IV. Katodenbasis-, Gitterbasis- und Anodenbasisschaltungen

Eine Triode hat die drei Elektroden Katode, Gitter und Anode. An je zwei von ihnen wird die Eingangsschaltung beziehungsweise die Ausgangsschaltung angeschlossen. Dabei ergibt sich notwendigerweise, daß eine der drei Elektroden sowohl zur Ein- als auch zur Ausgangsschaltung gehört. Diese Elektrode bildet die „Basis" der Schaltung. Wechselstrommäßig wird sie meistens geerdet, da man aus Gründen definierter Potentialverhältnisse Ein- und Ausgangskreis gern einpolig an Erde oder Masse legt.

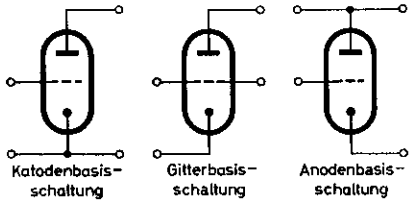


Bild 179. Grundschaltungen einer Elektronenröhre

Je nachdem, welche der drei Elektroden die Bezugselektrode bildet, unterscheidet man die Katodenbasis-, die Gitterbasis- und die Anodenbasisschaltung; sie sind schematisch und ohne die Gleichstromversorgung im *Bild 179* dargestellt. Da eine Verstärkerpentode wechselstrommäßig ebenfalls nur drei wirksame Elektroden hat – Bremsgitter und Schirmgitter liegen auf konstantem Gleichspannungspotential –, gilt für sie das gleiche.

1. Katodenbasisschaltung

Alle bisher besprochenen Röhrenschaltungen waren Katodenbasisschaltungen. Die Eingangsspannung wurde zwischen Gitter und Katode zugeführt und die verstärkte Ausgangsspannung zwischen Anode und Katode abgenommen. Die Katode bildete den gemeinsamen, wechselstrommäßig über den großen Katodenkondensator geerdeten Bezugspunkt für die Ein- und Ausgangsspannungen. Bei nicht zu hohen Frequenzen und negativer Vorspannung hat die Katodenbasisschaltung einen hohen Eingangswiderstand. Im UKW- und dm-Gebiet geht der Eingangswiderstand zurück. Zugleich tritt hierbei in ihm immer stärker eine Wirkkomponente hervor. Sie ist auf die ungünstigen Phasenverschiebungen zurückzuführen, die sich zwischen Steuerspannung und Katodenstrom auf Grund der Laufzeiteffekte und der Blindwiderstände in den Zuleitungen ausbilden. Bei hohen Frequenzen erfolgt außerdem über die Kapazität C_{ga} eine Rückwirkung der Ausgangsseite auf die Eingangsseite, die entweder neutralisiert oder durch Verwendung von Pentoden kleingehalten werden muß.

2. Gitterbasisschaltung

In der Gitterbasisschaltung liegt die Eingangsspannung wie in der Katodenbasisschaltung zwischen Katode und Gitter, aber die Ausgangsspannung zwischen Anode und Gitter. Das Gitter ist der gemeinsame Bezugspunkt (*Bild 180 a*). Durch seine

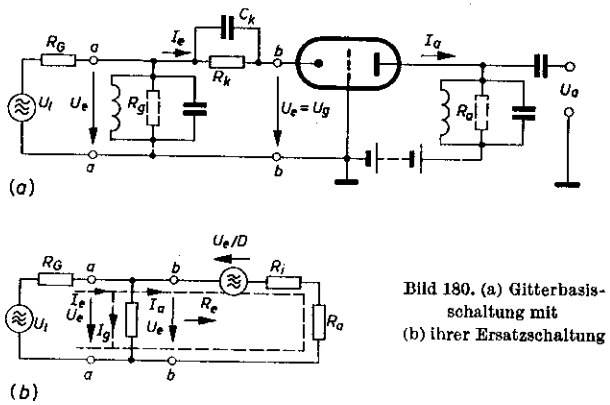


Bild 180. (a) Gitterbasisschaltung mit (b) ihrer Ersatzschaltung

Erdung wird eine weitgehende Entkopplung des Eingangskreises vom Ausgangskreis erreicht. Die „heißen" Punkte Anode und Katode sind gut gegeneinander abgeschirmt. Beide haben zwar immer noch ihre Kapazität C_{ak}, aber sie ist wesentlich geringer als die Kapazität C_{ga} zwischen Gitter und Anode der Katodenbasisschaltung. Wegen der geringen Rückwirkungskapazität können sich in der Gitterbasisschaltung kaum „wilde" Huth-Kühn-Schwingungen (Abschnitt E. I. 6.) erregen. Die Gitterbasisschaltung benötigt daher keine Neutralisation. Dies ist für die Technik der ultrakurzen Wellen von großer Bedeutung. Wegen der günstigeren Rauschverhältnisse ist man bestrebt, dort Trioden statt Pentoden zu verwenden. Der Nachteil der Gitterbasisschaltung liegt in ihrem niedrigen Eingangswiderstand [3; 13; 14].

Wie die Ersatzschaltung im *Bild 180 (b)* veranschaulicht, läßt sich die Gitterbasisschaltung hinsichtlich der Wechselstromverhältnisse als eine Reihenschaltung zweier EMK- oder Urspannungsquellen auffassen, nämlich der Leerlaufspannung U_i der Speisequelle und der Leerlaufspannung $U_g/D = U_e/D$ der Röhre. Die Reihenschaltung ist gleichsinnig, denn wenn die Eingangsspannung $U_e = U_g$ im gezeichneten Zeitmoment die angegebene Polung hat, wird die Katode positiver. Dies ist gleichbedeutend mit einer Zunahme der negativen *Gittervorspannung* und bedingt eine Abnahme des Anodenstromes. Da der Anodengleichstrom, konventionell angegeben, die Richtung von der Anode zur Katode hat, also durch einen Pfeil von der Anode zur Katode darzustellen ist, bedeutet eine Abnahme des Anodenstromes eine Wechselstromrichtung von der Katode zur Anode und damit einen Wechselstrompfeil im gleichen Sinne wie der Steuerstrom I_e aus dem Generator.

