III. Niederfrequenzverstärker

1. Allgemeine Anforderungen

Über die Frequenzbandanforderungen an die Verstärker für Sprache und Musik ist bereits im Teil B.I. gesprochen worden. Danach sollen gute Musikübertragungsanlagen ein Frequenzband von etwa 50 Hz···10 kHz übertragen. Das erforderliche Band erweitert sich auf 30 Hz···20 kHz, wenn der Verstärker „High-Fidelity-Qualität" (Hi-Fi-Gerät) haben soll. Bei einfachen Ruf- und Kommandoanlagen sowie den Verstärkern im Fernsprechverkehr kann das Frequenzband auf etwa 300···5000 Hz (3400 Hz) eingeengt werden. Vielfach wird für die Sprach- und Musikverstärker zusätzlich eine von Hand einstellbare Schaltung zur Tiefen- und Höhenanhebung oder -absenkung gefordert. Sie dient einerseits der Entzerrung des Frequenzganges der verschiedenen Tonquellen (Mikrofone, Schallplatten, Tonbänder) und andererseits der subjektiven Klangfarbenregelung.

Hinsichtlich der nichtlinearen Verzerrungen sind die Anforderungen in den letzten Jahren stark gestiegen [8]. Studioverstärker und Hi-Fi-Geräte sollen bei 1000 Hz und voller Aussteuerung einen Klirrfaktor von 0,5% und weniger haben; er darf an der unteren Grenze bei 40 Hz und im oberen Bereich bei 10 kHz um den Faktor 1,5···2 größer sein. Von normalen Übertragungsanlagen erwartet man Klirrfaktoren von 3% und weniger. Diese hohen Anforderungen an die Verzerrungsfreiheit lassen sich praktisch nur unter Anwendung entsprechend starker Gegenkopplungen erfüllen.

Damit plötzliche Impulse, zum Beispiel harte Klavieranschläge und Schlagzeugmusik, naturgetreu wiedergegeben werden, dürfen Qualitätsverstärker keine Einschwingvorgänge zeigen. Das Einschwingen kommt an unbeabsichtigten Resonanzstellen der Verstärkerschaltung zustande, also an Stellen, an denen zugleich Induktivitäten und Kapazitäten auftreten. Die häufigste Ursache stellt die Streuresonanz der Übertrager dar. Sie entsteht durch das Zusammenwirken von Streuinduktivität und Wicklungskapazität. Durch extrem streuarme und kapazitätsarme Wicklungen muß versucht werden, die Resonanz auf über 200 kHz zu schieben und sie dann durch äußere Belastungen genügend stark zu dämpfen.

Das Stör-/Nutzton-Verhältnis der Ausgangsspannung eines Verstärkers soll bei maximaler Aussteuerung wenigstens 1/1000 oder 60 dB, bei Qualitätsverstärkern sogar 1/10000 oder 80 dB betragen. Diese Zahlen gelten für ein Störgeräusch, das aus dem 50-Hz- oder 100-Hz-Netzbrummen besteht. Weist die Störspannung neben dem Netzbrummen andere Geräusche auf, beispielsweise ein hörbares Rauschen, so muß die Störgeräuschmessung über ein besonderes Geräuschbewertungsfilter, das die Ohrempfindlichkeit berücksichtigt, vorgenommen werden.

Unter der Brummodulation versteht man den Vorgang, daß eine nicht genügend gesiebte Anodenspannung geringe periodische Verstärkungsschwankungen verursacht, durch die das Ausgangssignal mit der 50- oder 100-Hz-Welligkeitsfrequenz moduliert erscheint. Die Brummodulation macht sich vor allem leicht bei Gegentakt-B-Schaltungen bemerkbar. Ihr Modulationsgrad m_{Br} soll im Normalfall $< 2\%$ und in Hi-Fi-Anlagen sogar $< 0{,}2\%$ bleiben.

Unter der Leistungsangabe eines Verstärkers versteht man die Leistung, die man ihm mindestens zehn Minuten lang als Sinustondauerleistung entnehmen kann. Diese Nennleistung soll nicht nur in der Mitte, sondern auch an den Grenzen des Übertragungsbereiches zur Verfügung stehen. Neben der Nennleistung gibt es noch den Begriff der Spitzenleistung. Sie ist die Höchstleistung, die der Verstärker abgibt, wenn man ihn beliebig stark übersteuert, und soll das Doppelte der Nennleistung nicht überschreiten.

2. *RC*-Kopplung

Ein zweistufiger *RC*-Verstärker nach *Bild 104* (*a*) hat im Anodenkreis der ersten Röhre einen reellen Widerstand R_a. Die an ihm entstehende Wechselspannung wird über einen Koppelkondensator C_K auf den Gitterwiderstand R_g^* und das Gitter der folgenden Röhre übertragen. Der Kondensator hat die Aufgabe, die Anodengleichspannung der ersten Röhre vom Gitter der zweiten fernzuhalten. Er muß so bemessen werden, daß er die Wechselspannungen des zu übertragenden Frequenzbereiches ungehindert überträgt. Die große Bedeutung dieses Widerstandsverstärkers liegt in seinem einfachen, billigen Aufbau und in seinem meistens ohne besondere Schwierigkeiten zu erreichenden breiten Frequenzbereich. Lediglich die Breitbandverstärker erfordern, wenn sie bis zu extrem hohen Frequenzen alles gleichmäßig gut übertragen sollen, einige besondere Schaltungskniffe und Abgleicharbeiten.

Verstärkung und Frequenzgang eines Widerstandsverstärkers ermittelt man am einfachsten aus der Ersatzschaltung der Röhrenstufe; sie ist im *Bild 104* (*b*) darge-

stellt. Für *Rö 1* ist hier die Ersatzstromquellenschaltung mit dem konstanten Urstrom $I' = S U_{g1\sim}$ gewählt. Sie ist wegen der parallelen Lage aller Widerstände besonders übersichtlich. Das Hauptschaltbild enthält außer der Koppelkapazität C_K verschiedene andere Kapazitäten. Sie sind gestrichelt eingetragen, da sie in dem Verstärker nicht in Form greifbarer Kondensatoren vorkommen. Es handelt sich um die Ausgangskapazität C_a der ersten Röhre, die resultierende Schaltkapazität

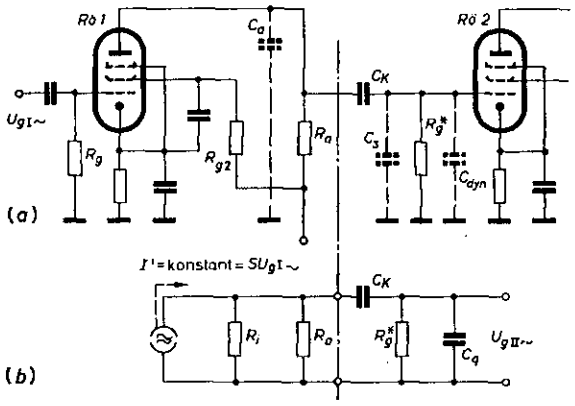


Bild 104 (a und b). Zweistufiger RC-Verstärker mit seiner vollständigen Ersatzschaltung

C_s der Verbindungsleitungen und um die dynamische Eingangskapazität C_{dyn} der zweiten Röhre. Diese Kapazitäten können, da sie alle quer zur Energieflußrichtung liegen, zu einer einzigen Querkapazität zusammengefaßt werden. Sie soll mit C_q bezeichnet und parallel zu R_g^* eingetragen werden. Es gilt also

$$C_q = C_{a1} + C_s + C_{dyn2}$$

oder nach Gl. (32)

$$C_q = C_{a1} + C_s + C_{gk2} + C_{ga2}(1 + v_2) \tag{69}$$

In den folgenden Abschnitten wird die Ersatzschaltung vom *Bild 104* (*b*) für die drei hauptsächlich interessierenden Frequenzbereiche weitervereinfacht. Die neuen, vereinfachten Ersatzschaltungen gestatten, die Verstärkung im mittleren Frequenzbereich sowie die untere und obere Grenzfrequenz in leichtverständlicher Form zu ermitteln.

a) Verstärkung v_m in Bandmitte

Wenn man von der „Verstärkung" einer Röhrenschaltung spricht, dann ist die Verstärkung in der Mitte des Übertragungsbereiches gemeint. An den Grenzen ist sie, ohne daß man dies berechnen muß, um den Faktor 0,707 kleiner. Die Mittenfrequenz eines NF-Verstärkers, das geometrische Mittel $\sqrt{f_u \cdot f_o}$ aus der untersten und obersten Übertragungsfrequenz oder einfach auch die 800-Hz-Schwerpunktsfrequenz der Sprache, liegt meistens um den Faktor 10 und mehr von den Grenzfrequenzen entfernt. Hieraus folgt, daß man bei Untersuchungen in der Mitte des Übertragungsbereiches die von der Koppelkapazität C_K oder Querkapazität C_q herrührenden

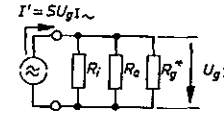


Bild 105. Ersatzschaltung einer RC-Koppelschaltung zur Berechnung der Verstärkung v_m im mittleren Frequenzbereich

Blindwiderstände vernachlässigen kann. Hierdurch vereinfacht sich die Ersatzschaltung vom *Bild 104* (*b*) zu der vom *Bild 105*. Man braucht auf diese Weise das Verstärkungsproblem nicht komplex durchzurechnen und gewinnt einfache Formeln. Aus der neuen Ersatzschaltung liest man ab

$$U_{g2\sim} = I' R_{ges} = S U_{g1\sim} R_{ges}$$

und hieraus

$$v_m = \frac{U_{g2\sim}}{U_{g1\sim}} = S R_{ges} \qquad \text{mit} \qquad \frac{1}{R_{ges}} = \frac{1}{R_i} + \frac{1}{R_a} + \frac{1}{R_g^*} \tag{70}$$

Die Formel besagt, daß die Verstärkung generell um so höher wird, je größer die wirksame Steilheit S und der resultierende Widerstand von R_i, R_a und R_g^* sind. Bei Trioden wird der Gesamtwiderstand im wesentlichen durch den Innenwiderstand der Röhre bestimmt, da $R_i < R_a$ ist; bei Pentoden ist $R_i > R_a$. Hier hängt v hauptsächlich von R_a ab.

Die Anwendung von Gl. (70) setzt voraus, daß man Steilheit und Innenwiderstand der Röhre kennt, und zwar in dem Arbeitspunkt, der sich bei den vorgegebenen Daten der Außenwiderstände und Speisespannungen einstellt. Das wird bei einem Widerstandsverstärker nicht ohne weiteres der Fall sein, denn wie die *Bilder 106* (*a* und *b*) veranschaulichen, stimmt der Arbeitspunkt A_w eines Widerstandsverstärkers praktisch nie mit dem Arbeitspunkt überein, für den die Röhrentabellen die Kennwerte angeben. Der Tabellenarbeitspunkt A_n liegt in der Nähe der Anodengrenzleistungskurve. Eine Triodenröhre mit großem reellem Anodenwiderstand arbeitet dagegen unten im gekrümmten Teil der I_a/U_a-Kennlinien. Hier ist der Innenwiderstand wesentlich größer und die Steilheit S_w merklich kleiner (*Bild 106 a*). Ähnliches gilt nach *Bild 106* (*b*) für die Pentode.

Im *Bild 107* ist der grundsätzliche Verlauf der Verstärkung v_m einer Triode in Abhängigkeit von der Höhe des Anodenwiderstandes und der Größe der Gittervorspannung dargestellt. Man erkennt: Bei schwach negativem Gitter ist die Verstärkung größer als bei stark negativem Gitter. Dies hängt mit der größeren Kennliniensteilheit bei kleinen Gittervorspannungen zusammen. Hinsichtlich der Abhängigkeit der Verstärkung vom Anodenwiderstand kann man sagen, daß v_m zwar grundsätzlich mit R_a wächst, daß es aber keinen Zweck hat, R_a extrem hoch zu

wählen. Für Werte von R_a wesentlich über (5···10) R_i steigt v_m nur unwesentlich an. Die Wahl der Vorspannung $U_{g_}$ hängt von der Amplitude $\hat{u}_g$ der Gitterwechselspannung ab. Um nicht in das Gebiet der Gitteranlaufströme zu kommen, wählt man die Vorspannung am besten nach folgender Formel:

$$U_{g_} = -(\hat{u}_g + 0{,}5\,\mathrm{V}) \quad \text{bis} \quad -(\hat{u}_g + 1\,\mathrm{V}) \tag{71}$$

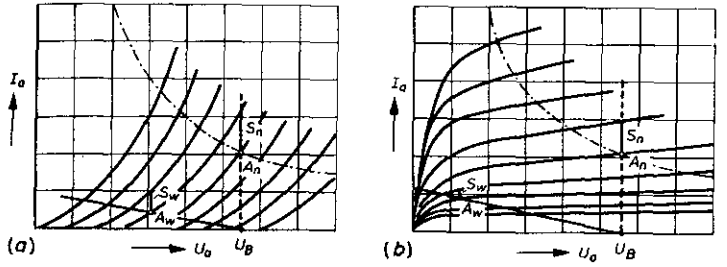


Bild 106. Unterschiedliche Lage des Arbeitspunktes A_w eines Widerstandsverstärkers und des normalen, in den Röhrentabellen angegebenen Arbeitspunktes A_n (a) in einem Trioden-, (b) in einem Pentodenkennlinienfeld

Eine Ausnahme bildet der Fall, in dem man die Gittervorspannung mit Hilfe eines sehr großen Gitterwiderstandes ($R_g = 22\,\mathrm{M\Omega}$) absichtlich aus dem Anlaufstromeffekt herleitet (Abschnitt B. II. 3.).

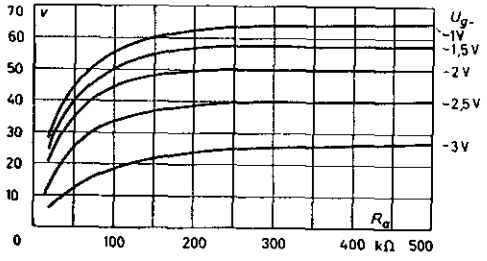


Bild 107. Grundsätzlicher Verlauf der Verstärkung einer Triode (≈ ECC 83) in Abhängigkeit von R_a für verschiedene Gittervorspannungen

Bei Pentoden gibt es, wie *Bild 108* veranschaulicht, für jede Gittervorspannung einen ganz bestimmten Anodenwiderstand, für den die Verstärkung maximal groß wird. Je negativer die Vorspannung ist, desto höher rückt der günstigste Wert von R_a, um so größer wird gleichzeitig die Verstärkung. Nach dem Diagramm, das die Verstärkungsverhältnisse der NF-Pentode EF 86 bei konstanter Schirmgitterspannung von 250 V wiedergibt, hat man zum Beispiel, wenn $U_{g_} = -1{,}5$ V ist, $R_a \approx 45\,\mathrm{k\Omega}$ zu wählen, um hierbei eine höchste Verstärkung von $v_m \approx 100$ zu erreichen. Bei $U_{g_} = -3$ V erzielt man eine optimale Verstärkung von $v_m \approx 190$, wenn man $R_a \approx 150\,\mathrm{k\Omega}$ groß macht.

Die Ursache für diese Abhängigkeiten zwischen v, R_a und $U_{g_}$ liegt nach *Bild 109* darin, daß bei einer gegebenen Gittervorspannung von zum Beispiel $-1{,}5$ V der Arbeitspunkt mit wachsendem R_a an der Kennlinie entlang nach links wandert und dabei allmählich aus dem waagerecht verlaufenden Kennlinienteil (*A 1*···*A 3*) in

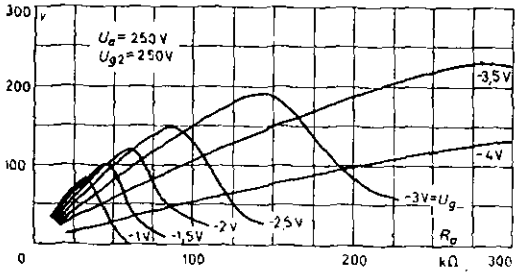


Bild 108. Grundsätzlicher Verlauf der Verstärkung einer Pentode (EF 86) in Abhängigkeit von R_a für verschiedene Gittervorspannungen, aber konstante Schirmgitterspannung

den gekrümmten Teil rutscht (*A 3*···*A 5*). Bei dieser Wanderung nimmt die waagerechte Basis des Verstärkungsdreiecks, die bekanntlich ein Maß für v darstellt, zunächst zu, um dann nach Erreichen eines Höchstwertes (etwa in *A 3*) wieder abzunehmen. Umgekehrt gibt es für einen vorgegebenen Anodenwiderstand von zum Beispiel $R_a = 60\,\mathrm{k\Omega}$ einen günstigsten Wert der Gittervorspannung, denn die

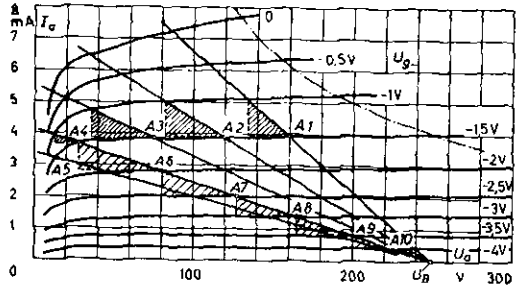


Bild 109. Zur Erklärung der Abhängigkeit der Verstärkung einer Pentode von der Größe des Anodenwiderstandes und der Lage seiner Widerstandsgeraden

Kennlinienabstände in den Schnittpunkten mit der Widerstandsgeraden sind bei kleinen Vorspannungen erst klein (*A 4*), dann wachsen sie mit zunehmender Vorspannung an (*A 6*), um bei stark negativen Werten der Vorspannung wieder abzunehmen (*A 7*···*A 10*).

Erfahrungsgemäß wird bei Pentoden jeweils dann die größte Verstärkung erreicht, wenn man den Anodenwiderstand so wählt, daß seine Widerstandsgerade in den oberen Teil des Knickes der Kennlinie für die vorgesehene Vorspannung zielt. In

diesem Fall liegen etwa 25···35% der Batteriespannung U_B an der Röhre und 75···65% am Anodenwiderstand. Hieraus folgt, daß man die für die jeweilig gewählten Vorspannungen optimalen Anodenwiderstände grafisch dadurch leicht findet, daß man nach *Bild 113* (*c*) dort, wo sich die Kennlinien stärker zu krümmen beginnen oder dort, wo auf der Abszissenachse der Punkt (0,25···0,35) U_B liegt, eine Senkrechte zeichnet. Die Schnittpunkte dieser Senkrechten mit den einzelnen Kennlinien legen zusammen mit der Speisespannung U_B auf der Abszissenachse den günstigsten Außenwiderstand R_a fest (*Aufgabe 32*).

Die vorstehenden Überlegungen zielten auf die Erreichung möglichst großer Verstärkungsziffern ab. Sie berücksichtigten nicht, daß unter Umständen aus Verzerrungsgründen oder bei Forderung einer extrem hohen oberen Grenzfrequenz (Breitbandverstärker) der Anodenwiderstand wesentlich kleiner gewählt und damit zusammenhängend ein merklicher Rückgang der Verstärkung in Kauf genommen werden muß.

b) Untere Grenzfrequenz

Die untere Grenzfrequenz eines Widerstandsverstärkers wird durch die Koppelkapazität C_K bestimmt. Mit abnehmender Frequenz bleibt ein zunehmend größerer Betrag der Anodenwechselspannung am Kondensator hängen, so daß an das Gitter der zweiten Röhrenstufe immer weniger Spannung gelangt. Die Querkapazität C_q spielt bei tiefen Frequenzen keine Rolle, da ihr Widerstand hier groß gegen die Parallelschaltung von R_a und R_g^* ist. Sie kann daher bei der Aufstellung einer Ersatzschaltung, die speziell für die Ermittlung der unteren Übertragungsfrequenz dienen soll, außer acht gelassen werden. Auf diese Weise vereinfacht sich die Ersatzschaltung im *Bild 104* (*b*) in die im *Bild 110* (*a*). Für die praktische Anwendung

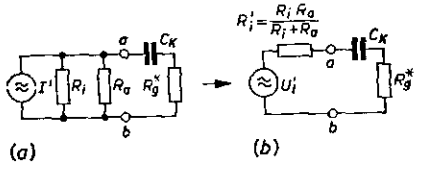


Bild 110 (a und b). Ersatzschaltungen einer *RC*-Verstärkerstufe zur Ermittlung der unteren Grenzfrequenz

formt man diese Schaltung zweckmäßigerweise etwas um. Ersetzt man die Urstromquelle und die beiden festen Widerstände R_i und R_a durch eine Ersatzspannungsquelle mit dem resultierenden Innenwiderstand $R_i' = R_i \parallel R_a = \dfrac{R_i R_a}{R_i + R_a}$, so entsteht die Ersatzschaltung im *Bild 110* (*b*). Aus ihr läßt sich ablesen, daß die untere Grenzfrequenz ω_u dort liegt, wo der kapazitive Widerstand $1/\omega_u C_K$ gleich dem Reihenwiderstand der beiden Wirkwiderstände R_i' und R_g^* wird, also

$$\frac{1}{\omega_u C_K} = R_i' + R_g^* = \frac{R_i R_a}{R_i + R_a} + R_g^*$$

Hieraus folgt, je nachdem, ob man bei vorgegebenem C_K die untere Grenzfrequenz oder bei gefordertem ω_u die erforderliche Koppelkapazität C_K ermitteln will,

$$\omega_u = \frac{1}{(R_g^* + R_i')\, C_K} \tag{72}$$

beziehungsweise

$$C_{K\,\mathrm{erf}} \geq \frac{1}{(R_g^* + R_i')\,\omega_u} \quad \text{mit} \quad R_i' = \frac{R_i R_a}{R_i + R_a} \tag{73}$$

Der Ersatzgenerator mit R_i' wird meistens niederohmig gegenüber R_g^* sein, weil entweder das R_i (Triode) oder das R_a (Pentode) klein ist. Damit wird dann an den Klemmen *a b* eine nahezu frequenzunabhängige, konstante Klemmenspannung auftreten, so daß man für Näherungs- und Überschlagsrechnungen auch schreiben kann

$$C_{K\,\mathrm{erf}} \approx \frac{1}{\omega_u R_g^*} \tag{74}$$

Den endgültigen Wert des Kondensators soll man nicht wesentlich größer als errechnet wählen. Erstens besteht bei mehrstufigen Verstärkern die Gefahr, daß sie in tiefer Frequenzlage ins Eigenschwingen kommen, zweitens geht der absolute Wert des Isolationswiderstandes eines Kondensators mit der Vergrößerung seines Kapazitätswertes herunter. (Bei einer Zeitkonstante CR_{is} für einen bestimmten Kondensatortyp ist $R_{is} \sim 1/C$.) Dadurch nimmt der Isolationsleckstrom zu, den die Anodengleichspannung der ersten Röhre über den Kondensator C_K und den Gitterwiderstand der zweiten Röhre treibt. Er kann in diesem Falle das Gitterpotential der zweiten Röhre entsprechend $R_g^* I_{is}$ unzulässig weit in positiver Richtung verschieben. Außerdem kann eine große Zeitkonstante $C_K R_g^*$ bei einer momentanen, starken Übersteuerung der zweiten Röhre diese durch Gleichrichterwirkung (Audioneffekt) für zu lange Zeit in den Sperrzustand versetzen.

c) Obere Grenzfrequenz

Die Übertragungsfähigkeit des *RC*-Verstärkers nach hohen Frequenzen hin hängt von der quer zur Energieflußrichtung liegenden Kapazität C_q ab. Mit steigender Frequenz schließt C_q den Gitterkreis der zweiten Röhrenstufe in zunehmendem Maße kurz. Dies geschieht um so früher, je hochohmiger die Generatorseite ist. Wäre sie so niederohmig wie beispielsweise das Starkstromnetz, so würde die Spannung am Gitter erst bei extrem hohen Frequenzen zusammenbrechen. Ein niederohmiger Generator hält eben die Klemmenspannung konstant. Aus diesen einfachen Überlegungen folgt bereits, daß hohe Grenzfrequenzen unter Umständen, um die Speiseseite niederohmig zu machen, kleine Anodenwiderstände erfordern.

