Handel erhältlich sind (Fig. 160). Ueber die Durchschlagsfestigkeit der Kondensatoren gilt das schon früher Erwähnte. Bei den hier verwendeten kleinen Spannungen reichen allerdings noch sehr gute Empfangskondensatoren mit Glimmerdielektrikum aus. Bei den Abstimmkondensatoren ist der doppelte Plattenabstand (wie bei der vorliegenden Ausführung) nicht erforderlich, vielmehr kann man hier jeden üblichen Drehkondensator verwenden. Sehr zu empfehlen sind auch noch die kleinen „Neuro“-Drehkondensatoren, die in Kapazitätswerten bis zu 100 cm im Handel erhältlich sind.

Trotzdem infolge der Frequenzvervielfachungen Rückkopplung ausgeschlossen ist, wurden doch die Spulen senkrecht zueinander angeordnet. Dies ist von Vorteil wenn man einmal beim Experimentieren zwei folgende Stufen neutralisiert auf einer Welle arbeiten lassen will. Aus diesem Grunde wurden ferner die Spulen auswechselbar gemacht; mit Ausnahme der der letzten

10-m-Stufe, da die hierbei immer auftretenden Verluste vermieden werden sollten. Das Verhältnis der Selbstinduktion der Spule und damit auch der Windungszahlen zur Abstimmkapazität soll ein möglichst großes sein, da hierdurch eine bessere Anpassung an die Röhre gewährleistet wird (siehe Seite 114). Bei einem Durchmesser von 8 cm sind die Daten der Steckspulen wie folgt:

80 m :	15	Windungen
40 m :	10	„
20 m :	4	„
10 m :	2	„

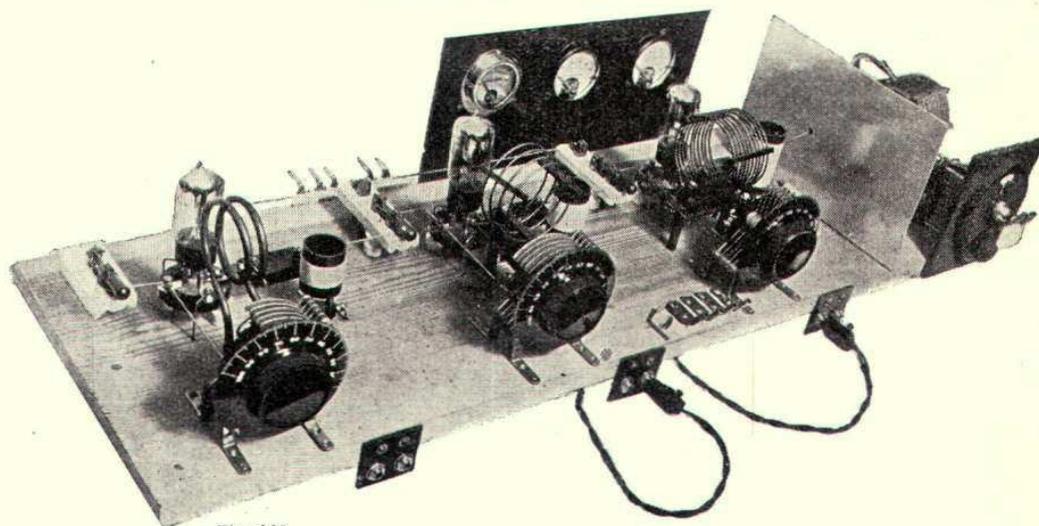


Fig. 160

Aufbau der Verdopplerstufen.

Die Kondensatoren von links nach rechts sind für den 10-, 20-, 40- und 80-Meter-(Quarz-)Kreis. Rechts von den Spulen sieht man die steckbaren Gitterdrosseln für die betreffenden Bereiche. Möglichst an die Röhren herangesetzt sind die drei Schalter zum Einschalten der Verdopplerstufen. Die Instrumente sind, ebenfalls von links nach rechts: Gitter- und Anodenmilliamperemeter für die Verdoppler und das Anodeninstrument für den Oszillator. Die Klinken für die Instrumente sind rechts unten neben den jeweiligen Stufen. Die Anschlußbleist- in der Mitte dient zur Zuführung der Gittervorspannung für den Verdoppler

Bei den kleinen hier auftretenden Schwingkreisströmen genügt Kupferdraht von 2,5 mm Durchmesser. Die Steckkontakte (Bananenstecker) müssen besonders guten, festen Kontakt geben.

Die Drosselspulen sind als steckbare Zylinderspulen ausgebildet, deren Windungszahlen nach der oben angegebenen Formel berechnet sind. Wird die Verdopplungsstufe nicht als Experimentiergerät aufgebaut, sondern soll nur für einen festen Betrieb und eine einmal eingestellte Wellenlänge gelten, so ist es natürlich zweckmäßig, an Stelle der auswechselbaren Abstimmspulen und Drosseln diese fest miteinzubauen.

Der Abstimmvorgang geschieht folgendermaßen: Zuerst muß die Quarzstufe zum Schwingen gebracht werden. Hierzu wird die Ankopplung von der ersten Verdopplerstufe abgetrennt. Nachdem die Spannungen eingeschaltet sind, wird das Anodenmilliamperemeter einen bestimmten Wert anzeigen. Durch Regulierung der Gittervorspannung bringt man diesen auf den maximal zulässigen Wert der vorgeschriebenen Anodenleistung. Bei der hier verwendeten Röhre (RE 134 bzw. „Valvo“ L 413) sind dies etwa 15 Milliampere.

Dreht man nun langsam den Abstimmkondensator durch, so wird der Zeiger an einer Stelle spontan zurückgehen bis auf etwa ein Drittel des eingestellten Ruhestromes: Resonanzstelle des Quarzes. Beim Weiterdrehen erfolgt wieder ein Hochgehen des Zeigers, jedoch nicht mehr so plötzlich wie beim Heruntergehen. Man „setzt“ sich nun zweckmäßig nicht auf den tiefsten Punkt, sondern kurz daneben auf den langsam ansteigenden Ast (Fig. 161). Denn hier sind die entstehenden Schwingungen stabil und können z. B. bei Schaltungsänderungen in den folgenden Kreisen nicht so leicht abreißen.

Jetzt koppelt man die nächste Stufe an das Anodenende der Oszillatorspule an. Da hierdurch eine Änderung der Daten des Oszillator-Schwingkreises eintritt, muß dieser etwas nachgestimmt werden. Durch Wahl der Gittervorspannung sei der Ruhepunkt der Verdopplerstufe in den unteren

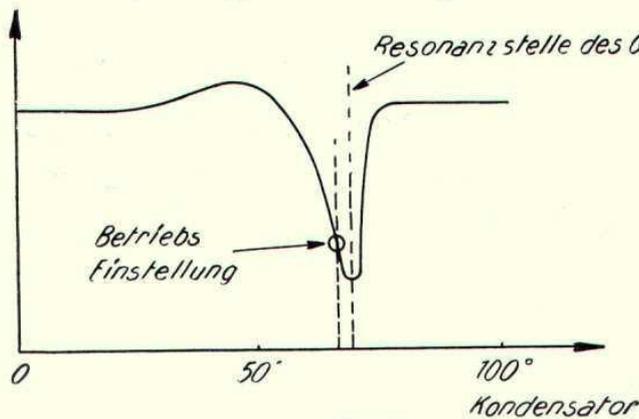


Fig. 161
Anodenstrom des Oszillators beim Abstimmen

Knick verschoben, der Anodenstrom betrage bei der hier verwendeten Röhre ungefähr 5 mA. Der

Abstimmkondensator stehe auf Null. Infolge der beim Ankoppeln des Oszillators auftretenden Gitterwechselspannung tritt nun ein Anodenstromanstieg im Instrument des Verdopplers auf; es

stellt sich ein Wert von $30 \pm$ mA ein. Sind die Daten des Schwingkreises entsprechend der halben Oszillatorwelle gewählt, so tritt beim Durchdrehen des Kondensators an einem Punkt Resonanz auf. Hierbei muß das Anodeninstrument zurückgehen. (Siehe Seite 106.) Man reguliert nun die Gittervorspannung dieser Röhre so ein, daß ein möglichst starkes Absinken des Anodenstromes erfolgt, denn da ist die im Anodenkreis entstehende Spannung ein Maximum.

Die nun folgenden Stufen werden auf die gleiche Art, wie oben beschrieben, auf die 4. bzw. 8. Harmonische des Oszillators abgestimmt. Um die sonst erforderlichen drei Anodeninstrumente zu sparen, wurde eines durch Einstöpseln in Klinken in die verschiedenen Anodenleitungen verwendet. Diese sind so eingerichtet, daß sie im Ruhezustand kurzgeschlossen sind; beim Einstecken des Steckers trennen sie diesen Kurzschluß erst, wenn die Leitung über das Instrument geschlossen ist. Auf diese Weise kann man jederzeit ohne Unterbrechung des Betriebes die verschiedenen Stufen kontrollieren.

Den allgemeinen Aufbau zeigt die Fig. 160. Die Instrumente sind von links nach rechts: die stöpselbaren Gitterstrom- und Anodenstrommilliampere-meter und das separate Instrument für den Oszillator. Auf der Oberseite des Brettes liegen nur die Hochfrequenz führenden Leitungen; sämtliche übrigen sind, in Bündeln zusammengefaßt, auf die Unterseite verlegt (Fig. 162).

e) Der neutralisierte Hochfrequenzverstärker

Diese Stufe ist zum Anschluß an den oben beschriebenen Verdopplersatz gedacht läßt sich jedoch an jeden anderen beliebigen Oszillator ankoppeln. Ebenso ist es natürlich möglich, die oben beschriebenen Verdopplerstufen anstatt von einem Quarzoszillator auch von einem kleinen selbsterregten Sender zu speisen. Die hierbei erzielte Wellenkonstanz ist dann dementsprechend kleiner als bei Kristallsteuerung.

Der Verstärker ist nichts anderes als ein Huth-Kühnscher Sender mit Anodenneutralisation (Fig. 163). Als Anodenspeisung wurde die Parallelanordnung gewählt, um im Anodenkreis keine Gleichspannung zu erhalten.

Die benutzte Röhre ist eine größere Type als die bei den Verdopplerstufen; die Anodenspannung beträgt hier 550 Volt bei einer erzeugten

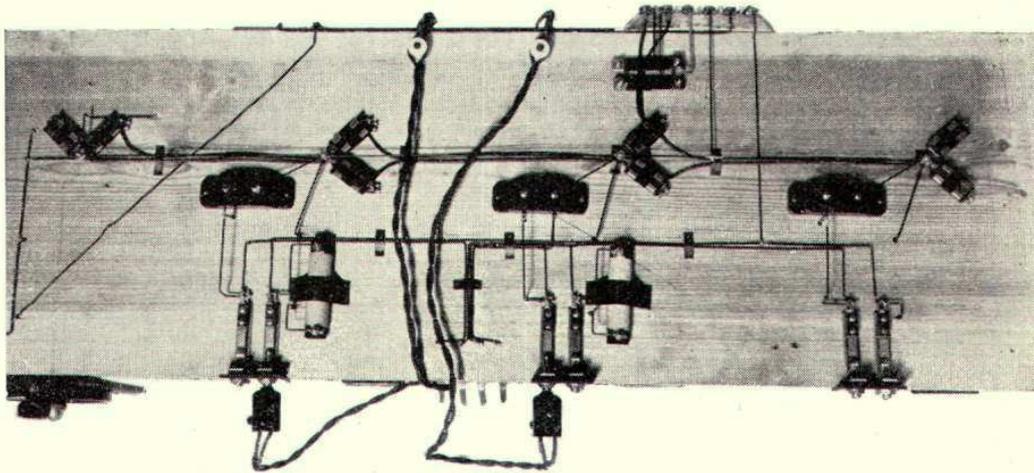


Fig. 162

Leitungsführung auf der Unterseite des Verdoppler- und Oszillatorbrettes. Die schräg zusammenliegenden Kondensatoren dienen zur Mittelanzapfung der Heizung. Das dazugehörige Potentiometer liegt oberhalb der Klemmleiste für die Betriebsspannungen. Die sichtbaren großen Kondensatoren haben 10000 cm und dienen zur Ueberbrückung der Gitterbatterie. Neben zwei Klinken liegen Hochfrequenzdrosseln im Anodenkreis der 20- und 40-m-Stufen (im Schaltbild nicht eingezeichnet). Sämtliche Leitungen sind möglichst zusammengefaßt geführt. Die quer laufende Leitung ganz links geht zum Anodeninstrument des Oszillators

Wechselstromleistung von maximal 15 Watt (Anodenleistung 20 Watt). Infolge der höheren Leistung müssen die Daten des Anodenabstimmkreises entsprechend stärker gewählt werden wie bei den Vorstufen. Hierbei muß der Abstimmkondensator doppelten Plattenabstand besitzen; die Isolation muß den auftretenden hohen Wechselspannungen gewachsen sein. Die Induktivität besteht aus Kupferrohr von 6 mm Durchmesser bei einem Spulenaußendurchmesser von 6 cm und ist ebenfalls mit guten Steckern zwecks Auswechslung zu versehen. Die Daten der Windungszahlen für die verschiedenen Wellenbereiche sind die gleichen wie die schon oben angegebenen. Die Verbindungen im Schwingkreis sind kurz gehalten und bestehen aus Kupferband von 12×2 mm.

Der Gitterkreis braucht nicht so stark dimensioniert zu sein; es genügen hier gewöhnliche Empfangskondensatoren und -spulen. Für die Ankopplungskapazität gilt das schon früher gesagte. Der Neutrodonkondensator muß solchen Plattenabstand haben, daß er die entstehende Wechselspannung gegen

„—“ aushält. Um eine genauere Einstellung zu ermöglichen, ist eine Verlängerung der Achse aus Isoliermaterial sehr zu empfehlen, da damit die Handkapazität ausgeschaltet wird.

Zur Neutralisation wird der Gitterkreis über den Koppelkondensator mit der vorhergegangenen Stufe angekoppelt. Dabei ist die Anodenspannung des Verstärkers abgeschaltet. Die Heizung soll angelegt sein, um einer nachträglichen Veränderung der Innenkapazitäten durch Wärmeausdehnung zu begegnen. Der Neutrokondensator stehe auf Null. Nun verstellt man bei angekoppeltem Indikator an den Gitterkreis dessen Kondensator so lange, bis maximales Leuchten eintritt, der Gitterkreis also auf die Frequenz des vor-

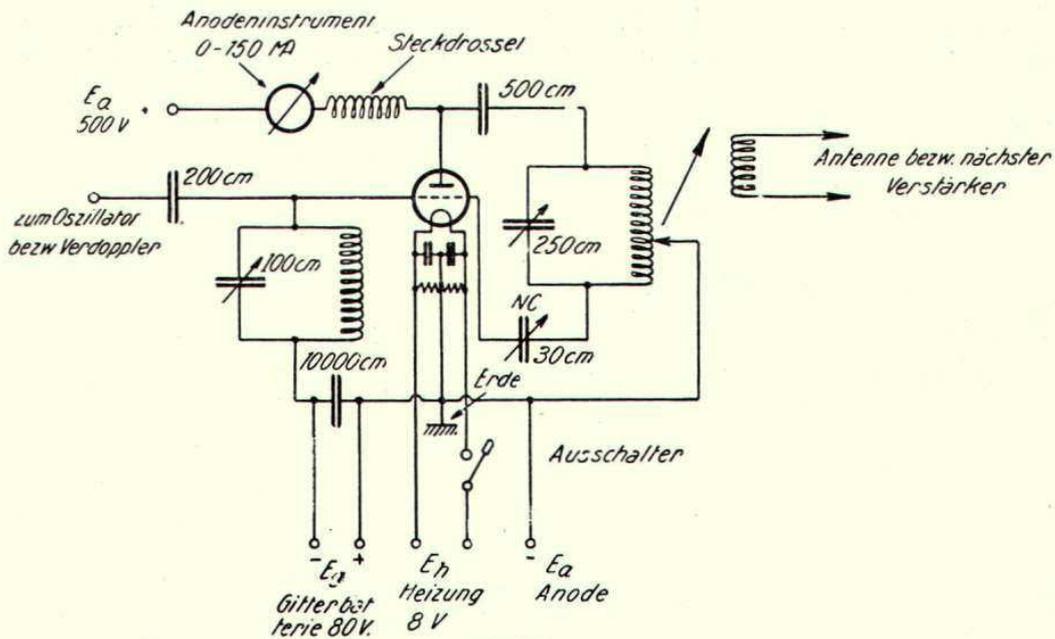


Fig. 163

Schaltung des Hochfrequenzverstärkers mit abgestimmtem Gitterkreis

hergegangenen Oszillator oder der letzten Verdopplerstufe abgestimmt ist. Nun koppelt man — immer noch bei abgeschalteter Anodenspannung — die Lampe mit der Anodenschwingspule und stimmt wieder auf Resonanz ab, denn, da noch nicht neutralisiert ist, wird die ganze auf das Gitter gegebene Energie durch die Röhrenkapazität auf den Anodenkreis übertragen. Der Abgriff an der Spule befindet sich dabei nicht genau in der Mitte, sondern auf etwa $\frac{2}{3}$ der Spulenlänge von der Anodenseite aus gerechnet. Durch leichtes gegenseitiges Verstimmen des Gitter- und Anodenkondensators stellt man nun auf maximales Leuchten der Lampe ein. Jetzt verstellt man den Neutrokondensator in kleinen Stufen bei fortgesetztem Nachstimmen des Anodenkondensators so lange, bis die Lampe ausgeht. Diese Stellung von C_n merke man sich. Dreht man noch in der gleichen Richtung weiter, so kommt bei einer bestimmten Stellung die Lampe wieder zum Brennen, denn hier ist der Verstärker „überneutralisiert“ und es tritt Selbsterregung ein. Die endgültige Lage des Neutralisationskondensators bestimmt sich aus der Mitte der beiden Stellungen, bei denen die Lampe aus- und dann wieder angeht. Hier ist der Verstärker neutralisiert.

