

Aus: ELEKTRONENRÖHREN UND IHRE SCHALTUNGEN von Dr. habil. Martin Kulp  
 3. durchgesehene Auflage 1961. Textauszug der Seiten 205 -213 mit freundlicher Genehmigung  
 des Verlages VANDENHOECK & RUPRECHT GmbH & Co. KG, Göttingen.

Erstellt 7/2018 von Eike Grund für [www.Radiomuseum.org](http://www.Radiomuseum.org)

### Dreizehntes Kapitel Spezielle Verstärkerschaltungen

...

#### a) Anodenverstärker mit Kathodenwiderstand

Die scheinbar geringfügige Änderung der RC-Verstärkerstufe Abb. 94, die dadurch eintritt, daß der Parallelkondensator  $C_1$  zum Kathodenwiderstand  $R_K$  fehlt, oder auch dadurch, daß er die Forderung  $1/\omega C_1 \ll R_K$  nicht genügend erfüllt, kann das Verhalten der Stufe ganz wesentlich beeinflussen. Da der Anodenwechselstrom  $\mathcal{I}_a$  auch  $R_K$  durchfließt, wird er in diesem Fall auch an  $R_K$  eine Wechselspannung  $\mathcal{U}_K$  erzeugen, die in Serie zu  $\mathcal{U}_E$  liegt und für die Steuerspannung  $\mathcal{U}_g$  eine Rückwirkung bedeutet.  $\mathcal{U}_K$  könnten wir an der Kathode abgreifen, genauso wie sonst an der Anode. Im ersteren Fall spricht man von einem "Kathodenverstärker", dem ein späterer Abschnitt b) gewidmet ist, im letzteren von einem „Anodenverstärker“. Die nachfolgenden Berechnungen beziehen sich ganz allgemein auf einen

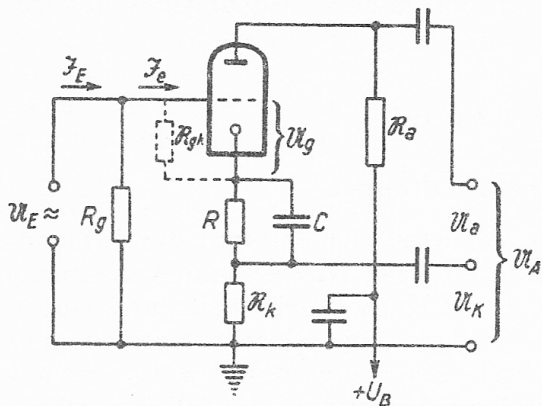


Abb. 170. Verstärkerstufe mit Kathodenwiderstand  $R_K$  (Gegenkopplung; Strom-Rückkopplung)

irgendwie zusammengesetzten komplexen Kathoden.- wie auch Anodenwiderstand, wenn nicht eine Abweichung hiervon besonders betont ist. Es müssen allerdings  $R_K$  und  $R_a$  die Möglichkeit lassen, daß der Anodengleichstrom fließen kann

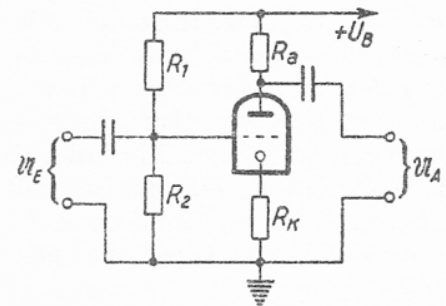


Abb. 171. Gittervorspannungserzeugung durch  $R_K$  mit teilweiser Kompensation von  $+U_B$  her

Die Röhre kann eine Triode oder Pentode sein. Für Trioden hat die Schaltung das Aussehen der Abb. 170. Da hier der Anodenwechselstrom  $\mathcal{I}_a$  die Stärke der Rückkopplung bestimmt, spricht man von Stromrückkopplung.

Die Kathodenwiderstände in Abb. 170 haben zwei Aufgaben zu erfüllen, die alte einer Gittervorspannungserzeugung durch den Gleichstrom und eine neue, nämlich die Bildung einer Wechselspannung durch ihren Wechselstromwiderstand.

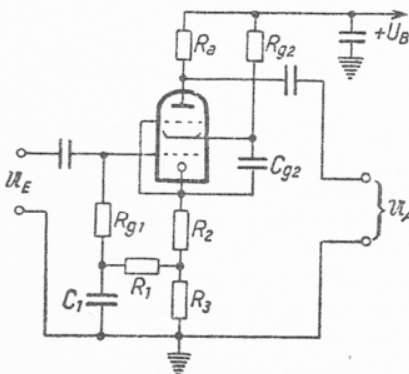


Abb. 172. Pentodenstufe mit Kathodenwiderstand

Es wird nur eine Ausnahme sein, wenn ein einziger Widerstand beide Forderungen erfüllt. Ist in Abb. 170  $R_K$  ein OHMScher Widerstand  $R_K$ , so entsteht an ihm eine Vorspannung. Reicht sie noch nicht aus, so muß ein  $R$  (mit parallelem  $C$ ) in Serie noch hinzutreten. Der Wechselstromwiderstand wird allein durch  $R_K$  gebildet. Es kann aber auch  $R_K$  bereits eine zu große Vorspannung geben. Dann muß sie durch eine Gegenspannung teilweise kompensiert werden. Es ist dies leicht durch eine Spannungsteilung der Anodenspannung  $+U_B$  nach Art der Abb. 171 möglich. Da aus Verzerrungsgründen kein Gitterstrom fließen darf, können  $R_1$  und  $R_2$  groß gegen  $R_K$  gemacht werden. Eine dritte Möglichkeit stellt

Abb. 172 dar, die sich natürlich nicht auf die dort gezeichnete Pentode beschränkt. Für die Größe der Kathodenwechselspannung ist hier der Widerstand  $R_2 + R_3$  erforderlich. Da die an  $R_2 + R_3$  entstehende Vorspannung zu groß ist, greift man zwischen  $R_2$  und  $R_3$  die richtige Vorspannung ab und führt sie über  $R_1$  und  $R_{g1}$  dem Gitter zu. Dabei ist  $R_1$  und  $R_{g1}$  groß gegen  $R_3$ , was der fehlende Gitterstrom erlaubt.  $C_1$  ist ein nicht immer erforderlicher Wechselstromkurzschlußkondensator. – Die Spannungsteilung  $R_1/R_2$  in Abb. 171 kann gelegentlich einen Restbrumm nicht genügend gesiebter Gleichspannung  $U_B$  auf das Gitter der Röhre bringen. Auch der Heizfadenbrumm, kapazitiv auf die Kathode übertragen, kann sich bei großem  $R_K$  störend bemerkbar machen.