Die Koppelkapazität C_K braucht an der oberen Übertragungsgrenze, da ihr Widerstand bereits bei mittleren Frequenzen vernachlässigbar klein ist, nicht mehr berücksichtigt zu werden. Deswegen kann zur Berechnung der oberen Grenzfrequenz

statt der vollständigen Ersatzschaltung vom *Bild 104 (b)* die im *Bild 111 (a)* angegebene Ersatzschaltung benutzt werden. Sie läßt sich unter Zusammenfassung aller Wirkwiderstände zu einem neuen R_i'' und bei Übergang von der Ersatzstromquelle zur Ersatzspannungsquelle in das *Bild 111 (b)* vereinfachen. Der Wechsel in der Art der Ersatzquelle braucht die Betrachtungen nicht zu stören, da bei der Untersuchung der Grenzfrequenz nur Widerstände, aber keine Ströme und Spannungen wichtig sind. Der Wechsel erfolgt hier deshalb, weil bei einer Ersatzspannungsquelle der Innenwiderstand R_i'' als Längswiderstand erscheint und mit ihm leichter die Grenzbedingung aufgestellt und begründet werden kann.

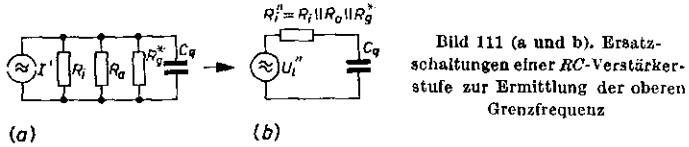


Bild 111 (a und b). Ersatzschaltungen einer *RC*-Verstärkerstufe zur Ermittlung der oberen Grenzfrequenz

Aus *Bild 111 (b)* liest man ab, daß die obere Grenzfrequenz dort liegt, wo der Widerstand der Querkapazität gleich dem Innenwiderstand der Ersatzschaltung ist, also

$$\frac{1}{\omega_o C_q} = R_i'' \tag{75}$$

ist. R_i'' hat den gleichen Wert wie R_{ges} in Gl. (70), nämlich

$$R_i'' = \frac{1}{\frac{1}{R_i} + \frac{1}{R_a} + \frac{1}{R_g^*}} \tag{76}$$

Man beachte, daß die Grenzfrequenz nicht etwa dort liegt, wo $1/\omega C_q$ in die Größenordnung von R_g^* kommt und anfängt, diesen Widerstand allmählich kurzzuschließen. Dies würde nur dann der Fall sein, wenn die Generatorseite extrem hochohmig wäre und einen konstanten Strom lieferte.

Bei Trioden kann man wegen der Kleinheit des Röhreninnenwiderstandes in der Parallelschaltung von R_i, R_a und R_g^* den Anodenwiderstand und Gitterwiderstand in erster Näherung vernachlässigen und $R_i'' \approx R_i$ setzen. Damit erhält man aus Gl. (75) die Näherungsformel

$$\omega_o \approx \frac{1}{R_i C_q} \qquad \text{(bei Trioden)} \tag{77}$$

Genau wie bei der Ermittlung von v_m darf hier für R_i nicht einfach der Tabellenwert genommen werden. Wegen der Lage des Arbeitspunktes im gekrümmten Teil des I_a/U_a-Kennlinienfeldes kann das wirksame R_i einer Röhrenstufe mit großem R_a 50% größer als das R_i der Tabelle werden.

Bei Pentoden hat von den drei Widerständen R_i, R_a und R_g^* der Anodenwiderstand den kleinsten Wert, so daß hauptsächlich er in Gl. (76) die Größe von R_i'' bestimmt.

Damit läßt sich Gl. (75) für Überschlagsrechnungen in die Formel

$$\omega_o \approx \frac{1}{R_a C_q} \qquad \text{(bei Pentoden)} \tag{78}$$

vereinfachen; eine hohe Grenzfrequenz bedingt also ein kleines R_a. Hierin liegt beispielsweise begründet, daß in der Impulstechnik, die zur sauberen Übertragung der Anstiegs- und Abfallflanken von Rechteckimpulsen sehr hohe Frequenzen benötigt, Anodenwiderstände in der Größenordnung von 1···5 kΩ keine Seltenheit sind. Da kleine R_a-Werte nach Gl. (70) kleine Verstärkungsziffern liefern, kann die Forderung nach hohen Übertragungsfrequenzen nur auf Kosten der Verstärkung erfüllt werden.

Beispiel 11

Berechnung der dynamischen Eingangskapazität einiger Trioden und Pentoden
Für die Berechnung von C_{dyn} benötigt man nach Gl. (32)

$$C_{dyn} = C_{gk} + C_{ga}(1 + v)$$

die Gitter/Katoden-Kapazität C_{gk}, die Gitter/Anoden-Kapazität C_{ga} und die Betriebsverstärkung v der betreffenden Röhre. v hängt von der Größe des benutzten Anodenwiderstandes ab. Alle diese Werte kann man heutzutage in den meisten Fällen aus den zum Teil sehr ausführlichen Röhrentabellen der Firmen übernehmen. Die *Tabelle 4* gibt für eine Reihe von NF-Trioden und NF-Pentoden die entsprechenden Werte wieder.

	C_a (pF)	C_{gk} (pF)	C_{ga} (pF)	R_a (kΩ)	v_m	U_B (V)	C_{dyn} (pF)
ECC 83	0,46	1,6	1,7	220	66,5	250	116
				47	37,5	250	67
AC 701	1,5	2	2,2	200	9	120	24
E 80 CC	0,45	2,4	3,1	220	21	250	71
				47	18,5	250	63
EF 86	5,5	4	0,05	220	180	250	13
				100	112	250	10
EF 804	6	4,8	0,06	300	210	250	17
EF 804 S	5,5	4,3	0,06	300	210	250	17

Tabelle 4. Die dynamischen und sonstigen Kapazitäten moderner NF-Trioden und NF-Pentoden

Beispiel 12

Gegeben ist das Schaltbild eines zweistufigen, *RC*-gekoppelten Verstärkers mit der Doppeltriode ECC 83 (*Bild 112*). Die in das Schaltbild eingetragenen Zahlenwerte der Widerstände, Kondensatoren und Verstärkungsziffern sind dem Valvo-Röhrenhandbuch entnommen. Folgende Fragen sind zu beantworten:

1) Mit welchen Gittervorspannungen arbeiten die beiden Röhren?
2) Wie groß darf die Eingangsspannung $U_{g1\sim}$ maximal gewählt werden, damit Röhre 2 nicht übersteuert wird?

3) Welche Ausgangsspannung gibt der Verstärker dann maximal ab?

4) Wo liegt die untere Grenzfrequenz f_u des Verstärkers auf Grund der RC-Kopplung?

5) Dimensioniere für diese Grenzfrequenz die Katodenkondensatoren C_{k1} und C_{k2}.

6) Wo liegt die obere Übertragungsgrenze f_o, wenn zwischen den beiden Röhrenstufen eine Schaltkapazität von $C_s = 10\,\text{pF}$ angenommen wird?

7) Wohin verschiebt sich f_o, wenn durch ungeschickte Leitungsführung zwischen der Anoden- und Gitterleitung des zweiten Systems eine kapazitive Kopplung von 2 pF auftritt?

8) Wie groß muß die Speisespannung U_B' gewählt werden, wenn zur besseren Brummsiebung ein $R_s C_s$-Siebglied in die Anodenleitung geschaltet ist?

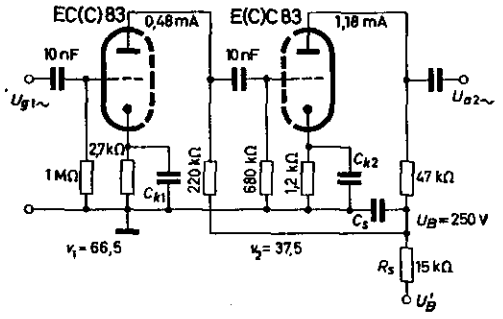


Bild 112. Schaltung zum *Beispiel 12*

Zu 1) Aus den angegebenen Anodenströmen und Katodenwiderständen folgt

$$U_{g1_} = (-)\,2{,}7\,\text{k}\Omega \cdot 0{,}48\,\text{mA} = (-)\,1{,}3\,\text{V}$$

und

$$U_{g2_} = (-)\,1{,}2\,\text{k}\Omega \cdot 1{,}18\,\text{mA} = (-)\,1{,}42\,\text{V}$$

Zu 2) Unter Beachtung von Gl. (71) darf die Gitterwechselspannung der zweiten Röhre höchstens

$$\hat{u}_{g2} = U_{g2_} - 0{,}5\,\text{V} = 1{,}42\,\text{V} - 0{,}5\,\text{V} = 0{,}92\,\text{V}$$

sein. Da die erste Röhrenstufe laut Röhrenhandbuch eine Verstärkung von $v_1 = 66{,}5$ hat, wird

$$U_{g1\sim} \leqq \frac{0{,}92\,\text{V}}{\sqrt{2}} \cdot \frac{1}{66{,}5} = 9{,}8\,\text{mV}$$

Zu 3) Die Gesamtverstärkung der Röhre ist $v_{ges} = v_1 \cdot v_2 = 66{,}5 \cdot 37{,}5 = 2500$. Daraus folgt eine Ausgangsspannung von

$$U_{a2\sim} = v_{ges}\, U_{g1\sim} = 2500 \cdot 9{,}8\,\text{mV} = 24{,}5\,\text{V}$$

Nach der Röhrentabelle darf die Ausgangsspannung nicht größer als 23 V werden, wenn der Klirrfaktor $< 7\%$ bleiben soll.

Zu 4) Die untere Grenzfrequenz der RC-Koppelschaltung errechnet sich aus Gl. (72)

$$\omega_u = \frac{1}{(R_g^* + R_i')\,C_K} \qquad \text{mit} \qquad R_i' = \frac{R_i R_a}{R_i + R_a}$$

Hierin sind R_g^*, R_a und C_K auf Grund der Schaltungsangaben bekannt. Für den Innenwiderstand R_i der ersten Röhre darf nicht einfach der Tabellenwert von 62,5 kΩ eingesetzt werden. Aus dem Kennlinienfeld vom *Bild 12* läßt sich im Schnittpunkt der 220-kΩ-Widerstandsgeraden mit der Kennlinie für $-1{,}5$ V ein Innenwiderstand von etwa 85 kΩ abgreifen. Damit wird

$$R_i' = \frac{85 \cdot 220}{85 + 220}\,\text{k}\Omega = 61{,}4\,\text{k}\Omega$$

und

$$\omega_u = \frac{1}{(680 + 61{,}4)\,\text{k}\Omega \cdot 10 \cdot 10^{-9}\,\text{F}} = 135\,\text{s}^{-1} \qquad \text{oder} \qquad f_u = 21{,}5\,\text{Hz}$$

Zu 5) Die Katodenkondensatoren werden nach Gl. (57) berechnet. Man benötigt dazu den Durchgriff D. Für ihn kann man, ohne einen großen Fehler zu machen, den Tabellenwert von 1% nehmen. Damit wird in der ersten Röhrenstufe

$$\frac{C_{k1}}{\mu\text{F}} = \frac{500}{0{,}01\,(220 + 85) \cdot 21{,}5} = 7{,}65 \qquad \text{also} \qquad C_{k1} \approx 10\,\mu\text{F}$$

und in der zweiten Röhrenstufe mit $R_{i2} \approx 70\,\text{k}\Omega$

$$\frac{C_{k2}}{\mu\text{F}} = \frac{500}{0{,}01\,(47 + 70) \cdot 21{,}5} \approx 20 \qquad \text{also} \qquad C_{k2} = 20\,\mu\text{F}$$

Zu 6) Für die Ermittlung der oberen Grenzfrequenz benötigt man die Querkapazität C_q. Entsprechend Gl. (69) und den Werten aus *Tabelle 4* ergibt sich bei einer angenommenen Schaltkapazität von 10 pF

$$C_q = (0{,}46 + 10 + 67)\,\text{pF} = 77{,}5\,\text{pF}$$

Bevor dieser Wert in Gl. (75) eingesetzt wird, muß erst R_i'' nach Gl. (76) bestimmt werden. Es ist

$$\frac{1}{R_i''} = \frac{1}{R_i} + \frac{1}{R_a} + \frac{1}{R_g^*} = \frac{1}{85\,\text{k}\Omega} + \frac{1}{220\,\text{k}\Omega} + \frac{1}{680\,\text{k}\Omega} = 0{,}0178\,\frac{1}{\text{k}\Omega}$$

oder $\qquad R_i'' = 56{,}2\,\text{k}\Omega$

Damit wird

$$\omega_o = \frac{1}{C_q R_i''} = \frac{1}{77{,}5 \cdot 10^{-12}\,\text{F} \cdot 56{,}2 \cdot 10^{3}\,\Omega} = 230\,000\,\text{s}^{-1}$$

oder $\qquad f_o = 36{,}6\,\text{kHz}$

Zu 7) In der Praxis zeigt sich beim experimentellen Nachmessen, daß die obere Grenzfrequenz meist wesentlich niedriger als eben errechnet ist. Die Ursache hierfür ist vor allem darin zu suchen, daß die effektive Kapazität C_{ga2}' zwischen Gitter und Anode der zweiten Röhre durch ungeschickte Verlegung der Anoden- und Gitteranschlußleitungen sowie wegen der zusätzlichen Kapazität in der Röhrenfassung größer als die reine Röhrenkapazität von $C_{ga} = 1{,}7\,\text{pF}$ ist. Schätzt man zum Beispiel die insgesamt wirksame Kapazität C_{ga}' zu 1,7 pF + 2 pF = 3,7 pF, wird

$$C_q' = 0{,}46\,\text{pF} + 10\,\text{pF} + 1{,}6\,\text{pF} + 3{,}7\,(1 + 37{,}5)\,\text{pF} = 154{,}5\,\text{pF}$$

und damit

$$\omega_o' = \frac{1}{C_q' R_i''} = \frac{1}{154{,}5 \cdot 10^{-12}\,\mathrm{F} \cdot 56{,}2 \cdot 10^{3}\,\Omega} = 115\,400\,\mathrm{s}^{-1}$$

oder $f_o' = 18{,}4\,\mathrm{kHz}$

Dies ist ein Wert, der in der Praxis ohne weiteres auftreten kann und der es verständlich macht, wie kritisch bei hohen Verstärkungsziffern kleinste Kapazitäten zwischen Gitter und Anode sind.

Zu 8) Wenn in die Anodenzuleitung zur besseren Brummsiebung ein Siebwiderstand von $R_s = 15\,\mathrm{k\Omega}$ geschaltet wird, dann muß die Speisespannung U_B' um den Spannungsfall $U_s = R_s(I_{a1} + I_{a2}) = 15\,\mathrm{k\Omega} \cdot 1{,}66\,\mathrm{mA} = 24{,}4\,\mathrm{V}$ größer als $U_B = 250\,\mathrm{V}$ sein.

Aufgabe 31

Mit der Röhre ECL 82 ist ein einfacher zweistufiger NF-Verstärker mit RC-Kopplung und Übertragerausgang zu entwerfen. Laut Röhrentabelle schlagen die Röhrenfirmen folgende Betriebswerte für das Trioden- beziehungsweise Pentodensystem vor:

Triode:	$U_B = 200\,\mathrm{V}$	$R_k = 0\,\Omega$	$C_{gk} = 3\,\mathrm{pF}$
	$R_a = 220\,\mathrm{k\Omega}$	$I_a = 0{,}61\,\mathrm{mA}$	$C_{ak} = 4{,}3\,\mathrm{pF}$
	$R_{gTr} = 22\,\mathrm{M\Omega}$	$\mu = 70$	$C_{ag} = 4{,}5\,\mathrm{pF}$
	$R_g^* = 680\,\mathrm{k\Omega} = R_{gP}$	$v_{betr} = 55$	
Pentode:	$U_a = 200\,\mathrm{V}$	$S = 6{,}4\,\mathrm{mA/V}$	$C_{gk} = 9{,}3\,\mathrm{pF}$
	$U_{g2} = 200\,\mathrm{V}$	$R_i = 20\,\mathrm{k\Omega}$	$C_{ak} = 8\,\mathrm{pF}$
	$U_{g1} = -16\,\mathrm{V}$	$R_{a\,opt} = 5{,}6\,\mathrm{k\Omega}$	$C_{ag} = 0{,}3\,\mathrm{pF}$
	$I_a = 35\,\mathrm{mA}$	$P_\sim = 3{,}5\,\mathrm{W}$	
	$I_{g2} = 7\,\mathrm{mA}$	$U_{g\sim} = 6{,}6\,\mathrm{V}$	

Zeichne das Schaltbild des Verstärkers und gib die Größe der Koppelkapazität C_K sowie die Katodenkombination $R_k C_k$ des Pentodensystems an. Die untere Übertragungsgrenze liege bei 50 Hz. Wo liegt die obere Grenzfrequenz der Koppelschaltung zwischen den Röhren, wenn die Schaltkapazität zu $C_s = 10\,\mathrm{pF}$ geschätzt und für den Betriebsinnenwiderstand der Triode ein Wert von 40 kΩ eingesetzt wird?
(Antwort: $R_{kP} = 380\,\Omega$, C_{kP} nach Gl. (56) = 64 µF, gewählt 100 µF, C_K nach Gl. (73) = 4,5 nF, gewählt 10 nF, $C_q = [4{,}3 + 10 + 9{,}3 + 0{,}3(1 + v_P)]\,\mathrm{pF} = 30{,}3\,\mathrm{pF}$ mit $v_P = U_{a\sim}/U_{g\sim} = \sqrt{P_\sim R_{a\,opt}}/U_{g\sim} = 21{,}2$, $R_i'' = 32{,}2\,\mathrm{k\Omega}$ und f_o nach Gl.(75) = 163 kHz)

Aufgabe 32

Für die im *Bild 113*(a) angegebene Schaltung mit der kommerziellen NF-Pentode EF 804 wurde in Abhängigkeit vom Anodenwiderstand R_a für eine feste Schirmgitterspannung von $U_{g2} = 140\,\mathrm{V}$, aber verschiedene Steuergittervorspannungen $U_{g_}$ die Verstärkung v aufgenommen und in den Kurven vom *Bild 113*(b) grafisch dargestellt. Kontrolliere durch Eintragen der Widerstandsgeraden der einzelnen optimalen R_a-Werte in das Kennlinienfeld der EF 804 (*Bild 113c*) die Brauchbarkeit der Faustformel, daß man die größte Verstärkung näherungsweise dann erhält, wenn die Widerstandsgerade in den oberen Teil der Kennlinienkrümmung der jeweiligen Gittervorspannung weist oder 25···35% der Batteriespannung als Anodengleichspannung an der Röhre und 75···65% am Anodenwiderstand auftreten.

Welcher Wert ist hiernach dem Anodenwiderstand zu erteilen, wenn die Röhre mit einer Batteriespannung von 200 V beziehungsweise 300 V, aber weiterhin fester Schirmgitterspannung von 140 V betrieben werden soll und für die Gittervorspannung − 2,3 V vorgesehen sind?

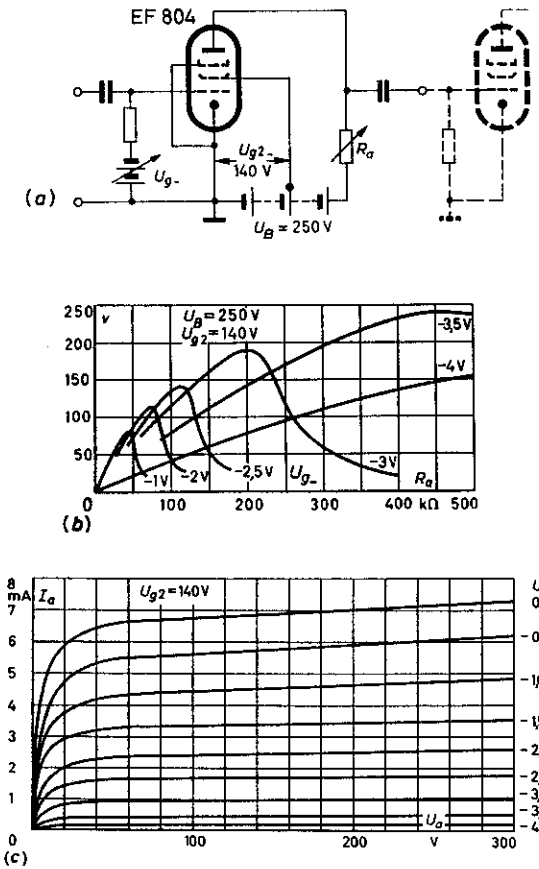


Bild 113 (a bis c). Zur *Aufgabe 32*: Verstärkung der EF 804 in Abhängigkeit von R_a und $U_{g_}$ bei einer festen Schirmgitterspannung von 140 V

(Antwort: Beim Eintragen der optimalen R_a-Werte ergibt sich für die günstigste Anodenspannung ein Wert von 60···73 V oder 24···29% von U_B. Bei $U_{g_} = -2{,}3\,\mathrm{V}$ ist $I_a \approx 1{,}9\,\mathrm{mA}$. Damit bei $U_B = 200\,\mathrm{V}$ davon an R_a etwa 70%, also 140 V, abfallen, muß $R_a = 140\,\mathrm{V}/1{,}9\,\mathrm{mA} \approx 74\,\mathrm{k\Omega}$ groß sein. Bei $U_B = 300\,\mathrm{V}$ muß $R_a = 210\,\mathrm{V}/1{,}9\,\mathrm{mA} \approx 110\,\mathrm{k\Omega}$ groß sein.)

Aufgabe 33

Für einen zweistufigen Verstärker in *RC*-Kopplung mit den Pentoden EF 804 ($U_B = 250$ V, $U_{g2} = 140$ V = konstant) ist der Anodenwiderstand R_a unter der Bedingung zu bestimmen, daß die obere Grenzfrequenz des Verstärkers bei $f_o = 60$ kHz liegt. Der Innenwiderstand der ersten EF 804 werde zu 1 MΩ geschätzt und der Gitterwiderstand der zweiten Röhre EF 804 zu $R_g^* = 0{,}7$ MΩ gewählt. Wie groß ist die Gittervorspannung zu wählen, damit die Verstärkung bei dem errechneten R_a-Wert möglichst groß wird? Welcher Wert ist dem Katodenwiderstand R_k der ersten Stufe zu erteilen, damit sie sich ihre Gittervorspannung automatisch selbst aufbaut? Den Schirmgitterstrom schätze man dabei zu $0{,}2\, I_a$.

(Antwort: Nach *Tabelle 4* nimmt bei $C_g = 10$ pF die Querkapazität den Wert $C_g = 33$ pF an. Nach Gl. (75) wird dafür $R'' = 80{,}6$ kΩ oder $R_a \approx 100$ kΩ. Nach *Bild 113(b)* wird bei $R_a = 100$ kΩ die Verstärkung ein Maximum, wenn $U_{g\sim} \approx -2{,}4$ V ist. Mit $I_a \approx \approx 1{,}8$ mA wird $R_k = 1{,}1$ kΩ.)

Beispiel 13

Es soll ein zweistufiger Verstärker mit den NF-Pentoden EF 804 nach *Bild 104* aufgebaut und hinsichtlich des günstigsten Anodenwiderstandes untersucht werden. Die meisten NF-Verstärker in *RC*-Kopplung arbeiten nicht mit fester, sondern mit gleitender Schirmgitterspannung. Die Schirmgitterspannung ist fest, wenn sie nach *Bild 113(a)* an einer Anzapfung der Speisebatterie U_B oder nach *Bild 99(b)* von einem niederohmigen Spannungsteiler abgenommen wird. Sie gleitet, wenn sie wie im *Bild 104* über einen hochohmigen Schirmgitterwiderstand R_{g2} aus der Batteriespannung hergeleitet wird, und zwar in dem Sinn, daß sie mit abnehmender Steuergittervorspannung heruntergeht, weil bei positiver werdendem Gitter der Schirmgitterstrom und daraufhin auch der Spannungsfall an R_{g2} wachsen.