Jetzt erst kann die volle Anodenspannung angelegt werden. Meistens ist dann noch ein leichtes Nachstimmen des Schwingkreiskondensators nötig, um den Anodenkreis in genaue Resonanz zu bringen. Diese Stellung wird ebenfalls durch den Punkt des maximalen Rückganges am Anodeninstrument festgestellt. Die bei diesem Sender entstehende Energie ist dann schon meistens so groß, daß der aperiodische Lampenkreis bei einem Abstand von 15 cm von der Schwingkreisspule hell aufleuchtet. Durch eine Veränderung der negativen Gittervorspannung kann man noch auf ein Optimum der Leistungsabgabe einstellen.

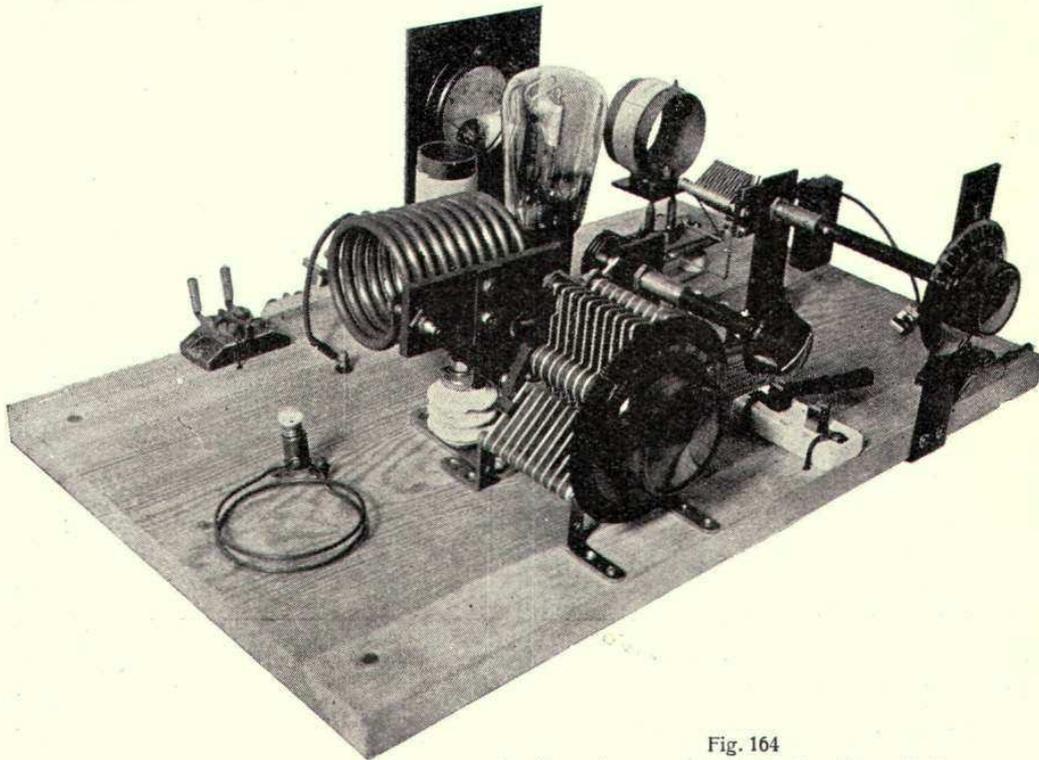


Fig. 164

Aufbau des neutralisierten Verstärkers.

Der Anodenschwingkreis ist links zu sehen mit den starken Kupferbandverbindungen. Gleich daneben befindet sich der Neutralisationskondensator mit dem verlängerten Handgriff. Der unter diesem liegende Schalter dient zur Unterbrechung der Heizung. Der Gitterkreis ist der rechts hiervon befindliche. An ihm befestigt ist auch der Kopplungskondensator für die vorhergehenden Stufen. Hinter der Röhre steht die Anodendrossel. Der Anodenblock ist nicht sichtbar; teilweise der Mittelabgriff der Spule. Im Vordergrund liegt der zur Prüfung benutzte aperiodische Lampenkreis. Der Anschluß der Gitterbatterie erfolgt durch die Klemmleiste am rechten äußersten Ende des Grundbrettes

Die Photographie (Fig. 164) zeigt den konstruktiven Aufbau, der nach den gleichen Grundsätzen wie beim Verdoppler ausgeführt ist.

Nimmt man die Neutralisationseinrichtung heraus und legt den Mittelabgriff an das der Anode abgekehrte Ende der Spule, so bildet der Verstärker für sich allein einen Huth-Kühnschen eigenerregten Sender. Man stellt dann den Gitterkreis auf die gewünschte Welle ein und stimmt, natürlich jetzt mit angelegter Anodenspannung, den Anodenkreis auf Resonanz ab, was man mit dem Anzeigekreis oder Milliampereometer leicht feststellen kann. Bei all diesen Vorgängen muß die ausgestrahlte Welle fortlaufend mit dem früher beschriebenen Hilfsüberlagerer („Monitor“) geprüft werden, um eine Kontrolle der Stabilität und des Tones zu haben.

d) Schaltung nach J. Kron

Hierbei handelt es sich um eine neuartige Schaltung, die eine Kombination des reinen Huth-Kühn mit einem Quarzoszillator darstellt. Die Schaltung zeigt Fig. 165. Um einen Sender im Amateurband mit einem

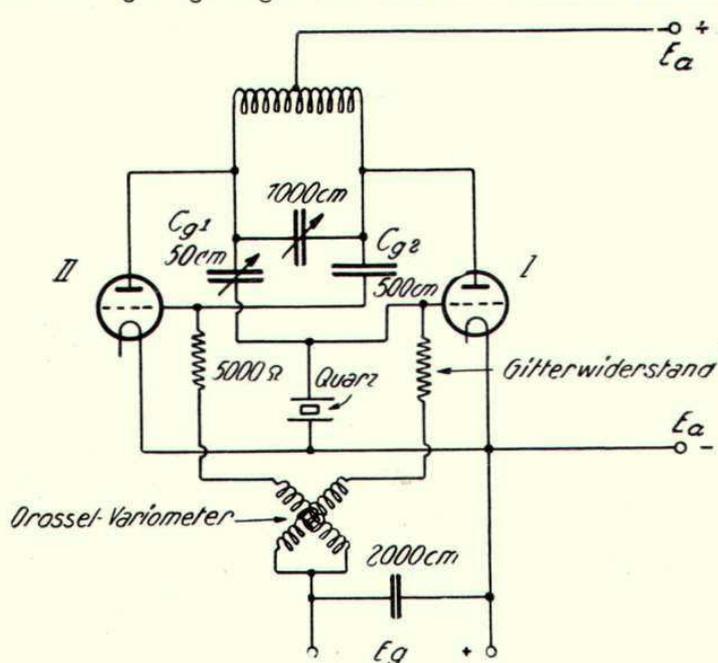


Fig. 165
Gegentaktsender nach Kron

den beiden Anoden wie beim Gegentaktsender um 180 Grad verschobene Spannungsschwankungen aus. Der Kondensator C_{g1} von etwa 50 cm Kapazität bildet die zusätzliche kapazitive Rückkopplung; während C_{g2} den üblichen Gitterkondensator der Röhre 2 darstellt. Zur Einstellung des Senders reguliert man C_{g1} so, daß die Röhre 2 gerade an der Grenze der Selbsterregung steht. Durch die von der anderen Röhre aufgedrückte Hochfrequenzspannung tritt dann quasi eine Fremderregung ein.

Der Gitterkondensator C_{g2} muß wie beim oben beschriebenen Hartley die volle Anodenbetriebsspannung aushalten. Die beiden Gitterdrosseln bestehen nicht aus den sonst üblichen Zylinderspulen, sondern sind in einer Variometeranordnung geschaltet (Fig. 167). Durch Verstellung des Rotors ändert man bei dieser Anordnung die gegenseitige Induktivität und so auch die resultierende Drosselwirkung. Man braucht nur das Variometer einmal für die verschiedenen Wellenbereiche zu eichen und spart somit das Auswechseln der Steckdrosseln.

Quarz ohne Frequenzvervielfachung voll aussteuern zu können, muß man wegen der schlechten Schwingfähigkeit der unter 80 m liegenden Quarze eine zusätzliche Rückkopplung nach Fig. 166 anbringen. Um nun trotzdem noch eine größere Schwingleistung zu erzielen, wurde mit Quarzoszillator noch ein zweites Rohr gekoppelt. Der Schwingkreis der beiden Röhren ist gemeinsam; mit der Anodenzuführung in der Mitte der Spule. Deshalb bilden sich an

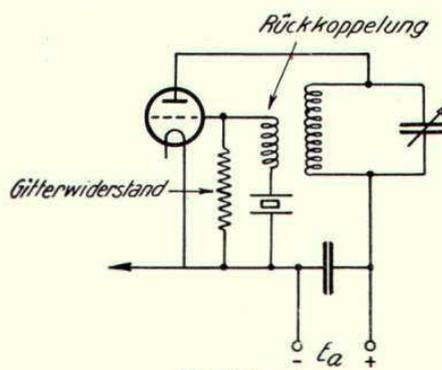


Fig. 166
Quarzoszillator mit Rückkopplung

e) Ankopplung der Antenne

Man unterscheidet hierbei zwischen kapazitiver und induktiver Ankopplung; ferner gibt es noch gemischt induktiv-kapazitive Anordnungen. Je nach der Erregung der verwendeten Antennen (s. Kap. „Antennen“) muß man dementsprechend eine andere Ankopplung nehmen. Die direkte Kopplung der Antenne mit dem Anodenschwingkreis des Senders, d. h. ohne Zwischenschaltung eines Kondensators, soll man niemals anwenden. Ist der Sender z. B. mit Serienspeisung betrieben, so steht der Schwingkreis und damit auch die ganze Antenne unter Anodengleichspannung. Bei Erdung derselben oder Berühren mit der Hand, kann der Sender oder der Operateur schwere Schädigungen erleiden. Deshalb muß der hier hineingeschaltete Kondensator C die volle Betriebsspannung aushalten (Fig. 168). Zur Abstimmung des Senders auf die Antennenwelle setzt man den Angriff auf ungefähr Spulenmitte. Bei einem selbsterregten Sender dreht man nun langsam den Abstimmkondensator durch und beobachtet das Milliampere-meter in der Anodenleitung. Ist der Resonanzpunkt mit der Antenne gefunden, so zeigt sich dieser durch Steigen des Anodenstromes an. Durch die Ankopplung eines Antennenkreises, d. h. einer weiteren Belastung, sinkt nämlich der resultierende Außenwiderstand der Röhre, die Neigung der dynamischen Kennlinie wird steiler und somit muß auch der Anodenstrom wachsen. Dieser Anstieg darf jedoch nicht bis zu einem so hohen Wert erfolgen, daß die zulässige Belastung der Röhre überschritten wird. Durch Verschieben des Abgriffes kann man nun die Stärke der Ankopplung und damit auch die Größe des Belastungswiderstandes verändern. Man stellt den Abgriff so ein, daß bei Resonanz ein nicht zu hoher Anodenstromwert erhalten wird.

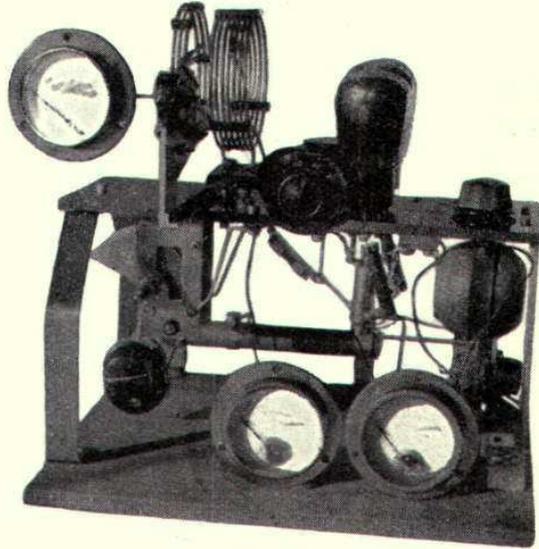


Fig. 167

Sender nach J. Kron.
Direkt unterhalb der Abstimm- und Antennen-
spule befindet sich der Abstimmkondensator; neben
diesem, der Kondensator C_g^1 . Der Quarzhalter
ist zwischen der Spule und den beiden Röhren
noch gerade zu sehen. Das Variometer ganz rechts
ist die veränderliche Gitterdrossel.

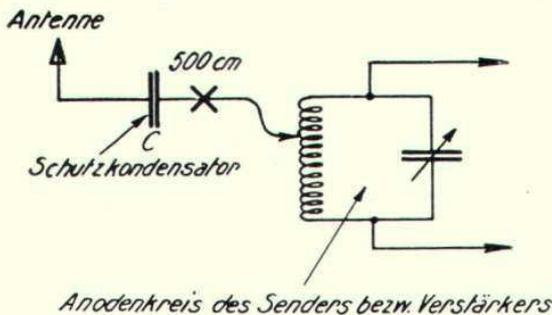


Fig. 168

Direkte (Spannungs)-Ankopplung der Antenne

Da die hier vom Sender ausgestrahlte Wellenlänge von der Eigenschwingung der Antenne abhängt, muß diese eine bestimmte Länge besitzen; anderenfalls kann man nicht genau auf Resonanz abstimmen, sondern muß mit dem Wellenmesser den Sender einstellen.

Bei dieser Antennenanordnung an die Stelle X ein Antenneninstrument einzuschalten, ist zwecklos, da sich hier kein Strom-, sondern ein Spannungsbauch befindet.

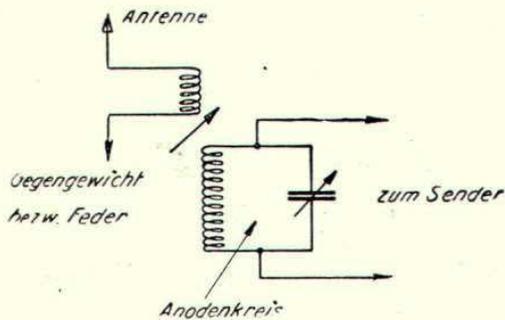


Fig. 169
Induktive Antennenankopplung

bereich bedecken. Zu diesem Zweck muß man die Antennenlänge auf die jeweilige Senderwelle abstimmen können. Dies geschieht durch Einschalten eines Drehkondensators von 500 cm Kapazität (Fig. 170÷172). Die erste Anordnung (Fig. 170) ist üblich beim Einrohrsender; die beiden anderen bei Gegentaktsender. Bei diesen ist die Antennenspule geteilt, um mit den beiden Enden der Anodenschwingkreisspule gekoppelt zu werden. Der Vorteil der Anordnung (Fig. 171) ist, daß man nur ein Antennen-Amperemeter A benötigt, das in der Mitte der beiden Spulen eingeschaltet ist und demnach auch genau im Strombauch liegt. In Fig. 172 liegt an dessen Stelle der Verkürzungskondensator. Dies hat den Vorzug, daß, da hier keine Hochfrequenz herrscht, auch kein Einfluß der Handkapazität beim Abstimmen zu befürchten ist. In der Wirkungsweise sind Schaltung Fig. 171 und 172 gleichwertig.

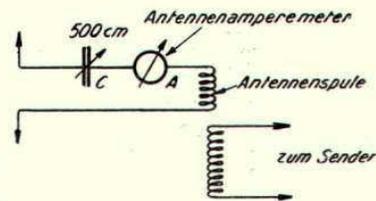


Fig. 170
Antennenkopplung

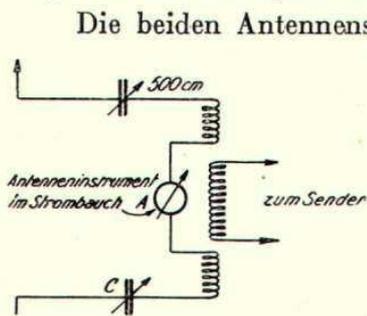


Fig. 171
Antennenkopplung

Die beiden Antennenspulen bilden für den jeweils angekoppelten Teil der Anodenschwingkreisspule eine Verminderung des Schwingkreiswiderstandes. Infolgedessen ändert sich auch hierfür die Neigung der dynamischen Kennlinie, und es tritt eine Vergrößerung des von der Röhre aufgenommenen Stromes I_a ein. Koppelt man nun die beiden Spulen nicht gleichmäßig stark an den Schwingkreis, so entstehen für jede Röhre andere Betriebsbedingungen. Es tritt dann keine gleichmäßige Gegentaktwirkung mehr auf; ferner ergibt sich eine verschieden starke Belastung und damit auch Anodenverlustleistung bei jeder Röhre. Dies ist besonders wichtig bei Sendern größerer Leistung, wobei hierdurch leicht eine Ueberlastung der einen Röhre eintritt.

Bei der Antennenabstimmung eines fremdgesteuerten Senders stellt man den Anodenkreis der letzten Röhre bei entkoppelter Antenne auf die Soll-

welle ein. Dann koppelt man die Antennenspule (bzw. -spulen) an und dreht dabei die Antennenabstimmung durch. Bei einer bestimmten Stellung ergibt sich im Antennenamperemeter ein maximaler Strom. Gleichzeitig wird nach dem Obengesagten der Anodenstrom steigen. Nun koppelt man so lose an, daß bei Resonanz der Anodenstrom, wie oben erwähnt, einen bestimmten Maximalwert nicht überschreitet. Die gleiche

Einstellung ergibt sich auch bei selbsterregten Sendern und bei jeder der drei Fälle der Fig. 170÷172. Nur sind im Falle der Fig. 172 statt einer Antennenabstimmung die beiden Kondensatoren zu verstellen.