Der Eingangswiderstand $R_{e\,ges}$ der Gitterbasisschaltung zwischen den Klemmen aa setzt sich aus dem Kreiswiderstand R_g des Gitterschwingkreises und dem eigentlichen Eingangswiderstand $R_e = U_e/I_a$ der Röhrenschaltung zusammen. Beide liegen parallel zueinander. Die Größe von R_e gewinnt man am einfachsten, wenn man für die Schaltung rechts von den Klemmen bb nach *Kirchhoff* die Maschenregel ansetzt und entsprechend $\Sigma E = \Sigma IR$ schreibt

$$U_e + \frac{U_e}{D} = I_a(R_i + R_a)$$

Hieraus folgt

$$U_e\left(1 + \frac{1}{D}\right) = I_a(R_i + R_a)$$

Der Quotient aus U_e und I_a stellt den an den Klemmen bb zwischen Gitter und Katode wirksam werdenden Eingangswiderstand R_e der Röhrenschaltung dar; er hat die Größe

$$R_e = \frac{U_e}{I_a} = \frac{R_i + R_a}{1 + 1/D} = \frac{D(R_i + R_a)}{1 + D} = \frac{1/S + D\,R_a}{1 + D} \tag{156}$$

oder angenähert

$$\boldsymbol{R_e \approx \frac{1}{S} + D\,R_a} \tag{157}$$

Der Eingangswiderstand der vollständigen Gitterbasisschaltung einschließlich des Gitterschwingkreises hat den Wert

$$R_{e\,ges} = R_g \,||\, R_e$$

Für die UKW-Röhre EC 92 mit $S = 6\,\mathrm{mA/V}$ und $D = 1{,}5\,\%$ wird beispielsweise im 3-m-Wellengebiet – wenn Anodenwiderstand und Gitterwiderstand aus Schwingkreisen bestehen und man annimmt, daß sie einen Kreiswiderstand R_a beziehungsweise R_g haben, der zahlenmäßig in $\mathrm{k\Omega}$ so groß wie die Wellenlänge ihrer Resonanzfrequenz in m ist, also rund $3\,\mathrm{k\Omega}$ –

$$R_e = \frac{1}{6\,\mathrm{mA/V}} + 0{,}015 \cdot 3\,\mathrm{k\Omega} = 167\,\Omega + 45\,\Omega \approx 210\,\Omega$$

Der resultierende Eingangswiderstand ist

$$R_{e\,ges} = \frac{R_g\,R_e}{R_g + R_e} = \frac{3\,\mathrm{k\Omega} \cdot 0{,}21\,\mathrm{k\Omega}}{3{,}21\,\mathrm{k\Omega}} = 197\,\Omega$$

Man erkennt, der Eingangswiderstand R_e der eigentlichen Gitterbasisschaltung ist außerordentlich klein, in erster Näherung gleich dem reziproken Wert der Steilheit. Die Kleinheit von R_e wird verständlich, wenn man bedenkt, daß am Eingang spannungsmäßig nur die geringe Gitterwechselspannung U_e, aber strommäßig der große Anodenwechselstrom I_a wirksam ist. Der Quotient aus beiden kann dann nur einen kleinen Wert annehmen.

Das kleine R_e bedingt eine starke Bedämpfung des Gitterschwingkreises und macht eine Abstimmung dieses Eingangskreises auf die jeweilige Empfangsfrequenz überflüssig. Es genügt, ihn auf die Mitte des UKW-Bandes fest abzugleichen. Der niedrige Eingangswiderstand ist zugleich eine starke Belastung des Generatorkreises. Dieser muß eine erhebliche Steuerleistung zur Aussteuerung der Gitterbasisstufe aufbringen. Dadurch wird der Spielraum für den Kompromiß zwischen Rausch- und Leistungsanpassung stark eingeengt. In UKW-Empfängerschaltungen findet man deshalb die reine Gitterbasisschaltung nur selten vor, wohl aber in Verbindung mit einer Katodenbasisstufe als Leistung liefernde Vorstufe (Kaskodenschaltung) oder als UHF-Oszillator. Ein großes Anwendungsgebiet hat die Gitterbasisschaltung wegen ihrer guten Entkopplung des Eingangskreises vom Ausgangskreis in der UKW-Sendetechnik gefunden.

Der Verstärkungsgrad v_{GB} der Gitterbasisschaltung berechnet sich, wenn man darunter das Verhältnis der an R_a abgegebenen Spannung U_{R_a} zur Eingangsspannung versteht, aus dem Ansatz

$$\boldsymbol{v_{GB} = \frac{U_{R_a}}{U_e} = \frac{I_a R_a}{U_e} = \frac{R_a}{R_e}} \tag{158}$$

Unter Benutzung des aus Gl. (156) herleitbaren Ausdrucks $I_a = \dfrac{1 + 1/D}{R_i + R_a}\,U_e$ läßt sich auch schreiben

$$v_{GB} = \frac{1 + 1/D}{R_i + R_a}\,R_a = \frac{R_a}{R_i + R_a} + \frac{1}{D}\,\frac{R_a}{R_i + R_a} \tag{159}$$

Die Verstärkung setzt sich hiernach aus zwei Teilen zusammen; einem Teil, der die Verstärkung einer normalen Triode in Katodenbasisschaltung darstellt, und einem zweiten Teil, der den auf Grund der zwischen R_a und R_i stattfindenden Spannungsteilung direkt an R_a übertragenen Anteil der Eingangsspannung U_e ausmacht. Es ist also

$$v_{GB} = v_{KB} + \frac{R_a}{R_i + R_a}$$

Dieser letzte Teil läßt es verständlich werden, daß die wegen des niedrigen Eingangswiderstandes hohe Steuerleistung U_e^2/R_e nicht verlorengeht, sondern wieder am Anodenwiderstand erscheint, und zwar in um so stärkerem Maße, je größer R_a

gegen R_i ist. Für die bereits benutzte Röhre EC 92 nimmt die Verstärkung, wenn man $R_i = 1/SD = \dfrac{1}{6\,\mathrm{mA/V} \cdot 0{,}015} \approx 11\,\mathrm{k\Omega}$ und $R_a \approx 3\,\mathrm{k\Omega}$ setzt, den Wert an

$$v_{GB} = \frac{1}{0{,}015}\,\frac{3\,\mathrm{k\Omega}}{(11+3)\,\mathrm{k\Omega}} + \frac{3\,\mathrm{k\Omega}}{(11+3)\,\mathrm{k\Omega}} = \frac{0{,}214}{0{,}015} + 0{,}214 = 14{,}5$$