In einer Schaltung mit gleitender Schirmgitterspannung kann der für maximale Verstärkung günstigste Anodenwiderstand nicht mehr grafisch in den normalen Kennlinienfeldern ermittelt werden. Sobald die Schirmgitterspannung gleitet, gibt es nämlich kein einheitlich gültiges Kennlinienfeld mehr. Für jeden Schirmgitterwiderstand müßte vielmehr ein gesondertes Feld aufgenommen werden. Hier hilft die Röhrenindustrie dem Geräteentwickler dadurch, daß sie ihm in Form einer Tabelle verschiedene günstige Widerstands- und Spannungskombinationen vorschlägt, von denen er sich für seine Gegebenheiten eine geeignete aussuchen kann. So gilt beispielsweise für die Röhre EF 804 die *Tabelle 5*.

U_B	250	250	250	100	100	100	V
R_a	0,3	0,2	0,2	0,3	0,2	0,2	MΩ
R_{g2}	1,5	1,0	1,2	1,2	1,0	1,2	MΩ
R_{g1}	1	1	10	1	1	10	MΩ
R_g^*	1	1	0,7	1	1	0,7	MΩ
R_k	2,0	1,5	0	5,0	3,0	0	kΩ
I_a	0,61	0,87	0,9	0,21	0,29	0,3	mA
I_{g2}	0,11	0,16	0,17	0,045	0,055	0,06	mA
$v = \frac{U_{a\sim}}{U_{g\sim}}$	210	175	190	125	120	120	fach

Tabelle 5. Betriebswerte der EF 804 in *RC*-gekoppelten NF-Verstärkern

Errechnet man sich nach dieser Tabelle aus R_a und I_a die Spannungsfälle über den verschiedenen Anodenwiderständen, so findet man auch hier die Faustregel bestätigt, daß für maximale Verstärkung U_{R_a} etwa 65···75% von U_B ist, denn bei

$U_B = 250$ V ist
$R_a I_a = 0{,}3\,\text{MΩ} \cdot 0{,}61\,\text{mA} = 183\,\text{V} \mathrel{\widehat{=}} 73\,\%$ von U_B
$= 0{,}2\,\text{MΩ} \cdot 0{,}87\,\text{mA} = 174\,\text{V} \mathrel{\widehat{=}} 70\,\%$ von U_B
$= 0{,}2\,\text{MΩ} \cdot 0{,}9\,\text{mA} = 180\,\text{V} \mathrel{\widehat{=}} 72\,\%$ von U_B

Für $U_B = 100$ V wird $R_a I_a = 0{,}3\,\text{MΩ} \cdot 0{,}21\,\text{mA} = 63\,\text{V} \mathrel{\widehat{=}} 63\,\%$ von U_B
$= 0{,}2\,\text{MΩ} \cdot 0{,}29\,\text{mA} = 58\,\text{V} \mathrel{\widehat{=}} 58\,\%$ von U_B
$= 0{,}2\,\text{MΩ} \cdot 0{,}3\,\text{mA} = 60\,\text{V} \mathrel{\widehat{=}} 60\,\%$ von U_B

Wenn für $U_B = 100$ V die Faustregel nicht ganz so gut erfüllt ist wie bei 250 V, so liegt das in der Hauptsache daran, daß die verfügbaren Ohm-Werte der Anodenwiderstände nicht fein genug abgestuft sind.

d) Frequenzgang der Ausgangsspannung einer Schaltung in Dezibel

In den vorangegangenen Abschnitten hat sich ergeben, daß wegen der Anwesenheit von Blindwiderständen nicht alle Frequenzen gleichmäßig gut übertragen werden. Meistens werden die ganz tiefen oder die ganz hohen oder auch beide Frequenzen schlecht übertragen. Wenn man vom Schwingkreis absieht, ist der einzelne Blindwiderstand immer nur entweder für den Abfall der tiefen oder für den der hohen Frequenzen verantwortlich. Die Grenzfrequenz liegt jeweils dort, wo der Blindwiderstand gleich einem bestimmten Wirkwiderstand wird. Den maßgebenden Wirkwiderstand ermittelt man dadurch, daß man in geschickter Weise eine Ersatzspannungsquelle aufstellt und alle reellen Widerstände in ihrem Innenwiderstand R vereinigt.

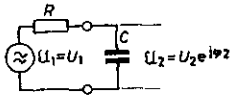


Bild 114. Schaltung zur Untersuchung des Frequenzganges einer *RC*-Schaltung

Die Schaltung vom *Bild 114* kann stellvertretend für alle *RC*-, *CR*-, *LR*- und *RL*-Schaltungen betrachtet werden. Die Gesetzmäßigkeiten, die man aus ihr herleiten kann, gelten sinngemäß für alle übrigen Schaltungen. Als erstes läßt sich aus ihr nach der Spannungsteilerregel herleiten, daß für die Ausgangsspannung $\underline{U}_2$ folgende Proportion gilt:

$$\frac{\underline{U}_2}{\underline{U}_1} = \frac{\frac{1}{j\omega C}}{R + \frac{1}{j\omega C}} = \frac{1}{j\omega CR + 1} \tag{79}$$

Konzentriert man sich auf die Beträge, kann man schreiben

$$\frac{U_2}{U_1} = \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega CR)^2}} \tag{80}$$

Die Grenzfrequenz der Schaltung liegt dort, wo $\omega CR = 1$ oder $\omega = 1/CR$ ist; sie ist hiernach gleich dem Reziprokwert der Zeitkonstante des RC-Gliedes. Bezeichnet man sie mit ω_g, setzt man also an

$$\frac{1}{CR} = \omega_g$$

so läßt sich Gl. (80) umformen in

$$\frac{U_2}{U_1} = \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega/\omega_g)^2}}$$

Zur weiteren Vereinfachung soll für ω/ω_g die „normierte" Frequenz η eingeführt werden. Damit wird

$$\frac{U_2}{U_1} = \frac{1}{\sqrt{1 + \eta^2}} \tag{81}$$

Dieser Ausdruck enthält den ganzen Frequenzgang der obigen Schaltung, aber auch den aller anderen möglichen Ersatzschaltungen; es müssen ω_g und η jeweils nur etwas anders definiert werden. Logarithmiert man beide Seiten von Gl. (81) und erweitert dann rechts und links mit der Zahl 20, so erhält man

$$20 \lg \frac{U_2}{U_1} = -20 \lg (1 + \eta^2)^{1/2} = -10 \lg (1 + \eta^2)$$

Der Ausdruck auf der linken Seite stellt den relativen, auf die Eingangsspannung U_1 bezogenen Pegel p_{sr} der Ausgangsspannung in Dezibel dar (Abschnitt H.V.3.b im I. Band). Mithin kann man schreiben

$$p_{sr} = -10 \lg (1 + \eta^2) \text{ dB} \tag{82}$$

Für Frequenzen, die einigermaßen weit oberhalb der Grenzfrequenz liegen, ist $\eta^2 \gg 1$ und damit näherungsweise

$$p_{sr} \approx -10 \lg \eta^2 = -20 \lg \eta \text{ dB} \tag{83}$$

Untersucht man diese Beziehung für solche Frequenzen, die jeweils um eine Oktave auseinanderliegen, wählt man also beispielsweise die Frequenzen

$\omega =$	$2\omega_g$	$4\omega_g$	$8\omega_g$	$16\omega_g$

wird

$\eta =$	2	4	8	16
$=$	2^1	2^2	2^3	2^4

Hierfür nimmt der relative Pegel die Werte an

$$p_{sr} = -6{,}02 \quad -12{,}04 \quad -18{,}06 \quad -24{,}08 \text{ dB}$$

oder rund

$$p_{sr} \approx -6 \quad -12 \quad -18 \quad -24 \text{ dB}$$

Wie man aus den Zahlenwerten erkennt, fällt der Frequenzgang in größeren Entfernungen von der Grenzfrequenz konstant mit etwa 6 dB/Oktave. Die Größe „6 dB je Oktave" stellt einen bekannten, für Überschlagsrechnungen im Gebiet jenseits der Grenzfrequenzen eines Übertragungsnetzwerkes gern und viel benutzten Zahlenwert dar.

Trägt man die exakte Frequenzgangkurve nach Gl. (82) auf halblogarithmischem Papier auf, und zwar die Pegelwerte auf der linear und die Frequenzwerte $\eta = \omega/\omega_g$

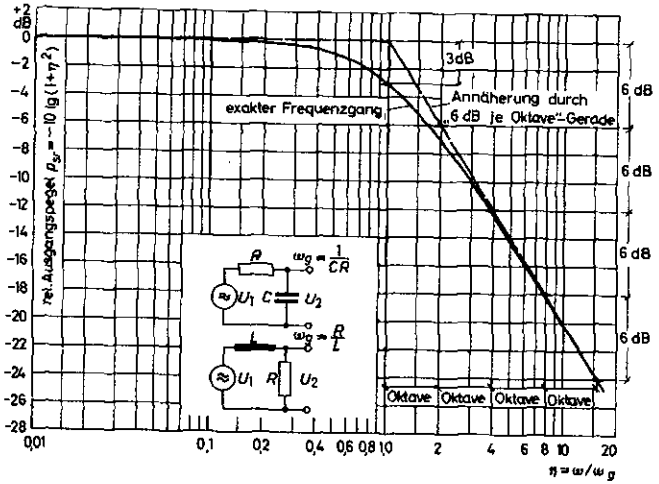


Bild 115. Frequenzgang einer RC- oder LR-Schaltung in dB-Werten

auf der logarithmisch eingeteilten Achse (*Bild 115*), so erhält man eine vom Pegelwert $p_{sr} = 0$ aus abfallende Frequenzgangkurve. Sie schmiegt sich jenseits $\eta = 1$ asymptotisch einer Geraden an, die im Punkte $\eta = 1$ oder $\omega = \omega_g$ bei $p_{sr} = 0$ beginnt und konstant um 6 dB je Oktave abfällt. Diese Gerade ist der grafische Ausdruck für die Näherungsfunktion Gl. (83). Aus der Hauptkurve greift man für die Grenzfrequenz den auch aus Gl. (82) berechenbaren Wert 3 dB ab. Oberhalb der Grenzfrequenz, etwa ab $\eta = 2$ oder $\omega = 2\omega_g$, fällt die Frequenzgangkurve mit etwa 6 dB/Oktave ab. Wie die folgenden Aufgaben zeigen werden, lassen sich mit der normierten Frequenzgangkurve vom *Bild 115* und mit der vom *Bild 116* eine ganze Reihe allgemeiner und spezieller Fragen beantworten.

Gl. (81) gilt auch für das Verhältnis v/v_m einer Verstärkerstufe; denn da für $\eta \ll 1$ $U_2 = U_1$ wird und damit U_1 den Maximalwert $U_{2\max}$ der Ausgangsspannung beschreibt, braucht man auf der linken Seite Zähler und Nenner nur formal durch die Gitterwechselspannung $U_{g\sim}$ zu dividieren, um dort das Verhältnis der Verstärkung v bei beliebiger Frequenz zur optimal möglichen Verstärkung v_m zu erhalten. Es ist also

$$\frac{U_2}{U_1} = \frac{U_2}{U_{2\max}} = \frac{U_2/U_{g\sim}}{U_{2\max}/U_{g\sim}} = \frac{v}{v_m} = \frac{1}{\sqrt{1 + \eta^2}} \tag{84}$$

Beispiel 14

Eine RC-Schaltung mit $R = 60\,\text{k}\Omega$ soll bei 100 kHz einen Abfall von nicht mehr als 2 dB zeigen. Wohin muß die rechnungsmäßige Grenzfrequenz gelegt werden, und wie groß darf C höchstens sein?

Nach *Bild 115* gehört zu 2 dB Spannungsverlust eine normierte Frequenz von $\eta = \omega/\omega_g = 0{,}766$. Hieraus folgt $\omega_g \approx \omega/0{,}766 = 2\pi \cdot 10^5\,\text{s}^{-1}/0{,}766 = 8{,}2 \cdot 10^5\,\text{s}^{-1}$. Dem entspricht eine Grenzfrequenz von 130,4 kHz. Da $\omega_g = 1/CR$ ist, ergibt sich

$$C = \frac{1}{\omega_g R} = \frac{1}{8{,}2 \cdot 10^5\,\text{s}^{-1} \cdot 60 \cdot 10^3\,\Omega} = 20{,}3\,\text{pF}$$

Beispiel 15

Eine LR-Schaltung zeigte bei 160 kHz einen Abfall von ungefähr 18 dB. Wo liegt die Grenzfrequenz etwa? Bei welcher Frequenz ist der Spannungsverlust 1 dB?

Aus der 6 dB/Oktave-Geraden folgt, daß die Grenzfrequenz um etwa 3 Oktaven tiefer liegt. Sie ist also bei etwa $\frac{160}{2 \cdot 2 \cdot 2} = 20$ kHz zu erwarten. Bei 20 kHz ist der Spannungsverlust 3 dB. Nach *Bild 115* ist er 1 dB bei $\eta = \omega/\omega_g = 0{,}509$ oder $f = 0{,}509\,f_g = 10{,}2$ kHz.

Beispiel 16

Eine Verstärkerstufe hatte eine obere Grenzfrequenz von $f_g = 16$ kHz und eine maximale Verstärkung von $v_m = 180$. Wie groß ist die Verstärkung v_g bei der Grenzfrequenz? Bei welcher Frequenz hat die Verstärkung den Wert 150?

Definitionsgemäß ist die Verstärkung an der Übertragungsgrenze um 3 dB oder absolut um 30% geringer, das heißt, bei 16 kHz ist $v_g \approx 0{,}7 \cdot 180 = 126$. Aus $v = 150$ und $v_m = 180$ folgt $v/v_m = 0{,}833$. Nach Gl. (84) gehört hierzu die relative Frequenz

$$\eta = \sqrt{\left(\frac{v_m}{v}\right)^2 - 1} = \sqrt{\left(\frac{1}{0{,}833}\right)^2 - 1} = 0{,}664$$

oder die absolute Frequenz $f = \eta\, f_g = 0{,}664 \cdot 16\,\text{kHz} = 10{,}6$ kHz.

Aufgabe 34

Zeichne in das vorbereitete Diagramm vom *Bild 116* den grundsätzlichen Frequenzgang und die 6 dB/Oktave-Gerade für eine CR- und eine RL-Schaltung. Diese beiden Schaltungen begrenzen den Übertragungsbereich nach tiefen Frequenzen hin. Weise nach, daß der relative Pegel der Ausgangsspannung in diesen beiden Schaltungen das Gesetz befolgt

$$p_{s'} = -10\lg[1 + (1/\eta)^2] \quad \text{mit} \quad \eta = \omega/\omega_g \quad \text{und} \quad \omega_g = 1/CR \quad \text{bzw.} \quad R/L \qquad (85)$$

Aufgabe 35

Ermittle für den Fall, daß in der CR-Schaltung $C = 100$ nF und $R = 10\,\text{k}\Omega$ ist, den Abfall der Ausgangsspannung in dB bei den Frequenzen 160 Hz, 80 Hz, 40 Hz und 20 Hz. Wie groß ist U_2 bei diesen Frequenzen in Volt, wenn die Eingangsspannung konstant = 5 V ist?

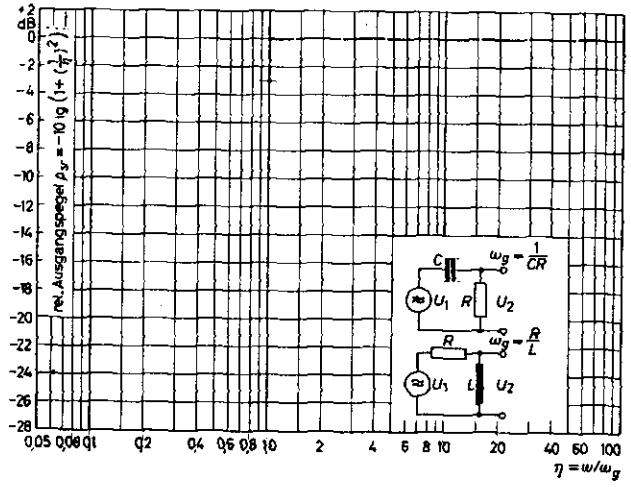


Bild 116. Zur *Aufgabe 34*: Frequenzgang einer CR- oder RL-Schaltung in dB-Werten

(Antwort: $\omega_g = 1/CR = 1000\,\text{s}^{-1}$ oder $f_g = 160$ Hz; Spannungsverluste: 3 dB, 7 dB, 12 dB, 18 dB; absolute Ausgangsspannungen: 3,54 V, 2,23 V, 1,26 V und 0,63 V)

Aufgabe 36

Im *Beispiel 12* mit der Doppeltriode ECC 83 lag die obere Grenzfrequenz bei 36,6 kHz. Wie groß wird der Verstärkungsverlust bei 20 kHz sein? Bei welcher Frequenz hat die Schaltung einen Verlust von 1 dB? Wo muß die Grenzfrequenz f_g' und wie groß muß R_a gewählt werden, damit der Spannungsverlust bei 36,6 kHz nur 2 dB ist?

(Antwort: $\eta_1 = 0{,}547 \mathrel{\widehat{=}} 1{,}2$ dB; $\eta_2 = 0{,}509 \mathrel{\widehat{=}} 18{,}6$ kHz; $\eta_3 = 0{,}766 \mathrel{\widehat{=}} f_g' = 47{,}8$ kHz $\mathrel{\widehat{=}} R_i'' = 43\,\text{k}\Omega$; $R_a = 100\,\text{k}\Omega$)

e) Frequenzgang des Phasenmaßes einer einfachen Schaltung aus Wirk- und Blindwiderstand

Das Phasenmaß einer einfachen, aus einem einzigen Wirk- und einem einzigen Blindwiderstand bestehenden Schaltung hängt eng mit dem Frequenzgang des Betrages ihrer Ausgangsspannung zusammen, da die Ursache die gleiche ist. Den Berechnungen kann daher auch hier, stellvertretend für die übrigen Schaltungen, das *Bild 114* zugrunde gelegt werden. Schreibt man Gl. (79) in exponentieller Form, erhält man, wenn $\underline{U}_1 = U_1 e^{j0°} = U_1$ gesetzt wird,

$$\frac{U_2}{U_1} e^{j\varphi_2} = \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega CR)^2}} e^{-j \operatorname{arc\,tan} \omega CR}$$

Hieraus folgt, da $\omega CR = \omega/\omega_g = \eta$ ist, $\varphi_2 = -\operatorname{arc\,tan}\eta$ oder

$$\tan\varphi_2 = -\eta \qquad (86)$$

Für Frequenzen ω weit unterhalb der Grenzfrequenz ω_g, also für sehr kleine η-Werte, nimmt φ_2 kleine Werte an. Bei der Grenzfrequenz ist $\eta = 1$; damit wird hier $\varphi_g = -45°$. Dies ist

nichts Besonderes, da ja der Faktor $1/\sqrt{2}$, der die Grenzfrequenz charakterisiert, zu einem 45°-Dreieck gehört. Wichtig ist es, sich klarzumachen, daß sich die Phase der Ausgangsspannung gegenüber der Eingangsspannung außerhalb des Übertragungsbereiches weiterdreht, aber bei einem einzigen *RC*- oder *LR*-Glied niemals größer als 90° werden kann. Nach Gl. (86) erreicht φ_2 den Wert 90° erst bei $\eta = \infty$.

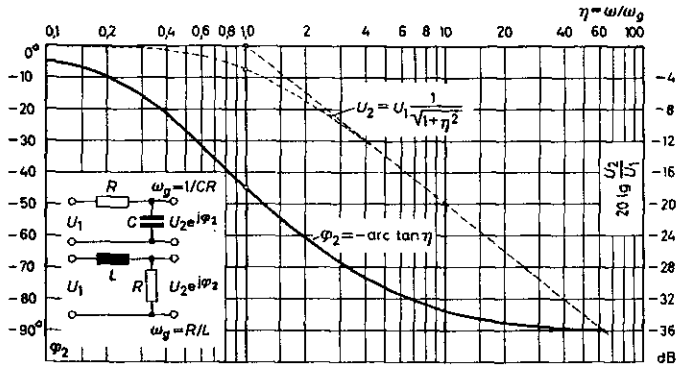


Bild 117. Frequenzgang des Phasenmaßes einer *RC*- oder *LR*-Schaltung

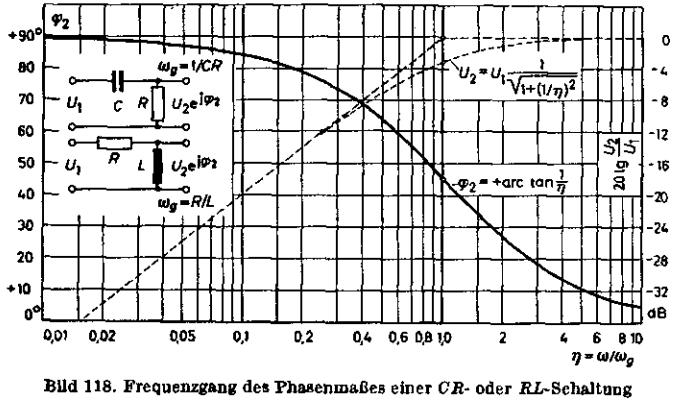


Bild 118. Frequenzgang des Phasenmaßes einer *CR*- oder *RL*-Schaltung

In den *Bildern 117* und *118* ist der Phasengang der verschiedenen *RX*-Schaltungen grafisch dargestellt. Um diesen Kurven allgemeinen Charakter zu verleihen, ist auch hier auf der Frequenzskala die normierte Frequenz η verwendet worden. Wie es sich zeigen läßt, gilt für Schaltungen mit einer oberen Grenzfrequenz (Tiefpässe)

$$\varphi_2 = -\arctan\eta \qquad \text{mit} \qquad \eta = \omega/\omega_g$$

und für Schaltungen mit einer unteren Grenzfrequenz (Hochpässe)

$$\varphi_2 = +\arctan\frac{1}{\eta} \qquad \text{mit} \qquad \eta = \omega/\omega_g$$

Der Phasengang des Übertragungsmaßes einer Schaltung spielt bei der Untersuchung der Stabilität von gegengekoppelten Verstärkern eine große Rolle.

f) Bemessung der Blindwiderstände bei mehreren kritischen Stellen

In einem mehrstufigen Verstärker sind stets mehrere kritische Stellen vorhanden, an denen Blindwiderstände die obere oder untere Übertragungsgrenze beeinflussen. Würde man alle diese Stellen in der gleichen Weise nach dem bisherigen Schema – an der Grenze Blindwiderstand gleich Wirkwiderstand – bemessen, so würde die Verstärkung an der Stelle der rechnungsmäßigen Grenzfrequenz um weit mehr als den Faktor $\sqrt{2}$ zurückgehen. Damit würde die wirkliche Grenzfrequenz, also die Stelle, an der die resultierende Verstärkung um 30% abgenommen hat, im ungünstigen Sinne verschoben werden.

Hat beispielsweise ein dreistufiger Verstärker drei kritische Stellen für die untere Grenzfrequenz, im übrigen aber in der Mitte des Übertragungsbereiches die Verstärkungen v_{m1}, v_{m2}, v_{m3}, so hat er in der Bandmitte die Gesamtverstärkung

$$v_m = v_{m1} \cdot v_{m2} \cdot v_{m3}$$

Dagegen hat er an der unteren Grenze bei herkömmlicher Bemessung der kritischen Stellen die Verstärkung

$$v_u = \frac{v_{m1}}{\sqrt{2}} \cdot \frac{v_{m2}}{\sqrt{2}} \cdot \frac{v_{m3}}{\sqrt{2}} = \frac{v_m}{(\sqrt{2})^3} = 0{,}354\, v_m$$

Diese Verstärkung ist um weit mehr als 30%, nämlich um 64,6%, geringer als in der Bandmitte. Dies bedeutet, daß der Übertragungsbereich in Wirklichkeit kleiner als vorgesehen ist. Soll er seinen alten Wert beibehalten, so muß der für die einzelne kritische Stelle zugelassene Verstärkungsverlust geringer angesetzt werden.