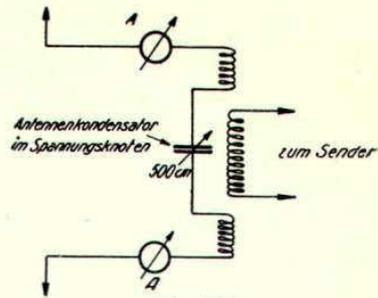


Fig. 172
Antennenkopplung

7. Telephonie

Hat ein Amateur sich längere Zeit mit den Problemen seines Telegraphiesenders befaßt, so ist wohl der nächste Wunsch, auch drahtlos zu sprechen. In den meisten Fällen geht dies dann so vor sich, daß er nach einem bekannten Schaltschema einfach irgendein Modulationssystem in sein Gerät einbaut und über ein Mikrophon bzw. ein Grammophon den Sender „bespricht“. Der Erfolg dieser Methode ist dann eine Beeinflussung der Senderwelle, die man kaum mehr „Telephonie“ nennen darf. Denn ein Telephoniesender benötigt, um eine wirklich einwandfreie Besprechung zu gewährleisten, außer einem verhältnismäßig sehr großen Materialaufwand auch die genaue Kenntnis der Sendetheorie. Aus diesem Grunde ist es jedem Amateur in seinem eigensten Interesse abzuraten, mit Telephonieversuchen zu beginnen, ehe er nicht zum mindesten die zweite der obigen Bedingungen, nämlich Verständnis der Wirkungsweise eines Senders, erfüllt. Eine „phonie“ mit unzureichenden Mitteln hat gar keinen Wert — weder für den Sendenden noch für den Empfänger — und es ist in diesem Falle viel besser, statt dessen einen Telegraphiesender zu betreiben, der wenigstens allen an ihn zu stellenden Anforderungen gerecht wird*).

I. Die Modulation

Der Zweck eines ungedämpften Senders und speziell eines Röhrensenders ist die Erzeugung eines hochfrequenten Wellenzuges von zeitlich konstanter Amplitude. Diese Amplitude kann nun entweder die eines Stromes oder einer Spannung sein, die beide die durch die Daten des Senders bestimmte Frequenz und Phasenverschiebung besitzen. Gemessen können beide werden am Sender direkt, d. h. in dessen letztem Schwingungskreis oder in der Antenne. Das Prinzip einer Modulation ist nun, diesen hochfrequenten Wellenzug in einem bestimmten Rhythmus zu beeinflussen. Dies geschieht sowohl bei der Telegraphie wie bei der Telephonie.

Bei der Telegraphie wird der Wellenzug im Tempo der Morsezeichen vollständig zerhackt (Fig. 173), während umgekehrt bei der Telephonie der Wellenzug als solcher zeitlich konstant bleibt und nur Änderungen seiner Amplitude erfolgen: Amplitudenmodulation (Fig. 174). Grundsätzlich hier von verschieden ist die Frequenz- und Phasenmodulation. Bei ersterer bleibt die Amplitude konstant und die Frequenz wird durch eine hochfrequente

*) Telephonieversuche sind von Amateursendern (mit ganz wenigen Ausnahmen) in Deutschland von der Postbehörde verboten.

Beeinflussung des Senders in niederfrequentem Rhythmus geändert. Bei der Phasenmodulation verschiebt man den Phasenunterschied des Strom- und Spannungswellenzuges. Diese beiden Modulationssysteme seien hier nicht weiter untersucht, da die meisten Telephoniesender nur mit Amplitudenmodulation arbeiten. Eine Ausnahme hiervon machen einige Kurzwellen-Fernseh-Sender, die ihre Versuche mit Frequenzmodulation anstellen. Die auf den konstanten Wellenzug, die sogenannte „Trägerwelle“ aufgedruckten

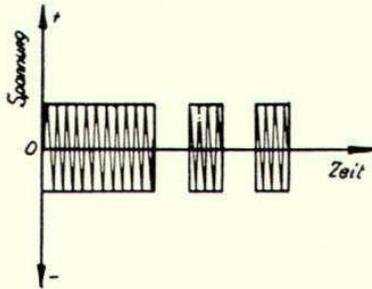


Fig. 173
Schwingung,
zerhackt durch Morsezeichen

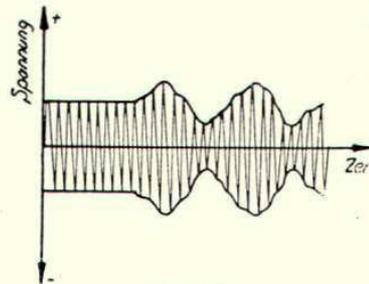


Fig. 174
Mit Niederfrequenz modulierte
Schwingung

Schwankungen sind gewöhnlich niederfrequenter Art, d. h. sie umfassen bei Telephoniesendern den Frequenzbereich von etwa 100–15 000 Hz. Es ergeben sich dann bei der Ausstrahlung dieses modulierten Schwingungszuges die bekannten beiden „Seitenbänder“, die ober- und unterhalb der Trägerwelle einen Wellenbereich von 100–15 000 Hz einnehmen (Fig. 175).

Der wichtigste Punkt bei der Modulation ist das Größenverhältnis dieser niederfrequenten aufgedruckten Schwingung zur schon vorhandenen Hoch-

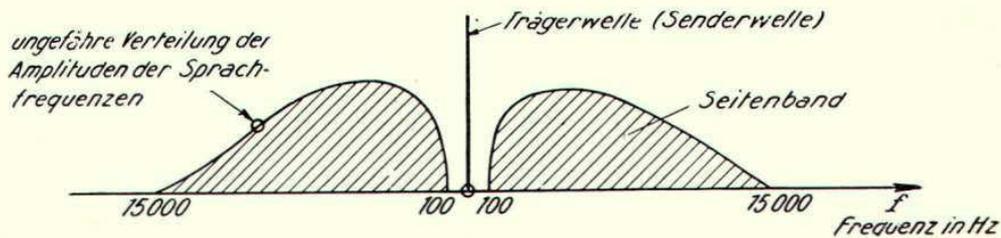


Fig. 175
Verteilung der Seitenbänder

frequenzamplitude. Bei den folgenden Ausführungen sei immer diejenige der Hochfrequenzspannung betrachtet; der Strom richtet sich dann nach den Wechselstromwiderständen des Schwingungskreises bzw. der Antenne und ist der Spannung in einem bestimmten Verhältnis proportional. — Bezeichnet man mit \mathcal{E}_n die Amplitude der niederfrequenten Schwingung und mit \mathcal{E}_h die der hochfrequenten, so gibt das Verhältnis:

$$\frac{\mathcal{E}_n}{\mathcal{E}_h} \cdot 100\% = \text{Modulationstiefe oder prozentuale Aussteuerung.}$$

Man kann nun drei Modulationsgrenzfälle feststellen:

1. Hierbei sind die hoch- und niederfrequenten Spannungsamplituden einander gleich (Fig. 176). Wir haben 100%ige Modulation; die hochfre-

quente Spannung schwankt im Rhythmus der Niederfrequenz zwischen 0 und dem doppelten Spannungswert der unbesprochenen Trägerwelle.

2. Die niederfrequente Amplitude ist größer als die hochfrequente. Die Spannung der Trägerwelle bleibt eine Zeitlang ganz Null, um dann auf über den doppelten Wert von E_h hinaufzuspringen. Da hier ein Teil der Niederfrequenz abgeschnitten wird, entstehen Verzerrungen: Uebersteuerung des Senders (Fig. 177).

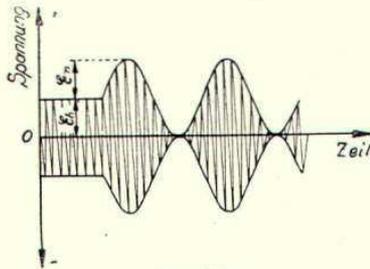


Fig. 176
100%ige Modulation

3. Der letzte Fall sind Modulationstiefen unter 100%; d. h. die Niederfrequenzamplitude ist um einen bestimmten Prozentsatz kleiner als die hochfrequente (Fig. 178). Man sieht hier, daß nur ein Teil (je nach der Aussteuerung) der vorhandenen Hochfrequenzspannung angesteuert wird, während der Rest ungenutzt ausstrahlt, also nur Strahlungsenergie verzehrt, ohne an dem Transport der Niederfrequenz vom Sender zum Empfänger mitzuwirken. Vom Standpunkt der Wirtschaftlichkeit des Senders wäre es also zu begrüßen, wenn man nur 100%ig modulieren würde, denn hier „trägt“ die ganze Hochfrequenzenergie. Doch ergeben sich gerade bei dieser ideal erscheinenden Lösung Verzerrungen, die zwar nicht von der Sendeseite herrühren, sondern erst im Empfänger entstehen. Hierauf soll am Schluß des Kapitels noch eingegangen werden.

II. Modulations-Systeme

Die sämtlichen bei der Amplitudenmodulation gebräuchlichen Modulations-Systeme kann man nun grundsätzlich in zwei Gruppen einteilen: bei der ersten erfolgt eine direkte Aenderung der vom Sender erzeugten Hochfrequenzschwingungen; bei der zweiten werden die Arbeitsbedingungen der Röhre selbst durch Variation der Gleichspannungen und -ströme verschoben. Die erste Anordnung kommt eigentlich nur für ganz kleine Sendeenergien in Frage und auch dann nur, wenn man nicht die höchsten Ansprüche an die Qualität der Uebertragung stellt. Sie genügen aber vollständig für Versuche, die z. B. in der nächsten Umgebung des Senders angestellt werden, wie die Einrichtung eines „Gegensprechverkehrs“ innerhalb der Stadt. Aus diesem Grunde seien die Systeme nur erwähnt, denn die hierbei erzielten Resultate hängen eigentlich ganz vom Zufall ab.

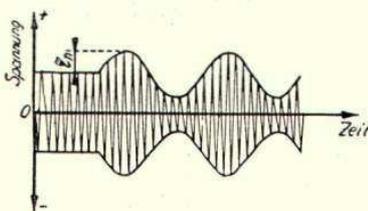


Fig. 178
Modulation unter 100%

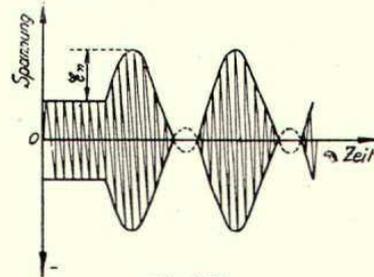


Fig. 177
Mehr als 100%ige Modulation:
„Uebersteuerung“

a) Antennenmodulation

Sie beruht darauf, daß durch Veränderung des Antennenwiderstandes eine Aenderung des in ihr fließenden Stromes erzielt wird. Dieser wiederum

bewirkt so eine „Modulation“ der ausgestrahlten Spannung. In der einfachsten Form zeigt sie Fig. 179. Beim Besprechen des Mikrophons ändert sich dessen Widerstand und infolgedessen schwankt die Antennenstromstärke im Rhythmus der Sprache. Bei dieser Schaltung muß der gesamte Antennenstrom durch das Mikrophon fließen; ergibt sich also eine Vorbelastung. Um nun kein Zusammenkleben der Kohlenkörner zu erzielen, und auch eine Erwärmung des Mikrophons zu vermeiden, darf bei dieser Anordnung der Antennenstrom nicht größer als max 100 mA werden.

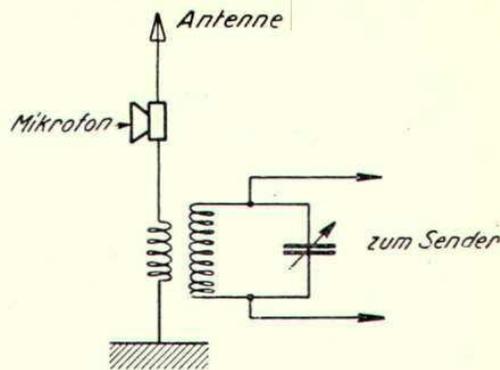


Fig. 179
Direkte Hochfrequenzbesprechung
mit Kohlemikrophon

Eine Verbesserung bildet die zweite Schaltung (Fig. 180). Hierbei ist das Mikrophon aus der Antenne selbst genommen und in einen separaten Kreis gelegt. Durch die Ankopplung wird in diesem ein Strom induziert, dessen Amplitude durch die Besprechung geändert wird. Hierdurch tritt wieder eine Rückwirkung auf den in der Antenne fließenden Strom auf, der dann im gleichen Rhythmus moduliert wird. Doch eignet sich diese Anordnung auch nur für Sender mit ganz geringen Energien.

b) Gitterspannungsmodulation

Diese Methode ergibt schon gegenüber den oben besprochenen eine viel bessere Aussteuerungsmöglichkeit der Hochfrequenzenergie. Hierbei erfolgt eine niederfrequente Beeinflussung der im Gitterkreis des Senders vorhandenen Spannung \mathcal{E}_g . Bei einem selbsterregten Sender ist dies die Rückkopplungsspannung; bei einem fremdsteuerten die von der vorhergehenden Röhre an das Gitter gelieferte Steuer-Wechselspannung.

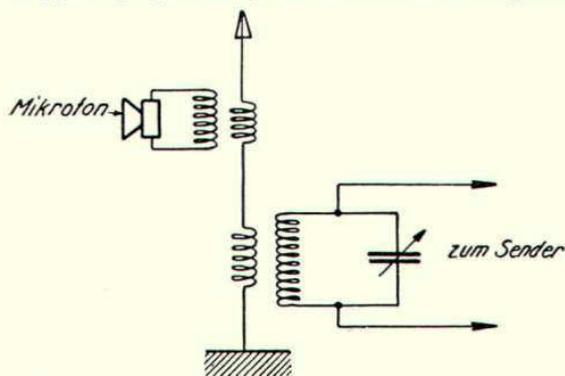


Fig. 180
Indirekte Hochfrequenzbesprechung mit Kohlemikrophon

Aus der Kennliniendarstellung wissen wir, daß bei konstant gehaltenem Ruhepunkt E_g die Gitterwechselspannung den entstehenden Anodenstrom \mathcal{I}_a bestimmt. Bei einem Außenwiderstand \mathcal{R}_a erzeugt \mathcal{I}_a die abzugebende Anodenwechselspannung \mathcal{E}_a . Ändert man nun die Amplitude der Gitterspannung, so ergibt sich hieraus rückwärts eine

Änderung von \mathcal{I}_a und \mathcal{E}_a . Diese Variation der Gitterspannung kann man nun durch eine einfache Ueberlagerung der Ruhespannung E_g mit der Modulations-Spannung \mathcal{E}_m erzielen (Fig. 181). Diese gibt man über einen Transformator T am besten an die Kathodenseite des Gitterkreises. Der Kondensator C ist notwendig, um den ganzen Kreis für die Hoch-

frequenz zu schließen. Da er parallel zur Ausgangsseite des Uebertragers liegt, muß er so dimensioniert sein, daß sein (Schein-) Widerstand für die Sprachfrequenzen keinen Kurzschluß darstellt. Deshalb darf man ihn nicht größer als 500-1000 cm wählen, da sonst die hohen Tonfrequenzen übermäßig geschwächt werden könnten.

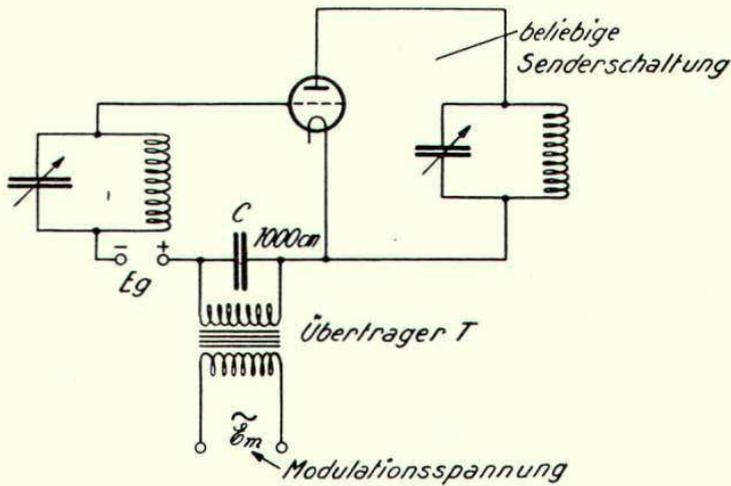


Fig. 181
Gitterspannungsmodulation

Um sich ein Bild von den bei der Modulation auftretenden Verhältnisse machen zu können, muß man die „Modulationskennlinie“

aufnehmen. Sie gibt die Abhängigkeit der ausgestrahlten Spannung E_a von der Modulations-Spannung E_m an. Da es nun aber schwer ist, bei Wechselstrom (Sprachfrequenz) deren jeweilige Momentanwerte zu bestimmen, ersetzt man diese durch eine Aenderung einer Gleichspannung um den gleichen Betrag wie die Wechselspannung.

In dem hier erwähnten Falle erhält man die Modulationskennlinie, wenn man die Gitterspannung E_g variiert und dazu die jeweilige Hochfrequenzspannungsamplitude E_a mißt. Dies kann man so machen, daß man mit dem Anodenkreis den früher beschriebenen Galvanometerkreis koppelt und die Ausschläge des Instrumentes als ein Maß für die Schwingspannung nimmt.

