

Bolt verwenden, werden wir wieder einen Strom feststellen können. Das heißt aber, daß bei heißem Faden F bereits eine geringe Spannung zwischen diesem und der Platte P genügt, um die Elektronen aus dem Faden heraus und zu der Platte hinüberzulocken, sobald diese positiv ist (denn positiv heißt ja, wie wir wissen, daß da zuwenig — hier also an F zuviel — Elektronen vorhanden sind!). Ist F kalt, so können erst sehr hohe Spannungen, ein sehr erheblicher Elektronenmangel an P, die Elektronen, die sich in F aufhalten, veranlassen, diesen zu verlassen.

Letzterer Fall interessiert uns hier weniger, wir bleiben daher beim ersten, also bei dem heißen Faden, in dem ja die Elektronen viel „lockerer sitzen“. Wir lernen hier gleich zwei Fremdworte kennen, die immer wiederkehren. Der Faden, von dem die Elektronen gewissermaßen ausgesprüht werden, heißt mit einem Fremdwort „Kathode“ (verdeutschte auch wohl „Sprühpol“), während die Platte, die die Elektronen aufnimmt, mit Anode („Fangpol“) bezeichnet wird. Die Anode liegt dabei am positiven „Pol“ der „Anodenbatterie“ (B_2 in Abb. 47), während deren negativer „Pol“ an die Kathode angeschlossen ist. Die „Glühkathode“ wird durch die „Heizbatterie“ B_1 „geheizt“.

Vertauschen wir die Anschlüsse der Batterie B_2 in Abb. 47, so wird an die Platte ein Elektronenüberschuß gelangen, während am Heizfaden ein Elektronenmangel vorhanden ist. Nun wissen wir aber, daß bei niedrigen Spannungen, wie sie für unsere Zwecke in Betracht kommen, von einer kalten Platte keine Elektronen wegkönnen. Außerdem haben die Elektronen keine Neigung, irgendwohin zu fliegen, wo schon ein Elektronenüberschuß ist. Keinesfalls werden hier also von der Platte nach dem Faden Elektronen fliegen können. Die Elektronen im Faden, die wegen der Hitze dort gern fort möchten, können auch nicht zur Platte fliegen, denn dort sind ja jetzt schon viel zu viel Elektronen vorhanden. Das Meßinstrument zeigt auf Null, d. h. es fließt kein Strom durch die Röhre, wenn die Platte an Minus liegt gegenüber dem Faden, wenn also die Anode negativ wird. Wir kennen einen Fall, wo eine Spannung einmal positiv, das andere Mal negativ wird: die Wechselspannung. Gegen eine solche Wechselspannung zwischen Anode und Kathode, so wird zweifellos nur dann ein Strom fließen können, solange die Anode positiv ist; wird sie negativ, so ist der Strom gesperrt. Die Lampe — wir nennen sie in der Technik „Röhre“ — läßt Strom nur in einer Richtung durch, sie „richtet den Strom gleich“, wirkt also wie ein Ventil in einer Pumpe, das Wasser auch nur immer nach einer Richtung strömen läßt. Daher heißen solche Röhren auch „Gleichrichterröhren“, „Gleichrichter“ oder auch wohl direkt „Ventile“. Von der Wechselspan-

nung der Abb. 48 kommen also nur die schraffierten Halbwellen (Abb. 49) zur Auswirkung; nur in dieser Richtung kann ein Strom fließen. Schalten wir also in Abb. 47 statt der Batterie B, eine Wechselspannungsquelle an, so wird der durch das Galvanometer G fließende

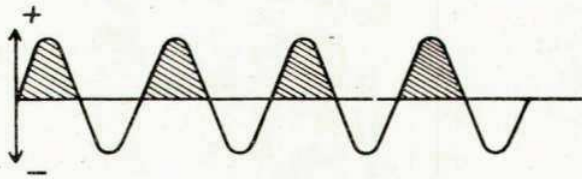


Abb. 48



Abb. 49

Strom die Form der Abb. 49 haben, d. h. nur für die Hälfte der Wellen, nur für die „positiven Halbwellen“, ist der Weg frei. Diese Art der Gleichrichtung heißt daher auch wohl „Halbweggleichrichtung“. Erwähnt sei, daß ein Kristalldetektor eine ähnliche Ventilwirkung hat. Deshalb wurde in früheren Empfangsschaltungen auch der unzuverlässige Kristalldetektor durch die „Ventilröhre“ ersetzt und diese zur Gleichrichtung der Empfangsströme verwendet.

Die Abb. 50 zeigt die prinzipielle Gleichrichterschaltung. Wird für T ein „Hochfrequenztransformator“, d. h. ein Transformator, der hohe

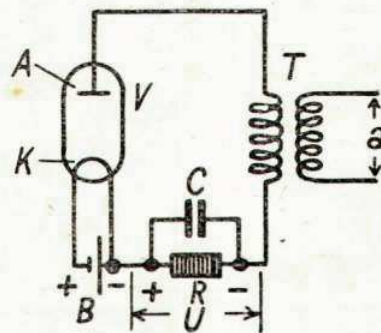


Abb. 50

Frequenzen (z. B. $f = 1000 \text{ KHz}$) überträgt, genommen und ihm eine Wechselspannung U zugeführt, so überträgt er diese auf die zweite Spule (Sekundärspule) und die Röhre V mit der Anode A und der (Glüh-) Kathode K (die aus der Batterie B geheizt wird) richtet sie gleich. Durch den Widerstand R fließt dann ein Strom, der an seinen Enden eine Gleichspannung entstehen läßt, die im gleichen Rhythmus „pulsiert“

wie der Strom (Abb. 49). Der Kondensator C dient dazu, dem Wechselstrom einen Nebenweg sehr geringen Wechselstromwiderstandes an dem Widerstand R vorbei zu bieten. Die Polarität der an R liegenden Spannung ist durch die beiden Vorzeichen gekennzeichnet, eine einfache Ueberlegung erweist die Richtigkeit. Erwähnt sei, daß das Meßinstrument G in Abb. 47 die schnellen Schwankungen des Stromes nicht mitmachen kann, daher stellt es sich auf einen Mittelwert ein. Ersetzen wir in Abb. 50 den Transformator T durch einen mit Eisenkern und führen ihm eine niederfrequente Spannung zu (beispielsweise $f = 50$ Hz), so ändert sich an der Wirkungsweise nichts, nur muß dann C entsprechend größer gewählt werden. (Aus Abb. 50 geht gleichzeitig das Schaltzeichen der Ventilröhre hervor, das der Wirklichkeit der Abb. 47 sehr ähnlich ist.)

Die Röhren, die zwei „Pole“ oder „Elektroden“ (hier Anode und Kathode) haben, heißen auch „Zweipolröhren“ (Fremdwort: Dioden) oder Zweielektrodenröhren, dabei hat sich der Sprachgebrauch so entwickelt, daß hierdurch nur diejenigen Röhren gekennzeichnet werden, die zur Gleichrichtung der Empfangsschwingungen (Hochfrequenz!) verwendet werden, während die für Niederfrequenz stets (Halbweg-) Gleichrichter heißen.

In der Versuchsschaltung nach Abb. 47 erhöhen wir die Spannung der Batterie B_2 von 0 V aus immer um 5 V, erhalten also Anodenspannungen $u_0, u_1, u_2, u_3, u_4, u_5$ von 0, 5, 10, 15, 20, 25 V uff. Bei jeder Spannung lesen wir an G den dann fließenden „Anodenstrom“ (i_1, i_2, i_3, i_4, i_5) ab und notieren ihn. Jetzt zeichnen wir uns — beispielsweise auf Millimeterpapier — zwei aufeinander senkrechte Geraden (Abb. 51),

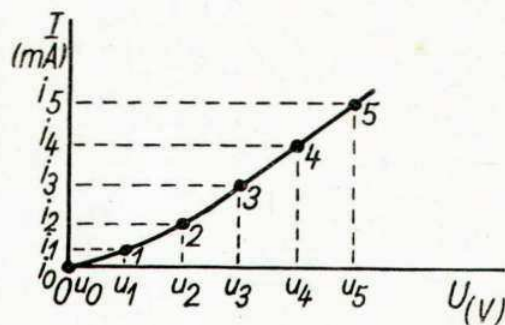


Abb. 51

teilen die waagerechte in 5 Teile, die je 5 V entsprechen mögen, und die senkrechte beispielsweise in 50 Teile, deren jeder einem 1 mA entspricht. In der gezeigten Weise können wir dann für jede Spannung den zugehörigen Strom einzeichnen und erhalten so eine Anzahl Punkte (0, 1, 2, 3, 4, 5). Ziehen wir durch alle diese Punkte eine gleichmäßige

Linie, eine Kurve, so ist diese doch zweifellos für die betreffende Röhre irgendwie kennzeichnend, charakteristisch; denn wenn wir eine Röhre ganz anderer Type nehmen, so verläuft diese Kurve ganz anders. Die Kurve nennt man daher auch „Kennlinie“ oder „Charakteristik“ der Röhre, sie zeigt, welcher Strom bei einer bestimmten Spannung durch sie fließt.

Die Dreipolröhre

Bringen wir zwischen Kathode und Anode der Zweipolröhre noch eine weitere Elektrode, die netz- oder gitterförmig ist und die wir auch als „Gitter“ bezeichnen, so ändert sich das Verhalten dieser Röhre beträchtlich gegenüber dem der einfachen Zweipolröhre. Wir haben in Abb. 52 eine solche Röhre (Gitter G!) mit einer Heizbatterie B_1 und der Anodenbatterie B_3 , dem Meßinstrument für den Anodenstrom mA sowie einem

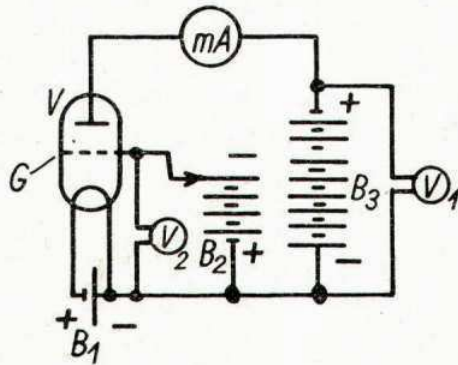


Abb. 52

Voltmeter V_1 für die Anodenspannung im Schaltbild (s. a. Abb. 47 und 50) gezeichnet. Soweit hat sich also nichts gegenüber der Schaltung der Zweipolröhre geändert. An das Gitter können wir aber auch irgend eine Spannung (beispielsweise aus der Batterie B_2) legen und diese mittels des Voltmeters V_2 messen. Wir wollen uns hier darauf beschränken, diese Spannung negativ zu machen, denn der Bereich positiver „Gitterspannungen“ interessiert uns für unsere Zwecke nicht weiter. Wir könnten auch versuchen, den Strom zum Gitter zu messen, wissen aber aus unseren Versuchen mit der Zweipolröhre, daß eine Elektrode, die gegenüber der Kathode negativ ist, also mehr Elektronen auf sich versammelt hat als diese, den Elektronen den Zutritt versperrt, so daß zu ihr kein Strom fließen kann. Nun ist das Gitter — wie schon gesagt — keine massive Platte, sondern ein durchbrochenes Gebilde. Legen wir also das Gitter zunächst an die Kathode (Gitterspannung Null Volt) — hier also an das negative Heizfadenende —, so können wir fest-

stellen, daß sich durch Veränderung der Anodenspannung U_a ($B_3!$) in ähnlicher Weise eine Kennlinie für den Anodenstrom I_a aufstellen („aufnehmen“) läßt wie bei der Zweipolröhre, weil die Elektronen durch die Zwischenräume des Gitters hindurchfliegen. Wir zeichnen sie auf (Abb. 53) und schreiben an sie $U_g = 0\text{ V}$ (U_g als Maß für die Spannung zwischen Gitter und Kathode, die „Gitterspannung“). Da sie die Abhängigkeit zwischen U_a und I_a bei festgehaltener U_g angibt, nennen wir sie auch $I_a - U_a =$ Kennlinie. Legen wir jetzt zwischen das Gitter und die Kathode eine Spannung von 3 Volt mit dem Minuspol an das Gitter, so erhalten wir bei Wiederholung der Messung eine weitere Kennlinie, die zwar der ersten ähnlich sieht, aber mehr rechts liegt. An sie schreiben wir $U_g = -3$. Für verschiedene Gitterspannungen können wir dieses Verfahren wiederholen und erhalten dann eine ganze „Kennlinienschar“, auch Kennlinienfeld genannt (Abb. 53). Würden wir

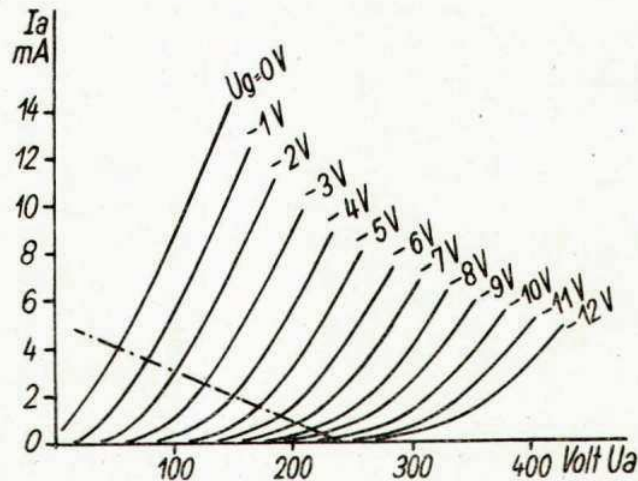


Abb. 53

eine ganz andere Röhrentype nehmen, beispielsweise statt der hier gezeichneten AC 2 eine RE 604/LK 460 (Abb. 55), so hätten die Kennlinien zwar eine ähnliche Form, aber die Spannungen und Ströme wären völlig andere. Jetzt könnten wir aber auch die Anodenspannung fest einstellen und zusehen, wie sich der Anodenstrom der Röhre ändert, wenn wir die Gitterspannung U_g (auch Gittervorspannung genannt) von Null auf immer negativere Werte anwachsen lassen. Wir zeichnen dann wieder zwei zueinander senkrechte Geraden, die eine nach links (negative Richtung, entgegengesetzt zu rechts = $+$) und die andere wieder nach oben. Dann teilen wir die waagerechte in gleiche Teile für die Gitterspannung ($- U_g$), die senkrechte für den Anodenstrom I_a .

Für verschiedene Anodenspannungen erhalten wir dann andere Kennlinien, die den vorhergehenden ähnlich sehen, aber in einem anderen Maßstab gezeichnet sind. In Abb. 54 haben wir diese (auch „ $U_g - I_a$ — Kennlinien“ genannt) für die gleiche Röhre wie wir sie für Abb. 53

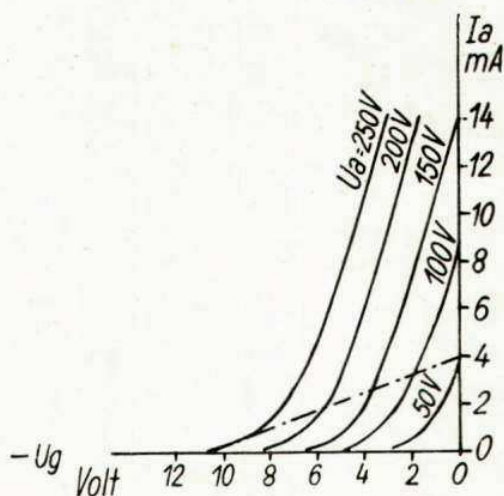


Abb. 54

zur Messung benutzten, nämlich die AC 2. Der Vergleich der beiden Abbildungen zeigt ohne weiteres die Beziehungen zwischen den beiden Kennlinienformen, ein Vergleich mit Abb. 56 zeigt auch hier einen

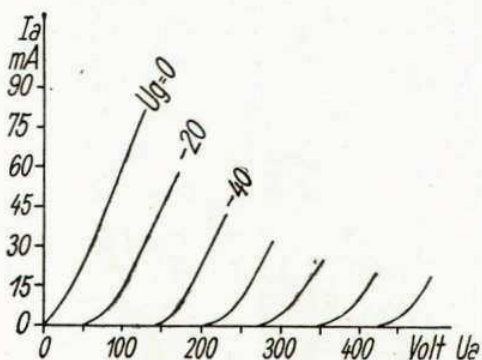


Abb. 55

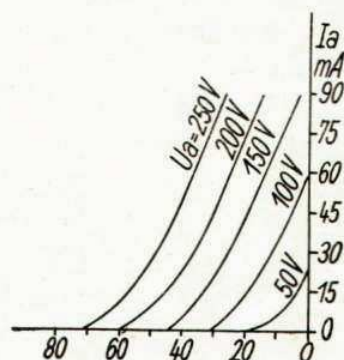


Abb. 56

Unterschied in den Daten und dem Verlauf der Kennlinien für verschiedene Röhrentypen, wenn auch die Form ähnlich ist. Mit einiger Ueberlegung werden wir auch dahinterkommen, wie wir die eine Kennlinie in die andere umzeichnen könnten, doch sei das hier nicht näher besprochen.

Der innere Widerstand

In Abb. 57 haben wir eine idealisierte Kennlinie, die also ganz gerade verläuft. Wenn die Spannung um einen bestimmten Betrag u zu-

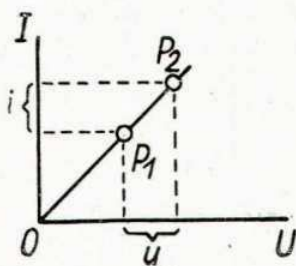


Abb. 57

nimmt, wird auch der Strom um einen entsprechenden Betrag i größer (von Punkt P_1 nach P_2 beispielsweise). Denken wir an einen Ohmschen Widerstand! Hat er beispielsweise 10 Ohm und vergrößern wir die Spannung an ihm um 10 Volt von 0 auf 10 Volt, so wird der Strom sich um 10 A von 0 auf 10 A vergrößern. Lassen wir die Spannung weiter um 1 V wachsen (u), so wird der Strom um ein weiteres Ampere

von P_1 nach P_2 (i) steigen. Wir erkennen leicht, daß unsere aus dem Nullpunkt kommende Gerade in Abb. 57 nichts anderes darstellt als die „Kennlinie“ eines Ohmschen Widerstandes und daß ihre „Steigung“, der Winkel, den sie gegen die Waagerechte bildet, ein Maß ist für die Größe des Widerstandes: sie verläuft um so weniger steil, je größer der Ohmsche Widerstand ist (die Aufzeichnung je einer Kennlinie für die Widerstandswerte 10 und 1000 Ohm beweist uns das!). Also stellen unsere Kurven in den Abb. 51, 53 und 55 auch irgendwelche Widerstände dar, nur verlaufen diese „Widerstandskurven“ nicht überall geradlinig. Wir finden, daß sie in der Nähe der waagerechten Geraden schwache Steigung haben, also großen Widerständen entsprechen und erst bei größerem Abstand steiler werden, also kleineren Widerständen entsprechen. Berechnen wir den Widerstand für die Kurve der Abb. 53 bei $U_g = -4$ V und eine Anodenspannung von 120 V, indem wir beispielsweise die Spannung um 20 V auf 140 V wachsen lassen und die zugehörige Stromänderung (etwa 1 mA) aus der Kennlinie entnehmen, so finden wir einen Widerstandswert von etwa 20000 Ohm. Stellen wir eine ähnliche Betrachtung an der $U_g = 0$ — Kennlinie an, die zwischen $U_a = 120$ V und $U_a = 200$ V praktisch geradlinig verläuft, so finden wir für diese Spannungszunahme von 80 V eine Stromzunahme von 12 auf 22 mA, also von 10 mA, somit ist der Widerstand (U/I) etwa 8000 Ohm! Diesen Widerstandswert bezeichnen wir als den „inneren Widerstand“ (R_i) der Röhre, da er gewissermaßen „innen in der Röhre“ sitzt. Ähnliche Berechnungen an der RE 604/LK 460 (Abb. 55) zeigen uns, daß diese einen durchweg niedrigeren inneren Widerstand hat.

Die Steilheit

Die Kennlinien für U_g und I_a sagen uns, daß wir durch eine Änderung der Spannung am Gitter eine Änderung des Anodenstromes

bewirken können. Betrachten wir die Kennlinie für $U_a = 250 \text{ V}$ in dem Bereich zwischen $U_g = -3$ und $U_g = -4$ Volt, also für eine Gitterspannungsänderung von 1 V , so finden wir, daß der Anodenstrom sich von 15 auf 11 mA , also um 4 mA , ändert. Wir sprechen auch von einer „Anodenstromänderung“ von „ 4 mA pro V “ (4 mA/V). Betrachten wir die weniger steile Stelle der Kurven für $U_a = 100 \text{ V}$ und $U_g = -3$ und $U_g = -4 \text{ V}$, so finden wir, daß hier sich der Anodenstrom nur um $0,9 \text{ mA pro Volt}$ ändert. Wir können also diesen Zahlenwert direkt zur Angabe benutzen, wie „steil“ die Kurve an einer bestimmten Stelle verläuft und nennen ihn auch direkt „Steilheit“ (S) der Röhre, messen diese also in mA/V .

Der Durchgriff

Aus den Kurven von Abb. 53 können wir entnehmen, daß die negative Gitterspannung der Anodenspannung in ihrer Wirkung auf den Anodenstrom entgegengesetzt ist. Suchen wir auf der Kennlinie für $U_g = 0$ den zu $U_a = 120 \text{ V}$ gehörenden Strom, also etwa 12 mA , auf und erhöhen jetzt die negative Gitterspannung um 1 V auf $U_g = -1 \text{ V}$, so finden wir, daß dann der Anodenstrom bei der gleichen Anodenspannung um etwa 4 mA kleiner geworden ist. Wollen wir ihn bei gleicher Gitterspannung wieder auf 12 mA bringen, so müssen wir die Anodenspannung auf etwa 160 V erhöhen (also um rund 40 V , genau 36 V); eine Gitterspannungsänderung von 1 V wettzumachen, brauchen wir also eine 36 mal so große Anodenspannungsänderung. Rechnen wir auf 100 V Anodenspannungsänderung um, so brauchten wir für diese etwa $2,78 \text{ V}$ Gitterspannungsänderung, das wären also $2,78\%$ der Anodenspannungsänderung.