Am übersichtlichsten läßt sich dieses Problem darstellen und behandeln, wenn man die logarithmische Rechnung zu Hilfe nimmt. Bei ihr geht die multiplikative Faktorrechnung in eine einfache Summenrechnung über. Die Verstärkung an einer beliebigen Stelle des Übertragungsbereiches werde mit v und die der einzelnen Stufen des Verstärkers an der gleichen Stelle mit $v_1, v_2, v_3, \ldots$ bezeichnet; dann gilt sicherlich

$$v = v_1 \cdot v_2 \cdot v_3 \cdot \ldots$$

Setzt man diese Verstärkung v zur Verstärkung v_m in der Bandmitte ins Verhältnis so erhält man

$$\frac{v}{v_m} = \frac{v_1 \cdot v_2 \cdot v_3}{v_m} = \frac{v_1}{v_{m1}} \cdot \frac{v_2}{v_{m2}} \cdot \frac{v_3}{v_{m3}} \cdot \ldots$$

Logarithmiert man beide Seiten und erweitert man mit 20, um auf die Dezibelrechnung zu kommen, so ergibt sich

$$20\lg\frac{v}{v_m} = 20\lg\frac{v_1}{v_{m1}} + 20\lg\frac{v_2}{v_{m2}} + 20\lg\frac{v_3}{v_{m3}} + \cdots$$

Links steht der Rückgang der Gesamtverstärkung in dB, die rechte Seite drückt den Verstärkungsverlust durch die Summe der Verstärkungsrückgänge der einzelnen Stufen aus, und zwar ebenfalls in dB. Hieraus folgt, daß man den Frequenzgang einer aus mehreren Stufen zusammengesetzten Gesamtschaltung in einfacher Weise durch Addition gewinnen kann, wenn man die Frequenzgänge der einzelnen Stufen in dB-Werten aufträgt.

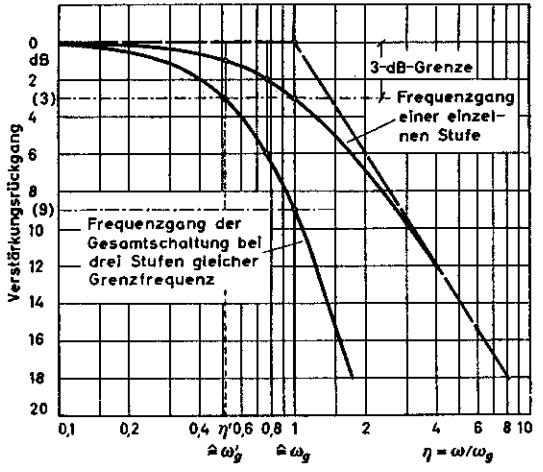


Bild 119. Einengung des Übertragungsbereiches eines dreistufigen Verstärkers mit gleicher Grenzfrequenz der drei einzelnen Stufen

Dies ist im *Bild 119* für einen Verstärker geschehen, der drei Stufen gleicher Grenzfrequenz aufweist. Durch Verdreifachung des dB-Verlustes einer einzelnen Stufe gewinnt man den Frequenzgang der Gesamtschaltung. Man erkennt hier, daß der bis zur 3-dB-Grenze sich erstreckende Übertragungsbereich vom ehemaligen Wert $\eta = 1$ oder $\omega = \omega_g$ auf den Wert $\eta' = 0{,}51$ oder $\omega'_g = 0{,}51\,\omega_g$ eingeengt worden ist beziehungsweise die Verstärkung an der ursprünglichen Grenze ω_g um 9 dB oder den Faktor $10^{9/20} = 10^{0{,}45} = 2{,}82 = 1/0{,}354$ auf den Wert $v'_g = 0{,}354\,v_m$ zurückgegangen ist.

Im *Bild 120* hat man den drei Stufen verschiedene Grenzfrequenzen ω'_{g1}, ω'_{g2}, ω'_{g3} erteilt und diese Grenzfrequenzen so ausgesucht, daß der Verstärkungsverlust an der verlangten Übertragungsgrenze insgesamt 3 dB groß wird. An der Übertragungsgrenze für die erste Stufe wurde beispielsweise ein Verlust von 0,5 dB, für die zweite Stufe ein solcher von 1,0 dB und für die dritte Stufe einer von 1,5 dB zugelassen. Wie aus *Bild 115* hervorgeht, muß die rechnungsmäßig, das heißt für die Dimensionierung, vorgesehene Grenzfrequenz um einen bestimmten Faktor höher als die wahre, resultierende Grenzfrequenz liegen, wenn der Verstärkungsverlustbeitrag an

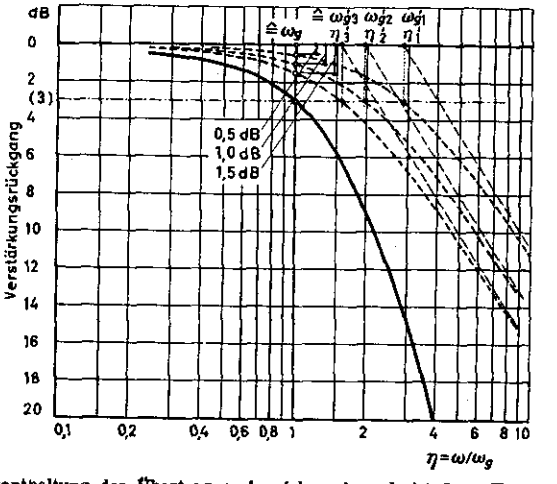


Bild 120. Konstanthaltung des Übertragungsbereiches eines dreistufigen Verstärkers durch verschieden starke Herabsetzung des zulässigen Verstärkungsverlustes und Heraufsetzung der berechnungsmäßigen Grenzfrequenzen ω'_g der einzelnen Stufen

der wahren Grenze 0,5 dB, 1,0 dB und 1,5 dB sein soll. Dieser Faktor, der Verschiebungsfaktor genannt und mit η'_1, η'_2 und η'_3 bezeichnet werden soll, ist gleich dem reziproken Wert des im *Bild 115* zu 0,5 dB, 1,0 dB und 1,5 dB gehörenden η-Wertes. Der Verstärkungsverlust 0,5 dB liegt beispielsweise bei $\eta = 0{,}35$, folglich muß die Dimensionierungsgrenzfrequenz ω'_{g1} um den Verschiebungsfaktor $\eta'_1 = 1/0{,}35 = 2{,}87$ höher als ω_g gelegt werden. Im Fall des Verstärkungsverlustes 1,0 dB ist $\eta = 0{,}51$; mithin hat der Verschiebungsfaktor η'_2 den Wert $1/0{,}51 = 1{,}96$ und die Dimensionierungsgrenzfrequenz den Wert $\omega'_{g2} = 1{,}96\,\omega_g$. Schließlich ergibt sich für den dritten Fall mit 1,5 dB Verstärkungsverlust bei $\eta = 0{,}64$ ein Verschiebungsfaktor von $\eta'_3 = 1{,}56$ und eine Dimensionierungsgrenzfrequenz von $\omega'_{g3} = 1{,}56\,\omega_g$.

Handelt es sich um Tiefpässe, also um Schaltungen, die den Frequenzbereich nach oben begrenzen und demgemäß eine obere Grenzfrequenz haben, so muß die jeweilige Dimensionierungsgrenzfrequenz um den Verschiebungsfaktor η' weiter nach oben geschoben werden. Handelt es sich um Hochpässe, also um Schaltungen, die den Frequenzbereich unten begrenzen und demgemäß eine untere Grenzfrequenz haben, so muß die Dimensionierungsgrenzfrequenz um den Verschiebungsfaktor η' nach unten geschoben werden.

Die Verschiebung der Dimensionierungsgrenzfrequenz von der verlangten Grenze ω_g weg bedeutet praktisch, daß man die Schaltung weiterhin von der verlangten Grenzfrequenz ω_g aus bemißt. Die Blindwiderstände – gegebenenfalls auch die Wirkwiderstände – müssen dann aber um den Verschiebungsfaktor η' vergrößert oder verkleinert werden, je nachdem, ob die Grenzfrequenz ω_g' kleiner oder höher beziehungsweise die Zeitkonstante größer oder kleiner werden soll. Im *Bild 121* ist der Verschiebungsfaktor η', der also jeweils ein Vergrößerungs- oder Verkleinerungsfaktor sein kann, in Abhängigkeit von dem zulässigen Verstärkungsverlust der einzelnen kritischen Stelle in dB grafisch dargestellt.

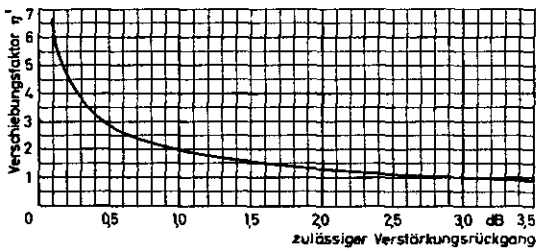


Bild 121. Verschiebungsfaktor η' der für die Dimensionierung maßgebenden Grenzfrequenz ω' in Abhängigkeit vom Verstärkungsrückgang, den die einzelne kritische Schaltungsstelle an der Übertragungsgrenze ω_g erleiden darf

Beispiel 17

Ein Verstärker habe vier gleichkritische Stellen. Um welchen Faktor müssen die Blindwiderstände größer oder kleiner sein, als es dem herkömmlichen Ansatz $X = R$ entspricht?

Bei gleicher Bemessung darf jede kritische Stelle nur einen Verstärkungsverlust von 3 dB : 4 = 0,75 dB bringen. Dies ist der Fall, wenn die Verlustwiderstände nach *Bild 115* um den Faktor $1/\eta = 1/0{,}44 = 2{,}27$ größer oder gegebenenfalls kleiner als nach der herkömmlichen Bemessung ausgewählt werden; dasselbe Ergebnis liefert *Bild 121*.

Beispiel 18

Der Koppelkondensator einer *RC*-gekoppelten Verstärkerstufe soll so bemessen werden, daß er bei einer Frequenz von 40 Hz und einem Gitterwiderstand der folgenden Röhre von $R_g^* = 680$ kΩ höchstens einen Verstärkungsverlust von 1 dB gegenüber der Bandmitte verursacht. Wie groß muß seine Kapazität C_K gewählt werden?

Bei herkömmlicher Bemessung nach Gl. (74)

$$C_{K\,\mathrm{erf}} = \frac{1}{\omega_u R_g^*}$$

würde der Kondensator, wenn man 40 Hz als Grenzfrequenz ansieht, eine Kapazität von

$$C_K = \frac{1}{2\pi \cdot 40\,\mathrm{s}^{-1} \cdot 680 \cdot 10^3\,\Omega} \approx 5{,}85\,\mathrm{nF}$$

erhalten. Damit er bei dieser Frequenz statt 3 dB nur 1 dB Verstärkungsrückgang verursacht, muß er nach *Bild 121* um den Faktor $\eta' \approx 2$ größer sein, also eine Kapazität von etwa 12 nF erhalten.

Beispiel 19

In einem zweistufigen, *RC*-gekoppelten Verstärker mit Ausgangsübertrager nach *Bild 122* sind hinsichtlich der tiefsten Frequenz fünf kritische Stellen vorhanden, nämlich zweimal die Katodenkombination (*1* und *2*), zweimal die *RC*-Koppelschaltung (*3* und *4*) und einmal die Querinduktivität L_1 des Ausgangsübertragers (*5*). Die beiden Katodenkombinationen bringen, wenn man sie nach Gl. (56) und (57) bemißt, an der unteren Grenze je 5% oder rund 0,5 dB Verstärkungsverlust. Läßt man für die nicht übermäßig kostspielige Bemessung der beiden Koppelschaltungen *3* und *4* je 0,3 dB Verlust zu, so darf der Ausgangsübertrager, der stets ein teures Bauelement ist, statt wie bisher 3 dB nur noch 1,4 dB Spannungsverlust an der unteren Übertragungsgrenze haben. Demgemäß muß nach *Bild 121* jeder Koppelkondensator um den Faktor 3,8 und die Querinduktivität L_1 des Übertragers um den Faktor 1,6 größer gemacht werden, als es den normalen Berechnungsformeln entspricht.

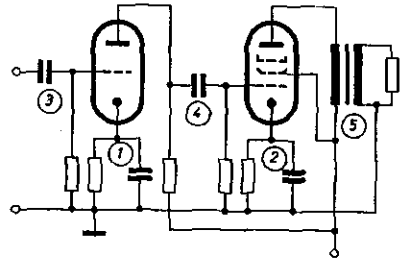


Bild 122. Schaltung eines zweistufigen Verstärkers mit Ausgangsübertrager und Markierung der für die Lage der unteren Grenzfrequenz kritischen Schaltungsstellen

3. Übertragerkopplung

An Stelle der *RC*-Kopplung kann zur gleichstrommäßigen Trennung zweier aufeinanderfolgender Röhrenstufen auch ein Übertrager genommen werden (*Bild 123*).

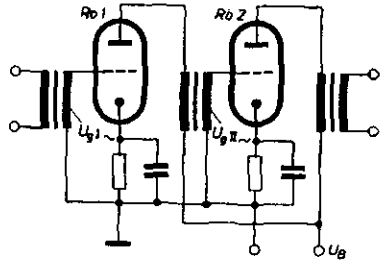


Bild 123. Prinzipschaltbild eines Verstärkers mit Übertragerkopplung

Die Übertragerkopplung zeigt folgende Vorteile: 1) Durch günstige Wahl des Übersetzungsverhältnisses kann die Spannungsverstärkung der einzelnen Röhrenstufe

höher getrieben und dabei eventuell eine Röhrenstufe eingespart werden. 2) Der Übertrager mit seinen im allgemeinen kleinen ohmschen Wicklungswiderständen gestattet die Einstellung eines fast senkrecht über der Batteriespannung U_B liegenden Arbeitspunktes. Er bietet damit die Möglichkeit, bei kleiner Speisespannung im geradlinigen Kennlinienteil hohe Verstärkungen zu erzielen. Als Nachteile sind der größere Materialaufwand, der größere Raumbedarf, die damit verbundenen höheren Kosten und vor allem das gegenüber der RC-Kopplung kleinere übertragbare Frequenzband zu nennen. Nur dort, wo die geforderte obere Grenzfrequenz unterhalb 7···10 kHz liegt, können eventuell Übertrager eingesetzt und ihre Vorzüge wirklich ausgenutzt werden.

Der Grund für die niedrige obere Grenzfrequenz liegt darin, daß die dynamische Eingangskapazität C_{dyn} der nachfolgenden Röhre auf der Primärseite des Übertragers mit dem Wert $C_{dyn}/\ddot{u}^2$ erscheint. Das gleiche gilt für die sekundäre Wicklungskapazität C_2, die auf die Primärseite bezogen den Wert $C_2/\ddot{u}^2$ hat. Das $\ddot{u}^2$ steht hier im Nenner, weil der kapazitive Widerstand proportional $1/C$ ist. Da $\ddot{u}$ bei einem Zwischenübertrager immer kleiner als Eins ist, bedeutet dies, daß die in der Ersatzschaltung wirksam werdende Gesamtkapazität C, bestehend aus der primären Wicklungskapazität C_1 und der transformierten sekundärseitigen Kapazität $C_2 + C_{dyn}$, größer wird, und zwar um so größer, je höher man die Spannung hinaufzutransformieren beabsichtigt. Es ist

$$C = C_1 + \frac{C_2 + C_{dyn}}{\ddot{u}^2} \tag{87}$$

Wie die Ersatzschaltung im *Bild 124* verständlich macht, wird durch den großen Wert von C die Lage der oberen Grenzfrequenz ungünstig beeinflußt.

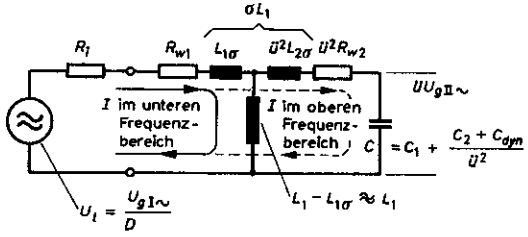


Bild 124. Ersatzschaltung einer übertragergekoppelten Verstärkerstufe

Läßt man die Streuresonanz zwischen der Streuinduktivität σL_1 und der Kapazität C zunächst außer Betracht, so erhält man aus dem Ansatz

$$\frac{1}{\omega_o C} = R_i + R_{w1} + \ddot{u}^2 R_{w2}$$

für die obere Grenzfrequenz den Wert

$$\omega_o = \frac{1}{(R_i + R_{w1} + \ddot{u}^2 R_{w2})C} \tag{88}$$

Diese Beziehung gilt nur, wenn die Streuung des Übertragers verschwindend klein ist. In Wirklichkeit übt sie jedoch zusammen mit der Kapazität C einen sehr entscheidenden Einfluß auf den Frequenzgang aus. Sie bildet mit C einen Reihenschwingkreis, von dem die über C liegende Spannung abgenommen und an das Gitter der nächsten Röhre weitergegeben wird. Die Resonanzfrequenz ω_r dieses Schwingkreises errechnet sich aus

$$\omega_r = \frac{1}{\sqrt{\sigma L_1 C}} \tag{89}$$

Hierin stellt σ den Streufaktor des Übertragers dar. Je nach dem Verhältnis der Resonanzfrequenz ω_r zur oberen Frequenz ω_o (Gl. 88) ergeben sich Frequenzgänge, wie sie im Prinzip im *Bild 125* dargestellt sind. Die Resonanzspannungen sind nicht

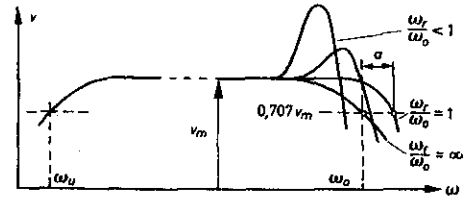


Bild 125. Frequenzgang eines Verstärkers mit Übertragerkopplung unter Berücksichtigung der Resonanz zwischen Streuinduktivität und wirksamer Kapazität

sehr hoch, da der Schwingkreis durch den Innenwiderstand der speisenden Röhre und die Wicklungswiderstände verhältnismäßig stark bedämpft ist. Durch zusätzliche Bedämpfung können die Resonanzstellen noch weiter verflacht werden. Unter Umständen läßt sich dadurch der Übertragungsbereich, wie im *Bild 125* für den Fall $\omega_r/\omega_o = 1$ angedeutet ist, um den Bereich a erweitern [9; 10]. Dennoch sollte man versuchen, da eine Resonanzstelle stets eine stärkere Ungleichförmigkeit in den Phasengang bringt und Störungen durch Einschwingvorgänge bei plötzlichen Spannungssprüngen verursacht, durch streuarmes Wickeln des Übertragers die Streuresonanz möglichst ganz zu unterbinden.

Im mittleren Frequenzgebiet herrscht, da der Übertrager praktisch leerläuft, die Verstärkung

$$v_m = \frac{U_{g\,II\sim}}{U_{g\,I\sim}} = \frac{1}{D\,\ddot{u}}$$

Die tiefste übertragbare Frequenz hängt nach *Bild 124* von der Größe der Induktivität L_1 ab. Auch im unteren Frequenzbereich arbeitet der Übertrager praktisch im Leerlauf, weil die kapazitive Belastung $1/\omega C$ hier außerordentlich hochohmig ist. Die untere Grenzfrequenz ω_u liegt dort, wo $\omega_u L_1 = R_i + R_{w1} \approx R_i$ ist, also bei

$$\omega_u = \frac{R_i + R_{w1}}{L_1}$$

Man erkennt, je weiter die untere Übertragungsgrenze herabgesetzt werden soll, um so größer muß L_1 gemacht werden. L_1 wächst außerdem mit der Höhe des Innenwiderstandes der speisenden Röhre. Dies bedingt, daß die Übertragerkopplung praktisch nur in Triodenschaltungen angewendet werden kann.

4. Drossel/Übertrager-Kopplung

Übertrager, die vom Gleichstrom einer Röhre durchflossen werden, sind im Kern mit einem Luftspalt ausgerüstet, um die Induktivität unabhängig von der Gleichstromdurchflutung konstantzuhalten. Der Luftspalt vergrößert die Streuung und

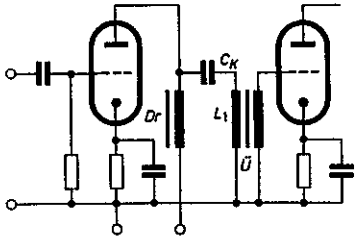


Bild 126. Prinzipschaltung einer Drossel/Übertrager-Kopplung

erniedrigt damit die obere Grenzfrequenz der Schaltung. Übertrager mit Luftspalt benötigen auch wegen des kleineren A_L-Wertes erheblich höhere Windungszahlen. Da dies meistens mit einer Vergrößerung der Wicklungskapazität verknüpft ist, findet von hier aus durch die stärker werdende Streuresonanz eine weitere Herabsetzung der oberen Grenzfrequenz statt.

Darf nun der Absolutwert der Streuinduktivität einen bestimmten, durch die Erzielung einer vorgeschriebenen oberen Grenzfrequenz festgelegten Wert nicht überschreiten, so muß die Drossel/Übertrager-Kopplung angewendet werden (*Bild 126*). Im Anodenkreis einer solchen Schaltung liegt eine Drossel *Dr*. Die eigentliche Transformation geschieht mit Hilfe des Übertragers *Ü*. Er ist durch den Trennkondensator C_K gegen den Anodengleichstrom abgeblockt und kann daher ohne Luftspalt, das heißt bei geschicktem Wickelaufbau mit geringer Streuung und Kapazität, ausgeführt werden. Die Drossel *Dr* läßt sich verhältnismäßig leicht so bemessen, daß ihr Scheinwiderstand selbst bei den tiefsten zu übertragenden Frequenzen noch groß gegenüber dem Widerstand der Primärwicklung des Übertragers ist.

Durch geschickte Wahl des Kopplungskondensators läßt sich darüber hinaus zwischen C_K und L_1 eine Reihenresonanz

$$\omega_r = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_K}}$$

herstellen, die zur Anhebung der tiefen Frequenzen ausgenutzt werden kann. *Bild 127* zeigt den grundsätzlichen Verlauf einer solchen „Resonanzentzerrung".

Diese Schaltung hat natürlich hinsichtlich des Materialaufwandes große Nachteile. Dennoch findet man sie heutzutage in Studiogeräten, allerdings nicht zwischen zwei Röhren wie im *Bild 126*, sondern in der Ausgangsschaltung (Rundfunkstudio-Verstärker „V 72"), wo man sowieso nicht ohne Übertrager auskommt.

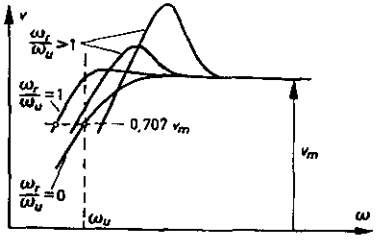


Bild 127. Resonanzentzerrung tiefer Frequenzen mit Hilfe der Drossel/Kondensator/-Übertrager-Kopplung

5. Drosselkopplung

Die reine Drosselkopplung nach *Bild 128* ergibt sich als Grenzfall der Übertragerkopplung, wenn die Höhe der oberen Grenzfrequenz oder die Größe von R_i nur ein Übersetzungsverhältnis um $\ddot{u} = 1$ zuläßt. Sie ähnelt der *RC*-Kopplung, weist ihr gegenüber aber den Vorteil auf, daß sie nur geringe Gleichspannungsverluste verursacht und damit bei kleiner Speisespannung U_B einen günstigen Arbeitspunkt im Kennlinienfeld einzustellen gestattet. Der „*LC*-Ausgang" mancher Abhör- und reiner NF-Spannungsverstärker ist in dieser Weise aufgebaut.