Eine besondere Schaltanordnung der Gitterbasisschaltung bildet die „Kaskodenschaltung"; den Ausgangspunkt zu ihrer endgültigen Gestaltung bildet *Bild 181*. Hier liegt eine Triode in normaler Katodenbasisschaltung mit einer zweiten in

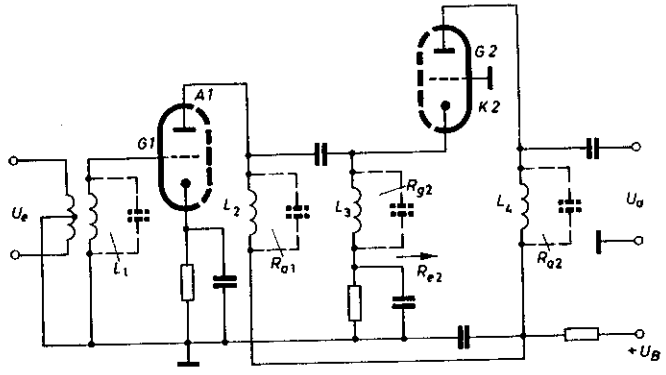


Bild 181. Kaskodenschaltung mit getrennter Anodenspeisung ihrer beiden Röhren

Gitterbasisschaltung in Reihe. Das erste System hat einen hochohmigen Eingang und liefert die Leistung für den niederohmigen Eingangswiderstand R_{e2} des zweiten Systems. Benutzt man zum Aufbau der Schaltung eine Zweifachtriode, zum Beispiel die ECC 84, mit $S = 6\,\mathrm{mA/V}$, $D = 4{,}17\,\%$ und $R_i \approx 4\,\mathrm{k\Omega}$, so hat der Eingangswiderstand der zweiten Triode im UKW-Gebiet bei einem Anodenwiderstand von $R_{a2} \approx 3\,\mathrm{k\Omega}$ die Größe

$$R_{e2} = \frac{1}{S} + D\,R_{a2} = \frac{1}{6\,\mathrm{mA/V}} + 0{,}0417 \cdot 3\,\mathrm{k\Omega} \approx 167 + 125 = 292\,\Omega$$

Gegenüber diesem niederohmigen Eingang spielen der Anodenwiderstand R_{a1} der abgestimmten Drossel L_2 und der Kreiswiderstand R_{g2} der abgestimmten Gitterspule L_3 keine Rolle. Hieraus folgt für den Verstärkungsgrad der ersten Stufe mit ihrem R_i von 4 kΩ ein Wert von

$$v_1 \approx S\,R_{e2} = 6\,\mathrm{mA/V} \cdot 292\,\Omega \approx 1{,}7$$

Die erste Stufe verstärkt spannungsmäßig also kaum; sie erzeugt lediglich die zur Aussteuerung der Gitterbasisschaltung erforderliche Leistung. Die zweite Stufe hat nach Gl. (159) eine Verstärkung von

$$v_2 = \frac{R_a}{R_i + R_a}\left(1 + \frac{1}{D}\right) = \frac{3\,\mathrm{k\Omega}}{(4+3)\,\mathrm{k\Omega}}\,(1 + 24) = 10{,}7$$

Die Kaskode, als Ganzes genommen, hat damit im UKW-Gebiet gegenüber zwei einzelnen, in Normalschaltung betriebenen Trioden eine beachtlich größere Verstärkung. Da bei ihr wie in einer Pentodenschaltung $R_a < R_i$ ist und das Gitter *G 1* mit seinem Eingangskreis L_1 durch zwei Abschirmelektroden, nämlich das Gitter *G 2* der Gitterbasisstufe und die zwischengeschaltete Elektrodenstrecke *A 1 K 2*, gegen den Ausgangskreis L_4 abgeschirmt ist, kann man sagen, daß die Kaskode die guten Verstärkungs- und Entkopplungseigenschaften einer Pentode zeigt. Gleichzeitig hat sie aber die günstigen Rauscheigenschaften einer Triode, weil sie das Verteilungsrauschen der Pentode (Abschnitt B.VII.2.d.α) vermeidet. Das Rauschen wird praktisch nur durch den äquivalenten Rauschwiderstand der ersten Stufe bestimmt, denn in der Gitterbasisstufe besteht für das Rauschen eine starke Gegenkopplung. Ihrer günstigen Rauscheigenschaften wegen wird die Kaskodenschaltung manchmal auch in den Eingangsstufen besonders rauscharmer NF-Verstärker angewendet.

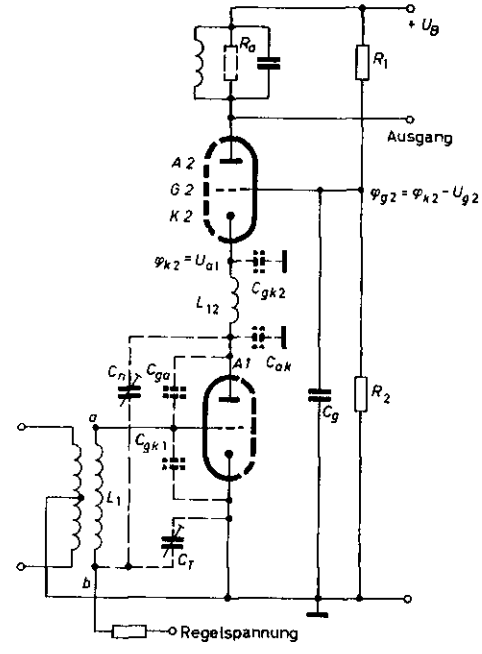


Bild 182. Kaskodenschaltung bei Reihenschaltung ihrer beiden Röhren

Führt man den Anoden der beiden Triodensysteme die Anodenspannung nicht wie im *Bild 181* getrennt zu, sondern speist die Eingangsröhre anodenstrommäßig durch das zweite System hindurch, so erhält man *Bild 182*. In diesem modernen Kaskodenverstärker fehlen der Trennkondensator C_K und die beiden Spulen L_2 und L_3. Die Katode *K 2* der Gitterbasisstufe liegt gleichstrommäßig auf dem Anodenpotential der ersten Stufe. Deshalb muß das Steuergitter *G 2* der Gitterbasisstufe auf ein entsprechend hohes, positives Potential gehoben werden. Dies geschieht mit Hilfe des Spannungsteilers *R1 R2*. Durch den Kondensator C_g wird Gitter *G 2* hochfrequenzmäßig auf Massepotential gelegt.