Warum das Gitter stärker auf die Elektronen und damit auch auf die Größe des Anodenstromes durch die Röhre einwirkt als die Anode, ist einfach zu begreifen: das Gitter liegt ja der Kathode näher als die Anode. Die an der Anode liegende Spannung muß immer erst durch die Zwischenräume zwischen den Gitterdrähten hindurch sich die Elektronen „greifen“, sie muß gewissermaßen durch das Gitter „hindurchgreifen“. In unserem Beispiel könnten wir auch sagen, daß nur $2,78\%$ der Anodenspannung durch das Gitter hindurchgreifen, denn eine Gitterspannungserhöhung nach der negativen Seite um $2,78\%$ der Anodenspannungserhöhung nach der positiven Seite bleibt ohne Einfluß auf die Menge der Elektronen, die beiden Wirkungen heben sich auf. Diese Größe, die für die Lage der Kennlinien und vor allen Dingen für die praktische Brauchbarkeit der Röhren sehr wichtig ist,

heißt aus naheliegenden Gründen „Durchgriff“ (D), ist also das Maß dafür, welcher Prozentsatz der Anodenspannung als Gitterspannung verwendet eine gleiche Wirkung wie jene hat. Wir merken uns noch, daß bei der einfachen Röhre, die wir unseren Betrachtungen und Messungen zugrunde legten, also der Röhre mit einem Gitter, „Eingitterröhre“, Dreipolröhre (Fremdwort: Triode), die Multiplikation von Innenwiderstand (in Ohm) mit der Steilheit (in Ampères pro Volt!) und dem Durchgriff (als Dezimalbruch, $D = 10\%$ entspricht also dann $0,1$!) stets 1 ergibt:

$$R_i \cdot S \cdot D = 1.$$

Die Röhre als Verstärker

Dadurch, daß im Anodenkreis der Röhre eine Stromänderung auftritt, wenn wir die Gitterspannung ändern, daß also eine ans Gitter

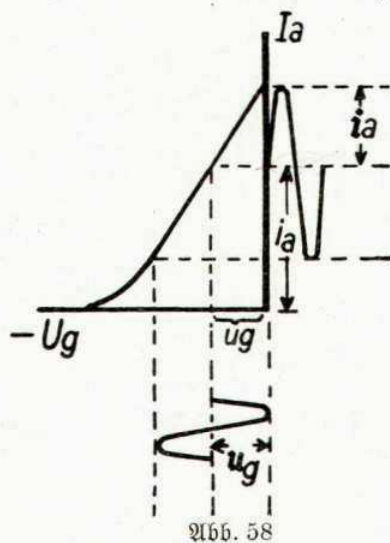


Abb. 58

angelegte Wechselspannung u_g auch einen Anodenwechselstrom i_a hervorrufen wird (wenn wir unsere Batterie-Gittervorspannung $[u_g]$ so einstellen, daß ein hinreichend großer Anoden-„ruhe“strom $[i_a]$ fließen kann! [Abb. 58]), ist uns wenig geholfen, denn wir wollen ja aus der Wechselspannung wieder eine Wechselspannung machen, und zwar natürlich eine verstärkte, denn sonst brauchen wir ja die Röhre gar nicht!

Erinnern wir uns an die Besprechung von elektromotorischer Kraft, Klemmenspannung und „Kurzschluß“ und „Leerlauf“! Um einen Strom fließen zu lassen, ist eine elektromotorische Kraft erforderlich. Wirkt diese über einen Widerstand auf zwei Klemmen, so wird an diesen die Klemmenspannung natürlich Null, wenn wir sie kurzschließen, während an ihnen die volle EMK als Klemmenspannung auftritt, wenn wir einen unendlich hohen Widerstand anschließen! Betrachten wir daraufhin unsere Röhre, so finden wir, daß in ihr ja auch eine elektromotorische Kraft wirksam sein muß, die bei Anlegen einer Wechselspannung zwischen Gitter und Kathode bestrebt ist, über den inneren Widerstand der Röhre und durch den an deren „Klemmen“ — hier also zwischen Anode und Pluspol der Anodenbatterie — angeschlossenen „äußeren Widerstand“ einen Wechselstrom zu treiben. In unserem Fall liegt hier ein sehr kleiner

Widerstand — auch für Wechselstrom — „im Anodenkreis“, nämlich unser Strommeßinstrument mA. Der „Anodenkreis ist“ praktisch „kurzgeschlossen“, so daß die Klemmenspannung (die hier also an den beiden Anschlüssen des Milliampereometers liegt!) Null ist („Kurzschluß“).

Wir ändern nun unsere Versuchsbedingungen dahingehend, daß wir (Abb. 59) an das Gitter eine negative Vorspannung (Batterie B_2) legen,

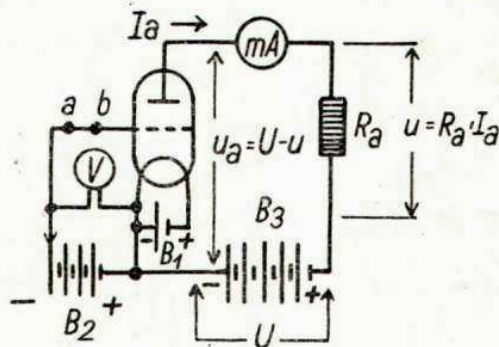


Abb. 59

die wir einstellen können, ferner die Röhre durch eine Heizbatterie (B_1) heizen und eine Anodenspannung (Batterie B_3) über einen „Außenwiderstand“ R_a und ein Milliampereometer mA anlegen. Die Spannung der Anodenbatterie ist U (Volt); fließt ein Anodenstrom I_a , so wird dieser an R_a einen Spannungsabfall (=Verlust) $u = R_a \cdot I_a$ verursachen (Ohmsches Gesetz!). Die zwischen dem Minuspol der Anodenbatterie B_3 und der Anode der Röhre liegende Gleichspannung wird also nicht mehr gleich der Spannung U sein, sondern niedriger, nämlich U vermindert um u !

Aus unseren Röhrenkennlinien können wir ablesen, daß bei einer bestimmten Gitterspannung und gegebener Anodenspannung der Strom durch die Röhre gerade aufhört zu fließen, weil dann eben der dem Durchgriff entsprechende Prozentsatz der Anodenspannung als negative Gitterspannung verwendet ($U_g = -D \cdot U_a$) die Wirkung der Anodenspannung gerade aufhebt, so daß keine Elektronen zur Anode gelangen können. Jetzt nehmen wir zur Vereinfachung der ferneren Betrachtungen einmal an, daß die Röhrenkennlinien nicht gekrümmt, sondern ganz gerade seien (Abb. 60a, 60b, 60c). In der Abb. 60b haben wir wieder die $U_a - I_a$ -Kennlinien (idealisiert) irgendeiner beliebigen Röhre. Legen wir diese Kennlinien für unsere Schaltung nach Abb. 59 zugrunde, so werden wir finden, daß bei einer Anodenspannung von 400 V und einer negativen Gitterspannung von 40 V gerade kein Anodenstrom mehr fließen kann ($I_a = 0$), daß hier also der Durchgriff

$D = 10\%$ (0,1) ist (Punkt A). Bei einer Gittervorspannung von -40 V und $U_a = 400\text{ V}$ wird also in Abb. 59 $u = 0$ und damit $u_a = U$! Vermindern wir die Gitterspannung auf -30 V , so fließt — wie uns mA anzeigt — ein Anodenstrom von 15 mA , es tritt also anscheinend etwas Besonderes auf, denn nach der Zeichnung müßten wir ja dann einen Anodenstrom von 60 mA bekommen (Gerade III von A aus). Der Grund

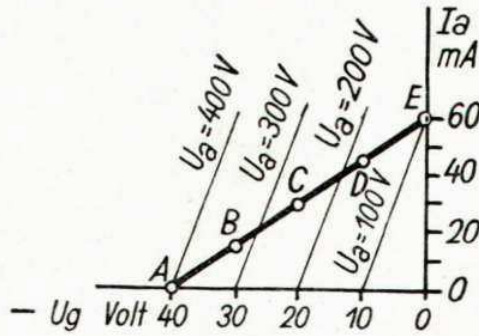


Abb. 60 a

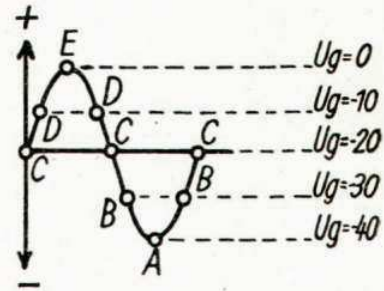


Abb. 60 c

hierfür ist natürlich darin zu suchen, daß dann, wenn ein Strom I_a durch R_a fließt, an ihm ein Spannungsabfall stattfindet (u) und daß daher an die Anode der Röhre ja gar nicht mehr die vollen 400 V der Batterie (U) gelangen, sondern entsprechend weniger ($u_a = U - u$). Bei Erniedrigung der Gitterspannung auf -20 V erhalten wir $I_a = 30\text{ mA}$, für $U_g = -10$, dann $I_a = 45\text{ mA}$ und endlich für $U_g = 0\text{ V}$ $I_a = 60\text{ mA}$. Diese Punkte zeichnen wir uns auf den zugehörigen Kennlinien an und finden, daß sie alle auf einer Geraden I (ABCDE) liegen. Wir lesen daraus ab, daß für eine Gitterspannungsänderung von 40 V (-40 auf

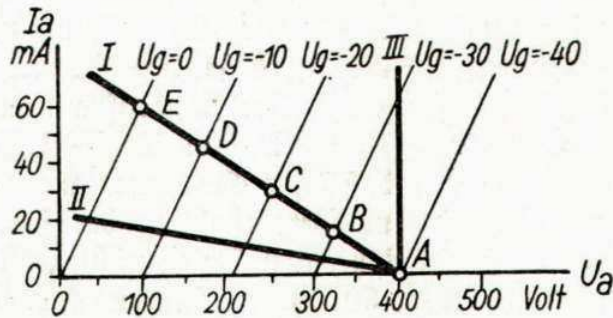


Abb. 60 b

0) eine Anodenspannungsänderung (u_a) von 300 V (400 auf 100) und dabei eine Stromänderung von 60 mA (0 auf 60) auftritt. Für 300 V Anodenspannungsänderung haben wir 60 mA Stromänderung, das

entspricht aber einem Widerstand. In der Tat haben wir ja auch extra einen solchen eingeschaltet, nämlich R_a . Nach dem Ohmschen Gesetz können wir ihn zu 5000 Ohm berechnen. Für einen größeren Widerstand R_a würde sich logischerweise eine flacher verlaufende Gerade (beispielsweise II) ergeben.

Nehmen wir nun den Punkt C als Ausgangspunkt weiterer Untersuchungen. Für C ist $U_g = -20$ V. Eine Spannungsänderung um 20 V nach der positiven Seite würde eine Anodenstromänderung um 30 mA von 30 nach 60 mA verursachen, eine gleichgroße Änderung der Gitterspannung nach der negativen Seite eine gleichgroße Änderung von 30 mA, nämlich von 30 auf 0 mA! Wir könnten sagen: die „Kennlinie“ I in Abb. 60b hat eine Steilheit von 30 mA pro 20 V oder von 1,5 mA/V. Da wir mit ihr, d. h. mit einem Außenwiderstand, in der Praxis arbeiten, nennen wir sie auch „Arbeitssteilheit“ und die Gerade I „Arbeitskennlinie“. Ohne R_a , wenn also immer $u_a = U$ und $u = 0$ wären („Kurzschluß“), bekämen wir die „Arbeitskennlinie“ für $R_a = 0$, nämlich III, erhielten also eine Steilheit (für $R_a = 0$ heißt sie „statische Steilheit“) von 60 mA pro 10 V oder 6 mA/V, die „Arbeitssteilheit“ ist hier also infolge des Außenwiderstandes R_a kleiner als die „statische Steilheit“, die Arbeitskennlinie fällt mit der statischen Kennlinie zusammen.

Zurück zu unserer Gitterspannungsänderung von C aus! Wir kommen bei Änderung der Gitterspannung zuerst in positiver (weniger negativ werdender!), dann in negativer Richtung und zurück über den Punkt D nach E, dann von E wieder über D zurück nach C und — bei negativer werdender Gitterspannung — über B nach A, von A wieder über B nach C zurück. Lassen wir unsere Gitterspannung auf -20 V stehen (Punkt C), trennen den Kurzschluß zwischen den beiden Klemmen a und b in Abb. 59 und legen zwischen diese eine Wechselspannung, die in ihrem Höchstwert 20 V beträgt, so wird also die Arbeitskennlinie I dauernd in der Richtung CDEDCBABC usw. durchlaufen, es fließt ein Anodenwechselstrom (Abbildung 60c) und infolgedessen tritt an R_a eine Anodenwechselspannung auf, die sich aus der Multiplikation des Außenwiderstandes mit dem Anodenwechselstrom ergibt. Da hier der Anodenstrom in seinem Höchstwert 30 mA beträgt (bei 20 V Gitterwechselspannung), ferner $R_a = 5000$ Ohm ist, wird die Anodenwechselspannung in ihrem Höchstwert also 150 Volt werden, wie wir auch leicht aus den Kennlinien ablesen könnten, wenn wir die Anodenspannungen zu den Punkten C und E vergleichen. Wir haben also tatsächlich das, was wir erreichen wollten, nämlich eine Verstärkung, erzielt, denn für eine

Gitterwechselspannung von 20 Volt bekommen wir eine Anodenwechselspannung von 150 Volt, d. h. also eine 7,5fache „Spannungsverstärkung“. In Abbildung 60a haben wir die I_a - U_g -Kennlinien der gleichen Röhre — ebenfalls geradlinig, also idealisiert — wiedergegeben, auch ist hier die Arbeitskennlinie eingezeichnet ($R_a = 5000 \Omega$) und wir sehen, daß sie auch hier „schräg durch das Kennlinienfeld hindurchläuft“, wie nicht anders zu erwarten ist, wenn wir die U_a - I_a -Kennlinien vergleichen. Aus dieser Abbildung geht noch eindeutiger hervor, daß die Steilheit der Arbeitskennlinie geringer ist als die der sogenannten „statischen“ Kennlinien der Röhre. Im Gegensatz zur Röhrenkennlinie, die in Wirklichkeit gekrümmt ist, wird die Arbeitskennlinie für Ohmschen R_a stets eine Gerade!

Wie können wir nun die Spannungsverstärkung erhöhen? Wir lesen für die Arbeitskennlinie II aus Abbildung 60b ab, daß bei ihr die Anodenwechselspannung größer wird, der Punkt E würde ja für sie nicht auf 100 V, sondern auf etwa 45 V fallen, d. h. die Anodenwechselspannung für die gleiche Gitterwechselspannung wäre hier größer. Durch Erhöhung von R_a können wir also die Verstärkung größer machen. In der Praxis macht man R_a bei Dreipolröhren mindestens 4mal so groß wie R_i bei dem betreffenden „Arbeitspunkt“ (C in Abb. 60a, 60b, 60c, er soll bei Verstärkung immer etwa in der Mitte der Arbeitskennlinie liegen!), meist sogar noch größer, um eine gute Verstärkung zu erzielen.

Die Fünfpolröhre

Die Abb. 61 gibt uns einen weiteren Anhalt für die Vergrößerung der „Arbeitssteilheit“. Bei Abb. 61a liegen die Kennlinien für die ver-

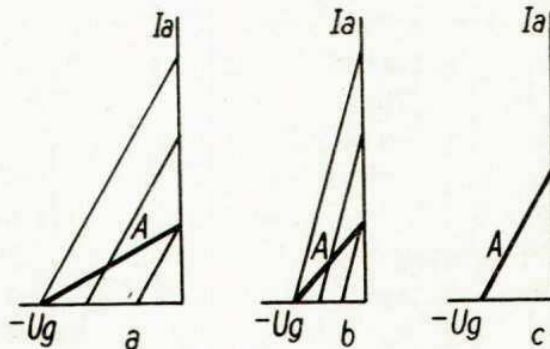


Abb. 61

schiedenen Anodenspannungen in einem bestimmten Abstand voneinander, die Arbeitskennlinie hat also einen hierdurch bedingten Ver-

lauf. In Abb. 61b sind die Kennlinien näher aneinandergerückt, so daß auch die Arbeitssteilheit größer geworden ist (A ist die Arbeitskennlinie). Am idealsten wäre es nun, wenn wir alle Kennlinien der Röhre so nahe zusammenschieben könnten, daß sich für verschiedene Anodenspannungen überhaupt keine Abstände zwischen den einzelnen U_g - I_a -Kennlinien mehr ergeben würden, so daß also dann die Arbeitskennlinie sich mit der statischen Kennlinie der Röhre decken würde (Abb. 61c). Ueberlegen wir einmal, wodurch die Abstände der U_g - I_a -Kennlinie für verschiedene Anodenspannungen bedingt sind! Nehmen wir die Abstände der Fußpunkte, also für $I_a = 0$ als Ausgangspunkt, so wissen wir, daß sich für diese die erforderliche negative Gitterspannung als $D \cdot U_a$ ergibt. Machen wir D , den Durchgriff, kleiner, so werden auch die Abstände von $U_g = 0$, aber gleichzeitig die Abstände der Kennlinien untereinander geringer. Machen wir D einmal zu Null! Dann würde die Gittervorspannung für den Fußpunkt gleich Null mal Anodenspannung, also auch — für alle (!) Anodenspannungen — Null Volt betragen, die Kennlinie würde also von Null aus ins Gebiet der positiven Gitterspannungen laufen, wäre also für uns uninteressant (da wir ja nur das Gebiet negativer Gitterspannungen betrachten wollten). In Abb. 62 haben wir links die U_g - I_a -Kennlinie für den Fall gezeichnet, daß alle Kennlinien für beliebige Anodenspannungen aufeinanderfallen, und rechts die zugehörigen U_a - I_a -Kennlinien, die — wie nicht anders zu erwarten — durchweg horizontal verlaufen (d. h. also, daß $D = 0$ und $R_i =$ unendlich groß ist). Vergleichen wir Abb. 62 mit Abb. 63, so finden wir eine

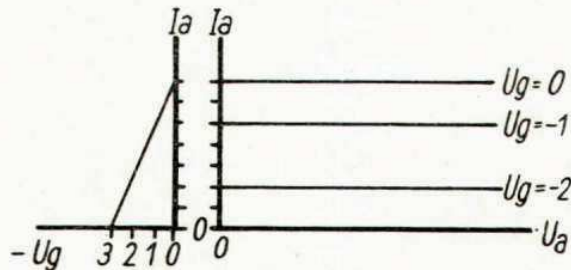


Abb. 62

gewisse Ähnlichkeit. Für Anodenspannungen oberhalb etwa 60 V laufen die Kennlinien für verschiedene Gitterspannungen alle nahezu horizontal, d. h. mit einem sehr geringen D und einem sehr großen R_i . Wir können in der Praxis D nie ganz gleich Null machen, also wird auch R_i nie ganz unendlich groß. In unserem Falle ist R_i schon sehr groß, nämlich bei $U_g = -1,5$ V in der Größenordnung von 1000000 Ohm, bei $U_g = -6$ V rund 2000000 Ohm!

Die Frage ist nun: Wie können wir erreichen, daß die Kennlinien für diesen minimalen Durchgriff nicht nahezu vom Nullpunkt in Gebiete positiver Gitterspannungen verlaufen? In Abb. 64 haben wir das Schema des Innenaufbaus für die Röhre, deren Kennlinien wir eben betrachtet haben (Abb. 63) (hier eine AF 3). Wir finden außer

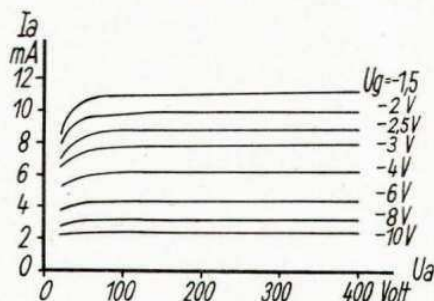


Abb. 63

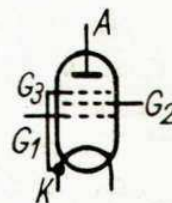


Abb. 64

Kathode K, Anode A sowie unserem gewohnten Gitter, das hier mit G_1 bezeichnet ist, noch zwei weitere Gitter G_2 und G_3 zwischen G_1 und Anode A. Da G_3 mit der Kathode verbunden ist, wollen wir uns zunächst mit ihm nicht beschäftigen, sondern uns um G_2 kümmern. G_2 hat einen ziemlich großen Durchgriff durch G_1 und K, wenn wir G_2 einmal als Anode einer Dreipolröhre auffassen und hier eine ähnliche Kennlinienschar für U_{G_2} , I_{G_2} bei verschiedenen U_{G_1} aufnehmen würden. Diese Kennlinienschar sähe also sehr ähnlich aus wie die einer Dreipolröhre (Triode), die Kennlinien hätten einen bestimmten Abstand voneinander und wären entsprechend dem ziemlich großen Durchgriff von G_2 hinreichend weit im negativen Gebiet von U_g , also dort, wo wir sie gebrauchen können. Schalten wir (Abb. 64a) zwischen G_2 und die Batterie keinen Widerstand, so wird also immer die volle Batteriespannung an G_2 wirksam sein, mithin wird eine zwischen G_1 und K gelegte Gitterwechselspannung keine Wechselspannung erzeugen können, sondern nur einen Wechselstrom fließen lassen. Da auch G_2 ein Gitter ist, werden durch G_2 ebenso wie durch G_1 Elektronen hindurchfliegen können. Steht jenseits G_2 keine Elektrode mehr, so würden diese natürlich zu G_2 zurückkehren. In unserem Fall steht aber dort die Anode A und hat eine positive Spannung (Elektronenmangel!), „zieht also Elektronen zu sich herüber“. Da A durch G_2 und G_1 hindurchgreifen muß, wird ihr Durchgriff natürlich an sich schon geringer, er kann leicht auf so geringe Werte gebracht werden, daß Änderungen der Spannung an ihr praktisch kaum noch ins Gewicht fallen. Das Gitter G_2 mit seinem großen Durchgriff — auf eine feste, positive Spannung gelegt, gestattet (wie bei einer Dreipol-

röhre) den Arbeitspunkt in das Gebiet negativer Gitterspannungen zu verlegen. Wir haben hier also eine Röhre, bei der die Anode (in deren Kreis ja unser R_a geschaltet werden soll) einen sehr kleinen Durchgriff hat (also eine praktisch vernachlässigbare „Rückwirkung“ auf die Steilheit der Arbeitskennlinie, so daß die Arbeitskennlinie praktisch mit der gleichen Steilheit verläuft wie die statische, die durch die Spannung an G_2 gegeben ist).

In der Abb. 60 hatten wir eine Spannungsverstärkung von 7,5fach bei einer Arbeitssteilheit von $1,5 \text{ mA/V}$ (oder $0,0015 \text{ A/V}$) und einem R_a von 5000 Ohm erhalten, die Verstärkung ist also gleich Arbeitssteilheit multipliziert mit R_a . Die Röhre hatte eine statische Steilheit von 6 mA/V ($0,006 \text{ A/V}$), so daß wir also dann, wenn wir den Durchgriff mittels Einfügung eines weiteren Gitters sehr klein machen könnten und die Arbeitssteilheit gleich der statischen Steilheit würde, mit der Röhre eine 30fache Verstärkung erhielten. Wir sprachen vorher von der Rückwirkung, die die Anode auf die Arbeitssteilheit ausübt, und zwar infolge ihres Durchgriffs, sie heißt auch „Anodenrückwirkung“. Durch das eingefügte Gitter G_2 (Abb. 64) schützen wir die Arbeitskennlinie gewissermaßen vor dieser Steilheitsverschlechterung infolge der Anodenrückwirkung, es wird daher auch wohl mit „Schutzgitter“ bezeichnet.