Zur Berechnung der Anodenverstärkung  $\mathfrak{B}_A = -\mathfrak{U}_A / \mathfrak{U}_E$  einer Stufe wie Abb. 170 bis 172 setzen wir wieder eine ideale Röhre mit linearen Kennlinienfeldern voraus oder beschränken uns auf den linearen Teil des Kennlinienfeldes. Es gilt dann mit den durch deutsche Buchstaben gekennzeichneten Wechselstromgrößen die Gl. (37) :  $\mathfrak{I}_a = S(\mathfrak{U}_g + D\mathfrak{U}_a)$ . Für  $\mathfrak{U}_g$  und  $\mathfrak{U}_a$  liest man aus Abb. 170 die Beziehungen ab:  $\mathfrak{U}_g = \mathfrak{U}_E - \mathfrak{U}_K = \mathfrak{U}_E - \mathfrak{I}_a \mathfrak{R}_K$  und  $\mathfrak{U}_a = \mathfrak{U}_A - \mathfrak{U}_K = -\mathfrak{I}_a (\mathfrak{R}_a + \mathfrak{R}_K)$ . Mit  $S R_i = \mu = 1/D$  wird dann

$$(136) \quad \mathfrak{I}_a = \frac{S\mathfrak{U}_E}{1 + S(1 + D)\mathfrak{R}_K + SD\mathfrak{R}_a} = \frac{\mu\mathfrak{U}_E}{R_i + \mathfrak{R}_a + (\mu + 1)\mathfrak{R}_K}$$

Hiernach und mit  $\mathfrak{U}_A = -\mathfrak{I}_a \mathfrak{R}_a$  ergibt sich somit die Verstärkung der Stufe zu

$$(137) \quad \mathfrak{B}_A = -\frac{\mathfrak{U}_A}{\mathfrak{U}_E} = \frac{\mu\mathfrak{R}_a}{R_i + \mathfrak{R}_a + (\mu + 1)\mathfrak{R}_K}$$

Pentoden mit  $R_i \gg \mathfrak{R}_a$  und  $\mu \gg 1$  erlauben die Näherung:

$$(138) \quad \mathfrak{B}_A \approx \frac{\mu\mathfrak{R}_a}{R_i + \mu\mathfrak{R}_K} = \frac{S\mathfrak{R}_a}{1 + S\mathfrak{R}_K}$$

Für  $\mathfrak{R}_K = 0$  ergeben sich wieder die Gleichungen (40). Man erkennt, daß die Einfügung von  $\mathfrak{R}_K$  die Verstärkung durch das Glied  $(\mu + 1)\mathfrak{R}_K$  herabgesetzt hat. Wird  $\mathfrak{R}_K$  so groß, daß der Nenner den Zähler überwiegt, so kann sogar aus der Verstärkung eine Abschwächung werden.

Bei der Verwendung von Pentoden muß noch auf Besonderheiten hingewiesen werden. Das  $J_a U_a$ -Kennlinienfeld gilt nur, solange die Schirmgitterspannung  $U_{g2}$  zwischen Schirmgitter und Kathode konstant bleibt. Dazu muß der Blockkondensator  $C_{g2}$ , wie in Abb. 172, auf der einen Seite nicht an „Erde“, sondern an die Kathode angeschlossen werden. Das bedeutet aber, da auch  $+U_B$  kapazitiv geerdet ist, daß  $R_{g2}$  parallel ( $R_2 + R_3$ ) liegt und in  $\mathfrak{R}_K$  mit einzuschließen ist.

Liegt  $C_{g2}$  an „Erde“, so gilt Gl. (138) nur, falls der Schirmgittergleichstrom  $J_{g2}$  klein gegen den Anodengleichstrom  $J_a$  ist. Andernfalls ist zu berücksichtigen, daß  $J_{g2}$  ebenso durch  $\mathfrak{U}_g$  gesteuert wird, wie  $J_a$ , so daß sich über beide die Wechselströme  $\mathfrak{I}_{g2}$  und  $\mathfrak{I}_a$  überlagern. Da jetzt  $\mathfrak{I}_{g2}$  über ( $R_2 + R_3$ ) fließen kann, führt dies zu einer zusätzlichen Wechselspannung an  $R_2 + R_3$ . Bei der Ableitung von Gl. (138) ist daher für  $\mathfrak{U}_K$  zu setzen:  $\mathfrak{U}_K = (\mathfrak{I}_a + \mathfrak{I}_{g2}) \mathfrak{R}_K = \mathfrak{I}_a (1 + J_{g2} / J_a) \mathfrak{R}_K$ , da das Verhältnis besteht  $\mathfrak{I}_{g2} / \mathfrak{I}_a = J_{g2} / J_a$ . Andererseits bleibt  $\mathfrak{U}_A = -\mathfrak{I}_a \mathfrak{R}_a$ , da  $\mathfrak{I}_{g2}$  nicht über  $\mathfrak{R}_a$  fließt. Hiermit erhält man an Stelle von Gl. (138) für Pentoden mit geerdetem Schirmgitterblock (nicht an Kathode):

$$(139) \quad \mathfrak{B}_A \approx \frac{S\mathfrak{R}_a}{1 + S(1 + J_{g2} / J_a)\mathfrak{R}_K}$$