Da aber auch der Hochfrequenzspannung der in der Antenne induzierte Strom proportional ist, kann man ebensogut den Antennenstrom I_{ant} als ein Maß für die Modulation nehmen. Man erhält dann (bei einem fremdgesteuerten Sender) die nebenstehende Kurve (Fig. 182). Wir sehen, daß wegen der vorhandenen oberen und unteren Krümmung nicht der ganze Hochfrequenzspannungsbereich angesteuert werden kann, d. h. es ist mit dieser Anordnung eine 100%ige Modulation unmöglich. Der

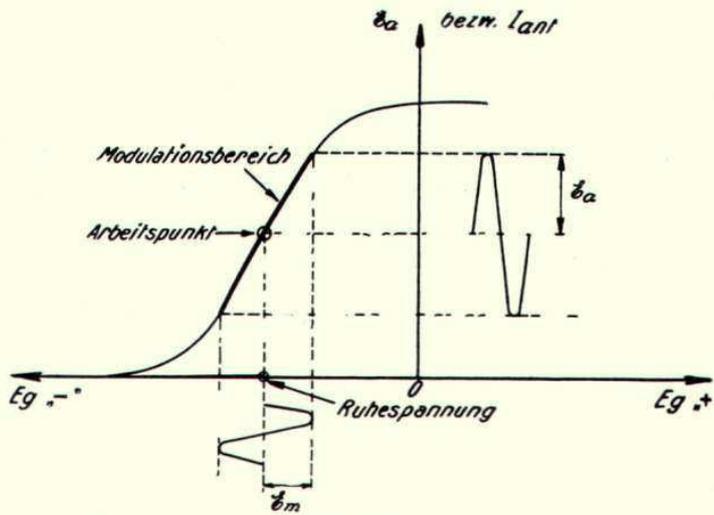


Fig. 182
Gitterspannungs-Modulationskennlinie beim fremdgesteuerten Sender

aussteuerbare Bereich ist durch den geraden Teil der Kurve gegeben. Ferner erkennt man, um welche Spannung E_g als Ruhespannung die Amplitude der Modulationsfrequenz schwanken muß. Dieses E_g ergibt nun aber ein \mathcal{E}_a , das ungefähr halb so groß ist, wie die max. im Sender erzeugte Hochfrequenzspannung. Praktisch darf man also auf keinen Fall den Sender mit seiner maximalen Leistung laufen lassen und versuchen, hierauf eine Modulation zu bringen, sondern muß auf ungefähr die Hälfte heruntergehen.

Beim selbsterregten Sender hat die Modulations-Kennlinie eine etwas andere Form (Fig. 183). Das Abreißen am unteren Knick bedeutet, daß der bei diesem E_g sich einstellende Anodenstrom und damit auch Anodenspannung so schwach ist, daß die entstehenden Schwingungen die Verluste nicht decken, es tritt also keine Selbsterregung mehr ein (Rückkopplungsbedingung).

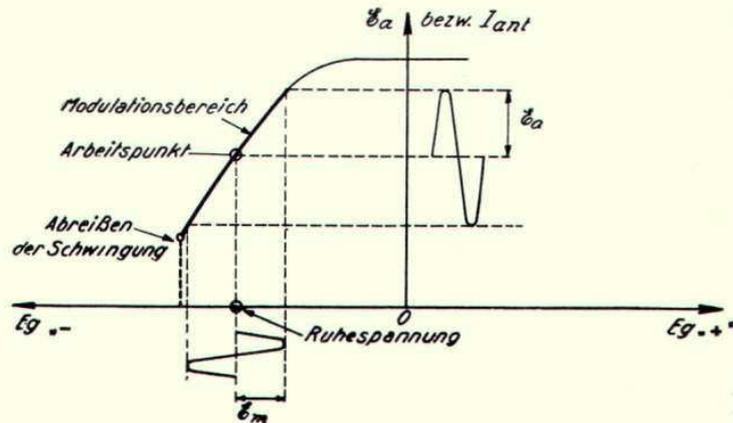


Fig. 183

Gitterspannungs-Modulationskennlinie beim selbsterregten Sender

Aus der Modulations-Kennlinie ergibt sich, daß bei guter Einstellung des Arbeitspunktes und bei aufgegebener Modulation sich der Ausschlag des Antennenamperemeters bzw. Spannungs-Anzeigeninstrumentes nicht ändern darf. Es ist der gleiche Fall wie beim Niederfrequenzverstärker, dessen Anodeninstrument durch größere Schwankungen anzeigt, wann Uebersteuerung eingetreten ist. Diese Regel gilt nicht nur für die hier besprochenen Modulationssysteme, sondern auch für alle übrigen. Man hat hierin so ein einfaches, wenn auch ziemlich rohes Mittel, um Verzerrungen anzuzeigen. Neben diesen Kontrollmethoden ist es aber unbedingt zu empfehlen, mit einem kleinen Detektorkreis und Kopfhörer die Qualität der Sendung laufend zu beobachten.

Zu der zweiten Gruppe der Modulationssysteme gehören alle jene, wie sie heute zur Besprechung der Sender bis zu den höchsten Leistungen hinauf verwendet werden. Als am besten geeignet hierzu haben sich im Laufe der Zeit allerdings nur zwei behaupten können: die Methode von Schäffer, die sogenannte „Gittergleichstrom“-Besprechung und die Heising'sche „Parallelröhren“-Anordnung.

c) Gittergleichstrommodulation

Wie schon der Name sagt, geschieht hier die Modulation mit Hilfe des beim Sender auftretenden Gitter-Gleichstromes. Um bei einem Sender mit möglichst geringen Steuerspannungen eine große Anodenwechselspannung hervorzurufen, nimmt man Röhren mit kleinem Durchgriff. Aus diesem Grunde gehen schon verhältnismäßig kleine Gitteramplituden soweit in das positive Gitterspannungsgebiet, daß ein Gitterstrom I_g entsteht (Fig. 184).

Da man es aber gleichzeitig mit einer Anodenspannungsänderung durch den Widerstand \mathfrak{R}_a zu tun hat, gelten die durch die dynamische Kennlinie gegebenen E_g - I_a -Beziehungen.

Die Größe des entstehenden Gitterstromes ist umgekehrt proportional der Größe der Anodenspannung. Nimmt man bei einer kleinen Anodenspannung

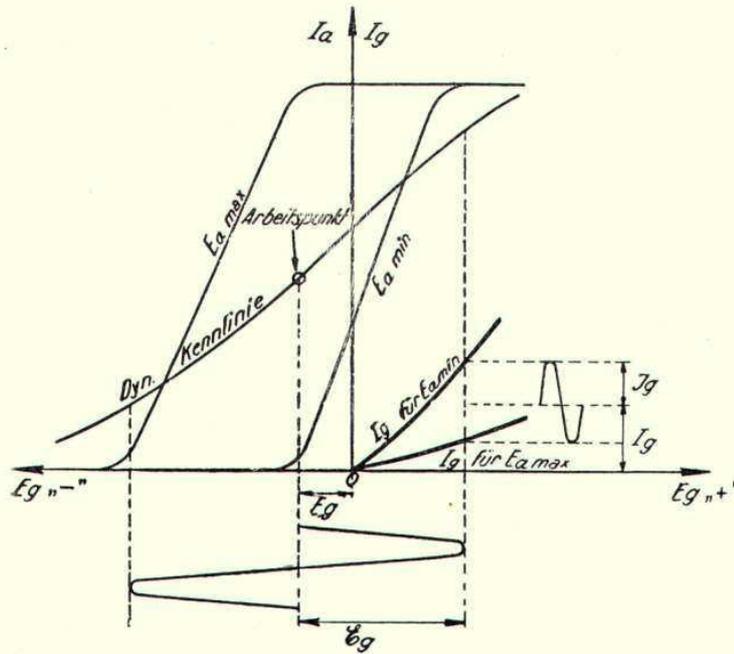


Fig. 184

Entstehung des Gitterstromes bei Gittergleichstrommodulation

andere Gitterstromkurve, die aber alle vom Punkte $E_g = 0$ ausgehen. (Genau genommen ist dies nicht ganz richtig, der Gitterstrom tritt meistens schon bei einem E_g von $-0,5$ bis $+1,5$ Volt auf, doch kann man dies hier vernachlässigen.) Da wir es nun beim Sender gerade mit einer Anodenspannungsänderung durch \mathfrak{R}_a zu tun haben, ändert sich auch der entstehende Gitterstrom und man erhält hierfür nicht einen festen Wert, sondern einen im Hochfrequenz-Rhythmus schwankenden Gitterstrom \mathfrak{I}_g (Fig. 184). Der resultierende Strom I_g ist der Mittelwert und kann z. B. mit einem Gitterstrom-Milliamperemeter abgelesen werden.

Leitet man diesen Strom durch einen Widerstand, so ergibt sich an ihm nach dem Ohmschen Gesetz ein Spannungsabfall, den man gleichzeitig zur Einstellung des Ruhepunktes benützt. Durch Änderung der Größe dieses Widerstandes kann man umgekehrt den Ruhepunkt um einen bestimmten Betrag verschieben. Hierbei ist die Betriebsspannung E_a konstant gelassen und \mathfrak{E}_a hat bei einem bestimmten \mathfrak{R}_a ebenfalls einen festen Wert. Ändert man nun aber jetzt den Ruhepunkt in niederfrequenten Rhythmus, so schwankt der entstehende Anodenstrom und damit auch die Spannung mit der Periodenzahl der aufgedrückten Niederfrequenz und wir erhalten so die gewünschte Modulation. Diese niederfrequente Widerstandsänderung läßt sich mit einem gewöhnlichen Widerstand natürlich nicht ausführen und man greift deshalb zur Röhre, bzw. zur Ausnützung des „inneren“ Widerstandes

E_{amin} durch positive Werte von E_g den Gitterstrom I_g auf, so steigt dieser sehr steil an, denn durch das im Verhältnis zu E_{amin} sehr große E_g wirkt das Gitter beinahe allein auf die Elektronen, die dann ganz zu diesem hingezogen werden. Bei wachsendem E_a wird schließlich der Einfluß der Gitterspannung im Verhältnis immer kleiner, so daß auch der entstehende Gitterstrom kleinere Werte annimmt. Man erhält so für jedes E_a eine

derselben. Dieser läßt sich nach dem schon früher Gesagten folgendermaßen definieren:

$$R_i = \frac{\Delta E_a}{\Delta I_a} = \frac{\text{Aenderung von } E_a}{\text{Aenderung von } I_a}$$

Dies besagt, daß R_i für die Röhre keine konstante Größe ist, sondern für jeden Punkt auf der Kennlinie einen anderen Wert annimmt (Fig. 185). Er hat seinen kleinsten Wert an der Stelle, an der die Kennlinie ihre größte Steilheit besitzt, also ungefähr in deren Mitte. Und dieses ist der Wert, der in den Katalogen usw. als der innere Widerstand der Röhre angegeben wird. Am oberen und unteren Kennlinienknick ist die Aenderung von Strom und Spannung gleich Null, d. h. der Ausdruck für den inneren Widerstand wird Unendlich. Wir erhalten also für R_i eine Hyperbel-ähnliche Kurve mit ihrem Minimumwerte an der steilsten Stelle der E_g - I_a -Kennlinie.

Eine ähnliche R_i -Kurve ergibt sich natürlich auch, wenn man es nicht mit der statischen, sondern mit der dynamischen Kennlinie zu tun hat. Der kleinste Wert ist ebenfalls an deren steilsten Stelle. Aendert man durch eine Besprechung dieser Röhre die Größe der auf sie auftreffenden Gitterwechselspannung, so ergibt sich aus dem Gesagten eine Aenderung des inneren Widerstandes und damit auch die verlangte Verschiebung

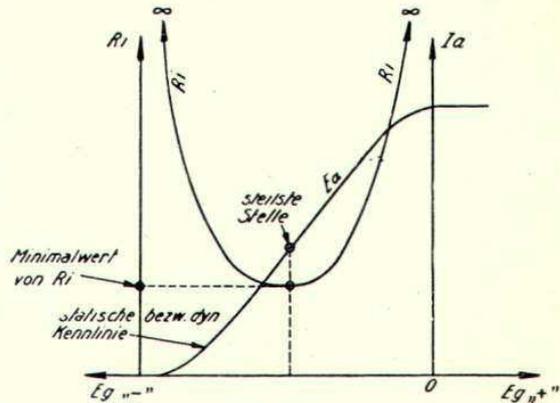


Fig. 185
Aenderung des inneren Widerstandes R_i mit der Kennlinie

der Gittervorspannung E_g der zu modulierenden Senderöhre, wenn man die Modulationsröhre als Gitterableitwiderstand einschaltet. Man bezeichnet sie dann als Gittergleichstromröhre (Fig. 186). Sie benötigt keine besondere Anodenspannungsquelle, denn diese wird ersetzt durch das Potential der einzustellenden Gittervorspannung. Da dieselbe am Gitter der Senderöhre negativ ist, muß die Modulationsröhre so geschaltet werden, daß sie mit ihrem „-“-Punkt hier angeschlossen wird; d. h. die Heizung muß an der Gitterseite und die Anode am Kathodenende der Senderöhre liegen. Wenn, wie in Fig. 186, kein spezieller Gitterkreis im Sender vorhanden ist, so kann die Röhre auch in die übliche Kondensator-Gitterableitungsschaltung gelegt werden (Fig. 187). Die Dimensionierung der Modulationsröhre hängt davon ab, wie groß der zu modulierende Gitterstrom des Senders ist. Man kann dabei so sagen, daß man den Gitterstrom als zu etwa $1/10$ der Anodenstromstärke annimmt. Hat also z. B. die Senderöhre ein I_a von 50 mA, so tritt ein Gitterstrom von etwa 5 mA auf. Um diesen schwachen Strom abzuleiten, genügt demnach eine Röhre von der Größe einer gebräuchlichen, kleinen Empfängerröhre. Dies ist der Hauptvorteil der Gittergleichstrombesprechung gegenüber der Heising-Schaltung, denn bei letzterer muß die Modulationsröhre mindestens ebenso groß sein wie die zu modulierende Senderöhre.

Zur Aufnahme der Modulationskennlinie nimmt man wieder die Beziehung zwischen E_m und E_a bzw. $I_{ant.}$ auf. Hierbei ist E_m die niederfrequente Gitterwechselspannung am Gitter der Gleichstromröhre. Nach dem früher Erwähnten kann man sich nun dieser Wechselspannung ersetzt denken durch die Aenderung einer Gleichspannung, und zwar hier der Gittervorspannung E_g' der Modulationsröhre.*) Man erhält dann die folgende Kennlinie (Figur 188), die denen der oben besprochenen Schaltungen ähnlich ist. Auch hier bildet sich ein gerader Teil aus, auf den sich eine verzerrungsfreie Uebertragung beschränken muß. Die Vorspannung E_g' wird dann so eingestellt, daß man den Arbeitspunkt auf die Mitte dieses geraden Teiles legt. Die Projektion dieses Stückes auf Abszissenachse ergibt gleichzeitig die

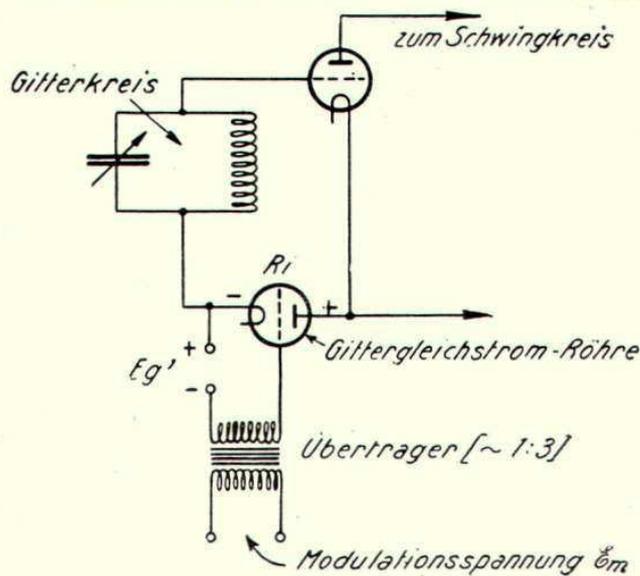


Fig. 186
Gittergleichstrommodulation

maximale Scheitelspannung der zur verzerrungsfreien Aussteuerung benötigten Modulationsspannung.

d) Heisingmodulation

Hierbei erfolgt, wie bei der Gittergleichstrommodulation, eine niederfrequente Beeinflussung einer der Betriebsdaten des Senders. Man erzielt hier die gewünschte Aenderung der Hochfrequenzspannung durch eine niederfrequente Variation der anliegenden Anodengleichspannung bei unveränderlicher Ruhe-Gitterspannung E_g der Röhre. Das prinzipielle Schaltschema der Anordnung zeigt Fig. 189. Hierbei sind die für die folgenden Betrachtungen unwesentlichen Einzelheiten wie Heizleitungen, Vorverstärker, Schwingungskreise usw. der Einfachheit halber weggelassen. Die Bezeichnung „Oszillator“ soll nicht bedeuten, daß dies unbedingt ein selbsterregter Sender sein muß, statt dessen kann es ebensogut die letzte Stufe eines fremderregten oder

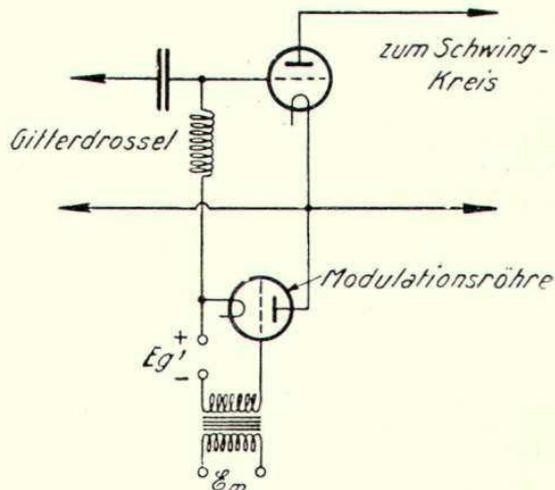


Fig. 187
Schaltung der Modulations-Röhre in der Gitterableitung

*) Hierbei und bei der folgenden Heising-Modulation erhalten die Größen am Modulator den Index „'“.

quarzgesteuerten Generators sein. An der Schaltung dieser Stufe selbst sind keine Besonderheiten. Die mit HD bezeichnete Drossel ist die in jenem Sender mit paralleler Gleichstromspeisung vorhandene Hochfrequenzdrossel und verhindert ein Abfließen der Hochfrequenz nach der Gleichstromquelle und hat mit der Modulationseinrichtung selbst nichts zu tun.