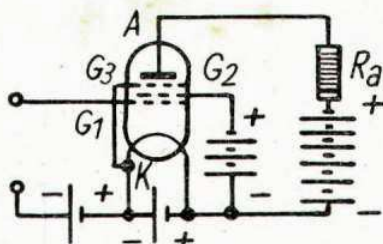


Abb. 64a

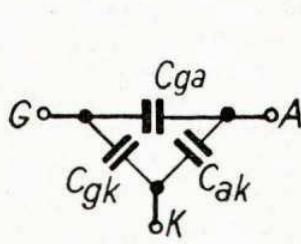


Abb. 65

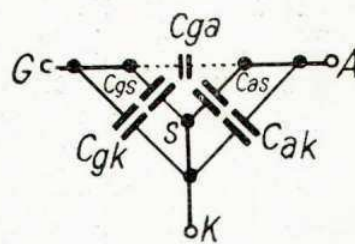


Abb. 66

Wir hatten früher festgestellt, daß zwei einander gegenüberstehende Metallteile einen Kondensator bilden, also eine Kapazität gegeneinander aufweisen. Das Gitter einer Dreipolröhre hat also eine Kapazität C_{gk} gegenüber der Kathode und eine zweite, C_{ga} , gegenüber der Anode. Die Anode hat außerdem noch eine Kapazität, C_{ak} , gegen die Kathode. Zeichnen wir die Röhre also schematisch mit drei Klemmen, die Gitter G , Anode A und Kathode K bezeichnen sollen, auf, so erhalten wir das Bild der Abb. 65. Für eine Röhre mit einem zweiten Gitter S (G_2 in Abb. 64) würden wir außer C_{gk} und C_{ak} noch eine Kapazität C_{gs} zwischen Steuergitter und Schutzgitter und eine weitere, C_{sa} , zwischen diesem und der Anode (Abb. 66) erhalten, die Kapazität

zwischen Gitter 1 und Anode wäre also gleich der aus der Serienschaltung von C_{gs} und C_{sa} resultierenden Kapazität, die notwendigerweise kleiner sein muß als jede der beiden Einzelkapazitäten. Da wir alle Punkte, zwischen denen keine Wechselspannung auftreten kann, uns miteinander verbunden denken dürfen, wenn wir uns nur um Wechselstromvorgänge kümmern wollen, dürfen wir also hier die Batterie zwischen Schutzgitter und Kathode, sowie die Anodenbatterie als nicht vorhanden betrachten und S einfach mit K verbinden, ebenso statt des +Pols den -Pol der Anodenbatterie setzen! Wir denken jetzt an die Verkleinerung des Durchgriffs der Röhre mit zwei Gittern gegenüber der Dreipolröhre und erfahren hier, daß auch eine Verkleinerung der Kapazität C_{ga} erfolgt. Also muß diese Kapazität mit dem Durchgriff etwas zu tun haben. Das trifft in der Tat zu, und da wir durch die Einbringung des wechsellspannungsmäßig an Kathode liegenden Schirmgitters einen „Kapazitätsschirm“ zwischen Gitter 1 und Anode gelegt haben, sprechen wir auch von „Schirmgitterröhre“. Denken wir uns aus Abb. 64 das Gitter G_3 weg, so haben wir eine sogenannte „Schutzgitter-“ oder „Schirmgitterröhre“ vor uns, die wegen ihrer vier Elektroden (K, G_1 , G_2 , A) auch „Vierpolröhre“ bzw. „Vierpolschirmröhre“ heißt (Tetrode).

Wozu dient denn nun aber das Gitter G_3 ? Wir denken daran, daß wir am Schirmgitter eine konstante, positive Gleichspannung zu legen haben. Legen wir in den Anodenkreis der Röhre einen Widerstand, so wird an diesem bei Auftreffen einer Wechselspannung am Gitter G_1 (vgl. a. Abb. 60) die momentane Anodenspannung schwanken. Es kann vorkommen, daß sie geringer wird als die Schirmgitterspannung. Die Elektronen, die von der Kathode angeflogen kommen und durch das Schirmgitter auf die jetzt weniger positive Anode fliegen wollen, werden sich teilweise unterwegs überlegen, daß sie doch lieber wieder umkehren und auf das Schirmgitter fliegen. Soweit wäre das nicht weiter tragisch. Durch die am Schirmgitter liegende positive Spannung werden aber die Elektronen bereits in eine gewisse, ziemlich große Geschwindigkeit versetzt und eine ganze Anzahl von ihnen wird mit solchem Schwung durch die Zwischenräume des Schirmgitters hindurchfliegen, daß sie auch vor der weniger „anziehenden“ (positiven) Anode nicht wieder umkehren können, sondern mit großer Geschwindigkeit auf diese aufprallen. Wenn Elektronen auf irgendwelche Materiebestandteile prallen, schlagen sie aus diesen weitere Elektronen heraus, etwa wie wir aus einer größeren Zahl von Kugeln, die nebeneinander auf einem Tisch liegen, dadurch, daß wir eine Kugel gegen sie schleudern, mehrere andere

in Bewegung versetzen können. Die von der Kathode kommenden Elektronen nennt man dabei „Primärelektronen“ und die durch ihren Aufprall neu freierwerdenden „Sekundärelektronen“. Letztere haben keine solche Eigengeschwindigkeit wie die Primärelektronen, also auch keinen Schwung. Daher werden sie sich dorthin begeben, wo im Augenblick ein Mangel an Elektronen besteht, nämlich auf das Schirmgitter. Im Augenblick also, wo die Anode weniger positiv ist als das Schirmgitter, stellen wir einen Elektronenstrom von der Kathode zum Schirmgitter und — durch dieses hindurch zur Anode — fest, aber außerdem fließt ein (Sekundär-) Elektronenstrom von der Anode zum Schirmgitter.

In der Abbildung 67 finden wir eine U_a - I_a -Kennlinie einer solchen Schirmgitterröhre (Vierpolschirmröhre). Rechts von der gestrichelten

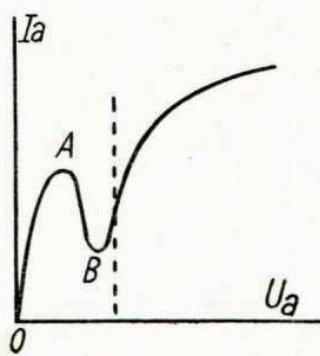


Abb. 67

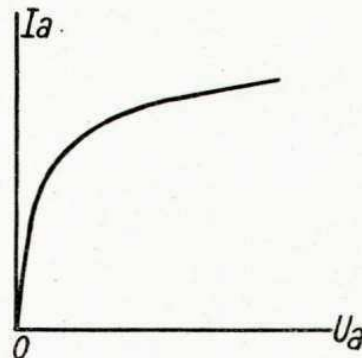


Abb. 68

senkrechten Linie ist der Verlauf normal, denn mit steigender Anodenspannung wird der Anodenstrom größer. Betrachten wir aber die Lage einmal vom Nullpunkt ausgehend! Die Schirmgitterspannung ist so groß wie dem Abstand der gestrichelten Linie vom Nullpunkt entspricht. Zunächst steigt mit ansteigender Anodenspannung der Anodenstrom an. Dann aber wird infolge der steigenden Spannung auch die Geschwindigkeit der Elektronen größer und sie können bereits Sekundärelektronen aus der Anode heraus schlagen, und zwar in steigendem Maße mit steigender Spannung. Der Strom von der Anode weg (zum Schirmgitter) wird also größer als der zur Anode hin, so daß wir das eigenartige Bild erhalten, daß mit steigender Anodenspannung der Anodenstrom kleiner wird. Die Kennlinie „steigt“ von 0 bis A, „fällt“ aber dann bis B. Wie wir leicht einsehen, entspricht sie in diesem Bereich (A bis B) einem „negativen“ Widerstand. Erst rechts von B steigt die Kennlinie wieder an, weil dann die Anodenspannung immer näher an die Schirmgitterspannung heranreicht, also immer weniger Sekundärelektronen von der Anode weg zum Schirmgitter gelangen können, bis bei

größer werdender Anodenspannung Sekundärelektronen gar nicht mehr von der Anode wegkönnen.

Wir sagten schon, daß die Sekundärelektronen die Anode mit geringer Geschwindigkeit, geringem Schwung, verlassen. Wir werden sie daher auch leichter abbremsen können als die schnellfliegenden Primärelektronen. Legen wir in ihren Weg, d. h. also zwischen Gitter 2 und Anode A ein weiteres Gitter und erteilen diesem eine gegenüber der an G_2 und an A liegenden, stark positiven Spannung eine negative Spannung, oder auch nur die Spannung der Kathode (Null), so werden sie gegen diese nicht anlaufen können, weil ja dort schon ein erheblicher Elektronenüberschuß gegenüber der Anode besteht (diese ist positiv, auf ihr besteht also ein Elektronenmangel!). Sie werden durch dieses Gitter abgebremst und kehren zur Anode zurück. Aus diesem Grunde heißt das Gitter G_3 (Abb. 64) auch „Bremsgitter“ (fälschlich manchmal „Fanggitter“ genannt). Die schnellen Primärelektronen werden nicht abgebremst, sie fliegen vielmehr trotzdem weiter. Der Verlauf der Kennlinie in Abb. 68 zeigt die Wirkung des Bremsgitters: der links von der gestrichelten Senkrechten in Abb. 67 liegende Bereich ist stetig steigend und nicht mehr unregelmäßig. Aus diesem Grunde verwendet man heute fast durchweg die sogenannte Bremsgitterröhre mit fünf Elektroden (Fünfelektrodenröhre, Dreigitterröhre, Fünfpolröhre oder Penthode genannt). Sie wird sowohl für Spannungsverstärkerzwecke (Hoch- und Niederfrequenzverstärker) als auch für die Erzielung von größeren Leistungen (Leistungsverstärker) verwendet. Im ersten Fall heißt sie „Fünfpol-Schirmröhre“ (HF-Penthode, HF für Hochfrequenz), im letzten auch Fünfpol-Endröhre (Endpenthode). Als besonderer Vorteil der Fünfpolröhren ist hervorzuheben, daß sie schon bei kleinen Anodenspannungen gut arbeiten!

Spannungs- und Leistungsverstärker

Bei solchen Bremsgitterröhren können wir den gesamten Anodenspannungsbereich ausnutzen, während wir bei der Schirmgitterröhre (Tetrode) den links von der gestrichelten Senkrechten (Abb. 67) liegenden Bereich in der Praxis nicht gebrauchen können. Außer dadurch, daß wir bei Fünfpolröhren eine vernachlässigbare Anodenrückwirkung und daher größere Verstärkung erhalten, können wir auch die Anodenwechselspannung größer machen. In Abb. 69 ist nochmals die Arbeitskennlinie einer Dreipolröhre gezeichnet, die Röhrenkennlinien sind dünn eingezeichnet. Die — hier „sinusförmige“ Wechselspannung zwischen Gitter und Kathode ist mit U_g bezeichnet, die dann an der Anode auf-

tretende Anodenwechselspannung mit U_a und endlich der Anodenwechselstrom mit I_a .

Wenn wir mit einer gegebenen Gitterwechselspannung eine möglichst große Anodenwechselspannung, also große Spannungsverstärkung, erhalten wollen, so ist es klar, daß dann der Außenwiderstand (R_a) sehr groß gemacht werden muß. Je größer dieser wird, desto flacher liegt die Kennlinie (s. a. Abb. 60) und desto größer wird die Anodenwechselspannung, desto kleiner aber auch der Anodenwechselstrom. Dabei ist zu beachten, daß bei Fünfpolröhren R_a stets kleiner als R_i ist!

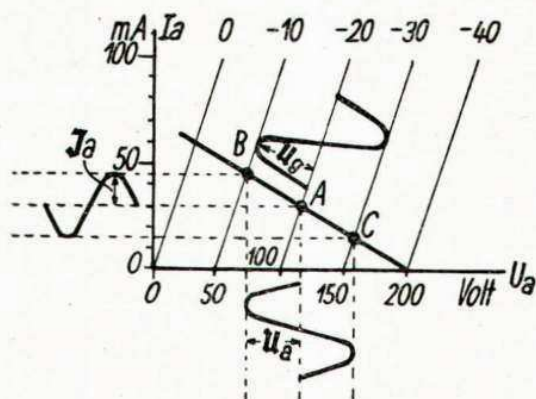


Abb. 69

Soll die Röhre eine Wechselstromleistung abgeben — etwa wenn wir ihr eine Tonfrequenz-Wechselspannung am Gitter zuführen und in ihren Anodenkreis einen Lautsprecher legen, dem sie eine Tonfrequenz-Leistung zuführen soll —, so werden die Verhältnisse anders. Dann muß nämlich — da Leistung gleich Spannung mal Strom, hier also U_a mal I_a ist — auch ein brauchbarer Anodenwechselstrom fließen, wir können deshalb R_a nicht beliebig groß machen. Um bei einer gegebenen Dreipolröhre mit der festliegenden Gitterwechselspannung eine möglichst große Leistung zu erhalten, werden wir $R_a = R_i$ (dem Innenwiderstand der Röhre) machen müssen, während dann, wenn uns die Anodengleichspannung der Röhre gegeben ist und wir die Gitterwechselspannung beliebig wählen können, für die größte Leistungsabgabe an R_a dieser zweimal so groß sein muß wie R_i : $R_a = 2 R_i$. Bei Fünfpolröhren ist R_a stets erheblich kleiner als R_i .

Wir werden bei einer Fünfpolröhre eine geringere Gitterwechselspannung brauchen, da ja dort die Arbeitskennlinie steiler ist, außerdem können wir eine größere Anodenwechselspannung erhalten, die Fünfpolröhre ist also der Dreipolröhre überlegen (warum dennoch für manche Zwecke der Dreipolröhre der Vorzug gegeben wird, braucht uns hier

nicht weiter zu interessieren!). Da diese „Leistungsverstärkeröhre“ die letzte Röhre des Empfängers bzw. Verstärkers ist, heißt sie auch wohl „Endröhre“ (daher die Bezeichnungen „End-Triode“ und „End-Penthode“).

Es sei hier gleich bemerkt, daß die ausgesprochenen „Endröhren“ für uns nur dann in Frage kommen, wenn wir Lautsprecherempfang machen wollen, also eine ziemlich beträchtliche Leistung benötigen. Wenn wir uns dagegen — wie das beim Kurzwellenempfang fast stets der Fall ist — mit einem Kopfhörer begnügen, so reichen die sogenannten „Spannungsverstärkeröhren“ (in diesem Falle also die HF-Pentoden) auch aus, weil bei ihnen ja ebenfalls eine gewisse, wenn auch geringe Leistung zu erhalten ist, wenn wir R_a passend wählen. Diese reicht aber für den Kopfhörerempfang aus, so daß wir bei Kurzwellen-Kopfhörerempfängern auf die Endröhren, die immer einen ziemlich erheblichen Stromverbrauch haben, gern verzichten können.

Effektiv-Spannung, -Strom, -Leistung

Zu Abb. 69 müssen wir noch eine Erklärung bringen. Wir hatten früher gelernt, daß ein Strom, der durch einen Draht fließt, diesen erwärmt. Je größer der Widerstand ist, desto größer wird die Erwärmung bei einer gegebenen Stromstärke, sie kann (bei Glühlampen und Verstärkeröhren z. B.) dazu führen, daß der Draht (Faden) mehr oder weniger hell glüht, ja sogar dazu, daß er infolge übergroßer Erhitzung durchschmilzt (Schmelzsicherung!). Lassen wir einen Gleichstrom durch einen Draht fließen, so werden wir für die gegebene Stromstärke (die ja ständig gleich bleibt!) eine bestimmte Erwärmung feststellen. Schicken wir nun einen Wechselstrom durch den gleichen Draht, der ja dauernd seine Stärke zwischen Null und dem Höchstwert ändert, so wird die Erwärmung durch diesen geringer sein. Durch genaue Messungen können wir feststellen, daß ein Wechselstrom nur die gleiche Erwärmung hervorbringt wie ein $0,707$ ($1/\sqrt{2}$) mal so starker (also schwächerer) Gleichstrom. Diesen Wert nennen wir „Mittelwert“ („Effektivwert“) des Stromes (J_{eff}) und erhalten analog für die Wechselspannung als Mittelwert (U_{eff}) das $0,707$ fache der höchsten momentanen Spannung („Amplitude“). Wollen wir also die Leistung nicht in dem Augenblick erhalten, wo Anodenwechselspannung und Anodenwechselstrom ihren Höchstwert haben (B in Abb. 69), so müssen wir Strom und Spannung je mit $0,707$ multiplizieren (oder durch $\sqrt{2}$ dividieren), um den Mittelwert der Leistung (N_{eff}) zu erhalten:

$\frac{U \cdot J}{\sqrt{2} \cdot \sqrt{2}} = N_{\text{eff}} = U_{\text{eff}} \cdot J_{\text{eff}} = \frac{U \cdot J}{2} = U \cdot J \cdot 0,707 \cdot 0,707$. Auf diese Weise stellen wir fest, daß der Mittelwert („effektive Leistung“) sich zu $1/2$ der Spitzen- oder Amplitudenleistung ergibt.

Wechselstrom-Außenwiderstände

Ersetzen wir in Abb. 59 den Ohmschen Außenwiderstand R_a durch eine Selbstinduktion, die einen praktisch vernachlässigbaren Ohmschen Widerstand hat, so wird zweifellos die an der Anode der Röhre liegende Gleichspannung genau so groß sein wie die Batteriespannung ($u_a = U$). Wollen wir also den Arbeitspunkt P (s. a. Abb. 70) damit erhalten, der auf der Kennlinie $U_g = -2$ liegt und für den wir bei der Arbeitskennlinie I (R_a Ohmscher Widerstand) die Batteriespannung u_1 gebrauchen, so benötigen wir nunmehr nur noch die Batteriespannung u_2 . Ändern wir die Gitterspannung bei dieser Anodenspannung langsam, so bekommen wir — wie nicht anders zu erwarten — die „Arbeitskennlinie“ II (gestrichelt), in Wirklichkeit also die statische Kennlinie der Röhre, da ja für Gleichstrom der Außenwiderstand Null ist. Legen wir aber eine Wechselspannung an das Gitter und erhöhen langsam deren Frequenz, so wird der induktive Widerstand zunehmen, der Außenwiderstand wird also größer: die Arbeitskennlinie wird flacher (I und IV). Wir sagen auch „die Arbeitskennlinie dreht sich um den Arbeitspunkt“ (in der durch den Pfeil L bezeichneten Richtung). Nehmen wir eine einstellbare Selbstinduktionspule, so erhalten wir das gleiche Bild, wenn wir die Frequenz festhalten und die Selbstinduktion vergrößern (s. a. Seite 51).

Wir haben also den Vorteil, daß wir für Wechselstrom einen großen Außenwiderstand haben können und eine große Verstärkung bekommen, aber dennoch keine so hohe Batteriespannung brauchen. Wie aus Abb. 70 ersichtlich, kann die Anodenwechselspannung hier größere Momentanwerte erhalten als u_2 , während das bei Ohmschem Außenwiderstand nicht möglich ist.

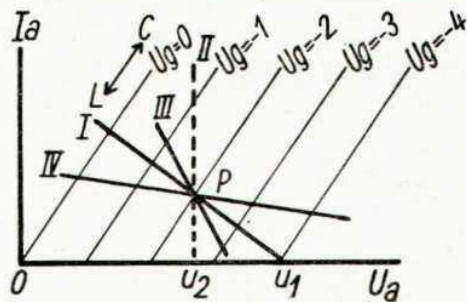


Abb. 70

Legen wir eine durch einen Kondensator abstimmbare Spule in den Anodenkreis der Röhre, also einen Sperrkreis, so wird bei Resonanz mit der Frequenz der Gitterwechselspannung der Außenwiderstand am

größten, die Kennlinie verläuft dann also am flachsten, es ergibt sich die größte Spannungsverstärkung, während bei weitgehender „Bestimmung“ des Sperrkreises praktisch keine Wechselspannung am Kreis auftritt, die Verstärkung auf Null sinkt. Je größer der Sperrkreiswiderstand $\left(\frac{L}{C \cdot R}\right)$ ist, desto größer wird die „Resonanzverstärkung“.

Derartige Verstärker verwendet man mit bestem Erfolg zur Hochfrequenzverstärkung, also insbesondere zur direkten Verstärkung der ankommenden Zeichen.

Legen wir die Arbeitskennlinie I für Ohmschen R_a zugrunde und schalten parallel zu R_a einen Kondensator, so wird sich für Gleichstrom die Lage der Kennlinie nicht ändern. Je größer aber die Frequenz der Gitterwechselspannung wird bzw. je größer die Kapazität ist, desto kleiner wird der kapazitive Widerstand, der parallel zu R_a liegt, desto steiler verläuft also dann die Arbeitskennlinie: sie dreht aus der Lage I (um den Punkt P) in der Pfeilrichtung C (also beispielsweise auf III), um schließlich für sehr hohe Frequenzen bzw. große Kapazitäten auf II (Verstärkung Null!) zu kommen. Da — wie wir schon feststellten (Abb. 65, 66) — die Röhre eine Kapazität hat und außerdem ja die Drähte, mittels derer wir die einzelnen Teile einer Schaltung untereinander verbinden, ebenfalls eine Kapazität gegen die Kathode aufweisen, ist einzusehen, daß — auch bei Verwendung eines Ohmschen Außenwiderstandes — stets eine gewisse Kapazität parallel zu R_a liegt, die schließlich die Verstärkung oberhalb einer gewissen Frequenz praktisch zu Null macht. Zu berücksichtigen ist, daß bei den Dreipolröhren ja außer C_{ak} auch noch die Serienschaltung von C_{ga} und C_{gk} parallel zu R_a liegt, daß also, je größer C_{ga} ist, auch noch die Verstärkung vermindert wird. Nehmen wir eine parallel zu R_a erscheinende Kapazität von ca. 100 pF an, wie sie bei normalen Dreipolröhren in üblichem Aufbau durchaus vorkommen kann, und rechnen aus, daß bei einer Frequenz von 1500 KHz (Wellenlänge 200 m) bereits der kapazitive Widerstand dieser Kapazität auf ca. 1000 Ohm gesunken ist, so können wir uns leicht ein Bild von den Grenzen des Verstärkers mit Ohmschem R_a machen und einsehen, warum für höhere Frequenzen der Resonanzverstärkung (Sperrkreis als R_a) der Vorzug gegeben wird.