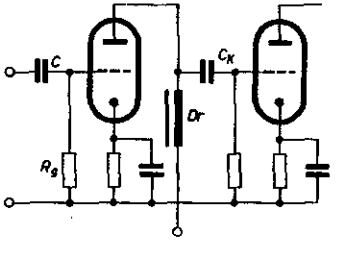


Bild 128. Drossel- oder *LC*-Kopplung

6. Eingangsschaltung eines NF-Verstärkers

Die Ausführung der Eingangsschaltung eines NF-Verstärkers hängt von verschiedenen Faktoren ab. Eine große Rolle spielt das Rauschproblem; hinzu kommen Überlegungen hinsichtlich der Brummempfindlichkeit und der Übersteuerung der Eingangsschaltung. Mitentscheidend ist außerdem die Abstimmung des Eingangswiderstandes des Verstärkers auf den Innenwiderstand der Signalquelle. Es gibt Fälle, wie zum Beispiel bei Leitungsverstärkern, in denen exakte Anpassung gefordert wird. In anderen Fällen, so etwa bei Röhrenvoltmetern oder Verstärkern für Kristallmikrofone und Kristalltonabnehmer, soll der Verstärkereingang mög-

lichst hochohmig sein, damit er die Signalquelle minimal belastet. Hier wird der einfache CR_g-Eingang (wie zum Beispiel im *Bild 128*) benutzt. Die an sich sehr hochohmige „Katodenverstärkerstufe" (Abschnitt B. IV. 3.) scheidet in NF-Geräten meistens aus, weil sie wegen des nicht kapazitiv überbrückten Katodenwiderstandes leicht ein zu starkes Isolationsbrummen zeigt.

Ist der Signalgenerator sehr niederohmig, so kann man einen hochübersetzenden Eingangsübertrager verwenden. Sein Übersetzungsverhältnis wird bei Trioden als Eingangsröhren, die den Vorzug eines geringen Rauschens, aber den Nachteil einer größeren dynamischen Eingangskapazität haben, maximal zu etwa 1 : 15 gewählt. Höher läßt sich die Übersetzung wegen des ungünstigen Einflusses von C_{dyn}, genauer der im Ersatzschaltbild wirksamen Kapazität $C_{dyn}/\ddot{u}^2$, auf die obere Grenzfrequenz der Eingangsschaltung nicht treiben.

Bei Pentoden kann und muß man mit $\ddot{u}$ auf etwa 1 : 20 bis 1 : 30 gehen. Das größere Übersetzungsverhältnis ist hier möglich, da die dynamische Eingangskapazität von Mehrgitterröhren nach *Tabelle 4* kleiner als die der Trioden ist. Da Mehrgitterröhren ein stärkeres Rauschen zeigen, ist es zudem dringend erforderlich, die Eingangsnutzspannung möglichst hoch hinaufzutreiben, um ein brauchbares Nutz-/Störgeräusch-Verhältnis herauszubekommen.

Im Studiobetrieb sind den NF-Verstärkern meistens 200-Ω-Kabelleitungen als Verbindungsschnüre zu den Mikrofonen vorgeschaltet. Nach *Bild 129* gilt dies sowohl für den Anschluß der sehr niederohmigen Tauchspulmikrofone als auch für den der Kondensatormikrofone, deren erste Verstärkerröhre dicht beim eigentlichen Mikrofon in das Sprechkapselgehäuse eingebaut ist und über einen Ausgangsübertrager auf eine 200-Ω-Leitung arbeitet.

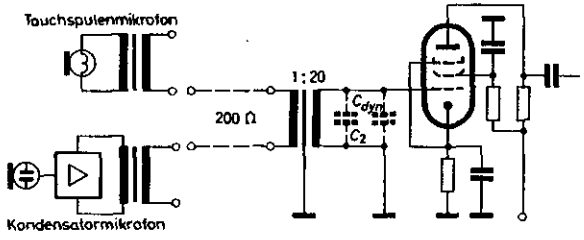


Bild 129. 200-Ω-Übertragereingang eines Studioverstärkers

Die Niederohmigkeit der Primärseite dieser Eingangsübertrager und die Gleichstromfreiheit ihrer Wicklungen bedingen, daß man mit verhältnismäßig kleinen Blechkernen vom Typ M 42 auskommt und dennoch die für eine untere Grenzfrequenz von 30···40 Hz erforderliche Induktivität L_1 erreicht. Nach der im *Bild 130* gezeichneten Ersatzschaltung des Übertragereingangs eines Studioverstärkers muß der 200-Ω-Übertrager eine Primärinduktivität erhalten von

$$L_1 \approx \frac{R_i}{\omega_u} = \frac{200\,\Omega}{2\pi\,30\,s^{-1}} \approx 1\,H$$

Teilt man die Primär- und Sekundärwicklung je in zwei Teile und schachtelt man die primären und sekundären Teilwicklungen wechselweise ineinander, so kann damit gerechnet werden, daß die Streuung auf $\sigma \approx 0{,}5\,\%$ zurückgeht. Die Streuinduktivität hat dann einen Wert von $\sigma L_1 \approx 0{,}005 \cdot 1\,H = 0{,}005\,H$. Unter Benutzung eines besonders hochwertigen Kernblechmaterials – zum Beispiel Mumetall mit seiner sehr großen Anfangspermeabilität – wird man bei einem Kerntyp M 42 mit so kleinen Windungszahlen auskommen, daß die primären und sekundären

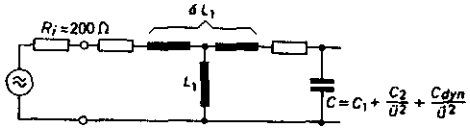


Bild 130. Ersatzschaltung des Eingangsübertragers eines Verstärkers

Wickelkapazitäten bei etwa $C_1 \approx C_2 \approx 40\,pF$ liegen werden. Nach Gl. (87) nimmt die resultierend wirksame Kapazität, wenn man bei Verwendung einer EF 86 oder EF 804 die dynamische Eingangskapazität im Mittel mit 15 pF in Rechnung setzt, einen Wert an von

$$C = C_1 + \frac{C_2 + C_{dyn}}{\ddot{u}^2} = 40 + \frac{40 + 15}{(1/20)^2} = 22\,040\,pF$$

Hiermit errechnet sich die Reihenresonanz zwischen σL_1 und C zu

$$f_r = \frac{1}{2\pi}\,\frac{1}{\sqrt{\sigma L_1 C}} = \frac{1}{2\pi}\,\frac{1}{\sqrt{0{,}005\,H \cdot 22\,040 \cdot 10^{-12}\,F}} = 15\,200\,Hz$$

Bei sehr vorsichtiger Kalkulierung und Auslegung des Eingangsübertragers erreicht man also gerade, daß die obere Resonanzstelle, die auch etwa gleich der oberen Grenzfrequenz des Übertragers ist, den Wert annimmt, den man für Qualitätsverstärker verlangen muß.

7. Verstärkerausgang

a) Aufgabe und Schaltung der Ausgangsstufe

Im Gegensatz zu den Eingangs- und Zwischenstufen eines Verstärkers, die hohe Spannungsverstärkungsziffern aufweisen sollen, wird von der Endstufe die Abgabe einer möglichst großen Wechselstromleistung verlangt. Die „Verstärkung" der Endstufe, das Verhältnis der Ausgangsspannung zur Eingangsspannung, ist ohne besondere Bedeutung. Gleichzeitig mit der Abgabe einer großen Wechselstromleistung, die automatisch eine große Aussteuerung der Endröhre bedingt, soll der Klirrfaktor einen bestimmten Wert nicht überschreiten. Für Studio- und Hi-Fi-Geräte werden Klirrfaktoren unter 0,5% verlangt, und zwar bei der Nennleistung und den Frequenzen 40 Hz, 1000 Hz und 10 kHz. In normalen Übertragungs-

anlagen für Sprache und Musik sowie in Rundfunkgeräten soll der Klirrfaktor möglichst unter 3% bleiben. Diese scharfen Bedingungen lassen sich praktisch nur durch weitgehende Anwendung der Gegenkopplungstechnik (Abschnitt B. III. 8.) erfüllen. Ein weiteres Problem bei der Bemessung der Ausgangsstufe besteht darin, die Wechselstromleistung mit möglichst gutem Wirkungsgrad, also mit möglichst kleiner Batterie- und Anodenverlustleistung zu erzeugen. Dieser Punkt rückt um so mehr in den Vordergrund, je höher die Ausgangsleistung ist.

Schaltungsmäßig unterscheidet man zwei Ausführungsformen der Ausgangsstufe: die einfache Endstufe und die Gegentaktendstufe (*Bild 131*). Aufgabenmäßig wird zwischen End- oder Kraftverstärkern und Sendeverstärkern unterschieden.

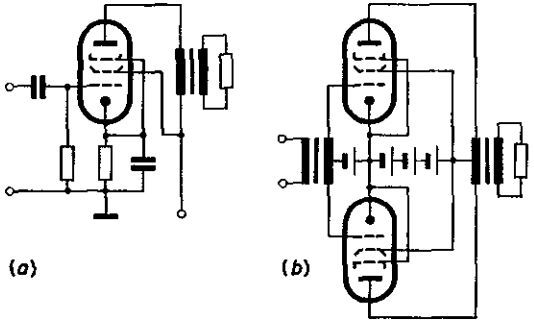


Bild 131. Prinzipschaltungen des Verstärkerausganges.
(a) Einfache Endstufe; (b) Gegentaktendstufe

Der Endverstärker soll breite Frequenzbänder übertragen; er darf nur einen kleinen Klirrfaktor haben. Bei der Breite des Frequenzbandes würden nichtlineare Verzerrungen zur Ausbildung einer großen Anzahl mitten in den Übertragungsbereich fallender und stark störender Kombinationstöne führen. Endverstärker werden im Gegensatz zum Sendeverstärker nicht ins Gebiet positiver Gitterspannungen und nach Möglichkeit nicht in das Gitteranlaufgebiet ausgesteuert. Je nach der Höhe der geforderten Leistung wird entweder die einfache Endstufe oder eine der Gegentakt-A-, -B-, -AB- oder -D-Schaltungen benutzt. Daraus, daß eine einzelne Röhre EL 34 optimal etwa 11 W, eine EL 42 etwa 7 W, eine EL 84 etwa 5,7 W und eine EL 41 etwa 3,9 W abzugeben imstande ist, läßt sich folgern, daß man bei Wechselstromleistungen bis rund 10 W mit der einfachen Endstufe auskommt. Bei größeren Leistungen hingegen muß man zu Gegentaktschaltungen übergehen. Die Definition der Leistungsangabe ist noch nicht endgültig genormt. Es wird angestrebt, festzulegen, daß ein Verstärker imstande sein muß, seine Nennleistung zehn Minuten lang als Sinustondauerleistung abzugeben. Die Nennleistung soll dabei nicht nur in der Mitte, sondern auch an den Grenzen des Übertragungsbereiches zur Verfügung stehen.

Der Sendeverstärker dient dazu, die bei der Abstrahlung hochfrequenter Energien benötigten Leistungen aufzubringen, die sich zur Größenordnung von einigen 100 kW erstrecken. Hier ist die Wirtschaftlichkeit der Energieerzeugung am wichtigsten; es geht nicht an, daß ein Sendeverstärker von zum Beispiel 100 kW Leistung einen Wirkungsgrad von nur 50% hat. Er würde dann an den Anoden seiner Endstufe die gleiche Leistung, nämlich 100 kW, in Wärme umsetzen und abgeben. Die Forderung nach einem hohen Wirkungsgrad bedingt, daß der Sendeverstärker bis ins Gebiet positiver Gitterspannungen ausgesteuert wird. Als Folge davon treten starke Gitterströme und Anodenstromverzerrungen auf. Die Stromverzerrungen können sich hier jedoch nicht stark störend auswirken, da der Verstärker nur ein relativ schmales, sehr hoch gelegenes Frequenzgebiet (Sendefrequenz + 2 Seitenbänder) zu übertragen hat und deshalb im Anodenkreis einen abgestimmten, schmalbandigen Schwingkreis verwendet. Er verhindert, daß sich die Stromverzerrungen auf die Schwingkreisspannungen und damit auf die Antenne übertragen, denn der Klirrfaktor einer Schwingkreisspannung ist immer nur ein Bruchteil des Klirrfaktors des Schwingkreisstromes.

Auch der Sendeverstärker kann je nach der Höhe der abzugebenden Leistung mit einer einfachen oder einer Gegentaktendstufe ausgerüstet werden. Im folgenden wird nur der Endverstärker genauer untersucht. Die Bemessung eines Sendeverstärkers muß, da sie größen- und problemmäßig zu stark von allem Bisherigen abweicht, der Spezialliteratur entnommen werden [4; 11].

b) Einfache Endstufen im A-Betrieb

α) Bemessung des Ausgangsübertragers

Die Bestimmung der einer Röhre maximal entnehmbaren Wechselstromleistung soll erst bei der Behandlung der Gegentaktschaltungen erfolgen. Die Erzeugung dieser Leistung bedingt auf jeden Fall eine derartig weite Aussteuerung der Kennlinien über ihren geradlinigen Teil hinaus, daß dabei große Verzerrungen auftreten. Bei einer einfachen Endstufe für breite Frequenzbänder muß in den meisten Fällen ein Kompromiß zwischen möglichst großer Leistungsabgabe und günstigem Klirrfaktor geschlossen werden. Die Abwägung ergibt, daß man bei Trioden den Außenwiderstand etwa gleich dem Drei- bis Vierfachen des Innenwiderstandes zu machen hat. Bei Pentoden gibt es einen bestimmten optimalen Außenwiderstand, für den der Klirrfaktor ein Minimum wird und der gleichzeitig in bezug auf die Leistung günstige Verhältnisse aufweist. Dieser optimale Widerstand $R_{a\,opt}$ wird in erster Näherung durch das Verhältnis der Anodengleichspannung zum Anodengleichstrom festgelegt. Seinen genauen Wert entnimmt man zweckmäßigerweise den Röhrentabellen. Da der eigentliche Verbraucher meistens nicht von sich aus schon den optimalen Widerstandswert besitzt, muß er mit einem passend dimensionierten Ausgangsübertrager erzeugt werden. Die Berechnungsunterlagen und Schaltungseigenschaften eines solchen Ausgangsübertragers sollen im folgenden noch einmal kurz zusammengefaßt dargestellt werden. Die genaue Theorie und Wirkungsweise eines Übertragers sind ausführlich im Teil G. I. und II. des I. Bandes behandelt worden.

Den Ausgangspunkt für den Übertragerentwurf bildet die Ersatzschaltung der Ausgangsstufe. Sie ist im *Bild 132* wiedergegeben. Der linke Teil zeigt die Ersatzschaltung der Röhre, die aus einem Generator mit der Leerlaufspannung $U_i = U_{g\sim}/D = \mu U_{g\sim}$ und einem Widerstand vom Wert R_i des Röhreninnenwiderstandes be-

steht. Der mittlere Teil stellt die Ersatzschaltung des eigentlichen Übertragers dar. Sie enthält den primären Wicklungswiderstand R_{w1} und den mit $\ddot{u}^2$ auf die Primärseite bezogenen sekundären Wicklungswiderstand $\ddot{u}^2 R_{w2}$. Sofern den beiden Wicklungen jeweils der gleiche Wickelraum zur Verfügung steht, ist $\ddot{u}^2 R_{w2}$ annähernd gleich R_{w1}. Bei der ersten Entwurfsrechnung kann man daher, solange man die

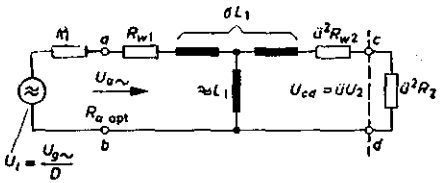


Bild 132. Ersatzschaltung der Endstufe mit Ausgangsübertrager

Wicklungen drahtstärkenmäßig noch nicht festgelegt hat, die gesamten Wicklungswiderstände gleich 2 R_{w1} setzen. Die maximal zulässige Größe von R_{w1} richtet sich einmal nach den zulässigen Wechselspannungsverlusten und zum anderen nach dem zulässigen Gleichspannungsfall ΔU_{a-} in der Primärwicklung. Nach Abschnitt G.II.2.b.β) des I. Bandes muß bei einem zulässigen Wechselspannungsverlust von p%

$$R_{w1\,max} \leqq p\, R_{a\,opt} \tag{90}$$

sein. Zugleich muß R_{w1} die Bedingung

$$R_{w1\,max} \leqq \frac{\Delta U_{a-}}{I_{a-}} \tag{91}$$

erfüllen. Der zulässige Wechselspannungsverlust liegt meistens in der Größenordnung von $p = 10 \cdots 15$%; als Gleichspannungsfall ist je nach der Höhe der zur Verfügung stehenden Batteriespannung ein Wert von $\Delta U_{a-} = 20 \cdots 30$ V zulässig. Der kritischere der beiden R_{w1}-Werte aus Gl. (90) und (91) wird der Berechnung zugrunde gelegt.

Übersetzungsverhältnis

Beim Entwurf des Übertragers wird zunächst das Übersetzungsverhältnis $\ddot{u} = w_1/w_2$ bestimmt. Es ergibt sich aus der Anpassungsbedingung, genauer aus der Forderung, daß die Röhre an den Eingangsklemmen $a\,b$ des Übertragers einen Widerstand von $R_{a\,opt}$ vorfinden muß, wenn sie mit kleinen Verzerrungen arbeiten soll. Man wählt

bei Trioden $\quad R_{a\,opt} \approx 3 \cdots 4\, R_i$

bei Pentoden $\quad R_{a\,opt} \approx \frac{U_{a-}}{I_{a-}}$

Die Anpassung kann exakt immer nur in der Mitte des Übertragungsbereiches, also in dem Frequenzbereich, in dem weder die Querinduktivität L_1 noch die Streuung σL_1 eine Rolle spielt, vorgenommen werden. Folglich läßt sich zur Berechnung von $\ddot{u}$ die Ersatzschaltung im *Bild 132* in die vom *Bild 133* vereinfachen. Da die Verlustwiderstände in ihrer zulässigen Größe bekannt sind, können sie bei der Ermittlung von $\ddot{u}$ mitberücksichtigt werden. Aus *Bild 133* liest man ab

$$R_{a\,opt} = 2\, R_{w1} + \ddot{u}^2\, R_2$$

Hieraus folgt

$$\ddot{u} = \sqrt{\frac{R_{a\,opt} - 2\, R_{w1}}{R_2}} \tag{92}$$

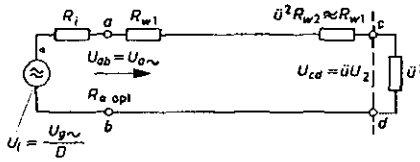


Bild 133. Vereinfachte Ersatzschaltung der Endstufe zur Ermittlung des Übersetzungsverhältnisses $\ddot{u}$ und der Verstärkung v_m in der Mitte des Übertragungsbereiches

Verstärkung v_m in der Mitte des Übertragungsbereiches

Aus der Ersatzschaltung im *Bild 133* ergibt sich unter Benutzung der Spannungsteilerregel hinsichtlich der Anodenwechselspannung

$$U_{a\sim} = U_i \frac{R_{a\,opt}}{R_i + R_{a\,opt}} = \frac{U_{g\sim}}{D} \frac{R_{a\,opt}}{R_i + R_{a\,opt}}$$

und hinsichtlich der sekundären Ausgangsspannung U_2 zunächst

$$U_{cd} = \ddot{u}\, U_2 = U_i \frac{\ddot{u}^2\, R_2}{R_i + R_{a\,opt}} = \frac{U_{g\sim}}{D} \frac{\ddot{u}^2\, R_2}{R_i + R_{a\,opt}}$$

und hieraus

$$U_2 = \frac{1}{\ddot{u}} \frac{U_{g\sim}}{D} \frac{\ddot{u}^2 R_2}{R_i + R_{a\,opt}} \tag{93}$$

Aus Gl. (93) folgt hinsichtlich der Verstärkung v_m der Endstufe

$$v_m = \frac{U_2}{U_{g\sim}} = \frac{\ddot{u}\, R_2}{D(R_i + R_{a\,opt})} = \ddot{u}\, S \frac{R_i R_2}{R_i + R_{a\,opt}} \tag{94}$$

Gl. (93) und (94) gelten nur unter der Bedingung, daß der Verstärker nicht übersteuert, das heißt das Kennlinienfeld der Röhre in seinem linearen Teil ausgesteuert wird. Nutzt man die von den Röhrenfirmen in den Röhrentabellen angegebene, maximal mögliche Wechselstromleistung $P_\sim$ voll aus, sind die Kennlinienverzerrungen meistens schon so groß, daß die angegebenen Formeln, die auf der Konstanz der Kennwerte basieren, zu falschen Resultaten führen. Hier geht man besser von der maximalen Betriebsleistung $P_\sim$ der Röhre aus und berechnet aus ihr und dem Anodenwiderstand $R_{a\,opt}$ die betriebliche Anodenwechselspannung $U_{a\sim}$. Sie ist

identisch mit der Primärspannung U_1 des Ausgangsübertragers. Formelmäßig gilt also

$$U_{a\sim} = U_1 = \sqrt{P_\sim R_{a\,\mathrm{opt}}}$$

Mit diesem Wert von U_1 und dem Satz, daß sich in einer Reihenschaltung die Spannungen wie die zugehörigen Widerstände verhalten, wird

$$\ddot{u}\,U_2 = \frac{\ddot{u}^2 R_2}{R_{a\,\mathrm{opt}}} U_1 = \ddot{u}^2 R_2 \sqrt{\frac{P_\sim}{R_{a\,\mathrm{opt}}}}$$

oder

$$U_2 = \frac{\ddot{u} R_2}{R_{a\,\mathrm{opt}}} U_1 = \ddot{u} R_2 \sqrt{\frac{P_\sim}{R_{a\,\mathrm{opt}}}}$$

beziehungsweise

$$v_m = \frac{U_2}{U_{g\sim}} = \frac{\ddot{u} R_2}{R_{a\,\mathrm{opt}}} \frac{U_1}{U_{g\sim}} = \ddot{u} R_2 \sqrt{\frac{P_\sim}{R_{a\,\mathrm{opt}}}} \frac{1}{U_{g\sim}}$$

Erforderliche Induktivität L_1 und untere Grenzfrequenz f_u

Der Übertragungsbereich der Endstufe wird nach den tiefen Frequenzen hin durch die Querinduktivität begrenzt. L_1 schließt mit abnehmender Frequenz die Klemmen $a\,b$ immer stärker kurz. Einen Anhaltspunkt für die erforderliche Größe von L_1 gewinnt man aus einer kleinen Umzeichnung der Hauptersatzschaltung im *Bild 132* in die des *Bildes 134 (a)*. Die Streuinduktivität ist hierbei vernachlässigt, da sie erst bei hohen Frequenzen zu wirken beginnt. Die Grenzfrequenz ω_u liegt dort, wo der Blindwiderstand $\omega_u L_1$ gleich einem bestimmten Wirkwiderstand ist. Um ihn angeben zu können, wird *Bild 134 (a)* so in *Bild 134 (b)* umgezeichnet, daß L_1 für sich

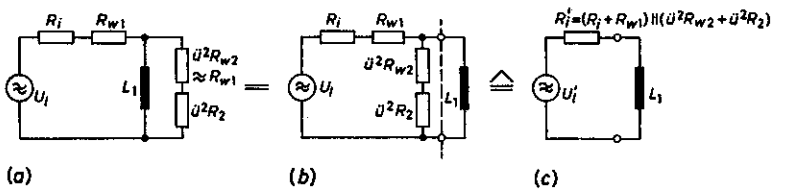


Bild 134 (a bis c). Ersatzschaltung der Endstufe zur Ermittlung der unteren Grenzfrequenz oder erforderlichen Primärinduktivität L_1

allein steht. Dann wird die links der gestrichelten Trennlinie befindliche Schaltung durch eine neue Ersatzspannungsquelle mit einem neuen Innenwiderstand R_i' ersetzt (*Bild 134c*). Nach den Regeln über die Aufstellung von Ersatzspannungsquellen ist

$$R_i' = \frac{(R_i + R_{w1})\cdot(\ddot{u}^2 R_{w2} + \ddot{u}^2 R_2)}{R_i + R_{a\,\mathrm{opt}}} \tag{95}$$

Aus *Bild 134(c)* liest man ab, daß bei gegebener Primärinduktivität $L_{1\,\mathrm{vorh}}$ die untere Grenzfrequenz liegt bei

$$\omega_u = \frac{R_i'}{L_{1\,\mathrm{vorh}}} \tag{96}$$

beziehungsweise bei vorgeschriebener unterer Grenzfrequenz eine Induktivität erforderlich ist von

$$L_{1\,\mathrm{erf}} = \frac{R_i'}{\omega_u} \tag{97}$$

Zulässige Streuung σ und obere Grenzfrequenz f_o

Die zulässige Streuung oder die obere Grenzfrequenz der Ausgangsstufe wird bestimmt, indem man die Hauptersatzschaltung im *Bild 132* unter Fortlassung der Querinduktivität L_1 in die Ersatzschaltung vom *Bild 135* umzeichnet. Hier steht dem induktiven Widerstand $\omega(\sigma L_1)$ die Summe der Wirkwiderstände gegenüber.