Die Anodenspannung wird nun nicht direkt an X angeschlossen, sondern erst über eine Niederfrequenzdrossel ND mit praktisch vernachlässigbarem Gleichstromwiderstand und speist

gleichzeitig mit dem Oszillator den Modulator. Das Gitter desselben ist an eine niederfrequente Spannungsquelle (Mikrophon, elektrischen Tonabnehmer usw.) angeschlossen. Der Einfachheit halber sei ferner angenommen, diese Spannung habe rein sinusförmigen Charakter bei stets gleichbleibender Amplitude; es wird also zunächst mit einem Ton von gleichbleibender Höhe und Stärke moduliert werden.

Diese niederfrequente Wechselspannung ruft im Modulator einen Anodenwechselstrom I_a' hervor, der sich dem Ruhestrom I_{ax} überlagert. Man hat nun dafür zu sorgen, daß dies verzerrungsfrei erfolgt, d. h. daß man auf der Mitte des geraden Teiles der Kennlinie arbeitet. Dieser Arbeitspunkt hängt von der Vorspannung E_g' und der Anodengleichspannung E_a' ab (Fig. 190).

Der im Oszillator entstehende Anodenstrom I_a wird bestimmt

durch die Anodenspannung E_a , die gleich der des Modulatorrohres ist, durch die Wahl des Ruhepunktes und die Größe der vom Steuersender gelieferten Gitterwechselspannung E_g . Bei Schwingungen zweiter Art (Fig. 191), d. h. bei unsymmetrisch zur Kennlinienmitte liegendem Ruhepunkt ergibt sich beim Arbeiten im unteren Knick I_a zu rund ein Drittel des Maximalwertes des Anodenstromes I_a . Dieser ruft nun trotz seiner nicht sinusförmigen Gestalt

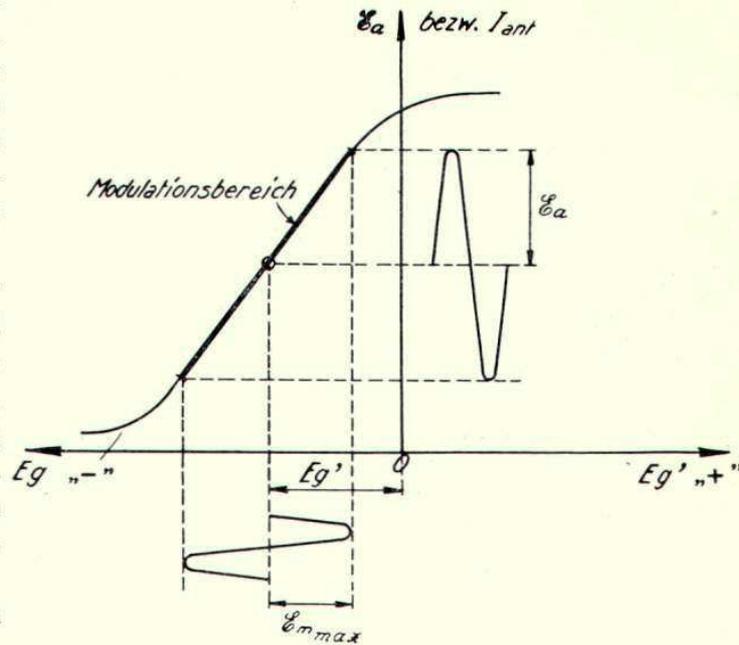


Fig. 188

Modulationskennlinie der Gittergleichstrombesprechung

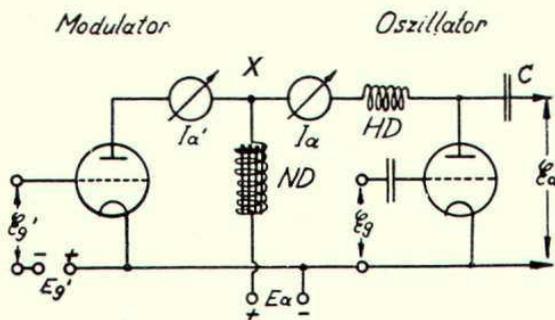


Fig. 189

Grundsätzliches Schaltbild der "Heising"-Modulation

im Anodenkreis des Oszillators durch diesen Resonanzwiderstand:

$$\mathfrak{R}_a = \frac{L}{C \cdot R}$$

wobei bedeutet

L = Selbstinduktion in Hy,

C = Kapazität in F,

R = Verlustwiderstand in Ohm,

einen rein sinusförmigen Spannungsabfall $\mathfrak{E}_a = \mathfrak{I}_a \cdot \mathfrak{R}_a$ hervor. Diese „Anodenwechselspannung“ ist, wie wir schon früher gesehen haben, die zu modulierende Hochfrequenzspannung. Der eingeschaltete Widerstand \mathfrak{R}_a bedingt ferner, daß die Röhre nicht mehr auf der „statischen“

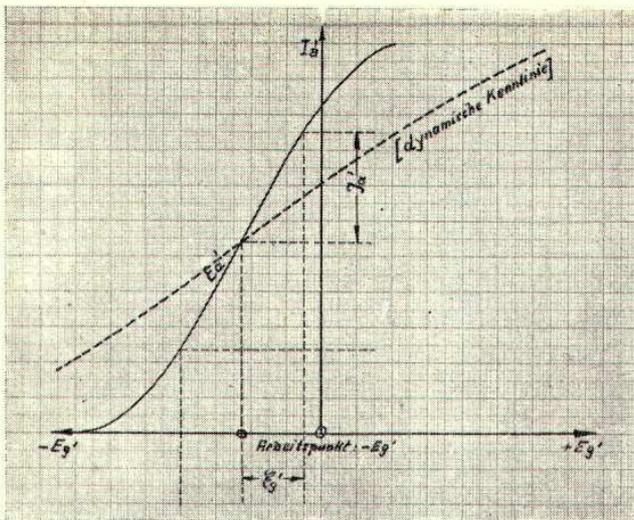


Fig. 190

Statische Kennlinie des Modulators ($R_a = 0$)

Kennlinie arbeitet, sondern auf der zu \mathfrak{R}_a gehörigen „dynamischen“ Kennlinie, die sich quer durch das Anodenspannungsfeld im I_a - E_a -Diagramm erstreckt. Es ist also nicht ohne weiteres möglich, bei einem Oszillator aus der im Prospekt angegebenen Kennlinie und einer bekannten Gitterwechselspannung die Anodenwechselspannung zu berechnen. Die Einstellung von E_a , E_g , \mathfrak{E}_g und \mathfrak{R}_a erfolgt nur nach Gesichtspunkten der maximalen Leistungsabgabe im Anodenkreis und hat mit der Modulation selbst nichts zu tun.*) Dagegen wird die beim Modulator auftretende dynamische Kennlinie noch genauer behandelt.

Um nun eine Schwankung dieser Hochfrequenzspannung \mathfrak{E}_a zu erreichen, kann man, da \mathfrak{R}_a ja konstant ist, nur die dritte Größe, nämlich \mathfrak{I}_a ändern. Dies wiederum läßt sich zurückführen auf eine Aenderung der Anoden-

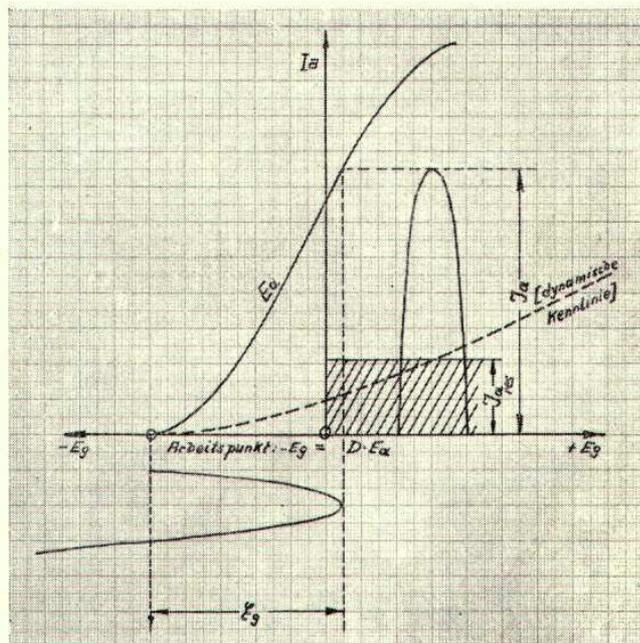


Fig. 191

Statische Kennlinie des Oszillators ($R_a = 0$)

*) Siehe Kapitel: „Der Sender“.

spannung E_a . Betrachten wir hierzu die folgenden Fälle (Fig. 192÷194).

Der Punkt, um den die konstante Gitterwechselspannung schwingt, ist durch die Vorspannung E_g festgelegt. Verschieben wir nun die (dynamische) Kennlinie durch Vergrößern von E_a von $E_a = 0$ nach höheren Werten, so sieht man, daß der entstehende Anodenstrom I_a ebenfalls steigt, und zwar proportional mit der Aenderung von E_a . Da bei einem konstanten R_a \mathfrak{E}_a sich proportional mit I_a ändert, so ergibt sich hieraus die Gleichförmigkeit der Aenderung von E_a und entstehendem \mathfrak{E}_a . Diese Abhängigkeit ergibt die „Modulationskennlinie“ unseres Senders und ist in ihrem größten Bereich eine Gerade (Fig. 195). Da mit dem Anodenkreis des Senders die Antenne gekoppelt ist, so wird durch \mathfrak{E}_a in dieser ein Antennenstrom I_{ant} induziert, der ebenfalls \mathfrak{E}_a proportional ist. Es ergibt sich also die praktische Auf-

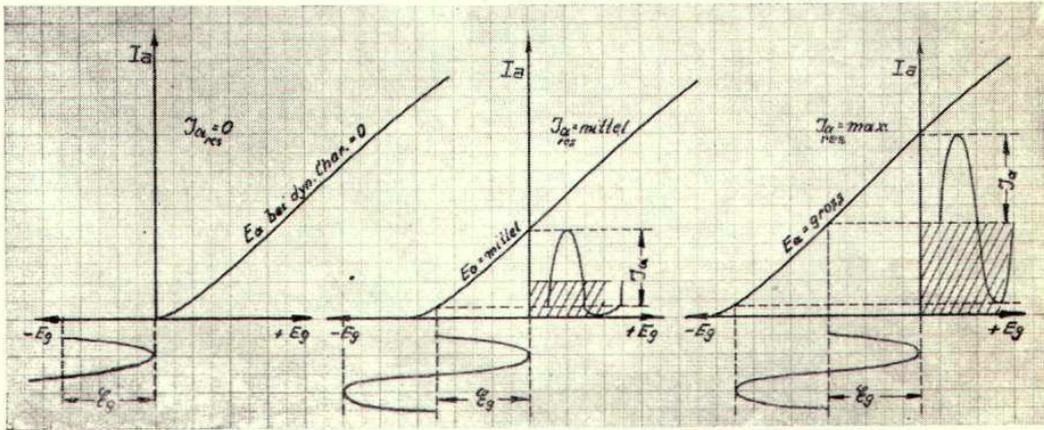


Fig. 192

Fig. 193

Fig. 194

Anodenstrom I_a bei Aenderung der Anodenspannung E_a und konstanter Gitterspannung E_g

nahme der Modulationskennlinie aus der Größe des Antennenstromes bei Aenderung der Anodenspannung E_a des Senders. Die kleinen Abweichungen von der Geraden ergeben sich aus der oberen und unteren Krümmung der Röhrenkennlinie, die wir bis jetzt außer acht gelassen haben. Dies können wir tun, denn die hierdurch auftretenden Verzerrungen sind sehr gering.

Unter 100 prozentiger Modulation versteht man nach dem früher Gesagten nun eine Aenderung von \mathfrak{E}_a zwischen 0 und dem doppelten Wert von E_a (s. Fig. 176). Dies bedeutet also rückwärts, daß wir die Anodenspannung ebenfalls zwischen 0 und dem doppelten Wert der normalen Betriebsspannung E_a ändern müssen. Oder, was das gleiche ist, wir halten die Gleichspannung auf einem Wert E_a konstant und überlagern dieser eine Wechselspannung von der gleichen Größe wie E_a . Durch Subtraktion bzw. Addition dieser Spannung zu E_a entstehen dann ebenfalls die gewünschten resultierenden Aenderungen der Anodenspannung.

Zur Herstellung dieser überlagernden (niederfrequenten) Wechselspannung dient die Modulatorröhre in Verband mit der Niederfrequenzdrossel ND und der Oszillatorröhre. Die Spannungsschwankung muß, um auch alle Frequenzen der Sprache oder Musik übertragen zu können, der auftretenden Wechselspannung \mathfrak{E}_g' formgetreu sein. Die ganze nun vorhandene An-

ordnung (Modulationsröhre, Drosselspule, zu modulierender Oszillator) können wir uns durch das nachstehende Ersatzschaltbild dargestellt denken (Fig. 196). R_i ist der Widerstand des Modulators, ND die als Autotransformator wirkende Drossel und R_a der als Belastung arbeitende Widerstand des Oszillators. Da wir im Modulator nur niederfrequente Ströme und Spannungen erzeugen, um diese R_a zu überlagern, kommt der Oszillator-Außen-

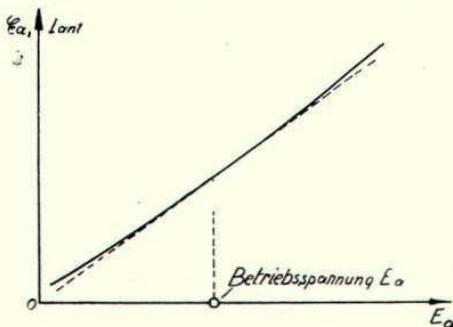


Fig. 195
Modulationskennlinie
bei „Heising“-Modulation

widerstand R_a nicht als Belastung in Betracht, vorausgesetzt, daß der Widerstand des Kondensators C bei der Sprachfrequenz groß ist gegen R_a . Ist dies nicht der Fall, so wirkt R_a als Nebenschuß zu R_a und verkleinert diesen. Da dieser Kondensator nur zur Absperrung der Anodengleichspannung dient, der Hochfrequenz aber keinen Widerstand bieten darf, so ergibt sich bei den meisten benützten hohen Frequenzen schon bei kleinen C-Werten ein großer (komplexer) Widerstand. Für die Praxis ist es daher empfehlenswert, ihn

nicht größer als zirka 1000 cm zu nehmen. Bei Größen oberhalb 2000 cm bietet er den höchsten Sprachfrequenzen (15 000 Hz) schon keinen praktisch unendlich hohen Widerstand mehr und diese werden so nach der Kathode kurz geschlossen: Verzerrungen der hohen Töne (Obertöne).

Die Modulationsröhre „arbeitet“ so nur auf den Widerstand R_a und die Drossel ND. Wie wir aus dem Ohmschen Gesetz

$$E = R \cdot I$$

wissen, erzeugt ein Strom I, der durch einen Widerstand R fließt, einen Spannungsabfall E. Dies gleiche Gesetz gilt auch für Wechselstrom, wenn Strom und Spannung in Phase, bzw. um 180 Grad voneinander verschoben sind.

Die der Oszillatorgleichspannung zu superponierende Wechselspannung stellen wir dadurch her, daß wir den Anodenstrom I_a des Modulators auf den Widerstand R_a wirken lassen. Wir sehen so auch die Aufgabe der Drossel ND: sie hat nur die Anodengleichspannung durchzulassen, der in R_a entstehenden Anodenwechselspannung aber einen (theoretisch unendlich) hohen Widerstand entgegen zu setzen. Sonst würde der gleiche Fall eintreten wie bei einem zu großen Kondensator C. Da aber der Widerstand einer Selbstinduktion mit wachsender Frequenz sowieso größer wird, haben wir nur dafür zu sorgen, daß ND bei der kleinsten zu übertragenden Sprachfrequenz noch einen genügend hohen Widerstand gegenüber R_a hat. Meistens genügt hierfür eine Selbstinduktion von 25 ÷ 40 Hy. — Da jetzt im Außenkreis des Modulators der Widerstand R_a liegt, so haben wir im Modulator nicht mehr statische Betriebsbedingungen; wir arbeiten auf der schon erwähnten dynamischen Kennlinie.