Fast alle Abweichungen der Schaltungen Abb. 170 bis 172 in ihren Eigenschaften gegenüber der normalen RC-Verstärkerstufe Abb. 94, die das Einfügen des Wechselstromwiderstandes  $\mathfrak{R}_K$  in die Kathodenleitung mit sich bringt, lassen sich mit dem Wort „Gegenkopplung“ zusammenfassen. Denn bei OHMSchem  $R_K$  hat die an  $R_K$  entstehende Spannung  $\mathfrak{U}_K$  dieselbe Phasenlage wie die Eingangsspannung  $\mathfrak{U}_E$ . Die Art der Serienschaltung beider bedeutet aber eine Gegenschaltung und für  $\mathfrak{U}_g$

eine Verkleinerung. Führt man die Verstärkung für die normale Stufe (s. Gl. (40) oder Gl. (137) mit  $\mathfrak{R}_K = 0$ )  $\mathfrak{B} = \mu \mathfrak{R}_a / (R_i + \mathfrak{R}_a)$  in die Gl. (137) ein, so kann man sie schreiben :

$$(140) \quad \frac{1}{\mathfrak{B}_A} = \frac{1}{\mathfrak{B}} + \frac{\mu + 1}{\mu} \cdot \frac{\mathfrak{R}_K}{\mathfrak{R}_a}.$$

Ein Vergleich mit Gl. (118) zeigt, daß wir verstärkungsmäßig die Schaltungen Abb. 170 bis 172 als Reihenrückkopplung mit einem Gegenkopplungsfaktor  $\mathfrak{K} = (\mu + 1) \mathfrak{R}_K / \mu \mathfrak{R}_a \approx \mathfrak{R}_K / \mathfrak{R}_a$  auffassen können. Somit treffen auch alle in Kap. 12b aus dieser Beziehung gefolgerten Eigenschaften hier zu. Sie traten in ausgeprägtester Form auf, wenn die Bedingung  $\mathfrak{B} \mathfrak{K} \gg 1$  erfüllt werden kann, ohne zu viel an der Verstärkung  $\mathfrak{B}' \approx 1/\mathfrak{K}$  zu verlieren. Auch dieser Extremfall ist durchführbar, wenn z. B. eine Pentodenstufe mit  $R_K = 10 \text{ k}\Omega$ ;  $R_a = 200 \text{ k}\Omega$  und  $S = 3 \text{ mA/V}$  vorliegt. Dann ist mit  $R_i \gg R_a$  der Wert  $\mathfrak{B} \mathfrak{K} \approx S R_K = 30 \gg 1$  und trotzdem  $\mathfrak{B}' \approx R_a / R_K = 20$ . Durch Einfügen von  $R_K$  ohne paralleles  $C$  in einen RC-Verstärker wird daher eine Ebnung des Frequenzganges der Verstärkung, ein Rückgang des Einflusses der Schwankungen von  $S$  und  $R_i$  der Röhre und von den Gleichspannungen für Gitter und Anode, und schließlich auch eine Abnahme der nichtlinearen Verzerrungen (Klirrfaktoren) zu erwarten sein. Das letztere ist auch aus der Tatsache zu verstehen, daß die Gitterwechselspannung  $\mathfrak{U}_g$  gegenüber der Eingangsspannung  $\mathfrak{U}_E$  um die Spannung  $\mathfrak{U}_K$  an  $R_K$  verringert ist, so daß die Kennlinie weniger weit angesteuert wird. Für hohe Frequenzen kann sich dieser Vorteil jedoch ändern, wenn man die immer vorhandene kleine Parallelkapazität  $C_K$  zu  $R_K$  berücksichtigt (siehe unten).

Die Gegenkopplungsschaltungen Abb. 149 und 156 zeigten die Eigenschaft, daß sich die Bandbreite, bzw. die obere Grenzfrequenz der Verstärkung, bestimmt durch eine Kapazität  $C_a$  parallel zu  $R_a$ , mit der Gegenkopplung erhöht (Gl. (119) und Gl. (130)). Die Erscheinung wurde direkt aus Gl. (118) gefolgert. Sie setzt aber ein frequenzunabhängiges, konstantes  $\mathfrak{K}$  voraus. Dieses ist in Gl. (140) nur erfüllt, solange  $\mathfrak{R}_K$  und  $\mathfrak{R}_a$  rein ohmisch sind. Erhöhung der oberen Grenzfrequenz tritt bei Gegenkopplung durch Kathodenwiderstand auch tatsächlich nicht auf, wenn man in den Schaltungen Abb. 170 bis 172  $\mathfrak{R}_K$  rein ohmisch ( $R_K$ ) und  $\mathfrak{R}_a$  aus parallelem  $R_a$  und  $C_a$  zusammengesetzt annimmt. Man erhält nämlich für Trioden durch Einsetzen von  $\mathfrak{R}_a = R_a / (1 + j\omega / \omega_0)$ ;  $\omega_0 = 1 / R_a C_a$  in Gl. (137) und durch einen Rechnungsgang, analog demjenigen für Gl. (130), eine obere Grenzfrequenz des Übertragungsbereiches  $\omega'_p = \omega_0 \sqrt{p^2 - 1} \left( 1 + R_a / [R_i + (\mu + 1) R_K] \right)$ . Hier nimmt sogar  $\omega'_p$  mit  $R_K$  ab. Für  $R_K = 0$  geht  $\omega'_p$  in den Wert der Gl. (76) über, wie zu erwarten.

Für Pentoden wird  $\omega'_p \approx \omega_0 \sqrt{p^2 - 1}$ , da  $R_a \ll R_i + (\mu + 1) R_K$  ist. Ganz analog liegen die Verhältnisse, wenn  $\mathfrak{R}_a$  ein LC-Kreis ist. Trotzdem kann man auch durch  $R_K$  eine Zunahme von  $\omega_p$  erhalten, wenn es sich um eine Schaltung wie Abb. 173 handelt, in der außer  $R_a$  auch  $R_K$  eine Parallelkapazität  $C_K$  besitzt, die jedoch keinen Kurzschluß für die Wechselspannung bedeuten soll [35]. Dann wird nämlich für Trioden in dem Spezialfall  $R_a C_a = R_K C_K = RC$ :

$$(141) \quad \omega'_p = \frac{1}{RC} \sqrt{p^2 - 1} \left[ 1 + \frac{R_a}{R_i} + (\mu + 1) \frac{R_K}{R_i} \right]$$

für Pentoden :

$$(142) \quad \omega'_p = \frac{1}{RC} \sqrt{p^2 - 1} [1 + S R_K].$$

Die Verstärkung dieser Stufe, ebenfalls für gleiche RC-Glieder, ergibt

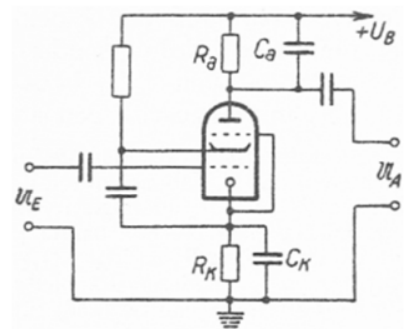


Abb. 173. Anodenverstärker mit  $R_a C_a$  und  $R_K C_K$

sich für Trioden, bzw. Pentoden zu:

$$(143) \quad \mathfrak{B}_{Tr} = \frac{\mu R_a}{\sqrt{[R_i + R_a + (\mu + 1)R_K]^2 + \omega^2 C^2 R^2 R_i^2}}; \quad \mathfrak{B}_P = \frac{S R_a}{\sqrt{(1 + S R_K)^2 + \omega^2 R^2 C^2}}$$