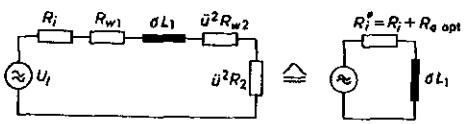


Bild 135. Ersatzschaltung der Endstufe zur Ermittlung der oberen Grenzfrequenz oder zulässigen Streuung

Die Bereichsgrenze liegt dort, wo

$$\omega_o(\sigma L_1) = R_i + R_{w1} + \ddot{u}^2 R_{w2} + \ddot{u}^2 R_2 = R_i + R_{a\,\mathrm{opt}}$$

ist. Hieraus folgt

$$\omega_o = \frac{R_i + R_{a\,\mathrm{opt}}}{\sigma L_1} \tag{98}$$

oder

$$\sigma_{\mathrm{max\,zul}} = \frac{R_i + R_{a\,\mathrm{opt}}}{\omega_o L_1} \tag{99}$$

Da die Größe von L_1 nach Gl. (97) durch die Wahl der unteren Grenzfrequenz festliegt und der Streufaktor σ nicht beliebig klein gemacht werden kann, ist die obere Übertragungsgrenze nicht völlig frei wählbar! Führt man in Gl. (98) den Wert von L_1 aus Gl. (97) ein, so erhält man

$$\omega_o = \omega_u \frac{R_i + R_{a\,\mathrm{opt}}}{\sigma R_i'}$$

oder unter Benutzung von Gl. (95)

$$\omega_o = \omega_u \frac{(R_i + R_{a\,\mathrm{opt}})^2}{\sigma(R_i + R_{w1})(\ddot{u}^2 R_{w2} + \ddot{u}^2 R_2)} \approx \omega_u \frac{1}{\sigma} \frac{(R_i + R_{a\,\mathrm{opt}})^2}{R_i R_{a\,\mathrm{opt}}}$$

$$\omega_o \approx \frac{\omega_u}{\sigma}\left(\frac{R_i}{R_{a\,\mathrm{opt}}} + \frac{R_{a\,\mathrm{opt}}}{R_i} + 2\right) \tag{100}$$

Für den Fall einer Endtriode mit $R_{a\,opt} = 3\,R_i$ erhält man mit guter Näherung

$$\omega_o \approx \frac{5}{\sigma}\,\omega_u$$

Der Streufaktor üblicher Übertrager kann

bei normalen Wicklungen (Röhrenwicklungen) zu $\sigma = 2 \cdots 5\,\%$

und bei verschachtelten Wicklungen zu $\sigma = 0{,}5 \cdots 2\,\%$

angenommen werden. In der Praxis stellt sich heraus, daß die günstigste Wicklungsart diejenige ist, bei der die Wicklung mit der größeren Windungszahl in zwei gleiche Teile geteilt und die Wicklung mit der kleineren Windungszahl zwischen die beiden Teilwicklungen geschoben wird. Eine stärkere Unterteilung und Verschachtelung erniedrigt zwar den Streufaktor weiter, führt jedoch zu einer Erhöhung der Wicklungskapazität und vor allem zu einer recht unwirtschaftlichen Aufteilung und Ausnutzung des zur Verfügung stehenden Wickelraumes.
Die praktische Anwendung der abgeleiteten Formeln und den weiteren Verlauf der Entwurfsberechnung des Übertragers zeigt am besten ein Zahlenbeispiel.

Beispiel 20

Berechnung des Ausgangsübertragers für die Endpentode EL 84
Unter Benutzung der in den Röhrentabellen angegebenen Betriebsdaten soll für die Röhre EL 84 ein Ausgangsübertrager entworfen werden. Der Übertrager soll so bemessen werden, daß er höchstens $p = 12\%$ Wechselspannungsverluste verursacht beziehungsweise der Gleichspannungsfall an der Primärwicklung $\Delta U_{a-} \leqq 25\,\mathrm{V}$ bleibt. Der Übertragungsbereich reiche von 60 Hz ... 12 kHz. Der Abschlußwiderstand R_2 der Endstufe sei reell 8 Ω (Lautsprecherwiderstand).
Nach der Röhrentabelle arbeitet die EL 84 zweckmäßig mit folgenden Daten:

U_a	$= 250\,\mathrm{V}$	I_a	$= 48\,\mathrm{mA}$	S	$= 11{,}3\,\mathrm{mA/V}$
U_{g2}	$= 250\,\mathrm{V}$	I_{g2}	$= 5{,}5\,\mathrm{mA}$	R_i	$= 40\,\mathrm{k\Omega}$
U_{g1}	$= (-7{,}3\,\mathrm{V})$	R_k	$= 135\,\Omega$	$P_\sim$	$= 5{,}7\,\mathrm{W}$
$U_{g\sim}$	$= 4{,}3\,\mathrm{V}$	$R_{a\,opt}$	$= 5{,}2\,\mathrm{k\Omega}$	k_{ges}	$= 10\%$

1) Zulässige Wicklungswiderstände

Nach Gl. (90) muß sein

$$R_{w1} \leqq p\,R_{a\,opt} \leqq 0{,}12 \cdot 5{,}2\,\mathrm{k\Omega} = 624\,\Omega$$

Nach Gl. (91) muß sein

$$R_{w1} \leqq \frac{\Delta U_{a-}}{I_{a-}} = \frac{25\,\mathrm{V}}{48\,\mathrm{mA}} \approx 520\,\Omega$$

Der zweite Wert von 520 Ω ist kritischer. Er wird der Rechnung zugrunde gelegt. Für den transformierten sekundären Verlustwiderstand $\ddot{u}^2 R_{w2}$ kann in erster Näherung der gleiche Wert in Ansatz gebracht werden. Man hat dann hier eine gewisse kleine Reserve, da die Sekundärwicklung eigentlich nur nach dem zulässigen Wechselspannungsverlust dimensioniert zu werden braucht.

2) Übersetzungsverhältnis

Entsprechend *Bild 133* muß sein

$$R_{a\,opt} = 2\,R_{w1} + \ddot{u}^2 R_2$$

oder

$$5200\,\Omega = 2 \cdot 520\,\Omega + \ddot{u}^2 \cdot 8\,\Omega$$

Hieraus folgt

$$\ddot{u} = \sqrt{\frac{5200 - 1040}{8}} = \sqrt{520} = 22{,}6$$

3) Erforderliche Querinduktivität $L_{1\,erf}$

Nach Gl. (97) muß sein

$$L_{1\,erf} = \frac{R_i'}{\omega_u} = \frac{1}{\omega_u}\,\frac{(R_i + R_{w1})(\ddot{u}^2 R_{w2} + \ddot{u}^2 R_2)}{R_i + R_{a\,opt}}$$

$$= \frac{1}{2\pi \cdot 60\,\mathrm{s^{-1}}}\,\frac{(40\,000 + 520)(520 + 4160)}{40\,000 + 5200}\,\Omega = \frac{4200\,\Omega\mathrm{s}}{2\pi \cdot 60}$$

oder $L_{1\,erf} \approx 11{,}2\,\mathrm{H}$

4) Übertragertyp

Nach den Unterlagen im I. Band muß sein

$$\frac{A_R}{A_L} \leqq \frac{R_{w1\,zul}}{2\,L_{1\,erf}} = \frac{520\,\Omega}{2 \cdot 11{,}2\,\mathrm{H}} = 23{,}2\,\frac{\Omega}{\mathrm{H}}$$

Der Kerntyp M 42 hat nach *Tabelle 2* im I. Band, wenn man beachtet, daß die Ausgangsübertrager wegen der Gleichstromdurchflutung mit Luftspalt ausgeführt werden müssen,

$$\frac{A_R}{A_L} = \frac{15\,\mu\Omega/w^2}{0{,}4\,\mu\mathrm{H}/w^2} = 37{,}5\,\frac{\Omega}{\mathrm{H}}$$

Der Kerntyp M 55 hat

$$\frac{A_R}{A_L} = \frac{13\,\mu\Omega/w^2}{0{,}75\,\mu\mathrm{H}/w^2} = 17{,}3\,\frac{\Omega}{\mathrm{H}}$$

Da dieser zweite Quotient die Bedingung $A_R/A_L \leqq 23{,}2\,\Omega/\mathrm{H}$ erfüllt, wird der Übertrager mit einem Kern M 55-Dyn. Bl. IV mit Luftspalt ausgeführt.

5) Windungszahlen

Aus dem Ansatz $L_1 = A_L w_1^2$ folgt, da $A_L = 0{,}75\,\mu\mathrm{H}$ ist,

$$w_1 = \sqrt{\frac{L_1}{A_L}} = \sqrt{\frac{11{,}2\,\mathrm{H}}{0{,}75 \cdot 10^{-6}\,\mathrm{H}}} = 3860\ \text{Windungen}$$

Aus dem Übersetzungsverhältnis $\ddot{u} = w_1/w_2 = 22{,}6$ folgt

$$w_2 = \frac{w_1}{\ddot{u}} = \frac{3860}{22{,}6} = 171\ \text{Windungen}$$

6) Drahtquerschnitte

Nach der *Tabelle 2* für Übertrager im I. Band hat der Übertrager mit M 55-Kern einen Wicklungsquerschnitt von $F_w = 2{,}2\,\mathrm{cm}^2$. Davon gehen für Lagen- und Wicklungsisola-

tionen etwa 15···20% ab. Mithin stehen für die beiden Wicklungen effektiv zur Verfügung: $F'_w = 0{,}85 \cdots 0{,}8\, F_w$. Bei vorsichtigem Wickeln wird man rechnen können

$$F'_w = 0{,}85 \cdot 2{,}2\ \text{cm}^2 = 1{,}87\ \text{cm}^2$$

Für die Primärwicklung steht davon die Hälfte zur Verfügung, also

$$F_{w1} = 0{,}935\ \text{cm}^2$$

Aus $w_1 = 3860$ und $F_{w1} = 0{,}935\ \text{cm}^2$ folgt, daß auf 1 cm² Querschnitt $w'_1 = w_1/F_{w1} = 3860/0{,}935\ \text{cm}^2 = 4130$ Windungen/cm² unterzubringen sind. Nach der *Tabelle 3* für Drahtstärken im I. Band ist das bei einem Lackdraht von $d_1 = 0{,}12$ mm ⌀ möglich. Dieser Draht hat einen Querschnitt von $q_1 = 0{,}0113\ \text{mm}^2$ und einen Widerstand von $r_1 = 1{,}58\ \Omega/\text{m}$.

Aus $r_1 = 1{,}58\ \Omega/\text{m}$, $w_1 = 3860$ und der mittleren Länge einer Windung (Unterwicklung) von $l_w = 0{,}099$ m folgt

$$R_{w1} = r_1 l_w w_1 = 1{,}58 \frac{\Omega}{\text{m}} \cdot 0{,}099\ \text{m} \cdot 3860 = 604\ \Omega$$

Dieser Wert für den primären Wicklungswiderstand *liegt zu hoch, da nur 520 Ω zulässig* sind. Darum wird versuchsweise der nächststärkere Drahtdurchmesser von $d_1 = 0{,}14$ mm mit $q_1 = 0{,}0154\ \text{mm}^2$ und $r_1 = 1{,}16\ \Omega/\text{m}$ gewählt. Mit diesem Draht nimmt die Primärwicklung einen Widerstand an von

$$R_{w1} = 1{,}16 \frac{\Omega}{\text{m}} \cdot 0{,}099\ \text{m} \cdot 3860 = 443\ \Omega$$

Bei $d_1 = 0{,}14$ mm wird an Wickelraum verbraucht

$$F_{w1} = \frac{3860\ \text{Windungen}}{3500\ \text{Windungen/cm}^2} = 1{,}10\ \text{cm}^2$$

Mithin bleibt für die Sekundärwicklung an Wickelraum übrig

$$F_{w2} = F'_w - F_{w1} = 1{,}87\ \text{cm}^2 - 1{,}1\ \text{cm}^2 = 0{,}77\ \text{cm}^2$$

Dem entspricht bei $w_2 = 171$ eine spezifische Windungszahl von

$$w'_2 = \frac{w_2}{F_{w2}} = \frac{171\ \text{Windungen}}{0{,}77\ \text{cm}^2} = \frac{220\ \text{Windungen}}{1\ \text{cm}^2} = 220/\text{cm}^2$$

Hierfür kann nach der *Tabelle 3* für Drahtstärken im I. Band ein Lackdraht von $d_2 = 0{,}6$ mm mit $q_2 = 0{,}283\ \text{mm}^2$ und $r_2 = 0{,}0631\ \Omega/\text{m}$ genommen werden. Die Sekundärwicklung nimmt dann, wenn man für die einzelne Windung nach der *Tabelle 2* für Übertrager eine Länge (Oberwicklung) von $l_w = 14{,}1$ cm einsetzt, einen Widerstand an von

$$R_{w2} = r_2 l_w w_2 = 0{,}0631 \frac{\Omega}{\text{m}} \cdot 0{,}141\ \text{m} \cdot 171 = 1{,}52\ \Omega$$

Auf der Primärseite erscheint dieser Widerstand mit

$$\ddot{u}^2 R_{w2} = 520 \cdot 1{,}52\ \Omega = 790\ \Omega$$

Für den zulässigen Wirkwiderstand der Sekundärwicklung sind nur die Wechselspannungsverluste maßgebend. Bei $p = 12\%$ dürfen R_{w1} und $\ddot{u}^2 R_{w2}$ zusammen 2mal 624 Ω = 1248 Ω groß sein. Da $R_{w1} = 443\ \Omega$ ist, darf die Sekundärwicklung einen Wert von maximal 805 Ω haben. Dies besagt, daß die errechneten 790 Ω zulässig sind.

Wenn die Röhre ganz exakt mit $R_{a\,opt} = 5200\ \Omega$ abgeschlossen werden soll, dann muß jetzt das Übersetzungsverhältnis korrigiert werden. Denn der Berechnung von $\ddot{u}$ hat ein Wert von $R_{w1} + \ddot{u}^2 R_{w2} = 2\text{mal } 520\ \Omega = 1040\ \Omega$ zugrunde gelegen, während der vorliegende Entwurf auf $443\ \Omega + 790\ \Omega = 1233\ \Omega$ kommt. Da es sich bei diesem Beispiel aber lediglich um eine Vorentwurfsrechnung handelt, kann von der Korrektur abgesehen werden.

7) Maximal zulässige Streuung

Die maximal zulässige Streuung errechnet sich aus Gl. (99) zu

$$\sigma_{\max zul} = \frac{R_i + R_{a\,opt}}{\omega_o L_1} = \frac{(40 + 5{,}2)\ \text{k}\Omega}{2\pi\ 12\,000\ \text{s}^{-1} \cdot 11{,}2\ \text{H}} = 0{,}053 \approx 5{,}3\%$$

Dies ist ein völlig unkritischer Wert, der ohne besondere Schwierigkeiten mit normalen Wicklungen erreicht wird. Der Grund für die geringen Anforderungen liegt in dem hochohmigen Innenwiderstand der Endpentode; eine Leistungstriode würde, da sie wesentlich niederohmiger ist, weit höhere Anforderungen an die Kleinheit der Streuung stellen.

8) Kontrolle der Stromdichte

Der verhältnismäßig hohe Anodenstrom von 48 mA läßt es fraglich erscheinen, ob die Primärwicklung erwärmungsmäßig nicht überlastet wird. Der Gesamteffektivwert des Stromes in der Primärwicklung errechnet sich nach Gl. (163) im I. Band aus der Formel

$$I_{1\,ges} = \sqrt{I_{a_}^2 + I_{a\sim}^2}$$

Hierin ist $I_{a_} = 48$ mA. $I_{a\sim}$ läßt sich aus der maximalen Röhrenleistung von $P_\sim = 5{,}7$ W und dem Anodenwiderstand von $R_{a\,opt} = 5{,}2\ \text{k}\Omega$ zu

$$I_{a\sim} = \sqrt{\frac{P_\sim}{R_{a\,opt}}} = \sqrt{\frac{5{,}7\ \text{W}}{5200\ \Omega}} \approx 33\ \text{mA}$$

ermitteln. Damit wird

$$I_{1\,ges} = \sqrt{48^2 + 33^2}\ \text{mA} = 58{,}3\ \text{mA}$$

und die Stromdichte

$$S = \frac{I_{1\,ges}}{q} = \frac{0{,}0583\ \text{A}}{0{,}0154\ \text{mm}^2} = 3{,}8\ \text{A/mm}^2$$

Da für Übertrager mit einem M 55-Kern, die nicht im Freien stehen, sondern in ein Gerät eingebaut sind, nach Abschnitt G.II.2.f) des I. Bandes nur 3 A/mm² Stromdichte zulässig sind, ist der hier entworfene Übertrager hinsichtlich der Erwärmung etwas knapp bemessen. Man müßte strenggenommen entweder den primären Wicklungsdraht auf Kosten des sekundären und der Höhe der Wechselspannungsverluste vergrößern oder zum nächstgrößeren Kerntyp übergehen. Da aber moderne Geräte fast immer mit einer Spannungsgegenkopplung in der Ausgangsstufe arbeiten und sich bei Gegenkopplung die ganze Dimensionierung des Ausgangsübertragers günstiger gestaltet (*Beispiel 26*), kann hier vorerst auf eine nochmalige Durchrechnung verzichtet werden, zumal an dem vorliegenden Zahlenbeispiel lediglich der Gang der Entwurfsrechnung demonstriert werden sollte.

9) Kontrolle der maximalen Induktion

Bei Übertragern, die mit Luftspalt gestopft sind, spielen die Induktionsverzerrungen wegen der stark linearisierenden Wirkung des Luftspaltes im allgemeinen keine wesentliche Rolle. Nach den Angaben im Abschnitt G.II.2.e) des I. Bandes darf in mit Luftspalt gestopften Übertragern der Scheitelwert der Induktion Werte um 12000 G annehmen.

Im vorliegenden Fall ergibt sich, wenn man zunächst aus dem Ansatz $P_{\sim} = U_1^2/R_{a\,opt}$ die Primärspannung $U_1 = U_{a\sim}$ zu

$$U_1 = \sqrt{P_{\sim} R_{a\,opt}} = \sqrt{5{,}7\,\mathrm{W} \cdot 5200\,\Omega} = 172\,\mathrm{V}$$

errechnet, für die tiefste Übertragungsfrequenz nach Gl. (160) im I. Band eine Induktion von

$$\hat{B} = \frac{U_1}{4{,}44\, w_1 f_u F_{Fe}} = \frac{172\,\mathrm{V}}{4{,}44 \cdot 3860 \cdot 60\,\mathrm{s^{-1}} \cdot 3{,}2\,\mathrm{cm^2}} = 5{,}2 \cdot 10^{-5}\,\frac{\mathrm{Vs}}{\mathrm{cm^2}}$$

oder

$$\hat{B} = 5200\ \mathrm{G}$$

Da dieser Wert im zulässigen Bereich liegt, ist hiermit der Ausgangsübertrager für die EL 84 in seinen ersten rohen Abmessungen entworfen und festgelegt.

8. Gegenkopplung

a) Allgemeine Eigenschaften

Bisher war es wünschenswert und wurde darauf geachtet, daß von der Anodenseite einer Röhre aus möglichst keine Rückwirkung auf die Gitterseite stattfand. Die „Anodenrückwirkung" der Triode war sogar der direkte Anlaß zur Entwicklung der Tetroden und Pentoden mit ihrem geringen Durchgriff. Wenn jetzt im folgenden mit Absicht eine Rückkopplung von der Ausgangsseite einer Röhre auf ihre Eingangsseite eingeführt wird, so geschieht dies, um damit besondere Effekte zu erzielen.

Unter Rückkopplung versteht man die Zurückführung eines Teils der Ausgangsenergie einer Schaltung auf die Eingangsseite. Da eine Röhre normalerweise keine Steuerleistung, sondern nur Steuerspannung benötigt, kommt es bei der Rückkopplung praktisch nur auf die Spannung an, die zurückgeführt wird. Geschieht die Rückführung in der Weise, daß die zurückgekoppelte Spannung mit der Eingangsspannung in Phase liegt, sich also ihr addiert und dadurch die resultierende Steuerspannung am Gitter vergrößert, so spricht man von einer „Mitkopplung". Diese Art der Rückkopplung bildet die Grundlage der Schwingungserzeugung.

Koppelt man die Ausgangsspannung dagegen so zurück, daß die zurückgeführte Spannung um 180° phasenverschoben zur Eingangsspannung liegt, ihr also entgegenwirkt, und damit die resultierende Steuerspannung kleiner als die ursprüngliche ohne Rückkopplung ist, so spricht man von einer „Gegenkopplung" (GK). Die Gegenkopplung bedingt zunächst eine Verstärkungsminderung der gegengekoppelten Röhrenstufe, denn die am Gitter resultierend wirksame Steuerspannung ist kleiner als die ohne Gegenkopplung. Der Verstärkungsrückgang ist aber praktisch der einzige Nachteil der Gegenkopplung; er wird durch andere, entscheidende Vorteile wiederaufgehoben. Unter den Vorzügen, die eine Gegenkopplung bietet, sind besonders zu nennen: die Klirrfaktorverbesserung und die Linearisierung des Frequenzganges. Außerdem macht sie den Verstärker unempfindlicher gegen Netzspannungsschwankungen, Röhrenstreuungen oder -alterungen und Belastungsänderungen. Dies bedeutet, daß die Gegenkopplung die Schaltung in ihrer Verstärkung stabilisiert. Andere Eigenschaften der Gegenkopplung, die man in bestimmten Fällen sehr nützlich anwenden kann, sind die Änderung des Innenwiderstandes der Röhrenstufe und die Möglichkeit, durch Einführung einer frequenzabhängigen Gegenkopplung den Frequenzgang der Schaltung willkürlich zu verändern, beispielsweise eine Tiefen- oder Höhenanhebung vorzunehmen [8; 9; 12].

