

dann, wenn die Hochfrequenzschwingung des Audions dicht vor dem Abreißen steht. In diesem Bereich (Reizschwelle) wird meist gearbeitet; eine Unstabilität ist daher besonders unerwünscht. Gegenmaßnahmen zur Unterdrückung dieser Erscheinung sind in Fig. 66 zusammengestellt.

Diese sind:

1. Parallelschalten eines Kondensators zum Telephon.
2. Ueberbrücken der Anodenspannungsquellen durch einige Mikروفarad. (Dies ist in allen Fällen von Vorteil.)
3. Umpolen des zweiten Transformators auf Primär- oder Sekundärseite.
4. Bei hartnäckigen Fällen Ueberbrückung der Primärseiten der Trafos durch hochohmige Widerstände von mindestens 30 000 Ohm. Je größer

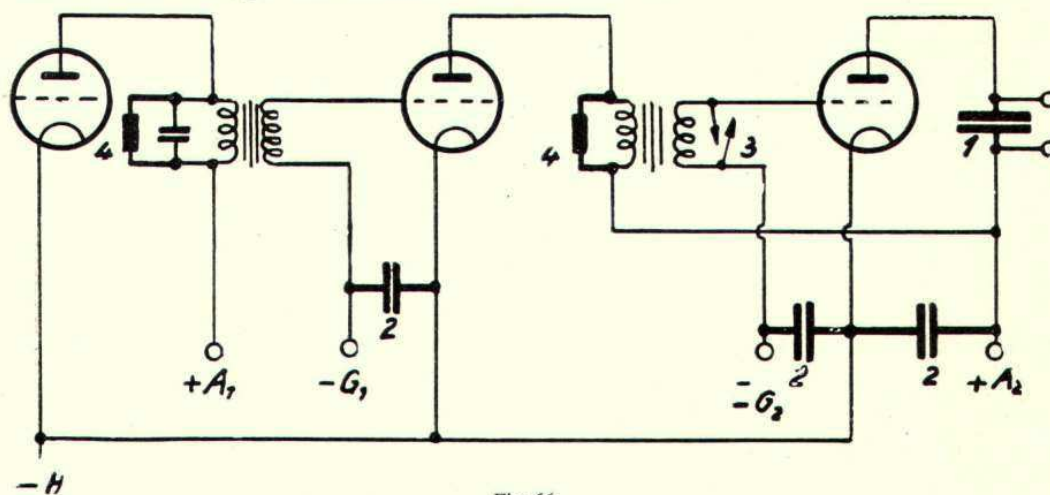


Fig. 66

Maßnahmen zur Stabilisierung von Niederfrequenzverstärkern

diese Widerstände sind, desto geringer ist der Verlust an Verstärkung. Eine gewisse Abhilfe bringt schließlich die Anwendung einer niedrigeren Anodenspannung für den Verstärker. In allen Fällen muß aber die richtige Gittervorspannung eingestellt sein.

Am einfachsten lassen sich alle Schwierigkeiten vermeiden, wenn man Audion und Verstärker wenigstens anodenseitig aus verschiedenen Spannungsquellen speist. Die Verstärkung kann dann sehr hoch getrieben werden.

Verwendet man als Audion den später beschriebenen Kontrollempfänger (Monitor), welcher einschließlich sämtlicher Batterien gepanzert ist, so werden sich auch bei sehr hoher Niederfrequenzverstärkung keine Schwierigkeiten ergeben.

Die Transformatoren kann man sparen, wenn für den Verstärker Kondensatorwiderstandskopplung benutzt wird. Man geht damit auch den niederfrequenten Schwingerscheinungen aus dem Wege. Die Dimensionierung unterscheidet sich in nichts von der bei Rundfunkverstärkern üblichen. Besonders bei häufigem Telephonieempfang ist der Widerstandsverstärker wegen seiner Verzerrungsfreiheit geeignet. Er erfordert aber zum Betrieb höhere Anodenspannungen. Diese sind bei Netzbetrieb leicht zu erzielen.

Die Niederfrequenzverstärkung ergibt zwar hohe Lautstärken, doch haftet ihr ein Nachteil an, welcher besonders beim Empfang in Großstädten sehr schwer wiegt: sämtliche Störungen, welche in das Audion eingehen, werden

wahllos mitverstärkt. Dadurch wird in manchen Fällen der Störspiegel in unerträglicher Weise gehoben. Die Empfindlichkeit für leise Zeichen wird nicht vergrößert. Will man das jedoch erreichen, so ist Hochfrequenzverstärkung der eingehenden Zeichen günstiger. Kurzwellen werden allerdings von normalen Röhren in einfachen Verstärkerschaltungen nur wenig verstärkt.

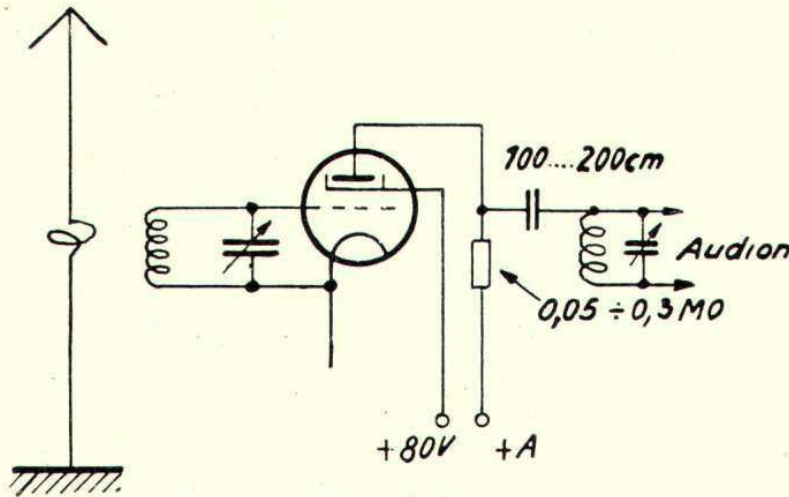


Fig. 67

Verschiedene Schaltungen von Schirmgitter-Vorröhren

gen Fig. 67 und 68. In der einen Anordnung erfolgt die Zuführung des Anodenstromes über einen hochohmigen Widerstand, das andere Mal über die Gitterspule des Audions, welche gegen dasselbe für Gleichstrom durch Kondensatoren verriegelt ist.

Der Gitterkreis der Vorröhre ist in beiden Fällen abgestimmt. Die Abstimmung ist breit, nicht kritisch und braucht keine Bandabstimmung zu sein. Man nimmt einen Drehkondensator von 250 bis 500 cm max. und eine entsprechende Spule, so daß man damit mehrere Bänder bestreichen kann. Zweckmäßig ist, die beiden Abstimmkreise, Gitterkreis der Vorröhre und Gitterkreis des Audions, gegeneinander zu panzern. Einen Kreis in einen Abschirmkasten zu setzen, genügt. Den Gitterkreis

der Vorröhre durch Drossel oder Hochohmwiderrstand aperiodisch zu gestalten, hat sich, besonders bei hohen Frequenzen nicht, bewährt. Die erzielbare Verstärkung wird nur klein, die Störungsfreiheit läßt zu wünschen übrig. Eine Erschwerung der Abstimmung ergibt sich nicht, da die Einstellung, vor allem beim Suchen, nicht kritisch ist.

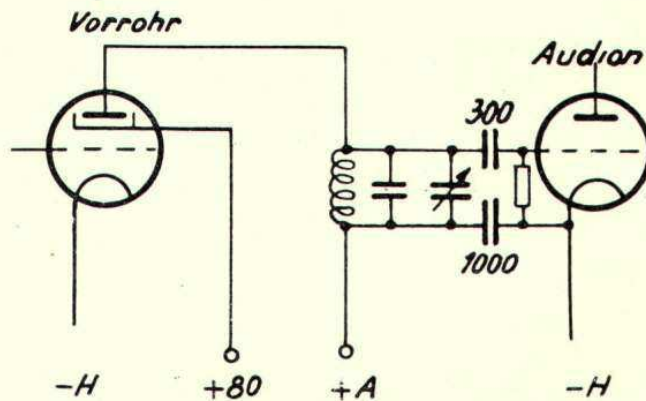


Fig. 68

Verschiedene Schaltungen von Schirmgitter-Vorröhren

Man ist auf die Schirmgitterröhre angewiesen. Auch diese versagt bei Frequenzen über 16 MHz. Darüber lassen sich dann Hochfrequenzverstärker mit normalen Mitteln nicht mehr bauen.

Zwei verschiedene Schirmgittervorröhrenschaltungen zeigen

## m) Aufbau von Empfängern

### Beispiel eines Vierröhren-Kurzwellenempfängers

Damit kommen wir zum Aufbau eines vollständigen Empfängers aus den vorstehend aufgezählten Elementen. An Hand eines typischen Beispiels soll die allgemein übliche Amateurbauart beschrieben werden. Fig. 69 zeigt den Empfänger. Er enthält Vorröhre, Audion und zwei Niederfrequenzstufen.

Der Anfänger wird allerdings gut tun, nicht gleich mit diesem schon ziemlich umfangreichen Apparat zu beginnen. Besser ist es, zum Sammeln von Erfahrungen z. B. erst das Audion mit einer oder zwei Niederfrequenzstufen allein aufzubauen. Alle diese Schaltungen lassen sich aber aus der obigen leicht ableiten, wenn der prinzipielle Teil mit Verständnis durchgearbeitet wurde. Die Grundsätze, die beim Aufbau zu beachten sind und die an Hand obigen Beispiels erläutert werden sollen, bleiben aber für alle Empfänger dieselben.

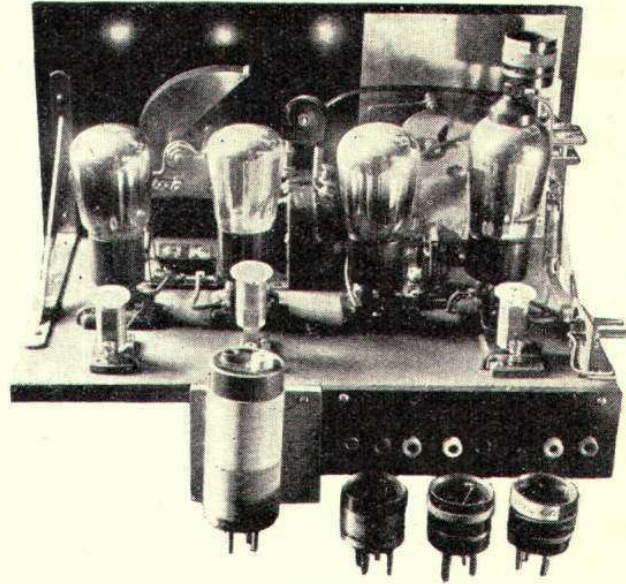


Fig. 69

Empfänger mit Vorröhre, Audion und 2 NF

Fig. 70 zeigt die vollständige Schaltung des Geräts mit Angabe der Dimensionierung der wichtigsten Teile. Die Gitterkreisabstimmung der Vorröhre ist in einem getrennten Kasten aus Blech untergebracht und nicht mitphotographiert. Der Anodenstrom wird der Röhre über einen Hochohmwiderstand zugeführt. Rückkopplungsregelung des Audions erfolgt durch Dreh-

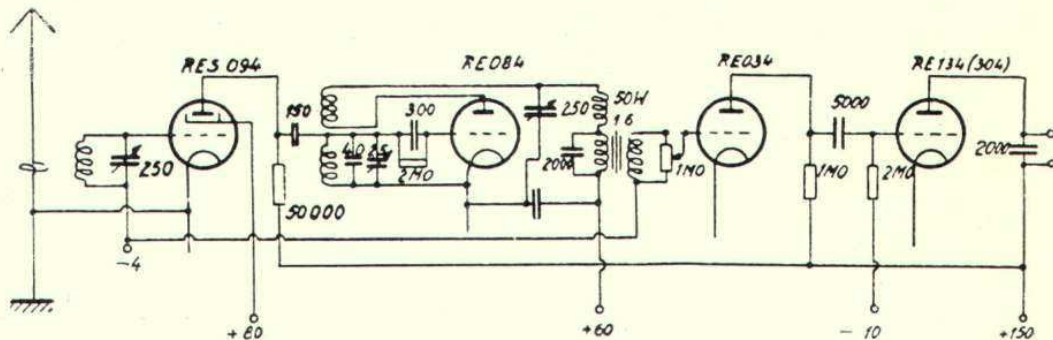


Fig. 70.

Schaltung des Empfängers nach Fig. 69

kondensator. Die erste Niederfrequenzstufe ist transformatorgekoppelt, die zweite widerstandsgekoppelt. An die Gitterseite des NF-Trafos ist ein Potentiometer von 1 Megohm max. angeschlossen, welches eine feine Regelung der Lautstärke erlaubt. Es dient gleichzeitig zur Verhinderung von Heulerscheinungen. Die Regelung ist stufenlos, was gegenüber einer solchen durch Be-

nutzung von wahlweise je einer oder zwei Stufen Verstärkung ein Vorteil ist. Der Ausgang endet in einem Klinkenstecker. Durch Einführen der Klinke wird gleichzeitig die Heizung eingeschaltet, wodurch ein gesonderter Schalter erspart wird. Vorteilhaft wäre es noch, das Telephon von dem Anodengleichstrom der letzten Röhre zu entlasten, was durch einen Ausgangstrafo geschehen kann. Dazu mag man einen alten NF-Trafo nehmen, welcher mit der Sekundärseite in den Anodenkreis der Endröhre gelegt wird. An die Primärklemmen kommt dann das Telephon. Der Trafo darf kein hohes Uebersetzungsverhältnis haben. Am einfachsten sucht man unter einer Reihe verschiedener Trafos den besten aus. Eine andere Möglichkeit ist die Einschaltung einer Drossel in den Anodenkreis der Endröhre. Das Telephon wird dann über einen Block von einigen Mikrofarad an Anode und Minuspol der Endröhre angeschlossen. Man kann sich bei Entlastung des Telephons dann an spannungführenden Teilen desselben keine Schläge mehr holen.

Die Röhrensockelspulen haben folgende Dimensionen für die verschiedenen Amateurbänder:

Telefunkenröhrensockel, normal, Durchmesser 30 mm.

Band MHz	Bereich MHz	Windung. Gitter Spulen	Rück- kopplgs. Sp.	Abstände der	
				Windung. mm	Spulen mm
28	28,6 — 29,7	1,5	3	5	6
14	13,2 — 14,8	6	6	aneinander	8
7	6,56 — 7,46	19	6	„	2
3,5	3,49 — 4,0	32	8	„	2

Die Angaben gelten bei einem Kreisplattenkondensator von 5+25 cm und einem Bandkondensator von 40 cm Kapazität. Die sonstige, in der Audionanordnung enthaltene Kapazität, welche noch parallel zur Gitterspule liegt, ist zu 10 cm angenommen. Einige fertige Spulen sind in Fig. 68 mitphotographiert. Die Spule ganz links ist eine solche für Rundfunkzwecke.

Beim Nachbau der Spulen werden sich möglicherweise Abweichungen ergeben, da die Maße nicht genau eingehalten werden können. Immerhin geben die Daten einen guten Anhalt. Durch Verändern des Bandkondensators lassen sich Unterschiede ausgleichen und eine befriedigende Bandbreite auf der Abstimmkala erzielen.

Eine Abgleichung des Bandkondensators so, daß die Breite alle Bänder gleich gut wird, ist aber immer schwer nur durch die Spulen zu erreichen. Um dieser Schwierigkeit aus dem Wege zu gehen, kann man den Bandkondensator auch in die Spule verlegen und so für jede einen eignen Bandkondensator schaffen. Durch Abgleichen der Spule und des Kondensators gegeneinander besteht dann die Möglichkeit, für jedes Band eine ausreichende Breite zu schaffen. In dem Hohlraum des Röhrensockels, welcher die Spule trägt, ist genügend Platz, einen Kondensator der in Fig. 64 gezeigten Wickelbauart unterzubringen. Dimensionierungsangaben lassen sich für die Anordnung nicht machen, da man mit ganz verschiedenen Verhältnissen von Drehkonden-

sator—Spule—Bandkondensator zum Ziele kommen kann. Man kann nur allgemein sagen, daß bei einer bestimmten Drehkondensatorgröße kleine Windungszahl und großer Bandkondensator kleinen Wellenbereich ergibt und umgekehrt. Unter Zuhilfenahme eines Wellenmessers kann man so jeden gewünschten Frequenzbereich auf der Skala unterbringen.

Die bevorzugte Art, die Einzelteile unterzubringen, ist die sogenannte amerikanische Bauart, wie sie auch bei Rundfunkgeräten benutzt wird. Sie besteht darin, den gesamten Apparat mit Grund- und Frontplatte von dem äußeren Kasten zu trennen und herausnehmbar zu machen. Der Kasten wird manchmal aus Metall hergestellt, um eine gewisse Abschirmung gegen Störfelder zu erreichen (s. Kapitel 12 „Stationsaufbau“). Est ist aber nicht unbedingt notwendig. In allen Fällen ist es aber zweckmäßig, die Frontplatte des

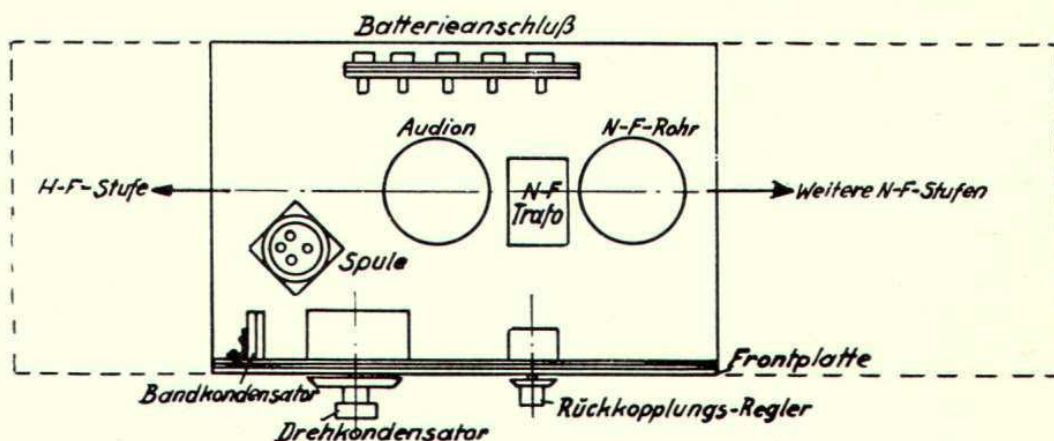


Fig. 71

Aufbauschema der Empfänger nach Fig. 69

Apparates aus Metall zu machen. Besonders dann, wenn normale, durch Herausnehmen von Platten verkleinerte Drehkondensatoren verwendet werden. Diese wenden der bedienenden Hand größere Flächen zu und ergeben dadurch eher störenden Einfluß der Handkapazität, als die kleinflächigen Neutrons. Ist eine Metallplatte wegen des Einbaus von Einzelteilen nicht erwünscht, so ist es zweckmäßig, die Isolierplatte dennoch mit einer solchen zu kombinieren. Meist wird die Platte mit Metall hinterlegt. Gewöhnliches Stanniol ist für Abschirmzwecke bei Kurzwellen zu dünn und fast wirkungslos. Aluminium- oder Zinkblech größerer Stärke ist vorzuziehen. Durch die Platte hindurchragende Teile, besonders die Achsen der Drehkondensatoren müssen so geschaltet werden, daß sie mit der Frontplatte zusammen geerdet werden können. Sonst kann doch eine restliche Handempfindlichkeit zurückbleiben. Metallchassis sollen nicht als Verbindungsleiter benutzt werden, weil dadurch unerwünschte Abhängigkeiten entstehen können. Alle Teile, die nicht zur dauernden Bedienung des Empfängers gehören, sollen hinter der Frontplatte bleiben. Unbedingt durchzuführen sind eigentlich nur der Abstimmungsgriff und die Bedienung der Rückkopplung. Die Spulen stehen zweckmäßig hinter einer kleinen Tür in der Front- oder Deckelplatte, so daß die leicht ausgewechselt werden können und sich dennoch hinter der Abschirmplatte befinden. Den ganzen Empfänger zu panzern, ist dagegen nicht nötig, kann aber aus mechanischen Gründen zweckmäßig sein. Bei Hochfrequenzverstärkung

muß einer der beiden Abstimmkreise gepanzert sein, wobei auch hier auf genügende Stärke des Abschirmmaterials zu achten ist.

Der bevorzugte Aufbau der Empfänger geht von links nach rechts, d. h. links Antenneneinführung, Hochfrequenzstufen, Audion, Niederfrequenzstufen. Ausgang und Telephonanschlüsse ganz rechts. Anschlüsse für die Batterien hinten, s. Fig. 71. Der Aufbau der Stufen nebeneinander in gerader Linie hat sich bewährt, weil Rückwirkungen von Röhren auf vorhergehende vermieden werden. Die Verbindungsleitungen werden kurz. Ein gewisser logischer Aufbau der Apparatur ist unbedingt notwendig, um auch ohne unnötiges Zusammendrängen der Einzelteile kurze Leitungen zu erreichen. So soll z. B. die Audionröhre nicht zu weit von den zugehörigen Schwingungskreisen entfernt sein. Zwischen Drehkondensator und Spule sollen die Leitungen kurz sein. Der Transformator des Niederfrequenzverstärkers soll zwischen Audion- und Niederfrequenzröhre stehen, dicht an der letzteren. Lange Gitterleitungen sind schädlicher als lange Anoden- oder Batterieleitungen. Bei den kleinen Teilen, wie Blocks und Hochohmwiderständen, sind solche zu bevorzugen, welche frei an ihren Schaltdrähten hängen können. Die Verbindungen werden kürzer und die Befestigung dieser Teile fällt fort. Der Schaltdraht darf dann nicht zu dünn sein. Er muß nicht unbedingt versilbert oder vierkantig sein. Ein vorteilhaftes Schaltmittel ist gewöhnlicher hartgezogener Kupferdraht von 0,8÷1,5 mm Durchmesser, über den Isolierschlauch gezogen wird. Blanke Drähte ergeben beim Hineinfallen von Metallgegenständen oder bei Justierarbeiten während des Betriebes leicht Kurzschlüsse und dadurch Unheil. Gleichlaufende isolierte Drähte können zur Platzersparnis gebündelt werden (Kabelformen). Sämtliche Verbindungen, besonders in Audionkreisen, müssen sehr zuverlässig sein, sie müssen also geschraubt oder gelötet werden. Für letzteres ist säurefreies Lötmittel erforderlich.

Für die Anschlüsse der Batterien und des Telephons werden gewöhnlich Bananenstecker verwandt. Einzelstecker ergeben aber Verwechslungsgefahr. An ihrer Stelle haben sich daher Mehrfachstecker, entweder in Spezialausführung für diesen Zweck oder aus Röhrensockeln verschiedener Art mit 4÷8 Stiften (s. Bild 79, im Vordergrund rechts) bewährt. Für den Telephon- und Lautsprecheranschluß werden Klinkenstecker, mit welchen man auch noch verschiedene Schaltmanöver vornehmen kann, gern benutzt (s. auch Fig. 79, Vordergrund links).

Der beschriebene Empfänger hat wohl die höchste Röhrenzahl, die um ein einfaches Audion herumgebaut werden kann. Mehr als zwei Niederfrequenzstufen haben sich nur in Einzelfällen wegen der erwähnten Hebung des allgemeinen Störspiegels bewährt. Vermehrung der Hochfrequenzstufen bringt Aufbauschwierigkeiten mit sich und hat sich ebenfalls nicht bewährt. Eine Erhöhung der Verstärkung läßt sich mit der aufgeführten Anordnung noch dadurch erzielen, daß im Niederfrequenzteil Pentoden benutzt werden. (Wiederum erhöhter Störspiegel.)

#### n) Kunstschaltungen

Die vorstehend beschriebenen Schaltungen sind die im Amateurbetrieb normalen. Sie sind einfach und klar im Aufbau und unempfindlich selbst gegen größere Dimensionierungsfehler. Durch besondere Kunstschaltungen

ist man aber in der Lage, für Sonderzwecke aus den Röhren noch erheblich mehr herauszuholen, sei es in bezug auf die Störungsfreiheit oder die Lautstärke.

Bei Empfängern, die in einem starken Störfeld, z. B. in Großstädten, arbeiten müssen, hat sich der Ersatz des normalen Audions durch eine Schirmgitterröhre bewährt. Eine Schaltung dafür ist in Fig. 72 dargestellt. Die Audionschaltung bleibt erhalten, es muß nur für die Zuführung einer variablen Spannung für das Schirmgitter gesorgt werden. Durch Variieren dieser Spannung ändert sich der Durchgriff der Röhre und damit die Schwingneigung. Die Regelung der Rückkopplung kann also in einfacher Weise durch

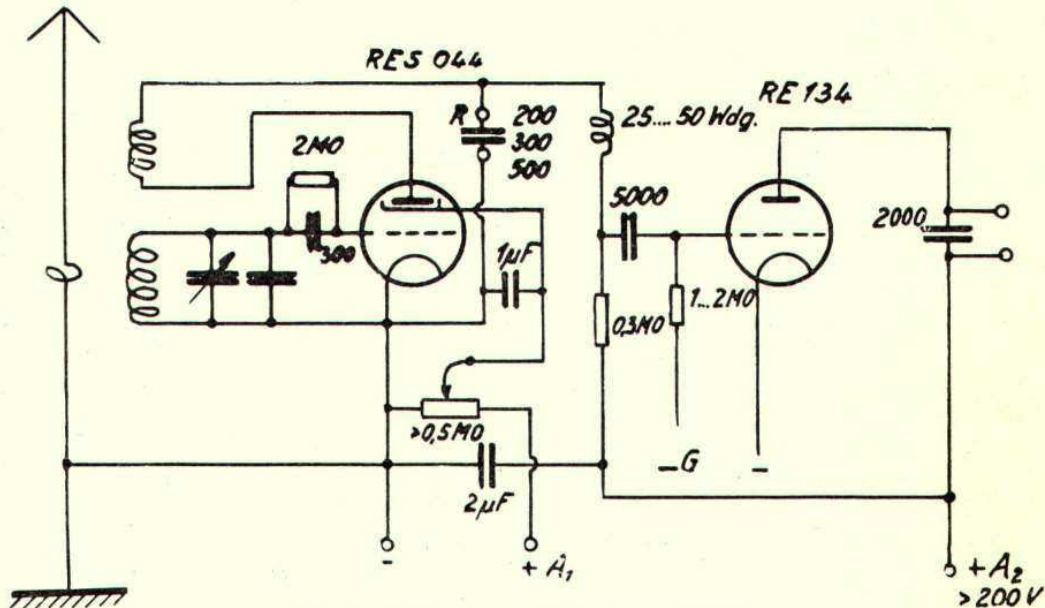


Fig. 72. Empfänger mit Schirmgitteraudion

Ändern der Schirmgitterspannung erreicht werden. Die Schirmgitterröhre weist einen inneren Widerstand von etwa 100 000—300 000 Ohm auf, weshalb es nicht möglich ist, in den Anodenkreis einen normalen Transformator oder ein Telephon einzuschalten. Man würde wegen der großen Differenz zwischen dem inneren Widerstand der Röhre und dem äußeren Nutzwiderstand schlechten Wirkungsgrad erhalten. Man muß also noch eine zweite Röhre in Widerstandsverstärkerschaltung anwenden. Den inneren Widerstand dieser normalen Röhre kann man dann an den Nutzwiderstand anpassen. Die Kopplungskapazität beider Röhren ist 5 000 cm. Der Anodengleichstrom wird der Schirmgitterröhre durch einen Widerstand zugeführt, der etwa die Größe des inneren Röhrenwiderstandes haben muß, also 0,1÷0,3 Megohm. Neuerdings wurden Drosseln entwickelt, die nur geringen Gleichstromwiderstand, etwa 10 000 Ohm, aber bei Niederfrequenz, z. B. 800 Hertz, eine Impedanz von 0,3 Megohm haben. Damit läßt sich der Wirkungsgrad erheblich verbessern. Die zweite Röhre kann eine normale kleine Endröhre sein. Will man besondere Leistungen herausholen, so läßt sich auch hier eine Pentode mit Vorteil verwenden. Ein Empfänger mit Schirmgitter-Audion wird unter den Netzanschlußempfängern noch beschrieben werden.

Das Schirmgitteraudion ergibt gegenüber dem normalen eine starke Verminderung des Störspiegels. Der Rückkopplungseinsatz ist außergewöhnlich weich, so daß der Empfänger mit Vorteil für Telephonieempfang benutzt werden kann. Das Fehlen aktiven Eisens ergibt gute Wiedergabe. Eine Hochfrequenzstufe kann vorgeschaltet werden. Bei der hohen Eingangsempfindlichkeit ist es aber im allgemeinen nicht notwendig.

Ein Nachteil der Anordnung ist, daß die Schirmgitterröhren hohe Anodenspannungen brauchen (150÷200 und mehr Volt). Bei Netzempfängern ist dies leicht zu erreichen, bei Batterien dagegen recht kostspielig.