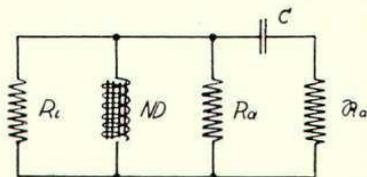


Fig. 196
Ersatzschaltbild
der „Heising“-Modulation

Um dessen Wirkungsweise besser erläutern zu können, bedient man sich einer anderen Darstellungsart der Röhrenkennlinie (Fig. 197). Als Koordinaten sind hier Anodenspannung E_a' und I_a' aufgetragen mit der negativen Gittervorspannung als Parameter. Diese entstehenden Kurven sind ähnlich denen im I_a' - E_g' -Diagramm, nur verlaufen sie um D % flacher. — Die eingezeichnete Hyperbel gibt die maximal zulässige Anodenleistung der Röhre an. Sie errechnet sich zu:

$$N_a' = E_a' \cdot I_a'$$

Für die als Beispiel genommene Röhre RE 604 ist dies 12 Watt.

a. Am Anodenkreis ist keine Belastung $R_a = 0$, „Kurzschluß“ der Röhre) und auf das Gitter wirke eine Spannung $E_g' = \pm 10$ Volt. Dann können wir

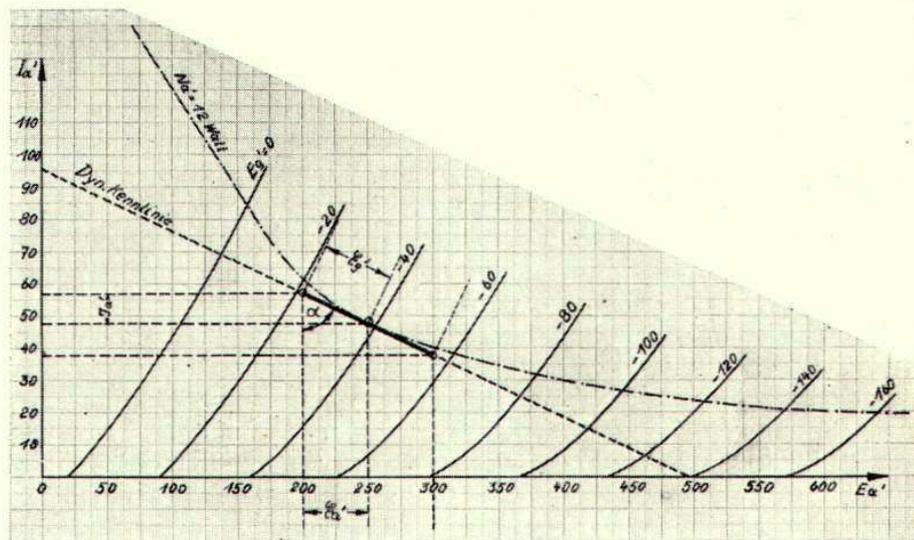


Fig. 197

Dynamische Kennlinie der RE 604 bei $R_a = 5300$ Ohm
 $E_a = 250$ V.

sofort bei $E_a' = 250$ Volt den dazugehörigen Anodenstrom $I_a' = \pm 18$ mA ablesen. Um keine Verzerrungen hervorzurufen, muß man den Ruhepunkt E_g auf die Mitte der E_g - I_a -Kennlinie schieben; in der hier gezeichneten Darstellung so, daß die Senkrechte durch den Ruhepunkt auf die beiden nächsten E_g -Kurven gleiche Stücke ausschneidet. Der entstehende Ruhestrom $I_a' = 25$ mA.

b. Der äußere Widerstand habe die Größe $R_a = \infty 5000$ Ohm. Da nun wieder nach dem Ohmschen Gesetz

$$R_a = \frac{E_a}{I_a},$$

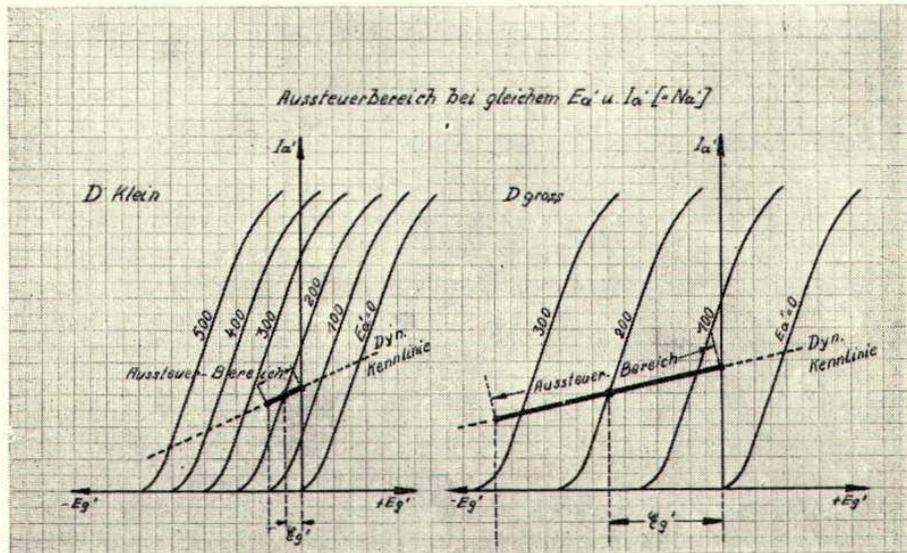
so erhalten wir in der obigen Darstellung analytisch eine Gerade durch den Arbeitspunkt mit der Neigung:

$$\operatorname{tg} \alpha = \frac{E_a'}{I_a'} = R_a.$$

Dies ist die „Arbeitskennlinie“ oder „dynamische Charakteristik“. Sie verläuft um so flacher, je größer R_a wird, um bei $R_a = \infty$ („Leerlauf“ der Röhre)

in eine horizontale Gerade überzugehen. Die praktisch größtmögliche Neigung der Geraden ist die Tangente an die N_a -Hyperbel, da auch keine Momentanwerte der Spannung E_a' größere Werte annehmen dürfen, als durch N_a angegeben ist.

In der dargestellten Kennlinienanordnung kann man den sich bei einem bestimmten E_g' , \mathfrak{E}_g' und E_a' einstellenden Strom I_a' , \mathfrak{I}_a' und \mathfrak{E}_a ablesen. Man erkennt auch sofort, wie weit man bei einem bestimmten R_a die Gitterspannung E_g' vergrößern kann, bis Verzerrungen des Anodenstromes und damit auch der Anodenspannung auftreten. Jedoch geht eine Vergrößerung nur bis zur Kennlinie $E_g' = 0$, da bei positiv werdendem E_g' Gitterstrom



d Fig. 198 Fig. 199 D
Aussteuerbereich bei gleichem E_a' und I_a' ($= N_a'$)

auftritt. Dieser aussteuerbare Bereich ist bei einer gegebenen Anodenspannung E_a' umso größer, je größer der Durchgriff der Röhre ist, was man besser aus der gewöhnlichen Kennliniendarstellung erkennt (Fig. 198 und 199). Es ist also immer zweckmäßig, für die Modulatorröhre eine solche von möglichst hohem D zu wählen ($> 15\%$), um noch bei nicht zu hohen Anodenspannungen einen großen Arbeitsbereich zu erhalten. Bei der angegebenen Röhre ($D = 27\%$) ist dies so maximal erhaltene $\mathfrak{E}_g' = \pm \infty 40$ Volt, wenn $E_a = 250$ Volt und $E_g' = -40$ Volt sind. Die hierbei auftretende Anodenwechselspannung ist $\mathfrak{E}_a' = \pm 112$ Volt (Fig. 197). Diese ist also kleiner als die angelegte Gleichspannung $E_a' = E_a$, d. h. wir können so keine 100%ige Modulation erhalten. Zur Erzielung größerer Spannungsschwankungen, ohne die zulässige Anodenverlustleistung zu überschreiten, müßten wir somit die Gleichspannung des Modulators gegenüber der des Oszillators und ferner auch R_a erhöhen. Um bei der RE 604 ein \mathfrak{E}_a' von 250 Volt zu erzielen, ist dies nur möglich bei einem Widerstand größer als 5000 Ohm. Man legt zu dessen Bestimmung durch verschiedene hohe E_a' solange Tangenten an die N_a -Linie, bis deren Schnittpunkt mit der $E_g' = 0$ Volt-Linie und dem gewählten Arbeitspunkt E_a' das gewünschte \mathfrak{E}_a' ausschneidet. Dies ist bei

$E_a = 360$ Volt der Fall (Fig. 200). Der benötigte Widerstand R_a berechnet sich dann zu

$$R_a = \operatorname{tg} \alpha = \frac{750}{0,063} = \sim 12000 \text{ Ohm}$$

Gleichzeitig erhält man die hierzu benötigte Gitterwechselspannung E_g' zu ± 74 Volt bei $E_g' = -74$ Volt. Der sich bei diesem Arbeitspunkt einstellende Anodenruhestrom $I_{a'}$ = 32 mA.

Haben wir z. B. als Oszillator ebenfalls eine RE 604 mit 250 Volt Anodenspannung, so muß bei der gewünschten 100%igen Modulation das Modulationsrohr eine Spannung von 360 Volt erhalten. Die am Modu-

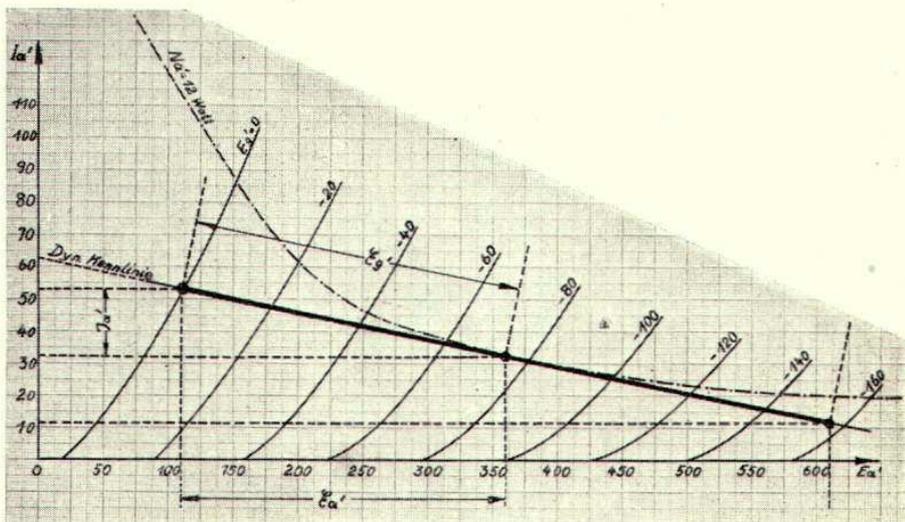


Fig. 200
Dynamische Kennlinie der RE 604 bei $R_a = 12000$ Ohm
 $E_a = 360$ V.

lator anliegende Spannung E_a' muß also praktisch um $45 \div 50\%$ höher liegen als die Oszillatorspannung.

Bei der Heising-Anordnung besteht nun der Widerstand R_a aus dem „inneren“ Widerstand des Oszillators. Dieser ist jedoch keine konstante Größe, sondern ändert sich mit der Anodenspannung bei gleicher Gitterspannung E_g und zwar von ∞ über den im Röhrenprospekt angegebenen Wert bei der größten Steilheit, um dann beim weiteren Verschieben der Kennlinien nach links (Größerwerden des E_a) wieder bis auf ∞ zuzunehmen. Da die Anodenspannung des Oszillators bei 100%iger Modulation von 0 bis auf den doppelten Wert von E_a variiert, schwankt auch so R_a , auf den man die Modulatorröhre abgleichen muß. Nimmt man nun die Mitte aus den Werten, die sich bei den beiden äußeren Anodenspannungen einstellen, so erhält man einen Wert von R_a , der um viel (zirka 500%) höher liegt als der angegebene „innere Widerstand“. Dieser Wert spricht ungefähr mit dem bei unserem Beispiel für R_a errechneten Betrag überein. Ganz genaue Anpassung ist nicht möglich und auch garnicht nötig, da der Neigungsunterschied der dynamischen Kennlinie bei verschiedenen, nicht allzu sehr abweichenden Widerständen R_a

ein ganz geringer ist, und die sich so herausbildenden Spannungsdifferenzen demnach auch keinen allzugroßen Fehler bilden.

Um die oben festgestellten Spannungsunterschiede von E_a' und E_a zu erzeugen, gibt es zwei Wege:

1. Man führt jeder Röhre über eine besondere Drossel ND die benötigte Spannung zu. Der diese trennende Kondensator C' muß neben genügender

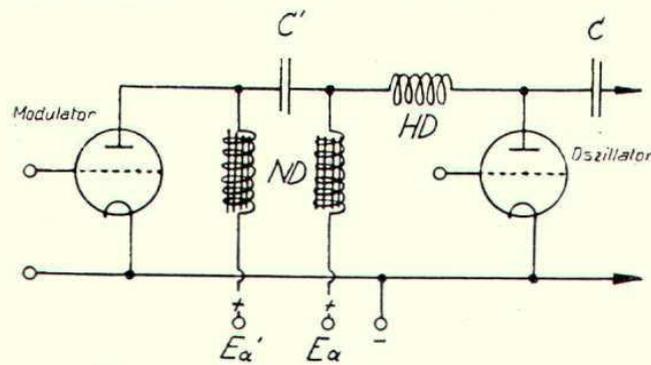


Fig. 201

Zuführung der Anodenspannung von Modulator und Oszillator über getrennte Drosseln

Durchschlagsfestigkeit jedoch einen solch kleinen Widerstand haben, daß er die gesamten Sprachfrequenzen ohne Verluste hindurchläßt. Hierfür sind in den meisten Fällen $8 \mu\text{F}$ vollständig ausreichend; selbst bei Rundfunksendern nimmt man keine größeren Werte. Die beiden Drosseln müssen natürlich jede die doppelt oben angegebene Größe besitzen, da sie sich

in bezug auf die Wechselgrößen in Parallelschaltung befinden und der resultierende Widerstand dann nur halb so groß wird (Fig. 201).

2. Einfacher ist die zweite Methode. Man gibt die für den Modulator benötigte Spannung E_a' über eine Drossel zu. Den notwendigen Spannungsabfall $E_a' - E_a$ für die Oszillatordröhre erzeugt man, da I_a bekannt ist, durch den Widerstand R :

$$R = \frac{E_a' - E_a}{I_a}$$

In unserem Beispiel ergibt sich bei einem I_a von z. B. 45 mA. der Widerstand zu

$$R = \frac{360 - 250}{0,045} \\ = \sim 2400 \text{ Ohm.}$$

Da an diesem Widerstand kein zusätzlicher Spannungsabfall, der sich dem im Oszillator entstehenden überlagert, entstehen darf, ist es auch hier nötig, ihn mit einem Kondensator von zirka $8 \mu\text{F}$ zu überbrücken (Fig. 202).

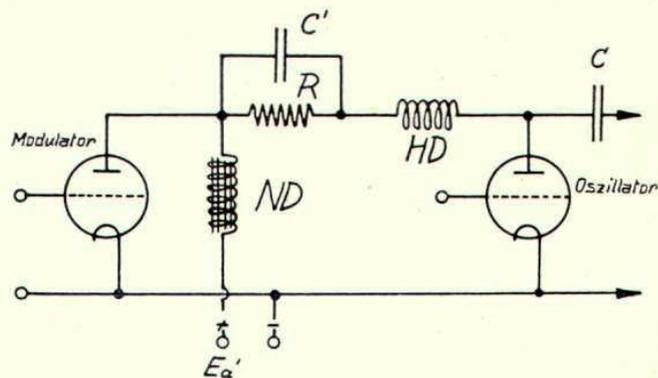


Fig. 202

Erzeugung der niedrigen Spannung für den Oszillator durch den Widerstand R

Diese Spannungsabgleichung ist jedoch nur notwendig, wenn der Sender 100%ig moduliert werden soll, was jedoch wegen Verzerrungen am Empfänger nicht anzustreben ist. Es läßt sich mathematisch nachweisen, daß man nicht mehr als 20% aussteuern darf, um die durch die quadratische Kennlinie des Audions hervorgerufene Verzerrung durch die zweite Oberschwingung unter 5% der Grundschwingung („Klirrfaktor“ = 5%) zu erhalten.

Dies bedeutet, daß bei dem oben angegebenen Beispiel die Anodenspannung der RE 604 als Oszillator nur um 20% von 250 Volt = ± 50 Volt schwanken soll. Diese kleinere Spannungsschwankung erniedrigt auch den mittleren „inneren Widerstand“, so daß man zu zirka 5000 Ohm hierfür kommt. Aus der dynamischen Kennlinie für 5300 Ohm ersieht man, daß es ein Leichtes ist, bei einem $E_a' = 250$ Volt 50 Volt Spannungsschwankung verzerrungsfrei herzustellen. Die hierzu erforderliche Gitterwechselspannung ist $E_g' = \pm$ zirka 20 Volt (s. Fig. 197). Es ist also möglich, und sogar theoretisch vorteilhafter, selbst bei gleicher Anodenspannung am Modulator und Oszillator eine absolut klanggetreue Modulation zu erzielen, wenn man nur die einzelnen Faktoren und Bedingungen, unter denen die Röhre arbeitet, genauer übersieht.

8. Die Tastung

Die Tastung ist einer der wichtigsten Punkte, die beim Betrieb von Telegraphiesendern berücksichtigt werden müssen. Es handelt sich hier allgemein um einen Schaltvorgang, durch den das Antennengebilde im Rhythmus der Morsezeichen hochfrequent erregt wird. Um einen störungsfreien Betrieb des Senders zu gewährleisten, müssen hierbei folgende Bedingungen erfüllt werden:

1. Die Tasteinrichtung soll so einfach wie möglich im Aufbau und in der Bedienung sein.
2. Die Antenne soll in den Tastpausen nicht schwingen.
3. Die Frequenz muß während des Zeichens absolut konstant bleiben.
4. Der Einsatz des Zeichens muß möglichst weich sein, um „Taststöße“ zu vermeiden.