Das Hinausschieben der oberen Grenzfrequenz oder die Verstärkungszunahme bei hohen Frequenzen kommt offensichtlich dadurch zustande, daß der Kathodenwiderstand  $\mathfrak{R}_K$  frequenzabhängig geworden ist. Für tiefe Frequenzen ist er groß und ruft eine starke Gegenkopplung hervor, die die Verstärkung herabsetzt, für höhere Frequenzen nimmt diese Gegenkopplung mehr und mehr ab. Deshalb muß man auch bei höheren Frequenzen mit einer Zunahme der nichtlinearen Verzerrungen durch die Kennlinienkrümmung rechnen, da diese relativ weiter angesteuert wird.

Über die normalen Schaltungen Abb. 170 bis 172 sind nun noch einige wichtige Ergänzungen hinzuzufügen. Der Eingangswiderstand  $\mathfrak{R}_E$  einer Stufe mit Reihenrückkopplung war nach Gl. (127) als von  $\mathfrak{R}$  abhängig gefunden. Dies trifft auch hier zu, obwohl Gl. (127) für Gegenkopplung durch Kathodenwiderstand nicht direkt anwendbar ist, da es sich um eine etwas anders geartete Reihenrückkopplung handelt. (Es gilt nicht  $\mathfrak{R} = -\mathfrak{U}_R/\mathfrak{U}_a$ .) Unter Zugrundelegung der Abb. 170 ist der Eingangswiderstand  $\mathfrak{R}_E = \mathfrak{U}_E/\mathfrak{I}_E$ . Im allgemeinen kann man die Gitter-Kathodenstrecke als unendlich großen Widerstand ansehen, da Gitterstrom verboten sein soll. Dann ist auch hier  $\mathfrak{R}_E = R_g$ . Wenn aber z. B. bei hohen Frequenzen die Eingangskapazität der Röhre eine Rolle spielt oder ein anderer Widerstand zwischen Gitter und Kathode geschaltet ist, fließt ein Teilstrom  $\mathfrak{I}_e$  von  $\mathfrak{I}_E$  durch  $\mathfrak{R}_K$  und dieses  $\mathfrak{R}_{gk}$ , das als Repräsentant für alle Möglichkeiten in Abb. 170 eingezeichnet wurde. Dieser Eingangswiderstand ohne  $R_g$  ist dann  $\mathfrak{R}_e = \mathfrak{U}_E/\mathfrak{I}_e$ . Da an  $\mathfrak{R}_{gk}$  die Wechselspannung  $\mathfrak{U}_g = \mathfrak{U}_E - \mathfrak{U}_K$  liegt, wird  $\mathfrak{I}_e = \mathfrak{U}_g/\mathfrak{R}_{gk} = (\mathfrak{U}_E - \mathfrak{U}_K)/\mathfrak{R}_{gk} = (1 - \mathfrak{U}_K/\mathfrak{U}_E) \mathfrak{U}_E/\mathfrak{R}_{gk}$ . Für  $\mathfrak{U}_K/\mathfrak{U}_E$  kann man nun schreiben:  $\mathfrak{U}_K/\mathfrak{U}_E = (\mathfrak{U}_K/\mathfrak{U}_A) (\mathfrak{U}_A/\mathfrak{U}_E) = \mathfrak{B}_A R_K/R_a$ , da  $R_a$  und  $R_K$  von demselben Strom  $\mathfrak{I}_a$  durchflossen werden und  $\mathfrak{U}_K/\mathfrak{U}_A = \mathfrak{I}_a R_K/\mathfrak{I}_a R_a = R_K/R_a$  ist, dies allerdings nur, solange  $\mathfrak{I}_e \ll \mathfrak{I}_a$  oder  $R_K \ll \mathfrak{R}_{gk}$  ist. Somit wird mit Gl. (137):

$$(144) \quad \mathfrak{R}_e = \mathfrak{R}_{gk} \frac{1}{1 - \mathfrak{B}_A R_K/R_a} = \mathfrak{R}_{gk} \frac{R_i + R_a + (\mu + 1)R_K}{R_i + R_a + R_K}; \quad \mathfrak{R}_E = \frac{\mathfrak{R}_e R_g}{\mathfrak{R}_e + R_g}$$

Für Pentoden mit  $R_i \gg R_a$ ;  $R_i \gg R_K$  und  $\mu \gg 1$  wird einfach:

$$(145) \quad \mathfrak{R}_e = \mathfrak{R}_{gk}(1 + S R_K).$$

Ist die Näherung  $\mathfrak{I}_e \ll \mathfrak{I}_a$  oder  $\mathfrak{R}_K \ll \mathfrak{R}_{gk}$  nicht zutreffend, so wird  $\mathfrak{U}_K$  nicht mehr  $\mathfrak{I}_a \mathfrak{R}_K$ , sondern es ist  $\mathfrak{U}_K = (\mathfrak{I}'_a + \mathfrak{I}'_e) \mathfrak{R}_K$ . Dabei haben  $\mathfrak{I}'_a$  und  $\mathfrak{I}'_e$  andere Werte als oben und in Gl. (136) die Größen  $\mathfrak{I}_a$  und  $\mathfrak{I}_e$ . In  $\mathfrak{I}_a$  war  $\mathfrak{R}_{gk}$  noch gar nicht berücksichtigt. Aus demselben Grunde erhält man für  $\mathfrak{B}_A$  statt Gl. (137) einen neuen Wert  $\mathfrak{B}'_A$ . Setzt man in allen Ableitungen für  $\mathfrak{U}_K$  obigen Wert ein und benutzt die Beziehung  $\mathfrak{I}'_e = (\mathfrak{U}_E - \mathfrak{U}_K)/\mathfrak{R}_{gk}$ , so erhält man folgende erweiterte Relationen:

$$(145a) \quad \mathfrak{I}'_e = (\mathfrak{U}_K - \mathfrak{I}'_a \mathfrak{R}_K) / (\mathfrak{R}_{gk} + \mathfrak{R}_K).$$

$$(145b) \quad \mathfrak{I}'_a = \mathfrak{U}_E \frac{\mu \mathfrak{R}_{gk} - \mathfrak{R}_K}{[R_i + \mathfrak{R}_a + (\mu + 1)\mathfrak{R}_K] (\mathfrak{R}_{gk} + \mathfrak{R}_K) - (\mu + 1)\mathfrak{R}_K^2}.$$

$$(145c) \quad \mathfrak{B}'_A = -\frac{\mathfrak{U}_A}{\mathfrak{U}_E} = \frac{\mathfrak{R}_a (\mu \mathfrak{R}_{gk} - \mathfrak{R}_K)}{[R_i + \mathfrak{R}_a + (\mu + 1)\mathfrak{R}_K] (\mathfrak{R}_{gk} + \mathfrak{R}_K) - (\mu + 1)\mathfrak{R}_K^2}$$

$$(145d) \quad \mathfrak{R}_e = \frac{\mathfrak{U}_E}{\mathfrak{I}'_e} = (\mathfrak{R}_{gk} + \mathfrak{R}_K) \frac{1}{(1 - \mathfrak{B}'_A \mathfrak{R}_K / \mathfrak{R}_a)} = (\mathfrak{R}_{gk} + \mathfrak{R}_K) \frac{R_i + \mathfrak{R}_a + (\mu + 1) \mathfrak{R}_K \mathfrak{R}_{gk} / (\mathfrak{R}_{gk} + \mathfrak{R}_K)}{R_i + \mathfrak{R}_a + \mathfrak{R}_K}$$

Für  $\mathfrak{R}_K \ll \mathfrak{R}_{gk}$  geht Gl. (145d) in Gl. (144) über und aus Gl. (145b) und (145c) wird:

$$(145e) \quad \mathfrak{I}'_a = \frac{\mu \mathfrak{U}_E}{R_i + \mathfrak{R}_a + (\mu + 1) \mathfrak{R}_K - (\mu + 1) \mathfrak{R}_K^2 / \mathfrak{R}_{gk}}$$

$$(145f) \quad \mathfrak{B}'_A \approx \frac{\mu \mathfrak{R}_a}{R_i + \mathfrak{R}_a + (\mu + 1) \mathfrak{R}_K - (\mu + 1) \mathfrak{R}_K^2 / \mathfrak{R}_{gk}}$$

Diese Gleichungen besagen, daß sich der Eingangswiderstand wie auch im Fall der Gl. (127) durch die Gegenkopplung erhöht. Dies kann beträchtlich sein. Im oben angegebenen Zahlenbeispiel für eine Pentode mit  $S = 3 \text{ mA/V}$  und  $R_K = 10 \text{ k}\Omega$  würde nach Gl. (145)  $\mathfrak{R}_e = 31 \mathfrak{R}_{gk}$  werden. Von Bedeutung ist diese Tatsache da, wo die Röhreingangskapazität  $C_g$  (nach Gl.(43)) einer normalen  $RC$ -Verstärkerstufe, die ja parallel zum Ausgangswiderstand der Vorstufe liegt, im Fall einer  $RC$ -Vorstufe schon bei niedrigen Frequenzen einen Verstärkungsabfall bedingt, oder wo bei einer Vorstufe mit  $LC$ -Kreis nicht mehr eine Abstimmung bei hohen Frequenzen wegen der Größe von  $C_g$  möglich ist. Durch Einfügen eines  $R_K$  in die zweite Stufe erscheint nämlich nach Gl. (145)  $C_g$  am Stufeneingang stark verkleinert als  $C'_g$ . In diesem Fall wäre  $\mathfrak{R}_{gk} = 1/\omega C_g$  und  $\mathfrak{R}_e = 1/\omega C'_g$  und somit

$$(146) \quad C'_g = C_g / (1 + S R_K) = C_g (1 - \mathfrak{B}'_A R_K / R_a).$$

Der erste Ausdruck gilt für Pentoden, der zweite auch für Trioden. Bei hohen Frequenzen ist darauf zu achten, daß keine Kapazität parallel zu  $R_K$  liegen darf, da dann Gl. (144) bis (146) nicht mehr gelten. Man bedenke auch, daß bei Pentoden  $C_g$  verschieden ausfällt, je nachdem der Schirmgitterblockkondensator an „Erde“ oder an die Kathode angeschlossen ist.

Während bei der normalen  $RC$ -Stufe Abb. 94 die Aussteuerung im  $J_a U_a$ - und  $J_a U_g$ -Kennlinienfeld verfolgt werden konnte, ist dies für Abb. 170 nicht mehr möglich, weil  $\mathfrak{U}_g$  nicht mehr mit  $\mathfrak{U}_E$  übereinstimmt.

Dieser Nachteil kann behoben werden, da man Ersatz-Kennlinienfelder angeben kann. Für Abb. 94 galt in einem linearen Ausschnitt der Felder  $\mathfrak{I}_a = S \mathfrak{U}_g + S D \mathfrak{U}_a$ . Wenn es für Abb. 170 gelingt, die entsprechende Beziehung für  $\mathfrak{I}_a$  in die Form  $\mathfrak{I}_a = S' \mathfrak{U}_E + S' D' \mathfrak{U}_A$  zu bringen, so würde sich die Schaltung Abb. 170 genauso verhalten wie eine normale  $RC$ -Stufe ohne  $\mathfrak{R}_K$ , aber mit einer Röhre, deren Kennlinienfelder  $S'$ ,  $D'$  und  $R'_i = 1/S'D'$  genügen. Die Relationen zwischen  $S$ ,  $D$  und  $R_i$  einerseits und  $S'$ ,  $D'$ ,  $R'_i$  andererseits wären dann auf jeden linearen Bereich des ursprünglichen Feldes anzuwenden, um das Ersatzfeld zu erhalten. In ähnlicher Weise wie für Gl. (136) erhält man