### o) Tonselktion

Bei dem zunehmenden Betrieb auf den Amateurbändern, besonders auf 7 MHz, reicht selbst hohe Selektivität nicht immer aus, um die ungeheuer zahlreichen Sender zu

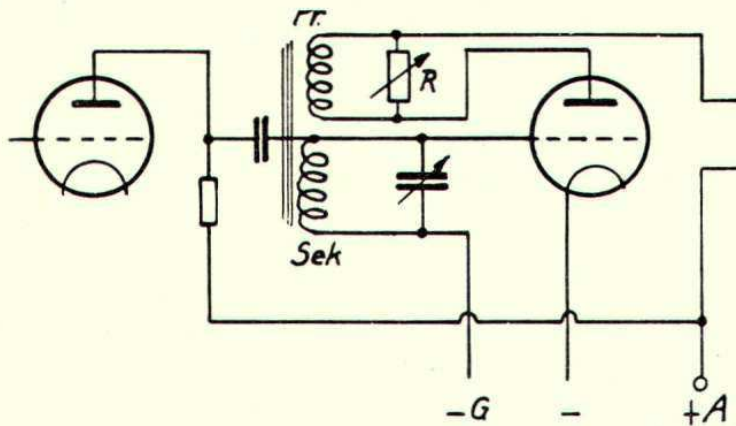


Fig 73  
„Tonaudion“

trennen. Abhilfe kann ein auf eine bestimmte Tonfrequenz abgestimmter Selektionskreis bringen. Dazu ist aber Voraussetzung, daß die Gegenstation eine genügend konstante Frequenz ausstrahlt (mindestens T 8).

Tonselktion kann auf verschiedene Weise erreicht werden. Man

kann die Sekundärseiten eines mehrstufigen Niederfrequenzverstärkers durch abgegliche Kondensatoren auf die bevorzugte Uebertragung eines bestimmten Tones abstimmen. Zweckmäßig ist es, dann den Resonanzton des benutzten Telephons zu wählen. Am Empfänger muß dann diese Tonhöhe eingestellt werden. Sender anderer Tonhöhe werden nur noch wenig stören.

Will man dagegen die Tonhöhe des Tonkreises beliebig einstellen können, so muß eine Niederfrequenzstufe als „Tonaudion“ ausgebildet werden. Dies ist nichts weiter als ein dicht vor dem Schwingen stehender, also auf Dämpfungsreduktion eingestellter, Röhrensummer. Die Anordnung zeigt Fig. 73. Um einen großen Tonbereich zu erhalten, muß der Drehkondensator möglichst groß sein. Die eingezeichneten Spulen sind die Wicklungen eines Niederfrequenztrafos mit großem Uebersetzungsverhältnis (etwa 1 : 20, nicht kritisch). Die durch den Widerstand R einstellbare Rückkopplung der Röhre darf nicht zu weit getrieben werden, da sonst ein zu starkes Nachhallen des Tones eintritt und die Zeichen verwischen. Je kleiner R ist, desto geringer ist die Schwingneigung und desto kürzer das Nachhallen.

Für besonders große Empfangsenergien, welche z. B. für Schreibempfang oder Lautsprecherempfang sehr weit entfernter Telephoniestationen benötigt werden, kann man in den beschriebenen Empfängern die benötigten Röhrenzahlen nicht unterbringen. Eine Transponierungsschaltung ist dann zu bevor-



zugen. Sämtliche, für den Rundfunk entwickelten Transponierungsschaltungen lassen sich mit entsprechender Datenänderung der Eingangsschwingungskreise auch für Kurzwellen benutzen. Der Zwischenfrequenzverstärker kann derselbe bleiben, wie bei den Rundfunkempfängern.

Ein origineller Bandsuperhet für höchste Anforderungen ist von der Deutschen Versuchsanstalt für Luftfahrt angegeben worden. Die Schaltung

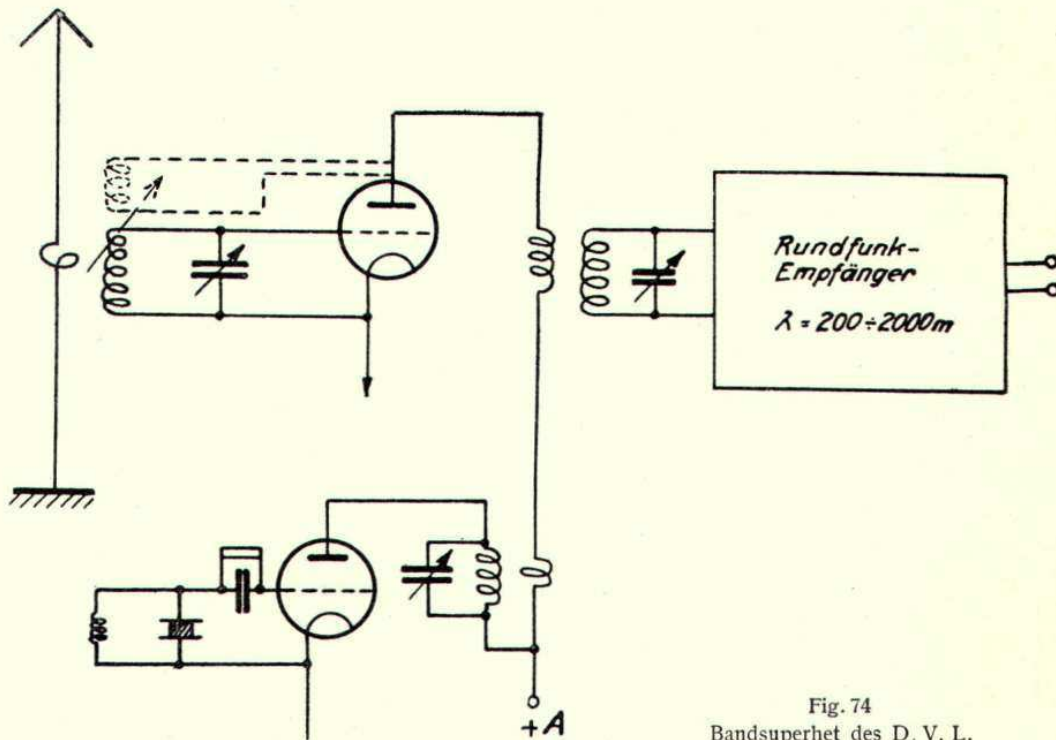


Fig. 74  
Bandsuperhet des D. V. L.

zeigt Fig. 74. Die erste Röhre ist ein normales Kurzwellenaudion ohne Bandabstimmung. Der Ueberlagerer wird jeweils auf eine feste Frequenz gesetzt. Die verschiedenen zu empfangenden Wellen werden am Zwischenfrequenzverstärker eingestellt. Wählt man die Ueberlagerungsfrequenz so, daß die transponierte Welle auf den Rundfunkbereich fällt, so kann der Zwischenfrequenzverstärker ein normaler (hochempfindlicher) Rundfunkempfänger sein. Hat dieser Einknopfbedienung, so wird der ganze Empfänger durch diesen einen Drehknopf bedient, wobei dann jeweils nur das erste Audion nachgestimmt werden muß. Die Versuchsanstalt schlägt vor, den Ueberlagerer durch einen Quarz zu steuern, wodurch der Empfänger ausgezeichnet stabil und eichbar wird. Nimmt man für diesen Quarz eine Grundfrequenz von 6500 kHz an, so liegt für das 7 MHz-Band die transponierte Welle bei 600—375 m. Benutzt man für das 14 MHz-Band die 2. Harmonische des Quarzes zur Ueberlagerung, so liegt die transponierte Welle bei 300—220 m. Der Zwischenfrequenzverstärker muß dann also die Rundfunkwellenbereiche von 150—2000 m bestreichen können. Durch Abschalten des Kurzwellenteiles kann der Zwischenfrequenzteil allein für Rundfunk benutzt werden. Dadurch, daß man diesem eine größere Anzahl Stufen gibt, z. B. zwei Stufen Hochfrequenz, Audion, zwei bis drei Stufen Niederfrequenz, lassen sich beliebige Röhrenzahlen unterbringen. Jede gewünschte

Ausgangsenergie kann so erzielt werden. Derartig komplizierte Empfänger erfordern jedoch bereits einen erheblichen Aufwand an Material und Kenntnissen, so daß sie erst zu empfehlen sind, wenn gründliche Erfahrungen mit einfachen Apparaten vorliegen.

#### p) Netzempfänger

Sämtliche Batterieempfänger haben den Nachteil eines teuren Betriebes. Die zeitraubende und teure Beschaffung der Batterien sind ein wesentlicher Unkostenfaktor beim Kurzwellenbetrieb. Besonders der Amateur, der seinen Empfänger nur zeitweise benutzt, kann die in seinen Batterien steckende Energie nur schlecht ausnützen.

Anders dagegen bei Netzempfängern. Das Beschaffen der Batterien und ihr allmähliches Schlechterwerden fällt fort. Der geringe Netzstromverbrauch fällt dagegen garnicht ins Gewicht. Auch die etwas teureren Einzelteile und die größere aufzuwendende Mühe machen sich bald bezahlt. Solange Netzspannung vorhanden ist, ist der Apparat betriebsbereit. Allerdings ist er vom Netz abhängig und auf dieses angewiesen, ein Nachteil, der jedoch bei der heutigen Versorgung auch der kleinsten Dörfer mit Elektrizität kaum ins Gewicht fällt.

Sämtliche für Batteriebetrieb aufgeführten Schaltungen können mit einigen Aenderungen für vollen Netzbetrieb eingerichtet werden. An Stelle der eingezeichneten Batterien tritt dann das Netzheiz- und -Anodengerät. Bei Gleichstrom ist der Ersatz der Anodenbatterie durch das Lichtnetz am einfachsten. Die später bei den Wechselstromapparaten geschilderten Siebketten und Spannungsteiler werden an das Netz angeschlossen. Damit stehen am Ausgang die Spannungen, die der Empfänger benötigt, zur Verfügung. Die Drosseln können klein gehalten werden, da die Welligkeit des üblichen Netzgleichstroms meist gering ist. Unangenehm ist schon die Speisung der Heizung aus dem Gleichstromnetz, da keine Möglichkeit der Transformierung durch ruhende Umformer gegeben ist. Ebenso, wie man für die Anoden keine höhere Spannung als die des Netzes zur Verfügung hat, so muß auch die Heizung an die volle Netzspannung gelegt werden. Man muß den Ueberschuß durch Widerstände vernichten. Allerdings kann man zwecks Stromersparnis die Röhren gleichen Stromverbrauchs hintereinanderschalten. Jeder Heizfaden liegt aber dadurch auf einem anderen Potential, was Schaltkomplifikationen bedingt. Die Vernichtung der Spannung ergibt einen erheblichen Leistungsverbrauch. Es ist daher empfehlenswerter, in solchen Fällen die Röhren weiter aus Batterien zu heizen und nur die Anodenspannung aus dem Lichtnetz zu entnehmen. In neuerer Zeit sind für Gleichstrom ebenfalls indirekt geheizte Röhren auf den Markt gekommen, welche einheitlich 0,18 Ampere verbrauchen und etwa 20 Volt Spannung benötigen. Dadurch fallen alle Schwierigkeiten fort, die sich aus dem verschiedenen Fadenpotential bei direkt geheizten Röhren ergeben. Die einzelnen Kathoden sind voneinander unabhängig. Empfänger mit solchen Röhren können weiterhin in bezug auf die Schaltung der Heizung an Gleich- oder Wechselstrom universell benutzt werden. Bei Wechselstrom kommt als Zusatzgerät dann nur noch der Anodengleichrichter hinzu. Ein weiterer Vorzug, der für alle indirekt geheizten Röhren gilt, ist die starke Unempfindlichkeit gegen Schwankungen

der Heizspannung.  $\pm 10\%$  haben noch keinen Einfluß auf das Arbeiten der Röhre. Ein Ausgangstransformator für das Telephon ist unbedingt erforderlich, da die Anschlußklemmen dieser Teile sonst Netzspannung gegen Erde annehmen können, was Lebensgefahr bedeutet. Der ganze Empfänger muß sehr sorgfältig isoliert werden, da er direkt mit dem Netz in Verbindung steht.

Bei Wechselstrom liegt die Sache anders. Durch ruhende Transformatoren kann der Empfänger völlig vom Netz getrennt werden und es sind beliebige Spannungen mit minimalen Verlusten herstellbar.

Das Anodenspannungsgerät besteht aus einem Gleichrichter mit zugehörigem Transformator, welcher zerhackten Gleichstrom erzeugt, der Siebkette zur Filterung dieses Gleichstromes und der Spannungsquelle zur Heizung der Fäden. Absichtlich ist die Heizung getrennt aufgeführt. In einzelnen Fällen, besonders beim Uebergang von Batterie- auf Netzbetrieb, zieht es der Amateur vor, die Heizung weiter aus Akkumulatoren vorzunehmen. Es kann z. B. sein, daß seine Batterie noch in gutem Zustande ist, und er bereits eine Ladevorrichtung besitzt. Es kommen **dann** nur Gitter- und Anodenbatterien in Fortfall. Ein wirklicher Vollnetzbetrieb liegt aber erst vor, wenn auch die Heizung der Glühfäden aus dem Netz entnommen wird. Es werden **dann** gar keine Batterien benötigt. Der Heizstrom kann einem gesonderten Transformator entnommen werden, oder es muß auf dem Anodentransformator eine Heizwicklung untergebracht werden. Benutzt man ein fertig gekauftes Gerät, welches nur Anodenspannungen liefert, so wird der Sondertransformator die Regel bilden.

Beim Anodenspannungsgerät besteht der Gleichrichterteil gewöhnlich aus dem Hauptnetztransformator mit der Anodenspannungswicklung und den beiden Heizwicklungen für Gleichrichterröhre und Empfänger. Die Gleichrichterröhre muß den Anodenstrombedarf des Empfängers decken können. Bei Verwendung von Pentoden oder größeren Endröhren kann dieser erheblich sein. Im Abschnitt „Stromquellen“ werden Aufbau und Dimensionierung solcher Gleichrichter noch beschrieben werden.

Der vom Gleichrichter kommende Strom wird zur Beseitigung seiner Welligkeit durch eine Filterkette geschickt. Die im Abschnitt Stromquellen beschriebenen Ketten für kleine Sender können ohne weiteres auch für Empfangszwecke benutzt werden. Die Drosseln brauchen aber nicht für so hohe Ströme, und die Kondensatoren nicht für so hohe Spannungen, wie dort, bemessen zu sein. Mehrere kleinere Drosseln in den Gliedern der Kette sind empfehlenswerter, als wenige große. Höhere Gliederzahl der Kette ist günstiger. Die Dimensionierung derselben ist allgemein die gleiche wie bei Rundfunkempfängern. Mit Blockkondensatoren soll nicht gespart werden, da bei Amateurbetrieb fast ausschließlich Kopfhörerempfang in Frage kommt und der Anodenstrom auch für diesen ausreichend beruhigt sein muß.

Da die Drosseln einer Siebkette eine größere Ausgabe darstellen, so sei noch ein anderer Weg zur Beruhigung angegeben, bei welchem die Drosseln ganz wegfallen können. Dazu muß man als Gleichrichterspannung eine vergleichsweise hohe wählen, z. B. 500 Volt. Allerdings muß ein Transformator für solche Spannungen vorhanden sein. Der Empfänger braucht nur 200 Volt. Man baut in die vorher beschriebene Filterkette statt der Drosseln Widerstände

ein, wie es Fig. 75 zeigt. Die parallel in der Kette liegenden Kondensatoren stellen für das Wechselstromglied, welches den benötigten Gleichstrom noch als Welligkeit überlagert, einen geringeren Widerstand dar, als die Ohmschen Widerstände. Ueber diese muß aber der Gleichstrom fließen, da die Kondensatoren für ihn einen unendlichen Widerstand darstellen. Die Größe der

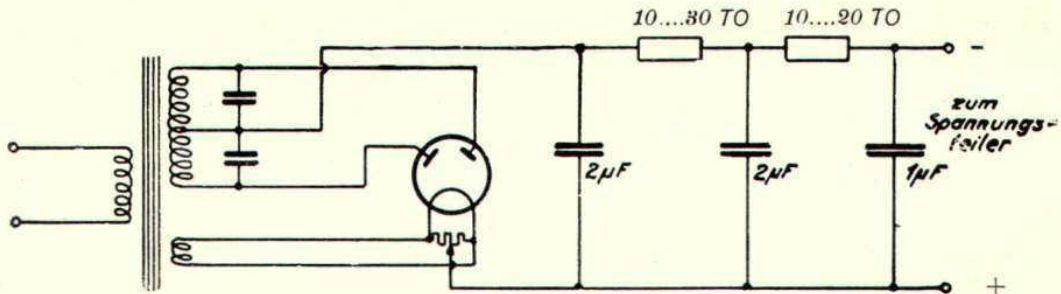


Fig. 75  
Filterkette für Netzanschlüsse

Widerstände läßt sich nicht allgemein angeben, da sie vom Stromverbrauch des angeschlossenen Empfängers abhängen. Bei der Empfängerbeschreibung wird später ein Beispiel gegeben werden.

Hinter der Kette erfolgt die Unterteilung der vom Gleichrichter gelieferten Spannung in die vom Empfänger benötigten. Man kann zwei verschiedene Wege gehen. Wird das Netzanodengerät für experimentelle Zwecke an verschiedenen Empfängern benutzt, so empfiehlt sich die Anordnung eines Spannungsteilers Fig. 76. Durch Verstellen der Abgriffe lassen sich die benötigten Spannungen leicht einstellen. Für die Gittervorspannung ist noch ein besonderer Spannungsteiler vorgesehen.

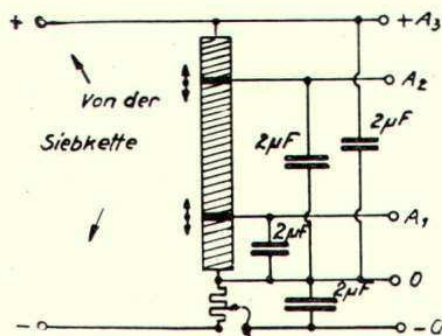


Fig. 76  
Anodenspannungsteiler

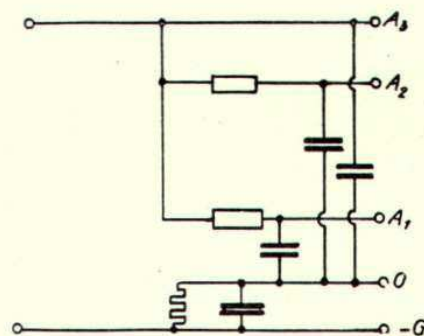


Fig. 77  
Anodenspannungsvorwiderstände

Ist das Gerät nur für einen ganz bestimmten Apparat gedacht oder gar in diesen eingebaut, so wird man die Anordnung nach Fig. 77 bevorzugen, wo durch Einschalten von Widerständen die Spannungen auf das gewünschte Maß herabgesetzt werden. Diese sind dann von der Belastung abhängig, die Anordnung bietet aber den Vorteil, den Gleichrichter und vor allem die Siebkette nicht vorzubelasten. Diese Ausführungsart wird bei dem später beschriebenen Empfänger verwandt. Bei beiden Schaltungen müssen die Abgriffe, bevor sie zum Empfänger kommen, verblockt werden, wie in der Schaltung angedeutet ist.

Durch die zuletzt beschriebene Kondensator-Widerstandskette kann man bei Sende-Empfangsbetrieb den Sendergleichrichter mit für den Empfänger benutzen, wenn die Senderspannung nicht zu hoch ist. Ein besonderer Empfängergleichrichter wird dadurch erspart. Die Widerstände der Kette müssen nur hoch genug gewählt werden, um auf etwa 200 Volt für die Anode der Endröhre zu kommen. Die Messung muß unter Last erfolgen. Die kleineren Spannungen werden durch besondere Widerstände hergestellt.

Für Netzanschluß lassen sich heute wohl alle Schaltungen verwenden, die für Batteriebetrieb entwickelt worden sind. Je einfacher eine Schaltung, und je weniger Röhren sie enthält, desto einfacher ist der Vollnetzbetrieb einzurichten. Netzanodenbetrieb allein ist stets befriedigend möglich. Um die Röhrenzahl zu beschränken, lohnt es sich daher, Kunstsaltungen, Pentoden oder sonstige Mittel anzuwenden.

Indirekt geheizte Röhren sind für guten Betrieb in Hochfrequenzverstärker- und Audionstufen unbedingt nötig, in den meisten Fällen auch bei Widerstandsverstärkerstufen außer der Endstufe. Diese wird ebenso, wie irgendwelche Hilfsoszillatoren oder Ueberlagerer fast stets direkt geheizt. Direkte Heizung bedingt eine Zuführung des negativen Anodenstromes an die elektrische Mitte des Fadens, da die geringste Unsymmetrie Brummen hervorruft. Man muß parallel zur Heizung ein Potentiometer legen, mit dem der neutrale Punkt sorgfältig eingestellt werden kann. Ein gewöhnlicher, mit-tergezapfter Widerstand oder die Windungsmittle der Heizwicklung genügt nicht. — Man kann auch noch eine Kompensation übrigbleibender Geräusche erreichen. Das Potentiometer wird zweckmäßigerweise mit Blockkondensatoren überbrückt.

Niederfrequenzverstärker mit Transformatoren können bei sehr sorgfältigem Aufbau in manchen Fällen direkt geheizt werden. Die Transformatoren dürfen nicht durch Wechselstromstrefelder beeinflusst werden. Besonders beim Zusammenbau von Netzteil und Empfänger tritt oft eine Beeinflussung der Transformatoren durch die Felder der Drosseln oder Netztransformatoren ein. Darum muß in solchen Fällen eine sorgfältige Panzerung vorgenommen werden.

Widerstandsverstärker werden durch Streufelder weit weniger beeinflusst, sie erfordern aber meist indirekt geheizte Röhren.

Sämtliche Leitungen innerhalb des Empfängers, welche Wechselstrom führen, also die Heizleitungen, Speiseleitungen für Skalenbeleuchtung u. dgl. müssen stets eng aneinander und verdrillt verlegt werden, um keine Störfelder zu erzeugen. Günstig ist es auch noch, sie zu panzern. Auf diesen Punkt muß sehr sorgfältig geachtet werden.

Bei regelbaren Spannungen, wie z. B. Spannungsregelung der Rückkopplung am Audion, ist zu beachten, daß dies nicht durch Vorschaltwiderstände geschehen kann, da dann viel zu große Regelbereiche nötig würden, was Unstabilitäten begünstigt. Man muß Potentiometeranordnungen benutzen, deren Stromverbrauch groß ist gegen den Anschluß, an welchem die geregelte Spannung liegt. Die Ursache dieser Erscheinung ist der sehr viel höhere innere Widerstand eines Netzgerätes gegenüber einer Batterie. Aus nachfolgendem Beispiel kann eine solche Potentiometeranordnung ersehen werden.

Der in Fig. 78 in Vorderansicht und in Fig. 79 in Innenansicht dargestellte Vollnetz-Kurzwellenempfänger zeigt getrennten Aufbau von Netzteil und Empfänger. Es hat sich später herausgestellt, daß dies nicht nötig ist. Fig. 80 zeigt einen Empfänger der gleichen Schaltung, bei welchem beide Teile zusammengebaut sind. Bei diesen Empfängern sind alle Vorkehrungen getroffen, aus den beiden vorhandenen Stufen alles das herauszuholen, was möglich ist. Die Empfänger sind für Reisebetrieb bestimmt und mußten daher leicht und klein sein. Die Anordnung ist Schirmgitteraudion-Pentode in Widerstandskopplung. Die Audionröhre ist

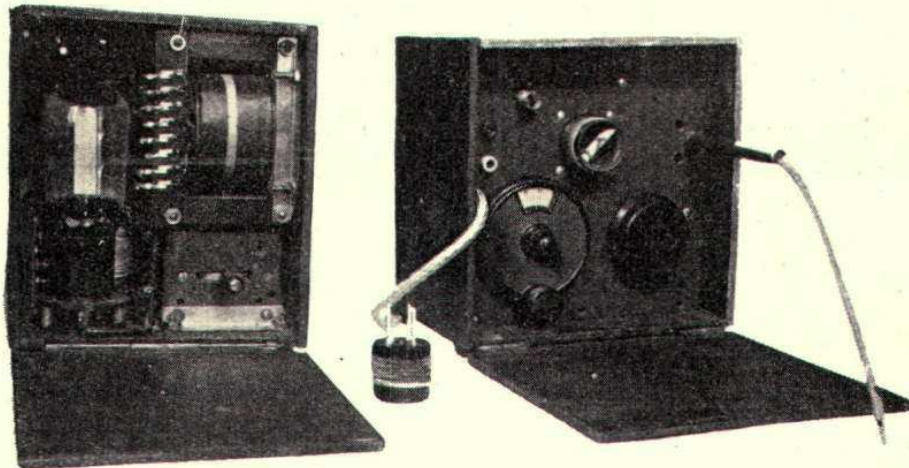


Fig. 78  
Empfänger mit getrenntem Netzanschluß

indirekt geheizt, die Endröhre direkt. Die Schaltung und Dimensionierung der Teile ist in Fig. 81 dargestellt. Der Netzteil hat Widerstands-Kondensator-kette. Er ist so dimensioniert, daß noch ein Kleinsender von 10-15 Watt Input versorgt werden kann (gemeinsames Netzanschlußgerät). In den Eingang der Filterkette ist eine kleine Drossel eingebaut, die bei Senderbetrieb allein benutzt wird und die bei Kristallsteuerung ausreicht. Bei reinem Empfangsbetrieb kann diese durch einen Hochohmwiderstand ersetzt werden. Die Widerstände müssen von der „Superwatt“-Form sein, da sie beträchtliche Leistungen zu vernichten haben. Man kann aber auch mehrere Widerstände geringerer Bemessung parallel schalten. Bei einem Empfängerstrom von 10 Milliampere beträgt die Gleichrichterspannung 550 Volt. Die Widerstandskette setzt diese auf 250 Volt herab, welche den beiden Röhren zugeführt wird. Die Spannung von 80 Volt für das Schirmgitter der Pentode wird durch einen Vorschaltwiderstand von den 250 Volt abgegriffen. An diese Spannung ist auch das Potentiometer zur Reglung der Audion-Schirmgitterspannung angeschlossen. Die Audionschaltung ist eine Schnellschaltung. Der Rückkopplungsblock ist auswechselbar, wie dies im Abschnitt über die Dimensionierung des Audions empfohlen wurde. Empfänger Fig. 78 und 79 enthält einen Ausgangstransformator, der eine bessere Anpassung der Pentode an das Telephon erlaubt. Wechselstromleitungen sind sorgfältig verdrillt und gepanzert worden. Die Leistung dieser Empfänger ist gleich der eines normalen Dreiröhrenapparates, die Störungsfreiheit erheblich größer.

Da die Inbetriebsetzung von Netzempfänger in einigen Fällen ganz besondere Schwierigkeiten bereitet, sollen im folgenden noch einige Winke gegeben werden.