Die Induktivität L_{12} zwischen Anode *A 1* und Katode *K 2* bildet zusammen mit der Kapazität C_{ak1} der ersten Röhre und der Kapazität C_{gk2} der zweiten Röhre ein sogenanntes π-Filter. Wäre L_{12} nicht vorhanden, so würden sich C_{ak1} und C_{gk2} einfach dem Eingangswiderstand R_{e2} der Gitterbasisstufe parallelschalten und ihn dadurch frequenzabhängig machen. Die Induktivität L_{12} bindet die Kapazitäten

und bildet mit ihnen einen Tiefpaß außerordentlich hoher Grenzfrequenz, die in der Nähe von $1/\sqrt{0{,}5\, L_{12} C_{gk}}$ liegt. Der gestrichelt eingetragene Kondensator C_n dient zur Neutralisation der Röhrenkapazität C_{ga1}. Wegen der geringen Verstärkung der Katodenbasisstufe ist diese Neutralisation nicht sehr kritisch; nach einmaliger Einstellung kann sie meistens nach Röhrenwechsel beibehalten werden. Der Kondensator C_T liegt zur Gitter/Katoden-Kapazität C_{gk1} in Reihe. Da sie sich als Raumladekapazität (*Bild 44*) mit der Vorspannung und damit beim Regeln in geringem Maße ändert, wird ihr der kleine, abgleichbare Kondensator C_T vorgeschaltet. Die Schwankung von C_{gk1} geht dann nicht so stark auf die Abstimmung der Spule L_1 ein. Gibt man C_T einen Wert, der der Gitter/Katoden-Kapazität C_{gk1} entspricht, so

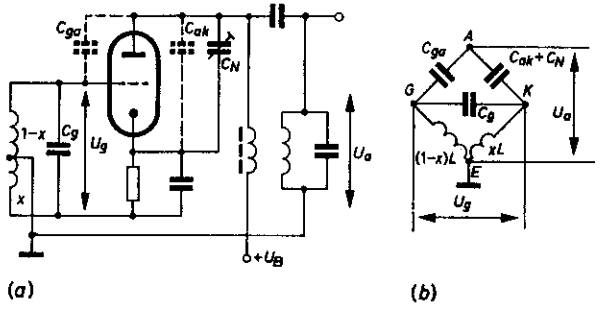


Bild 183. (a) Zwischenbasisschaltung mit (b) ihrer Neutralisationsbrücke

führen die Punkte a und b der Spule L_1 gegen Erde gegenphasige Spannungen. Dies bedeutet, daß der Eingang des Kaskodenverstärkers praktisch erdsymmetrisch arbeitet.

Zwischen der Katodenbasisschaltung mit ihrem hohen Eingangswiderstand und der Gitterbasisschaltung mit ihrem sehr niedrigen Eingangswiderstand steht die Zwischenbasisschaltung [4]. Bei ihr ist weder die Katode noch das Gitter geerdet; der Erdanschluß erfolgt an einer Anzapfung der Schwingkreisspule (*Bild 183*) oder der Schwingkreiskapazität. Durch Wahl des Anzapfpunktes x kann der Eingangswiderstand so bemessen werden, daß er an bestimmter Stelle zwischen dem hohen Wert der Katodenbasisschaltung und dem niedrigen Wert der Gitterbasisschaltung liegt. Man wählt x so, daß der Kreis durch den Eingangswiderstand eine solche Bedämpfung erfährt und dabei eine solche Bandbreite annimmt, daß der gesamte UKW-Bereich ohne besondere Nachstimmung unter der Resonanzkurve liegt.

Zur Neutralisation genügt ein einmalig eingestellter Abgleichkondensator C_N. Nach der Brückenersatzschaltung im *Bild 183* (*b*) überträgt er, zusammen mit der Röhrenkapazität C_{ak} und unter Berücksichtigung der unsymmetrischen Anzapfung x, von der zwischen Anode und Erde herrschenden Ausgangsspannung U_a auf die Katode K genauso viel Spannung wie die Gitter/Anoden-Kapazität C_{ga} auf das Gitter G. Dies bedeutet, daß die eingangsseitige Brückendiagonale KG von der ausgangsseitigen AE vollständig entkoppelt ist und daher durch Rückkopplung keine wilden Schwingungen entstehen können.

3. Anodenbasisschaltung oder Katodenverstärker

In der Anodenbasisschaltung liegt die Anode wechselstrommäßig auf Massepotential. Die Anodenzuleitung enthält keinen Widerstand, an dem der Anodenwechselstrom eine Wechselspannung aufbauen könnte und um die dann das Potential der Anode gegen Masse schwanken würde. Wie die *Bilder 184* (*a* und *b*) zeigen, wird die

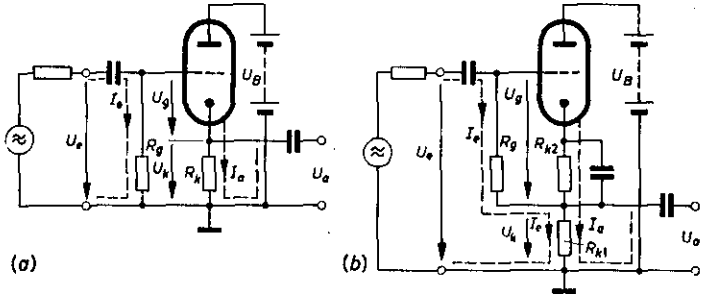


Bild 184. Anodenbasisschaltung oder der Katodenverstärker. (a) Einfache Ausführung mit normalem Eingangswiderstand; (b) Ausführung mit erhöhtem Eingangswiderstand

Ausgangsspannung an dem in der Katodenzuleitung liegenden Katodenwiderstand R_k beziehungsweise R_{k1} aufgebaut und abgenommen. Dies hat dazu geführt, einen Verstärker in Anodenbasisschaltung einen Katodenverstärker zu nennen. (Entsprechend könnte man einen Verstärker in der normalen Katodenbasisschaltung als Anodenverstärker bezeichnen.) Die Eingangsspannung wird der Anodenbasisschaltung zeichnungsmäßig zwar in der alten Weise, nämlich zwischen Gitter und Masse, zugeführt; da aber in diesen Schaltungen die Widerstände R_k und R_{k1} nicht durch Kondensatoren überbrückt sind und demzufolge wechselstrommäßig hier nicht die Katode, sondern die Anode geerdet ist, wird die Eingangsspannung entsprechend dem *Bild 179* (*c*) der Anodenbasisschaltung in der Tat zwischen Gitter und Anode zugeleitet [15].