$$(147) \quad \begin{aligned} \mathfrak{I}_a &= S \mathfrak{U}_E - S \mathfrak{I}_a \mathfrak{R}_K + S D \mathfrak{U}_a - S D \mathfrak{I}_a \mathfrak{R}_K, \\ \mathfrak{I}_a (1 + S \mathfrak{R}_K + \mathfrak{R}_K / R_i) &= S \mathfrak{U}_E + S D \mathfrak{U}_a, \\ \mathfrak{I}_a &= \frac{S}{1 + (\mu + 1) \mathfrak{R}_K / R_i} \mathfrak{U}_E + \frac{1}{R_i + (\mu + 1) \mathfrak{R}_K} \mathfrak{U}_a = S' \mathfrak{U}_E + S' D' \mathfrak{U}_a. \end{aligned}$$

Hieraus folgt:

$$(148) \quad S' = \frac{S}{1 + (\mu + 1) \mathfrak{R}_K / R_i}; \quad \frac{1}{S' D'} = R'_i = R_i + (\mu + 1) \mathfrak{R}_K; \quad \mu' = S' R'_i = \mu.$$

Für Pentoden vereinfacht sich dies mit  $\mu \gg 1$  zu:

$$(149) \quad S' = \frac{S}{1 + \mu \mathfrak{R}_K / R_i}; \quad R'_i = R_i + \mu \mathfrak{R}_K; \quad \mu' = \mu.$$

Die Steilheit erscheint in dem Ersatzfeld herabgesetzt, der innere Widerstand entsprechend erhöht.

Mit  $R'_i$  läßt sich nun auch der Ausgangswiderstand  $\mathfrak{R}_A = \mathfrak{U}_A / \mathfrak{I}_A$  angeben, d. h. der Widerstand, den eine Wechselfspannung  $\mathfrak{U}_A$  am Ausgang der Schaltung Abb. 170 vorfindet, wenn keine Eingangsspannung  $\mathfrak{U}_E$  vorhanden ist. Es setzt sich  $\mathfrak{R}_A$  aus  $\mathfrak{R}_a$  und dem parallelen Widerstand der Röhre und des  $\mathfrak{R}_K$  zusammen. Letzterer muß  $R'_i$  sein; wie man auch aus Gl. (147) für  $\mathfrak{U}_A / \mathfrak{I}_A$  mit  $\mathfrak{U}_E = 0$  erhält. Daher wird:

$$(150) \quad \mathfrak{R}_A = \frac{\mathfrak{R}_a R'_i}{\mathfrak{R}_a + R'_i} = \mathfrak{R}_a \frac{R_i + (\mu + 1)R_K}{R_i + \mathfrak{R}_a + (\mu + 1)R_K}$$

Der Kathodenwiderstand hat  $\mathfrak{R}_A$  erhöht. Ein  $\mathfrak{R}_{gk}$  ist hier noch nicht berücksichtigt.

Gelegentlich interessiert eine Kombination der Gegenkopplungen durch Kathodenwiderstand nach Abb. 170 und durch Anodenspannungsrückkopplung nach Abb. 156. In dieser „gemischten Gegenkopplung“ wird die Verstärkung durch beide Wirkungen herabgesetzt, aber der innere Widerstand  $R'_i$  der Röhre und somit der Ausgangswiderstand  $R_A$  wird durch den Kathodenwiderstand  $R_K$  erhöht, dagegen durch den Anodenwiderstand  $R_2$ , wie wir dort feststellten, erniedrigt. Man kann sich also durch Kombination ein bestimmtes  $R'_i$  einstellen oder auch erreichen, daß das ursprüngliche  $R_i$  durch die Gegenkopplung ungeändert bleibt.

Aus der Fülle der Anwendungsmöglichkeiten der mit OHMschem Kathodenwiderstand  $R_K$  ohne Parallelkapazität versehenen Röhre seien nur einige erwähnt. Weitere findet man im Abschnitt b) dieses Kapitels. Der nach Gl. (148) erhöhte innere Widerstand  $R'_i = R_i + (\mu + 1)R_K$  einer solchen Schaltung, der auch für Trioden im allgemeinen einen noch flacheren Verlauf der  $J_a U_a$ -Kennlinien im Ersatzkennlinienfeld bedeutet, als es schon für Pentoden bekannt ist, weist auf die Möglichkeit großer Stromkonstanz durch die Röhre hin, auch wenn die Spannung  $U_A$  über Röhre und  $R_K$  sich ändern sollte, sei es durch Änderung der Batteriespannung  $U_B$  oder des Anodenwiderstandes  $R_a$ . Ergänzend zu den Schaltungen des Kapitels 8c<sub>1</sub>) und 8c<sub>2</sub>) kann daher für Stromstabilisierung in einem Verbraucher  $R_a$  die Schaltung Abb. 174 benutzt werden. Sie entspricht der Schaltung Abb. 171, wenn dort  $\mathfrak{U}_E = 0$  ist. Wenn in beiden Abbildungen die positive Vorspannung an  $R_2$  peinlich konstant gehalten wird, so wird sich entsprechend der Definition des Ersatzkennlinienfeldes der Arbeitspunkt  $S$  wie in Abb. 62a bei Änderung des Verbraucherwiderstandes  $R_a (U_B = \text{const})$  auf ein und derselben Kennlinie bewegen, die nun nicht eine Neigung entsprechend  $R_i$ , sondern entsprechend  $R'_i$  hat, und dadurch nur sehr geringe Änderungen von  $J_{a0}$  verursachen. Dieselbe Stromkonstanz wird entsprechend Abb. 62b bei Schwankungen von  $+U_B (R_a = \text{const})$  auftreten. Die Konstanz der an  $R_2$  abgegriffenen Spannung ist durch den Stabilisator  $St$  gewährleistet, auch wenn sich  $U_B$  ändert, solange nicht Gitterstrom fließt. Ist für den Stabilisator die Änderung von  $U_B$  zu groß, so muß die Spannung an  $R_2$  aus einer besonderen konstanten Batterie gewonnen werden. Sollte der maximal mögliche Röhrenstrom nicht ausreichen, so muß man mehrere Röhren parallel schalten. Hierbei geht für  $n$  parallele Röhren das  $R_i$  auf den  $n$ -ten Teil der Einzelröhre zurück, während  $\mu$  unverändert bleibt. Die stabilisierende Wirkung für  $J_{a0}$  beruht letzten Endes darauf, daß z. B. bei Abnahme des Röhrenstromes die Gegenspannung an  $R_K$  kleiner wird, so daß die