Netzteil: Der Kern des Netztransformators muß vor allem bei gleichzeitiger Heizung der Empfängerröhren ausreichend bemessen sein, damit bei starkem Anodenstromverbrauch die Heizspannung nicht beeinflußt wird (sinkt). Durch solche Abhängigkeiten können anscheinend rätselhafte Störungen in den Apparat hineingebracht werden. Besser ist es dann, einen gesonderten Heiztransformator zu benutzen. — Der Mittelabgriff der Heizwicklung ist nicht zu benutzen, insbesondere nicht bei direkter Heizung der

Endröhre. Die beschriebene Potentiometeranordnung bringt einwandfreie Resultate. — Der negative Pol des Netzgerätes ist an die elektrische Mitte der Gleichrichterröhren-Heizung zu legen. Hier genügt Mittelabgriff oder fester

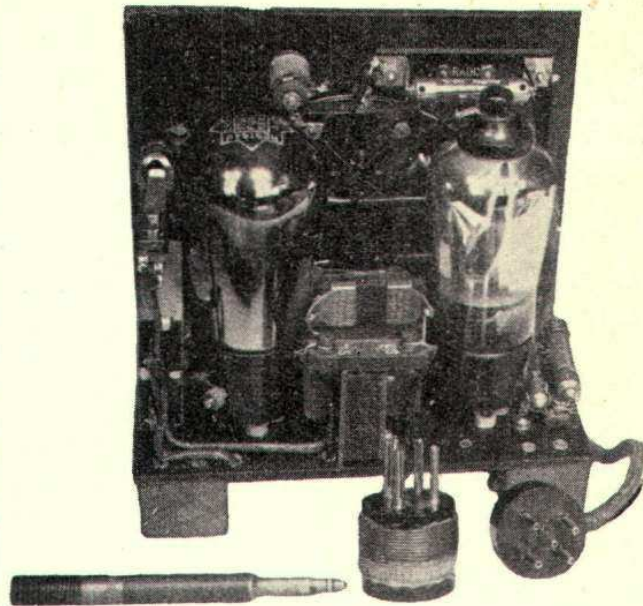


Fig. 79  
Innenansicht des Empfängers

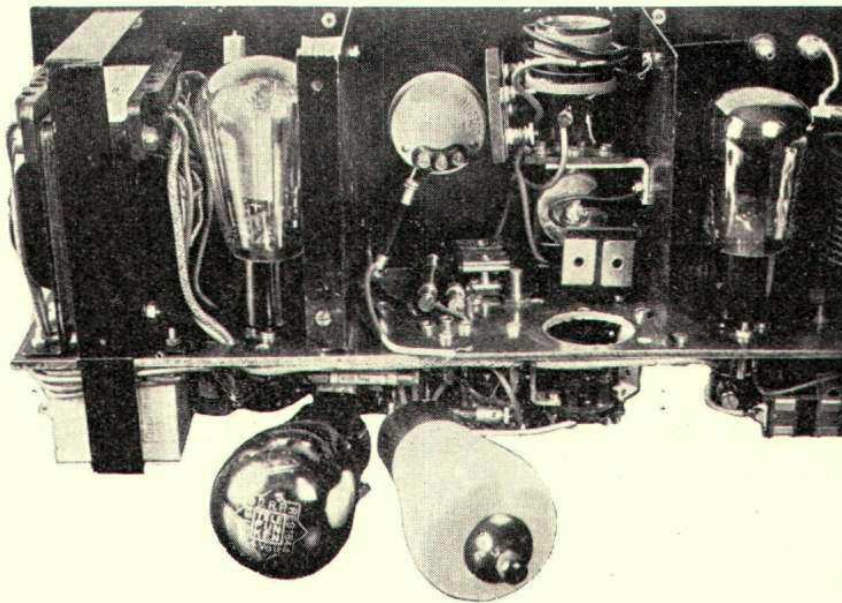


Fig. 80  
Empfänger mit kombiniertem Netzanschluß

Spannungsteiler. — Die beiden kleinen Ausgleichskondensatoren  $2 \times 0,1$  Mf. an der Anodenwicklung des Transformators sind nicht in allen Fällen angebracht. Es muß probiert werden, ob die Brummfreiheit mit oder ohne





## 5. Frequenzmesser

Für den Sendeamateur sollte an zweiter Stelle nach dem Empfänger nicht der Sender, sondern zunächst der Frequenzmesser stehen. Abgesehen davon, daß kein ernster Amateur bei Erweiterungen seines Empfängers, etwaiger Konstruktion neuer Empfangsgeräte usw. auf planloses Herumprobieren angewiesen sein möchte, ist das Arbeiten mit Sendern in der heutigen Zeit ohne Frequenzmesser nahezu undenkbar. Die den Amateuren zur Verfügung stehenden Frequenzbänder sind derartig schmal, daß man sehr leicht Gefahr läuft, außerhalb des Bandes zu geraten und dann unter Umständen wichtige kommerzielle Dienste zu stören. Gerade das letztere muß aber sowohl im Interesse der Allgemeinheit als auch der Amateure vermieden werden. Kommen häufiger Störungen von kommerziellen Stationen vor, so wird das notwendigerweise zur Folge haben, daß die Amateurbänder immer noch mehr beschnitten werden. Von der Genauigkeit der Frequenzmessung hängt natürlich stark die wirklich ausnutzbare Breite der Bänder ab. Denn, wenn man zum Beispiel einen Frequenzmesser benutzt, dessen Genauigkeit nicht mehr als  $\pm 1\%$  beträgt, so sind auf dem 14 Megahertz-Band (14,0 bis 14,4 MHz.) nicht mehr 400 Kilohertz benutzbar, sondern nur noch etwa 120. Ähnlich liegen die Verhältnisse bei den anderen Frequenzbändern. Bei so geringer Genauigkeit ist also ein Verlust an Bewegungsfreiheit unausbleiblich. Denn man darf ja nur innerhalb der Grenzen seinen Sender betreiben, die durch genügenden Abstand von den wirklichen Grenzen unter Berücksichtigung des Meßfehlers bezeichnet sind. Hieraus erhellt ohne weiteres die große Bedeutung, die der Besitz eines wirklich zuverlässigen und genauen Frequenzmessers hat. Von einem Amateur, der wirklich nicht nur die Beschäftigung mit den kurzen Wellen als Spielerei ansieht, sondern ernsthaft arbeiten will, muß man verlangen können, daß er nicht nur imstande ist, einen brauchbaren Frequenzmesser zu bauen, sondern ihn auch mit hoher Genauigkeit zu eichen. Im folgenden sollen daher die grundlegenden Fragen besprochen werden, die bei Entwurf, Bau, Eichung und Anwendung des Frequenzmessers auftauchen können.

Bevor auf die eigentlichen Konstruktionseinzelheiten und die Dimensionierung eingegangen wird, muß von den zu einem Frequenzmesser gehörigen Einzelteilen die Rede sein. Da es sich in den allermeisten Fällen darum handelt, einen gewissen Frequenzbereich mit dem Meßgerät zu überdecken, so ist es erforderlich, von den frequenzbestimmenden Teilen, also Kapazität oder Selbstinduktion den einen veränderlich zu machen. Infolge der größeren Einfachheit, die Kapazität variabel zu gestalten, wird diese Methode fast allgemein angewendet. An die hierzu benutzten Drehkondensatoren muß man ganz besondere Anforderungen stellen. Da es sich häufig bei Frequenzmessern

um einfache Schwingungskreise handelt, bei denen die Genauigkeit der Messung von der Größe oder richtiger Kleinheit des logarithmischen Dämpfungsdekrementes abhängt, ist in erster Linie auf weitgehende Verlustarmut größter Wert zu legen. Naturgemäß ist der Preis eines guten Drehkondensators recht hoch, so daß hier häufig Kompromisse geschlossen werden müssen. Bei guten Kondensatoren werden die Plattensätze durch Quarz, Bernstein oder hochwertiges Glas voneinander isoliert. Hartgummi erster Qualität ist auch verwendbar, hat aber den Nachteil geringer mechanischer Festigkeit und des Ausschwitzens von Schwefel im Laufe der Zeit, so daß sich hier häufig starke zeitliche Veränderungen bemerkbar machen, die ihre Auswirkung auf die Konstanz der Eichung haben. Daß ein Meßgerät, dessen Eichung nicht wenigstens über eine längere Zeitdauer konstant bleibt, nur minimalen Wert hat, versteht sich von selbst. Nicht allein die Qualität des Isolationsmaterials ist von Bedeutung, sondern auch die Art seiner Anbringung. Deckplatten des Kondensators aus dem Isoliermaterial herzustellen, ist abwegig. Vielmehr soll die Isolation stets an Stellen kleinster Feldstärke angebracht sein. Die Lagerung muß sehr gut sein, damit die Gefahr eines Auslaufens und damit der Zerstörung der Eichung weitgehend herabgesetzt wird. Der Abstand der Platten ist insofern von Bedeutung, als eine kleine Lageänderung der einen oder der anderen Platte um so mehr Einfluß auf die Eichung hat, je kleiner der Plattenabstand ist. Große Plattenstärke ist der beste Schutz gegen Verbiegung. Vermeidbar ist eine Kapazitätsänderung bei Verbiegung der Platten bzw. axialer Verschiebung derselben nur, wenn man sogenannte Serien-Kapazitäts-Kondensatoren anwendet, die in amerikanischen Zeitschriften vielfach erwähnt wurden. Sie haben ihren Namen daher, daß bei ihnen gewissermaßen zwei Kondensatoren in Reihe liegen: Zwei Statorplatten steht eine Rotorplatte gegenüber. Der Anschluß geschieht nun so, daß nur die beiden Statoren in den Schwingkreis geschaltet werden, so daß die Kapazitäten von Stator I gegen Rotor und Rotor gegen Stator II in Serie liegen. Wie sich rechnerisch leicht nachweisen läßt, ist dann eine Lageveränderung des Rotors bzw. seiner Platte in axialer Richtung ohne Einfluß auf die Kapazität. Ein weiterer Vorteil dieser Anordnung ist, daß man die Stromzuführung zum Rotor spart, die häufig Schwierigkeiten bereitet. Bei normalen Kondensatoren ist auf diese Stromzuführung ein besonderes Augenmerk zu richten. Zu verwerfen sind alle mehrfach gewundenen Litzen oder Spiralfedern. Schleifkontakte sind meist unzuverlässig und können alle Sorgfalt bei möglichster Herabdrückung der Verluste wieder zunichte machen. Einwandfrei ist eine Zuführung durch eine Mehrfachlitze, die auf möglichst kurzem Wege von der Anschlußklemme zum Rotorplattensatz geführt ist. Von großer Wichtigkeit ist außerdem die Verwendung einer zweckmäßigen Einstellvorrichtung für den Drehkondensator. Sie muß unbedingt so hoch übersetzt sein, daß bei Einstellung auf Resonanz keine Schwierigkeiten auftreten. Damit man auch die mögliche Genauigkeit eines Frequenzmessers voll ausnutzen kann, ist die Skala vorteilhaft mit sehr feiner Unterteilung zu wählen; empfehlenswert ist stets die Verwendung eines Nonius, um auch Bruchteile eines Grades noch sicher ablesen zu können. Die Skalenstriche müssen sehr fein sein, da bei zu groben Teilstrichen die Ablesegenauigkeit herabgesetzt wird. Die größte Konstanz eines Frequenzmessers und die Möglichkeit, auf 0,001% genau zu messen nutzt wenig, wenn die Ablesefehler

die effektive Genauigkeit einer Messung auf 0,01% oder noch weniger herabsetzen.

Der zweite, wichtige Bestandteil eines Frequenzmessers ist die Selbstinduktion. Sie muß natürlich denselben Forderungen an Konstanz und Verlustarmut genügen, wie die variable Kapazität. Wie die Erfahrung lehrt, ist es sehr viel schwieriger, eine Spule mit großer zeitlicher Konstanz auszuführen, als einen Drehkondensator. Man ist hier leider noch häufiger gezwungen, Kompromisse zu schließen. Die beste Spule ist eine freitragende Zylinderspule aus starkem Kupferrohr, das an möglichst wenig Stellen von erstklassiger Isolation gestützt wird. Da Kupfer an der Luft aber stets einer Oxydation unterworfen ist und eine Versilberung unter Umständen ebensowenig den Einflüssen der Atmosphäre widersteht, wird sehr häufig eine Lackierung der Oberfläche vorgenommen, die infolge der dielektrischen Verluste und deren Inkonzanz den Wert der Spule beeinträchtigt. Um mechanische Veränderungen zu vermeiden, muß sehr kräftiges Isoliermaterial von großer mechanischer Festigkeit Anwendung finden, was ebenfalls wieder eine Erhöhung der Verluste bedingt. Aus Mißtrauen gegen die Konstanz derartiger, freitragender Spulen sieht man von ihrer Verwendung im Frequenzmesser meist überhaupt ab und benutzt einen festen Wickelkörper, auf dem die Spulenwindungen nachher durch eine entsprechende Vergußmasse festgelegt werden. Man verzichtet also zugunsten der Konstanz auf die größtmögliche Verlustfreiheit. So sind zum Beispiel die Spulen des Normalfrequenzmessers der Physikalisch-Technischen Reichsanstalt in Berlin-Charlottenburg auf starke Porzellankörper gewickelt und die Wicklungen im Vakuum paraffiniert. Trotzdem ist eine zeitliche Konstanz bisher nicht in dem Maße zu erreichen gewesen, wie bei Drehkondensatoren. Für den Amateur, der nur einen beschränkten Raum für einen Frequenzmesser zur Verfügung haben wird, muß man derartig erheblichen Aufwand auch in dieser Richtung vermeiden und wird daher notwendigerweise zu den üblichen Spulenkörpern aus Bakelitrohr greifen müssen. Die Wandstärke soll nicht unter 1 mm betragen, um die Gefahr einer Deformation gering zu halten. Eine Festlegung der Wicklung durch Paraffinieren im Vakuum wird wohl ebenfalls mangels der hierzu erforderlichen Einrichtungen nicht möglich sein, so daß man darauf angewiesen ist, durch Tränken der Spule mit hochwertigem Isolierlack eine entsprechende Stabilität und weitgehende Unabhängigkeit von atmosphärischen Einflüssen zu erreichen. Schellack, der für derartige Zwecke noch vielfach verwendet wird, ist sehr ungünstig, da er hygroskopisch ist und außerdem eine recht beträchtliche Erhöhung der Dämpfung bedingt. Die Drahtstärke soll groß gewählt werden und die Isolation aus zweimaliger Baumwollumspinnung bestehen, da Baumwolle von den zur Drahtisolation üblichen Fasern die geringsten dielektrischen Verluste besitzt. Die Feuchtigkeitsempfindlichkeit dieses Isolierstoffes ist belanglos, da sie durch die Lackierung ausgeschaltet wird.

Eine wesentlich geringere Rolle spielen etwaige Verluste in Drehkondensator oder Spule bei der Klasse der Frequenzmesser, die mit einer Röhre als Schwingungserzeuger zusammen arbeiten, da ja hier etwa auftretende Verluste durch die Röhre (aus deren Stromquellen) wieder ausgeglichen werden. Man muß nur darauf achten, daß die positive Dämpfung durch die Bestandteile des Schwingungskreises nicht größer wird als die von der

Röhre erhaltbare negative Dämpfung, da in diesem Fall keine Schwingungen aufrechterhalten werden können. Das wird sich aber stets erreichen lassen. Bei den sogenannten Röhrenfrequenzmessern ist man daher — außer anderen Vorzügen dieser Type — in der angenehmen Lage, die Konstanz auf Kosten der Verlustfreiheit steigern zu können, ohne dadurch eine Verminderung der Meßgenauigkeit in Kauf nehmen zu müssen. Das ist wohl mit ein Grund, weshalb sich Frequenzmesser mit schwingenden Röhren einer immer wachsenden Beliebtheit erfreuen.

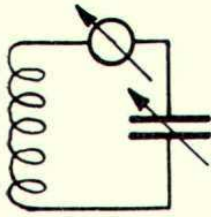


Fig. 82  
Einfacher Meßkreis

Bei allen Frequenzmessern, die nicht, wie etwa die schwingende Type, Resonanz akustisch anzeigen, ist irgendein Meßinstrument erforderlich. Im folgenden sollen kurz die hauptsächlich verwendeten Indikatoren besprochen werden. Vorweg erwähnt sei der direkt zeigende Frequenzmesser, der gewissermaßen Frequenzmesser und Indikator in einem Instrument vereinigt. Hierbei liegen bei einer Ausführungsform sowohl im kapazitiven als auch im induktiven Ast des Schwingkreises je ein Hitzdrahtinstrument, die je nach der dem Schwingkreis aufgedrückten Frequenz bestimmte Werte anzeigen. Man kann daher für den Schnittpunkt der beiden sich kreuzenden Zeiger eine Eichkurve in Frequenzen aufzeichnen. Es ist noch eine ganze Reihe ähnlicher direkt zeigender Instrumente angegeben worden, für den Amateur haben sie nur geringe Bedeutung, da sie alle einen nicht unbeträchtlichen Leistungsverbrauch besitzen, der größenordnungsgemäß meist höher liegt, als die gesamte Strahlenergie eines kleinen Amateursenders. Bei Verwendung eines Schwingungskreises, der jeweils auf Resonanz eingestellt wird, kann man den in diesem Falle auftretenden Maximalwert des Stromes im Meßkreis am einfachsten durch Einschaltung eines Stromindikators Fig. 82 in den Schwingungskreis feststellen. Hierzu kann ein empfindliches Hitzdraht-, besser ein Thermoinstrument verwendet werden. Da beide Instrumententypen einen recht beachtlichen Widerstand besitzen, ist mit ihrer Einschaltung in den Schwingungskreis eine erhebliche Erhöhung der Dämpfung verbunden, so daß die Resonanzstromstärke mit Verstimmung des Kreises zunächst nur wenig abfällt (breite Resonanzkurve), also eine genaue Ablesung der Resonanzfrequenz nicht möglich ist. Dasselbe gilt auch für die in Fig. 83 gezeichnete Anordnung, bei der die am Kreise liegende Wechselspannung einem Detektor zugeführt wird, dessen gleichgerichteter Strom durch ein Galvanometer angezeigt wird. Hierbei kommt noch die Schwierigkeit hinzu, daß sich bei Veränderung der Detektoreinstellung auch der Verlustwiderstand des Schwingungskreises und damit die Eichung verändert. Der Vorteil der Kombination von Detektor und Galvanometer liegt in seiner wesentlich höheren Empfindlichkeit gegenüber etwa einem Thermoinstrument. Man hat daher zunächst die Dämpfung und die „Detektorrückwirkung“ zu verkleinern gesucht, indem man den Detektorkreis nicht galvanisch und vor allen Dingen nicht derartig fest mit dem Meßkreis koppelte. Die induktive Kopplung (Fig. 84) des

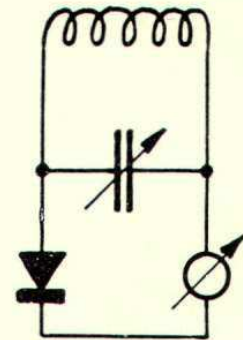


Fig. 83  
Einfacher Meßkreis  
mit Detektor

Indikatorkreises ist übrigens auch in der Physikalisch-Technischen Reichsanstalt seit langer Zeit in Benutzung. Die Schwierigkeit, einen derartigen Indikatorkreis in bezug auf seine Kopplung mit dem Meßkreis so zu dimensionieren, daß eine Veränderung des Detektorwiderstandes, mit der man ja auch bei sogenannten konstanten Detektoren immer rechnen muß, über den Kopplungsgrad auf den Schwingungskreis umgerechnet einen vernachlässigbaren Einfluß auf die Eichung hat und die Notwendigkeit, in diesem Falle sehr empfindliche (Spiegel-)Galvanometer zu verwenden, macht diese Methode für den Amateur, dem ja nicht allgemein die notwendigen Kenntnisse und Erfahrungen auf diesem Spezialgebiet zur Verfügung stehen, weniger geeignet. Klarer zu übersehen und auch für den Amateur leichter zu dimensionieren ist die Methode der galvanischen Ankopplung des Detektorkreises durch einen kleinen Ohmschen Widerstand, der in den Schwingkreis gelegt wird. Die Dämpfungserhöhung kann bei einigermaßen empfindlichen Galvanometern (Zeigerinstrumenten) in zulässigen Grenzen gehalten werden. Fig. 85 zeigt hier die übliche Schaltung. Macht man den Kopplungswiderstand hinreichend klein, was ja hinsichtlich der Dämpfung notwendig ist, so kann man leicht rechnerisch nachweisen, daß der Einfluß selbst einer 100%igen

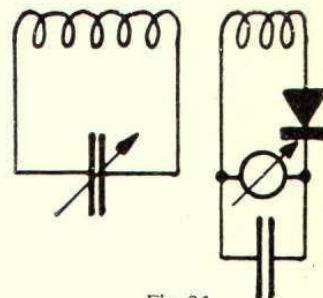


Fig. 84  
Induktiv angekoppelter Meßkreis

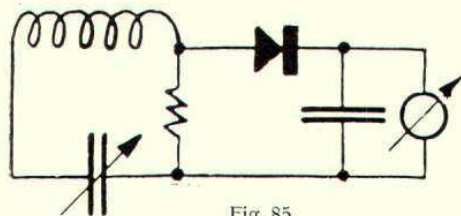


Fig. 85  
Galvanisch angekoppelter Meßkreis

Aenderung des Detektorwiderstandes auf die Eichung von so kleinem Einfluß ist, daß sie bei weitem unter dem Ablesefehler bleibt. Eine Indikationsmethode, die einige Beachtung verdient, ist die Messung der Spannung am Schwingungskreis durch ein statisches, vorzugsweise ein Röhrenvoltmeter (Fig. 86). Die Notwendigkeit von besonderen Stromquellen ist nicht so störend, da man durch Verwendung beispielsweise einer Doppelgitterröhre mit nur einer kleinen Heizbatterie auskommt. Eine Konstanz der Stromquelle ist obendrein nicht einmal erforderlich, da ja lediglich eine Relativmessung vorliegt. Der Nachteil der Anordnung ist, daß ja die Röhrenkapazität mit in die Messung eingeht und durch etwaige Inkonzanz hier viel verdorben werden kann. Eine erhebliche Verkleinerung des hierdurch möglichen Fehlers ist durch Verwendung großer Anfangskapazitäten im Schwingkreis erreichbar, worauf weiter unten bei der Besprechung der Dimensionierung von Schwingungskreisen für Frequenzmesser noch näher eingegangen werden soll. Die Einstellung auf die Resonanzfrequenz geht nun zweckmäßigerweise so vor sich, daß man zunächst den Maximalausschlag

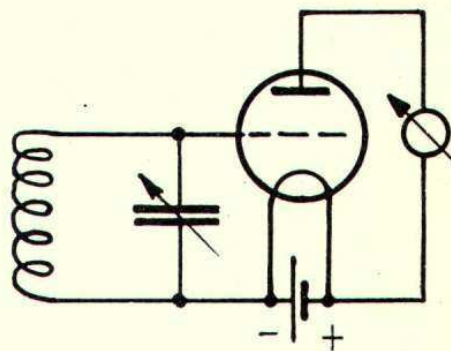


Fig. 86  
Röhrenvoltmeter als Indikator

am Indikator einstellt und dann, unter der stillschweigenden Voraussetzung, daß die Resonanzkurve auf beiden Seiten dieselbe Steilheit aufweist, nach beiden Seiten so weit verstimmt, daß der Instrumentausschlag auf den halben bzw. beim Röhrenvoltmeter auf den  $\frac{1}{\sqrt{2}}$  fachen Betrag sinkt. Die zwi-

schen diesen beiden Werten liegende Frequenz ist dann die gesuchte Resonanzfrequenz. Eine Methode, die in Amateurkreisen sich weitester Verbreitung wegen ihrer Einfachheit erfreut, ist die Anwendung der Tatsache, daß einem schwingenden Kreis, den man mit dem Meßkreis koppelt, Energie entzogen wird, was bei genügend fester Kopplung zum Aussetzen der Schwingungen führen kann. Die vielfach übliche Bestimmung der Resonanz durch

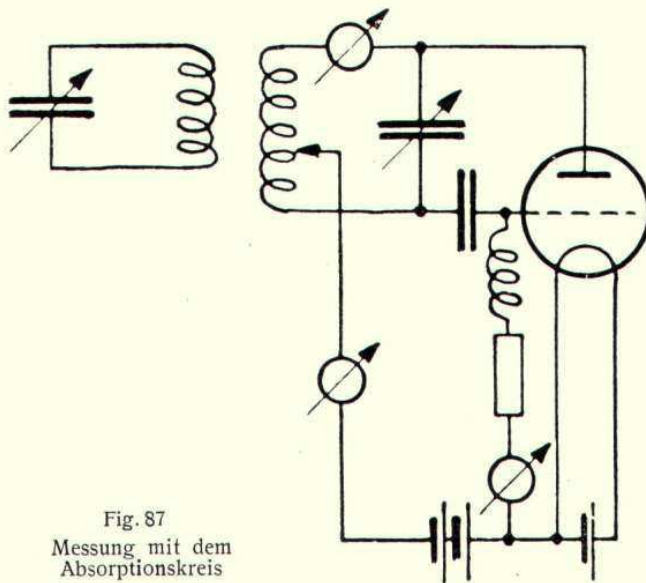


Fig. 87  
Messung mit dem  
Absorptionskreis

das im schwingenden Empfänger hörbare Aussetzen der Schwingungen bei fester Kopplung des „Absorptionskreises“ ist weniger zu empfehlen, da hierbei eine sehr erhebliche Verstimmung des Empfängerkreises auftritt, die das Meßergebnis fälscht. Besser ist schon, die Kopplung so lose zu machen, daß kein Aussetzen der Schwingungen mehr auftritt, sondern sie nur so weit zu treiben, daß ein im Anodenkreis des Empfängerrohres liegendes Meßinstrument eine

Ausschlagsänderung anzeigt. Bei Sendern kann auch ein Stromindikator im Schwingungskreis selbst oder noch besser das Gitterstrominstrument verwendet werden (Fig. 87). Die Genauigkeit ist auch hier kaum groß genug zu erhalten, um den heutigen großen Anforderungen an einen Frequenzmesser für den Amateurbetrieb voll gerecht werden zu können. Der Absorptionskreis ist aber bei richtiger Anwendung besser als sein Ruf. Man muß nur einen Kunstgriff verwenden, um die Meßgenauigkeit weit genug zu treiben. Diese nun zu besprechende Methode wurde unter anderen von C. B. Aiken in den „Proceedings of the Institute of Radio Engineers“ 1928 angegeben. Hat man einen schwingenden Empfänger auf Resonanz mit der zu messenden Frequenz beispielsweise eines empfangenen ungedämpften Senders abgestimmt, koppelt den Absorptionskreis an und verändert dessen Frequenz kontinuierlich über die Resonanzfrequenz hinweg, so beobachtet man das plötzliche Auftreten eines Ueberlagerungstones, der dann verschwindet, um gleich darauf nochmals aufzutreten und dann endgültig zu verschwinden. Genügend lose Kopplung ist hierbei Voraussetzung. Wie sich aus der Rechnung ergibt, ändert sich die Induktivität des Empfängerkreises, und zwar hat sie bei Resonanz mit dem Meßkreis wieder den ursprünglichen Wert. Die Änderung der Induktivität mit der Frequenz des Ab-

sorptionskreises ist in Fig. 88 dargestellt. Sie stellt mit entsprechend anders gewähltem Ordinatenmaßstab also auch die Änderung der Frequenz dar. Die Abstimmung am Saugkreis ist hierbei von dem Kopplungskoeffizienten mit der Selbstinduktion des Empfangskreises abhängig, man kann daher derartige Frequenzmesser infolge der Frequenzabhängigkeit der Kopplung nur für einen beschränkten Bereich und auch nur unter der Voraussetzung des festen Zusammenbaus verwenden. Kann man einen Hilfsoszillator verwenden, dessen Nahfeld erheblich stärker ist, so wird durch die Größe des Kopplungsgrades nur die Dämpfung, nicht aber die Abstimmung des Meßkreises

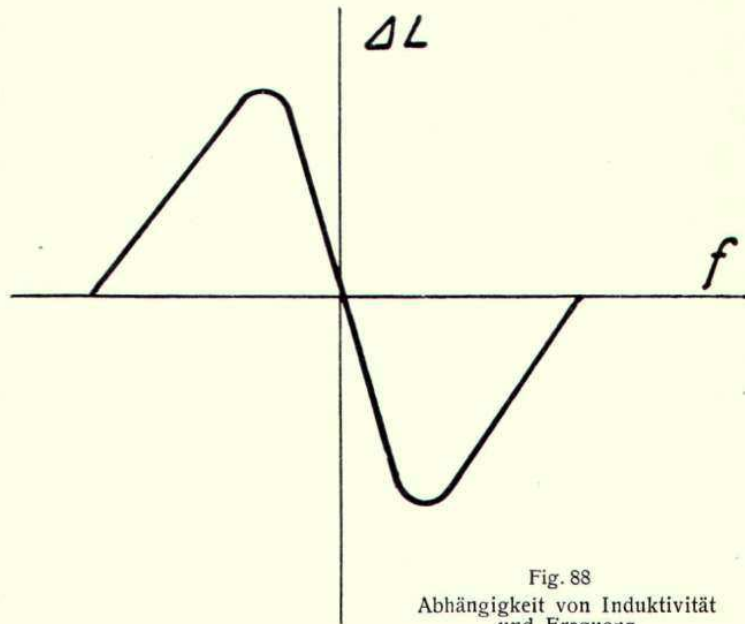


Fig. 88  
Abhängigkeit von Induktivität  
und Frequenz

geändert. In den meisten Amateurstationen wird die Möglichkeit bestehen, einen getrennten Hilfsoszillator zu verwenden, der ja meist in Gestalt eines Tonprüfers (Monitors) zur Verfügung steht und sowieso einen unentbehrlichen Bestandteil der Sendestation bildet. Zur Vornahme von Messungen ist es erwünscht, den Rückkopplungsgrad verändern und einen Niederfrequenzverstärker anschalten zu können, um mit Lautsprecher zu arbeiten. Daß die

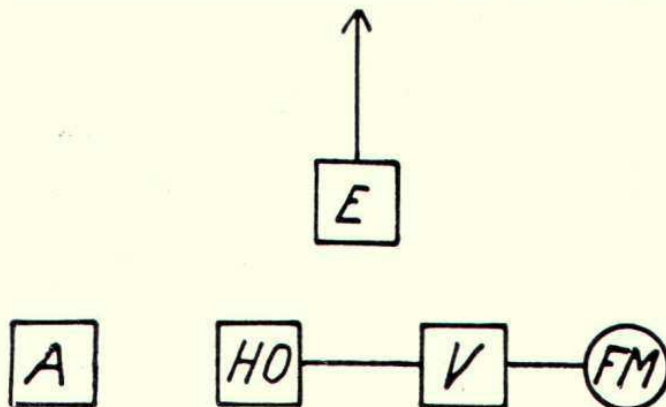


Fig. 89  
Resonanzanzeige mit Hilfsoszillator

Einstellbarkeit des Hilfsoszillators ausreichen muß, ist Voraussetzung. Eine Verfeinerung dieser Methode ist dadurch möglich, daß man nicht auf den Interferenzpunkt einstellt, sondern auf einen gut hörbaren Ton. Dieser Ton wird so gewählt, daß er mit einem außerdem vorhandenen Stimmgabeloszillator eine Schwebung bildet, deren Periode man bequem mit der Stopp-

uhr messen kann. Dann wird der Meßkreis angekoppelt und so eingestellt, daß genau dieselbe Anzahl Schwebungen festzustellen ist. Man kann so eine außerordentliche Genauigkeit erreichen. Man kann mit Hilfe dieser „Indikationsmethode“ dieselbe Meßgenauigkeit erreichen wie mit einem Fre-

quenzmesser mit schwingender Röhre, hat aber hierbei den Vorteil, daß man von etwaigen Aenderungen der Röhrendaten frei kommt. Wer im Besitze eines Zungenfrequenzmessers für Netzwechselstrom (50 Perioden) ist, kann bei entsprechender Verstärkung auch folgende sehr elegante Methode der Resonanzanzeige anwenden (Fig. 89). Die Frequenz des Hilfsoszillators  $H_0$  wird so eingestellt, daß sie mit der zu messenden, am Empfänger  $E$  eingestellten, einen Schwebungston von 50 Hertz bildet. Dann zeigt der Zungen-

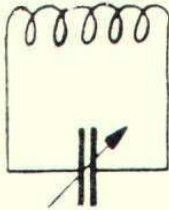


Fig. 90

frequenzmesser  $FM$ , der mittels eines entsprechenden Uebertragers an den Ausgang des Verstärkers  $V$  angeschlossen ist, diese Frequenz an. Nun erfolgt die Abstimmung des Absorptionskreises  $A$  so, daß nach erfolgter Abweichung von der Frequenz 50 diese wieder eingestellt wird. Bei weiterer Verstimmung ist dann wieder eine Abweichung und darauf Rückkehr zur selben Frequenz feststellbar. Man ist so in der Lage, am Meßinstrument direkt den Resonanzpunkt sowie den Durchgang durch diesen ablesen zu können, ist also nicht auf die mehr oder weniger große Zuverlässigkeit des menschlichen Ohres angewiesen.