Im Katodenverstärker findet eine 100%ige Gegenkopplung statt. Deswegen ist seine Spannungsverstärkung stets kleiner als Eins. Der Vorteil der Schaltung liegt in ihrem kleinen Ausgangswiderstand R_i' von der Größenordnung $1/S$ sowie darin, daß ihre dynamische Eingangskapazität wesentlich kleiner als die der Katodenbasisschaltung ist. Die Schaltung im *Bild 184* (*b*) zeichnet sich außerdem, ähnlich wie die Schaltung nach *Bild 147* (*b*), durch einen außerordentlich hohen Eingangs-

widerstand aus. Die starke Gegenkopplung bedingt eine weitgehende Frequenzunabhängigkeit der Verstärkung.

Der Ableitung der charakteristischen Eigenschaften der Anodenbasisschaltung sei zunächst die im *Bild 184 (a)* dargestellte einfachere Schaltung zugrunde gelegt. Wächst die Eingangsspannung positiv, so steigt auch das Potential des Gitters positiv. Dies bedingt eine Vergrößerung des Anodenstromes und damit, wegen des größeren Spannungsfalles an R_k, eine Erhöhung des positiven Katodenpotentials. Hieraus folgt, daß Ein- und Ausgangsspannung des Katodenverstärkers gleichphasig verlaufen. Nach den Spannungspfeilen im *Bild 184 (a)* ist

$$U_e = U_g + U_k$$

oder

$$U_k = U_e - U_g$$

Dies besagt, daß die Ausgangsspannung U_k stets kleiner als die Eingangsspannung U_e ist.

a) Berechnung der Verstärkung v' der Schaltung

Unter der Verstärkung v' der Schaltung des Katodenverstärkers soll das Verhältnis der an R_k auftretenden Ausgangsspannung U_k zur aufgewendeten Eingangsspannung U_e verstanden werden; also wird angesetzt

$$v' = v_{Schaltung} = \frac{U_k}{U_e}$$

Im Gegensatz hierzu wird unter der Verstärkung v der Röhre das Verhältnis ihrer zwischen Anode und Katode abgegebenen Wechselspannung, im vorliegenden Fall ebenfalls der Ausgangsspannung U_k, zur Gitterwechselspannung U_g verstanden. Man setzt also an:

$$v = v_{RS} = \frac{U_k}{U_g}$$

Formt man den Formelausdruck für v' etwas um, so erhält man

$$v' = \frac{U_k}{U_e} = \frac{U_k}{U_g + U_k} = \frac{1}{\frac{U_g}{U_k} + 1} = \frac{1}{\frac{1}{v} + 1} = \frac{v}{1 + v} \qquad (160)$$

Diese Formel ist ähnlich Gl. (102) aufgebaut. Im Nenner fehlt lediglich der Gegenkopplungsfaktor K. Dieser Faktor, der gleich dem Quotient aus der zurückgekoppelten Spannung U_k und der von der Röhre zwischen Anode und Katode nach außen abgegebenen Wechselspannung U_a ist, hat hier, weil $U_a = U_k$ ist, den Wert 1. Die Röhre hat eine Verstärkung von der Größe

$$v = v_{RS} = \frac{1}{D}\,\frac{R_k}{R_i + R_k} = \frac{\mu\, R_k}{R_i + R_k}$$

Setzt man dies in die Gleichung für v' ein, so ergibt sich

$$v' = \frac{1}{\frac{1}{v} + 1} = \frac{1}{\frac{R_i + R_k}{\mu\, R_k} + 1} = \frac{\mu\, R_k}{R_i + R_k(1 + \mu)} = \frac{\mu}{1 + \mu}\,\frac{R_k}{\frac{R_i}{1 + \mu} + R_k}$$

Schreibt man, gewissermaßen zur Abkürzung,

$$\frac{\mu}{1 + \mu} = \mu'$$

und

$$\frac{R_i}{1 + \mu} = R_i'$$

so erhält man

$$v' = \mu' \frac{R_k}{R_i' + R_k}$$

oder

$$U_k = \mu'\, U_e \frac{R_k}{R_i' + R_k} \qquad (161)$$

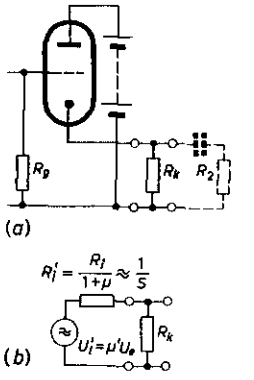


Bild 185. (a) Einfacher Katodenverstärker mit (b und c) seinen beiden Ersatzschaltungen

Dies sind Ausdrücke für v' und U_k, wie man sie formal auch einer Ersatzspannungsquellenschaltung entnehmen könnte, wenn man ihr die Leerlauf- oder Urspannung $U_i' = \mu' U_e$ und den Innenwiderstand $R_i' = R_i/(1 + \mu)$ zuteilen würde (*Bild 185b*). Der Katodenwiderstand R_k wirkt in dieser Ersatzschaltung als äußerer Belastungswiderstand. Wie man erkennt, sind die Verstärkung v' und die Ausgangsspannung U_k um so größer, je größer R_k ist.

b) Ermittlung der Kenngrößen R_i', S' und D' oder μ'

Für den Fall, daß R_k wechselstrommäßig nahezu unendlich wird, also Leerlauf angenommen werden kann, nimmt die Ausgangsspannung U_k den Leerlaufwert

$$U_i' = \mu\, U_g = \mu(U_e - U_k) = \mu(U_e - U_i') = \mu\, U_e - \mu\, U_i'$$

an. Hieraus folgt

$$U_i' = \frac{\mu}{1 + \mu} U_e$$

oder die Leerlaufverstärkung

$$\mu' = \frac{U_i'}{U_e} = \frac{\mu}{1 + \mu} \qquad (162)$$

Da μ die Leerlaufverstärkung der Röhre kennzeichnet und bei Trioden Werte zwischen 30 und 100 annimmt, kann im Nenner der Wert 1 gegen μ vernachlässigt werden. Dadurch nimmt die Leerlaufverstärkung des Katodenverstärkers näherungsweise den Wert $\mu' = 1$ an.