III. Empfang von drahtlosen Zeichen

Die von einem Sender ankommende „Welle“ hat allgemein den Charakter einer Schwingung, wie etwa in Abb. 60c dargestellt. Führen wir diese Schwingung einer Röhre am Gitter zu und stellen den Arbeitspunkt in der in Abb. 60 dargestellten Weise auf die Mitte der Arbeitskennlinie (C) ein, schalten ferner in den Anodenkreis der Röhre statt R_a einen Kopfhörer, so werden wir — nichts hören.

Der Kopfhörer enthält (im Prinzip) einen Magneten, um den eine Spule gewickelt ist. Vor dem Magneten ist eine Metallmembran (Eisen) angebracht, die von ihm ständig angezogen wird. Schicken wir durch die Spule jetzt einen Wechselstrom, so wird der Magnetismus dieser Spule abwechselnd (je nach momentaner Richtung des Wechselstromes!) dem Magnetismus des Stahlmagneten entgegenwirken oder ihn verstärken. Unter diesem Einfluß wird die Membran lockergelassen oder noch stärker angezogen, sie macht also die Schwingungen mit. Selbst wenn wir aber annehmen, daß sie die schnellen Schwingungen der ankommenden Welle (bei Welle 75 m sind es 4000000 in der Sekunde!) noch mitmacht, so nutzt uns das wenig, denn unser Ohr kann nur den Schwingungen zwischen etwa 20 und 10000 Herz (evtl. von 16 bis 20000) folgen. Dazu kommt aber noch, daß auch die Kopfhörermembran in Wirklichkeit gar nicht in der Lage ist, so schnellen Schwingungen zu folgen, sie kann vielleicht bis 10000 noch mit, dann bleibt sie einfach in der Ruhelage stehen.

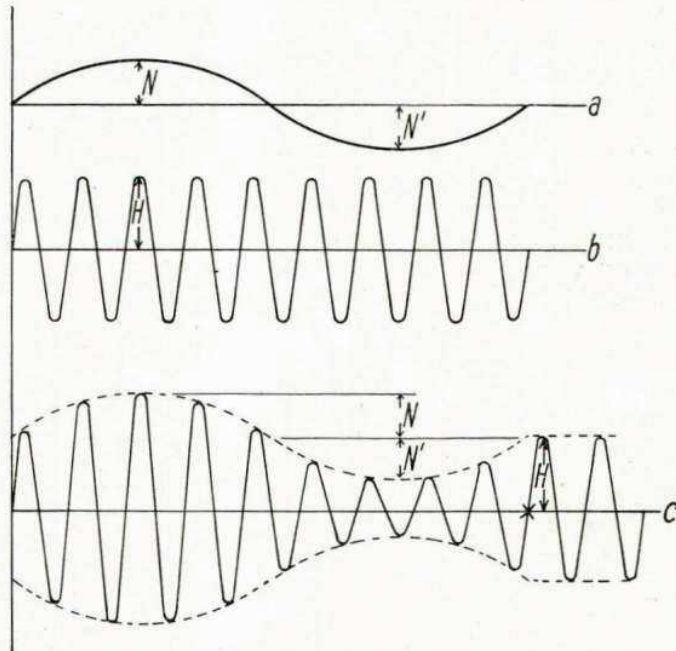


Abb. 71

Ist nun der Sender mit einem Ton moduliert, so ergibt sich am Sender folgendes Bild (Abb. 71). Der Sender erzeugt eine Hochfrequenz, beispielsweise von 90 KHz (Abb. 71b) und soll mit einer Frequenz von 10 KHz (Abb. 71a) moduliert werden. Dann wird durch besondere Maßnahmen erreicht, daß die Amplitude (Schwingweite) der Hochfrequenz im Rhythmus und mit der Amplitude der Tonfrequenz schwankt (Abb. 71c). Die Amplitude der Hochfrequenz ist hier mit H , die der Tonfrequenz mit N bzw. N' bezeichnet, danach ist die Abb. 71c verständlich.

Trifft nun eine Welle nach Abb. 71c auf das Gitter unserer Röhre, so wird zwar die Amplitude der ankommenden Hochfrequenz im tonfrequenten Rhythmus schwanken, aber der Mittelwert des fließenden Anodenwechselstromes (hier von der Frequenz 90 KHz) wird — gleichgültig wie stark die aufmodulierte Tonfrequenzamplitude N ist — immer Null bleiben. Decken wir die unterhalb der Waagerechten von Abb. 71 liegenden Teile weg, so bleiben mehr oder weniger hohe „Halbwellen“ übrig, die im Rhythmus von N schwanken. Rechts von x dagegen schwanken sie nicht mehr. Wir wissen schon, daß wir durch Gleichrichtung, beispielsweise in einer Zweipolröhre, die eine Hälfte eines Wellenzuges wegschneiden können und daß dann ein pulsierender Gleichstrom fließt (durch R in Abb. 50). Ersetzen wir in Abb. 50 R durch einen Kopfhörer, so wird durch diesen bei Auftreffen einer nach Abb. 71b unmodulierten Welle also ein pulsierender Gleichstrom fließen und dessen Mittelwert wird gleichbleiben, also auch keine Änderung im Spannungszustand der Kopfhörermembran verursachen. Betrachten wir aber den Teil der Abb. 71c links von X , so finden wir, daß dann der Mittelwert schwankt (und zwar um die Amplitude N bzw. N' mit der Frequenz von 10 KHz). Diese Schwankungen sind es, die den Kopfhörer „ansprechen“ lassen, die seine Membran in Schwingungen versetzen. Nach der Gleichrichtung hat der durch den Kopfhörer fließende Strom wieder die Form der Abb. 71a, und zwar ist er einem Gleichstrom „überlagert“, eben dem mittleren, gleichgerichteten Strom.

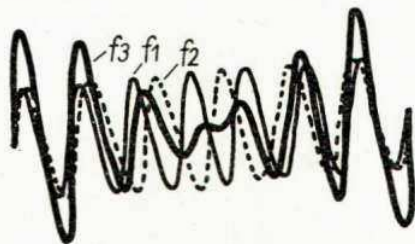


Abb. 72

Was aber nun, wenn der Sender nicht mit einem Ton moduliert ist, wie das bei unseren Kurzwellensendern — außer wenn sie Telephonie senden — praktisch stets der Fall ist oder wenigstens sein sollte. Die Abb. 72 gibt die Antwort auf diese Frage. Dort sind zwei Schwin-

gungen gleicher Amplitude, aber mit etwas voneinander abweichender Frequenz dargestellt (f_1 und f_2). Wenn wir die in jedem Moment vorhandenen Amplituden dieser beiden Schwingungen zusammenzählen und sie in die Zeichnung eintragen, so finden wir, daß sich eine neue Schwingung ergibt (f_3) und daß diese in ihrer Stärke schwankt. Hier hat f_1 7 und f_2 6 Schwingungen, während die Stärkeschwankung von f_3 nur einmal auftritt, also als Differenz der beiden anderen ($f_1 - f_2$). Richten wir diesen Wellenzug gleich, so bekommen wir — obgleich doch die Schwingungen f_1 und f_2 , die sich hier „überlagern“, beide unmoduliert sind — doch einen im Rhythmus von $f_1 - f_2$ schwankenden, gleichgerichteten Strom und hören einen Ton im Kopfhörer, den wir auch „Differenzton“ bzw. nach seiner Herkunft „Überlagerungston“ (wohl auch „Schwebungston“) nennen.

Anodengleichrichtung

Ehe wir uns mit der Erzeugung der zweiten Schwingung f_2 , die uns hilft, die erste (f_1), vom Sender kommende, zu empfangen (sog. „Hilfsschwingung“), näher beschäftigen, wollen wir erst noch auf andere Arten der Gleichrichtung eingehen. Bei Betrachtung der Abb. 60 könnten wir durch Verlegen des Arbeitspunktes nach A ($U_g = -40$) erreichen, daß eine ankommende Welle gleichgerichtet wird, weil ja zwar ihre positiven Halbwechsel, nicht aber ihre negativen, einen Anodenstrom verursachen können. Wir haben hier eine ähnliche Erscheinung wie bei der Zweipolröhre, nur daß wir hier die gleichzurichtende Wechselspannung an den Gitterkreis anlegen und den gleichgerichteten Strom im Anodenkreis bekommen („Anodengleichrichtung“). Weil sie eine Gitterwechselspannung nur „in einer Richtung verstärkt“, heißt diese Anordnung auch „Richtverstärker“. Sie hat für uns weniger Bedeutung, wir wollen uns daher hier nicht damit aufhalten und uns der viel wichtigeren „Audionschaltung“ zuwenden.

Audion

In Abb. 73a finden wir die Vereinigung einer Schaltung der Abb. 50 (Zweipolröhre D) mit einer einfachen Dreipol-Verstärkerröhre (T). Der vom gleichgerichteten Strom durchflossene Widerstand ist hier mit R_g und der zu ihm parallel liegende Kondensator mit C_g bezeichnet, die beim Anlegen einer Wechselspannung U an R_g auftretende Gleichspannung ist mit ihrem negativen Ende dem Gitter von T zugewendet. Bei Modulation der ankommenden Wechselspannung (also entweder am Sender oder empfangsseitig durch Überlagerung einer Hilfsschwingung) wird an R_g außer der festen Gleichspannung auch eine tonfrequente Spannung auftreten (Abb. 71a) und diese wird in T verstärkt, so daß wir an R_a eine verstärkte Tonfrequenzspannung abnehmen und weiter-

verwerten können (statt R_a könnten wir natürlich hier schon einen Kopfhörer einschalten). Würden wir beide Röhren (D und T) in einen gemeinsamen Glaskolben einbauen, so bliebe die Wirkung die gleiche. Nehmen wir statt je einer besonderen Kathode für beide nur eine einzige, die für D und T hinreichend Elektronen abgeben kann (die Kathoden sind ja sowieso miteinander verbunden), so ist auch keine Änderung zu bemerken. Da nun die Elektronen von T sowieso durch das Gitter zur Anode fließen, können wir es gleichzeitig auch als Anode von D mitbenutzen und kommen so zur Schaltung nach Abb. 73b, wo die Anode

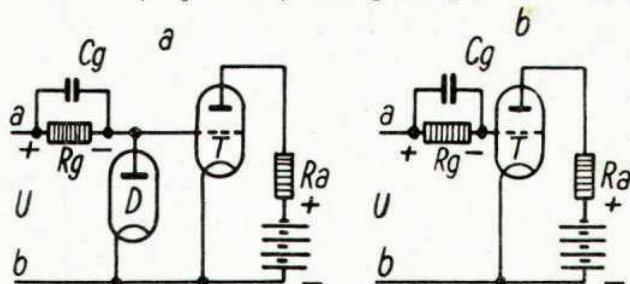


Abb. 73

der Zweipolröhre gewissermaßen mit dem Gitter von T verschmolzen ist; denn miteinander verbunden sind sie ja auch in der Abb. 73a. Diese neu entstandene Schaltung nennen wir „Audion“-Schaltung, sie dient also zur Gleichrichtung und — das ist der Vorteil gegenüber der einfachen Zweipolröhrengleichrichtung — gleichzeitig zur Verstärkung der (gleichgerichteten) Zeichen. Eine Abart dieser Schaltung, die wir insbesondere dann verwenden, wenn die Wechselspannung U gleichzeitig mit einer Gleichspannung auftritt, der wir den Weg zum Gitter ver-

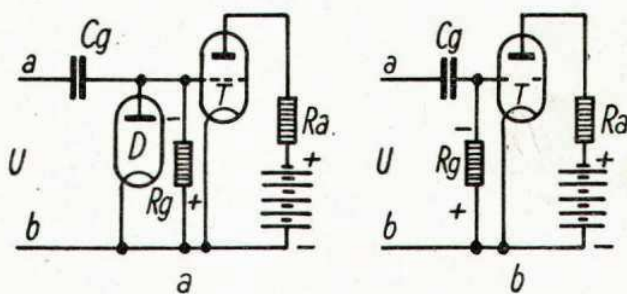


Abb. 74

sperrern wollen, ist in Abb. 74a und b dargestellt. Der Kondensator C_g sperrt den Gleichstrom, läßt aber die Wechselspannung an die Anode von D bzw. das Gitter von T gelangen, so daß der gleichgerichtete Strom dann durch R_g fließen kann. Es sei bemerkt, daß R_g auch als Gitterwiderstand“ bzw. „Gitterableitung“ bezeichnet wird und daß C_g „Gitterkondensator“ genannt wird.

Rückkopplung

Legen wir zwischen Gitter und Kathode einer Röhre einen Sperrkreis und in ihren Anodenkreis eine Spule (Abb. 75), so wird beim Einschalten oder vielleicht durch einen sonstigen Anstoß der Schwingkreis C, L zu einer Schwingung angestoßen, und zwar zu der, auf die er abgestimmt ist. Diese Schwingung kann aber nicht lange weiterbestehen, ihre Amplitude wird mit der Zeit immer kleiner und schließlich wird sie Null (Abb. 76). Der Grund hierfür liegt einfach darin, daß ja der Kreis einen Widerstand enthält, in dem Schwingungsenergie verlorengeht (Verlustwiderstand) und sich in Wärme umsetzt. Hätte der Kreis keinen Verlustwiderstand (wie man auch sagt „keine Verluste“, „keine Dämpfung“), so würde die Schwingung, die einmal angestoßen ist, mit gleicher Amplitude weiterbestehen bleiben. Wenn am Gitter der Röhre eine Wechselspannung auftritt (Schwingung des Kreises!), so wird auch im Anodenkreis an der dort eingeschalteten Spule (L_1 in Abb. 75) in-

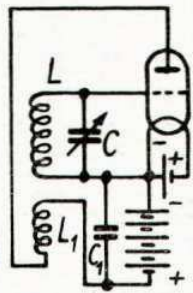


Abb. 75

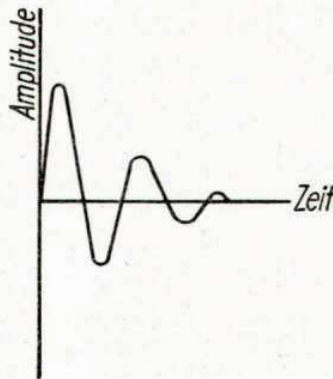


Abb. 76

folge ihres Wechselstromwiderstandes eine Wechselspannung auftreten, sie wird von einem Wechselstrom durchflossen. Im Anodenkreis ist also eine Leistung vorhanden, sobald der Gitterkreis zu einer Schwingung angestoßen wird. Bringen wir L_1 in die Nähe von L , so wird dieses Spulenpaar wie ein Transformator wirken, d. h. die im Anodenkreis vorhandene Energie wird auf den Gitter-Schwingkreis C, L übertragen werden. Wir könnten es nun so einrichten, daß wir gerade soviel Energie aus dem Anodenkreis auf den Gitterkreis übertragen, wie dort in dem Verlustwiderstand verbraucht wird. Wir „koppeln“ also „den Anodenkreis“ (bzw. dessen Leistung) „auf den Gitterkreis zurück“. Bei dieser Einstellung der Kopplung wird also die Schwingung im Kreis C, L mit unverminderter Amplitude (als „ungedämpfte Schwingung“ gegenüber der „gedämpften“ von Abb. 76) weiterbestehen; denn die Ver-

luste werden ja dauernd aus dem Anodenkreis ergänzt. Der Kondensator C_1 dient in der Schaltung nur dazu, der Hochfrequenz einen bequemen Nebenschluß an der Batterie vorbei zu ermöglichen, sie zu „überbrücken“ („Überbrückungskondensator“). Bringen wir die Spulen noch näher aneinander, „machen“ wir also die „Rückkopplung fester“, so werden sich in jedem Falle die größtmöglichen Schwingungsamplituden ergeben, die durch die Eigenschaften der Röhre bestimmt sind. Die sich ergebende Frequenz ist dann gleich der des Schwingkreises C, L . Weil die Gitterwechselspannung (Abb. 69!) entgegengesetzt der Anodenwechselspannung gerichtet sein muß, ist bei gleichem Windungssinn der beiden Spulen die Anschlußweise der Spulenden stets wie in Abb. 77

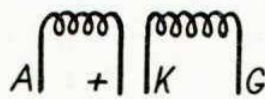


Abb. 77

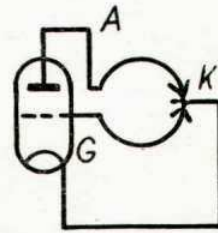


Abb. 78

(A = Anode, + = Anodenbatterie, G = Gitter, K = Kathode). Wir prägen uns daher das Schema der Abb. 78 ein, wo die Pfeilrichtungen die Polung der Spulen bzw. die Richtung des Stromes in ihnen veranschaulicht. Mit einer solchen, rückgekoppelten Röhre können wir also Schwingungen erzeugen und — wenn wir beispielsweise die Spulen mit einer weiteren Spule koppeln, an die Antenne und Erde angeschlossen sind — auch über die Antenne ausstrahlen.

Überlagerungs Empfang

Koppeln wir mit dieser Antennenspule jetzt einen weiteren Schwingkreis, schalten ihn zwischen die Punkte a und b unseres Audions (Abb. 73b, 74b), und stimmen ihn auf die Empfangsfrequenz ab, während wir mit unserer rückgekoppelten Röhre Schwingungen erzeugen, die sich in ihrer Frequenz um soviel gegen die Empfangsfrequenz unterscheiden, daß ein „Überlagerungsston“ entsteht (wir nennen den Hilfschwingungserzeuger auch wohl „Oscillator“)! Da unser Ohr am empfindlichsten für Töne von etwa 1000 Hz ist, werden wir möglichst diese Frequenzdifferenz einstellen. Empfangen wir beispielsweise eine Frequenz von 7200 KHz, so könnten wir den Kreis unserer schwingenden Röhre („Überlagerer“) entweder auf eine Frequenz von 7201 oder von 7199 KHz abstimmen, denn in beiden Fällen ergibt sich als Differenz eine „Schwebungsfrequenz“ von 1 KHz.

Rückkopplungsaudion

Der Aufwand von insgesamt vier Spulen und zwei getrennten Röhren ist etwas teuer, außerdem erscheint die Handhabung zweier Abstimmkreise etwas umständlich. Nehmen wir einmal eine Schaltung nach Abb. 79! Wir finden ein Audion, dessen Schwingkreis L, C_1 mit einer An-

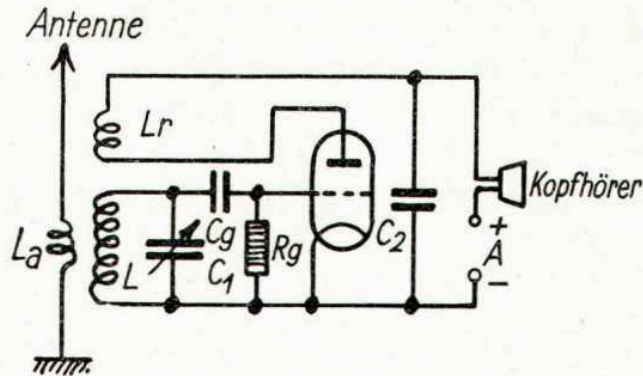


Abb. 79

tennenspule L_a gekoppelt ist und von der Antenne her Empfangs-Energie zugeführt erhält. Im Anodenkreis liegt ein Kopfhörer, der mittels eines Kondensators C_2 „überbrückt“ ist (ebenso wie die Anodenbatterie, die an $+ = A$ angeschlossen wird). Die Heizbatterie ist hier wie in den Abb. 73, 74 und 78 fortgelassen, weil sich ihr Vorhandensein natürlich von selbst versteht. Außer dem Kopfhörer liegt im Anodenkreis noch eine Rückkopplungsspule L_r , die also nach den vorhergehenden Ausführungen den Schwingkreis C_1, L zum Schwingen („Selbsterregung“ — zu ergänzen: zu Schwingungen) bringen kann.

Verstimmen wir jetzt die durch die Rückkopplung erzeugte Frequenz etwas gegen die Empfangsfrequenz, so werden wir einen Ueberlagerungston bekommen, denn das Audion richtet ja gleichzeitig die Schwingungen gleich. Das „Rückkopplungsaudion“, wie wir diese Anordnung nennen, hat also drei Funktionen auszuüben: Erzeugung von Hilfschwingungen, Gleichrichtung und Verstärkung der Tonfrequenz. Die Einstellung wird stets so getroffen, daß die Schwingungen gerade aufrechterhalten werden. Je besser der Abstimmkreis ist (je geringer seine Verluste), desto leichter läßt sich — beispielsweise durch Aenderung des gegenseitigen Spulenabstandes — die Rückkopplung auf den günstigsten Wert einstellen.

Ist die ankommende Hochfrequenz schon moduliert, etwa wenn wir einen Telephoniesender empfangen, so brauchen wir die Rückkopplung nicht so weit zu treiben, daß wir das „Rückkopplungspfeifen“ erhalten,

sondern wir können sie gerade so weit treiben, daß sie den größten Teil der Verluste, die im Abstimmkreis entstehen, wieder nachliefert, also eine erhebliche Verstärkung zu erzielen gestattet. Daß wir nicht ganz auf die Grenze einstellen können, wo alle Verluste im Gitterkreis aufgehoben werden, liegt einfach daran, daß dieser Zustand sehr unstabil ist, denn die geringste zusätzliche Wechselspannung (beispielsweise eine starke Störung) würde die Röhre zum Schwingen bringen.