Wie schon angedeutet wurde, läuft bei Röhrenschaltungen, die eingangsseitig praktisch nur Steuerspannung benötigen, das Problem der Gegenkopplung darauf hinaus, der Eingangsspannung eine aus den Ausgangsgrößen der Schaltung hergeleitete Spannung gegenzuschalten. Je nachdem, ob man diese Spannung aus dem Anodenwechselstrom oder der Anodenwechselspannung herleitet, unterscheidet man die Stromgegenkopplung und die Spannungsgegenkopplung. Ihre Wirkung muß nicht gleich sein, da der zeitliche Verlauf des Anodenstromes nicht unbedingt mit dem der Spannung übereinzustimmen braucht. Man denke beispielsweise

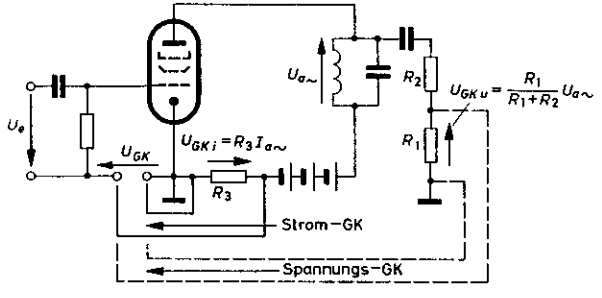


Bild 136. Prinzip der Strom- und Spannungsgegenkopplung

an den Fall, daß im Anodenkreis ein Schwingkreis liegt (*Bild 136*); dann können der Anodenstrom $I_{a\sim}$ und die aus ihm über R_3 hergeleitete Rückkopplungsspannung U_{GKi} stark verzerrt, dagegen die Schwingkreisspannung $U_{a\sim}$ und die aus ihr durch Spannungsteilung an R_1 und R_2 hergeleitete Rückkopplungsspannung U_{GKu} beinahe sinusförmig sein.

b) Stromgegenkopplung

α) Verstärkungsrückgang bei Gegenkopplung

Die Stromgegenkopplung kommt meistens über den kapazitiv nichtüberbrückten Katodenwiderstand zustande. Im *Bild 137* ist R_{k1} der Widerstand, der die Gegen-

kopplung bewirkt. R_{k2} dient in Verbindung mit R_{k1} nur zur Erzeugung der nötigen Gittervorspannung; wechselstrommäßig ist er nicht wirksam, da er durch den Kondensator C_k überbrückt ist. Der Katodenwechselstrom ruft an R_{k1} eine Wechselspannung $u_k = R_{k1} i_k$ hervor. Sie hat bei der im *Bild 137* angenommenen Polung der Eingangsspannung u_e (+ an a, − an b oder Erde) eine Richtung, die durch den eingetragenen Pfeil gekennzeichnet ist. Die resultierende Spannung zwischen Gitter und Katode, die die eigentliche Gitterwechselspannung u_g darstellt, setzt sich aus u_e und u_k zusammen. Wegen der Gegensinnigkeit der u_e- und u_k-Spannungspfeile ist u_g gleich der Differenz $u_e - u_k$ der beiden Teilspannungen. Man kann auch so sagen: Unter der Gitterwechselspannung versteht man die Spannung zwischen Gitter und Katode. Also ist

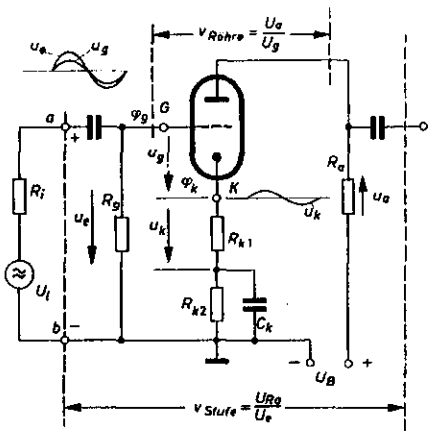


Bild 137. Schaltung zur Stromgegenkopplung

$$u_g = u_{gk}$$

Die Spannung zwischen zwei Punkten ist gleich der Differenz der Potentiale dieser Punkte; also ist

$$u_{gk} = \varphi_g - \varphi_k$$

Wählt man die Erde als Bezugspunkt mit dem Potential 0, so ist $\varphi_g = +u_e$ und $\varphi_k = +u_k$. Beide sind positiv, da sowohl die Gitterleitung G als auch der Katodenanschlußpunkt K in dem betrachteten Zeitmoment gerade eine positive Spannung gegen Erde führen. Mithin ist

$$u_{gk} = \varphi_g - \varphi_k = +u_e - (+u_k)$$

oder

$$u_g = u_e - u_k$$

Die resultierende Steuerspannung ist also bei Gegenkopplung kleiner als ohne Gegenkopplung. Eine Folge der verringerten Gitterwechselspannung ist ein Rückgang der Verstärkung der gegengekoppelten Stufe. Dies besagt nicht, wie man beachten mag, daß die Verstärkung der Röhre kleiner geworden ist; sie bleibt ohne und mit Gegenkopplung die gleiche, sofern man die äußere Belastung und den gleichstrommäßigen Arbeitspunkt nicht ändert. Was zurückgeht, ist die Verstärkung der Röhrenstufe, also der Schaltung. Dabei wird unter der Verstärkung der Röhre das Verhältnis der Anodenwechselspannung U_a zur Gitterwechselspannung U_g und unter der Verstärkung der Röhrenstufe das Verhältnis der Ausgangswechselspannung U_{R_a} zur Eingangswechselspannung U_e verstanden.

Ohne Gegenkopplung gilt, da $\mathfrak{U}_e$ mit der Gitterwechselspannung $\mathfrak{U}_g$ und die Anodenwechselspannung $\mathfrak{U}_a$ mit der Wechselspannung $\mathfrak{U}_{R_a}$ am Anodenwiderstand identisch ist,

$$\mathfrak{v}_{Stufe} = \frac{\mathfrak{U}_{R_a}}{\mathfrak{U}_e} = \frac{\mathfrak{U}_a}{\mathfrak{U}_g} = \mathfrak{v}_{Röhre} = \mathfrak{v} = \frac{1}{D}\,\frac{\mathfrak{Z}_a}{R_i + \mathfrak{Z}_a}$$

Mit Gegenkopplung ist die Verstärkung der einzelnen Stufe, die mit $\mathfrak{v}'$ bezeichnet werden soll, kleiner als die Verstärkung $\mathfrak{v}$ der Röhre für sich allein. Den genauen Wert von $\mathfrak{v}'$ erhält man auf folgende Weise: In dem Ausdruck

$$\mathfrak{v}' = \frac{\mathfrak{U}_{R_a}}{\mathfrak{U}_e}$$

ist $\mathfrak{U}_{R_a}$ die Spannung am Anodenwiderstand $\mathfrak{Z}_a$. Diese Spannung ist um die Teilspannung $\mathfrak{U}_k$ am Gegenkopplungswiderstand R_{k1} kleiner als die von der Röhre insgesamt erzeugte Anodenwechselspannung $\mathfrak{U}_a$. Mithin ist

$$\mathfrak{U}_{R_a} = \mathfrak{U}_a - \mathfrak{U}_k$$

Weiterhin ist die resultierende Gitterwechselspannung $\mathfrak{U}_g$ gleich der Differenz der Eingangswechselspannung $\mathfrak{U}_e$ und der gegengekoppelten Spannung $\mathfrak{U}_k$, also

$$\mathfrak{U}_g = \mathfrak{U}_e - \mathfrak{U}_k \qquad \text{oder} \qquad \mathfrak{U}_e = \mathfrak{U}_g + \mathfrak{U}_k$$

Damit wird

$$\mathfrak{v}' = \frac{\mathfrak{U}_{R_a}}{\mathfrak{U}_e} = \frac{\mathfrak{U}_a - \mathfrak{U}_k}{\mathfrak{U}_g + \mathfrak{U}_k} = \frac{\mathfrak{U}_a}{\mathfrak{U}_g + \mathfrak{U}_k}\left(1 - \frac{\mathfrak{U}_k}{\mathfrak{U}_a}\right) = \frac{1}{\frac{\mathfrak{U}_g}{\mathfrak{U}_a} + \frac{\mathfrak{U}_k}{\mathfrak{U}_a}}\left(1 - \frac{\mathfrak{U}_k}{\mathfrak{U}_a}\right)$$

Für den Quotienten $\mathfrak{U}_g/\mathfrak{U}_a$ kann man den Reziprokwert $1/\mathfrak{v}$ der reinen Röhrenverstärkung einführen. Führt man gleichzeitig für das Verhältnis der gegengekoppelten Spannung $\mathfrak{U}_k$ zur Anodenwechselspannung $\mathfrak{U}_a$ das Zeichen $\mathfrak{K}$ ein, erhält man

$$\mathfrak{v}' = \frac{1}{\frac{1}{\mathfrak{v}} + \mathfrak{K}}(1 - \mathfrak{K})$$

oder

$$\mathfrak{v}' = \frac{\mathfrak{v}}{1 + \mathfrak{v}\mathfrak{K}}(1 - \mathfrak{K}) \qquad \text{mit} \qquad \mathfrak{K} = \frac{\mathfrak{U}_k}{\mathfrak{U}_a}$$

In den meisten Fällen wird, wie auch im *Bild 137*, der Anodenwiderstand ein reeller oder praktisch reeller Widerstand sein. In diesem Fall werden dann $\mathfrak{v}$ und $\mathfrak{K}$ und damit auch $\mathfrak{v}'$ zu reellen Größen, so daß man die reelle Schreibweise einführen und schreiben kann

$$v' = \frac{v}{1 + vK}(1 - K) \qquad \text{mit} \qquad K = \frac{U_k}{U_a} \tag{101}$$

In der Praxis der normalen Stromgegenkopplung ist weiterhin R_{k1} im Vergleich zu R_a meist außerordentlich klein, beispielsweise 2 kΩ gegen 100 kΩ. Unter dieser Vor-

aussetzung läßt sich U_{R_a} näherungsweise gleich U_a setzen und schreiben

$$v' = \frac{U_{R_a}}{U_e} \approx \frac{U_a}{U_e} = \frac{U_a}{U_g + U_k} = \frac{1}{\frac{U_g}{U_a} + \frac{U_k}{U_a}} = \frac{1}{\frac{1}{v} + \frac{U_k}{U_a}}$$

oder

$$v' \approx \frac{v}{1 + vK} \qquad \text{mit} \qquad K = \frac{U_k}{U_a} \tag{102}$$

Nach dieser die praktischen Bedürfnisse voll befriedigenden Formel ist die Verstärkung v' einer Röhrenstufe mit Gegenkopplung um den Faktor $1 + vK$ kleiner als die Verstärkung v der Röhre für sich allein. Die Röhrenverstärkung selbst kann in dem Fall, daß $R_{k1} \ll R_a$ ist, mit und ohne Gegenkopplung als gleich groß angesehen werden und nach der Formel

$$v = \frac{1}{D} \frac{R_a}{R_i + R_a}$$

berechnet werden. Der Ausdruck $1 + vK$ kennzeichnet dann den Verstärkungsrückgang bei Gegenkopplung gegenüber fehlender Gegenkopplung. Er ist ein Maß für die Stärke oder den Grad der Gegenkopplung und wird deshalb der Gegenkopplungsgrad genannt. Es gilt

$$\textbf{Gegenkopplungsgrad} = 1 + vK$$

Der Faktor $K = U_k/U_a$, der das Verhältnis der gegengekoppelten Spannung zur Anodenwechselspannung darstellt, wird Gegenkopplungsfaktor genannt. Er läßt sich, da sich die Spannungen wie die zugehörigen Widerstände verhalten, auch durch Widerstandsverhältnisse ausdrücken. Im Fall der Stromgegenkopplung nach *Bild 137* ist der

$$\textbf{Gegenkopplungsfaktor} \qquad K_i = \frac{U_k}{U_a} = \frac{R_{k1}}{R_a + R_{k1}} \approx \frac{R_{k1}}{R_a}$$

so daß man schreiben kann

$$v' = \frac{v}{1 + vK} \qquad \text{mit} \qquad K = K_i = \frac{U_k}{U_a} = \frac{R_{k1}}{R_a + R_{k1}} \approx \frac{R_{k1}}{R_a} \tag{103}$$

Abschließend mag im Rahmen der Stromgegenkopplung auf folgendes hingewiesen werden: Gl. (101) setzt voraus, daß nicht die gesamte von der Röhre erzeugte Wechselspannung U_a, sondern nur der an R_a auftretende Teilbetrag U_{R_a} an die Außenschaltung, beispielsweise das Gitter der nächsten Röhrenstufe, weitergeleitet wird. Unter v wird die Verstärkung der Röhre in der gegengekoppelten Schaltung verstanden. Diese Verstärkung weicht strenggenommen etwas von der Verstärkung der Röhre in einer nichtgegengekoppelten Schaltung ab, weil die Röhrenbelastung bei Gegenkopplung $R_a + R_{k1}$ und ohne Gegenkopplung R_a ist. Über das Verhältnis von R_{k1} zu R_a wird hier keine Bedingung aufgestellt. Gl. (102) und (103) stellen die für die praktischen Bedürfnisse ausreichend genauen Formeln dar. Sie setzen voraus, daß $R_{k1} \ll R_a$ ist und die von der Röhrenschaltung nach außen abgegebene Wechselspannung U_{R_a} praktisch mit der von der Röhre insgesamt erzeugten Wechselspannung U_a gleichgesetzt werden kann. Wenn die für die Gültigkeit der einzelnen Gleichungen erforderlichen Voraussetzungen nicht erfüllt sind, dann müssen gesonderte Ansätze gemacht werden. Dies ist beispielsweise bei der Katodynschaltung (Abschnitt 9.d) der Fall, in der $R_k = R_a$ ist und auch die über R_k auftretende Spannung mit nach außen abgegeben wird, und beim Katodenverstärker (Abschnitt IV.3.a), bei dem $R_a = 0$ ist.

β) Klirrfaktorverbesserung durch Gegenkopplung

Ist der Anodenwechselstrom infolge einer nicht mehr linearen Aussteuerung der Röhre verzerrt, etwa wie im *Bild 138* übertrieben angedeutet, so ist auch die an R_{k1} sich ausbildende Wechselspannung u_k verzerrt. Bei ihrer Rückwirkung auf die Gitterseite verformt sie die ursprüngliche Steuergitterspannung u_g so, daß ihre positiven Halbwellen kleiner als die negativen werden. Dadurch werden die wegen der Kennlinienkrümmung größeren positiven Halbwellen des Anodenwechselstroms stärker als die negativen geschwächt. Dies bedeutet, daß die neue Stromkurve $i_{a\,m\,GK}$ wieder etwas sinusförmiger wird und dementsprechend eine Klirrfaktorverbesserung eintritt. Im Prinzip bleibt dies auch dann gültig, wenn man anschließend die Eingangsspannung erhöht, um die tatsächliche Aussteuerung der Röhre wieder auf den alten Wert zu bringen und aus der Röhre die gleiche Wechselstromleistung wie ohne Gegenkopplung herauszuholen. Immer ist es so, daß ohne Gegenkopplung die Gitterwechselspannung sinusförmig, aber der Anodenwechselstrom verzerrt ist. Mit Gegenkopplung wird die resultierende Gitterwechselspannung so verzerrt, daß der Anodenwechselstrom bis zu einem gewissen Grad entzerrt wird, und zwar alles bei dem gleichen Effektivwert von $I_{a\sim}$! Eine geringe Restverzerrung muß natürlich bestehenbleiben, weil die Gegenkopplung sonst nicht ihre entzerrende Wirkung ausüben kann.

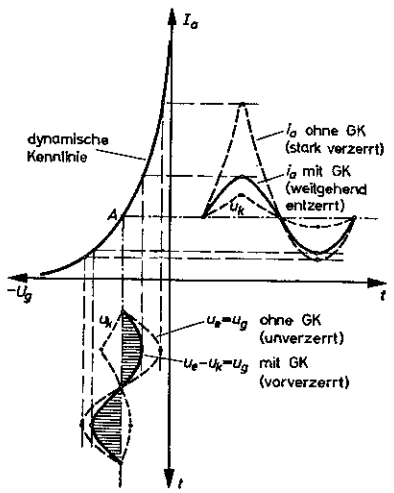


Bild 138. Zur Erklärung der entzerrenden Wirkung der Gegenkopplung

Eine Durchrechnung der Entzerrung, auf die hier verzichtet werden soll, ergibt, daß der Klirrfaktor k angenähert um den gleichen Grad $1 + vK$ verbessert wird, um den die Verstärkung zurückgeht. Es gilt

$$k_{m\,GK} \approx \frac{k_{o\,GK}}{1 + vK} \qquad \text{(bezogen auf gleiche Ausgangsspannung)} \tag{104}$$

Dabei ist, wie oben schon gesagt wurde, vorausgesetzt, daß bei Gegenkopplung durch Erhöhen der Eingangsspannung die Ausgangsspannung $U_{a\sim}$ und die Ausgangsleistung $P_\sim$ auf dem gleichen Wert wie ohne Gegenkopplung gehalten werden. Die Klirrfaktorverbesserung rührt also nicht von einer durch die Gegenkopplung hervorgerufenen verminderten Aussteuerung der Kennlinie her.

γ) Verschiedene Schaltmöglichkeiten der Stromgegenkopplung

Die Stromgegenkopplungsschaltung nach *Bild 137* oder *139* (*a* und *b*) ist nur so lange möglich, wie sich bei der Berechnung und dem Entwurf der Gegenkopplungsschaltung zeigt, daß der errechnete Gegenkopplungswiderstand $R_{GK} = R_{k1}$ kleiner als derjenige Widerstand R_k ist, der zur Erzeugung der Gittervorspannung erforderlich ist; dies ist im *Beispiel 21* der Fall. Bei größeren Gegenkopplungsgraden kann es aber vorkommen, daß der errechnete Gegenkopplungswiderstand R_{GK} größer als der für die Vorspannung erforderliche Widerstand R_k ist (*Beispiel 22*); dann muß die Gegenkopplungsschaltung nach *Bild 139* (*c* und *d*) ausgeführt werden. Im *Bild 139* (*c*) wird der Katode ein kapazitiv überbrückter Widerstand R_k von der Größe des für die Vorspannung erforderlichen Widerstandswertes vorgeschaltet. An seinem unteren Ende A wird der Gitterwiderstand R_g angeschlossen. Der obere Teil der Schaltung entspricht dadurch einer normalen Schaltung mit automatischer Gittervorspannung ohne Gegenkopplung. Unterhalb von A liegt der eigentliche Gegenkopplungswiderstand R_{GK}, an dem der Anodenwechselstrom die Gegenspannung u_k aufbaut. Im *Bild 139* (*d*) wird der Katodenkondensator C_k eingespart, indem man den Katodenwiderstand R_k auch zur Erzeugung der Gegenkopplungsspannung ausnutzt und ihn deshalb nicht kapazitiv überbrückt. Wie im Abschnitt II.8.e. β) nachgewiesen wird, zeigen diese beiden Schaltungen einen außerordentlich hohen Eingangswiderstand.

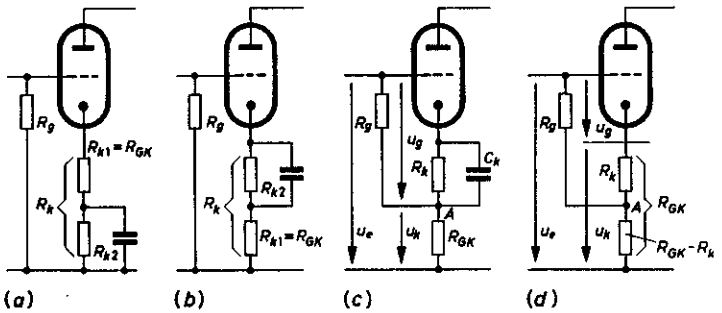


Bild 139. Verschiedene Schaltmöglichkeiten für Stromgegenkopplung. (a und b) gelten für den Fall, daß $R_{k\,erf} > R_{GK}$ ist; (c und d) gelten für den Fall, daß $R_{k\,erf} < R_{GK}$ ist

Beispiel 21

Gegeben sei eine Triode, die in dem Arbeitspunkt $U_a = 250$ V, $I_a = 1$ mA und $U_g = -4$ V arbeitet. Ihr Anodenwiderstand sei $R_a = 150$ kΩ. Sie möge in ihrem Arbeitspunkt die Kenndaten $R_i = 22$ kΩ, $D = 3{,}33\%$ und $S = 1{,}36$ mA/V haben. Die Röhre soll eine Stromgegenkopplung vom Grad $1 + vK = 1{,}5$ erhalten, ihre Verstärkung soll also mit Gegenkopplung 1,5mal kleiner als ohne Gegenkopplung sein. Wie groß müssen der Katodenwiderstand und der Gegenkopplungswiderstand gewählt werden? Zunächst gilt aus reinen Gittervorspannungsgründen

$$R_k = \frac{U_g}{I_a} = \frac{4\,\text{V}}{1\,\text{mA}} = 4\,\text{k}\Omega$$

Da die Röhre für sich allein mit und ohne Gegenkopplung eine Verstärkung von

$$v = \frac{1}{D}\,\frac{R_a}{R_a + R_i} = \frac{150\,\text{k}\Omega}{0{,}0333 \cdot 172\,\text{k}\Omega} = 26{,}2$$

hat, muß der Gegenkopplungsfaktor

$$K = \frac{1{,}5 - 1}{v} = \frac{0{,}5}{26{,}2} = 0{,}019 = 1{,}9\%$$

sein. Nach Gl. (103) ergibt sich dann aus $K = R_{k1}/R_a$

$$R_{k1} = K R_a = 0{,}019 \cdot 150\,\text{k}\Omega = 2{,}85\,\text{k}\Omega$$

Im vorliegenden Fall ist $R_k > R_{k1}$, so daß hierfür die Schaltung nach *Bild 139* (*a*) oder (*b*) mit $R_{k1} = 2{,}85$ kΩ und $R_{k2} = 1{,}15$ kΩ in Frage kommt.

Beispiel 22

Die gleiche Röhre wie im *Beispiel 21* soll eine etwas stärkere Gegenkopplung vom Grad $1 + vK = 2{,}5$ erhalten. Für diesen Fall muß, da sich an der Verstärkung v nichts ändert, der Gegenkopplungsfaktor

$$K = \frac{2{,}5 - 1}{v} = \frac{1{,}5}{26{,}2} = 0{,}0572 = 5{,}7\%$$

sein. Der Gegenkopplungswiderstand nimmt hier den Wert

$$R_{GK} = K R_a = 0{,}0572 \cdot 150\,\text{k}\Omega = 8{,}6\,\text{k}\Omega$$

an. Also ist R_{GK} größer als der für die Vorspannung erforderliche Widerstand $R_k = 4$ kΩ. Folglich muß die Gegenkopplungsschaltung jetzt nach *Bild 139* (*c*) mit $R_k = 4$ kΩ und $R_{GK} = 8{,}6$ kΩ oder nach *Bild 139* (*d*) mit $R_k = 4$ kΩ und dem Restwiderstand $R_{GK} - R_k = 4{,}6$ kΩ ausgeführt werden.

Der Verstärkungsverlust einer gegengekoppelten Stufe muß durch eine Erhöhung der Verstärkung in den Vorstufen wieder ausgeglichen werden. Da dies wegen des Anwachsens der Verzerrungen in den Vorstufen nicht beliebig weit getrieben werden kann, ist dem Grad der Gegenkopplung stets eine bestimmte Grenze gesetzt.

Es mag hier darauf hingewiesen werden, daß die Gegenkopplung, wenn sie den Klirrfaktor k_2 der 2ω-Oberschwingung verbessert, dadurch den Klirrfaktor k_3 der 3ω-Oberschwingung etwas verschlechtert. Durch einen Modulationsvorgang zwischen der rückgekoppelten Frequenz 2ω mit der vorhandenen Grundwelle ω entsteht an der gekrümmten Röhrenkennlinie eine schwache Summenfrequenz $\omega + 2\omega$, also eine kleine 3ω-Oberschwingung.

c) Spannungsgegenkopplung

Bild 140 zeigt das Prinzip der Spannungsgegenkopplung. Von der Anodenwechselspannung der Röhre *2*, deren Verzerrungen herabgesetzt werden sollen, wird über einen hohen Widerstand R_{ag} (*Bild 140a*) oder R_{aa} (*Bild 140b*) und einen Kondensator C, der zur gleichstrommäßigen Trennung der Gitterseite von der Anodenseite dient, ein bestimmter Betrag auf das Gitter zurückgekoppelt. Im ersten Fall findet eine direkte Rückkopplung auf das Gitter statt, im zweiten Fall führt der Rückkopplungsweg über die Anode der Vorröhre. Diese zweite Art hat den Vorteil, daß erstens der Kondensator C für eine geringere Potentialdifferenz ausgelegt und unter Umständen sogar ganz fortgelassen werden kann und zweitens der Kopplungskondensator C_K und sein Einfluß auf den Frequenzgang mit in die Gegenkopplungsschaltung einbezogen wird. Dadurch läßt sich eine wertvolle Verbesserung des Frequenzganges bei tiefen Frequenzen erzielen (Abschnitt f dieses Kapitels).