Für den Fall, daß R_k wechselstrommäßig kurzgeschlossen ist, beispielsweise durch einen sehr großen Parallelkondensator überbrückt wird, fließt zwischen Anode und Katode der Kurzschlußwechselstrom $I_k' = S U_g$ oder, da bei Kurzschluß $U_k = 0$ und damit $U_g = U_e$ ist, der Strom

$$I_k' = S U_e$$

Die Anodenbasisschaltung hat demnach eine Steilheit S', die gleich der Steilheit S der Röhre ist.

Der Innenwiderstand der Anodenbasisschaltung ist definitionsgemäß gleich dem Verhältnis ihrer Leerlaufspannung zu ihrem Kurzschlußstrom. Mit den eben abgeleiteten Werten für U_i' und I_k' wird

$$R_i' = \frac{U_i'}{I_k'} = \frac{\mu U_e}{1+\mu}\,\frac{1}{S U_e} = \frac{\mu}{1+\mu}\,\frac{1}{S} = \mu'\frac{1}{S} = \frac{R_i}{1+\mu}$$

Beachtet man, daß μ' nahezu gleich Eins ist, so kann näherungsweise geschrieben werden

$$\boldsymbol{R_i' \approx \frac{1}{S}} \tag{163}$$

Der Katodenverstärker hat mithin einen ausgangsseitigen Innenwiderstand, der praktisch gleich der reziproken Steilheit der Röhre ist. Er nimmt größenmäßig bei Röhren mit einer Steilheit zwischen 5 und 12,5 mA/V Werte zwischen 200 und 80 Ω an. Im übrigen bestätigen die hier abgeleiteten Formeln für R_i' und μ' oder U_i' die Richtigkeit der im *Bild 185 (b)* aufgestellten Ersatzspannungsquellenschaltung des Katodenverstärkers. Zu beachten ist, daß der Katodenwiderstand R_k in dieser Ersatzschaltung – ähnlich dem Anodenwiderstand R_a im Ersatzschaltbild der normalen Röhrenschaltung – als äußerer Belastungswiderstand aufgefaßt wird. Selbstverständlich kann man R_k auch in die Ersatzspannungsquelle und ihren Innenwiderstand mit einbeziehen. Man erhält dann die Ersatzschaltung im *Bild 185 (c)* mit

$$U_i'' = U_k = v' U_e \qquad \text{und} \qquad R_i'' = R_i' \parallel R_k$$

Diese Ersatzschaltung kann von Vorteil sein, wenn man, wie im *Beispiel 30*, an die Ausgangsklemmen des Katodenverstärkers noch einen besonderen Belastungswiderstand R_2 anschließen will.

c) Eingangswiderstand des Katodenverstärkers

In der Schaltung nach *Bild 184 (a)* hat man nicht die Freiheit, den Katodenwiderstand R_k nach gegenkopplungstechnischen Gesichtspunkten auszuwählen. Seine Größe wird durch den geforderten Arbeitspunkt, genauer die geforderte Gittervorspannung U_{g-}, bestimmt. In der Schaltung nach *Bild 184 (b)* kann R_{k1} nach rein wechselspannungsmäßigen, gegenkopplungstechnischen Gesichtspunkten ausgesucht werden, da die richtige Gittervorspannung getrennt davon durch den kapazitiv überbrückten Widerstand R_{k2} erreicht wird. Während beide Schaltungen ausgangsseitig das gleiche Verhalten zeigen, unterscheiden sie sich stark in ihren Eingangswiderständen.

Der Katodenverstärker in der Schaltung nach *Bild 184 (a)* hat im NF-Gebiet den gleichen Eingangswiderstand R_g wie die normale, nichtgegengekoppelte Katodenbasisschaltung, nämlich

$$R_e = \frac{U_e}{I_e} = R_g$$

In der Schaltung nach *Bild 184 (b)* steigt der Eingangswiderstand stark, und zwar auf den Wert

$$\boldsymbol{R_e = R_g(1+v) + R_{k1} = \frac{R_g}{1-v'} + R_{k1}} \tag{164}$$

Der Beweis wird auf folgende Weise geführt: Man geht von dem Ansatz aus

$$R_e = \frac{U_e}{I_e} = \frac{U_g + U_k}{I_e} = \frac{U_g}{I_e} + \frac{U_k}{I_e} = R_g + \frac{U_k}{I_e} \tag{165}$$

Nun ist

$$U_k = R_{k1}(I_e + I_a) = R_{k1} I_e + R_{k1} I_a \tag{166}$$

I_a läßt sich aus der Leerlaufspannung der Röhre und der Summe der Widerstände im Anodenweg zu

$$I_a = \frac{\mu U_g}{R_{k1} + R_i} = \frac{\mu R_g I_e}{R_{k1} + R_i}$$

bestimmen. Setzt man dies in Gl. (166) ein, so erhält man

$$U_k = R_{k1} I_e + \mu R_g \frac{R_{k1}}{R_{k1} + R_i} I_e$$

oder, da $\mu \dfrac{R_{k1}}{R_{k1} + R_i}$ die Verstärkung v der Röhre darstellt,

$$U_k = (R_{k1} + R_g v) I_e$$

Dies ergibt

$$\frac{U_k}{I_e} = R_{k1} + R_g v$$

Hieraus folgt entsprechend Gl. (165) für den Eingangswiderstand der Schaltung im *Bild 184 (b)*

$$R_e = R_g + R_{k1} + R_g v = R_g(1+v) + R_{k1}$$

Bei höheren Frequenzen zeigt die Röhre auf Grund ihrer resultierenden Eingangskapazität C' zusätzlich einen kapazitiven Eingangswiderstand. C' läßt sich an Hand des *Bildes 186* folgendermaßen berechnen: Man ermittelt die beiden Teilströme I_{ga} und I_{gk}, aus denen sich der kapazitive Gitterladestrom I_g zusammensetzt. Offenbar ist

$$I_{ga} = \omega C_{ga} U_{ga} = \omega C_{ga} U_e$$

$$I_{gk} = \omega C_{gk} U_{gk} = \omega C_{gk}(U_e - U_k) = \omega C_{gk}(U_e - v' U_e) = \omega C_{gk}(1 - v') U_e$$