Praktische Audionschaltungen

Die in der Praxis üblichen Audionschaltungen weichen etwas von der der Abb. 79 ab, weil bei ihnen meist noch ein Verstärker zwischen Audion und Kopfhörer verwendet wird. Außerdem finden hier vielfach auch Fünfspol-Schirmröhren Verwendung und die Regelung der Rückkopplung durch Veränderung des Abstandes zwischen den beiden Spulen L und L_r (Abb. 79), die sich in der Praxis nicht bewährt hat (weil die Aenderung des Spulenabstandes die Abstimmung sehr stark beeinflusst!), wird durch andere Methoden ersetzt. In der Schaltung der Abb. 79 bildet der Kondensator C_2 einen Nebenschluß für die Hochfrequenz, der sie an dem großen Wechselstromwiderstand des Kopfhörers und der Batterie vorbei zur Kathode fließen läßt. Immerhin darf die Kapazität dieses Kondensators nicht so groß werden, daß sein Wechselstromwiderstand auch für Tonfrequenzen zu niedrig ist und diese am Kopfhörer vorbeigeleitet werden. In der Praxis werden hier etwa 500 bis 2000 pF verwendet, die bei den kurzen Wellen höchstens etwa 100 Ohm Wechselstromwiderstand haben, aber für Tonfrequenz einen hohen Widerstand bilden, der gegenüber dem des Hörers als Nebenschluß in seiner Wirkung vernachlässigt werden kann. Machen wir nun diesen Kondensator regelbar, indem wir beispielsweise den hier gezeichneten Fest- oder Blockkondensator durch einen variablen (Dreh-) Kondensator ersetzen, so können wir damit den Wechselstromwiderstand des gesamten Anodenkreises für Hochfrequenz regeln und so auch den Rückkopplungsgrad fein einstellen. Eine etwas abweichende Rückkopplungsschaltung zeigt Abb. 80. Bei ihr fließt die Hochfrequenz von der Anode durch die Spule L_r und den Kondensator C_r , weil ihr durch den Widerstand R im Anodenkreis der Weg versperrt wird. Hier kann entweder ein Ohmscher Widerstand verwendet werden oder eine Selbstinduktionspule, die für Gleichstrom und Tonfrequenz praktisch keinen Wechselstromwiderstand hat, diese also unbehindert durchfließen läßt, während sie die Hochfrequenz sperrt, „drosselt“ (sog. „Hochfrequenzdrossel“). Durch Regeln von C_r können wir die Stärke der Rückkopplung einstellen. Außer

diesen beiden Methoden zur Rückkopplungsregelung ist noch eine dritte sehr verbreitet, bei der an den Punkten a und b (Abb. 80) die Verbindung herausgenommen und an ihrer Stelle ein mit einem Kondensator

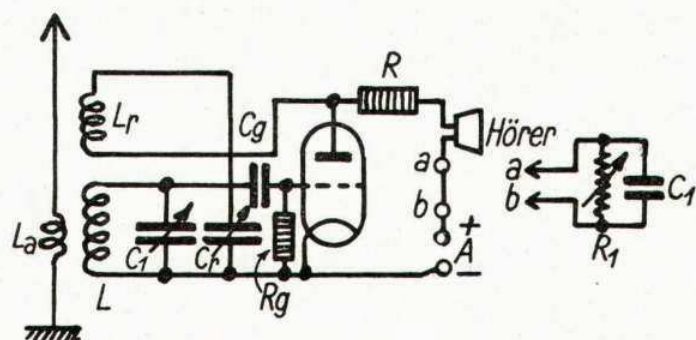


Abb. 80

C_1 überbrückter Regelwiderstand R_1 eingeschaltet wird. Dieser gestattet die Regelung der Anodengleichspannung an der Röhre und damit eine sehr feine Einstellung der Rückkopplung.

Bei Vierpol- und Fünfpol-Schirmröhren wird die Regelung der Rückkopplung häufig dadurch vorgenommen, daß die Schirmgitterspannung verändert wird. Für die Regelkondensatoren sind Drehkondensatoren zwischen 50 pF (für Abb. 80) und 250 oder gar 500 pF (Abb. 79) in Gebrauch, der Regelwiderstand R_1 in Abb. 80 (meist nur bei Verwendung einer Anodenbatterie, nicht aber von Netzanschlußgeräten zur Speisung!) hat 50000 bis 100000 Ohm für die normalen Empfänger-röhren (Dreipolröhrentypen), der Kondensator C_1 etwa 1 bis 2 μ F. Eine ähnliche Regelung der Rückkopplung läßt sich natürlich auch für die Schaltung nach Abb. 79 (bei feststehenden Spulen) verwenden.

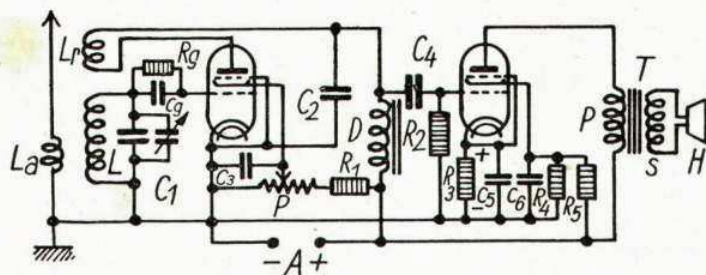


Abb. 81

Die gebräuchlichste Regelschaltung für rückgekoppelte Vier- und Fünfpol-Schirmröhren zeigt die Abb. 81 (linke Hälfte). Die Antenne wird

auch hier über eine Spule (L_a) — also „induktiv“ — angekoppelt, die Abstimmospule L durch den Kondensator C_1 abgestimmt. Er besteht hier aus einem kleinen Festkondensator von etwa 90 pF und einem dazu parallel liegenden Drehkondensator von ca. 20 pF Maximalkapazität. Die Rückkopplung wird durch die Spule L_r bewirkt. Gitterkondensator C_g (50 bis 100 pF) und Gitterwiderstand R_g (ca. 1,5 M Ω) haben normale Werte. Der Kondensator C_2 (ca. 100 bis 200 pF) erfüllt den gleichen Zweck wie C_2 in Abb. 79, während C_3 (0,1 bis 1 μ F) dafür sorgt, daß das Schirmgitter der Röhre für Hochfrequenz als mit der Kathode verbunden betrachtet werden kann. Das Bremsgitter der Röhre ist direkt mit der Kathode verbunden. Zwischen Plus- und Minuspol der Anodenbatterie A liegt ein Spannungsteiler, der aus einem festen Widerstand R_1 und dem „Potentiometer“ (Spannungsteiler mit regelbarem Abgriff, s. a. S. 20) P besteht. Dadurch kann die dem Schirmgitter zugeführte Spannung geregelt werden und die Rückkopplung läßt sich in ähnlicher Weise einstellen wie in Abb. 80 durch R_1 . Statt des Kopfhörers in der Abb. 80 bzw. eines Ohmschen Widerstandes, wie in den früheren Abbildungen, ist hier eine Selbstinduktions-spule D als „äußerer Widerstand“ eingeschaltet worden (über deren Wirkung s. a. S. 83!).

Zum weiteren Verständnis der Schaltung sei hier eingeschaltet, daß wir bisher immer von Röhren gesprochen hatten, bei denen der Faden (Heizfaden) selbst als Kathode arbeitete. Da aber die Hauptsache bei der Kathode ist, daß sie eine bestimmte Temperatur erreicht, bei der eben Elektronen mühelos aus ihr austreten können, steht an sich nichts im Wege, daß wir beispielsweise die Kathode als Röhrrchen ausbilden, das in der Schaltung als Kathode bezeichnet wird und in dieses Röhrrchen einen Heizfaden einziehen, den wir durch hindurchfließenden Strom erhitzen. Die Hitze strahlt dann auf das Röhrrchen und erhitzt dieses ebenfalls. Auf diese Weise haben wir auch wieder eine „Glühkathode“, nur daß sie vorher mit dem Heizfaden identisch war (sog. „direkt geheizte Kathode“, Schaltzeichen Abb. 82a) und jetzt durch den Faden nur mittelbar geheizt wird (sog. „indirekt geheizte Kathode“, Schaltzeichen Abb. 82b).

In allen Schaltungen, in denen die Röhren mittels Wechselstrom geheizt werden sollen, sind wir auf diese indirekt geheizten Röhren angewiesen, ihrer guten Eigenschaften wegen (große Steilheiten, Klirrfreiheit usw.) werden sie auch für den Betrieb am Gleichstrom-Dichtnetz verwendet und natürlich auch für den sogenannten Allstrombetrieb, der Anschluß an Gleich- und Wechselstrom gestattet. Sogar für Batterie-



Abb. 82

betrieb in Kraftwagen usw. sind indirekt geheizte Röhren wegen ihrer größeren mechanischen Stabilität den direkt geheizten vorgezogen worden. Bei Wechselstrombetrieb werden nur große Endröhren direkt geheizt (unter Anwendung besonderer Vorsichtsmaßnahmen zur Beseitigung von Störungen), sie interessieren uns hier aber nicht weiter. —

In der Schaltung der Abb. 81 finden wir als Audion also eine indirekt geheizte Fünfpol-Schirmröhre. Eine gleiche Type ist für die Verstärkung der vom Audion an seinen Außenwiderstand (hier die Spule D, eine sogenannte „Niederfrequenzdrossel“ mit etwa 200 bis 500 Henry) gelieferten Niederfrequenz-Wechselspannung vorgesehen. Da die Anodenbatterie für Wechselströme praktisch einen sehr kleinen Widerstand hat, können wir für Niederfrequenz + und — als zusammenliegend betrachten und sehen, daß die Wechselspannung an den Enden von D einmal direkt, einmal unter Zwischenschaltung des Kondensators C_4 (etwa 5000 pF) zwischen Gitter und Kathode der zweiten Röhre liegen, wenn wir uns den Widerstand R_3 zunächst einmal kurzgeschlossen denken. Die Wechselspannung wird also über C_4 an das Gitter gelangen, die Gittervorspannung wird durch den Widerstand R_2 (etwa 1,5 M Ω) zugeführt. Wir finden, daß die Wechselspannung an D einem Spannungsteiler zugeführt wird, der aus einem Kondensator (C_4) und einem Widerstand (R_2) besteht (s. a. Aufgabe 19 auf S. 59). Je kleiner der (kapazitive) Widerstand von C_4 und je größer der (Ohmsche) von R_2 , desto besser werden auch langsame Frequenzen (tiefe Töne) übertragen!

Es wäre nun bei einem Empfänger angenehmer, wenn wir nur eine Heizstromquelle und eine zweite für alle anderen Betriebsspannungen, also für Anoden- und Gitterspannung, gebrauchen würden. Um die Gittervorspannbatterie hier wegfällen zu lassen, ist ein Kunstgriff benutzt worden. Der Elektronenstrom, der vom Minuspol der Batterie A aus durch die zweite Röhre (also von ihrer Kathode durch das Gitter 1, teilweise zum Schirmgitter [Gitter 2], teils durch dieses und das Bremsgitter [Gitter 3] hindurch zur Anode und von dort wieder zum Pluspol der Batterie A) fließt, kommt nicht direkt an die Kathode der Röhre, sondern muß erst durch den Widerstand R_3 fließen. Dort verursacht er einen Spannungsabfall. Nehmen wir eine Röhre AF 7, so braucht diese normalerweise etwa 2 Volt negative Gittervorspannung. Es fließt dann ein Anodenstrom von rund 3 mA (sofern im Anodenkreis der Röhre kein nennenswerter Ohmscher Widerstand liegt!) und ein Schirmgitterstrom von rund 1,1 mA, der Widerstand R_3 wird also insgesamt von 3,1 mA durchflossen. Hat R_3 einen Widerstand von 645 Ohm, so wird die Kathode der Röhre um $645 \cdot 0,0031$ oder rund 2 Volt positiver als

der Minuspol der Batterie werden! Da die Gitterableitung R_2 direkt zwischen Gitter und Minus A liegt, wird also das Gitter um 2 Volt negativ gegen die Kathode. Diese Art der automatischen Erzeugung der Gittervorspannung durch „Kathodenwiderstand“ (R_3) wenden wir bei allen indirekt geheizten Röhren an. Wie wir in ähnlicher Weise auch bei direkt geheizten Röhren verfahren können, wird später noch gezeigt. Der Kondensator C_5 bietet den Tonfrequenz-Wechselströmen einen bequemen Nebenweg. Soll er auch bei niedrigen Frequenzen (tiefen Tönen) wirksam sein, so muß er hinreichend groß werden. Bei 50 Herz haben wir z. B. $20 \mu\text{F}$ einen Wechselstromwiderstand von nur rund 160Ω ! Für 1000 Herz (also Telegraphieempfang!) kommen wir bereits mit $1 \mu\text{F}$ auf den gleichen Wert. (Für Telegraphie können wir übrigens auch C_4 bis auf 250 pF verkleinern.)

An der Schaltung fällt uns noch etwas anderes auf. Im Anodenkreis liegt nämlich die Primärwicklung P eines Transformators T , an dessen Sekundärseite S erst der Kopfhörer angeschlossen wird. Das hat seinen Grund in folgendem. Der Kopfhörer hat beispielsweise einen Gleichstromwiderstand von 4000Ω und bei 1000 Herz einen Wechselstromwiderstand von insgesamt etwa 10000Ω . Aus den Röhrenkennlinien der AF 7 können wir entnehmen, daß wir bei einer vom Audion an die zweite Röhre gelieferten Gitterwechselspannung von $0,5$ Volt Amplitude (rund $0,35 \text{ V eff.}$) bei direkter Einschaltung des Kopfhörers in den Anodenkreis der Fünfpolröhre nur eine Anodenwechselspannung von etwa 10 V Amplitude, also eine 20fache Verstärkung und eine an den Kopfhörer abgegebene Leistung von rund 5 Milliwatt effektiv bekommen, während an einen Außenwiderstand von rund 200000Ω eine Leistung von etwa 60 mW eff. , also der 12fache Betrag, bei einer Verstärkung von rund 320fach abgegeben wird. Das heißt aber, daß wir bei einem R_a von 200000Ω mit etwa dem sechzehnten Teil der Gitterwechselspannung die gleiche Leistung und damit Lautstärke erzielen könnten wie bei einem Außenwiderstand von 10000Ω , daß also der höhere Widerstand wesentlich günstiger ist!

Wir hatten weiter oben schon gelernt, daß die primär an einem Transformator vorhandene Leistung $u_1 \cdot i_1$ gleich ist der sekundär vorhandenen Leistung ($u_2 \cdot i_2$) (sofern im Transformator keine Verluste entstehen), d. h. also, daß $u_1 \cdot i_1 = u_2 \cdot i_2$. Wir nennen das Verhältnis der Spannungen u_1 zu u_2 (bzw. der Ströme: i_1/i_2) auch das „Uebersetzungsverhältnis“ (\ddot{u}) des Transformators. Haben wir auf der Sekundärseite des Transformators einen Widerstand R_2 , der die Leistung $u_2 \cdot i_2$ aufnimmt, oder $R_2 \cdot i_2^2$ oder u_2^2/R_2 , so würde dem auf der Primärseite ein anderer Wider-

stand R_1 entsprechen, für den die Leistung $R_1 \cdot i_1^2$ oder u_1^2/R_1 wird. Die beiden Widerstände verhalten sich also wie die Quadrate der Spannungen: $R_1/R_2 = u_1^2/u_2^2$. Da u_1/u_2 das Uebersetzungsverhältnis \ddot{u} ist, bekommen wir also $R_1/R_2 = \ddot{u}^2$ bzw. $\ddot{u} = \sqrt{R_1/R_2}$. In unserem Fall hat R_2 10000 Ω , wir brauchen aber einen R_1 (als Außenwiderstand für die Fünfpolröhre!) von rund 200000 Ω , so daß das Uebersetzungsverhältnis unseres Transformators (Primärwindungszahl zu Sekundärwindungszahl) $\ddot{u} = \sqrt{200000/10000}$ oder rund 4,5 zu 1 wird. Da wir auch mit noch größeren Außenwiderständen eine gute Leistung und natürlich eine noch größere Verstärkung bekommen würden (mit 360000 Ω z. B. 360fach bei rund 45 mW Leistung mit 0,5 V Gitterwechselspannung, $\ddot{u} = 6/1$), ist es nicht weiter gefährlich, wenn wir ein etwas größeres Uebersetzungsverhältnis nehmen.

Die Schirmgitterspannung der zweiten Röhre in Abb. 81 soll etwa 100 V sein, während die Anodenspannung 250 V beträgt. Um die Spannung unterteilen zu können, haben wir schon früher den Spannungsteiler kennengelernt (s. S. 18). Dort hatten wir aber angenommen, daß wir nur eine unterteilte Spannung haben wollten, daß aber nicht bei dieser Teilspannung wieder Strom entnommen werden soll. Wir hörten hier schon, daß auf unser Schirmgitter ein Schirmgitterstrom von rund 1,1 mA gelangt (bei 100 V), daß also gewissermaßen die Teilspannung (u) mit einem „Verbraucherstrom“ (I_V) von 1,1 mA bzw. einem „Verbraucherwiderstand“ (R_V) belastet erscheint ($R_V = u/I_V$ also $100/0,0011 = 91000$ Ohm), bzw. daß dem Teilwiderstand R_2 (Abb. 83), an dem die

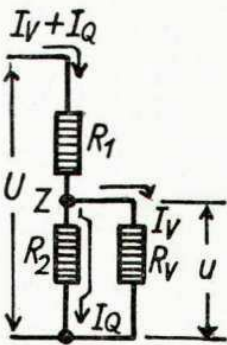


Abb. 83

Teilspannung u auftreten soll, noch der Verbraucherwiderstand R_V parallel geschaltet erscheint. Um in der Praxis leichter rechnen zu können, gehen wir bei der Berechnung der erforderlichen Widerstände davon aus, daß durch den gesamten Spannungsteiler — gleichgültig ob R_V vorhanden ist oder nicht — immer ein Querstrom I_Q fließt. Dieser wird in dem speziellen Fall der Schirmgitterströme bei Vier- und Fünfpolröhren stets rund 2- bis 3mal so groß wie der Schirmgitterstrom (hier I_V) gemacht. Nehmen wir den Schirmgitterstrom zu 1,1 mA gegeben an, so können wir I_Q zu 2,9 mA annehmen. Von der gesamten Spannung U (in dem Fall der Abb. 81 sind das 250 V) fließt also ein Querstrom von 2,9 mA sowohl durch den Widerstand R_1 (Abb. 83) wie durch R_2 . Liegt aber parallel — wie bei Anschaltung der Schirmgitterröhre — noch ein Verbraucher, der $I_V = 1,1$ mA benötigt, so wird durch R_1 die

Summe der beiden Ströme $I_Q + I_V$ (hier mithin 4 mA) fließen. Vom Verzweigungspunkt (s. a. Kirchhoffsches Gesetz S. 21) Z aus wird über R_2 nur noch I_Q , über R_V aber I_V fließen. Die Teilspannung ist u . Wir erhalten so sehr einfache Berechnungsunterlagen, denn die an R_1 liegende Spannung ist ja $U - u$, der R_1 durchfließende Strom $I_Q + I_V$, so daß $R_1 = (U - u) / (I_Q + I_V)$ wird, während sich R_2 sehr einfach zu u / I_Q berechnen läßt. Da in unserem Beispiel $U = 250$, $u = 100$ V, $I_Q = 2,9$ mA und $I_V = 1,1$ mA ist, so berechnen wir R_1 zu 37500 Ohm und R_2 zu etwa 34400 Ohm (es schadet nicht viel, wenn wir hier 35000 Ohm nehmen!). Auf diese Weise können wir uns bei bekanntem Schirmgitterstrom und bei gegebenen Gesamt- und Teilspannungen also stets die erforderlichen Widerstandswerte ausrechnen. Für die Schaltung der Abb. 81 müssen wir mithin $R_5 = 37,5$ K Ω und $R_4 = 35$ K Ω nehmen.

Wenn durch einen Widerstand ein Strom fließt, so wird er infolge der in ihm verbrauchten Leistung warm. Jede Widerstandstypen verträgt nur eine bestimmte Leistung ($R \cdot I^2$) und wir müssen daher stets prüfen, welche Belastung unsere Widerstände auszuhalten haben. Führen wir diese Betrachtung einmal für R_4 und R_5 (Abb. 81) durch, so finden wir, daß R_4 mit $I_Q = 2,9$ mA belastet ist, also eine Leistung von rund 0,3 Watt in Wärme umsetzt, während R_5 ($I_Q + I_V = 4$ mA) knapp 0,6 Watt aufnimmt. Während wir also für R_4 noch eine $1/2$ -Watt-Type verwenden könnten, müßte R_5 schon mit 1 W Belastbarkeit gewählt werden. Kondensator C_6 (ca. 0,5 μ F) dient wieder als kapazitiver Nebenschluß zu R_4 für Wechselstrom.

An Hand einer weiteren Schaltung (Abb. 84), die aus einem Rückkopplungsaudion mit einstufiger Niederfrequenzverstärkung besteht, seien einige weitere Besonderheiten besprochen (sinngemäß können natürlich einzelne Röhrenschaltungen, die hier besprochen werden, auch gegeneinander ausgetauscht werden, so daß beispielsweise das Audion der Abb. 80 auch in Abb. 81 verwendet werden kann oder daß der in Abb. 81 beschriebene Niederfrequenzverstärker an das Audion der Abb. 80 angeschlossen werden kann usw.). In Abb. 84 wird die Energie von der Antenne über einen kleinen „Ankopplungskondensator“, C_a (ca. 5 bis 10 pF), auf den Gitterkreis (L, C_1) der Audionröhre übertragen (es könnte auch statt dieser kapazitiven die induktive Antennenkopplung der Abb. 81 verwendet werden). Die Röhren seien direkt geheizt, so daß Faden und Kathode hier identisch sind. Die Gitterableitung R_g wird hier an den Schleifer eines zwischen die beiden Heizfadenanschlüsse geschalteten Potentiometers P geschaltet, um auf diese Weise die an das Gitter gelangende Spannung etwas regeln zu können. Das ist zweck-

mäßig, weil sonst u. U. die Rückkopplung bei Regelung mit einem scharfen Knacken einsetzt und das „Abreißen“ der Schwingungen erst wieder an einer ganz anderen Einstellung des Rückkopplungsreglers erfolgt, also die Einstellung erschwert wird. (Bei indirekt geheizten Röhren können wir nach Abb. 85 verfahren, $C = 1 \mu\text{F}$, $R = 500 \Omega$ regelbar, um dieselbe Verbesserung der Einstellbarkeit zu erhalten.) Die Rückkopplung wird hier in ähnlicher Weise wie in Abb. 80 (durch C_r) geregelt, R_1 entspricht dort R . Im Anodenkreis des Audions finden wir einen Ohmschen Widerstand (R_2). Die an ihm auftretende Wechselspannung wird durch C_4 mit der Gitterableitung R_4 auf die zweite Röhre übertragen. Der vor deren Gitterröhre geschaltete Widerstand R_5 setzt allen Wechselströmen einen bestimmten Widerstand entgegen ($R_5 = 0,1 \text{ M}\Omega$), also auch der Hochfrequenz, die etwa von R_1 noch durchgelassen wird. Der Kondensator C_3 (etwa 100 bis 200 pF) hat für Hochfrequenz einen geringen, für Tonfrequenz aber einen hohen Widerstand, so daß hier die Spannungsteilerwirkung von R_5 und C_3 sich zuungunsten der hohen Frequenzen auswirkt, diese also nur sehr erheblich geschwächt noch an das Gitter der Niederfrequenzröhre (NF-Röhre) gelangen können. Das ist aber aus Gründen der sicheren Einstellung der Rückkopplung wünschenswert, weil sonst u. U. durch irgendwelche Zufälligkeiten vom Anodenkreis der NF-Röhre her eine Rückkopplung und damit ein Heulton beim Rückkopplungseinsatz im Audion auftreten kann. (Eine gleiche „Hochfrequenzsperre“ könnten wir auch in Abb. 81 vor das Gitter der NF-Röhre schalten.) Der Kondensator C_9 (ca. 1000 bis 10000 pF) hat den gleichen Zweck zu erfüllen, kann aber in vielen Fällen entbehrt werden. Unterstützt wird die Wirkung von C_3 , R_5 noch durch den Kondensator C_5 (ca. 100 pF). Die Gittervorspannung wird hier (bei direkt geheizten Röhren!) dadurch erzeugt, daß der von der Anodenbatterie A gelieferte Gesamtstrom (also Anoden- und Schirmgitterströme) den Widerstand R_6 durchfließt, so daß die Kathoden aller Röhren entsprechend positiv werden. Der Kondensator C_3 (ca. $1 \mu\text{F}$) überbrückt R_6 für Wechselströme. Beachtenswert ist, daß die Anodenspannung nicht direkt an R_3 gelegt wird, sondern daß zwischen R_3 und der Batterie erst noch ein Widerstand (R_7) eingeschaltet ist. Dieser bildet mit dem Kondensator C_6 (ca. $1 \mu\text{F}$) zusammen wiederum einen Spannungsteiler für Wechselstrom, der irgendwelche Wechselströme von der Röhre fern hält. Das ist einmal wichtig, um bei Netzspeisung irgendwelches Netzgeräusch (dem Gleichstrom überlagerter Wechselstrom) fernzuhalten, aber dient auch dazu, an die Anodenstromquelle vom Anodenkreis der folgenden Röhre gelangenden Tonfrequenzströmen den

Anodenbatteriespannung von ca. 135 V angegeben, während eine andere, in () gesetzte Stückliste sich auf Röhren AF 7 und AC 2, bzw. CF 7 und CC 2 bezieht.