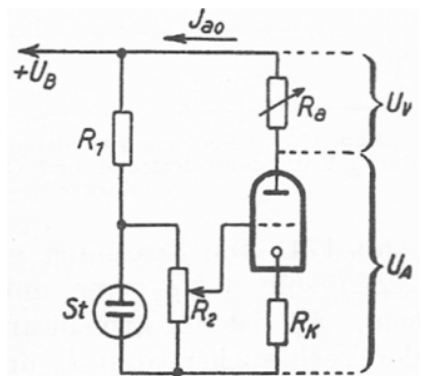


Abb. 174  
Schaltung zur Stromstabilisierung durch  $R_a$  infolge  $R_K$

Die Konstanz der an  $R_2$  abgegriffenen Spannung ist durch den Stabilisator  $St$  gewährleistet, auch wenn sich  $U_B$  ändert, solange nicht Gitterstrom fließt. Ist für den Stabilisator die Änderung von  $U_B$  zu groß, so muß die Spannung an  $R_2$  aus einer besonderen konstanten Batterie gewonnen werden. Sollte der maximal mögliche Röhrenstrom nicht ausreichen, so muß man mehrere Röhren parallel schalten. Hierbei geht für  $n$  parallele Röhren das  $R_i$  auf den  $n$ -ten Teil der Einzelröhre zurück, während  $\mu$  unverändert bleibt. Die stabilisierende Wirkung für  $J_{a0}$  beruht letzten Endes darauf, daß z. B. bei Abnahme des Röhrenstromes die Gegenspannung an  $R_K$  kleiner wird, so daß die

Vorspannung  $U_{g1}$  abnimmt und sich  $J_{a0}$  wiederum etwas erhöht, daß also im ursprünglichen Kennlinienfeld ein Regelvorgang, nämlich ein Wandern von einer Kennlinie zur anderen, stattfindet. Als Verbraucherwiderstand kann natürlich an Stelle von  $R_a$  auch  $R_K$  aufgefaßt werden. Da der Röhrenstrom  $J_{a0}$  beide durchfließt, wird mit der Stromstabilisierung zugleich auch die Spannung an  $R_a$  wie auch an  $R_K$  stabilisiert, solange beide selbst konstant bleiben.

Zur Berechnung muß man die Gleichstromverhältnisse betrachten. Es gelten die Beziehungen:  $J_{a0} = S(U_g + D U_{a0})$ , wobei sich  $U_g$  aus der Spannung  $U_{R2}$  an  $R_2$  und der an  $R_K$ ,  $U_g = U_{R2} - J_{a0} R_K$ , und  $U_{a0}$  aus  $U_{a0} = U_B - J_{a0}(R_a + R_K)$  zusammensetzt. Dies ergibt:  $J_{a0} = (S R_i U_{R2} + U_B) / [R_i + (\mu + 1) R_K + R_a]$ . Eine Spannungsänderung in  $U_B + \Delta U_B$  hat eine Stromänderung in  $J_{a0} + \Delta J_{a0}$  zur Folge. Für  $J_{a0} / \Delta J_{a0}$  findet man  $(S R_i U_{R2} + U_B) / \Delta U_B$ . Für die Spannungsstabilisierung an  $R_a$  bzw. an  $R_K$ , also für  $U_V / \Delta U_V$  bzw.  $U_{RK} / \Delta U_{RK}$ , gilt natürlich dasselbe Verhältnis. Ohne die Röhre und ihre stabilisierende Wirkung hätte man für  $J_{a0} / \Delta J_{a0}$  den Wert  $U_B / \Delta U_B$  erhalten. Der Verbesserungsfaktor wird:  $1 + S R_i U_{R2} / U_B$ . Die Größe von  $R_K$  macht sich nur indirekt durch  $U_{R2}$  bemerkbar. Ist  $U_B$  konstant, aber  $R_a$  einer Änderung in  $R_a + \Delta R_a$  unterworfen, so möge dies eine Stromänderung in  $J_{a0} + \Delta J_{a0}$  zur Folge haben. In diesem Fall wird

$J_{a0} / \Delta J_{a0} = - [R_i + (\mu + 1) R_K + R_a + \Delta R_a] / \Delta R_a$  Ohne Stabilisierung hätte man hierfür  $-(R_a + \Delta R_a) / \Delta R_a$  erhalten, sodaß die Röhrenstabilisierung eine Verbesserung um den Faktor  $1 + [R_i + (\mu + 1) R_K] / (R_a + \Delta R_a)$  gebracht hat.

Verwendet man eine Pentode, so würde man damit zur Schaltung Abb. 61b übergehen. Solange dann bei Regelung der Kathodenstrom konstant bleibt, und sich folglich auch die Schirmgitterspannung  $U_{g2}$  nicht ändert, gilt das alte Kennlinienfeld. Man muß aber bei Änderung von  $J_K$  und somit  $U_K$  bedenken, daß sich dann auch  $U_{g2}$  ändert, und daß man das benutzte  $J_a U_a$ -Kennlinienfeld verläßt. — Man kann die regelnde Wirkung von  $R_K$  noch verstärken durch einen mehrstufigen Gleichspannungsverstärker, wie er in Abb. 175 durch die Röhren I und II realisiert ist [25, S. 483]. Die Röhre III mit  $R_K$  und dem Verbraucher  $R_a$  entspricht Abb. 174. Die Spannung  $+U_{B2}$  und  $R_a$  sind Schwankungen unterworfen. Dagegen soll  $+U_{B1}$  eine unbedingt konstante, meist kleinere Spannungsquelle sein.  $R_K$  ist ein gemeinsamer Kathodenwiderstand aller Röhren. Sollte sich der Verbraucherstrom  $J_a$  ändern, etwa erhöhen durch Änderung von  $U_{B2}$  oder  $R_a$ , so steigt die Spannung an  $R_K$  und somit die aller Kathoden, was eine Abnahme des Stromes aller Röhren bedeutet. In I steigt infolgedessen die Anodenspannung  $U_a$ , somit auch die Gitterspannung von II. Letztere steigt jedoch stärker als die Kathodenspannung, so daß auf jeden Fall der Strom durch II zunimmt und  $U_a$  von II fällt. Diese Abnahme bewirkt am Gitter von III eine Reduzierung der anfänglichen Stromzunahme durch III und  $R_a$ , so daß nahezu der alte Wert von  $J_a$  wieder erreicht wird. Die Schaltung enthält keinerlei Koppelkapazitäten. Es dient C lediglich zur Verhinderung wilder Schwingungen bei hohen Frequenzen.