Die Resonanzanzeige bei Röhrenfrequenzmessern ist durch Einstellung auf den Interferenzpunkt, oder genauer auf einen bestimmten Ueberlagerungston gegeben. Zu beachten ist bei allen Messungen mit Oszillatoren, daß die Kopplungen stets so gewählt werden müssen, daß keinerlei Mitnahmeercheinungen auftreten, da hierdurch die Meßergebnisse erheblich gefälscht werden können. Bei Verwendung von oben beschriebenen Indikatoren, wie Detektor usw. soll auch die Kopplung so lose wie möglich gewählt werden, um Verstimmungen des zu messenden Kreises so klein wie irgend zugänglich zu halten.

Außer der Forderung der größtmöglichen Konstanz und Verlustfreiheit der zu einem Frequenzmesser benutzten Teile ist auch ihre richtige Dimensionierung von ausschlaggebender Bedeutung. Es ist daher erforderlich, hierauf etwas näher einzugehen. Erfolgt die Auswahl von Kapazität und Selbstinduktion so, daß ein sehr großer Frequenzbereich überstrichen wird, so ist es oft sehr schwer, die Ablesegenauigkeit so weit zu treiben, wie dies im Interesse einer genauen Messung dringend erwünscht scheint. Ein einfaches Beispiel mag dies veranschaulichen. Ein Schwingungskreis (Fig. 90 und 91) habe bei entsprechender Selbstinduktion eine zirka 8 bis 64 cm veränderliche Kapazität. Dann ergibt sich beispielsweise eine Eichkurve wie in Fig. 92 I. Der Kreis hat also einen Frequenzbereich von rund 7 Megahertz. Bei einer 100 teiligen Skala und gleichmäßige Verteilung über die gesamte Skala vorausgesetzt, ergibt sich demnach ein ablesbarer Frequenzbereich von 70 Kilohertz, mit Nonius also 7 Kilohertz. Schaltet man

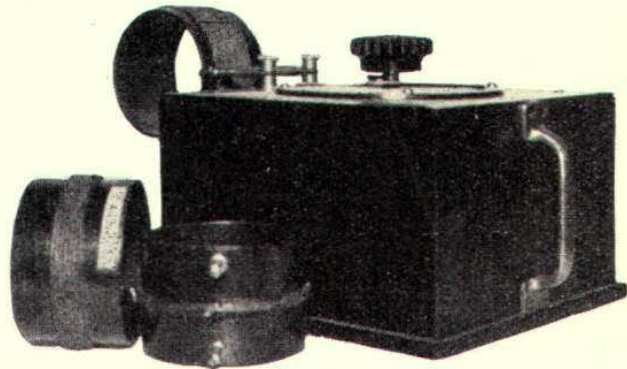


Fig. 91

Absorptionsfrequenzmesser



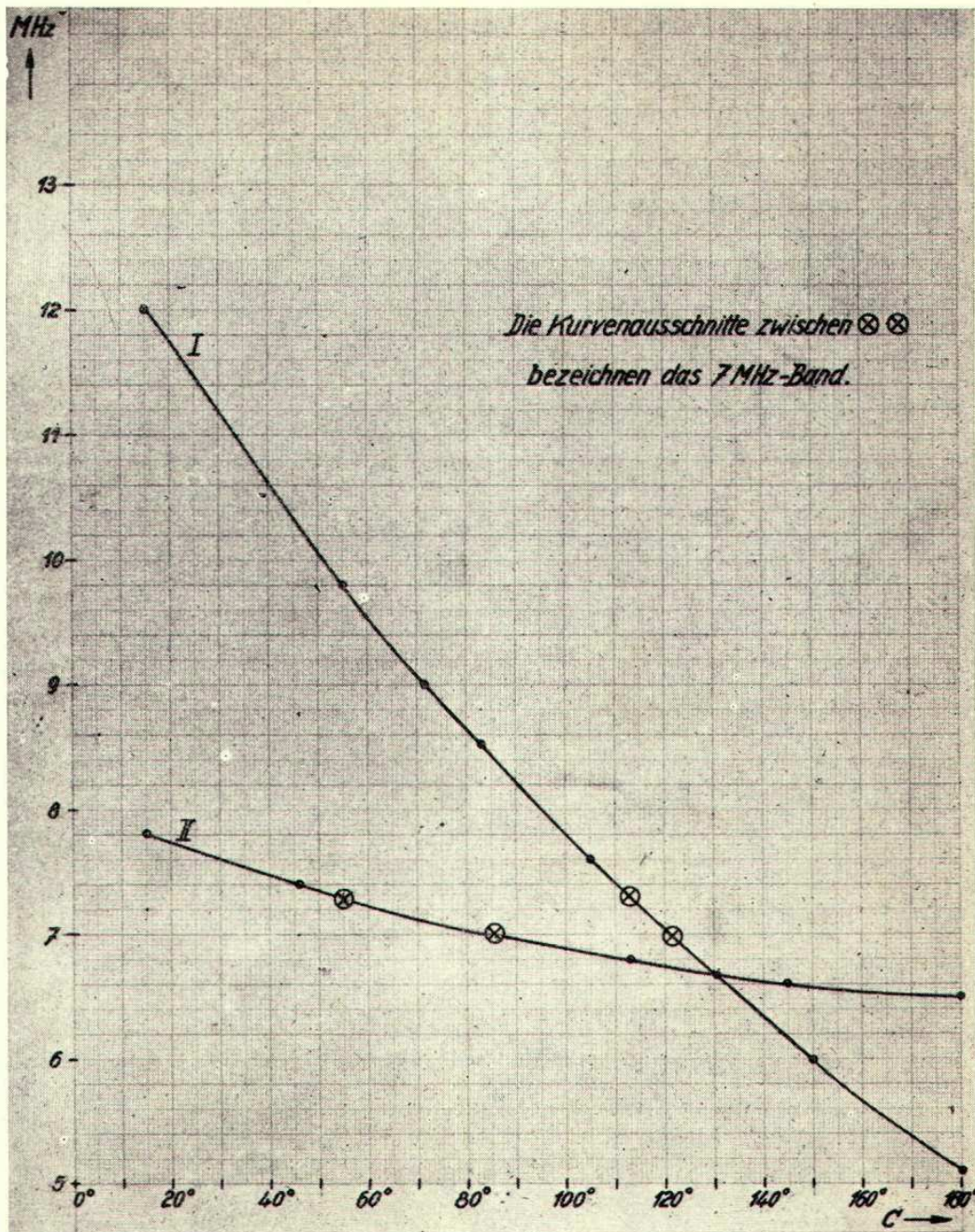


Fig. 92

zu dem Drehkondensator einen Festkondensator von 100 cm unter entsprechender Verkleinerung der Selbstinduktion parallel, so ergibt sich eine Eichkurve nach Fig. 92 II., somit also ein Variationsbereich von nur 1300 Kilohertz, was unter denselben Voraussetzungen wie vorher pro  $\frac{1}{10}$  Skalenteil 1,3 Kilohertz ergibt. Ist also vorher die Ablesegenauigkeit etwa  $\frac{1}{10}\%$ , so beträgt sie jetzt bereits sechsmal mehr. Die Kurve II der Fig. 92 ist in Fig. 93 als Kurve I noch einmal mit anderem Ordinatenmaßstab herausgezeichnet und eine weitere Kurve (II) eingezeichnet, die durch noch weiter-

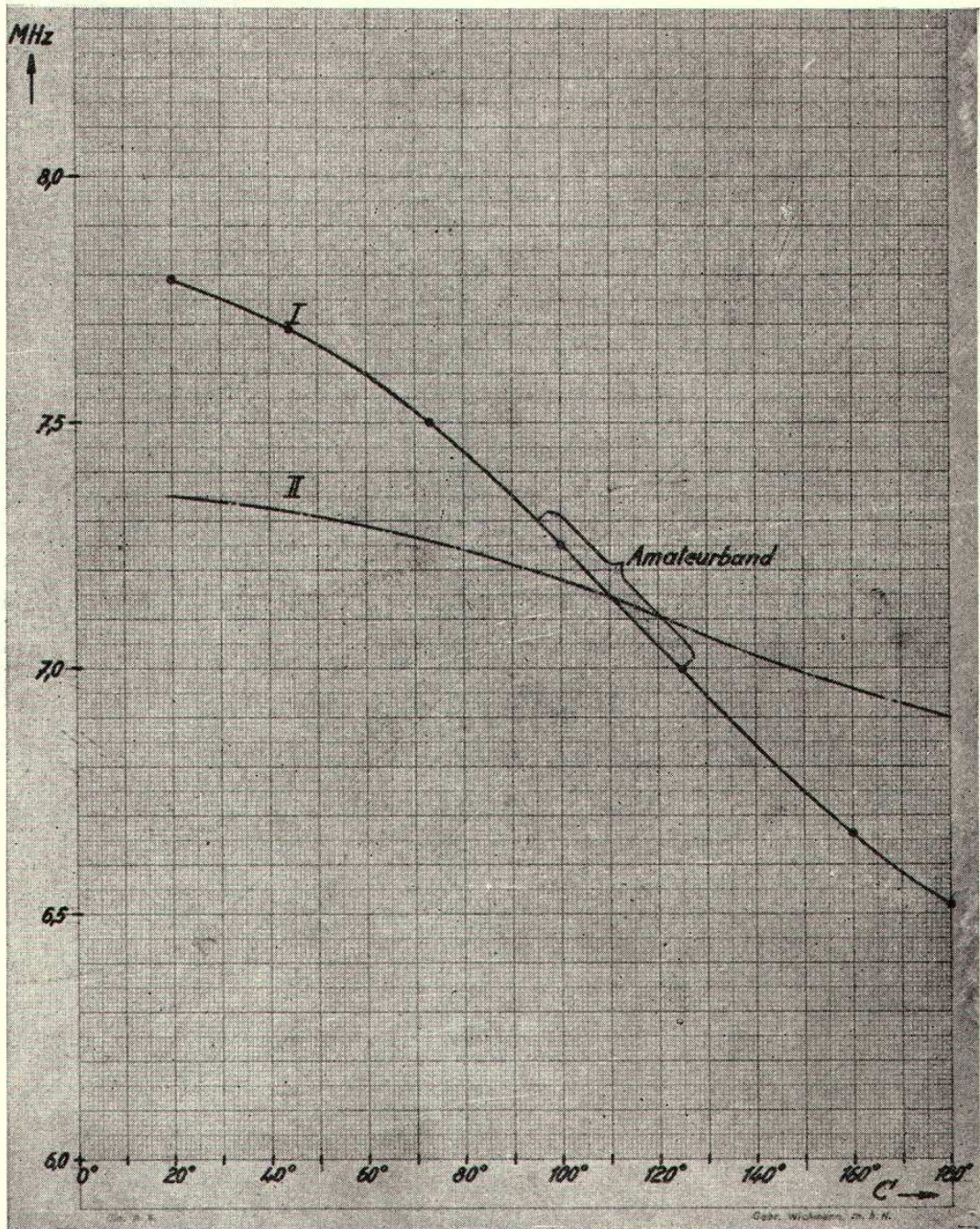


Fig. 93

gehende Herabsetzung des Variationsbereiches erhalten werden kann. Sie überdeckt mit ausreichender Ueberlappung gerade das 7 Megahertz-Band der Amateure, man nennt einen derartigen Frequenzmesser auch wohl „Band-Frequenzmesser“. Bei den 450 Kilohertz, die er überdeckt, ist die Ablesegenauigkeit bereits besser als  $\frac{1}{100}\%$ . Augenfalliger läßt sich die Abhängigkeit der erreichbaren Meßgenauigkeit von der zweckmäßigen Dimensionierung kaum darstellen. Da für den Amateur in erster Linie eine genaue Messung innerhalb der für den Amateurverkehr freigegebenen Frequenzbänder in Be-

tracht kommt, liegt es nahe, nur diese als Grundlage bei der Auswahl der Teile zu benutzen. Die Herabsetzung des Variationsbereiches kann auf verschiedene Weise erzielt werden. Die eben skizzierte Verwendung einer verhältnismäßig großen Anfangskapazität ist insofern sehr vorteilhaft, als hierdurch irgendwelche zusätzlichen Kapazitäten (etwa durch die bedienende Hand) und kleine zeitliche Kapazitätsänderungen sich viel weniger stark bemerkbar machen. Man kann auch Drehkondensatoren mit sehr kleinem Kapazitätsbereich und kleiner Anfangskapazität verwenden, geht dann aber der eben geschilderten Vorteile verlustig. Für den Amateur ist daher die zuerst angegebene Methode zu empfehlen. Zur Erleichterung der Auswahl der geeigneten Kapazitäten für den jeweils vorliegenden Fall ist eine Zusammenstellung von Nomogrammen für  $L$ ,  $C$  und  $f$  für die Amateurbänder beigefügt (s. Seite 302 ff.). Die Anwendung der Nomogramme ist wohl bekannt: man verbindet mittels eines Lineals die beiden bekannten Werte und liest dann an der dritten Skala den gesuchten Wert ab. Natürlich wird man bei der Dimensionierung so vorgehen müssen, daß man zunächst sich über die Größe der Kapazität klar wird und dann ungefähr die Spule schätzt bzw. berechnet. Dann wird man eine provisorische Eichung vornehmen und danach entscheiden, ob man noch Änderungen treffen muß oder ob der Frequenzbereich zusagt. Eine etwas größere Bandbreite wird man wohl stets vorsehen, um evtl. dicht oberhalb bzw. unterhalb des Amateurbandes sendende Stationen noch messen zu können. Wenn man nicht wie bei schwingenden Frequenzmessern die Oberschwingungen des beispielsweise für das 4 Megahertz-Band geeichten Frequenzmessers für die Messung in den anderen Bändern benutzen kann, besteht die Schwierigkeit, daß für die verschiedenen Amateurbänder die Variationsbereiche verschieden groß sein müssen, oder daß man genötigt ist, Kompromisse zu schließen. Die Verwendung von getrennten Frequenzmessern für jedes Band wird ja für den Amateur meist nicht in Betracht kommen. Es ist dann eine nicht unbeträchtliche Vorarbeit zu leisten, ehe das Meßgerät in einer brauchbaren Form vorliegt. Sehr erleichtern kann man sich die Arbeit, wenn bereits ein Frequenzmesser vorhanden ist, der einen sehr großen Bereich bestreicht, also zur Orientierung dienen kann. Derartige Geräte sind verhältnismäßig leicht zu beschaffen, denn man kann ja einfach einen Schwingungskreis mit verhältnismäßig großem Drehkondensator benutzen und ihn nach Oberschwingungen eines Rundfunksenders eichen. Aus der Eichkurve kann man dann recht gut die besonders interessierenden Amateurbänder herausgreifen und in größerem Maßstab herauszeichnen, ferner durch Messung einiger mit bekannter Frequenz sendender Großstationen für diesen Bereich noch zusätzliche Meßpunkte erhalten, so daß es dann nicht schwer ist, zu entscheiden, ob der neu konstruierte Frequenzmesser, der nur das schmale Amateurband überdeckt, nach beiden Seiten genügend weit über die Grenzen greift, daß man bei der leicht zu schätzenden Genauigkeit des provisorischen Gerätes die Gewähr hat, daß auf jeden Fall das gesamte Amateurband erfaßt wird. An Hand eines einfachen Beispiels sei der Entwurf eines Frequenzmessers (Absorptionskreis) gezeigt. Als provisorisches Meßgerät stehe ein früher üblicher Frequenzmesser zur Verfügung, der mit drei Spulen bei genügender Ueberlappung lückenlos das Gebiet von 3 bis 25 Megahertz überdeckt. Die

mittlere erreichbare Ablesegenauigkeit des weiter unten genauer zu beschreibenden Frequenzmessers beträgt bei sicherer Ablesung eines halben Skalenteils kaum mehr als  $\frac{1}{2}$  bis  $\frac{1}{4}\%$ . Für die Amateurbänder ergibt sich dann folgendes Bild. Das 4 Megahertz-Band reicht von 3,5 bis 4 Megahertz, muß also entsprechend der Genauigkeit des provisorischen Kreises nach beiden Seiten eine Erweiterung von etwa 1% erfahren, wenn man sicher gehen will. In diesem Falle bedeutet das einen Meßbereich des Bandfrequenzmessers von 3465 bis 4040 Kilohertz. In der Praxis wird man sogar meist noch etwas weiter gehen und den Bereich auf etwa 3250 bis 4200 Kilohertz erweitern. Das entspricht einem Variationsbereich von 1:1,3. Will man für die anderen Amateurbänder mit dem dazugehörigen Kapazitätsbereich von 1:1,7 — (1,3<sup>2</sup>) arbeiten, so ergibt sich für das 7 Megahertz-Band ein Frequenzbereich von 6500 bis 8450 Kilohertz, für das 14 Megahertz-Band von 12,6 bis 16,4 Megahertz und für das 28 Megahertz-Band von 25 bis 32,5 Megahertz. Daraus geht bereits deutlich genug hervor, daß hierbei die höheren Frequenzen recht schlecht wegkommen. Erwünscht ist immerhin eine Verteilung, wie sie in der nachfolgenden kleinen Tabelle mit Angabe der zugehörigen Variationsbereiche angegeben ist.

Band	Bereich	Variation
4 MHz	3,3— 4,2	1 : 1,27
7 MHz	6,8— 7,5	1 : 1,1
14 MHz	13,5—14,9	1 : 1,1
28 MHz	27,0—31,0	1 : 1,15

Alle gegebenen Werte sind abgerundet.

Um einen Ausweg zu finden, muß man sich also entschließen, die Dimensionierung so vorzunehmen, daß der Frequenzmesser nicht nur eine austauschbare Spule besitzt, sondern auch einen „auswechselbaren Variationsbereich“. Das läßt sich in der Praxis dadurch bewerkstelligen, daß man durch Quadrieren der in obiger Tabelle gegebenen Frequenz-Variationsbereiche die erforderliche Kapazitätsvariation ermittelt und den zum Drehkondensator des Frequenzmessers parallel zu schaltenden Kondensator für jede Spule günstigst dimensioniert (s. Normogramm S. 302 ff.). Der „Bandkondensator“, wie man diese Parallelkondensatoren in der Amateurpraxis auch kurz bezeichnet, wird dann mit der entsprechenden Spule als Einheit zusammengebaut und so gleichzeitig mit ihr ausgewechselt. Bei der Auswahl der Kapazitäten für höhere Frequenzen muß man etwas vorsichtig zu Werke gehen, da sich sonst unter Umständen der Fall ergibt, daß — bei zu großer Kapazität — sich die dann erforderliche kleine Selbstinduktion nicht mehr oder nur schwer herstellen läßt. Aus dem bisher Gesagten geht bereits hervor, daß der Selbstbau eines Frequenzmessers, der auf allen Bereichen eine möglichst gleich große Genauigkeit aufweist, nicht ganz einfach ist und infolgedessen für den ernststen Amateur, der über den Standpunkt des sklavischen Nachbaus von gegebenen Bauanweisungen hinaus sein sollte, eine reizvolle Aufgabe darstellt. Es soll nun noch kurz auf die richtige Bemessung der Schwingungskreise von schwingenden Frequenzmessern eingegangen werden. Es ist meist üblich, diese nur

für ein Frequenzband zu bauen und in den Bändern höherer Frequenzen dann einfach die Oberschwingungen, die ein richtig gebauter Röhrengenerator ja stets erzeugt, zur Messung zu verwenden. Hierbei treten infolge der verschiedenen Breite der Amateurbänder allerdings auch Schwierigkeiten auf, die man nicht übersehen darf. Hat man beispielsweise einen Frequenzmesser für den Bereich von 3,3 bis 4,2 MHz gebaut und will mit den Oberschwingungen die höheren Frequenzen messen, so ergibt sich folgendes Bild. Die zweite Harmonische überdeckt einen Bereich von 6,6 bis 8,4, die vierte von 13,2 bis 16,8 und die achte von 26,4 bis 33,6 MHz. Während also das 4 MHz-Band einen sehr großen Teil der Skala ausmacht, sind die anderen auf recht kleine Bereiche zusammengedrängt. Nimmt man nun wieder gleichmäßige Verteilung der 900 kHz des Grundschwingungsbereiches über die 100 teilige Skala und die Möglichkeit der Ablesung von  $\frac{1}{10}$  Grad an, so kann man eine Genauigkeit von  $\pm \frac{3}{100}\%$  erwarten. Da der Frequenzbereich sich gleich der Ordnungszahl der benutzten Harmonischen vergrößert, also bei der zweiten 1800 kHz beträgt usw., ist zwar die absolute Genauigkeit dieselbe, nicht aber die auf den Amateurbändern, die ja bei den Oberschwingungen nicht mehr den größten Teil der Skala einnehmen, sondern nur einen kleinen Bereich. Das 4 MHz-Band überdeckt in diesem Beispiele über die Hälfte, das 7 MHz-Band nur noch ein Fünftel. Dieser Schwierigkeit kann man nur durch recht komplizierte, umfangreiche Meßapparaturen aus dem Wege gehen oder dadurch, daß man für die Messung mit Harmonischen einen kleineren Variationsbereich verwendet. Man wird im Amateurbetrieb die etwas geringere Genauigkeit bei dem großen Vorteil, den die Verwendung eines schwingenden Frequenzmessers mit nur einem Variationsbereich in der Praxis bietet, meist mit in Kauf nehmen können.

Die zeitliche Konstanz der Eichung ist bei den Röhren-Frequenzmessern nicht allein von der Dimensionierung der Schwingungskreise abhängig, sondern außerdem noch von den Daten der verwendeten Röhre. Wie bereits erwähnt, lassen sich diese Einflüsse der Röhrenkapazitäten und Betriebsspannungsschwankungen durch Verwendung großer Anfangskapazitäten in den Schwingungskreisen leicht auf ein erträgliches Maß herabdrücken. Besonders vorteilhaft erscheint hier der Weg, nicht nur die direkt am Meßkreis liegende Röhrenkapazität, sondern auch die anderen mit Kondensatoren zu shunten, die groß sind im Verhältnis zu den inneren Kapazitäten zwischen Gitter-Kathode, Gitter-Anode und Anode-Kathode.

Nachdem nunmehr die wichtigsten Fragen der Frequenzmesserkonstruktion besprochen sind, kann auf einige Ausführungsbeispiele näher eingegangen werden. Zuerst soll ein mehr Orientierungszwecken dienendes Gerät näher beschrieben werden, das in der oben geschilderten Weise bei der Dimensionierung von Bandfrequenzmessern, zum Aufsuchen von außerhalb der Amateurbänder liegenden Stationen und zur Bereichsbestimmung beim Bau von Empfängern sehr gute Dienste leistet. Die Feststellung der Resonanz geschieht der Einfachheit halber nach dem Absorptionsprinzip. Es wird also ein einfacher Schwingungskreis (Fig. 90 und Fig. 91) mit einem Drehkondensator von etwa 150 cm Maximalkapazität und vorteilhaft „Frequenzplatten“ in einen Kasten eingebaut und seine Anschlüsse mit zwei Steckbuchen verbunden, die zur Aufnahme der Spulen dienen. Die Fig. 91 zeigt einen der-

artigen Frequenzmesser mit den dazugehörigen drei Spulen für einen Bereich von etwa 3 bis 25 MHz. Zur bequemeren Handhabung ist am Kasten des Drehkondensators ein Handgriff vorgesehen. Eine gute Skala mit genauer Teilung und ein dazugehöriger Zeiger mit Messerschneide zur Ablesung sind die weiteren Zubehörteile. Beachtenswert ist, daß man hier ebenso wie bei anderen Geräten, die zu Messungen dienen, nach Möglichkeit nicht Drehknopf und Zeiger vereinigen sollte, daß man vielmehr den Zeiger gesondert ausführt und somit bei etwaiger zu heftiger Drehung des Knopfes nicht Gefahr läuft, den Zeiger aus der Lage zu verdrehen, für die die Eichung gilt. Bei Verwendung einer Feinstellskala ist diese Gefahr dadurch zu beheben, daß man

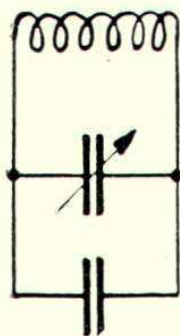


Fig. 94  
Frequenzmesser  
für das  
Amateurband

für sehr sorgfältige Befestigung der Skala auf der Achse besorgt ist; die Skala wird dann bei geeigneter Konstruktion bei dem Versuch des Ueberdrehens einfach in der Endstellung stehenbleiben. Die Windungszahlen für die Spulen sind 3,7 und 16 Windungen für die drei Bereiche. Sie werden auf starkwandiges Pertinaxrohr von 70 mm äußerem Durchmesser mit 1,5 mm starkem, doppelt baumwollbesponnenem Kupferdraht Windung an Windung gewickelt. Nach Fertigstellung der Spulen werden sie mehrfach mit gutem Isolierlack (Cellon oder Zapon) bestrichen und dann scharf getrocknet, so daß die Windungen auf dem Spulenkörper unverrückbar festliegen. Eine weitere Sicherung kann dadurch erfolgen, daß man die Wicklung durch dünne Schnur auf dem Wickelkörper festlegt.

Ein Frequenzmesser für die Amateurbänder, der mit einem Hilfsoszillator zusammen ebenfalls nach dem Absorptionsprinzip arbeitet, kann nach der Schaltung in Fig. 94 gebaut werden. Der Festkondensator, der zur Verkleinerung des Variationsbereiches dem Abstimmkondensator parallel geschaltet wird, ist mit der Spule zusammen auswechselbar. Ein Drehkondensator von etwa 30 cm Maximalkapazität wird mit einer guten Feinstellskala, die man mit einem Nonius versieht, zusammen in ein entsprechendes Gehäuse eingebaut und mit Anschlüssen für die Spulen versehen. Die Minimalkapazität inklusive der Zuleitungen wird dann in der Größenordnung von rund 10 cm liegen. Genauere Angaben lassen sich bei den stark abweichenden Konstruktionen, die im Handel befindlich sind, nicht machen. Mit einer Festkapazität von rund 60 cm ist dann bei entsprechender Selbstinduktion das 4 MHz-Band zu überstreichen, mit einem Bandkondensator von 70 cm das 7 MHz-Band und mit der gleichen Größe (70 cm) das 14 MHz-Band. Für das 30 MHz-Band ist es ratsam, einen getrennten Frequenzmesser mit kleineren Kapazitäten zu verwenden, da man sonst zu sehr ungünstigen Spulenabmessungen kommt. 20 cm variabel mit 30 cm parallel sind hier gangbare Werte.