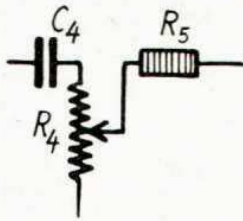


Abb. 84a

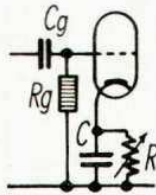


Abb. 85

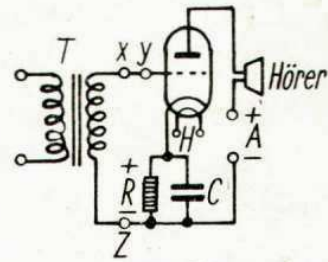


Abb. 86

Während bei Vier- und Fünfpolröhren praktisch stets im Anodenkreis ein Ohmscher Widerstand (Widerstandskopplung) oder eine Drossel (Drosselkopplung) verwendet wird, finden wir bei Verwendung von Dreipolröhren als Audion häufig Transformatorkopplung, wie beispielsweise in dem Schaltbild Abb. 86. Der Unterschied des hier verwendeten Transformators gegenüber einem Ausgangstransformator besteht darin, daß wir hier Uebersetzungsverhältnisse von 1 : 3 bis 1 : 10 anwenden, also für eine bestimmte, an der Primärseite (induktiver Außenwiderstand s. S. 83!) auftretende Wechselspannung eine um ebensoviel höhere Wechselspannung am Gitter der nächsten Röhre erhalten. Wir „transformieren“ hier also „herauf“ und nicht — wie in Abb. 81, wo der Transformator als „Ausgangstransformator“ wirkte, „herunter“. Bei x, y und z können wir nach Abb. 84 eine Hochfrequenzsperre noch einfügen, die Erzeugung der Gittervorspannung ist ähnlich wie in Abb. 81, kann aber bei direkt geheizten Röhren auch nach Abb. 84 geschaltet werden. Rückkopplungssperren nach Abb. 84 können hier ähnlich wie auch bei Abb. 81 verwendet werden, die Sperrwiderstände im Anodenkreis, die bei Widerstandskopplung immer zwischen etwa 0,05 und 0,2 M Ω liegen, müssen hier kleiner sein, man begnügt sich meist mit etwa dem zehnten Teil dieser Werte, während die im Gitterkreis liegenden Sperrwiderstände, die bei Widerstandskopplung zwischen 0,1 und 0,3 M Ω betragen, bei Transformatorkopplung bis zu 1 M Ω gewählt werden. Je größer die Sperrwiderstände, desto kleiner können die Querkondensatoren (C_6 , C_7 in Abb. 84!) sein und umgekehrt. Durch Anschaltung eines weiteren Verstärkers hinter die Schaltungen der Abb. 81, 84 usw. (an Stelle des Kopfhörers mit Ausgangstransformator) kommen wir zum zweistufigen Verstärker, der insbesondere dann verwendet wird, wenn direkt geheizte (Batterie-) Röhren verwendet werden,

die meist nur eine niedrigere Verstärkung haben, als entsprechende Typen mit indirekter Heizung, beziehungsweise, wenn wir durchweg nur Dreipolröhren verwenden, die ja an sich eine geringere Verstärkung ergeben als Fünfpolröhren.

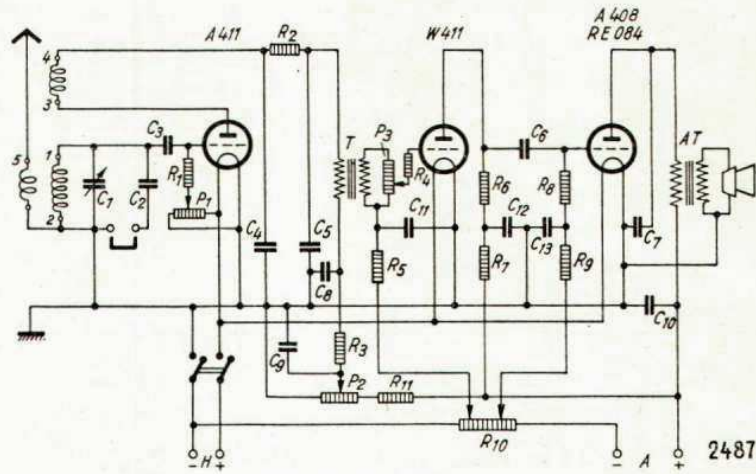


Abb. 87

$C_3 = 100 \text{ pF}$, $C_4 = 500 \text{ pF}$, $C_5 = 1000 \text{ pF}$, $C_6 = 500 \text{ pF}$ (für Telephonie 10000 pF), $C_7 = 5000 \text{ pF}$, $C_8 \dots C_{13} = 0,5 \text{ }\mu\text{F}$. $R_1 = 1,5 \text{ M}\Omega$, $R_2 = 5 \dots 10 \text{ K}\Omega$, $R_3 = 20 \text{ K}\Omega$, $R_4 = 0,1 \text{ M}\Omega$, $R_5 = 0,1 \dots 0,3 \text{ M}\Omega$, $R_6 = 1 \text{ M}\Omega$, $R_7 = 0,1 \text{ M}\Omega$, $R_8 = 2 \text{ M}\Omega$, $R_9 = 0,1 \text{ M}\Omega$, $R_{10} = 1,5 \text{ K}\Omega$ mit zwei Abgreifschellen, $R_{11} = 20 \text{ K}\Omega$, $P_1 = 1 \text{ K}\Omega$, $P_2 = 50 \text{ K}\Omega$, $P_3 = 0,5 \text{ M}\Omega$, $T =$ Zwischentransformator $1:5$, $AT =$ Ausgangstransformator $2:1$ bis $3:1$.

Eine typische Schaltung mit batteriegeheizten Dreipolröhren ist in Abb. 87 wiedergegeben. Die Antennenspule liegt zwischen den Anschlüssen 2 und 5, die Gitterspule zwischen 1 und 2 und die Rückkopplungsspule zwischen 3 und 4. Zur Abstimmung ist hier ein 20 bis 25 pF-Drehkondensator (C_1) mit einem für das 28 MHz-Band abschaltbaren (Kurzschlußstecker!) Parallelkondensator von 80 bis 90 pF verwendet worden, um die Abstimmung auf dem Amateurband zu erleichtern. Die Gitterspannung des Audions ist durch P_1 regelbar, als Hochfrequenzsperr wirkt einmal R_2 und C_5 , dann aber R_4 zusammen mit der Eigenkapazität der zweiten Röhre, die Kopplung erfolgt zwischen den ersten beiden Röhren durch Transformator (T), zwischen der zweiten und dritten durch Widerstand (R_6) und Kondensator (C_6). Die Regelung der Rückkopplung (eine abweichende Schaltung gegenüber Abb. 80!) wird an dem Potentiometer P_2 , das mit R_{11} in Serie zwischen + und - der Anodenbatterie liegt, vorgenommen. Die Gittervorspannung erzeugt der

Widerstand R_{10} , der vom gesamten Anodenstrom des Empfängers durchfließen wird. An Anzapfungen werden über die Sperrren R_5 , C_{11} und R_9 , C_{13} die passenden Spannungen für die zweite und dritte Röhre abgegriffen. Der Kopfhörer wird über einen Transformator (AT) angeschlossen. Die elektrischen Werte der Schaltung nach Abb. 87 (Standardschaltung Nr. 5 des DSE) sind unter der Abbildung angegeben.

Die Heizspannung (H) für die in der Abbildung angegebene Bestückung mit älteren Batterieröhren beträgt 4 Volt, die Anodenspannung (A) etwa 90 bis 100 V. Mit modernen Batterieröhren der Type KC 1 (H = 2 Volt!) können etwa die gleichen elektrischen Werte verwendet werden, nur sind dann an R_{10} die Abgriffe zu verschieben. Mit KC 1 sind die erzielbaren Verstärkungsziffern etwas geringer.

Hochfrequenzverstärker

Für die Verstärkung der ankommenden Zeichen wird vielfach noch ein Verstärker verwendet (HF-Verstärker). Außer Vergrößerung der Aufnahmefähigkeit (Empfindlichkeit) des Empfängers erzielen wir gegenüber dem einfachen Audion noch weitere Vorteile.

Das Audion ist direkt mit der Antenne gekoppelt. Da die Antenne genau so wie ein Schwingkreis (aus Spule und Kondensator sowie Verlustwiderstand) eine Resonanz hat und außerdem noch auf Oberschwingungen dieser „Grundfrequenz“ anspricht, also auf die zwei-, drei-, vierfache Frequenz usw. (im Gegensatz zum normalen Schwingkreis, sog. „geschlossenen Kreis“), wird immer dann, wenn unser Audion gerade auf einer dieser „kritischen“ Frequenzen der Antenne schwingt, die Antenne dem Audion Schwingenergie entziehen. Diese wird zur Deckung der Verluste im „Antennenkreis“ (sog. „offenen Kreis“) verwendet, wobei erwähnt sei, daß ein sehr wesentlicher Teil dieser Verluste darin besteht, daß die Antenne die Schwingungen ausstrahlt, also „sendet“. Die Energie-Entziehung kann so stark werden, daß das Audion nicht mehr genug Schwingenergie liefert und die Schwingungserzeugung einstellt: die Schwingungen „reißen ab“, wir haben ein sogenanntes „Schwingloch“. Dann können wir nur durch loseres Koppeln der Antenne wieder erreichen, daß die Schwingungen wieder einsetzen. Das läßt sich durch Entfernen der Antennenspule von der Gitterspule, Wahl von weniger Antennenwindungen oder durch Verkleinerung des Kopplungskondensators (bei kapazitiver Antennenkopplung!) machen.

Schalten wir zwischen die Antenne und die Audionröhre eine weitere Verstärkerstufe, so wird diese unerwünschte Wirkung der Antenne aufgehoben und das Audion kann ruhig weiterschwingen, außerdem kann

keine Schwingenergie mehr in die Antenne gelangen und ausgestrahlt werden. Wir erwähnten schon weiter oben, daß an Stelle der Außenwiderstände von Verstärkerröhren auch Schwingkreise verwendet werden. Schalten wir einen solchen in normaler Weise an Gitter und Kathode einer Dreipolröhre, um von der Antenne her die Schwingungen der gewünschten Welle herauszufischen und die am Kreis erzeugte Wechselspannung der Röhre gitterseitig zuzuführen und schalten weiter in ihren Anodenkreis einen auf die gleiche Frequenz abgestimmten Schwingkreis, so wäre zunächst einmal der HF-Verstärker fertig, wenn wir diesen Kreis gleichzeitig als Gitterkreis des Audions betrachten, denn an ihm tritt ja die verstärkte Spannung auf und die Auswahl („Selektion“) der gewünschten Frequenz aus dem von der Antenne aufgefangenen Gemisch unzähliger verschiedener Frequenzen (auch „Selektivität“ genannt) wird ja durch die Verwendung zweier statt eines Abstimmkreises auch besser werden.

Leider aber ist bei den normalen Dreipolröhren mit ihrer ziemlich großen Gitter-Anoden-Kapazität dann über diese und den Gitterkreis eine Spannungsteilerwirkung vorhanden, die bei angenähert gleicher Abstimmung von Gitter- und Anodenkreis aus dem Anodenkreis an das Gitter soviel Energie zurückführt, daß die Röhre anfängt, zu schwingen. Diese Rückkopplungsschaltung mit kapazitiver Rückkopplung (über C_{ga}) wird auch als Sendeschaltung verwendet. Zur Verhütung dieser „Selbsterregung“ könnten wir besondere Brückenschaltungen verwenden (sog. „Neutralisationsschaltungen“), bequemer und heute allgemein verwendet ist aber die Vier- oder Fünfpolröhre, die — wie wir auf S. 77 schon feststellten — eine sehr kleine Kapazität zwischen Gitter und Anode hat und daher keine „Schwingneigung“ zeigt wie die Dreipolröhren.

Die Schaltung für direkt geheizte Röhren zeigt Abb. 88, die für indirekte Abb. 89. Bei a und b wird der Gitterkreis, bei c und d der

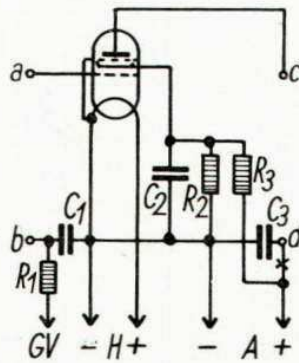


Abb. 88

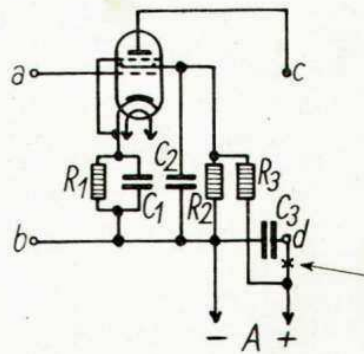


Abb. 89

Anodenkreis angeschaltet. R_1 und C_1 in Abb. 88 bilden eine Rückkopplungssperre ($C_1 = 10000$ bis 50000 pF, $R_1 = 0,1$ M Ω) zu Gittervorspannung GV hin, R_2 , R_3 den Spannungsteiler für das Schirmgitter (bei den neuen K-Röhren ist die Schirmgitterspannung gleich der Anodenspannung, so daß R_2 wegfällt und an Stelle von R_3 ein Kurzschluß gesetzt wird, C_2 ist der Schirmgitter-Überbrückungskondensator, C_3 schließt den Anodenkreis für Hochfrequenz ($C_2 = C_3 = C_1$). Die entsprechenden Hinweise gelten für Abb. 89, nur daß hier R_1 Kathodenwiderstand, C_1 der Überbrückungskondensator dazu ist. Bei X kann evtl. eine Hochfrequenzdrossel (für Kurzwellen!) oder ein Widerstand von etwa 5 bis 10 K Ω eingeschaltet werden, der mit C_3 zusammen eine weitere Rückkopplungssperre bildet (R_1 ca. 500 Ω).

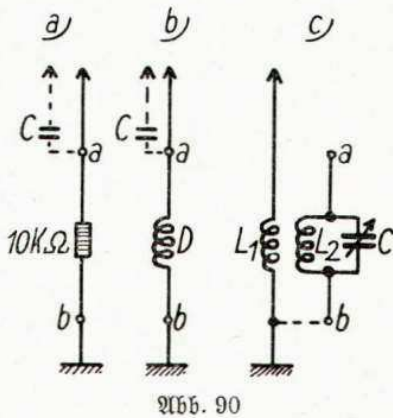


Abb. 90

Für den Gitterkreis zeigt Abb. 90 die gebräuchlichsten Schaltungen, und zwar 90a einen einfachen Ohmschen Widerstand, der alle in der Antenne vorhandenen Schwingungen an das Gitter der Röhre bringt. Diese trifft dann die Auswahl erst im Anodenkreis (hauptsächlich als sog. „Kopplungsrohre“ benutzt, um vom Antenneneinfluß freizukommen). Bei starken örtlichen Störungen wird die HF-Drossel (Abb. 90b) an die Stelle des Widerstandes treten. In beiden Fällen läßt sich ein etwa beobachtetes Durchhören eines starken Rundfunksenders durch Einschaltung eines kleinen Kondensators C (5 bis 10 pF) beseitigen oder schwächen. Am hochwertigsten ist natürlich die Schaltung nach Abb. 90c, wo L_1 die übliche Antennenspule, L_2 mit C der normale Abstimmkreis für die zu empfangende Frequenz ist.

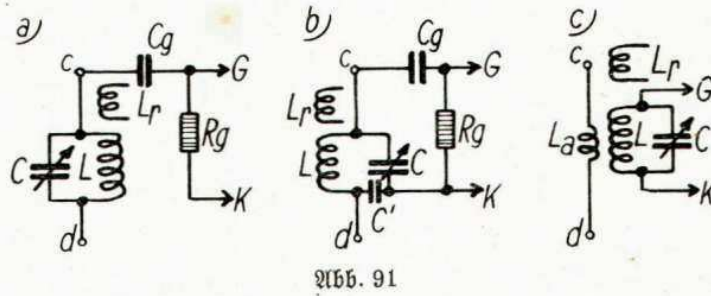


Abb. 91

In Abb. 91 sind die gebräuchlichsten Schaltungen, die zur Verbindung zwischen HF-Röhre und Audion dienen, gezeigt, und zwar in Abb. 91a

die sogenannte „Sperrkreis-Kopplung“ mit Resonanzkreis (C, L) als Außenwiderstand der HF-Röhre (L_r = Rückkopplungsspule). Bei G und K wird das Audion angeschlossen, Gitterkondensator und Widerstand sind der Deutlichkeit halber hier schon mit eingezeichnet. Soll der Drehkondensator mit seinem drehbaren Teil direkt an Erde gelegt werden (nicht unter Zwischenschaltung von C_3 in Abb. 88, 89!), so wird in den Kreis (Abb. 91b) noch ein guter Blockkondensator C' von etwa 10 000 bis 20 000 pF (induktionsfrei!) eingeschaltet. Endlich hat sich auch die Transformator-Kopplung mit abgestimmter Sekundärwicklung (L) und nicht abgestimmter Primärwicklung (L_a) eingebürgert (Abb. 91c). Es können auch mehrere Hochfrequenzstufen verwendet werden, doch ist dann die Abstimmung schwierig, wenn nicht alle Kreise „auf Gleichlauf gebracht“ und mittels eines einzigen Bedienungsgriffes abgestimmt werden können. Wie man das macht, können wir hier nicht weiter erörtern.

Anderer Empfänger-Schaltungen

Wir hatten weiter oben (s. S. 86) die Erzeugung von Schwebungen kennengelernt. Dort hatten wir die Differenz zwischen den beiden Frequenzen auf etwa 1000 Hz gelegt und diese dann in einem Niederfrequenzverstärker weiterverstärkt. Da auf Kurzwellen die direkte Verstärkung nicht so gut gelingt wie auf längeren Wellen (niedrigeren Frequenzen), wählt man wohl auch die Differenz so, daß sich wieder eine, wenn auch niedrigere Hochfrequenz (beispielsweise 465 KHz) ergibt; verstärkt diese sog. „Zwischenfrequenz“ weiter und richtet sie — evtl. nach Ueberlagerung auf 1000 Hz — gleich und verstärkt die Tonfrequenz weiter. Diese „Superhet“ genannten Empfänger erfreuen sich in Amerika für Kurzwellen großer Beliebtheit, weil man mit ihnen große Verstärkungen und hohe Abstimm-schärfe erzielt, sind aber infolge der großen Kreis- und Röhrenzahl ziemlich teuer und werden bei uns seltener verwendet.

Für sehr kurze Wellen (Ultrakurzwellen) wird vielfach noch die sogenannte „Superregenerativ“ oder „Ueberrückkopplungs“-Schaltung verwendet. Wir erfuhren schon, daß in der Praxis die Einstellung der Rückkopplung nie auf den eigentlich günstigsten Punkt erfolgen kann, wo die Verluste gerade durch die Rückkopplung aufgehoben werden. Bei der „Superreg“-Schaltung wird 20000- oder mehrmal in der Sekunde der Verlustwiderstand abwechselnd größer oder kleiner gemacht als der ursprüngliche Wert, bzw. die Rückkopplung (was auf das gleiche hinauskommt!) dauernd um den günstigsten Punkt pendeln gelassen (daher auch „Pendelrückkopplung“), so daß die höchste Empfindlichkeit sehr oft durch-

laufen wird. Die Verstärkung derartiger Anordnungen ist außerordentlich groß, allerdings ist es schwierig, eine gute Trennschärfe zu erzielen.

Betriebsstromquellen

Für die Heizung von Batterieröhren werden allgemein Blei-Akkumulatoren verwendet, die pro Zelle eine EMF von 2 V haben, für Röhren der K-Serie wird also eine Zelle gebraucht, für die 4-V-Röhren zwei in Serie und für die E-Serie drei Zellen in Serie. Bei kleineren, insbesondere transportablen Geräten sind auch Trockenbatterien üblich; dann muß durch einen Vorschaltwiderstand die überschießende Spannung vernichtet werden (s. a. S. 29), und zwar errechnet sich der Vorwiderstand, indem wir die zu vernichtende Spannung durch den gesamten Heizstrom des Empfängers dividieren. Batterien mit eingebautem, automatischem Regler, wie sie für den Volksempfänger verwendet werden, sind bei gleicher Röhrenbestückung ($2 \cdot KC_1$, $1 \cdot KL_1$) auch verwendbar. Für die Lieferung der Anodenspannung werden vielfach Anoden-Trockenbatterien verwendet, Akkumulatoren erfreuen sich hier trotz ihrer guten Eigenschaften wegen der schwierigen Wartung geringeren Interesses.