Es kann gelegentlich auch Aufgabe des Kathodenwiderstandes  $R_K$  diejenige sein, daß er zur Rückkopplung einer, von einer späteren Stufe eines Verstärkers abgenommenen Spannung dient. Eine solche Rückkopplung stellen z. B. die Schaltelemente  $C_4, R_4, R_5$  in der Schaltung Abb. 218 dar. In einem zweistufigen RC-Verstärker bedeutet diese Rückkopplung von der Anode der zweiten Röhre eine zusätzliche Gegenkopplung für die erste, wie aus den Phasenlagen sofort hervorgeht. Beim Bau von Impulsverstärkern spielt dies eine Rolle. Näheres findet man in [25, S. 471] und [5, S. 60].

Als letzte Anwendung der Röhre mit  $R_K$  sei eine Verstärker-Schaltung erwähnt, die eine solche Röhre als Anodenwiderstand einer Pentode enthält, wie es Abb. 176 zeigt. Man wird zu dieser Schaltung auf Grund der folgenden Überlegung geführt. Bei einer normalen RC-Stufe nach Abb. 94 ist ein großer Nachteil der Gleichspannungsabfall über  $R_a$ . Ein ideales  $R_a$  müßte möglichst hohen Wechselstrom-, möglichst niedrigen Gleichstrom-Widerstand haben. Eine Pentode mit ihrem hohen Wert von  $R_i$  würde als  $R_a$  schon

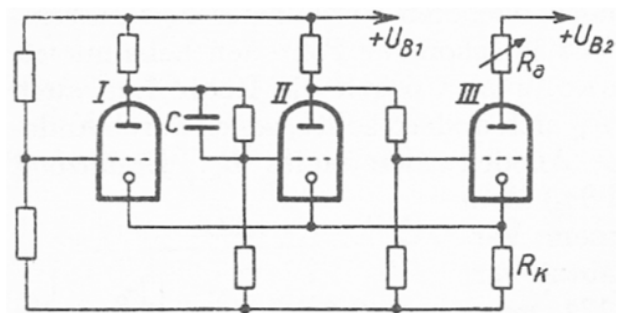


Abb. 175. Schaltung zur Stromstabilisierung durch Kathodenwiderstand und Gleichspannungsverstärker

wesentlich besser als ein OHMsches  $R_a$  sein<sup>1</sup>). Ein LC-Kreis scheidet seiner Selektivität wegen vielfach aus. Etwas einfacher, aber ebenso erfolgreich, ist eine Triode mit  $R_K$  an Stelle der Pentode wie in Abb. 176, denn ihr Ausgangswiderstand nach Gl. (148)

$R'_i = R_{iII} + (\mu_{II} + 1)R_K \approx \mu_{II}R_K$  hat ähnliche Größenordnung wie das  $R_i$  einer Pentode. Da  $R'_i$  Außenwiderstand der Röhre I ist, wird nach Gl. (39) die Verstärkung dieser Stufe :

$$(151) \quad \mathfrak{B} = -\frac{U_A}{U_E} = \frac{\mu_I R'_i}{R_{iI} + R'_i} = \frac{\mu_I [R_{iII} + (\mu_{II} + 1)R_K]}{R_{iI} + R_{iII} + (\mu_{II} + 1)R_K} \approx \frac{\mu_I \mu_{II} R_K}{R_{iI} + \mu_{II} R_K}$$

Die Pentodenverstärkung  $\mathfrak{B} = S_I R_a$  darf hier nicht angewandt werden, da keineswegs immer die Näherung  $R_{iII} \gg R_a = R'_i$  erfüllt ist. Man erreicht fast die ideale Verstärkung  $\mu_I$  von I. Die Schaltung erfordert eine Batterie  $B$  (etwa 50 V), die den hohen Spannungsabfall an  $R_K$  (einige 100 k $\Omega$ ) fast kompensiert. Der Arbeitspunkt der Triode II, die ein möglichst hohes  $\mu$  haben soll, muß auf einen hohen  $\mu$ -Wert innerhalb des Feldes eingestellt sein, ohne zu viel Anodengleichstrom zu führen und ohne Gitterstrom zuzulassen. Für I muß noch soviel Anodenspannung übrig bleiben, daß kein zu großer Schirmgitterstrom fließt.  $U_{g2}$  von I liegt meist sehr tief. Die Triode mit  $R_K$  hat vor einer Pentode an Stelle von II den Vorteil größerer Stabilität bei Änderung der Röhrenkonstanten und bei Röhrenwechsel. Wenn man allerdings die beiden Röhren als zweistufigen RC-Verstärker schaltet, erreicht man weit mehr Verstärkung. Die Hauptanwendung der Schaltung Abb. 176 liegt bei sehr tiefen Frequenzen, da sie keinerlei Koppelkapazität zwischen Röhre I und II enthält.

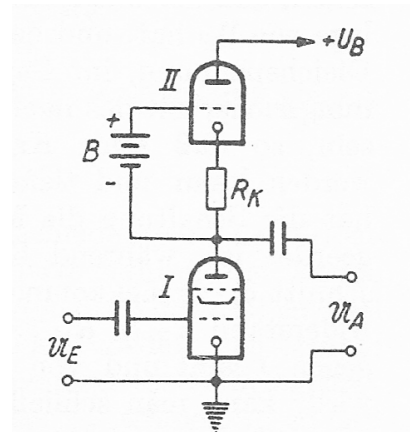


Abb. 176. Verstärkerstufe mit Kathodenwiderstandsstufe als Außenwiderstand

### b) Kathodenverstärker

.....

-----