Wie bereits oben erwähnt wurde, ist zu genauen Messungen mit dem Absorptionskreis ein Hilfsoszillator zu verwenden, mit dem — induktiv oder kapazitiv — der Meßkreis gekoppelt wird. Bei induktiver Kopplung muß die Selbstinduktion des Oszillators leicht zugänglich sein, bzw. der Meßkreis damit zusammengebaut werden. Der Hilfssender braucht keine sehr große Energie erzeugen, wird daher, um ihn möglichst handlich zu gestalten, am besten gleich mit den dazugehörigen Stromquellen (kleinen Trockenbatterien) zusammengebaut. Außer der Verwendung zur Frequenzmessung ist für einen

derartigen kleinen Röhrengenerator auch noch eine andere fast ebenso wichtige Aufgabe in der Amateurstation zu erfüllen: die Betriebskontrolle des Senders. Mit dem „Tonprüfer“ oder „Monitor“, wie man ein derartiges Gerät auch noch bezeichnet, überlagert man den eigenen Sender und kann dann, vorausgesetzt, daß der Monitor mitsamt seinen Batterien abgeschirmt ist, so daß keine Mitnahmeerscheinungen auftreten, leicht den Toncharakter der ausgestrahlten Welle feststellen, Einflüsse der Antennenkopplungsfestigkeit, Schwanken der Antenne im Winde, Dimensionierung der Siebketten des Netzanschlußgerätes, Einstellung der Tastanordnung, bei Telephonie Vorhandensein von Fre-

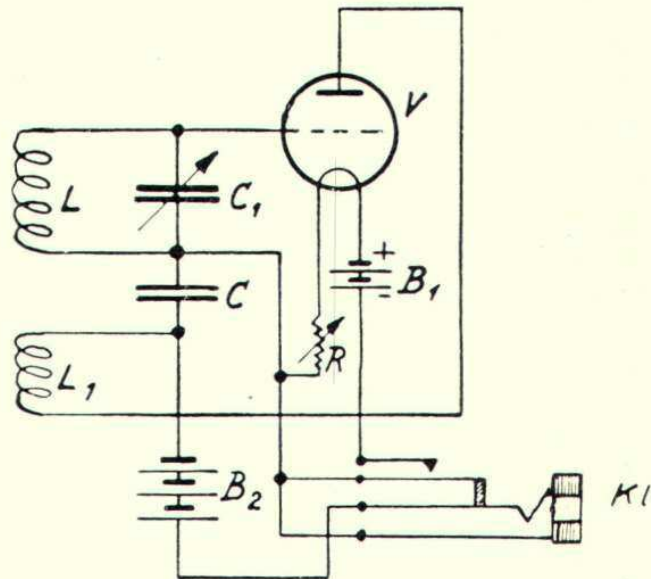


Fig. 95  
Der „Monitor“, Schaltbild

quenzmodulation usw. kontrollieren. Auch während des Sendens gewährt das Mithören der eigenen Sendung am Tonprüfer eine größere Sicherheit, daß die Sendung auch einwandfrei ist und keine Aenderung der Betriebsfrequenz auftritt. Das Schaltbild des Gerätes ist in Fig. 95 gegeben. Die beiden folgenden Fig. 96 und 97 zeigen eine Ausführungsform. L und

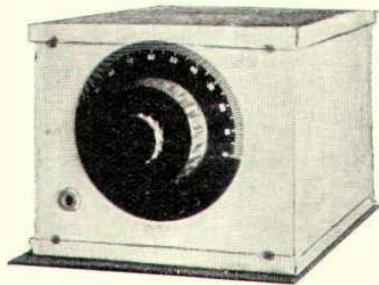


Fig. 96  
„Monitor“, Ansicht

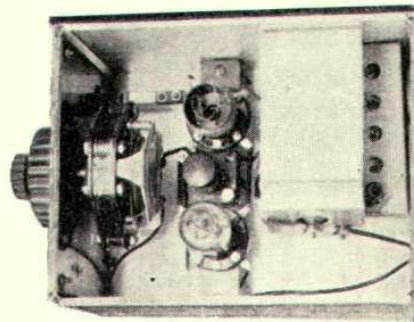


Fig. 97  
„Monitor“, Innenansicht

$L_1$  sind die Abstimm- bzw. Rückkopplungsspulen,  $C_1$  der Abstimmkondensator (100 cm mit sehr guter Feineinstellung),  $C$  ein Ueberbrückungskondensator (2000 cm),  $V$  eine kleine 1-Volt-Röhre (andere Röhren sind bei entsprechend kleinem Heizstromverbrauch natürlich ebenfalls verwendbar),  $R$  der Heizwiderstand,  $B_1$  die Heiz-,  $B_2$  die Anodenbatterie von etwa 30 Volt. Die Klinke  $K$  ist so geschaltet, daß beim Einstöpseln des Telefons bzw. Verstärkereingangs gleichzeitig die Heizung eingeschaltet wird. Die gesamte An-

ordnung ist in einen Aluminiumkasten eingebaut. Als Spule dient eine kleine, auf einen Röhrensockel gewickelte Spule. Derartige Spulen sind im Abschnitt über Empfänger näher beschrieben und können bei richtiger Windungszahl hier ebenfalls Verwendung finden. Den Frequenzmesserkreis kann man in einen ebensolchen Kasten einbauen und mit dem Schwingungskreis des Oszillators durch eine Kapazität von wenigen Zentimetern (am Gitterende) koppeln. Für induktive Kopplung ist sinngemäß eine etwas andere Anordnung der Spulen erforderlich. Bildet man den Monitorschwingkreis gleich so aus, daß er nur die entsprechenden Amateurbänder überdeckt, so kann man ihn auch eichen und als Frequenzmesser verwenden. Eine häufige Kontrolle der Eichung ist allerdings hier mehr als bei anderen Geräten nötig. Trotz der vollständigen Abschirmung des Oszillators ist in einem danebenstehenden Empfänger ein gut vernehmbarer Ueberlagerungston erhältlich, versieht man den Monitor noch durch Einfügung von Gitterwiderstand und -kondensator mit einer Vorspannung, wodurch die Bildung von Oberschwingungen begünstigt wird, so kann man sehr wohl mit nur einer Spule für das 4 MHz-Band auskommen und die Messungen auf den anderen Bändern mit den Harmonischen vornehmen. Will man bei diesen Messungen wahlweise mit Hörer und mit Kurzschluß arbeiten, so ist es stets ratsam, zuerst einmal festzustellen, inwieweit sich die Eichung mit Hörer gegen die bei kurzgeschlossenem Hörer verschiebt. Ist dieser Betrag zu groß, so tut man gut daran, statt des Kurzschlusses einen dem Kopfhörerwiderstand äquivalenten Ohmschen oder induktiven Widerstand einzuschalten. Da bei diesem Monitor nicht besonders auf die Einflüsse der Röhrenkapazitäten Rücksicht genommen wurde, ist indessen seine direkte Eichung und Benutzung als Frequenzmesser weniger zu empfehlen.

Eine wesentlich günstigere Schaltung für Verwendung als schwingender Frequenzmesser wurde in der „QST“, der bekannten amerikanischen Kurzwellenzeitschrift angegeben (Fig. 98). Es wird hierbei eine einfache Rückkopplungsschaltung so ausgebaut, daß sie weitgehend unabhängig von Aenderungen der Kapazität der Röhre, ja sogar nahezu unempfindlich gegen Auswechseln der Röhre gegen ein anderes Exemplar der gleichen Type ist.  $L_1$ ,  $C_1$  sind wieder die Glieder des normalen Schwingkreises,  $L_2$  die Rückkopplungsspule,  $C_g$  und  $R_g$  die zur Erzeugung kräftiger Oberschwingungen erforderlichen Gitterkondensator bzw. -widerstand,  $C_2$  der Ueberbrückungskondensator. Parallel zu den einzelnen Röhrenkapazitäten  $C_{gk}$ ,  $C_{ak}$ ,  $C_{ga}$  sind gleichlautend bezeichnete Festkondensatoren geschaltet, die groß sind im Verhältnis zu den in der Röhre liegenden, so daß eine kleine Schwankung in der Röhre sich prozentual nur sehr viel weniger bemerkbar macht, als ohne Parallelkondensatoren. Da diese Anordnung auf höheren Frequenzen nur sehr schwer oder gar nicht zum Schwingen zu bringen ist, wird der Kreis  $C_1L_1$  für das 4 MHz-Band dimensioniert und in den anderen Bändern die Harmonischen benutzt. Eine vollständige Panzerung ist nicht unbedingt erforderlich, erschwert unter Umständen auch das Auffinden der Harmonischen, deren Lautstärke meist nicht sehr groß ist. Dies ist auch ein Grund, weshalb man den zur Senderüberwachung notwendigerweise gepanzerten Monitor unter Umständen nur schwer zu dieser Art der Messung mitverwenden kann. Die Werte für den Frequenzmesser nach Fig. 98 sind wie folgt.  $C_1$  Drehkondensator von 200 cm,



$C_2$  1000 cm Blockkondensator,  $C_g$  500 cm,  $R_g$  100 000 Ohm,  $C_{ga}$ ,  $C_{ak}$ ,  $C_{gk}$  je 90 bis 100 cm.  $L_1$  und  $L_2$  haben je 7 Windungen auf etwa 4 cm Durchmesser und sind dicht nebeneinander gewickelt. Bezüglich der Röhre, Einschaltung eines Hörers und Heizwiderstandes gilt dasselbe wie vom Monitor. Durch etwas andere Dimensionierung kann der Frequenzbereich noch verkleinert werden. Als Röhre wird von den Amerikanern vorwiegend die UX 199 für derartige Zwecke benutzt; die ihren Daten am nächsten kommende deutsche Röhre ist die RE 064. Die Konstanz der Eichung auch bei Aenderungen der Betriebsspannungen ist als hervorragend zu bezeichnen. So ergab eine Herabsetzung der Heizspannung um 50% nur eine Frequenzänderung von etwa 200 Hertz. Die geringe Handempfindlichkeit von derartigen, mit großen Parallelkapazitäten ausgerüsteten Geräten wurde bereits weiter oben erwähnt. Bei allen Frequenzmessern ist zur weiteren Herabsetzung der Handempfindlichkeit eine Abschirmung der die Bedienungsgriffe tragenden Montageplatte ratsam. Heizt man die Röhre nicht ganz mit der maximalen Heizspannung, so wird ihr Leben sehr verlängert und sie arbeitet konstanter. Der Zusammenbau mit den Stromquellen erscheint hier ebenso wie bei dem nachfolgend zu beschreibenden Frequenzmesser ratsam, um ihn leicht transportieren zu können.

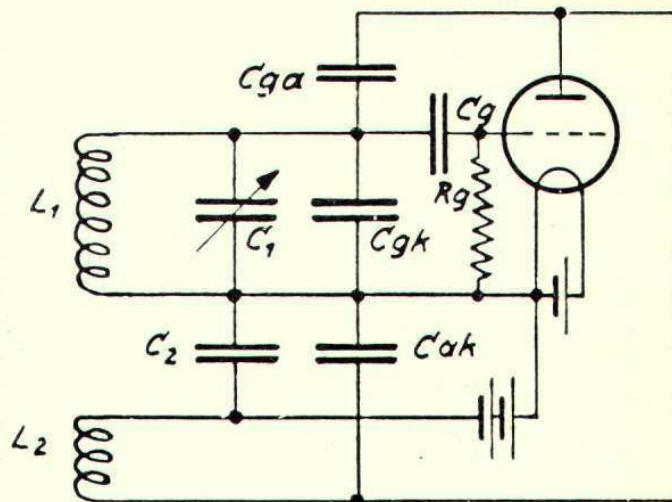


Fig. 98  
Schwinger Frequenzmesser

Eine Röhrengeneratorschaltung, die die unter bestimmten Spannungsverhältnissen auftretende fallende Charakteristik der Röhre zu Schwingungserzeugung benutzt, ist in jüngster Zeit wieder der Vergessenheit entrissen worden: das „Plidynatron“, wohl auch einfach als „Dynatron“ bezeichnet. Untersuchungen an dieser Art des „negativen Widerstandes“ haben die außerordentliche Konstanz dieser Schaltung bei Verwendung moderner Röhren erwiesen. Es lag daher nahe, eine derartige Schaltung zur Konstruktion eines Frequenzmessers heranzuziehen. In Fig. 99 ist ein Dynatron mit einer Schirmgitterröhre gezeigt, das sehr gute Eigenschaften gezeigt hat. Der Kondensator  $C_1$  des Schwingkreises besteht in der üblichen Weise aus einem Festkondensator und einem variablen, die Selbstinduktion ist so bemessen, daß der gewünschte Frequenzbereich bestrichen wird. Da unter Umständen Schwingungen auf höheren Frequenzen nicht mehr aufrechterhalten werden können, benutzt man auch hier die Methode der Oberschwingungen. Der Vorteil dieser Schaltung ist, daß man bei etwaigen Veränderungen in den Betriebsdaten durch Nachlassen der Batterien, geringe Aenderungen in der Röhre usw. in der Lage ist, eine Korrektur vorzunehmen. Das Meßinstrument im Anodenkreis in Verbindung mit dem Potentiometer P dient diesem Zwecke. Bemerkenswert ist, daß bei der Dynatronschaltung das Schutzgitter eine höhere Spannung er-

hält als die Anode. Hierdurch wird die fallende Kennlinie erzeugt, die die Vorbedingung der Schwingungserzeugung ist. Der Heizwiderstand  $R$  ist nicht unbedingt erforderlich, kann aber zur Herabsetzung der Heizspannung zwecks Lebensdauererhöhung von Nutzen sein. Die Kondensatoren  $C_2$  und  $C_3$  sind Ueberbrückungskondensatoren von mindestens 5000 cm, mA ein Milliampereometer mit einem Meßbereich von etwa 10 mA. Das Schutzgitter erhält zwischen 60 und 70 Volt, die Anode 20 bis 30 Volt Spannung. Für die

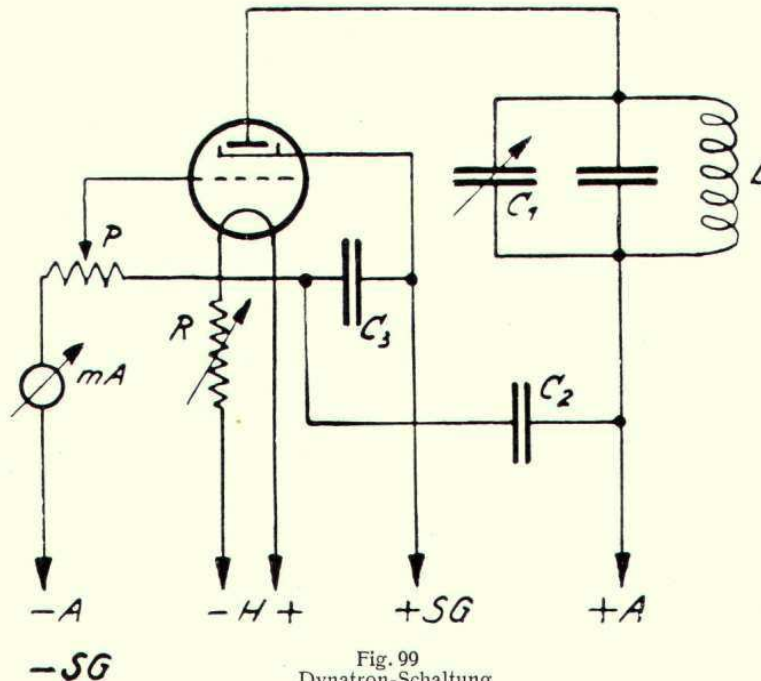


Fig. 99  
Dynatron-Schaltung

verschiedenen Röhrentypen können Abweichungen vorkommen. Mittels des Abgriffs am Potentiometer ist die Stromstärke durch die Röhre so einzuregulieren, daß auf dem gesamten Bereich Schwingungen genügender Amplitude sicher aufrechterhalten werden können. Die Prüfung mit einem schwingenden Kurzwellenempfänger muß auch ergeben, ob die

Oberschwingungen mit der nötigen Stärke ausgestrahlt werden, andernfalls sind die Betriebsdaten entsprechend zu korrigieren.

Falls die Möglichkeit besteht, die Betriebsspannungen für einen Röhren-Frequenzmesser dem Lichtnetz zu entnehmen, ist mit größerer Konstanz zu rechnen, vorausgesetzt, daß man die anzuschließenden Frequenzmesser so baut, daß die höchste zu erwartende Schwankung der Netzspannung noch keinen nennenswerten Einfluß auf die Eichung hat. Besonders geeignet für den Netzbetrieb erscheint der eben beschriebene Dynatron-Frequenzmesser; ein Schaltbild (Fig. 100) zeigt die Kombination von Netzheizung und Anodenspeisung aus einer Glimmlichtgleichrichterröhre. Andere Gleichrichtertypen lassen sich mit demselben Erfolg verwenden. Als Siebkette wird bei höheren Transformatorspannungen eine Kombination eines Widerstandes  $R$  mit Kondensatoren entsprechender Größe ausreichen, die Spannungsteilung besorgt  $P_2$ . Es ist Wert darauf zu legen, daß der „Brumm“-Anteil der gleichgerichteten und gesiebten Spannung möglichst klein gehalten wird, da sonst leicht eine unerwünschte Verbreiterung der Abstimmung resultiert. Die Kondensatoren  $C_4$  und  $C_5$  dienen in Verbindung mit einer an einem der mit  $x$  bezeichneten Punkte einzuschaltenden Hochfrequenzdrossel dazu, die Oszillatorschwingung und irgendwelche hochfrequenten Störungen der Gleichrichterröhre vom Netz fernzuhalten. Die Einstellung geschieht wie bei dem oben beschriebenen

Batterie-Dynatron. Infolge der Stärke der indirekt geheizten Kathoden muß man vor der Eichung und auch vor wirklich genauen Messungen die Röhre etwa eine halbe Stunde „einbrennen“, d. h. mit voller Heizung laufen lassen. Bei dem Batterie-betriebenen Gerät ist dies nur für etwa 10 Minuten nötig.

Wenn der Frequenzmesser nun richtig unter Beachtung der bisher gegebenen Richtlinien konstruiert ist, bleibt noch die wichtigste Arbeit: die Eichung übrig. Je sorgfältiger diese vorgenommen wird, desto größer ist naturgemäß die zu erzielende Meßgenauigkeit. Wohl die einfachste und jedem Amateur geläufige Methode ist die der Eichung nach Oberschwingungen des Orts- oder Bezirkssenders. Man kann so vorgehen, daß man einen stark schwingenden Empfänger (ohne Antenne!) auf den Ortssender möglichst genau abstimmt und dann mit einem Empfänger nacheinander die Harmonischen

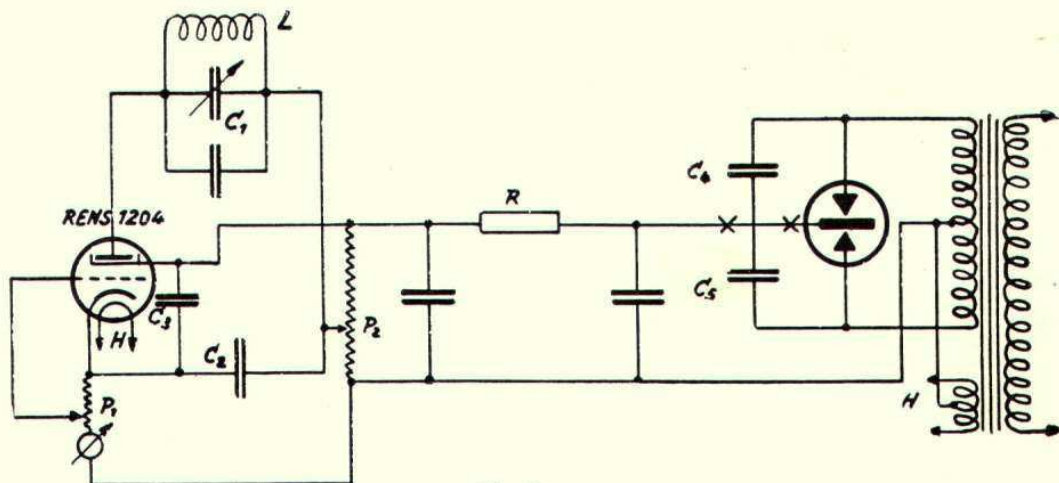


Fig. 100  
Dynatron-Frequenzmesser für Netzanschluß

aufsucht. Dabei ist es zweckmäßig, von Zeit zu Zeit die Einstellung des Ortsempfängers zu kontrollieren. Diese Methode hat den Nachteil, daß man davon abhängig ist, wie genau die benutzte Sendestelle ihre Sollfrequenz einhält. Um sicher zu gehen, wird man daher nicht nur eine Rundfunkfrequenz, sondern deren mehrere zur Eichung heranziehen. Dabei ist den langsameren Frequenzen der Vorzug zu geben vor den höheren, da sie eine größere Zahl Eichpunkte liefern. Da die Rundfunksender meist feste Frequenznormalien in Gestalt von Leuchtquarz-Resonatoren u. U. auch direkt Quarzsteuerung besitzen, ist eine recht große Genauigkeit zu erzielen. Zur Kontrolle, ob man auch die Ordnungszahl der als Meßpunkt verwendeten Harmonischen richtig beurteilt hat, kann einer der zahlreichen mit bekannter Frequenz sendenden kommerziellen Sender eingestellt werden, diese Frequenz muß dann genau auf der Eichkurve liegen. Besteht die Möglichkeit, sich zum Eichen einen einigermaßen zuverlässigen Frequenzmesser zu leihen, so erleichtert dies die Arbeit wesentlich, keinesfalls sollte man aber einfach dessen Eichung der eigenen zugrunde legen, wenn man nicht gerade irgendeinen Normalfrequenzmesser einer Großfirma bzw. eines Hochfrequenzinstitutes zur Verfügung hat, der eine garantierte Eichung besitzt. Bei der Eichung von Geräten mit kleinem Variationsbereich hat diese Methode den Nachteil, daß nur eine verhältnismäßig kleine Zahl von Oberschwingungen

gerade in den gewünschten Bereich fallen wird, daß sich also die im Interesse einer hochwertigen Eichung zu fordernde Dichte der Eichpunkte so nicht erreichen läßt. Man geht daher zu einer vorteilhafteren Methode über. Durch Vergleich mit einer ganzen Reihe von Rundfunksendern, die einige Gewähr für Einhaltung ihrer Frequenz bieten, wird für den Rundfunkempfänger eine Eichkurve ausgearbeitet. Dann stellt man für eine beliebige Frequenz den Kurzwellenempfänger auf Resonanz mit dem Frequenzmesser und verändert langsam (gute Feinstellung benutzen!) die Abstimmung des Rundfunkgerätes. Man erhält dann in bestimmten Intervallen Ueberlagerungstöne. Diese werden auf Interferenzpunkt mit dem Kurzwellenempfänger gestellt und die zugehörige Frequenz aus der Eichkurve des Rundfunkempfängers ermittelt. Zweier aufeinander folgende, die gesuchte Schwingung überlagernde Rundfunkfrequenzen  $f_1$  und  $f_2$  ergeben die gesuchte aus der Formel

$$f = \frac{300\,000}{\frac{300\,000}{f_2} - \frac{300\,000}{f_1}}$$

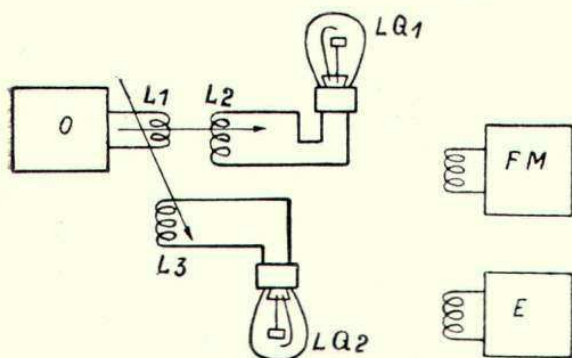


Fig. 101  
Meßanordnung mit Leuchtquarzen

Um sicher zu gehen, wird man mehrere derartiger Differenzen zu erhalten suchen und aus ihnen den Mittelwert bilden. Die Kontrolle der Eichung des Rundfunkempfängers ist hier in sehr bequemer Weise dadurch möglich, daß man eine bekannte Großstation oder deren mehrere bzw. den eigenen Quarzoszillator in der geschilderten Art mißt und die Größe der Abweichung feststellt. Man

kann so die Eichkurve des Rundfunkgerätes verbessern und damit eine höhere Genauigkeit erzielen. Besonders vorteilhaft gestaltet sich die Eichung dann, wenn man zur Erzeugung von Oberschwingungen quarzgesteuerte oder noch besser durch mit Leuchtquarzen im Thermostaten kontrollierte Röhrengeneratoren verwenden kann, wie dies an den amtlichen Eichstellen vielfach üblich ist. Auch die Verwendung von Stimmgabeoszillatoren zur Erzeugung der als Eichpunkte benutzten Oberschwingungen sind üblich. Im allgemeinen werden jedoch dem Amateur derartige Einrichtungen nicht zur Verfügung stehen und er muß sich mit der oben geschilderten Art der Eichung begnügen. Innerhalb der Amateurbänder ist meist durch Beobachtung der zahlreichen mit Quarzen bekannter Frequenz sendenden Amateurstationen die Möglichkeit einer Verbesserung der Eichung gegeben. Auch der Vergleich mit direkt auf den zu messenden Frequenzen ansprechenden Leuchtquarzen ist sehr vorteilhaft. Im Großstationsbetrieb wird schon seit längerer Zeit auf die Eichung für irgendeine längere Zeit verzichtet, vielmehr wird sie jeweils für die einzelne Messung gewissermaßen neu aufgenommen. Ein Sender, der eine verhältnismäßig niedrige Frequenz erzeugt, wird durch einen Leuchtquarz, der seinerseits durch einen Thermostaten auf der Sollfrequenz gehalten wird, kontrolliert. Die Harmonischen werden in einem Verstärker verstärkt und ge-

langen über ein Kopplungsrohr und eine variable Kopplung auf den Empfänger. Dessen Abstimmkreis ist so dimensioniert, daß die Möglichkeit besteht, zwei oder drei Oberschwingungen des quarzkontrollierten Senders auf die Eichkurve des Kondensators zu bekommen. Der Empfänger wird also einfach auf den zu messenden Sender eingestellt — die Kopplung mit der Antenne ist ebenfalls variabel und zur Vermeidung von Rückwirkungen über ein Kopplungsrohr geführt — und dann dieser zwischen zwei Oberschwingungen eingabelt. Da die Eichkurve des diesem Zwecke dienenden Kondensators über den in Frage stehenden Bereich als gradlinig anzusehen ist, kann man mit außerordentlicher Genauigkeit (etwa  $\frac{1}{1000}$  %) messen. In Fig. 101 ist das Blockschema einer anderen Meßanordnung mit Leuchtquarzen gezeigt. Der Oszillator O mit kleinem Bereich, etwa 200—300 kHz, wird kontrolliert durch die Leuchtquarze  $LQ_1$  und  $LQ_2$  mit den Kopplungsspulen  $L_2, L_3$ , der Empfänger E auf Resonanz mit dem Frequenzmesser FM gestellt und wie auf S. 96 oben gemessen. Abgesehen von dem erheblichen Aufwand an Röhren, Batterien und sonstigen Konstruktionsteilen kommt diese Methode für den Amateur auch infolge der recht komplizierten Handhabung und der Notwendigkeit nicht in Betracht, einen besonderen Frequenzmesser zur sicheren Identifizierung der zur Messung verwendeten Oberschwingung anwenden zu müssen. Immerhin dürfte für den Eichdienst der Amateurverbände der einzelnen Länder ein solcher Aufwand gerechtfertigt erscheinen, um den Amateuren die Möglichkeit zu geben, die recht zeitraubende Eichung nach einer der obigen Methoden zu umgehen und die von der Eichstation auszusendenden genau gemessenen Frequenzen direkt zur Eichung benutzen zu können. Ein Leuchtquarz mit einer Eigenfrequenz von 50 kHz liefert bereits für das 4-MHz-Band (3500—4000 kHz) elf Eichpunkte!

Zum Schluß sei die anfangs ausgesprochene Mahnung wiederholt, einen Frequenzmesser zu bauen und so gut wie möglich zu eichen, bevor man an den Betrieb eines Senders denkt. Wer danach handelt, wird nicht Gefahr laufen, infolge Sendens außerhalb des freigegebenen Bandes mit den Behörden in Konflikt zu kommen.

## 6. Der Sender

Der Sender ist in den meisten Fällen der Teil, der dem Amateur zu Versuchen den Anreiz gibt und dem daher auch ein besonderes Augenmerk zugewendet werden muß. Der Wellenmesser und der Empfänger sind wohl im allgemeinen eine einmal ausprobierte und dann fest zusammengebaute Einheit, die so für lange Zeit hindurch auf dem Arbeitsplatz stehenbleibt, ohne daß an ihm etwas geändert wird. Seine Empfindlichkeit ist (besonders bei einem guten Schirmgitterempfänger) so groß, daß er zum Empfang sämtlicher Stationen auf der Welt fähig ist. Seine Konstruktion ist durch seine Betriebsbedingungen ein „Band“-Empfang, leichte Bedienung, Geräuschfreiheit durch sorgfältigste Wahl und Aufstellung der Einzelteile usw. schon verhältnismäßig kompliziert, so daß man meistens schon aus diesem Grunde den Empfänger unverändert läßt.

Ganz anders beim Sender. Am Anfang hat er meistens eine ganz geringe Energie von irgendeiner kleinen Empfangsröhre, um dann je nach den Erfordernissen des betreffenden Amateurs bis zu ganz großen Leistungen ausgebaut zu werden. Mit dieser Steigerung der Leistung wachsen dementsprechend die an den Sender zu stellenden Erfordernisse in bezug auf Frequenzkonstanz und „Ton“. Gerade diese beiden Punkte bilden das Haupterfordernis eines modernen Amateursenders. Durch die schmalen, den Amateuren überlassenen Frequenzbänder ist es notwendig, daß ein Sender nur einen so schmalen Raum einnimmt, als dies absolut für den Verkehr nötig ist. Es sollen also alle zusätzlichen Modulationen, wie sie aus Gleichrichtern usw. hereinkommen, nach Möglichkeit vermieden werden.

Eine ebenso wichtige Rolle spielt auch der Aufbau des Senders, da von diesem — speziell bei kleinen Energien — der Wirkungsgrad und damit auch die erzielte Reichweite in hohem Maße abhängt.

Unter einem „Sender“ versteht man einen Apparat, der es ermöglicht, in dem umgebenden Raum ein elektrisches Feld zu erzeugen, das auf einen weit entfernten „Empfänger“ eine bestimmte Wirkung ausübt und ihn somit zum Ansprechen bringt. Die Felderregung geht nun allerdings nicht direkt vom Sender selbst aus, sondern erst über eine dazwischen geschaltete Antenne, da das direkte Senderfeld nur eine ganz geringe Fernwirkung besitzt. Diese erzielt man durch besondere Antennenformen, die auch in einem bestimmten Verhältnis zu der ausgesandten Wellenlänge stehen müssen\*). Der Sender liefert nur den die Antenne erregenden hochfrequenten Wellenzug.

---

\*) Näheres siehe unter dem Kapitel 9 „Antennen“.

Man unterscheidet nun prinzipiell zwei verschiedene Senderanordnungen:

1. „Gedämpfte“ Sender,
2. „Ungedämpfte“ Sender.

Die ersten erzeugen eine Schwingung von nebenstehender Form (Fig. 102). Die Amplitude bleibt zeitlich nicht konstant; sie wird erregt und klingt dann infolge der Dämpfung der Stromkreise mehr oder weniger langsam ab. Hierdurch entsteht eine „Modulation“ der Zeichen; d. h. das ausgestrahlte Wellenband ist sehr breit; ferner ist die so erzielte Energieausbeute außerordentlich gering. Sie werden deshalb im Amateurverkehr nicht mehr gebraucht und finden auch sonst als „tönende Löschfunken“ außer bei Schiffssendern kaum noch Anwendung. Natürlich ist mit dieser Art von Schwingungen irgendeine Telephonie unmöglich.