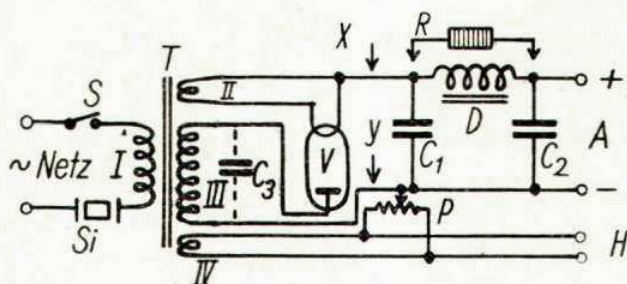


Abb. 92

Für den Anschluß an das Wechselstrom-Netz sind Einweggleichrichter gut zu verwenden (Abb. 92). Der Transformator T liefert an Wicklung I die Netzspannung, an II die Heizspannung (meist 4 V) für die Gleichrichterröhre (beispielsweise RGN/G 354 für die normalen, hier beschriebenen, einfacheren Kurzwellenempfänger), an III die gleichzurichtende Anodenspannung und an IV die etwa benötigte Heizspannung für die indirekt geheizten Wechselstromröhren (A-Serie). Die Funktion der Gleichrichterröhre V ist nach den Ausführungen auf S. 63 leicht zu verstehen, der Kondensator C_1 erhält die gleichgerichteten Halbwellen zugeführt und gibt seine Ladung über den aus der Drossel D und dem Kondensator C_2 bestehenden Wechselstrom-Spannungsteiler an die Klemmen A ab, wo die Spannung dem Empfänger zugeführt wird. Ist

der gesamte Anodenstromverbrauch des angeschlossenen Empfängers gering, die Gleichspannung an C_1 groß (sie beträgt ohne Belastung an den Klemmen das 1,4fache der Wechselspannung an III und sinkt bei Belastung), so können wir an Stelle von D auch einen Ohmschen Widerstand R nehmen. D bzw. R mit C_2 heißt auch „Siebkette“, weil sie gewissermaßen die im gleichgerichteten Strom noch vorhandenen Wechselstromanteile (sog. „Welligkeit“) ausziehen (ähnliche Wirkung haben auch die Rückkopplungssperren). Das Potentiometer P dient dazu, auf das Mindestmaß von Brummstörungen einzustellen, wenn wir indirekt geheizte Röhren aus IV heizen. Der Kondensator C_3 kann Hochfrequenzstörungen beseitigen, Si ist eine Sicherung und S der Netzschalter.

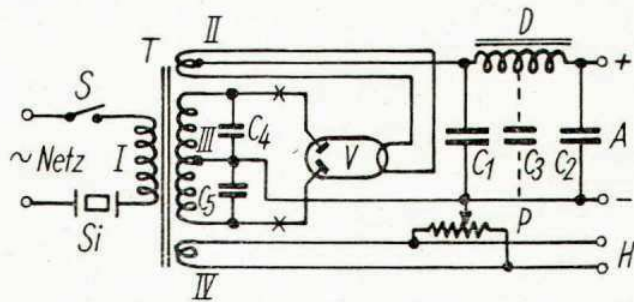


Abb. 93

Einen Vollweggleichrichter (Abb. 93) können wir auch verwenden, die Bezifferung der Windungen ist entsprechend Abb. 92 durchgeführt, nur ist die Wicklung III in der Mitte angezapft. Zwischen der Mitte und je einer Anode der Röhre V tritt jeweils ein Halbweggleichrichter-Effekt auf, da die eine Anode gerade positiv ist, wenn die andere negativ ist, werden beide Halbwellen des Wechselstromes gleichgerichtet. Die Siebkette besteht hier aus einer (auch durch einen Widerstand ersetzbaren) Drossel D, die evtl. in der Mitte angezapft sein kann (sog. „Doppeldrossel“) und den Kondensatoren C_2 und evtl. C_3 ; C_1 ist wieder der „Ladekondensator“, C_4 und C_5 entsprechen C_3 in Abb. 92. Die Wicklung III muß hier die doppelte Spannung abgeben wie in Abb. 92, also für unsere Zwecke $2 \cdot 250 = 500$ Volt.

Vielfach wird sogenannter „gemischter Betrieb“ angewendet, d. h. die Röhren aus dem Wechselstromnetz geheizt und die Anodenspannung aus Batterien bezogen, bzw. die Röhren aus Batterien geheizt und die Anodenspannung aus einem Gleichrichtergerät entnommen.

Etwas auftretende Brummstörungen in Empfängern lassen sich meist dadurch beseitigen, daß vor die Anoden der Gleichrichterröhre je eine

gute Kurzwellendrosselspule geschaltet wird und daß (bei Wechselstromheizung indirekt geheizter Röhren) beide Kathodenanschlüsse direkt an der Röhrenfassung über je etwa 10000 pF an Erde gelegt werden.

Zur Entnahme der Anodenspannung aus dem Gleichstromnetz kann in Abb. 92 einfach der Gleichrichter weggelassen und die Siebkette bei x und y an das Gleichstromlichtnetz geschaltet werden. Die Heizfäden der Röhren werden dann alle in Serie geschaltet mit einem Vorschaltwiderstand R (Abb. 94), der die überschüssige Spannung aufnimmt. Bei Röhren der C-Serie, die — soweit sie für unsere Zwecke in Betracht kommen — je 13 V Heizspannung bei 0,2 A Heizstrom haben, werden wir also die vorhandene Röhrenzahl mit 13 multiplizieren und diese Spannung von der Netzspannung abziehen (bei drei Röhren und 220 V Netz beispielsweise ergibt sich dann $220 - 39 = 181$ V) und diesen Wert durch den Heizstrom dividieren (hier also $181/0,2 = 905$ Ohm), um den Wert des Vorschaltwiderstandes R in Ohm zu erhalten. Die früher vielfach verwendete Serienheizung von direkt geheizten Röhren ist heute als überholt anzusehen.

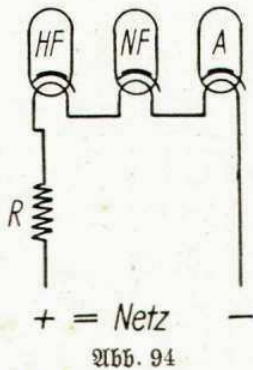


Abb. 94

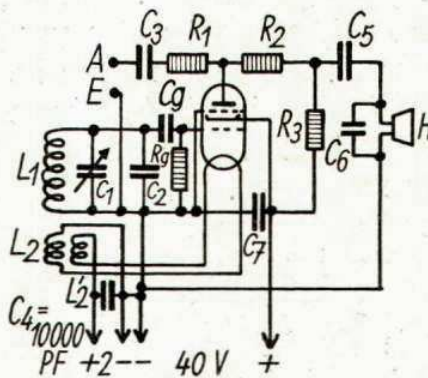


Abb. 95

Frequenzmesser

Für die einwandfreie Messung der empfangenen Frequenz, die bei Beobachtungen wichtig ist und die bei jeder empfangenen Station vorgenommen werden sollte, sind Geräte in Gebrauch, die die Höhe der empfangenen Frequenz festzustellen gestatten, sog. „Frequenzmesser“. Wir hatten vorher, bei der Besprechung der Antenneneigenschaften, von der Energieentziehung (Fremdwort „Absorption“) eines Schwingkreises gesprochen. Nehmen wir einen Schwingkreis, der aus einer Spule und einem Drehkondensator besteht und den wir auf die gleiche Frequenz abstimmen können wie unseren Empfänger und koppeln ihn mit der

Spule des schwingenden Audions, so wird er diesem dann Energie entziehen, wenn er auf dessen Frequenz abgestimmt ist. Je fester die Kopplung ist, desto stärker macht sich das bemerkbar, bis schließlich die Schwingungen des Audions „abreißen“. Nach den Tabellen 4 und 5 können wir also einen einfachen Kreis zusammenbauen, unser Audion auf irgendeine und bekannte Frequenz abstimmen (Sichfrequenzen werden von Zeit zu Zeit von der Leitstation des DUSD ausgesendet), den „Absorptions-Kreis“ (unseren Frequenzmesserkreis) mit dem Audion koppeln und den Drehkondensator durchdrehen. Bei Resonanz hören wir im Hörer beim Abreißen der Schwingungen einen Knack, beim Weiterdrehen setzen sie mit einem weiteren Knack wieder ein. Wir wählen die Kopplung so, daß Abreißen und Wiedereinsetzen der Schwingungen aufeinanderfallen, also nur ein Knack hörbar wird, dann ist die am Frequenzmesser eingestellte Frequenz gleich der empfangenen. Viel genauer wird die Methode, wenn wir noch loser koppeln, denn dann erhalten wir folgende Erscheinung. Wir stimmen das Audion so ab, daß es gerade zwischen den beiden (beiderseits der richtigen Abstimmung liegenden) Pfeiftönen steht. Bei Annäherung an die richtige Abstimmung des lose gekoppelten Frequenzmessers bemerken wir, daß plötzlich wieder ein Pfeifton zu hören ist, dessen Höhe ansteigt, dann wieder bis zur Unhörbarkeit abfällt, abermals ansteigt und schließlich endgültig unhörbar tief wird. Die mittlere „Unhörbarkeitsstellung“ bezeichnet die genaue Resonanz. Wie genau diese Methode gegenüber der „Knackmethode“ ist, können wir durch Versuch schnell feststellen, letztere sollte also überhaupt nur zur Orientierung verwendet werden, während zur Messung die eben beschriebene zur Anwendung kommt.

So wie ein fremder Sender eine empfangene Frequenz liefert, können wir auch einen eigenen kleinen „Sender“ aufbauen und ihn auf die zu messende Frequenz abstimmen. Dann werden wir im schwingenden Audion ebenso einen Pfeifton erhalten, den wir unhörbar tief einstellen können (wie wenn wir irgendeinen Sender hören). Wir könnten einfach ein normales Schwingaudion als schwingender Frequenzmesser verwenden, vorteilhafter ist die nachstehende Schaltung (Abb. 95), die auch für die Nichtinhaber einer Sendeerlaubnis zur Verwendung freigegeben ist. Hier wird eine Fünfpol-Schirmröhre verwendet (KF 4) bei der zwischen Gitter 1, Kathode (Heizfaden) und Schirmgitter (Gitter 2) eine normale Rückkopplungsschaltung ausgeführt wird. Die Abstimmospule L_1 wird mittels eines Drehkondensators C_1 von etwa 20 bis 25 pF abgestimmt, dem ein Blockkondensator C_2 von 80 bis 90 pF parallel liegt. Gitterkondensator C_g (100 pF) und Gitterableitung R_g

bunden sind, arbeiten nicht so günstig, ebenso wie (bei indirekter Heizung) Röhren mit innerhalb der Röhre mit Kathode verbundenem Bremsgitter. In der folgenden Abbildung (Abb. 96) ist die Schaltung für Wechselstrom-Mechanschluß mit indirekt geheizter Fünfpolröhre AF 7 wiedergegeben. Dort sind auch die Daten für die Spulen zu finden, L_2 (Abb. 95) entspricht der Kathodenspule, wird aber aus zwei Drähten gewickelt. Der Frequenzmesser schwingt bei dieser Dimensionierung auf dem 1,7 MHz-Band (Amateurband) und erzeugt starke Oberschwingungen auf den anderen Amateurbändern (3,5, 7, 14 und 28 MHz-Bänder), so daß stets eine sichere Messung der empfangenen Amateurstationen möglich ist. Die Eichung erfolgt nach empfangenen Frequenzen. Zu beachten ist, daß die Kathodenspulen im entgegengesetzten Windungssinn wie die Abstimmospule gewickelt werden.

Die Antenne

Für den Kurzwellenempfang sind alle guten Antennen verwendbar, doch sind Hochantennen auf jeden Fall den Behelfs- und Innenantennen vorzuziehen, da sie weit weniger Störungen aufnehmen als diese und mehr Empfangsenergie liefern, also einen störungsfreieren Empfang gewährleisten. Sehr empfehlenswert ist es, eine Abstimmung der Antenne auf die zu empfangende Frequenz oder zumindest auf eine Frequenz in der Mitte des zu empfangenden Frequenzbandes abzustimmen. Dazu kann eine Schaltung nach Abb. 97 dienen, bei der C_1 und

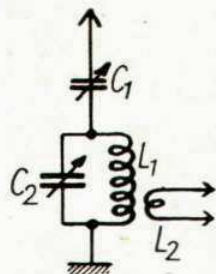


Abb. 97

C_2 Drehkondensatoren von etwa 150 pF Höchstkapazität sind und L_1 eine Spule, mit der wir die einzustellende Frequenz erreichen. Mit L_1 ist eine kleine Spule (L_2) von 1 bis 2 Windungen fest gekoppelt, deren Enden wir zum Empfänger (Antennenspule) führen. Bei Verwendung eines derartig abgestimmten Antennenkreises kann die Antennenspule im Empfänger wesentlich kleiner sein als wenn wir eine nicht abgestimmte Antenne verwenden, wir brauchen dann nur 1 bis 3 Windungen für alle Frequenzbänder. Die richtige Kopplung ist die, bei der wir gerade noch keine „Schwinglöcher“ bekommen, also das Audion eben noch über den zu empfangenden Frequenzbereich durchschwingt. Wir erhalten auf diese Weise eine erhebliche Verstärkung gegenüber dem Empfang mit nicht abgestimmter Antenne. Vorteilhaft sind im letzteren Falle besonders ganz lange Antennen, die dann meist in der Nähe des zu empfangenden Amateurbandes eine Oberschwingung aufweisen, sich also gewissermaßen

„selbst abstimmen“. Gegebenenfalls können wir da noch durch Zu- oder Abwickeln von Windungen der Antennenspule etwas nachhelfen.

Einige Ratschläge für den Bau von Kurzwellengeräten

Empfänger werden heute fast stets auf Metallchassis montiert, die mit einer Metallfrontplatte zusammengebaut sind. Grundsätzlich werden die Spulen in einiger Entfernung von allen größeren Metallteilen (auch Drehkondensatoren!) so eingebaut, daß sie in axialer Richtung um mindestens ihren eigenen Durchmesser, in Richtung quer zur Achse um mindestens den halben Durchmesser vom Metall entfernt sind, denn die in der Spule fließenden Ströme induzieren auch in den Metallteilen wieder Ströme, die aber nutzlos vergeudet werden (sog. „Wirbelströme“) und nur die Verluste vergrößern. Bei der Montage der Fassungen für auswechselbare Spulen ist hierauf sehr zu achten. Sie sollten nie direkt in das Chassis eingesetzt werden, sondern stets in einigen cm Abstand davon.

Die Spulen sind stets so zu wickeln, daß das Spulenende, das zum Gitter der Röhre führt, am weitesten vom Chassis und von irgendwelchen Kopplungsspulen entfernt ist. In Abb. 98 ist eine solche aus-

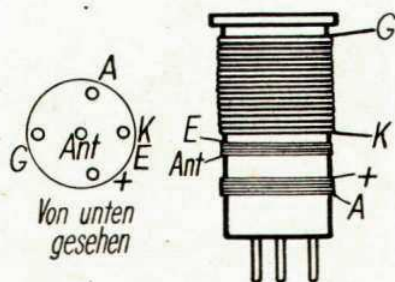


Abb. 98

wechselbare Spule von der Seite gesehen skizziert. Die Bezeichnungen bedeuten G = Gitter, K = Kathode, E = Erde, Ant = Antenne, + = der Anode abgewandtes Ende der Rückkopplungsspule und A = Anode. Das vom DUSD allgemein eingeführte Schema, wie die Leitungen an den fünfpoligen Sockel angeschlossen werden, ist ebenfalls in Abb. 98 (von unten auf die Stecker der Spule gesehen!) gezeigt.

Während die Abstimmungsspulen meist aus stärkerem Draht gewickelt werden, genügt für die Antennen- und Rückkopplungsspulen durchweg dünner Draht (0,1 mm z. B.). Die Primärspule eines Hochfrequenztransformators (Abb. 91c) wird mit feinem Draht zwischen die Windungen der Gitterkreis-spule gewickelt (mit etwa $\frac{2}{3}$ von deren Windungszahl!) und ihr oberes Ende an die Anode, ihr unteres an + Anodenbatterie geschaltet. Es ist nicht zweckmäßig, die Antennenspule oder die Rückkopplungsspule an das Gitterende der Abstimmungsspulen zu wickeln, weil sonst zu leicht infolge der gegenseitigen Kapazität der Spulen die Regelung der Rückkopplung bzw. leichte Schwankungen der

Antenne im Winde die Frequenz erheblich verschieben, also die Bedienung des Gerätes erschweren.

Beim Bau auf Metallchassis wird viel gesündigt. Während früher bei der älteren Bauweise mit Isolierplatten stets besondere Leitungen zur Erdung der einzelnen Teile und auch der hinter dem Abstimmkondensator angebrachten Abschirmplatte verwendet wurden, werden heute vielfach die Erdleitungen an irgendeiner Stelle an das Chassis angeschlossen und dieses dann an einer — meist von diesen mehr oder weniger entfernten — anderen Stelle an Erde gelegt. Dadurch kommen aber die unerwünschtesten Wirkungen, wie „Sandempfindlichkeit“ bei einfachen Rückkopplungsgeräten, anscheinend unerklärliche Rückkopplungen oder Verstärkungsverluste usw., zustande. Die Abb. 99 zeigt, wie wir es richtig machen müssen. Hier ist eine HF=Stufe und ein Schwingaudion gezeichnet. Alle Teile sind isoliert vom Chassis aufgebaut und werden nur an zwei „Erdungspunkten“ mit Erde verbunden

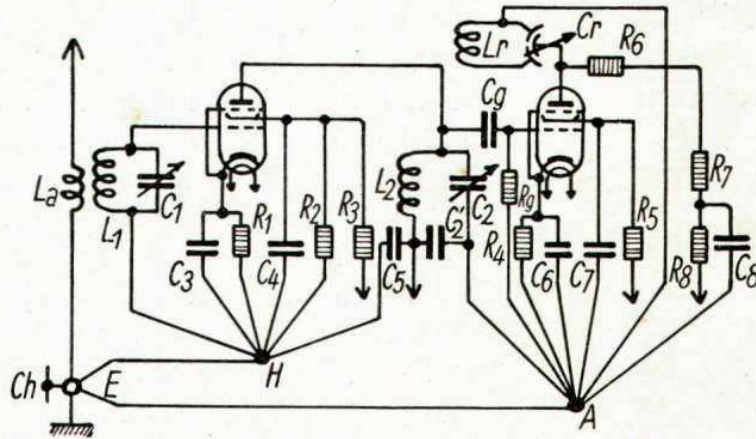


Abb. 99

den, soweit dies vorgesehen ist (H für die HF=Stufe, A für das Audion). Zu beachten ist, daß hier C_5 zur HF=Stufe rechnet, während der den Kreis C_2, L_2 schließende Kondensator C_2' auf dem kürzesten Wege eine Verbindung zwischen „unterem“ Ende der Sperrkreis-spule L_2 und dem Rotor (drehbare Platten) von C_2 herstellt.

Die Regelschaltung für die Rückkopplung weicht hier von den bisherigen Schaltungen etwas ab. Es wird ein Drehkondensator mit zwei einander gegenüberstehenden festen Plattenfäßen (Statoren) und einem drehbaren Plattenfaß (Rotor) verwendet, dessen Achse isoliert ist vom

Bedienungsgriff (sog. Differentialkondensator). Steht der Rotor ganz innerhalb des geerdeten Plattenfases, so ist die Rückkopplung am geringsten, während sie am stärksten ist, wenn der Rotor ganz im anderen Stator steht. An der Erdungsbuchse E ist die einzige Verbindung mit dem Metallchassis Ch hergestellt. Wird für die beiden Kondensatoren C_1 und C_2 ein mechanisch gekuppeltes Aggregat verwendet, so sollten die Achsen möglichst gut gegeneinander isoliert sein (am besten Zweifachkondensator mit keramischer Achse verwenden!).

WRT-Skalen

Es ist zu beachten, daß sich die R-Skala nur auf die Lautstärke der Zeichen bezieht, sie gibt aber keinen genauen Anhalt dafür, wie die Zeichen in Wirklichkeit lesbar sind. Man hat daher noch eine dritte, die sogenannte Lesbarkeits-Skala eingeführt (QSA- oder kurz auch W-Skala genannt):

- QSA 1 Die Signale sind feststellbar, aber unleserlich
- QSA 2 Signale sind schlecht, manchmal lesbar
- QSA 3 Die Signale sind mit Mühe lesbar
- QSA 4 Lesbare Signale
- QSA 5 Gute, völlig lesbare Signale.

Für die Lautstärke benutzt man die sogenannte R-Skala:

- R 1 Sender ist zwar zu hören, aber nicht aufnehmbar
- R 2 einige Zeichen sind mit Anstrengung aufnehmbar
- R 3 die Zeichen des Senders sind nur mit Mühe lesbar
- R 4 noch leise, aber gerade aufnehmbar
- R 5 annehmbare Lautstärke, leicht aufnehmbar
- R 6 laute Zeichen, auch bei Störungen aufnehmbar
- R 7 so laut, daß die Zeichen auf die Dauer im Kopfhörer unerträglich werden
- R 8 mittlere Lautsprecherstärke
- R 9 sehr gute Lautsprecherlautstärke.

Zur Bezeichnung des „Tons“, d. h. des Ueberlagerungstons, den man in seinem Empfänger beim Telegraphieempfang hört, hat man eine besondere Skala ausgearbeitet, deren einzelne Ziffern angeben, wie sich der Ton anhört.

- T 1 roher, nicht gleichgerichteter 50 bis 60periodiger Wechselstrom an der Anode der Senderöhre
- T 2 roher, nicht gleichgerichteter Wechselstrom von 500 bis 1000 Perioden an der Anode (musikalischer Ton auch im nicht schwingenden Empfänger)
- T 3 gleichgerichteter, nicht gefilterter Wechselstrom von 50 Per.
- T 4 gleichgerichteter, etwas gefilterter Wechselstrom
- T 5 gleichgerichteter, gefilterter Wechselstrom, unstabile Welle (Trillerton)
- T 6 dasselbe, aber stabile Welle (Trillerton)
- T 7 Gleichstrom oder sehr gut gefilterter gleichgerichteter Wechselstrom an der Anode der Senderöhre, unstabile Welle
- T 8 dasselbe, aber stabile Welle
- T 9 vollkommen reiner Gleichstrom, und absolut stabile Welle, wie bei Quarzsteuerung des Senders.