Während hier Punkt 1 eine reine Frage der Billigkeit und der Betriebssicherheit darstellt, soll Punkt 2 verhindern, daß in den Tastpausen eine negative Welle ausgestrahlt wird, die bei selbsterregten Sendern unter Umständen eine andere Frequenz haben kann als das Zeichen. Die Folge ist, daß eine größere Bandbreite benötigt wird und andere Stationen unnötig gestört werden. Ein weiterer Fehler, der bei manchen Tastsystemen auftritt ist der, daß sich die Frequenz während des Zeicheneinsatzes ändert, was auch zur Verbreiterung des benötigten Frequenzbandes beiträgt und besonders die Lesbarkeit der Zeichen wegen des zwitschernden Tons („chirping“) erheblich beeinträchtigt. Punkt 4 fordert, daß die Hochfrequenzenergie in der Antenne beim Zeichenbeginn allmählich ansteigt und am Ende desselben allmählich abnimmt. Tritt dagegen eine stoßweise Erregung der Antenne auf, so können in benachbarten Empfangsanlagen leicht Störungen durch Knackgeräusche („clicks“) entstehen, auch wenn diese nicht auf die Frequenz des Senders abgestimmt sind.

Die Erfüllung dieser Bedingungen, die bei der heutigen Frequenzknappheit in den zugelassenen Bändern geradezu eine Lebensfrage für die Amateure darstellt, soll später bei der Besprechung der einzelnen Tastsysteme erläutert werden.

Man kann allgemein vier verschiedene Prinzipien bei der Tastung von Sendern anwenden:

1. Die Unterbrechung des Netzstroms,
2. Die Unterbrechung des Anodenstroms,
3. Die Unterbrechung des Gitterstroms,
4. Die Unterbrechung des Hochfrequenzstroms.

Es ist im folgenden der Betrieb der Station aus einem Wechselstromnetz zugrunde gelegt, da hierbei die größeren Schwierigkeiten auftreten. Das Gesagte läßt sich jedoch auch ohne weiteres auf den Betrieb aus Gleichstromnetzen sinngemäß anwenden.

Figur 203 zeigt die Einschaltung der Taste T in die Primärseite des Anodentransformators. Die Heizung der Gleichrichterröhre wird einem besonderen Transformator entnommen. Bei jedem Tastendruck wird erst die Siebkette aufgeladen, was einen langsamen Anstieg der Anodenspannung ergibt; ebenso wird sich beim Abschalten die Siebkette langsam entladen, womit auch das Zeichen langsam abflaut. Um mit dieser Anordnung die Zeichen in normaler Geschwindigkeit geben zu können, darf die Zeitkonstante der Siebkette nicht über $\frac{1}{50}$ Sekunde liegen. Man wird diese Methode also nur dort anwenden, wo die Konstruktion des Senders die Verwendung einer Siebkette mit geringerer Zeitkonstante zuläßt, was hauptsächlich bei Kristallsendern der Fall ist. Weiter ist sie bei selbstgleichrichtenden Sendern anwendbar, die ja ohne besonderen Gleichrichter und Siebkette arbeiten.

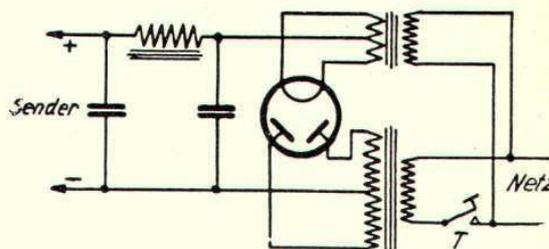


Fig. 203
Tastung des Netzstroms

Figur 204 stellt das Prinzip der Anodenstromtastung dar. Diese Art der Tastung ist die in Amateurreisen am meisten verbreitetste, da sie in fast allen Fällen, wenn auch nicht in der gezeichneten einfachen Form durchführbar ist. Bei der Unterbrechung des Tastkontaktes können bei den verhältnismäßig hohen Spannungen erhebliche Funken- und Lichtbogenbildungen auftreten, die abgesehen von einer frühzeitigen Zerstörung der Kontaktflächen auch den Zeicheneinsatz ungünstig beeinflussen. Eine weitere Schwierigkeit tritt dadurch auf, daß der Gleichrichter in den Tastpausen unbelastet ist, wodurch sich die Kondensatoren auf die Spitzenspannung der Transformatorwechselspannung aufladen. Es ist dies der 1,41fache Betrag der Effektivspannung. Bei Belastung des Gleichrichters liegt die wirksame Anodenspannung infolge des inneren Widerstandes des Gleichrichters oft noch etwas unterhalb dieser Effektivspannung. Es treten also beim Tasten zwischen Leerlauf und Betrieb ganz erhebliche Spannungsdifferenzen auf, die sich beim Beginn jedes Zeichens plötzlich ausgleichen. Hiermit ist aber unbedingt ein stoßweiser Schwingungseinsatz und eventuell eine starke Frequenzschwankung verbunden. Wenn sich auch die Frequenzschwankung bei veränderlicher Anodenspannung durch Kristallsteuerung oder geeignete Abstimmittel (siehe Abschnitt „Sender“) verhindern läßt, so muß doch eine Einrichtung getroffen werden, die die durch die Kondensatorenladungen entstehenden Taststöße vermeidet.

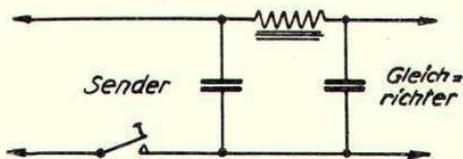


Fig. 204
Tastung des Anodenstroms

folge des inneren Widerstandes des Gleichrichters oft noch etwas unterhalb dieser Effektivspannung. Es treten also beim Tasten zwischen Leerlauf und Betrieb ganz erhebliche Spannungsdifferenzen auf, die sich beim Beginn jedes Zeichens plötzlich ausgleichen. Hiermit ist aber unbedingt ein stoßweiser Schwingungseinsatz und eventuell eine starke Frequenzschwankung verbunden. Wenn sich auch die Frequenzschwankung bei veränderlicher Anodenspannung durch Kristallsteuerung oder geeignete Abstimmittel (siehe Abschnitt „Sender“) verhindern läßt, so muß doch eine Einrichtung getroffen werden, die die durch die Kondensatorenladungen entstehenden Taststöße vermeidet.

Die bei der Anodentastung zu berücksichtigenden Punkte kann man damit folgendermaßen zusammenfassen:

1. Konstanthaltung der Anodenspannung in den Tastpausen.
2. Vermeidung von Funken am Tastkontakt.
3. Erreichung eines allmählichen Anstiegs der Anodenspannung beim Zeicheneinsatz.

Um die Anodenspannung auch während der Tastpausen auf dem normalen Betriebswert zu halten, wendet man die sogenannte Lastausgleichsschaltung an. Bei dieser wird der Gleichrichter in den Pausen durch einen Ersatzwiderstand belastet, der den gleichen Strom aufnehmen muß wie der Sender. Die Einschaltung dieses Widerstandes kann entweder mechanisch durch einen zweiten Kontakt des Tastrelais oder elektrisch durch eine Röhre erfolgen.

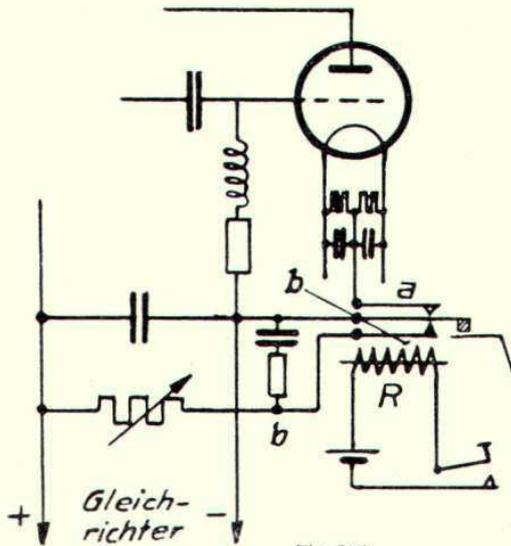


Fig. 205
Mechanische Lastausgleichsschaltung

Die erstere Art zeigt Fig. 205. Das Relais R besitzt einen Morsekontakt, der in der Ruhelage über b den Ausgleichswiderstand und in der Arbeitsstellung über a den Sender einschaltet. Die Kontaktfedern werden zweckmäßig so justiert, daß beim Anziehen des Ankers b erst kurz nach dem Schließen von a öffnet. Es ist dann erreicht, daß der Gleichrichter keinen Augenblick gänzlich unbelastet bleibt und seine Kondensatoren auch keine höhere Spannung aufladen kann. Im Gegenteil sinkt während der Zeit, wo beide Kontakte gleichzeitig schließen, die Anodenspannung etwas unter den normalen Betriebswert ab, wodurch das Zeichen weicher einsetzt. In der gezeichneten Schaltung bleibt die Gitterableitung dauernd an dem negativen Pol des Gleichrichters liegen, wodurch der Kontakt a völlig funkenfrei arbeitet. Dagegen muß der Kontakt b zur Verhinderung der Funken- und Lichtbogenbildung durch eine Kondensator - Widerstandskombination überbrückt werden. Die Größenordnung der einzuschaltenden Kapazitäten und Widerstände muß von Fall zu Fall besonders ermittelt werden. Normalerweise liegen die Werte zwischen 0,1 und 1 μF zusammen mit einigen 1000 Ohm. Die Kontakte des Relais müssen selbstverständlich der zu schaltenden Leistung

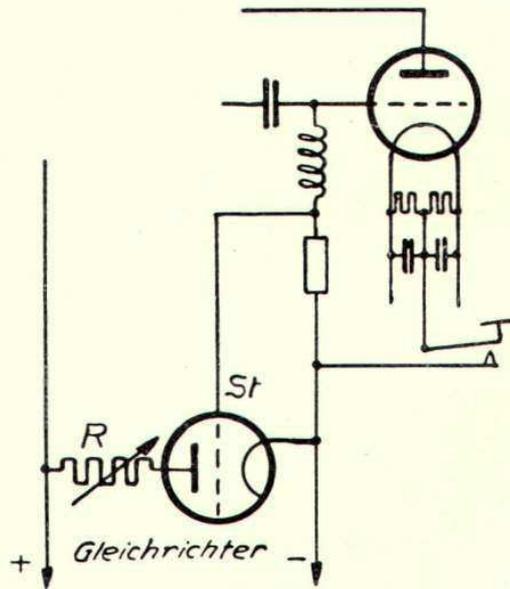


Fig. 206
Ausgleichsschaltung mit Röhre

angepaßt werden. Bei Anodenleistungen bis zu 40 Watt sind die gewöhnlichen Fernsprechrelais noch gut brauchbar. Darüber hinaus muß man jedoch solche mit entsprechend stärkeren Kontakten verwenden.

Die Steuerung des Ausgleichswiderstandes mittels einer Röhre zeigt Fig. 206. Es wird hier die Eigenschaft der Röhre ausgenutzt, daß von einer bestimmten, von Durchgriff abhängigen negativen Gittervorspannung an der Anodenstromfluß unterbrochen ist. In der Ruhelage liegt das Gitter der Steuerröhre St auf Kathodenpotential. Es kann also Anodenstrom fließen. Sobald beim Drücken der Taste die Schwingungen am Sender einsetzen, tritt am Gitterwiderstand die Gitterspannung auf, die gleichzeitig am Gitter der Steuerröhre liegt. Diese ist so auszuwählen, daß die auftretende Gitterspannung genügt, den Arbeitspunkt so weit in den negativen Teil zu verschieben, daß der Ausgleichsstrom blockiert wird. Außerdem muß diese Röhre imstande sein, während der Tastpausen den vollen Anodenstrom aufzunehmen. Sie kann jedoch für eine wesentlich geringere Spannung gebaut sein, da ja deren Hauptteil im Vorschaltwiderstand R abgedrosselt wird.

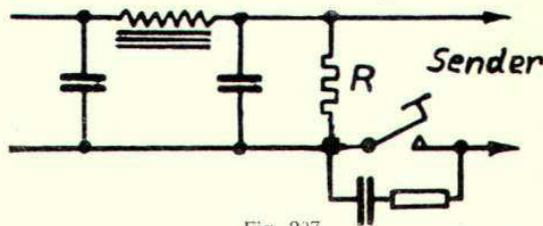


Fig. 207
Lastausgleich mit Ballastwiderstand

Wenn der Sender so gebaut ist, daß bei Änderungen der Anodenspannung

bis zu 30% keine merkbaren Frequenzschwankungen auftreten, kann man an Stelle des Lastausgleichs einen festen Ballastwiderstand R dauernd an den Gleichrichter legen (Fig. 207), der in den Tastpausen ein allzu hohes Ansteigen der Anodenspannung verhindert. Man wählt R je nach der Leistungsfähigkeit des Gleichrichters so hoch, daß er etwa 20÷40% des durchschnittlichen Senderanodenstroms aufnimmt.

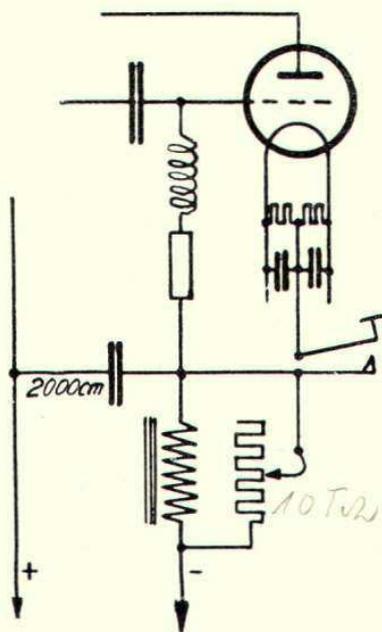


Fig. 208

Zur Vermeidung von Taststößen läßt sich ein allmählicher Anstieg und Abfall der Zeichenenergie durch Einschalten einer Drossel in die Anoden- oder Gitterleitung erreichen. Die Drossel in der Anodenleitung, deren Selbstinduktion zwischen 5 und 10 Hy liegen soll, muß einen möglichst geringen Ohmschen Widerstand haben, um den Spannungsabfall des Anodenstroms klein zu halten. Die Gitterdrossel dagegen kann u. U. als Ersatz des Gitterwiderstandes dienen, so daß ihr ohmscher Widerstand einige 1000 Ohm betragen kann. Die Selbstinduktion wähle man möglichst hoch; eventuell bis zu 40 Hy. Um die Drosseln den jeweiligen Betriebsbedingungen möglichst gut anpassen zu können, überbrückt man sie mit einem regelbaren Widerstand von 5÷10 000 Ohm (Fig. 208 und 209).

tragen kann. Die Selbstinduktion wähle man möglichst hoch; eventuell bis zu 40 Hy. Um die Drosseln den jeweiligen Betriebsbedingungen möglichst gut anpassen zu können, überbrückt man sie mit einem regelbaren Widerstand von 5÷10 000 Ohm (Fig. 208 und 209).

Eine weitere Möglichkeit, den Sender zu tasten, liegt darin, die Gitterableitung zu unterbrechen (Fig. 210). Wenn der Fluß des Gitterstroms unterbrochen wird, ladet sich das Gitter so weit negativ auf, daß der Anodenstrom gesperrt wird und damit die Schwingungen aussetzen. Allerdings ist diese Theorie nicht immer anwendbar, da es oft infolge von Isolationsfehlern nicht gelingt, einen Gitterstromfluß gänzlich zu unterdrücken. Im anderen Falle

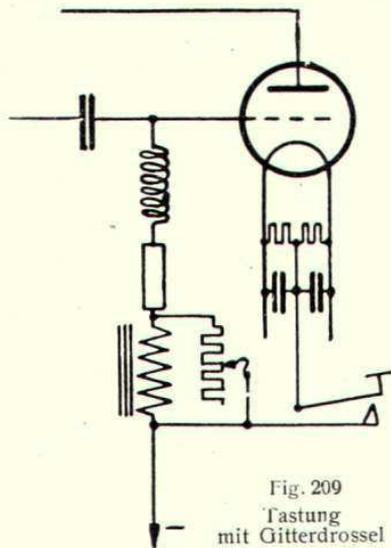


Fig. 209
Tastung
mit Gitterdrossel

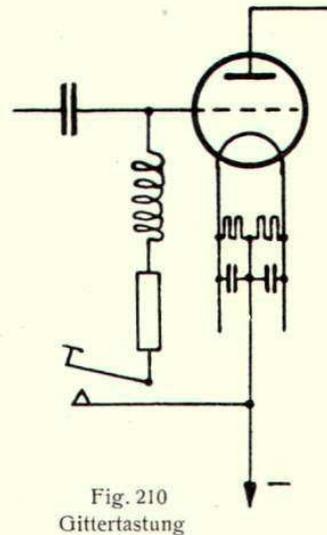


Fig. 210
Gittertastung

besteht die Möglichkeit, daß die Röhre selbst ihrer Konstruktion zufolge nicht in der Lage ist, die zu einer völligen Sperrung des Anodenstroms notwendige negative Ladung am Gitter zu erzeugen. Im ersteren Fall kann bei genügend schlechter Isolation ein Öffnen des Gitterkreises keinerlei Einfluß auf das Arbeiten des Senders haben. Bei etwas höherer Isolation kann das sogenannte Tropfen auftreten. Es fließt dann der Gitterstrom in bestimmten Zeitabständen stoßweise ab. Der zweite Fall hat meistens zur Folge, daß beim Öffnen des Gitterkreises zwar die Schwingungen aussetzen, während der Anodenstrom stark ansteigt, was zu einer Zerstörung der Röhre führen kann.