Hierbei wird vorausgesetzt, daß U_e und U_k im wesentlichen gleichphasig sind und damit arithmetisch voneinander abgezogen werden können. Der Gesamtstrom nimmt den Wert

$$I_g = I_{ga} + I_{gk} = \omega\,[C_{ga} + C_{gk}(1 - v')]\,U_e$$

an. Hierfür kann geschrieben werden

$$I_g = \omega\, C' U_e \qquad \text{mit} \qquad C' = C_{ga} + C_{gk}(1 - v') \tag{167}$$

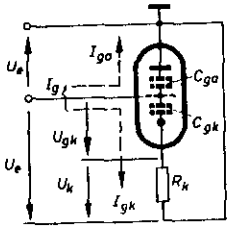


Bild 186. Zur Berechnung der wirksamen Eingangskapazität eines Katodenverstärkers

Die wirksame Eingangskapazität setzt sich nach dieser Beziehung aus der vollen Gitter/Anoden-Kapazität C_{ga} und der um den Faktor $(1 - v')$ stark reduzierten Gitter/Katoden-Kapazität C_{gk} zusammen. Da $(1 - v')$ nahezu Null ist, kann sie näherungsweise gleich C_{ga} gesetzt werden. Im Gegensatz hierzu ist die resultierende Eingangskapazität der Katodenbasisschaltung um den Faktor $(1 + v)$ größer als die Gitter/Anoden-Kapazität.

Wenn der Katodenverstärker spannungsmäßig auch nicht verstärkt, sondern sogar schwächt, so findet in ihm dennoch eine Leistungsverstärkung statt; denn die Eingangsspannung tritt an einem großen Widerstand auf, während die Ausgangsspannung von einer niederohmigen Generatorschaltung stammt und bei Anpassung an einen ebenso niederohmigen Verbraucher abgegeben wird. Wegen dieser Eigenschaft – ohne frequenzabhängigen Übertrager und ohne Leistungsverlust, im Gegenteil unter Leistungssteigerung –, seinen hochohmigen Eingangswiderstand in einen niederohmigen Ausgangswiderstand zu verwandeln, bezeichnet man den Katodenverstärker auch als „Impedanzwandler". Er stellt als solcher ein vorzügliches Mittel dar, hochohmige Signalquellen, wie zum Beispiel Kristall- oder Kondensatormikrofone, Photozellen und Impulsgeneratoren, mit niederohmigen Verbrauchern zu verbinden.

Seine ausgangsseitige Niederohmigkeit gestattet, an seine Ausgangsklemmen ohne Benachteiligung der hohen Frequenzen ein längeres Kabel mit entsprechend hoher Kapazität anzuschließen. Aus dem gleichen Grunde machen sich bei Ankopplung einer weiteren Röhrenstufe die Röhren- und Schaltkapazitäten erst bei sehr hohen Frequenzen störend bemerkbar. Der Katodenverstärker ist damit ein ausgesprochener Breitbandverstärker. Seine obere Grenzfrequenz liegt dort, wo der kapazitive Widerstand der parallel zu R_k auftretenden Kapazität C gleich dem Parallelwiderstand aus $R_i'' = R_k \,\|\, R_i'$ und dem Verbraucherwiderstand R_2 wird.

Eine Abwandlung des Katodenverstärkers stellt die als Phasenumkehrschaltung benutzte Katodynschaltung dar (*Bild 170*). Sie hat in der Katodenzuleitung den Widerstand R_k und in der Anodenzuleitung den Widerstand R_a; beide sind gleich groß. An ihnen entstehen daher gleich große, gegenphasige Wechselspannungen, die zur Aussteuerung einer Gegentaktschaltung verwendet werden.

Beispiel 30

Es ist eine Katodenverstärkerstufe zu entwerfen. Sie soll so dimensioniert werden, daß sie an einen äußeren Belastungswiderstand von $R_2 \leqq 2\,\text{k}\Omega$ eine unverzerrte oder nahezu unverzerrte Wechselspannung mit einem Effektivwert von 10 V abgibt. Die Betriebsspannung sei $U_B = 250$ V.

Als Röhre wird eine möglichst steile Röhre, zum Beispiel die E 88 CC, gewählt. Sie verträgt eine Anodenverlustleistung von $P_a = 1{,}5$ W. Wenn die Schaltung möglichst viel Leistung abgeben soll, dann muß ihr Arbeitspunkt auf der Grenzleistungskurve gewählt werden. *Bild 187* zeigt diese Kurve sowohl im I_a/U_a- als auch im I_a/U_g-Kennlinienfeld

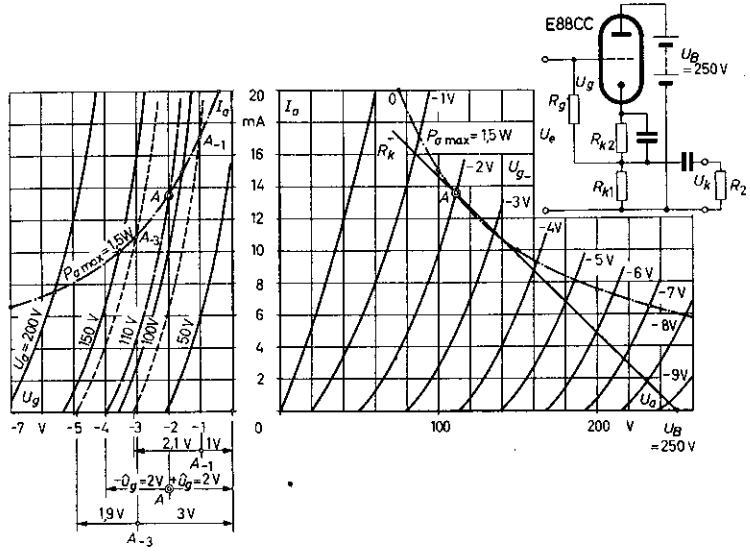


Bild 187. Zum *Beispiel 30*: Kennlinienfelder der Röhre E 88 CC zur Ermittlung des optimalen Arbeitspunktes