- Aufgabe 27.** Eine gegebene Spule ist mit einem Kondensator von 50 pF auf 7 MHz abgestimmt. Wie groß ist die Resonanzfrequenz des Kreises, wenn die Kapazität auf 200 pF erhöht wird?
- Aufgabe 28.** Eine Spule von 10 μ H ist mit einem Kondensator von 10 pF auf eine bestimmte Frequenz abgestimmt. Wie groß ist die Frequenz und die Wellenlänge? Wie groß muß die Selbstinduktion der Spule werden, wenn auf die doppelte Frequenz abgestimmt werden soll?
- Aufgabe 29.** Ein Abstimmkreis ist auf 3500 KHz abgestimmt. Wie ändert sich die Frequenz, wenn die Selbstinduktion auf den doppelten Wert und die Kapazität auf die Hälfte des ursprünglichen Wertes gebracht wird?
- Aufgabe 30.** Eine Dreipolröhre hat bei einer Gittervorspannung von $-5,5$ V einen Anodenstrom von 6 mA. Wie groß muß der Kathodenwiderstand zur automatischen Erzeugung der Gittervorspannung sein?
- Aufgabe 31.** In einer Audionschaltung mit AF 7 ist der Außenwiderstand (inkl. Widerstand der Rückkopplungssperre) 0,2 M Ω und vor dem Schirmgitter liegt ein Serienwiderstand von 1 M Ω . Wie groß sind die an Anode und Schirmgitter vorhandenen Spannungen, wenn die angelegte Gesamtspannung 250 Volt beträgt und der Anodenstrom 0,7 mA, der Schirmgitterstrom 0,24 mA beträgt?
- Aufgabe 32.** Ein Hochfrequenzverstärker soll mit der AF 3 betrieben werden. Die Gesamtspannung beträgt 250 V. Die Schirmgitterspannung soll 85 V werden. Wie groß sind die beiden Widerstände für den Spannungsteiler bei einem Schirmgitterstrom von 2,8 mA? Wie groß müßte ein Vorschaltwiderstand sein?
- Aufgabe 33.** Einer von Wechselstrom durchflossenen Spule wird ein Metallstück genähert. Was geschieht?
- Aufgabe 34.** Ein Empfänger benötigt einen gesamten Anodenstrom von 6 mA bei einer Spannung von 250 Volt. Das Resonanzschlußgerät liefert bei dieser Belastung an C_1 (Abb. 92) 310 Volt. Wie groß kann R werden und wie ist etwa die Spannungsteilung für Wechselstrom (Brummstörung!), wenn $C_2 = 8 \mu$ F (50 Herz)?

- Aufgabe 35.** Welchem Außenwiderstand entspricht die strichpunktierte Arbeitskennlinie in Abb. 53? Welche Spannungsverstärkung läßt sich daraus ablesen? Wie groß wird bei — 3 V Gittervorspannung und 3 V Wechselspannung (Amplitude) am Gitter etwa Anodenwechselspannung (Amplitude), Anodenwechselstrom (Amplitude) und Leistung (effektiv)?
- Aufgabe 36.** Ein Abstimmkreis ist mit 90 pF Festkondensator + der dazu parallel liegenden Anfangskapazität eines Drehkondensators von 5 pF + der parallelen Kapazität der Röhre und der Leitungen von 25 pF, insgesamt also $C_1 = 120$ pF auf eine Frequenz f_1 von 7400 KHz abgestimmt. Wie groß wird die Frequenz f_2 , wenn der Drehkondensator 20 pF Maximalkapazität hat, die gesamte Abstimmkapazität also $C_2 = 90 + 25 + 20 = 135$ pF beträgt? Wie läßt sich also einfach aus der Kapazitätsveränderung auf die Frequenzänderung schließen? (Kapazitätsänderung hier von 120 auf 135 pF oder 1 zu 1,125.)
- Aufgabe 37.** Was können wir aus dem Ergebnis der vorigen Aufgabe für Schlüsse ziehen?
- Aufgabe 38.** Warum ist es leichter, einen aus einem Vollweggleichrichter stammenden Strom störfrei zu machen?
-

Wichtige Abfürzungen der Amateursprache

abt	ungefähr	log	Logbuch
ac	Wechselstrom	ltr	Brief
af	Niederfrequenz	mei	Danke (im Verkehr mit F)
agn	wieder	mi	mein
ant	Antenne	mni	viel, vielen
awh	Auf Wiederhören	msg	Nachricht
aws	Auf Wiedersehen	mtr	Meter
bel	Rundfunkhörer	nd	nichts zu machen
bd	schlecht	nil	nichts
bjr	guten Tag (franz.)	nm	nichts mehr
bk	unterbrechen	nw	jetzt
bn	gute Nacht (franz.)	ob	alter Junge
ell	Rufzeichen, Anruf	ok	alles in Ordnung
cc	Kristallgesteuert	om	alter Freund
eld	gerufen	op	Zunker
clg	rufend	ow	liebe Freundin
cq	Anruf an alle	pse	bitte
crd	Postkarte	psed	erfreut
cuagn	Sehe Sie wieder	qhl	Ich suche von der höchsten Frequenz ab
cul	auf Wiederhören	qhm	... bis zur Mitte
cw	ungedämpfte Welle	qlh	... von der tiefsten Frequenz ab
dc	Gleichstrom	qlm	... bis zur Mitte
de	von (im Anruf)	qmh	Ich suche von der Mitte des Bandes bis zur höchsten Frequenz
dk(s)	Danke	qme	... bis zur tiefsten Frequenz
dr	lieber	qqq	muß leider sofort abbrechen, Erklärung folgt später
ds	danke sehr	qrr	Zeichen höchster Not (an Land)
dx	auf große Entfernung	qsuf	rufen Sie mich am Telefon an
ere	hier	rac	gleichgerichteter Wechselstrom
es	und	red	empfangen
fb	keine Sache	rept	Bericht
fer	für	r	empfangen
frd	Freund	rpt	Wiederholung
fm	von	rx	Empfänger
fone	Telephonie	sa	sagen Sie...
ga	guten Abend (im deutsch. Ver- kehr)	sig	Zeichen, Unterschrift
ga	fangen Sie an	sk	Schlußzeichen
gb	auf Wiederhören	sked	verabredete, regelmäßige Ver- suchssendung
gd	guten Tag	sri	tut mir leid
ge	guten Abend	stdi	stetig, stabil
gld	erfreut	test	Versuch, von den engl. Ama- teuren an Stelle von cq gebraucht
gm	guten Morgen	fks	danke
gn	gute Nacht	tku	danke Ihnen
gmt	Greenwicher Zeit	tnx	danke
gt	guten Tag	tx	Sender
hi	ich lache		
hpe	hoffe		
hr	hier		
hrd	gehört		
hw	wie		
hwsat	wie ist das?		
inpt	Anoden Eingangsleistung		
lb	lieber		

u	Sie	wrk	arbeiten
ufb	ganz fabelhaft	wx	Wetter
unstdi	unstabil	xmtr	Sender
ur	Ihr	xtal	Kristall
vy	sehr	yl	Fräulein
vl	viel	2nite	heute Abend
vn	vielen	4	für
wac	habe mit allen Erdteilen ge-	73	beste Grüße
	arbeitet	88	Liebe und Küsse (an „hl's“)
wdh	auf Wiederhören	99	verschwinde
wds	auf Wiedersehen	vy 73 est best dx	allerbeste Grüße und Wünsche
wid	mit		für gute Reichweite Ihrer
wl	will, werde		Station
wkd	gearbeitet mit...		

Die wichtigsten Q-Abkürzungen (Q-Code)

qra?	Wie ist der Name Ihrer Station?	qrs?	Soll ich langsamer senden?
qra...	Der Name meiner Station ist...	qrs	Senden Sie langsamer
qrb?	In welcher Entfernung befinden Sie sich von meiner Station?	qrt?	Soll ich aufhören zu senden?
qrb...	Ich befinde mich in...	qrt	Hören Sie auf zu senden
qrg?	Wie ist meine genaue Wellenlänge (Frequenz)?	qru?	Haben Sie etwas für mich?
qrg...	Ihre genaue Welle (Frequenz) ist...	qru	Ich habe nichts für Sie
qrh?	Schwankt meine Wellenlänge?	qrv?	Sind Sie bereit?
qrh...	Ihre Wellenlänge schwankt	qrv	Ich bin bereit
qri?	Ist mein Ton gut?	qrx?	Soll ich warten?
qri	Ihr Ton schwankt	qrx	Warten Sie
qrj?	Sind meine Zeichen schwach?	qrz?	Von wem werde ich gerufen?
qrj	Ihre Zeichen sind schwach	qrz	Sie werden von... gerufen
qrk?	Empfangen Sie mich gut?	qsa?	Wie ist meine Lesbarkeit?
qrk	Ich empfangen Ihre Zeichen gut	qsa(1-5)	Ihre Lesbarkeit ist... (s. a. Tabelle für qsa)
qrl?	Sind Sie beschäftigt?	qsb?	Schwankt meine Lautstärke (Fading)?
qrl	Ich bin beschäftigt	qsb	Ihre Lautstärke schwankt
qrm?	Werden Sie gestört?	qsl?	Geben Sie mir Empfangsbestätigung?
qrm	Ich werde gestört	qsl	Ich sende Ihnen Empfangsbestätigung
qrn?	Haben Sie atmosphärische Störungen?	qso?	Haben Sie direkte Verbindung mit...?
qrn	Ich habe atmosphärische Störungen	qso	Ich habe direkte Verbindung mit...
qro?	Soll ich meine Energie erhöhen?	qsp?	Können Sie tariffrei an... weitergeben? (Relaisverkehr)
qro	Erhöhen Sie Ihre Energie	qsp	Ich werde tariffrei an... weitergeben
qrp?	Soll ich meine Energie vermindern?	qst	Mitteilung an Alle, Antwort wird nicht erwartet
qrp	Vermindern Sie Ihre Energie	qsu?	Soll ich auf... Meter (Kilohertz) senden?
qrq?	Soll ich schneller senden?	qsu	Senden Sie auf... Meter (Kilohertz)
qrq	Senden Sie schneller		

qsv?	Soll ich eine Serie von v's senden?	qsz?	Soll ich jedes Wort zweimal geben?
qsv	Senden Sie eine Serie von v's	qsz	Senden Sie jedes Wort zweimal
qsw?	Würden Sie auf ... Meter (Kilohertz) senden?	qth?	Wie ist Ihre Position?
qsw	Ich werde auf ... Meter (Kilohertz) senden	qth	Meine Position ist ...
qsy?	Soll ich auf Welle ... weiter senden?	qtr?	Wie ist die genaue Zeit?
qsy	Senden Sie auf Welle ... weiter	qtr	Die genaue Zeit ist ...
		qtu?	Wie sind die Dienststunden Ihrer Station?
		qtu	Die Dienststunden meiner Station sind ...

Lösungen der Aufgaben

1. Der Querstrom ist 5 mA, die Teilspannung 0,5 V. 2. 1 Ω; 2 Ω; 3 Ω; 4 Ω; 5 Ω; 6 Ω; 7 Ω; 8 Ω; 9 Ω; 10 Ω; 11 Ω; 12 Ω; 13 Ω; 14 Ω; 15 Ω; 16 Ω; 17 Ω; 18 Ω; 19 Ω; 20 Ω. 3. $\frac{1}{3,75} = \frac{1}{5} + \frac{1}{x}$; $X = \frac{3,75 \cdot 5}{5 - 3,75} = 15 \Omega$.

4. 100 Ω. 5. 1 Ω. 6. durch Serienschaltung: 5; 15; 20; 25; 30 KΩ; durch Parallelschaltung: 2,73; 3,33; 3,75; 6. 7. a = 30; b = 70 (oder 100 cm — 30 cm!); R_x ist etwa 42,86 Ω. 8. a = 25; b = 75 bis a = 75; b = 25 oder 33,33 bis 300 Ω. 9. Nein. 10. Innerer Spannungsabfall: 0,15 V, also $R = \frac{4,5 - (2 + 0,15)}{0,1} = 23,5 \Omega$; 0,235 Watt. 11. Keinen. 12. 850 Ω; 34 Watt. 13. $R_1 = \frac{4}{0,09} = 44,4 \Omega$; $R_2 = \frac{4}{0,08} = 50 \Omega$; Vorschaltwiderstand $R_v = 755 \Omega$; $\left(\frac{125 - 3 \cdot 4}{0,15} \right)$. 14. 108 V. 15. etwa 555 pF. 16. etwa 1590 Ω für 50 Hz; etwa 795 Ω für 100 Hz. 17. etwa 64 MΩ; 910 Ω; 79,5 Ω. 18. 2 Henry. 19. etwa 400 (200) Ω; Teilspannung: 2,85 (1,66) Volt. 20. etwa 31,8 (15,9) Henry. 21. etwa 29 pF (80 pF); etwa 800 KΩ (208 KΩ). 22. Parallelschaltung: 1; 6; 21; 25; 26 μF; Serienschaltung: 0,8; 0,834; 0,953; 4 μF. 23. 33,33 Henry. 24. Voltmeterwiderstand: 3330 Ω; Vorwiderstand: 400000 — 3330 = 396670 Ω. 25. 0,0333 Ω. 26. Da das 10-V-Instrument mit 2 mA Vollausschlag nur noch 5 V anzeigt, ist der Strom also nur noch 1 mA. Die Batteriespannung von 10 V treibt also durch 5000 Ω + unbekanntem Widerstand 1 mA, mithin muß der unbekanntem Widerstand 5000 Ω sein. 27. 3500 KHz (3,5 MHz). 28. 15900 KHz; 18,85 m; 2,5 μH. 29. Gar nicht. 30. ca. 916 Ω. 31. Anode: 250 — 200000 · 0,0007 = 110 V; Schirmgitter: 250 — 1000000 · 0,00024 = 10 V. 32. Nach +: 23600 Ω; nach —: 20000 Ω; 59000 Ω. 33. Das Metallstück kann man sich aus Windungen zusammengesetzt denken, die in sich kurzgeschlossen sind. In ihnen werden Ströme induziert, die die Spule liefern muß. Die so aufgebrachte Leistung geht verloren (Verlust = Wärme!). Daher werden Abschirmungen und andere Metallstücke stets in einem nicht zu kleinen Abstand von der Spule gehalten (mindestens gleich Spulendurchmesser in axialer Richtung, gleich der Hälfte davon

quer dazu!). 34. $R = 10000 \Omega$; 1 zu 26. 35. $R_a = 50 \text{ K}\Omega$; Verstärkung etwa 22fach; Anodenwechselstrom ca. 1,5 mA; Anodenwechselspannung etwa 66 Volt; Leistung rund 50 Milliwatt (mW), also etwa Zimmerlautsprecherstärke! 36.

Die Selbstinduktion ist $3,86 \mu\text{H}$ ($f = \frac{1}{2\pi\sqrt{CL}}$; $\omega = \frac{1}{\sqrt{CL}}$; $L = \frac{1}{\omega^2 \cdot C}$)

f_2 etwa 6970 KHz; $f_1/f_2 = \frac{1,06}{1} = \sqrt{\frac{1,125}{1}} = \sqrt{\frac{C_2}{C_1}}$. 37. Wir bekommen

auf diese Weise das 7 MHz-Amateurband auf einen großen Skalenbereich des Abstimmkondensators (20 pF) auseinandergezogen (fast 75% der Skala bedeckt das Band von 7000 bis 7300 KHz!). Durch große Parallelkapazitäten können wir also (mit ziemlich kleinen, veränderlichen Kapazitäten) eine sogenannte „Bandabstimmung“ bewirken. Wir können bei bekanntem Kapazitätsverhältnis C_1 zu C_2 auch sehr leicht das bestrichene Frequenzband als Quadratwurzel des Verhältnisses ausrechnen: f_1 zu $f_2 = \sqrt{C_2/C_1}$! 38. Weil bei ihm (s. Abb. 48) auch die „unteren“ Halbwellen gleichgerichtet werden, also (s. Abb. 49) gewissermaßen in die Lücken zwischen den schraffierten Halbwellen hineingehören, so daß dann der gleichgerichtete Strom nicht mehr 50, sondern 100 Pulsationen pro Sekunde (bei normaler Netzfrequenz von 50 Hz) ausführt. Für 100 Hz ist aber bei gleicher Siebwirkung (s. a. Wechselstromspannungsteiler!) entweder nur die halbe Kapazität oder der halbe Längswiderstand (D oder R in Abb. 92) erforderlich.

Ausgewählte Literatur

Allgemeine Funktechnik

- Funktechnik in Frage und Antwort von Dr. G. Anders, Dr. W. Sagemann, Dr. P. Neumann, Weidmannsche Buchhandlung.
Die physikalischen Grundlagen der Rundfunktechnik von F. Weichart (4 Teile), Weidmannsche Buchhandlung.
Jetzt hab' ich's verstanden von E. Nisberg, Franckhsche Verlagsbuchhandlung.
Wunder der Wellen von Eduard Rhein, Verlag Ulstein.
Drahtlose Telegraphie von Rolf Wigand, Verlag Sachmeister und Thal.

Röhrentechnik

- Röhrenbuch von Dr.-Ing. F. Bergtold, Weidmannsche Buchhandlung.
Röhren A—Z, Telefunken-Buchreihe, Union Deutsche Verlagsgesellschaft.
Das RW-Buch von Rolf Wigand und Dr. F. C. Saic, Verlag Reher GmbH.

Kurzwellentechnik

- Kurzwellentechnik, ein Leitfadens für den Amateur, von der DUS-Verwaltung, Verlag Rothgießer und Diesing AG.
Senden und Empfang kurzer und ultrakurzer Wellen, I. Empfangstechnik; II. Sendetechnik; III. Ultrakurzwellen von Rolf Wigand, Verlag Sachmeister und Thal.
Kurzwellenschaltungen von Dipl.-Ing. F. W. Behn, Verlag Rothgießer und Diesing AG.
Der Kurzwellensender von Dipl.-Ing. F. W. Behn, Verlag Rothgießer und Diesing.
100 Kurzwellenschaltungen von Rolf Wigand, Verlag Sachmeister und Thal.

Antennen

- Bessere Antennen, besserer Empfang von R. W. Lucas und Rolf Wigand, Telefunken-Buchreihe, Union Deutsche Verlagsgesellschaft.

Hilfsmittel

- „Radio-Rechner“. Nach amerikanischen Schutzrechten von W. P. Koehler von F. W. Behn, Weidmannsche Buchhandlung.

D.A.S.D.-Stationslog

D — DE 1028/F
 OP Frau Schulte
 QRA Berlin W 35
 Jandauerstr. 25
 (Bitte stets vollständig angeben!)



EMPFANGER:
 Oxyk2
 ANTENNE: 30mL

SENDER:
 ECO-MO-FD-P-PA
 INPUT: WATT
 ANTENNE:

Auswertungsbogen
 Logblatt Nr. 56

Für Auswertungsvermerke

Datum	Zeit MEZ	Rufzeichen	QRG KHz	1)		2)		Störungen Q	Station ruft	Station verk. mit	Bemerkungen 2) Besondere Weiterempfang, 3) Flugem, Empfangslogs, Arbeitsweise der gebörten Stationen, Sörner, usw.	Eigene			Karte Nr.
				w	r	t	w					r	t		
11/3	1455	D429V	7120	5	6	8	75	9m	4	CP	Am Regen				9H 254 263
	1510	G6fy	7110	5	7	9	24	6	6	289w					
	1518	S46UA	7165	4	6	9	13	9m	7	OK					
	22.05	D40af	3516	5	8	9	17	6	3	d4ei	Auf 3,5 MHz über Deutsche Hf.				
12/3	18.17	VH3ml	14250	4	4	9	13	9m	5	CP	Gartenerzeugung				9H 264
	18.32	W305F	14375	4	6	9	12	6	6	1010w	Flackerstörung				9H 265
	18.41	CT10E	14415	5	7	6	16	9m	4	CP	Wahl bei 1000 Hz, 1000 Hz				
	1903	F302	7125	4	8	8	15	6	6	ell. Amp	Tuie liegt sehr hart!				
16/3	06.55	PY1Ch	7145	4	6	9	13	9m	4	VH3ml	1/4 km weit zu hören				9H 266
	07.44	W9afz	7028	3	7	6	15	6	6	?	Stark orth. Störungen				9H 267
	07.19	1010z	7290	5	6	8/9	14	6	2	9522					9H 268
	07.36	D4CSA	7130	5	7	8	—	9m	5	CP	Europäer werden lauter				
	07.45	W10MK	3561	4	5	9	12	9m	5	452...	Stark kollisionsl. hören				
	07.56	027K	7246	5	6	8	14	6	4	CP					
18/3	17.20	H39n	7900	5	7	9	15	—	—	paßen	Tuie (kont. ges)				9H 270

1) Es gelten die Skalen im „DASD, Kurzwellenschnitt“ oder „Fuß-Frequenz, Signalfuß“. 2) Für Aufzeichnung der QSO-Texte ist das DASD-Stationstopbuch bestimmt. 3) z. B. Nebel, Reif, Tau, Regen, Schneedecke usw. Seite 10/1000 Stück.

So wird ein Logblatt richtig ausgefüllt.

DEUTSCHE KURZWELLEN-EMPFANGSSTATION
(GERMAN SHORT-WAVE RECEIVING STATION)

QRA: Schrebitz Post Doebeln

RADIO D4BAF QRA *Berlin* UR SIGS HRD HR!

ON:	GCT	CLG WKG	W	Z	I	OSB to r	KHz	O	dx
9. I. 36	10.00-10.03	ab	5	6	9x	-	3500	-	-
9. I. 36	10.05-10.08	b	5	6	9x	-	3510	-	-
9. I. 36	10.10-10.13	c	5	6	9x	-	3520	-	-
9. I. 36	10.15-10.18	d	5	6	9x	-	3530	-	-

Fortsetzung auf dem Rückpost!
 RECVR: SYSTEM: O-V-2 Well-ac. Antenne dx 4RB = ca 185 km.
 40 mT. 2 m fsg



REMARKS: *Freigeht über die Frequenzen-Bewertung am 9. I. auf 14 mc
 vgl. genau Bericht über BERU - Best. Helge Rofa bringt bitte BAF im Eco-2
 NR. 703*

PSE QSL VIA D.A.S.D., Berlin-Dahlem
 Schweinfurthstr. 78

Op. Christoph
 Christoph Kruschwitz

So sieht eine richtig ausgefüllte QSL-Karte aus.

FUNK

Die
Zeitschrift des Funkwesens

unterrichtet Sie laufend über die Fortschritte auf dem Gebiet der Funktechnik, die für den Fachmann, für den technisch Interessierten Laien, vor allem für den Bastler von Bedeutung sind. Übersichtlich gesammelt, werden den Lesern die verschiedenen Neuheiten auf dem Markt bekanntgegeben, das Patentwesen und die Zeitschriften des In- und Auslandes in kurzen Auszügen besprochen. Aus theoretischen Abhandlungen erfahren Sie den neuesten Stand der wissenschaftl. Forschung. An Sie leistungsfähige Empfangsgeräte jeder Art selbst herstellen. Der Kurzwellentechnik dient besonders die in jedem 2. Heft veröffentlichte

Kurzwellen-Beilage „CQ“
das Organ des DASD, der einzigen deutschen
Vereinigung von Kurzwellen-Amateuren.
Erscheint zweimal monatlich.
Einzelheft RM 0.50. Monatlich RM 1.—

Probheft gern und kostenlos
in jeder Buchhandlung erhältlich

Weidmannsche Buchhandlung · Berlin SW 68