Die heute gebräuchlichen Sender gehören dagegen alle der zweiten Klasse an. Ihr Kriterium ist die Erzeugung eines fortlaufenden Wellenzuges

(Fig. 103); seine Amplitude ist zeitlich konstant. Zur Erzeugung einer solchen ungedämpften Welle dienen verschiedene Sendertypen. Die ältesten Systeme sind das von Poulsen, das auf dem elektrischen Lichtbogen als Grundlage beruht und die Hochfrequenzmaschine, die entweder die gewünschte Frequenz direkt (Fessenden, Alexanderson) oder durch weitere Frequenzvervielfachung (Goldschmid) erzeugt. Diese Systeme sind jedoch wegen der Billigkeit und Konstanz fast allgemein durch den Röhrensender verdrängt worden.

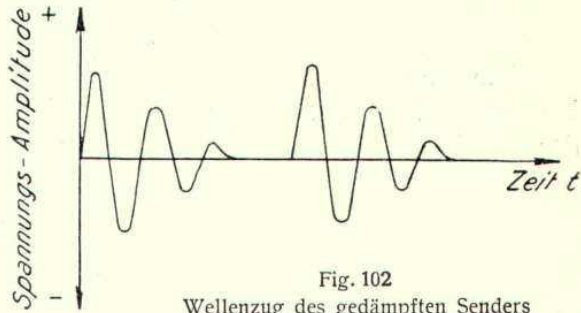


Fig. 102  
Wellenzug des gedämpften Senders

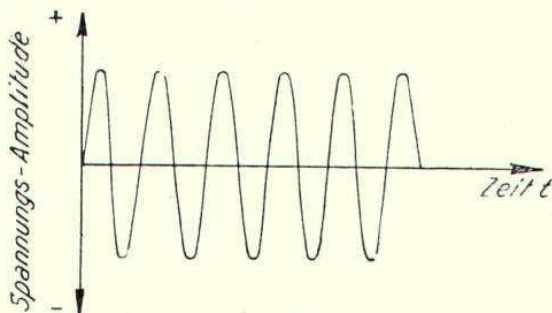


Fig. 103  
Wellenzug des ungedämpften Senders

Ein Röhrensender ist nichts anderes als ein Gleichstrom-Wechselstrom-Umformer. Die Bedingung für diese Umformung ist, daß ein möglichst großer Teil der an die Röhre angelegten Gleichspannungen in Hochfrequenz (= Wechsel-) Spannungen umgesetzt wird. Diese Umsetzung erfolgt in der Röhre selbst, und zwar mit Hilfe der steuernden Wirkung des Gitters.

Legt man nämlich an das Gitter einer Röhre eine Wechselspannung, so wird durch deren Einfluß auf den Anodenstrom eine sehr große Spannungsschwankung außerhalb der Röhre erzielt, die nun weiterhin auf die Antenne wirken kann. Von dieser erzeugten Anodenwechselspannung kann man nun wieder einen kleinen Teil abzweigen und zur Steuerung des Gitters rückführen: „Rückkopplung“; oder aber man bezieht diese notwendige Steuerspannung (bzw. Steuerenergie) von einem separaten kleinen Sender. Für die Wirkung des eigentlichen Senders ist es prinzipiell gleichgültig, woher diese Gitterwechselspannungen kommen; ihr Einfluß auf die Wirkungsgrade beim „selbst“- und „fremd“-erregten Sender werden weiter unten noch genauer behandelt werden.

In der Literatur ist es im allgemeinen üblich, bei der Besprechung der Wirkungsweise der Sender von dem Prinzip der Eigenerregung mittels Rückkopplung auszugehen und dann als Sonderfall hiervon die fremdgesteuerten Sender zu behandeln. In den nachfolgenden Ausführungen ist dieser Weg bewußt nicht eingeschritten worden, da es infolge der größeren Uebersichtlichkeit der Vorgänge besser ist, mit der „Fremderregung“ zu beginnen.

## I. Fremdgesteuerte Sender

### a) Schwingungen erster Art \*)

Die Röhrenkennlinie in ihrer gewöhnlichen Darstellung ergibt die Abhängigkeit des Anodenstromes  $I_a$  von der angelegten Gitterspannung  $E_g$  bei der Anodenspannung  $E_a$  als Parameter (Fig. 104). Verschiebt man nun bei

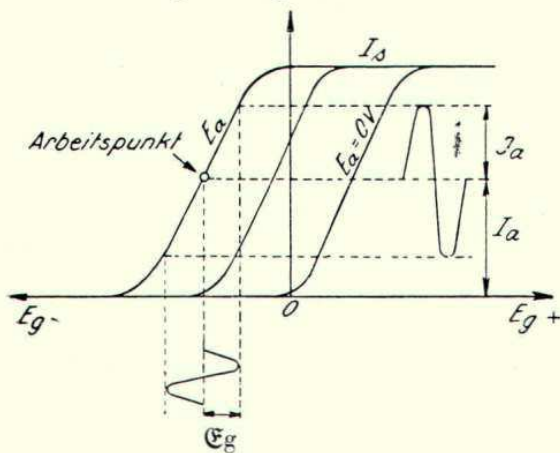


Fig. 104

Abhängigkeit des Anodenstromes von der Gitterspannung

einer konstanten Anodenspannung die Gitterspannung um einen bestimmten Betrag „+“ ÷ „-“ einem mittleren Wert, so ändert sich ebenfalls der dazugehörige Anodenstrom  $I_a$ . Statt dieser Änderung der statischen Gitterspannung  $E_g$  kann man den gleichen Effekt auch erzielen durch eine Überlagerung mit einer Wechselspannung.

Aus der Wechselstromtechnik weiß man, daß man ohne weiteres die beiden sich überlagernden Spannungen getrennt betrachten kann. Den vorliegenden Fall kann

man also auch so deuten, daß man einer konstant gehaltenen Gitterspannung  $E_g$  eine Wechselspannung von der Größe  $\mathfrak{E}_g$  überlagert, um den gleichen Effekt zu erzielen, wie durch eine Verschiebung von  $E_g$  um denselben Betrag.

Diese Gitterwechselspannung  $\mathfrak{E}_g$  ruft nun eine Anodenstromschwankung  $\mathfrak{I}_a$  hervor, die sich ebenfalls einem Anodengleichstrom  $I_a$  überlagert. Bedingung für die Erzeugung von Schwingungen erster Art ist nun, daß dieses  $\mathfrak{I}_a$  dem auftreffenden  $\mathfrak{E}_g$  absolut formgetreu ist; d. h. wenn  $\mathfrak{E}_g$  eine reine Sinusschwingung ist, hat  $\mathfrak{I}_a$  die gleiche Form. Ferner hat  $\mathfrak{I}_a$  natürlich die gleiche Frequenz wie  $\mathfrak{E}_g$ . Die Aehnlichkeit der beiden Wellenzüge läßt sich, wie man aus der Kennliniendarstellung ersieht, nur erreichen, wenn der Ruhepunkt (immer bei einer bestimmten Anodenspannung) in der Mitte der Kennlinie liegt. Bei größer werdenden Anodenspannungen muß man daher auch immer die Gitterspannung  $E_g$  um einen bestimmten Betrag negativer machen, und zwar jeweils um  $D\%$  von  $E_a$ .

\*) Im folgenden seien die Gleich(-Strom usw.)-Größen mit lateinischen Buchstaben bezeichnet (z. B. Anodengleichspannung  $E_a$ ), während die Wechselstromgrößen deutsche Buchstaben erhalten (z. B. Gitterwechselspannung  $\mathfrak{E}_g$ ).



Behält man nun den Ruhepunkt  $E_g$  und vergrößert man allmählich  $\mathcal{E}_g$ , so wächst auch  $I_a$ . Dies formgetreue Anwachsen erfolgt jedoch nur so lange, bis  $I_a$  mit der positiven Amplitude an die Sättigung, mit seiner negativen bis auf die Null-Linie heruntergeht (Fig. 105). Die zu dieser Anodenstromschwankung gehörige Gitterwechselschwankung bezeichnet man nach Barkhausen als die „Grenzgitterspannung“  $\mathcal{E}_{\text{Grenz}}$ .

Die Grenzgitterspannung bildet die Grenze zwischen den Schwingungen erster und zweiter Art. Ein Kennzeichen für das Vorhandensein von Schwingungen erster Art ist, daß der Anodenstrom  $I_a$  beim Ab- und Zuschalten der Gitterspannung  $\mathcal{E}_g$  sich nicht ändern darf, da der von der Schwingungskurve ausgeschnittene Flächenteil ober- und unterhalb der Ruhestromlinie  $I_a$  gleich ist.

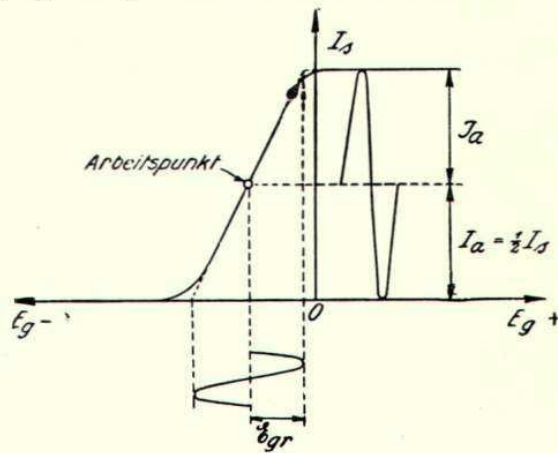


Fig. 105  
Schwingung erster Art  
Anodenstromveränderung bei der „Grenzgitterspannung“

Die Annahme, daß der Anodenstrom bei diesem Grenzwert dem  $\mathcal{E}_{\text{Grenz}}$  noch genau formgetreu ist, trifft nicht exakt zu, da durch den oberen und unteren Röhrenknick Verzerrungen durch Entstehung von Oberschwingungen hervorgerufen werden. Bei den hier zu betrachtenden Senderöhren können diese allerdings vernachlässigt werden, da bei diesen der Sättigungsstrom sehr hoch liegt und so die Krümmungen prozentual nicht sehr ins Gewicht fallen.

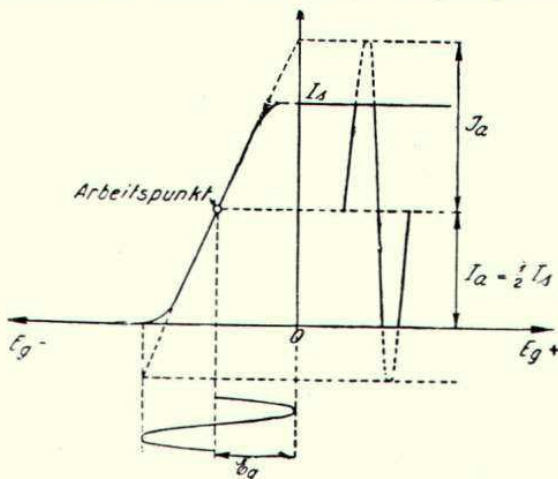


Fig. 106  
Schwingung zweiter Art

### b) Schwingungen zweiter Art

Vergrößert man die Gitterspannung über den Wert von  $\mathcal{E}_{\text{Grenz}}$  hinaus, so ergibt sich eine verzerrte Anodenstromkurve. Bei der negativen Halbperiode der Gitterspannung bleibt der Strom eine Zeitlang ganz Null, um dann sofort bis zur Sättigungsstromstärke anzusteigen (Fig. 106). Hier kann der Strom nun nicht weiter anwachsen, er bleibt daher auf diesem Wert konstant, um dann wieder bis auf Null abzufallen. Je größer man  $\mathcal{E}_g$  macht,

um so steiler werden die Flanken der Anodenstromschwankung, um dann im theoretischen Grenzfall in eine reine Rechteckkurve überzugehen.

Man kann jedoch noch Schwingungen zweiter Art herstellen, wenn man den Ruhepunkt unsymmetrisch zur Kennlinienmitte legt (Fig. 107). Es tritt dann ebenfalls bei sinusförmigem  $\mathcal{E}_g$  eine nicht sinusförmige Anodenstrom-

kurve auf. Der sich hier ergebende mittlere Anodengleichstrom  $I_a$  ist kleiner als bei Schwingungen erster Art, wo er gleich  $\frac{1}{2} I_s$  war. Je weiter man den Ruhepunkt in den unteren Knick oder darüber hinaus verschiebt, um so eckiger wird die entstehende Anodenstromkurve und um so kleiner wird der vom Anoden-Milliamperemeter angezeigte Strom  $I_a$ , da die stromlosen Zeiten immer größer werden.

Zerlegt man diese eckigen Anodenstromkurven ( $I_a$ ) durch Analyse nach der Methode von Fourier, so sieht man, daß sie Oberschwingungen enthalten, und zwar um so mehr, je eckiger die Kurven sind. Dieses wird angewendet bei der Methode der Frequenzvervielfachung (siehe später).

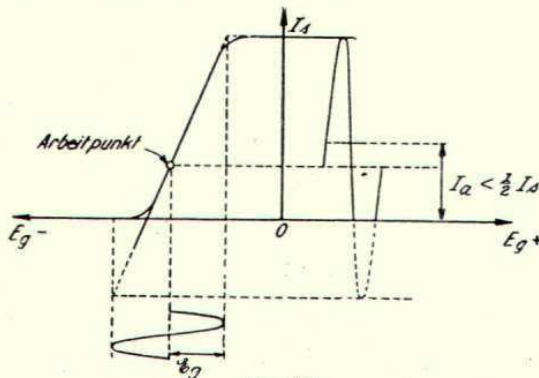


Fig. 107

Schwingung 2. Art bei unsymmetrischem Arbeitspunkt

### c) Belastung im Anodenkreis

Die oben behandelten Fälle haben nur dann Gültigkeit, wenn im Anodenkreis der Röhre kein Verbraucher oder keine Belastung liegt, d. h. wenn die Anodenspannungsquelle direkt mit der Anode verbunden ist.

Dies tritt aber in den seltensten Fällen ein, da man aus der Röhre eine Wechselstromleistung und nicht nur einen Anodenwechselstrom herausholen will. Die Abgabe einer Leistung  $\mathfrak{N}$  ist aber immer verbunden mit dem Vorhandensein eines Widerstandes  $\mathfrak{R}$  nach der Formel

$$\mathfrak{N} = \mathfrak{I}^2 \cdot \mathfrak{R} \text{ (Watt)}$$

oder, da  $\mathfrak{R} = \frac{\mathfrak{E}}{\mathfrak{I}}$  ist, kann man auch schreiben

$$\mathfrak{N} = \mathfrak{I} \cdot \mathfrak{E} \text{ (Watt)}$$

Die hier angegebenen Strom- und Spannungswerte ( $\mathfrak{I}_a$  und  $\mathfrak{E}_a$ ) beziehen sich auf die Effektivwerte — die später vorkommenden Werte sind Scheiteltwerte und müssen zur Umrechnung in Effektivwerte mit dem Faktor  $\sqrt{2}$  dividiert werden. Diesen Faktor nennt man bekanntlich den Scheitelfaktor.

Die Formel bedeutet, daß zu dem schon vorhandenen Wechselstrom  $\mathfrak{I}_a$  noch eine Wechselspannung  $\mathfrak{E}_a$  kommen muß, um eine Leistung abgeben zu können.

Der praktisch immer vorkommende Fall ist eine Belastung mit einem Schwingkreis, dessen Resonanzfrequenz gleich der Frequenz der Gitterwechselspannung  $\mathfrak{E}_g$  ist. (Fig. 108). Dann bietet dieser Schwingungskreis dem Wechselstrom einen Widerstand von der Größe

$$\mathfrak{R}_a = \frac{L}{C \cdot R} \text{ (Ohm),}$$

wobei bedeutet  $L$  = Selbstinduktion der Spule in Hy;

$C$  = Kapazität in F;

$R$  = Verlustwiderstand in Ohm.

Dies gilt nur für Wechselstromgrößen, der Gleichspannung  $E_a$  bietet er (außer einem zu vernachlässigenden Spulenwiderstand) keinen zusätzlichen Widerstand; d. h. es liegt nach wie vor die volle Batteriespannung an der Anode. Der Anodenwechselstrom hingegen erzeugt an dem Widerstand eine Anodenwechselspannung  $\mathcal{E}_a$ , die sich nach den früheren Gesetzen der Anodengleichspannung einfach überlagert. Die nun wirklich an der Anode vorhandene resultierende Spannung schwankt mit dem Betrage von  $\mathcal{E}_a$  um  $E_a$  als „Ruhe-spannung“. Erzeugt man nun z. B. in einem bestimmten äußeren Widerstand eine Wechselspannung von 200 Volt und beträgt die Anodengleichspannung  $E_a$  250 Volt, so erhält die Anode einmal nur 50, nämlich  $250 - 200$  Volt; in einem anderen Zeitmoment aber 450 Volt, nämlich  $250 + 200$  Volt.

#### d) Ueber- und unterspannter Zustand

Wie wir früher bei der Betrachtung des Anodenstromes gesehen haben, kann dieser nur schwanken zwischen Null und dem Sättigungswert  $I_s$ . Es kann dabei nicht vorkommen, daß der Anodenstrom selbst negativ wird, denn dies würde bedeuten, daß ein Strom aus der Anode heraustritt und in Richtung auf den Heizfaden zugeht.

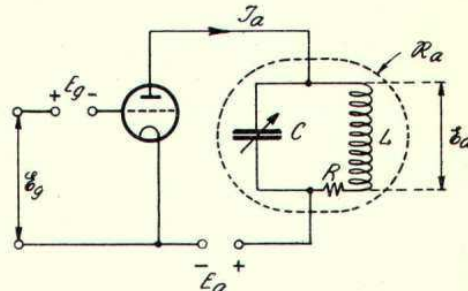


Fig. 108  
Belastung im Anodenkreis

Ganz anders liegt der Fall jedoch bei der Anodenspannung. Es ist ja sehr gut möglich, die Anode auf negatives Potential zu bringen, z. B. wenn man die Anodenbatterie mit dem „+“-Pol an die Kathode und mit „-“ an die Anode legt. Hat dann im allgemeinen das Gitter ein positiveres Potential als die Anode, so erhalten wir die folgende Erscheinung: die aus dem Heizfaden austretenden Elektronen werden durch das positive Gitter mit großer Geschwindigkeit angezogen und fliegen durch dieses hindurch auf die Anode, wo sie mit großer Gewalt auftreffen. Durch diese kinetische Energie wird das Anodenblech sehr stark erwärmt: die hier befindlichen Elektronen geraten in sehr schnelle Bewegung, die sich so weit steigern kann, daß sie aus der Anode heraustreten und nach dem Gitter zurückfliegen. Diese sogenannte „Sekundärelektronen“ haben ihren Namen also daher, daß sie erst durch den auftreffenden Heizfaden-Emmissionsstrom ausgelöst werden. Dies kann so weit gehen, daß schließlich mehr Elektronen aus der Anode herausgeschleudert werden als vom Heizfaden austreten. Da diese Sekundärelektronen alle zum Gitter fließen, erhöhen sie den Gitterstrom  $I_g$  um einen ziemlich großen Betrag. Es ist also klar, daß in diesem Fall die von der Anode abgegebene Leistung kleiner wird, da der Anodenstrom ja auch kleiner wird.

Bei einer Röhre mit Belastung im Anodenkreis ( $R_a$ ) entsteht durch einen bestimmten Anodenwechselstrom  $\mathcal{I}_a$  ein Spannungsabfall  $\mathcal{E}_a$ . Aus dem Ohmschen Gesetz fanden wir, daß diese Anodenwechselspannung linear mit dem Widerstand  $R_a$  anwächst. Vergrößert man also  $R_a$  von Null an, so tritt folgendes ein: Die Spannung  $\mathcal{E}_a$  wächst und erreicht schließlich bei einem bestimmten  $R_a$  die Größe der Anodengleichspannung  $E_a$ . Bei einer Röhre mit 250 Volt Anodenspannung hat  $\mathcal{E}_a$  also ebenfalls 250 Volt Scheitelspannung.

Also schwankt die resultierende Anodenspannung zwischen 0 und 500 Volt. Der Widerstand, bei dem dieser Fall eintritt, heißt der „Grenzwiderstand“ ( $\mathfrak{R}_{\text{grenz}}$ ). Steigert man  $\mathfrak{R}_a$  weiter, so wächst auch  $\mathfrak{E}_a$ , d. h. es wird größer als  $E_a$ . In der einen Halbperiode einer Schwingung ist also die Anodenspannung um  $E_a - \mathfrak{E}_a$  negativ, um in der anderen Halbperiode auf über den doppelten Wert von  $E_a$  hinaufzugehen. Wir haben also den Fall des Auftretens von Sekundärelektronen und nennen dies den „überspannten“ Zustand. Ist  $\mathfrak{E}_a$  kleiner als  $E_a$ , spricht man dagegen vom „unterspannten“ Zustand. Die Grenze zwischen beiden ist durch den Grenzwiderstand gekennzeichnet.

Bei einem bestimmten Außenwiderstand tritt dieser überspannte Zustand nun um so eher ein, je kleiner die Anodenspannung des Senders  $E_a$  gehalten wird. Um nun bei einer bestimmten Röhre eine möglichst große Anodenwechselspannung und damit auch eine hohe Leistungsausbeute zu erzielen, ist es unbedingt nötig, eine möglichst hohe Anodenspannung  $E_a$  zu verwenden. Dafür muß man jedoch, um die Röhre nicht unnötig zu belasten, den Ruhestrom  $I_a$  sehr klein machen. Dies schadet aber nichts, da es bei der Leistungsabgabe nur auf die Wechselstromkomponente von  $I_a$  ankommt (s. unten).

Die Spannungserhöhung kann ohne Schaden für die Röhren ruhig bis auf den zwei- bis dreifachen Wert der von den Firmen angegebenen maximalen Anodengleichspannungen getrieben werden. Es ist möglich, eine mittlere Lautsprecherröhre so mit 400–500 Volt Spannung zu belasten. Eine Grenze hierfür bildet eigentlich nur die Ueberschlagsspannung bei den Elektrodendurchführungen im Röhrensockel, es ist also eine reine Materialfrage und hängt von der verwendeten Glassorte ab; ferner von der dann auftretenden Stossionisation in der Röhre.

Da nun bei einem Sender möglichst die ganze hineingesteckte Gleichstromleistung in Wechselleistung umgesetzt werden soll (theoretischer Wirkungsgrad = 100%!), so müßte auch die abgegebene Anodenwechselleistung einen maximalen Wert besitzen. Dieser ergibt sich bei einem Widerstand  $\mathfrak{R}_a = \mathfrak{R}_{\text{grenz}}$ , denn da ist erstens die gesamte Anodenspannung voll ausgenutzt („ausgesteuert“) und zweitens hat der Anodenwechselstrom  $\mathfrak{I}_a$  seinen maximalen Wert. Macht man  $\mathfrak{R}_a > \mathfrak{R}_{\text{grenz}}$ , so sinkt der Anodenstrom  $\mathfrak{I}_a$  nach dem Gesagten, und dementsprechend nimmt auch die Leistung ab. Doch ist dieser Punkt nicht sehr kritisch, sondern macht sich erst bei einem  $\mathfrak{R}_a$  bemerkbar, das einige Male größer ist als  $\mathfrak{R}_{\text{grenz}}$ .

#### e) Die dynamische Kennlinie

Aus der gewöhnlichen Kennliniendarstellung (Fig. 104) kann man sofort erkennen, welcher Anodenstrom sich bei einer bestimmten Gittervorspannung und gegebener Anodenspannung  $E_a$  einstellt. Bei einer Gitterwechselspannung ergibt sich ebenfalls hieraus die entstehende Anodenstromschwankung  $\mathfrak{I}_a$ . Diese Ablesung kann man jedoch nur machen, wenn man die Anodenspannung jeweils als konstant annimmt, d. h. sie darf sich beim Auftreffen von  $\mathfrak{E}_g$  und durch das entstehende  $\mathfrak{I}_a$  nicht weiter ändern. Diese Bedingung ist nur erfüllt, wenn sich im Anodenkreis keinerlei Belastung  $\mathfrak{R}_a$  befindet; die Anodenbatterie also direkt mit der Anode verbunden ist.

In Wirklichkeit bleibt jedoch die Anodenspannung nicht konstant, denn sie schwankt ja, wie wir gesehen haben, bei einem bestimmten  $\mathfrak{R}_a$  um  $\mathfrak{E}_a$ . Oder anders ausgedrückt: in einem Moment ergibt sich (immer bei konstantem  $E_g$  und  $\mathfrak{E}_g$ ) ein Anodenstrom, der bestimmt ist, durch die Kennlinie für  $E_a - \mathfrak{E}_a$ ; dann, wenn die resultierende Spannung Null ist, für die von  $E_a$ . Und schließlich bei der entgegengesetzten Halbperiode durch die Kennlinie für  $E_a + \mathfrak{E}_a$ . Man erhält also eine resultierende Kennlinie, die sich quer durch das statische Kennlinienfeld von  $E_a - \mathfrak{E}_a$  über  $E_a$  nach  $E_a + \mathfrak{E}_a$  erstreckt. Diese Kennlinie heißt die „dynamische“ oder „Arbeitskennlinie“ (Fig. 109). Sie tritt also immer dann auf, wenn im Anodenkreis eine Belastung irgendwelcher Art sich befindet.

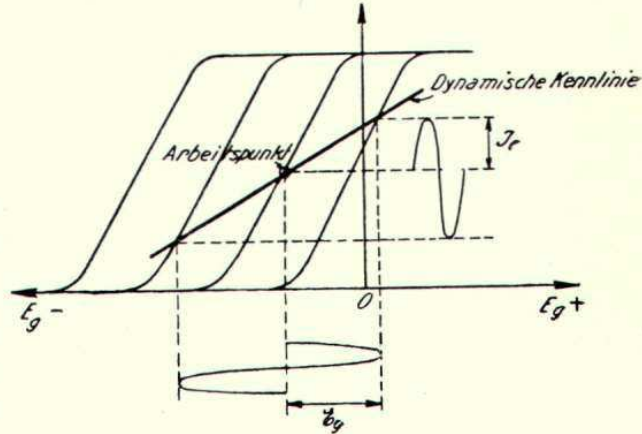


Fig. 109  
Die dynamische Kennlinie

Hat dieser keinen Ohmschen Wirkwiderstand oder ist er zu vernachlässigen, wie z. B. der Spulenwiderstand eines Schwingkreises, so geht diese Kennlinie durch den Ruhepunkt  $I_a$ , der sich bei dem gegebenen  $E_a$  und  $E_g$  einstellen würde, wenn kein  $\mathfrak{R}_a$  vorhanden wäre. Hat hingegen diese einen reinen Wirkwiderstand (z. B. der Anodenwiderstand eines widerstandsgekoppelten Verstärkers), so ist die an der Anode liegende Spannung nicht gleich der Betriebsspannung (Fig. 110). In dem Widerstand  $R_a$  tritt durch den Anodenstrom  $I_a$  ein Spannungsabfall von der Größe

$$E = I_a \cdot R_a$$

auf, so daß die Anodenspannung nunmehr

$$E_a' = E_a - E$$

beträgt. Wir sitzen also im statischen Kennlinienfeld nicht auf der Kennlinie für  $E_a$ , sondern auf der für  $E_a'$ , und die dynamische Kennlinie geht durch den Ruhepunkt hierfür (Fig. 111).

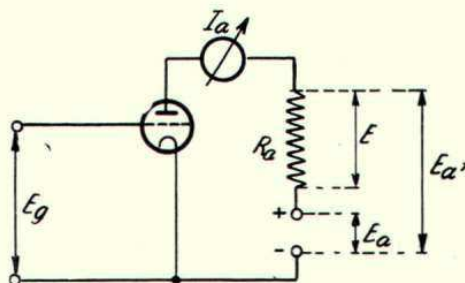


Fig. 110  
Röhre mit äußerem Wirkwiderstand

Die Neigung der dynamischen Kennlinie durch diesen Ruhepunkt hängt ab von der Größe des Widerstandes  $\mathfrak{R}_a$ . Bei einem Widerstand  $\mathfrak{R}_a = 0$  ist die dynamische mit der statischen Kennlinie zusammengefallen. Bei größer werdendem  $\mathfrak{R}_a$  wird die Neigung immer schwächer, um bei  $\mathfrak{R}_a = \infty$  in eine horizontale Gerade durch den Arbeitspunkt überzugehen.

Ist  $\mathfrak{R}_a$  kein Wirkwiderstand oder ein Schwingungskreis in Resonanz mit der Gitterwechselspannung, sondern eine kapazitive oder induktive Belastung (Blindlast), so ist die hierbei entstehende dynamische Kennlinie keine Gerade mehr, sondern eine Ellipse. Je nach der Größe der Induktivität oder Ka-

pazität ändern sich deren Achsen und der Drehsinn, in dem sie durchlaufen wird. Doch kann man die Richtung der Hauptachse (Fig. 112) immer als

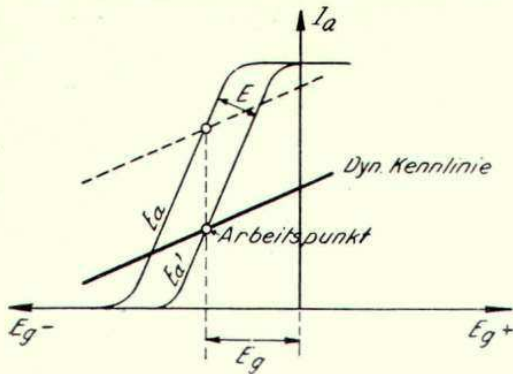


Fig. 111  
Dynamische Kennlinie bei Wirkwiderstand  
im Anodenkreis

ungefähre mittlere Neigung der auftretenden dynamischen Kennlinie betrachten. Dieser Fall tritt praktisch beim Abstimmen eines Anodenschwingkreises ein. Unterhalb der Resonanzfrequenz hat der Widerstand kapazitiven Charakter und oberhalb induktiven. Der Widerstand ist am größten bei der Resonanz; d. h. hierbei verläuft die dynamische Kennlinie am flachsten. Dreht man also den Abstimmkondensator durch, so erhält man eine Widerstandsänderung und damit auch eine Neigungsänderung der dynamischen Kennlinie nach Fig. 113.