der E 88 CC. Damit die Ausgangswechselspannung möglichst unverzerrt und gleichzeitig möglichst groß ist, muß der Arbeitspunkt weiterhin so ausgesucht werden, daß die Röhre in seiner Umgebung symmetrisch ausgesteuert werden kann. Die Grenzen der Aussteuerung werden einmal durch den Gitterstromeinsatz bei $U_g = 0$ und zum anderen durch den unteren Kennlinienknick bei $I_a = 0$ bestimmt. Trägt man in das I_a/U_g-Feld für verschiedene auf der Grenzleistungskurve zu wählende Arbeitspunkte die Größe der zu-

lässigen positiven und negativen Gitterwechselspannungsamplituden ein, so findet man, daß der günstigste Arbeitspunkt A bei etwa $U_{g_} = -2\,\mathrm{V}$ mit $\pm \hat{u}_g$ maximal $= 2\,\mathrm{V}$, liegt. Anodenseitig hat A die Werte $I_{a_} = 13{,}6\,\mathrm{mA}$ und $U_{a_} \approx 110\,\mathrm{V}$. (Würde man den Arbeitspunkt bei $U_{g_} = -1\,\mathrm{V}$ (A_{-1}) wählen, so wäre $+\hat{u}_g$ maximal 1 V und $-\hat{u}_g$ maximal 2,1 V; würde man den Arbeitspunkt auf der Grenzleistungskurve bei $U_{g_} = -3\,\mathrm{V}$ wählen (A_{-3}), so wäre $+\hat{u}_g$ maximal 3 V, aber $-\hat{u}_g$ maximal nur 1,9 V.)
Da im gewählten Arbeitspunkt $U_{a_} = 110\,\mathrm{V}$, die Batteriespannung aber $U_B = 250\,\mathrm{V}$ ist, muß die Differenz von 140 V an R_{k1} und R_{k2} abfallen. Bei $I_{a_} = 13{,}6\,\mathrm{mA}$ muß unter Vernachlässigung von I_g

$$R_{k1} + R_{k2} = \frac{U_B - U_{a_}}{I_{a_}} = \frac{140\,\mathrm{V}}{13{,}6\,\mathrm{mA}} \approx 10{,}3\,\mathrm{k\Omega}$$

sein. Damit die Röhre eine Gittervorspannung von 2 V erhält, muß

$$R_{k2} = \frac{U_{g_}}{I_{a_}} = \frac{2\,\mathrm{V}}{13{,}6\,\mathrm{mA}} = 0{,}147\,\mathrm{k\Omega} \text{ oder rund } 150\,\Omega$$

werden. Für R_{k1} bleibt dann ein Wert von 10,15 kΩ oder rund 10 kΩ übrig. Aus den Kennlinienfeldern oder den Spezialkurven im Valvo-Handbuch lassen sich für den gewählten Arbeitspunkt A die Kennwerte

$$\mu \approx 32 \qquad S \approx 11{,}4\,\mathrm{mA/V} \qquad R_i \approx 2{,}8\,\mathrm{k\Omega}$$

abgreifen. Aus der maximal möglichen Aussteuerung des Gitters um $\hat{u}_g = 2\,\mathrm{V}$ und der verlangten Ausgangswechselspannung von $U_k = 10\,\mathrm{V}$ oder $\hat{u}_k = 14{,}14\,\mathrm{V}$ folgt, daß die Röhre für sich allein eine Verstärkung von $v = 14{,}14\,\mathrm{V}/2\,\mathrm{V} = 7{,}07$ haben muß. Nun befolgt die Verstärkung der Röhre in der Anodenbasisschaltung das Gesetz

$$v = \mu \frac{R_k^*}{R_i + R_k^*} = \mu \frac{1}{1 + R_i/R_k^*}$$

Hierin stellt $R_k^* = R_{k1} \,||\, R_2$ den resultierenden Wechselstrombelastungswiderstand der Röhre dar. Die Auflösung der vorstehenden Formel nach R_k^* ergibt

$$\frac{R_i}{R_k^*} = \frac{\mu}{v} - 1 = \frac{32}{7{,}07} - 1 = 3{,}53$$

oder

$$R_k^* = \frac{R_{k1} R_2}{R_{k1} + R_2} = \frac{R_i}{3{,}53} = \frac{2{,}8\,\mathrm{k\Omega}}{3{,}53} \approx 0{,}79\,\mathrm{k\Omega}$$

Hiermit wird

$$R_{2\,\mathrm{min}} = \frac{R_{k1} R_k^*}{R_{k1} - R_k^*} = \frac{10 \cdot 0{,}79}{10 - 0{,}79}\,\mathrm{k\Omega} = 0{,}86\,\mathrm{k\Omega}$$

Dieses Ergebnis besagt folgendes: Die Röhre E 88 CC hat in dem gewählten Arbeitspunkt so günstige Kennwerte, daß sie bei einer Aussteuerung von $\hat{u}_g = 2\,\mathrm{V}$ nicht erst an $R_2 = 2\,\mathrm{k\Omega}$, sondern bereits an einen Widerstand von $R_k^* = 0{,}79\,\mathrm{k\Omega}$ beziehungsweise $R_2 = 860\,\Omega$ die gewünschte Ausgangsspannung von 10 V effektiv abgibt. Bei einer Belastung mit $R_2 = 2\,\mathrm{k\Omega}$ könnte die gitterseitige Aussteuerung um gut die Hälfte verkleinert und damit der Klirrfaktor der Ausgangsspannung verbessert werden.

Da die Verstärkung der vollständigen Stufe den Wert

$$v' = \frac{U_k}{U_e} = \frac{v}{1 + v} = \frac{7{,}07}{1 + 7{,}07} \approx 0{,}877$$

hat, benötigt sie für 10 V Ausgangsspannung eine Eingangsspannung von

$$U_e = \frac{U_k}{v'} = \frac{10\,\mathrm{V}}{0{,}877} \approx 11{,}4\,\mathrm{V}$$

Würde man die 10 V Ausgangsspannung statt an $R_2 = 0{,}86 \cdots 2\,\mathrm{k\Omega}$ an einem wesentlich kleineren Widerstand von beispielsweise nur 500 Ω oder weniger benötigen, so müßte man eine steilere Röhre verwenden oder die beiden Systeme der E 88 CC parallelschalten und dadurch bei gleicher Steilheit ihren Innenwiderstand herabsetzen.