Zur Umgehung dieser Schwierigkeiten bringt man in den Tastepausen künstlich die zur Sperrung des Anodenstroms notwendige negative Gitterspannung auf. Man muß hier den Prozentsatz der Anodenspannung anwenden, den der Durchgriff der Röhre angibt; oder besser den 1,5fachen Betrag desselben. Wenn z. B. die Anodenspannung 1000 Volt beträgt und der Durchgriff 8%, muß die Röhre bei einer negativen Gitterspannung von $0,08 \cdot 1000 \cdot 1,5 = 120$ Volt unbedingt sperren. Fig. 211 zeigt eine derartige Tasteinrichtung. Zwischen dem Ruhekontakt der Taste und dem negativen Pol der Anodenspannungsquelle liegt die Gitterblockierungsbatterie. Beim Drücken der Taste ist die Gitterableitung direkt mit dem negativen Pol verbunden. Sollte sich zeigen, daß in dem kurzen Zeitraum, in dem die

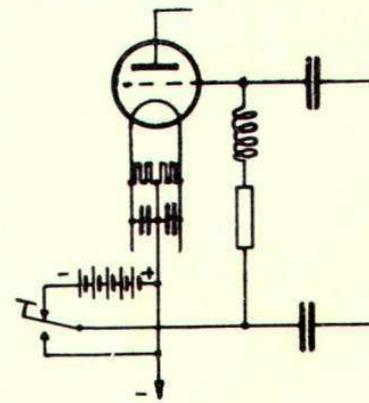


Fig. 211
Tastung mit negativer
Gitterspannung

Gitterableitung während der Umschaltung ganz offen ist, Störungen auftreten, so kann man wie oben beim mechanischen Lastausgleich beschrieben, diesen Schaltvorgang in ein Relais verlegen, dessen Federn so zu justieren sind, daß der eine Kontakt erst dann öffnet, wenn der andere bereits geschlossen hat.

Bei der Tastung ist ebenso wie bei der Anodentastung zu berücksichtigen, daß in den Tastpausen kein Anodenstrom fließt, also der Gleichrichter unbelastet ist. Man muß daher wie oben einen Lastausgleich oder festen Ballastwiderstand einbauen, so daß sich ein Gesamtschaltbild nach Fig. 212 ergibt. Vor der Gitterblockierungsbatterie liegt ein Widerstand von etwa 10 000 Ohm, um einen Kurzschluß derselben während des Umschaltens zu verhindern. Die Kontakte sind zur Vermeidung von Störungen durch Funkenbildung mit Kondensatorwiderstandskombinationen überbrückt. Die Drossel dient

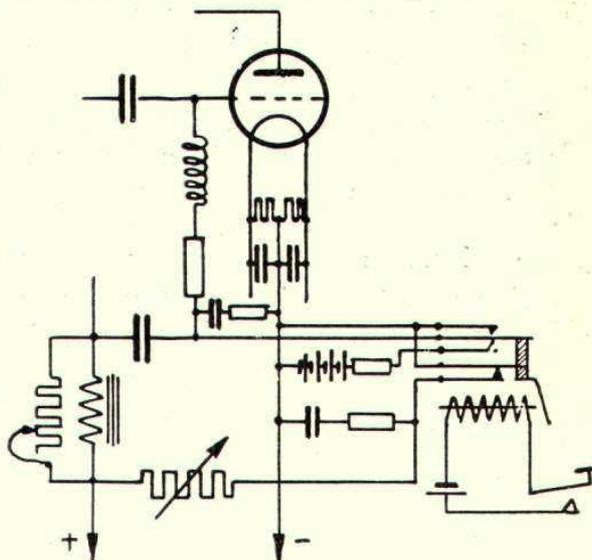


Fig. 212
Komplettes Tastschaltbild

zur Verringerung der Taststöße.

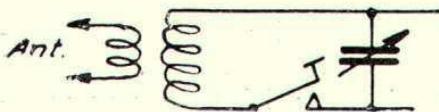


Fig. 213
Tastung im Schwingungskreis

Es bleibt schließlich noch eine Art, den Sender zu tasten: Die Unterbrechung eines Hochfrequenzkreises. Man hat hier zwei Möglichkeiten. 1. Die Taste liegt im Schwingungskreis (Fig. 213), was aber den Nachteil hat, daß in den Tastpausen wohl die Schwingungen aussetzen, aber der

Anodenstrom weiterfließt, was zu einer Ueberlastung der Röhre führt. Außerdem vermeidet man gerne wegen der auftretenden Verluste jegliche bewegliche Kontakte im Schwingungskreis. Es hat also diese Anordnung nur theoretische Bedeutung. Man kann praktisch durch Abtrennen der Antenne tasten

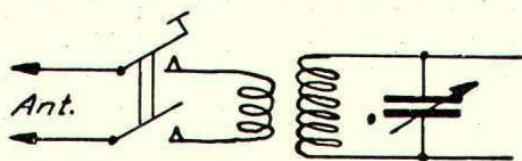


Fig. 214
Tastung im Antennenkreis

(Fig. 214). Es tritt hierbei allerdings eine gewisse Schwierigkeit auf, die anfangs gestellte Forderung, daß die Antenne in den Tastpausen nicht schwingen soll, restlos zu erfüllen. Es wird die Antenne immer über die Kapazität der Tastkontakte schwach erregt werden. Man muß daher diese

Kopplungskapazität möglichst klein halten, was durch die Verwendung eines doppelpoligen Relais erreicht werden kann. Hierbei müssen aber beide Kontakte absolut gleichzeitig einsetzen, da während der Zeit der Unsymmetrie eine störende Verstimmung des Kreises eintreten kann. Ueberhaupt ist bei der Antennentastung große Vorsicht am Platze, wenn der Sender nicht kristall- oder fremdgesteuert arbeitet. Bei selbsterregten Sendern tritt meist

eine nicht unerhebliche Frequenzverschiebung beim An- und Abschalten der Antenne auf, so daß die in den Tastpausen u. U. doch noch ausgestrahlte Hochfrequenzenergie als negative Welle mit einer anderen Frequenz stört. Es ist deshalb bei selbsterregten und nicht kristallgesteuerten Sendern von der Verwendung der Antennentastung abzuraten.

Welches der oben beschriebenen Tastsysteme man für seinen Fall anwendet, muß jeweils an Hand der vorliegenden Betriebsbedingungen entschieden werden. Praktisch wird man dasjenige nehmen, daß die Erfüllung der anfangs aufgeführten Anforderungen mit den einfachsten Mitteln gestattet. Allgemein kann man etwa sagen, daß für ganz geringe Leistungen die Antennentastung, für mittlere Leistungen die Anodentastung und für große Leistungen die Gittertastung am zweckmäßigsten ist.

Eng verknüpft mit der Frage der Tastungen ist die Frage der Taste selbst. Man unterscheidet hier Handtasten, halbautomatische Tasten und

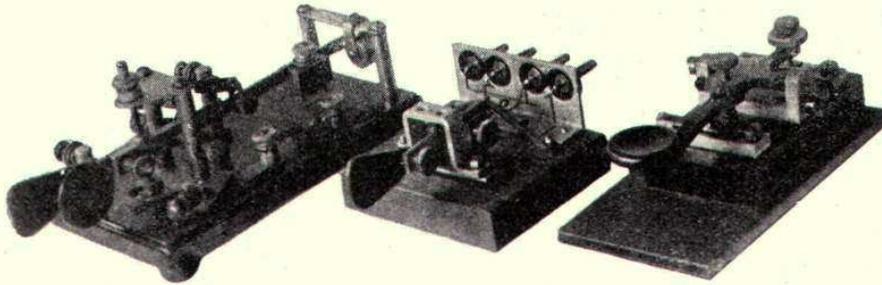


Fig. 215

vollautomatische Tasten. Die Handtaste ist in Form der bekannten Morsetaste fast auf jeder Amateurstation vorhanden (Fig. 215, rechts). Um eine möglichst hohe Telegraphiergeschwindigkeit bei klarer Zeichengebung zu erreichen, muß diese einen möglichst leichten und sauber gelagerten Hebel haben. Der Kontakt- und der Federdruck müssen leicht und genau einstellbar sein; die Kontaktflächen selbst müssen aus möglichst hartem Material bestehen und auf abgefederten Laschen sitzen. Mit einer nach diesen Gesichtspunkten konstruierten Taste lassen sich bei einiger Uebung Geschwindigkeiten bis zu 150 Buchstaben pro Minute erzielen. Eine andere Art der Handtaste ist die Doppelseitentaste, in Amateurräumen auch Wabbeler genannt, bei der ein um eine vertikale Achse drehbarer Hebel durch seitlichen Druck nach links oder rechts Kontakt gibt (Fig. 215, mitte). Durch hin- und hergehende Bewegung unter Ausnutzung jedes halben Hubes für die Kontaktgabe lassen hiermit Telegraphiergeschwindigkeiten bis zu 200 Buchstaben in der Minute erreichen.

Eine halbautomatische Taste, den sogenannten Bug zeigt Fig. 215, links. Dieser gibt bei einfachem Hebeldruck gleich mehrere Punkte selbsttätig, während die Striche einzeln von Hand gegeben werden. Der Bedienungshebel ist hier wie beim Wabbeler um eine vertikale Achse drehbar. Die Anordnung ist so getroffen, daß man durch eine Bewegung nach rechts Punkte, nach links Striche bekommt. Die Punktfolge wird durch die Vibration einer Blattfeder erzeugt, die durch das Anschlagen des Hebels erregt wird. Da bei der Konstruktion dieses Bugs großer Wert auf eine präzise mechanische Ausführung gelegt werden muß, ist die Anschaffung sehr kost-

spiegelig und eine Selbstherstellung nur beim Vorhandensein einer guten Mechanikerwerkstatt empfehlenswert.

Man kann diese Schwierigkeiten umgehen, indem man für die Punkte notwendigen Stromstöße auf elektrischem Wege durch einen Relaisunterbrecher oder einen Röhrensummer erzeugt. Fig. 216 zeigt das Schaltbild eines Bugs mit Relaisunterbrecher. Es

sind zum Geben der Punkte und Striche zwei getrennte Relais vorhanden. Diese werden über einen Steuerschalter (Geber), der genau wie der oben beschriebene Wabblerr

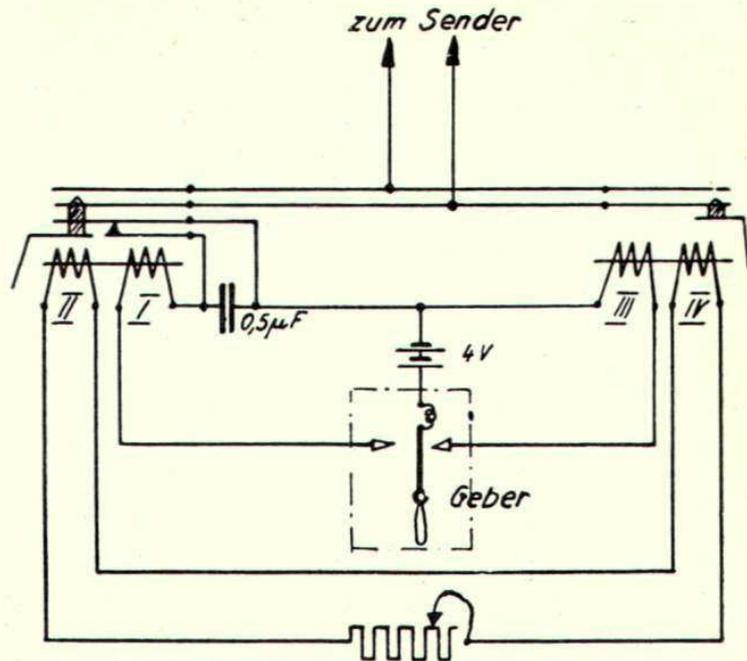


Fig. 216
Bug mit Relaisunterbrecher

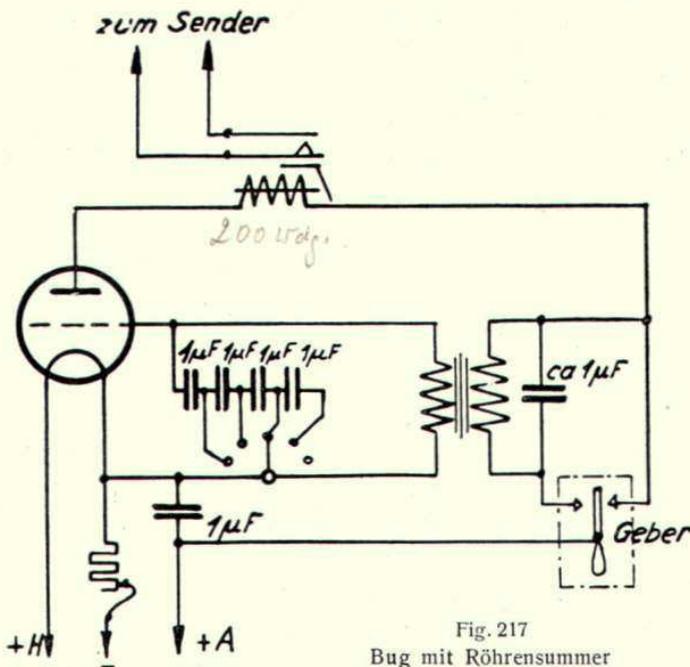


Fig. 217
Bug mit Röhrensummer

konstruiert ist, betätigt. Das Punktrelais (links) besitzt zwei Kontaktsätze; der untere ist der Unterbrecherkontakt, der obere der Tastkontakt. Das Strichrelais (rechts) trägt nur den Tastkontakt. Zur Erreichung und Regulierung der Impulszahl von 9÷15 pro Sekunde entsprechend den gebräuchlichen Telegraphengeschwindigkeiten von 90÷150 Buchst./min ist eine elektrische Dämpfung in Form einer zweiten Wicklung auf den Relais vorhanden.

den, die über einen regelbaren Ohmschen Widerstand mehr oder weniger kurzgeschlossen werden kann. Um nicht durch die sich aus dieser Dämpfung ergebenden zeitlichen Verzögerung des Punkteinsatzes ungleichmäßige Abstände zwischen Punkten und Strichen zu bekommen, wird das Strichrelais ebenfalls

durch eine entsprechende Dämpfungswicklung um den gleichen Betrag zeitlich vergrößert. Man verwendet hierzu am besten Fernsprechrelais mit folgenden Wicklungsdimensionen: I. 200 Amperewindungen, II. 3000 Wdg. 50 Ohm, III. 60 Amperewindungen, IV. 1500 Wdg. 50 Ohm, $R = 100$ Ohm max. Es läßt sich diese Schaltung auch mit nur einem Relais durchführen, jedoch wird zur Unschädlichmachung der Remanenz im Relaiskern ein verwickelterer Steuerschalter benötigt, wodurch dessen Betätigung sehr unbequem wird.

Fig. 217 zeigt die Verwendung eines Röhrensummers zur Erzeugung der Punktimpulse. Es wird hier die Röhre in Verbindung mit einem Niederfrequenztransformator in Rückkopplungsschaltung verwandt. Im Anodenkreis liegt das Tastrelais. Die Schwingungszahl und die sich daraus ergebende Telegraphiergeschwindigkeit wird durch die Parallelschaltung verschieden abgestufter Kondensatoren

zur Gitterseite des Transformators eingestellt. Die Schwingungszahl steigt mit sinkender Parallelkapazität. Der Steuerschalter ist hier so benutzt, daß bei Umlegung in der neuen Richtung Schwingungen auftreten, wodurch Punkte gegeben werden. In der anderen Lage fließt nur der Anodenruhestrom, so daß man hier Striche geben kann.

Ferner können im Amateurverkehr auch automatische Tasten oder Maschinengeber Verwendung finden. Allerdings kommen diese hier im Gegensatz zu ihrem Gebrauch im kommerziellen Verkehr nur für die Aussendung von CQ-Rufen und sich mehrfach wiederholenden kurzen Texten bei Versuchsreihen in Frage. Die Konstruktion dieser Tasteinrichtungen wird aus diesem Grunde sehr einfach.

Fig. 218 zeigt im Prinzip einen Geber, der als Zeichenschablone eine von einem Motor über ein Schneckengetriebe gedrehte Scheibe aus Isoliermaterial besitzt, in deren Peripherie die Zeichen eingefeilt sind. Die Scheibe läuft an einem Kontakthebel vorbei, der die einzelnen Vertiefungen abtastet. Durch Auswechseln der Scheibe lassen sich verschiedene Texte geben.

An Stelle dieser Scheibe kann man auch als Schablone einen Papierstreifen (starkes Zeichenpapier) benutzen, dessen Enden zusammengeklebt sind. Der Streifen wird in eine Führung eingespannt und über ein kleines Gummirad von dem Motor angetrieben. Der Streifen läuft an einer anderen Stelle durch eine Kontaktvorrichtung, wo die eingelochten Morsezeichen von einem Fühlhebel abgetastet werden. Diese zweite Methode hat den Vorteil, daß die Herstellung des Streifens bedeutend leichter ist als die obige Scheibe, und daß man den Text beliebig lang machen kann. Allerdings ist die Abnutzung des Streifens etwas größer als die der Scheibe.

Beim Bau von speziellen CQ-Rufmaschinen empfiehlt es sich, eine Einrichtung anzubringen, die nach Ablauf von 3 Minuten automatisch das Schlußzeichen gibt.

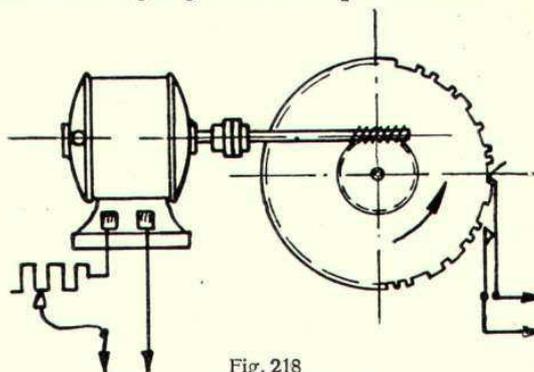


Fig. 218
Geber mit Zeichenschablone