Bei einem Sender legt man meistens den Ruhepunkt in den unteren Knick der statischen Kennlinie für die betreffende Anodenspannung  $E_a$ . Infolgedessen dreht sich die dynamische Kennlinie beim Abstimmvorgang auch um diesen Punkt. Da beim Resonanzfall die Linie am flachsten verläuft, so ergibt sich bei einem konstanten  $E_g$  auch hier der kleinste, im Anodeninstrument angezeigte Strom  $I_a$ . Da ober- und unterhalb der Resonanz die Kennlinie steiler verläuft, wird auch damit  $I_a$  größer (Fig. 114).

Stimmt man also einen fremderregten Sender ab, so ist das Heruntergehen des Anodeninstrumentes ein Zeichen dafür, daß der Anodenkreis in Resonanz mit der Gitterspannung ist. Aus der Größe dieses Abfalles kann man so auch Rückschlüsse ziehen auf die Größe von  $R_a$ . Betrachtet man gleichzeitig ein Instrument für den Gitterstrom dieser Röhre, so kann man bei verschiedenen Schwingkreisdaten (verschiedenen L-C-Werten) auch ungefähr erkennen, ob ein unter- oder über-

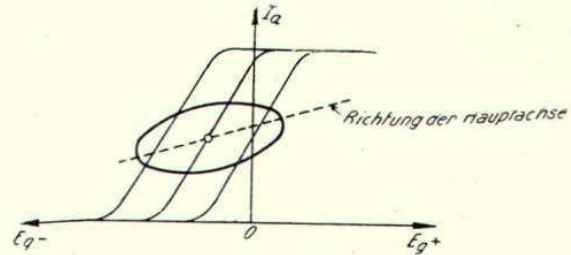


Fig. 112  
Dynamische Kennlinie bei Belastung mit Blindwiderstand

spannter Zustand vorliegt, denn bei letzterem steigt der Gitterstrom sehr stark an.

Stimmt man also einen fremderregten Sender ab, so ist das Heruntergehen des Anodeninstrumentes ein Zeichen dafür, daß der Anodenkreis in Resonanz mit der Gitterspannung ist. Aus der Größe dieses Abfalles kann man so auch Rückschlüsse ziehen auf die Größe von  $R_a$ . Betrachtet man gleichzeitig ein Instrument für den Gitterstrom dieser Röhre, so kann man bei verschiedenen Schwingkreisdaten (verschiedenen L-C-Werten) auch ungefähr erkennen, ob ein unter- oder über-

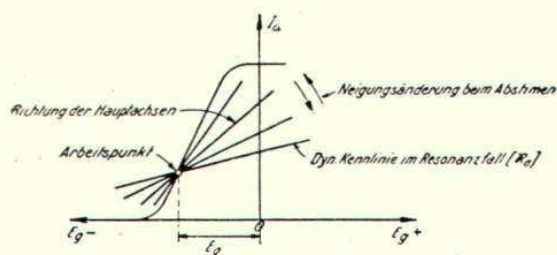


Fig. 113  
Verwandlungen der Neigung der dynamischen Kennlinien  
beim Abstimmen

spannter Zustand vorliegt, denn bei letzterem steigt der Gitterstrom sehr stark an.

### f) Wirkungsgrad von Sendern

Unter dem Wirkungsgrad einer elektrischen Anlage im allgemeinen versteht man das Verhältnis der aus dem betreffenden Apparat herausgeholt

Energie (= Leistung) zu der in denselben hineingesteckten. Der theoretisch höchste erreichbare Wert ist, daß die ganze gewonnene Leistung gleich der verbrauchten ist. Wirkungsgrad  $\eta$  wird dann 100%. In Wirklichkeit bedingen jedoch eine Reihe von Faktoren mehr oder weniger große Verluste, so daß nur ein bestimmter Bruchteil der Eingangsleistung wirklich nutzbar umgesetzt wird. Diese Differenz zwischen der wirklich erzielten und der hineingesteckten Leistung geht nun nicht etwa spurlos verloren, sondern sie setzt sich nach dem Energieprinzip in eine andere Energieform, nämlich in Wärme um. Diese braucht jedoch nicht gleich so groß zu sein, daß sie wirkliche Erwärmung erzeugt; diese ist dann nicht bemerkbar, aber sie ist doch vorhanden.

Die bei einem Röhrensender primär zugeführte Energie setzt sich zusammen aus der Heizleistung und der Anodenleistung. Die abzugebende

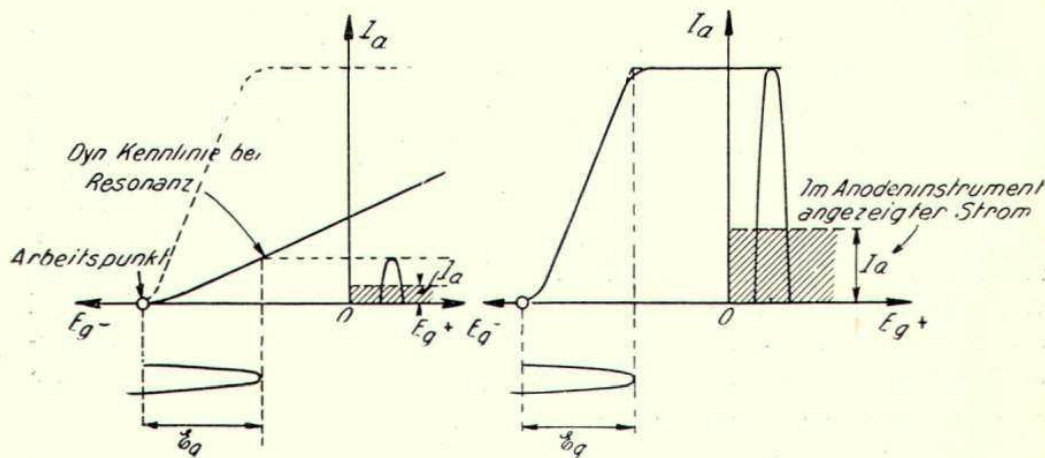


Fig. 114

Anodenstrom in- und außerhalb der Resonanzstellung

Leistung ist reine Hochfrequenz-Schwingleistung, die dann möglichst ganz unter Vermeidung weiterer Verluste von der Antenne ausgestrahlt werden sollte. Die Heizleistung dient nur dazu, die Vorbedingung für den eigentlichen Energie-Umsatzprozeß zu liefern, nämlich durch Aussendung von Elektronen aus dem Heizfaden den „Umformer“ im Betrieb zu erhalten. Sie spielt eine Rolle bei der kaufmännischen Rentabilitätsberechnung eines Senders, jedoch nicht bei der hier interessierenden Gleichstrom-Wechselstrom-Umformung.

Hierzu allein maßgebend sind die Anodenenergieverhältnisse, und zwar nicht etwa um Strom einzusparen, sondern um ein kleines Bild über die Leistungsfähigkeit einer Röhre zu bekommen. Seine Komponenten sind der Anodenstrom und die Anodenspannung und das Produkt beider gibt die Anodenleistung:

$$N_a = I_a \cdot E_a.$$

Die entstehende Anodenwechselleistung  $N_a$  ergibt sich aus dem Produkt des Anodenwechselstromes und -spannung, multipliziert mit dem Leistungsfaktor  $\cos \varphi$ , wobei  $\varphi$  der Phasenverschiebungswinkel zwischen beiden ist. Da wir es bei einem Sender meistens mit einem in Resonanz befindlichen Außenwiderstand zu tun haben, dessen Phasenverschiebung 180 Grad beträgt,

so ergibt sich  $\varphi$  zu  $-1$ . Das "—"–Zeichen besagt nur, daß eine Leistung abgegeben wird. Diese ergibt sich dann zu

$$N_a = E_a \cdot \frac{I_a}{2}$$

$I_a$  und  $E_a$  sind Scheitelwerte von Strom und Spannung. Jedes durch  $\sqrt{2}$  dividiert gibt die Effektivwerte, so daß  $N_a$  die effektive, nach außen abgegebene Leistung darstellt. Der Divisor 2 kommt also aus der Multiplikation der beiden Scheitelfaktoren  $\sqrt{2} \cdot \sqrt{2}$ .

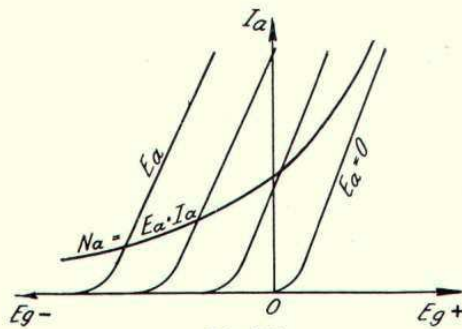


Fig. 115  
Anodenleistungs-Hyperbel

$N_a$  ist, wie oben gezeigt wurde, kleiner als die Anodengleichstromleistung  $N_a$ , den „Input“, und zwar um den Wärmeverlust, die sogenannte „Anodenverlustleistung“  $Q_a$ . Bei einer gegebenen Röhre ist nur  $Q_a$  durch die Daten der Röhre begrenzt zu halten;  $N_a$  kann so hoch getrieben werden, wie es der mechanische Aufbau der Röhre zuläßt. Es ist also falsch, wenn man sagt, eine Röhre ist für soundso viel Watt Schwingleistung konstruiert; die einzigen Daten, die nicht überschritten werden sollten, sind die der Anodenverlustleistung. Denn sie bestimmt die Erwärmung des Anodenbleches und dieselbe darf eine bestimmte Grenze nicht überschreiten, damit nicht Gasaustritt aus dem Metall erfolgt, das Vakuum verschlechtert und die Röhre somit unbrauchbar gemacht wird.

$N_a$  bestimmt sich aus dem Produkt des aufgenommenen Anodenstromes  $I_a$  und der angelegten Anodengleichspannung  $E_a$  und hat für eine Röhre einen konstanten Wert. Je höher man nun mit der Anodenspannung geht, was für den Wechselstromwirkungsgrad von Vorteil ist, um so kleiner muß der Anodenstrom werden. In den Kennliniendarstellungen ist die maximal zulässige Gleichstromleistung als eine Hyperbel eingezeichnet (Fig. 115). Man sieht so, daß man mit wachsendem  $E_a$  immer negativeres  $E_g$  nehmen muß, um  $N_a$  in der zulässigen Grenze zu halten.

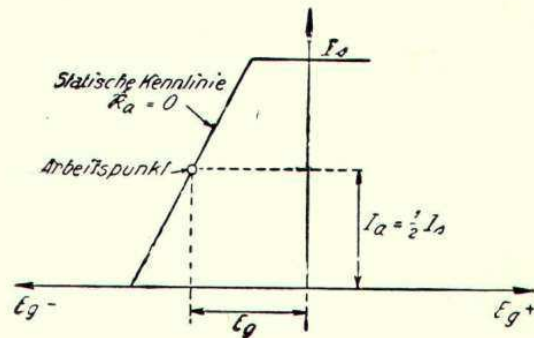


Fig. 116  
Kennlinie der unbelasteten Röhre

Zur Bestimmung der Wechselstromleistung ist die Größe des äußeren Widerstandes  $R_a$  maßgebend. Wie wir früher gesehen haben, erzeugt der Anodenwechselstrom in  $R_a$  einen Spannungsabfall  $E_a$ , deren Produkt die Wechselleistung ergibt. Ferner haben wir gesehen, daß die Schwankungen von  $I_a$  und  $E_a$  groß sein sollen, damit ein möglichst kleiner unausgenützter Teil von Strom und Spannung zurückbleibt. Der Außenwiderstand, bei dem dies eintritt, ist der Grenzwiderstand  $R_{\text{grenz}}$ .



Zunächst betrachten wir eine Röhre, die in keinerlei Weise belastet wird und auf die auch keine Gitterwechselspannung auftritt (Fig. 116). Der Ruhepunkt liegt auf der Mitte der Kennlinie  $E_a$ , d. h. der Anodenstrom ergibt sich zu

$$I_a = \frac{1}{2} I_s.$$

Da sich im Anodenkreis keinerlei Belastung befindet, d. h.  $\mathfrak{R}_a = 0$  ist, so entsteht keinerlei Spannung, und es gilt die statische Kennlinie. Demgemäß ist auch die Wechselstromleistung Null:

$$\mathfrak{E}_a \cdot \frac{\mathfrak{I}_a}{2} = 0$$

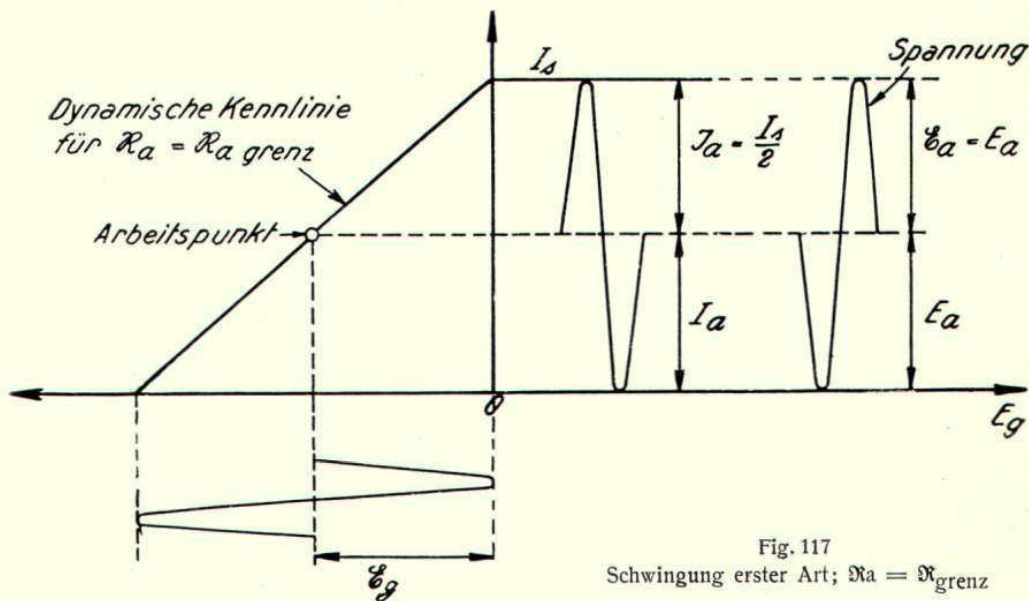


Fig. 117  
Schwingung erster Art;  $\mathfrak{R}_a = \mathfrak{R}_{\text{grenz}}$

und die ganze auf die Röhre gegebene Gleichstromleistung  $N_a$  ergibt sich aus dem Produkt:

$$N_a = E_a \cdot I_a = E_a \cdot \frac{1}{2} I_s.$$

Da hiervon keinerlei Umsatz in Wechselstromleistung eintritt, geht diese ganze Anodenleistung in Wärme über; die Anodenleistung setzt sich ganz in Anodenverlustleistung  $Q_a$  um.

Nun sei bei Schwingungen erster Art die Gitterwechselspannung so groß, daß sie bei einem Ruhepunkt in der Mitte der zu  $\mathfrak{R}_{\text{grenz}}$  gehörigen dynamischen Kennlinie eine Anodenstromschwankung von Null bis zum Sättigungswert hervorruft (Fig. 117). Dies entstehende  $\mathfrak{I}_a$  ruft nun in  $\mathfrak{R}_{\text{grenz}}$  eine Spannungsschwankung  $\mathfrak{E}_a = E_a$  hervor, die dem Strom um 180 Grad in der Phase verschoben ist. Die Anodenleistung  $N_a$  ergibt sich aus der Anodenspannung  $E_a$  multipliziert mit dem Anodenstrom  $I_a$ . Da  $I_a = \frac{1}{2} I_s = \mathfrak{I}_a$  ist, ergibt sich:

$$N_a = E_a \cdot I_a = E_a \cdot \frac{1}{2} I_s,$$

wie im ersten unbelasteten Fall. Die Wechselstromleistung  $\mathfrak{N}_a$  berechnet sich dementsprechend zu

$$\mathfrak{N}_a = \mathfrak{E}_a \cdot \frac{\mathfrak{I}_a}{2} = E_a \cdot \frac{I_s}{4};$$

die Anodenverlustleistung ergibt sich aus der Differenz beider:

$$Q_a - N_a = \mathfrak{N}_a = \frac{1}{4} E_a \cdot I_s.$$

Der Wirkungsgrad  $\eta$  ist:

$$\eta = \frac{N_a}{\mathfrak{N}_a} = 50\%.$$

Während im ersten Fall bei unbelasteter Röhre die ganze Anodenleistung  $N_a$  in Wärme umgesetzt worden ist, ist diese hier auf den halben Wert heruntergesunken. Anodenverlustleistung und Schwingleistung sind einander gleich.

Wesentlich höhere Wirkungsgrade kann man jedoch erzielen, wenn man zu Schwingungen zweiter Art übergeht und den Ruhepunkt in den unteren

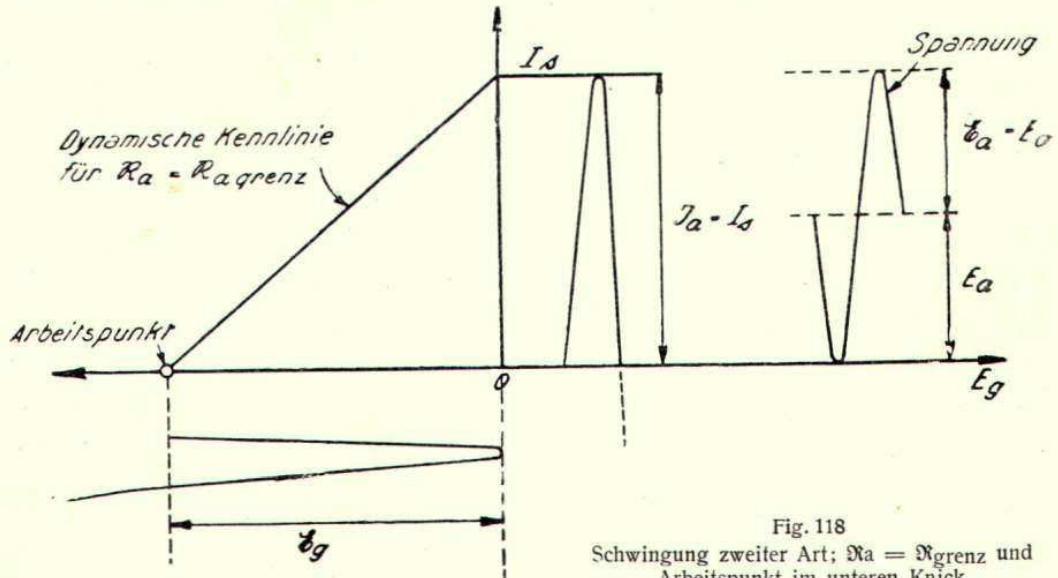


Fig. 118  
Schwingung zweiter Art;  $\mathfrak{N}_a = \mathfrak{N}_{\text{grenz}}$  und  
Arbeitspunkt im unteren Knick

Knick legt. Die Gitterspannung sei wieder so groß, daß sie den Anodenstrom voll aussteuert. Da jedoch die negative Halbwelle keinen Anodenstrom hervorruft, muß die ganze Schwankung von der positiven geleistet werden, d. h. sie muß doppelt so groß sein wie im Fall der Schwingungen erster Art. Bei  $\mathfrak{N}_a = \mathfrak{N}_{\text{grenz}}$  entsteht durch dieses  $J_a$  wieder eine voll ausgesteuerte Anodenspannung  $E_a$ .

Der Anodenstrom  $J_a$  bleibt wegen der Unterdrückung der einen negativen Halbperiode für  $\frac{1}{2}$  Periode Null; d. h. der mittlere angezeigte Anodenstrom  $I_a$  ist kleiner als im ersten Fall. Bei dem in Fig. 118 gezeichneten Fall ergibt er sich zu rund  $\frac{1}{3} \cdot J_a = \frac{1}{3} \cdot I_s$ . Die Gleichstromleistung ist dementsprechend

$$N_a = E_a \cdot \frac{1}{3} I_s.$$

Die Wechselstromleistung bestimmt sich wieder aus

$$\mathfrak{N}_a = E_a \cdot \frac{J_a}{2}.$$

der Anodenstrom  $I_a$  erreicht jedoch nur in der einen Halbperiode einer Schwingung seinen maximalen Wert  $I_s$ , in der anderen ist er vollständig Null. Man kann daher nicht den ganzen Amplitudenwert ( $I_s$ ) in Rechnung setzen, sondern nur die Hälfte davon. Das heißt:

$$\mathfrak{N}_a = \mathfrak{E}_a \cdot \frac{1}{4} I_s = E_a \cdot \frac{1}{4} I_s.$$

Ferner

$$Q_a = N_a - \mathfrak{N}_a = \frac{1}{12} E_a \cdot I_s.$$

Der Wirkungsgrad ergibt sich zu

$$\eta = \frac{E_a \cdot I_s \cdot 3}{E_a \cdot I_s \cdot 4} = 75\%.$$

Mit anderen Worten: die abgegebene Leistung ist dreimal so groß wie die in der Röhre vernichtete, die Anodenverlustleistung. An diesem Beispiel sieht man deutlich, daß die Anodenverlustleistung kleiner wird, wenn man zu Schwingungen zweiter Art übergeht, und daß dementsprechend auch der Wirkungsgrad steigt.

Die Verhältnisse werden noch günstiger, wenn man den Ruhepunkt weiter in das negative Gebiet verschiebt. Die Anodenverlustleistung wird so immer kleiner, so daß man zu immer besseren Wirkungsgraden gelangt; im günstigsten Falle zu zirka 85%.

Als Voraussetzung für diese Betrachtungen wurde angenommen, daß erstens die Kennlinienformen absolute Gerade sind, zweitens die oberen und unteren Knicke scharf ausgebildet sind und drittens keine Schwingungen in das Gebiet positiver Gitterspannung gelangen und somit auch kein Gitterstrom  $\mathfrak{I}_g$  fließen kann. Gerade diese letztere Bedingung läßt sich bei Röhrensendern praktisch kaum erreichen, so daß durch die nun aufzuwendende Steuerenergie  $\mathfrak{N}_g = \mathfrak{E}_g \cdot \mathfrak{I}_g$  ein Verlust in der Anodenwechselstromenergie eintritt. Die beiden anderen Gründe bewirken, daß die Anodenstromkurven nicht die angegebene ideale Form besitzen, sondern Verzerrungen aufweisen, die weitere Oberschwingungen erzeugen und so ebenfalls die abgegebene Leistung vermindern.

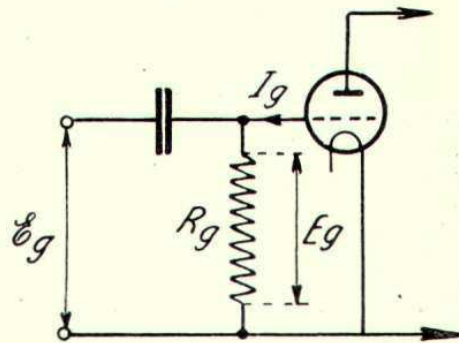


Fig. 119  
Erzeugung negativer Vorspannung durch Gitterwiderstand  $R_g$ .

### g) Der Gitterwiderstand

Das Auftreten eines Gitterstromes kann bei Sendern verwendet werden, um eine automatische Regelung der Gittervorspannung  $E_g$  herbeizuführen. Läßt man nämlich den entstehenden Gitterstrom durch einen Widerstand fließen, so erzeugt man an diesem nach dem Ohmschen Gesetz einen Spannungsabfall, den man gleich als Vorspannung benutzt (Fig. 119). Je größer nun die Gitterwechselspannung  $\mathfrak{E}_g$  wird, um so größer wird auch der entstehende Gitterstrom und um so größer wird die entstehende Vorspannung. Wenn man den Gitterstrom  $I_g$  durch ein Instrument bestimmt und wenn man die Größe der gewünschten Vorspannung kennt, so berechnet sich der Widerstand  $R_g$  zu

$$R_g = \frac{E_g}{I_g}.$$

Der Nachteil dieser sehr guten Anordnung ist nur, daß beim Aussetzen der

Schwingungen durch das Wegbleiben des Gitterstromes die Vorspannung Null wird. Es kann dann vorkommen, daß der sich hierbei einstellende Anodenstrom so groß wird, daß er in Verbindung mit der angelegten Anodenspannung eine zu große Belastung für die Röhre bildet und diese dadurch beschädigt wird. Aus diesem Grunde ist es immer vorteilhaft, eine Gitterbatterie in Reihe mit dem Widerstand  $R_g$  zu schalten, die so bemessen ist, daß sie auch beim Ausbleiben der Schwingungen den Anodenruhestrom auf einem zulässigen niedrigen Wert hält. Meistens genügt hierfür eine Trockenbatterie von einigen Dutzend Volt.

## II. Der selbsterregte Sender

### a) Die Rückkopplung

Im Gegensatz zu den oben behandelten Fällen ist die dem Gitter der Senderröhre zugeführte Wechselfspannung  $\mathcal{E}_g$  nicht konstant, sondern sie kommt aus der eigenen Röhre und kann somit beliebig geregelt werden. Die Röhre arbeitete eigentlich nur als Hochfrequenzverstärker und nicht mit dem eigentlichen Senderprinzip, nämlich dem Problem der Selbsterregung.

Stößt man in einem Schwingkreis eine Schwingung an, so wird diese mit der diesem Kreise eigenen Frequenz weiterschwingen. Doch werden mit der Zeit die Amplituden immer kleiner und schließlich ist das ganze System zur Ruhe gekommen. Der Grund liegt in dem Vorhandensein von Widerständen, die auf den Schwingungsvorgang dämpfend einwirken. Diese Dämpfung ist immer vorhanden, auch wenn sie anfangs kaum bemerkbar ist. Die hierdurch entstehenden Verlustenergien werden wiederum in Wärme umgewandelt.

Diese „gedämpfte“ Schwingung kann man nun in eine „ungedämpfte“ verwandeln, wenn man durch eine kleine Hilfskraft den Schwingungsvorgang so unterstützt, daß sie gerade im rechten Augenblick dem System einen kleinen Stoß gibt und so die durch die Dämpfung entstandenen Verluste ausgleicht. Dieser Stoß muß jedoch zeitlich so auftreten, daß er die Schwingung unterstützt und ihr nicht in falscher Richtung entgegenarbeitet.

Dies ist das Problem beim selbsterregten Röhrensender. Die hierbei zugeführte Hilfsschwingung zur Aufrechterhaltung des Schwingungsvorganges erzeugt man durch die sogenannte Rückkopplung. Sie hat nach dem Vorhergegangenen die folgenden beiden Bedingungen zu erfüllen: 1. sie muß eine genügende Stärke haben, um die Schwingungen wirklich aufrechtzuerhalten; 2. sie muß im richtigen Moment auftreffen. Ferner darf nicht die ganze vom Sender gelieferte Energie zur Rückkopplung verwendet werden, denn sonst bleibt für eine Leistungsabgabe an die Antenne nichts mehr übrig.

Die ursprüngliche von Meißner angegebene Rückkopplungsschaltung ist eine Elektronenröhre, die über einen Transformator einen Teil der im Anodenkreis fließenden Schwingung wieder auf das Gitter zurückgibt. Die im Gitterkreis liegende Spule  $L_2$  bildet die Sekundärseite dieses Transformators; die Primärseite ist die Spule  $L_1$  des im Anodenkreis liegenden Schwingungskreises (Fig. 120). Schließt man nun den Schalter S, so schaukelt sich der ganze Selbsterregungsvorgang folgendermaßen auf: Wenn die Kathode geheizt ist, so beginnt im gleichen Augenblick ein Anodenstrom  $I_a$  zu

fließen. Geht nun dieser Stromstoß durch einen aus L und C bestehenden Schwingungskreis, so findet dieser in dem induktiven Widerstand von L zunächst einen großen Widerstand vor. Er lädt infolgedessen den Kondensator C mit einer bestimmten Ladungsmenge auf. Da der Stromstoß inzwischen abgelaufen ist, bietet L auch keinen Widerstand mehr; die auf C angesammelte Spannung entlädt sich über die Spule  $L_1$  und erzeugt um diese ein Feld von positiver Richtung. Nach dem Induktionsgesetz wird nun in der mit  $L_1$  gekoppelten Spule  $L_2$  eine Spannung von entgegengesetzter Richtung erzeugt. Die so induzierte negative Spannung geht an das Gitter und sperrt den Anodenstrom ab;  $I_a$  wird Null. Gleichzeitig hat sich aber durch die Selbstinduktion der Spule in  $L_1$  eine entgegengesetzte Spannung aufgebaut, die C mit entgegengesetztem Vorzeichen auflädt. Hierdurch wird aber beim Ausgleich derselben durch  $L_1$  auf die Spule  $L_2$  und damit auf das Gitter eine positive Spannung gegeben, die dem Anodenstrom den Weg wieder öffnet, und der Vorgang wiederholt sich von neuem. Die Röhre arbeitet als Schwingungserzeuger. Würde  $L_2$  jedoch falschen Wicklungssinn besitzen, so käme an das Gitter immer die gleiche Spannung wie sie an  $L_1$  herrscht und ein Schwingungsvorgang könnte nicht stattfinden. Die Rückkopplungsbedingung lautet also:

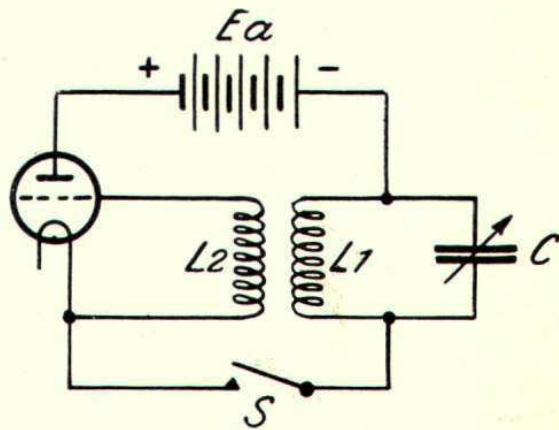


Fig. 120

Meißnersche Rückkopplungsschaltung

Gitterwechselspannung und Anodenwechselspannung müssen entgegengesetzt gerichtet sein; ihre Phasenverschiebung muß 180 Grad betragen.

Das Verhältnis dieser beiden Spannungen bezeichnet man als den Rückkopplungsfaktor  $K$ :

$$K = \frac{\mathcal{E}_g}{\mathcal{E}_a}$$

Eine Änderung dieses Rückkopplungsfaktors und damit auch eine Änderung der Rückkopplung selbst kann man entweder durch Veränderung des Abstandes der beiden Spulen oder durch Änderung des Uebersetzungsverhältnisses, d. h. der Windungszahlen erreichen und schließlich noch durch Variation der primären Spannung durch Veränderung des Außenwiderstandes  $\mathfrak{R}_a$ . Ersetzt man nämlich die in obiger Gleichung vorkommenden Größen durch ihre Beziehungen mit dem Außenwiderstand und den Röhrendaten, so erhält man schließlich die schon früher erwähnte „Selbsterregungsformel“:

$$K \geq D + \frac{1}{S \cdot \mathfrak{R}_a}$$

wobei  $D$  = Durchgriff der Röhre;

$S$  = Steilheit der Röhre;

$\mathfrak{R}_a$  = Außenwiderstand.

Hieraus ersieht man, daß eine bestimmte Röhre um so leichter zum Schwingen neigt, je kleiner  $D$  ist und je größer die Steilheit  $S$  gemacht wird. Aus diesem Grunde haben die praktisch gebauten Senderöhren Durchgriffe von nur 1÷5 %. Eine weitere Bedingung zum Schwingen ist ein möglichst großes  $\mathfrak{N}_a$ . Oder aber: je größer  $\mathfrak{N}_a$  wird, um so größer wird auch der hierin auftretende Spannungsabfall und ein um so kleinerer Prozentsatz hiervon braucht zur Rückkopplung abgeführt zu werden; d. h. die abgegebene Schwingleistung wird kaum verkleinert.

$\mathfrak{N}_a$  ist im Resonanzfall gegeben durch die Formel:

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

Um also ein großes  $\mathfrak{N}_a$  zu erzeugen, muß sein:

1. kleine Abstimmkapazität  $C$
2. große Induktivität  $L$
3. kleiner Verlustwiderstand  $R$ .

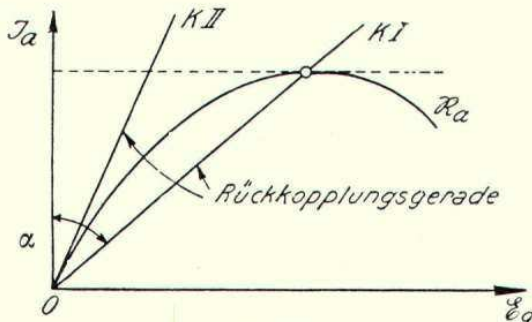


Fig. 121  
Schwingkennlinie

### b) Die Schwingkennlinie

Vergrößert man bei einer Rückkopplungsschaltung durch Aenderung der Kopplung die Gitterwechselspannung, so vergrößert sich bei konstanter Vorspannung  $E_g$  der entstehende Anodenwechselstrom  $J_a$ .

Bei einer weiteren Erhöhung von  $E_g$  tritt jedoch wegen Auftretens von Gitterstrom ein Fallen des Anodenstromes auf. Die entstehende Kurve hat ungefähr den folgenden Verlauf (Fig. 121). Man kann den Rückkopplungsfaktor auch folgendermaßen definieren:

$$K = \frac{E_g}{J_a}$$

denn der Anodenstrom  $J_a$  hängt ja mit der Anodenspannung durch das Ohmsche Gesetz zusammen. Dieser Ausdruck ist nun in der gewählten Darstellung von Fig. 121 nichts anderes als der  $t_g$  des Winkels  $\alpha$  zwischen der Ordinate und einer Geraden, die durch den Nullpunkt geht. Je größer man nun  $K$  durch Kopplung der Spulen  $L_1$  und  $L_2$  macht, um so größer wird der Winkel  $\alpha$  und um so flacher verläuft die Gerade  $K$ . Sie heißt aus diesem Grunde auch die „Rückkopplungsgerade“. Man kann durch sie ohne weiteres feststellen, wie groß bei einer bestimmten Rückkopplung und einem bestimmten  $\mathfrak{N}_a$  der entsprechende Anodenwechselstrom ist. Ist z. B. die Rückkopplung so gewählt, daß sie die Stellung II einnimmt, so kann die Schaltung nicht zum Schwingen gebracht werden, da zu keinem Wert von  $E_g$  ein Anodenstrom entsteht.

Eine andere Darstellungsart erhält man, wenn man als Ordinate nicht den Strom, sondern die Wechselstromleistung  $\mathfrak{N}_a$  aufträgt. Die hierbei entstehenden Kurven zeigen ein ähnliches Bild (Fig. 122). Die Krümmung der Kurve gibt hier die Grenze zwischen dem unter- und überspannten Zustand an, bei dem ja bei einem bestimmten Abstand die Leistung ein Maximum wird.

### c) Das Reißdiagramm

Eine andere Art der Darstellung der Vorgänge bei einem selbsterregten Röhrensender ist durch das „Reißdiagramm“ nach H. Rukop gegeben. Hierbei wird versucht, die gesamten Schwingungsvorgänge einer Röhre in einem einzigen Diagramm zusammenzustellen (Fig. 123). Als Abszisse ist die Gitterspannung  $E_g$  der zu untersuchenden Röhre aufgetragen und als Ordinate der im Anodenkreis entstehende Schwingstrom  $J_{Ra}$ . Veränderlich ist ferner der Grad der Rückkopplung  $K$ , den man in einem beliebigen Maßstab annehmen kann, z. B. in mm-Spulenabstand zwischen  $L_1$  und  $L_2$ . Nun wird bei jeweils konstantem  $K$  ( $K_1, K_2, K_3 \dots$ ) durch Veränderung von  $E_g$  der entstehende Schwingstrom gemessen und eingezeichnet. Hierbei ergeben sich einzelne Gebiete, in denen sich keinerlei Schwingungen erregen lassen (Gebiet A, B, C); ferner solche, in denen entweder die Schwingungen stabil bestehen bleiben oder labilen Charakter haben. Die letzteren sind in der Darstellung horizontal schraffiert.

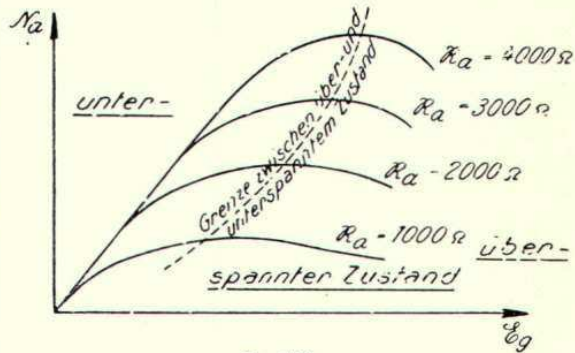


Fig. 122  
Andere Darstellung der Schwingkennlinie

Man sieht, daß z. B. bei einer Rückkopplung  $K_1$  schon stabile Schwingungen entstehen, doch ist ihre Stärke nicht sehr groß. An dieser Stelle hat die dynamische Kennlinie der Röhre ihre größte Steilheit. Weitere stabile

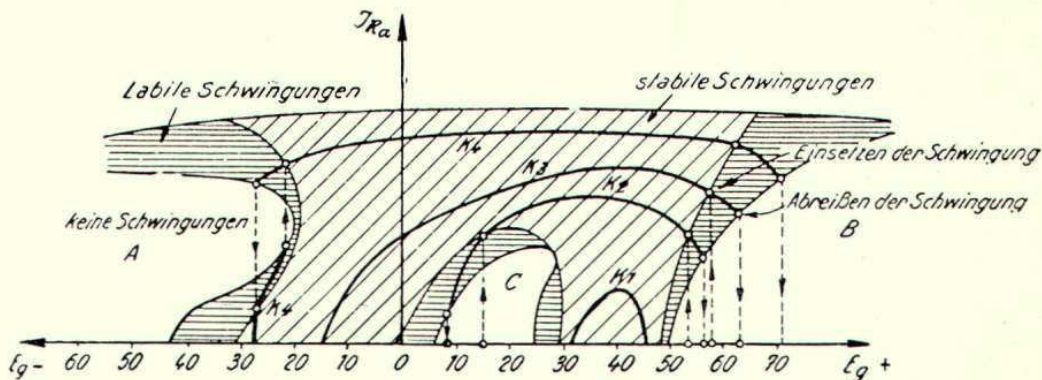


Fig. 123  
Reißdiagramm

Schwingungen, jedoch nicht über Vorspannungen von  $+ 65$  Volt hinaus, lassen sich bei der Rückkopplung  $L_3$  erzielen. Vergrößert man  $E_g$  über diesen Wert hinaus, so bleiben die Schwingungen noch durch den labilen Teil bestehen, um an dessen Grenze mit dem B-Gebiet plötzlich „abzureißen“. Geht man wieder mit  $E_g$  zurück, so setzen die Schwingungen nicht wieder an der gleichen Stelle ein bei der sie abgerissen sind, sondern erst an der Grenze des stabilen Gebietes. Die gleiche Erscheinung ergibt sich beispielsweise bei  $K_4$  bei  $- 28$  und  $+ 70$  Volt. Das Aussetzen der Schwingungen im Gebiet C bei  $K_2$  entsteht durch den hier bei der Röhre auftretenden Gitterstrom.

Diese ganze Darstellung ist für eine bestimmte Röhre nicht immer gleich, sondern sie ändert sich wesentlich mit der Größe der Gitterwechselspannung, dem Anodenwiderstand usw.; hängt also stark von den rein äußerlichen Apparaturanordnungen ab.

### III. Rückkopplungsschaltungen

Die hier zugrunde liegende einfache Meißnersche Anordnung wird wohl von der Mehrzahl der Amateure kaum noch gebraucht werden, denn sie besitzt im praktischen Betrieb bedeutende Nachteile. So ist es konstruktiv immer hinderlich, die Schwingkreisspule zu unterteilen und diese beiden Teile so koppelbar anzuordnen, daß die Rückkopplung in genügend feinen Grenzen gewählt werden kann. Ein weiterer Nachteil liegt in der Schaltung der Anodenstromquelle, denn hier muß der entstehende Anodenwechselstrom erst über diese hinweg zum Schwingkreis gelangen. So sind eine Menge anderer Schaltungen entstanden, die, obwohl sie oft bedeutend voneinander abzuweichen scheinen, doch immer das gleiche ursprüngliche Rückkopplungsprinzip besitzen. Es kann diese je nach den gewünschten Bedingungen

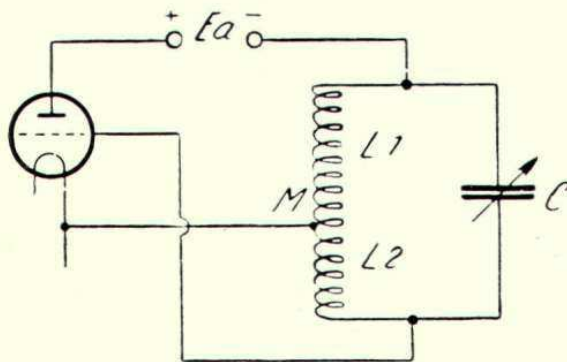


Fig. 124  
Der „Hartley“-Kreis

entweder rein induktiv, wie im gezeigten Fall, oder auch kapazitiv und gemischt kapazitiv-induktiv sein. Ein prinzipieller Vorteil dieser Anordnungen besteht nicht; vom Gesichtspunkt der Wechselstromleistung aus betrachtet, verhalten sie sich alle gleichwertig. Man kann also nicht sagen, diese oder jene Schaltung sei „besser“, der Vorteil liegt dann nur in einer leichteren Einstellbarkeit, einer besonderen Anordnung der Einzelteile oder in einer größeren erzielten Stabilität.

Gerade dieser letzte Punkt ist jedoch für den Kurzwellenamateur heute von sehr großer Wichtigkeit und soll deshalb noch besonders behandelt werden.

#### a) Der „Hartley“

Diese Schaltung ist eigentlich auch nur die von Meißner angegebene; jedoch mit einigen Verbesserungen. Die Aenderung der Rückkopplung durch variable Spulen ist ersetzt durch eine Anordnung im Spannungsteiler. Hierzu ist die Gitterkreisspule  $L_2$  an das untere Ende von  $L_1$  gelegt, wodurch man mit einer einzigen fortlaufend gewickelten Spule auskommt. Die beiden Außenenden führen dann wieder zu Gitter und Anode, während der sich ergebende Mittelabgriff  $M$  Kathodenpotential besitzt (Fig. 124). Hierdurch ist auch gleichzeitig die Phasenbedingung gewahrt. Der zur Abstimmung dienende Kondensator  $C$  kann parallel zu  $L_1$  und  $L_2$  gelegt werden, was den Vorteil hat, daß diese kleiner sein können, da nicht nur, wie ursprünglich,  $L_1$  allein die Induktivität für die Abstimmung darzustellen hat. Die Regulierung der Rückkopplung erfolgt durch Verschieben des Mittelabgriffes  $M$ .



Bei Röhren mit kleinem Durchgriff braucht man nach der Rückkopplungsformel nur eine kleine Gitterwechselspannung;  $L_2$  braucht nur aus ganz wenig Windungen zu bestehen. Mit wachsendem Durchgriff muß  $L_2$  immer größer werden, um bei  $D = 100\%$  (theoretisch!) die Mittelstellung einzunehmen. Bei den gewöhnlich benutzten Röhren mit  $D = 5 \div 15\%$  kann man  $M$  auf ungefähr  $\frac{1}{4} \div \frac{1}{5}$  der gesamten Windungslänge legen, gemessen vom Gitterende aus.

Der Vorteil dieser Schaltung liegt in seiner großen Einfachheit der Bedienung und Abstimmung. Sie ist eine Anordnung, die immer „geht“; sie läßt sich durch Wahl

geeigneter Schaltelemente bis auf Wellenlängen von einigen Metern noch sehr gut zum Schwingen bringen. Schon aus diesem Grunde ist sie wohl unter den Amateuren die am meisten verbreitete Senderschaltung.

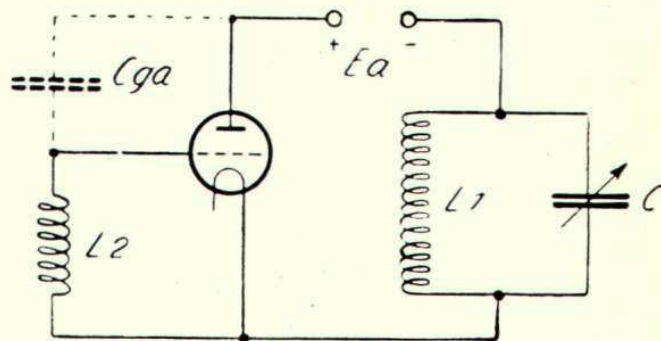


Fig. 125

Prinzipschema des „Huth-Kühn“-Senders

#### b) Der „Huth-Kühn“

Als Bedingung für die Selbsterregung haben wir kennengelernt, daß erstens eine Rückkopplung vorhanden sein muß und zweitens die Phasen-

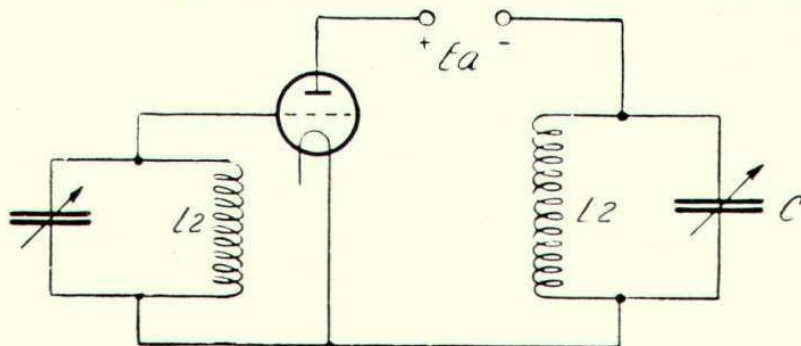


Fig. 126

„Huth-Kühn“ mit abgestimmten Gitter- und Anodenkreis

verhältnisse gewahrt bleiben müssen. Es ist also vollständig gleichgültig, wie diese Rückkopplung erzielt wird. Die bis jetzt behandelte hat induktiven Charakter, sie kann jedoch auch kapazitiven erhalten. Das Wesen der Huth-Kühnschen Schaltung ist nun, daß die innere Röhrenkapazität hierzu benutzt wird. Diese bildet mit den äußeren Widerständen im Gegensatz zum Hartley eine kapazitive Spannungsteilerschaltung (Fig. 125). Hierbei bedeutet  $C_{ga}$  die innere Röhrenkapazität zwischen Gitter und Anode. Durch diese Anordnung ist es ferner nicht mehr nötig, daß die beiden Schwingkreise des Gitters und der Anode direkt miteinander gekoppelt werden. Um einwandfreie Ver-

hältnisse zu bekommen, werden beim praktischen Aufbau diese beiden Kreise in möglichst großer Entfernung voneinander aufgebaut und die Spulen entkoppelt, d. h. im rechten Winkel zueinander aufgestellt.

Eine andere Ausführung der gleichen Schaltung sieht im Gitterkreis ebenfalls einen vollständigen Schwingkreis vor (Fig. 126). Die der Schwingkreisspule im Gitter parallel liegende Kapazität dient einerseits dazu, durch Abstimmung auf Resonanz den Widerstand zu erhöhen, andererseits aber auch um eine bequeme Einstellbarkeit jeder gewünschten Welle zu sichern. Bei der Abstimmung des Senders ist es nur nötig, den Gitterkreis auf die gewünschte Wellenlänge einzustellen und dann den Anodenschwingkreis auf maximale Leistungsausbeute abzustimmen.

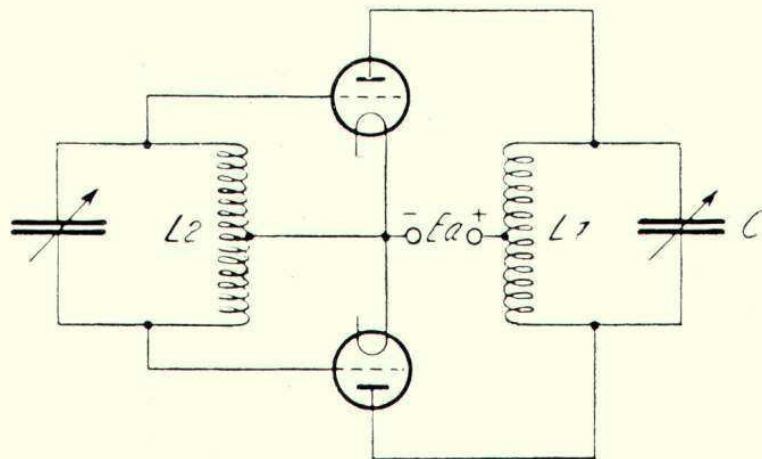


Fig. 127  
Gegentaktsender

### c) Der Gegentaktsender

Um die Leistung eines Senders zu erhöhen, ohne andere, größere Röhren einzusetzen oder höhere Spannungen aufzuwenden, kann man mehrere Röhren parallel schalten. Sämtliche Gitter und Anoden sind dabei zusammengeführt und gehen dann an die entsprechenden Schwingungskreise. Infolgedessen sollte man meinen, daß die abgegebene Leistung linear mit der Anzahl der parallel geschalteten Röhren zunimmt. Denn der Energiebetrag, den eine Röhre liefert, ist ja sooft vorhanden, als Röhren da sind. Diese Anordnung läßt sich bei langen Wellen wohl durchführen (z. B. bei Rundfunksendern), doch versagt diese Methode bei kurzen Wellen. Der Grund liegt in den inneren Röhrenkapazitäten. Beim Parallelschalten der Röhren addieren sich deren einzelne Größen, so daß sie schließlich in der Größenordnung von einigen Dutzend Zentimeter liegen. Eine zusätzliche Kapazitätserhöhung tritt ferner auf durch die äußeren Zuleitungen an die Röhren und die nicht zu vernachlässigenden Kapazitätswerte der Röhrensockel. Nimmt man nun so ein Gerät, z. B. als Hochfrequenzleistungsverstärker, so bietet diese Kapazität den Gitterschwingungen keinen Widerstand und diese werden so direkt nach der Anode hin kurzgeschlossen, ohne daß irgendeine Verstärkung in die Röhre eintritt.

Um diesen Mißständen, die sich besonders bei Frequenzen ab 10 000 kHz bemerkbar machen, abzuhelfen, geht man zur Gegentaktschaltung über

(Fig. 127). Sie hat ihren Namen daher, daß die Wirkungen der beiden Röhren sich gegenseitig abwechselnd unterstützen. Bei der Behandlung der Energievorgänge in einem Sender haben wir gesehen, daß der Wirkungsgrad und damit die äußere Leistung um so höher wird, je weiter der Ruhepunkt im negativen Gebiet liegt. Nun wissen wir aber, daß hierbei die negative Halbwelle der ankommenden Gitterwechselspannung abgeschnitten wird, dementsprechend auch pro Schwingung (Periode) nur eine Anodenstromschwankung entsteht. Würde man nun diese negative Halbwelle der Gitterspannung dem Gitter einer anderen Röhre zuführen, deren erzeugte Wechselenergie zu der des ersten Rohres im richtigen Moment wieder rückgeführt wird, so würde man bei sonst gleichen Betriebsbedingungen die doppelte Wechselstromleistung als beim Einrohrsender erzielen. Dies Problem ist im Gegentakt-sender gelöst.

Dadurch, daß die Spulenmitten des Gitterkreises am Null-Potential liegen, bilden sich an deren Enden Spannungsschwankungen aus, die um 180 Grad versetzt sind. Die Gitter der beiden Röhren erhalten also im gleichen Augenblick immer Spannungen von entgegengesetztem Vorzeichen. Wir haben also das, was wir wollen: nämlich eine Ausnützung der beiden Gitterwechselspannungs-Amplituden. Im Anodenkreis entstehen folglich auch anstatt des einen Stromstoßes  $\mathfrak{I}_a$  pro Periode deren zwei. Die Formel für die abgegebene Leistung  $\mathfrak{N}_a$  lautet demnach (ebenfalls bei  $\mathfrak{N}_a = \mathfrak{N}_{\text{grenz}}$ ):

$$\mathfrak{N}_a = \mathfrak{E}_a \cdot \frac{\mathfrak{I}_a}{2} = E_a \cdot \frac{I_s}{2}$$

gegenüber der Formel bei einer einfach ausgenützten Röhre:

$$\mathfrak{N}_a = E_a \cdot \frac{I_s}{4}$$

d. h., man erhält so doppelte Wechselstromleistung.

Ein weiterer Vorzug dieser Schaltung liegt in der Verteilung der inneren Röhrenkapazitäten. Betrachtet man in dieser Schaltung deren Anordnung, so sieht man, daß die am meisten ins Gewicht fallenden Gitter-Anodenkapazitäten der beiden Röhren hintereinander liegen (Fig. 128). Die resultierende Kapazität ist demnach nur die Hälfte. Hierdurch wird es möglich gemacht, daß ein Gegentakt-sender bis auf viel höhere Frequenzen zu schwingen vermag, als dies durch einen unsymmetrischen (1-Rohr)-Sender möglich ist. So ist gerade die Gegentaktanordnung diejenige, mit der sich mit am leichtesten ultrakurze Wellen von 50 cm bis 2 m Wellenlänge herstellen lassen.

Die Bedingungen für Selbsterregung sind bei diesen Sendern genau die gleichen, wie beim oben behandelten Huth-Kühn. Man kann nämlich jede Röhre mit dem dazu gehörigen halben Schwingungskreis für sich als Sender

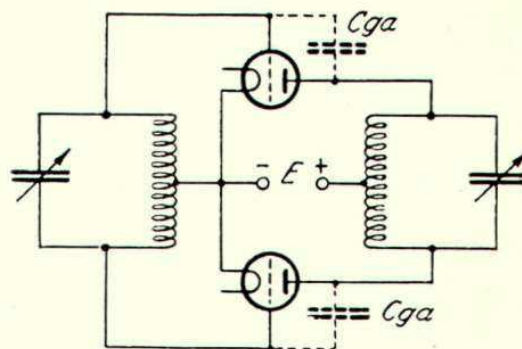


Fig. 128  
Verteilung der inneren Röhrenkapazitäten beim Gegentakt-sender

auffassen und erhält so die gleiche Schaltung wie der Sender mit abgestimmtem Gitter- und Anodenkreis (Fig. 129). Die Abstimmkapazitäten kann man sich dabei als eine Hintereinanderschaltung von zwei doppelt so großen Kondensatoren denken, deren Mitten an den gemeinsamen „—“ Pol geführt sind. Die Anordnung der Kondensatoren hat sich auch in der praktischen Ausführung als sehr vorteilhaft herausgestellt wenn man Sender für Frequenzen größer als 10 000 kHz zu bauen hat. Zu diesem Zweck nimmt man einen sogenannten Doppelkondensator, der zwei getrennte Statoren und Rotoren besitzt; die beiden letzteren sitzen aber gemeinsam auf der Achse und sind elektrisch miteinander gekoppelt. Die beiden Statoren bilden die anoden-seitigen Belege der Abstimmkapazität und der Rotor die beiden mittleren; hat also demnach Kathodenpotential. So ist es auch nicht unbedingt nötig,

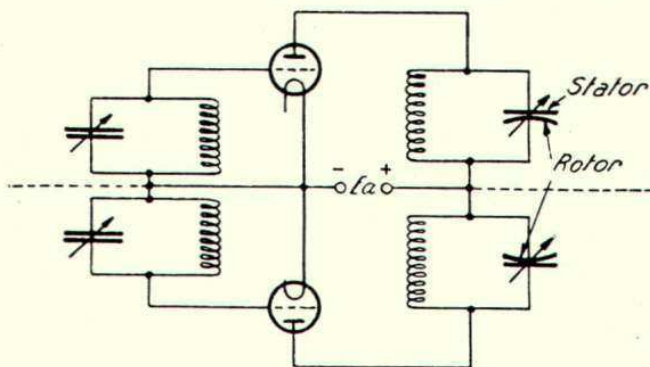


Fig. 129

Zerlegung der Gegentaktschaltung in zwei „Huth-Kühn“-Sender

diesen Punkt zu erden, denn gerade dadurch kann oft eine zusätzliche Unsymmetrie hereinkommen. Da auf der Achse nun der Abstimmknopf sitzt, so kommt beim Abstimmen die Körperkapazität nicht mehr in Betracht. Die ganze Schaltung ist also stabiler geworden, sie besitzt so größere Wellenkonstanz.

#### IV. Frequenzkonstanz

Unter Frequenzinkonstanz versteht man die ungewollte Abweichung der ausgesandten Sendewelle von einem bestimmten Sollwert. Sie tritt hauptsächlich bei eigenerregten Sendern auf; bei fremdgesteuerten kann man ihr durch besondere Maßnahmen begegnen, ebenso beim quarzgesteuerten Sender, bei dem sie naturgemäß von vornherein sehr klein ist.

Diese unangenehmen Frequenzänderungen können zwei Ursachen haben; nämlich eine mechanische und eine elektrische. Die erstere soll hier nun kurz betrachtet werden, denn sie hat ihren Grund nur in einem instabilen Aufbau der Sendeapparatur. Wichtig hierbei ist eine gute Versteifung der Montageplatten; es ist besser, diese noch auf Gummifüßchen zu setzen, um sie gegen Erschütterungen zu bewahren wenn z. B. die Morsetaste auf dem gleichen Tisch befestigt ist. Ferner müssen sämtliche Hochfrequenz führenden Leitungen so stark ausgebildet werden, daß Vibrationen vollkommen ausgeschlossen sind. Für Sender kleinerer Leistungen (bis etwa 20 Watt) verwendet man hier am besten Kupferdraht von 2 mm Durchmesser. Eine Ausnahme hiervon machen natürlich die Verbindungen im Schwingkreis selbst, denn hier können selbst bei diesen kleinen Energien so starke Ströme fließen (bis zu einigen Ampere), so daß durch dünne Leitungen große Verluste auftreten; unter Umständen sogar so warm werden, daß sie sich von etwaigen Lötstellen ablösen. Es ist hier immer zweckmäßig, wenn auch etwas um-