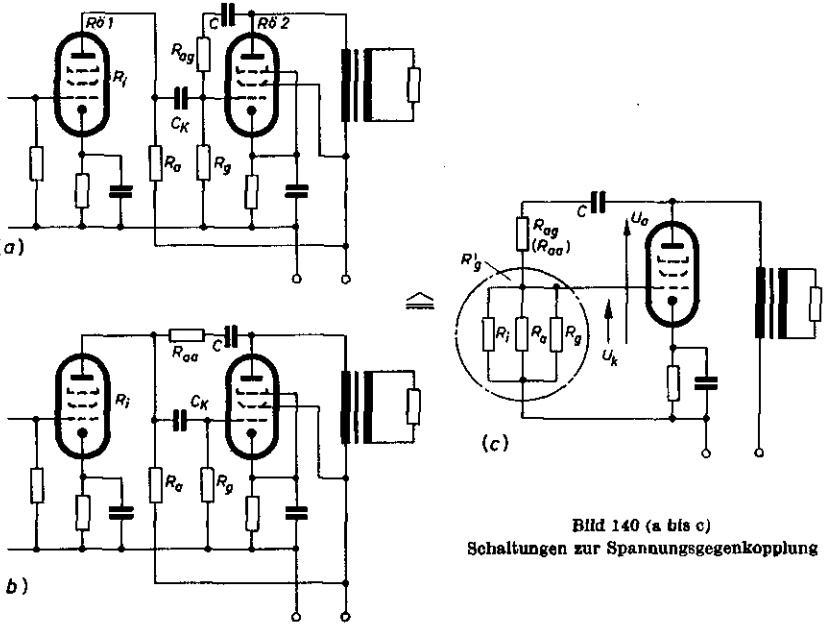


Bild 140 (a bis c)
Schaltungen zur Spannungsgegenkopplung

Die Höhe der rückgekoppelten Spannung wird nach *Bild 140* (c) durch den resultierend wirksamen Gitterwiderstand R'_g und den Widerstand R_{ag} beziehungsweise R_{aa} bestimmt. Die Anodenwechselspannung $U_{a\sim}$, das heißt die Spannung zwischen Anode und Katode, teilt sich im Verhältnis dieser beiden Widerstände auf die Strecken Gitter/Katode und Anode/Gitter auf. Der über R'_g auftretende Spannungsbetrag stellt die eigentliche rückgekoppelte Spannung U_k dar. Ihr Verhältnis zur Ausgangs- und gleichzeitig Anodenwechselspannung $U_{a\sim}$ ist definitionsgemäß gleich dem Gegenkopplungsfaktor K. Ist der Trennkondensator C genügend groß, so daß er selbst bei den tiefsten Frequenzen nicht in die Spannungsteilung mit eingeht, so kann man nach der Spannungsteilerregel schreiben

$$K_u = \frac{U_k}{U_a} = \frac{R'_g}{R'_g + R_{ag}} \tag{105}$$

Statt R_{ag} kann auch R_{aa} eingesetzt werden. Je kleiner R_{ag} gewählt wird, desto weniger Spannung wird hier verbraucht, desto größer wird die Spannung an R'_g und damit die Gegenkopplung. Durch die 180°-Phasendrehung, die jede Röhre verursacht, ist die Phasenlage der rückgekoppelten Teilspannung U_k der von der Röhre *1* dem Gitterwiderstand R_g zugeführten Spannung U_s entgegengesetzt, so daß tatsächlich eine Gegenkopplung und keine Mitkopplung stattfindet.

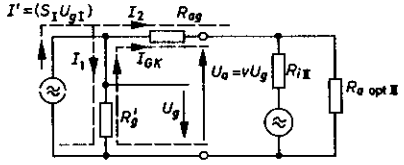


Bild 141. Zur Erklärung der Spannungsgegenkopplung aus der Überlagerung zweier Ströme

Wer es beanstandet, daß nach der obigen Erklärung an dem Gitterwiderstand zu gleicher Zeit zwei verschieden große, entgegengesetzte Spannungen gleicher Frequenz, nämlich U_k und U_s, auftreten, die sich zu einer resultierenden Spannung U_g zusammensetzen, der berechne U_g nach *Bild 141* mit Hilfe der Ströme I_1 und I_{GK}, die Röhre *1* beziehungsweise Röhre *2* über den gemeinsamen Widerstand R'_g schicken. Sicherlich gilt

$$U_g = R'_g(I_1 - I_{GK}) \tag{106}$$

I_1 rührt von dem Urstrom I' der ersten Röhre her. I_{GK} stellt den Gegenkopplungsstrom dar, den die zweite Röhre über die $R'_g R_{ag}$-Rückkopplungsschaltung treibt. Wegen der 180°-Phasendrehung, die jede Röhre verursacht, hat nicht nur die verstärkte Anodenwechselspannung $U_a = v\,U_g$ der zweiten Röhre, sondern auch der Strom, den diese Röhre über R'_g und R_{ag} treibt, das entgegengesetzte Vorzeichen wie U_g beziehungsweise I_1.

Nach dem Überlagerungsgesetz in verzweigten linearen Netzen kann man I_1 und I_{GK} je für sich errechnen, sie dann in dem gemeinsamen Widerstand R_g' überlagern und so die resultierende Gitterwechselspannung U_g bestimmen. Der Teilstrom I_{GK} hat den Wert

$$I_{GK} = \frac{U_a}{R_g' + R_{ag}}$$

Hinsichtlich I_1 gilt zunächst

$$I_1 = I' - I_2$$

Da praktisch stets $R_{ag} + R_{iII} \| R_{a\,opt\,II} \gg R_g'$ und damit $I_2 \ll I_1$ ist, kann I_2 vernachlässigt und

$$I_1 \approx I'$$

gesetzt werden. Diese Werte von I_{GK} und I_1 in Gl. (106) eingeführt, ergibt

$$U_g = R_g' I' - \frac{R_g'}{R_g' + R_{ag}} U_a$$

Der erste Ausdruck rechts stellt die Anodenwechselspannung U_{aI}, also die Eingangsspannung U_g der zweiten Röhre ohne Gegenkopplung, dar, der zweite Ausdruck rechts bezeichnet nach Gl. (105) die Spannung $U_k = K_u U_a$. Mithin liefert auch der Ansatz mit den sich überlagernden Strömen dasselbe Resultat wie der Ansatz mit den Spannungen, nämlich

$$U_{g\,mGK} = U_e - U_k$$

Die Spannungsgegenkopplung kann auch nach den *Bildern 142* und *143* vorgenommen werden. Im ersten Fall wird von der Anodenwechselspannung der Endröhre

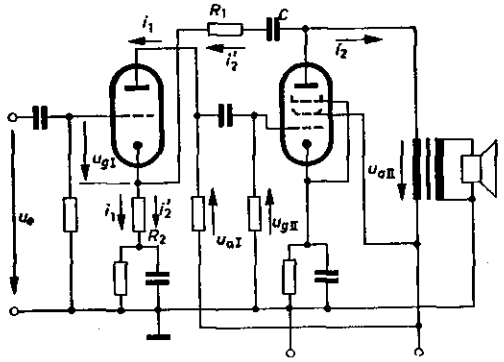


Bild 142. Spannungsgegenkopplung von der Anode der Endröhre auf die Katode der Vorröhre

ein gewisser Betrag auf die Katode der Vorröhre zurückgekoppelt; er hängt von dem Verhältnis der Widerstände R_1 und R_2 ab. Da die Anodenwechselspannung der Endröhre die gleiche Phasenlage wie der Anodenwechselstrom der Vorröhre hat – die 180°-Phase tritt nur zwischen den beiden Anodenwechselspannungen auf –, ruft sie an R_2 und damit an der Katode phasenmäßig die gleiche Spannung wie der Anodenwechselstrom der Vorröhre hervor. Es findet hier strenggenommen eine kombinierte Gegenkopplung statt, eine Spannungsgegenkopplung von der Endröhre und eine Stromgegenkopplung von der Vorröhre aus.

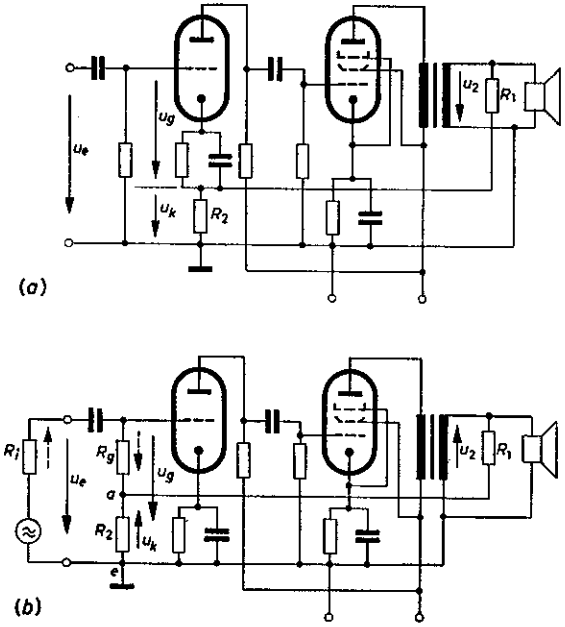


Bild 143. Spannungsgegenkopplung von der Sekundärseite des Ausgangsübertragers (a) auf die Katode und (b) den Gitterkreis der Vorröhre

In den Schaltungen nach *Bild 143* wird die Gegenspannung auf der Sekundärseite des Ausgangsübertragers abgegriffen. Ist der Übertrager auf der Ausgangsseite einpolig geerdet, so liegt zwischen seinen Ausgangsklemmen ein Spannungsteiler aus R_1 und R_2. Der an R_2 auftretende Teilbetrag bildet die Gegenspannung. Im *Bild 143* (*a*) liegt R_2 in der Katodenleitung, so daß hier wie im *Bild 142* eine gemischte Strom- und Spannungsgegenkopplung stattfindet. R_2 soll in diesen Schaltungen nicht größer als 100 Ω gewählt werden, wenn die Vorröhre die Eingangsröhre des Verstärkers ist. Da R_2 kapazitiv nicht überbrückt ist, besteht die Gefahr, daß die Vorröhre Isolationsbrumm hervorbringt (Abschnitt B. II. 3.). R_2 läßt sich unter Umständen dadurch stark verkleinern, daß man die Gegenkopplungsspannung nicht an der niederohmigen Lautsprecherwicklung, sondern an einer besonderen Wicklung des Ausgangsübertragers abgreift. Sie wird durch eine entsprechende

Windungszahl so ausgelegt, daß sie höhere Spannungen liefert. Dann genügt ein kleiner Widerstand R_3, um in die Katode die erforderliche Gegenspannung einzuspeisen.

In der Schaltung nach *Bild 143 (b)* liegt der Widerstand R_3 in Reihe mit dem Gitterableitwiderstand R_g der Vorröhre. Hier kann kein Isolationsbrumm auftreten, weil die Katode wechselstrommäßig geerdet ist. Die Schaltung eignet sich jedoch nicht für niederohmige Signalquellen, denn die Gegenspannung u_k, die zwischen e und a über R_3 liegt, tritt zugleich über der Reihenschaltung von R_i und R_g auf. Ist $R_i < R_g$, so liegt der größte Teil der Gegenspannung über R_g, und zwar mit einer solchen Polung (gestrichelte Pfeile), daß sie die Gegenspannung u_k über R_3 zum großen Teil wieder ausgleicht.

d) Änderung der Kenngrößen (Innenwiderstand, Steilheit und Durchgriff) der gegengekoppelten Schaltung

α) Verhältnisse bei Spannungsgegenkopplung

Die Spannungsgegenkopplung hat die Eigenschaft, daß sie den Innenwiderstand der Röhrenschaltung herabsetzt, und zwar auf den Wert

$$R'_{i\,SpGK} = \frac{R_i}{1 + \frac{K}{D}} = \frac{R_i}{1 + \mu K} = \frac{R_i}{1 + S R_i K} \tag{107}$$

Die Steilheit wird nicht geändert; es ist

$$S'_{SpGK} = S \tag{108}$$

Der Durchgriff ändert sich auf den Wert

$$D'_{SpGK} = D + K \tag{109}$$

Die allgemeine Tendenz der Änderung des Innenwiderstandes – nicht der zahlenmäßige Betrag der Änderung – wird verständlich, wenn man bedenkt, daß bei Spannungsgegenkopplung parallel zum Innenwiderstand der Röhre die Widerstandskombination $R_{ag} + R'_g$ liegt. Dadurch wird zumindest in der Tendenz der insgesamt zwischen Anode und Katode wirksam werdende Widerstand R'_i kleiner. Die wirklichen Zusammenhänge sind wesentlich verwickelter, da über die Rückkopplungswiderstände eine Rückwirkung auf das Gitter und von dort auf die Anodenseite der Röhre stattfindet.

Für die Herleitung der Gl. (107) bis (109) muß man sich überlegen, wie groß die Leerlaufspannung und der Kurzschlußstrom einer spannungsgegengekoppelten Stufe sind. In der Leerlaufspannung steckt die Leerlaufverstärkung μ' oder der Durchgriff D' und im Kurzschlußstrom die Steilheit S'. Da der Innenwiderstand einer Schaltung definitionsgemäß gleich ihrer Leerlaufspannung dividiert durch ihren Kurzschlußstrom ist, hat man mit diesen beiden Größen zugleich den Innenwiderstand R'_i.

Ohne Gegenkopplung ist die Leerlaufspannung einer Röhrenschaltung $U_l = U_g/D = \mu U_g$ und ihr Kurzschlußstrom $I_k = S U_g$. Hieraus folgt

$$R_{i\,oGK} = \frac{U_l}{I_k} = \frac{U_g}{D}\,\frac{1}{S U_g} = \frac{1}{S D} = \frac{\mu}{S}$$

Dies ist die bekannte Barkhausen-Gleichung. Bei Spannungsgegenkopplung geht die Leerlaufverstärkung entsprechend den Gl. (102) und (103) auf den Wert

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

herunter. Bildet man hiervon den Reziprokwert, so erhält man

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

oder

$$D' = D + K$$

und zugleich, da sich μ' auf die Eingangsspannung U_e und nicht auf U_g bezieht,

$$U'_l = \mu' U_e = \frac{\mu}{1 + \mu K} U_e = \frac{1}{D'} U_e$$

Wie man sich an Hand des *Bildes 144* klarmachen kann, behält die Steilheit bei Spannungsgegenkopplung ihren alten Wert bei. Bei Kurzschluß im Anodenkreis ist

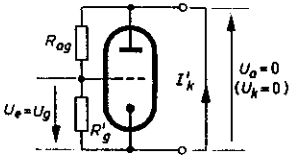


Bild 144. Leerlaufspannung und Kurzschlußstrom einer Röhrenstufe mit Spannungsgegenkopplung

die Anodenwechselspannung Null. An der Kettenschaltung von R_{ag} und R'_g kann daher keine Spannung auftreten und damit auch keine Gegenkopplung stattfinden. Die Folge ist, daß der Kurzschlußstrom $I'_k = S' U_e = S' U_g$ bei Gegenkopplung genauso groß wie der Kurzschlußstrom $I_k = S U_g$ ohne Gegenkopplung ist. Dies bedeutet aber

$$S' = S$$

Setzt man die Werte von U'_l und I'_k in die Definitionsgleichung für R'_i ein, so ergibt sich

$$R'_i = \frac{U'_l}{I'_k} = \frac{\mu' U_e}{S' U_e} = \frac{\mu'}{S'}$$

oder

$$R'_i = \frac{\mu}{1 + \mu K}\,\frac{1}{S} = \frac{\mu/S}{1 + \mu K} = \frac{R_i}{1 + \mu K}$$

Dies ist aber die in Gl. (107) angegebene Formel. Man beachte, daß nach dieser Formel für die Verkleinerung des Innenwiderstandes außer K die Leerlaufverstärkung μ maßgebend ist. Für den Rückgang der Verstärkung v auf v' ist die Betriebsverstärkung v verantwortlich. Bis auf v beziehungsweise μ sind die Formeln für v' und R_i' gleichartig aufgebaut.

β) Verhältnisse bei Stromgegenkopplung

Die Stromgegenkopplung ändert die Daten der gegengekoppelten Schaltung in anderer Weise. Im *Bild 137* liegt der Gegenkopplungswiderstand R_{k1} in Reihe zum R_i der Röhre. Dies macht zumindest in der Tendenz verständlich, daß sich bei Stromgegenkopplung der Innenwiderstand der Schaltung erhöht. Der neue Innenwiderstand ist nicht einfach gleich $R_i + R_{k1}$. Die Verhältnisse sind komplizierter, da die Spannung, die sich über R_{k1} beim Messen des neuen R_i'-Wertes ausbildet, über den Gitterkreis und die Röhre verstärkt in die Meßschaltung zurückwirkt und sie wesentlich hochohmiger erscheinen läßt.

Die folgenden Ableitungen werden zeigen, daß für die Kenngrößen der stromgegengekoppelten Schaltung die Formeln gelten

$$R_{i\,StrGK}' = R_i(1 + K S R_a)$$

oder, da nach Gl. (103) und *Bild 137* $K = R_{k1}/R_a$ ist,

$$R_{i\,StrGK}' = R_i\left(1 + S R_{k1}\right) = R_i + \frac{R_{k1}}{D} = R_i + \mu R_{k1} \tag{110}$$

mit

$$D_{StrGK}' = D \tag{111}$$

und

$$S_{StrGK}' = \frac{S}{1 + S R_{k1}(1 + D)} \approx \frac{S}{1 + S R_{k1}} \tag{112}$$

Bei der Ableitung dieser Formeln geht man wieder am besten so vor, daß man sich an Hand des *Bildes 145* überlegt, wie groß bei Gegenkopplung die Leerlaufspannung und der Kurzschlußstrom werden. Man wird finden, daß die Leerlaufspannung mit Gegenkopplung genauso groß wie ohne Gegenkopplung ist. Da bei Leerlauf kein Anodenwechselstrom fließt und dementsprechend über R_{k1} keine Spannung U_k auftreten kann, die sich der Eingangsspannung U_e gegenschalten könnte, ruft U_e bei Leerlauf mit und ohne Gegenkopplung die gleiche Ausgangsspannung U_i hervor. Also ist

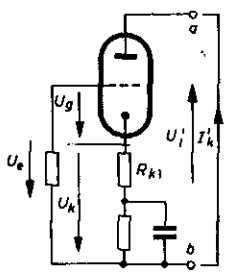


Bild 145. Leerlaufspannung und Kurzschlußstrom einer Röhrenstufe mit Stromgegenkopplung

$$\mu' = \mu \qquad \text{oder} \qquad D' = D$$

und damit

$$U_i' = \mu U_e \tag{113}$$

Für den Kurzschlußstrom kann nicht einfach der Ansatz $I_k = S U_g$ gemacht werden, weil bei Kurzschluß der Klemmen ab immer noch im Stromkreis des Anodenwechselstroms der Gegenkopplungswiderstand R_{k1} liegt. In dem Ansatz für I_k muß statt der statischen Steilheit S die dynamische Steilheit S_{dyn}, die nach Gl. (20) den Wert

$$S_{dyn} = \frac{S}{1 + S D R_{k1}}$$

hat, eingeführt werden. Damit erhält man zunächst

$$I_k' = \frac{S}{1 + S D R_{k1}} U_g \tag{114}$$

In dieser Formel wird I_k' durch die Gitterwechselspannung U_g ausgedrückt. U_g ist aber nicht direkt bekannt, weil sie sich erst als Differenz zwischen der Eingangsspannung U_e und der vom Kurzschlußstrom an R_{k1} hervorgerufenen Gegenspannung U_k ergibt. Mithin muß man schreiben

$$I_k' = \frac{S}{1 + S D R_{k1}}(U_e - U_k) = \frac{S}{1 + S D R_{k1}}(U_e - R_{k1} I_k')$$

Löst man dies nach I_k' auf, so ergibt sich

$$I_k' = \frac{S}{1 + S D R_{k1}} \frac{1}{1 + \dfrac{S R_{k1}}{1 + S D R_{k1}}} U_e$$

und nach weiterer Umformung

$$I_k' = \frac{S}{1 + S D R_{k1} + S R_{k1}} U_e = \frac{S}{1 + S R_{k1}(1 + D)} U_e \tag{115}$$

Aus dieser Formel folgt einmal für die Steilheit S' als dem Verhältnis des erzeugten Kurzschlußstromes I_k' zur erzeugenden Eingangsspannung U_e

$$S' = \frac{I_k'}{U_e} = \frac{S}{1 + S R_{k1}(1 + D)} \approx \frac{S}{1 + S R_{k1}}$$

Zum anderen läßt sich aus der Verknüpfung von Gl. (115) mit Gl. (113) der Innenwiderstand R_i' berechnen; es ergibt sich

$$R_i' = \frac{U_i'}{I_k'} = \frac{\mu' U_e}{S' U_e} = \frac{\mu'}{S'} = \frac{\mu}{S}\left[1 + S R_{k1}(1 + D)\right] = R_i\left[1 + S R_{k1}(1 + D)\right]$$

Vernachlässigt man in dieser Formel den im allgemeinen gegen Eins kleinen Durchgriff, so erhält man die in Gl. (110) angegebene Beziehung

$$R_i' = R_i(1 + S R_{k1}) = R_i + \mu R_{k1}$$

Die Änderung, die der Innenwiderstand einer Röhrenschaltung bei Gegenkopplung erfahren kann, ist beträchtlich. Hat beispielsweise eine Röhre einen Innenwiderstand von 60 kΩ und eine Leerlaufverstärkung von $\mu = 100$, so wird bei einem

nichtüberbrückten Katodenwiderstand von $R_k = 2\,\mathrm{k\Omega}$ der Innenwiderstand auf $R_i' = 60\,\mathrm{k\Omega} + 100 \cdot 2\,\mathrm{k\Omega} = 260\,\mathrm{k\Omega}$ steigen.

Jetzt kommt ein wichtiger Punkt! Man mache sich deutlich klar, daß die Gegenkopplung nicht das R_i der „Röhre", sondern das R_i der „Schaltung", das heißt den Widerstand ändert, den man von den Ausgangsklemmen (Verbraucherklemmen) aus in die Gesamtverstärkerschaltung hineinmißt. Daß das R_i der spannungsgegengekoppelten Schaltung heruntergeht, ist ein Ausdruck dafür, daß diese Schaltung das Bestreben hat, die Ausgangsspannung konstantzuhalten. Konstante Klemmenspannungen zeigen nur Schaltungen mit kleinem R_i. Jede Änderung, die die Ausgangsspannung auf Grund interner Vorgänge innerhalb des gegengekoppelten Schaltkreises erfährt, wird an den Eingang zurückgemeldet und veranlaßt von dort aus eine Korrektur der in der Änderung begriffenen Ausgangsspannung in Richtung auf den alten Wert. Im Abschnitt B. III. 10. c) über den 100-V-Lautsprecherausgang kommt dieser Punkt noch einmal zur Sprache.

Ähnlich ist das Größerwerden des Innenwiderstandes der stromgegengekoppelten Schaltung zu erklären. Diese Schaltung hat das Bestreben, den Ausgangsstrom konstantzuhalten. Jede Änderung, die der Strom durch sich ändernde Eigenschaften des gegengekoppelten Kreises erfährt, wird über den Spannungsfall an R_k an den Eingang zurückgemeldet und veranlaßt eine Korrektur in Richtung auf den alten Stromwert. Schaltungen mit konstantem Klemmenstrom sind immer hochohmig. Abschließend kann man sagen: Die Spannungsgegenkopplung sucht die Ausgangsspannung konstantzuhalten; sie wirkt so, daß die Ausgangsschaltung niederohmig wird. Die Stromgegenkopplung sucht den Ausgangsstrom konstantzuhalten; sie wirkt so, daß die Ausgangsschaltung hochohmig wird.

Daraus, daß sich bei Gegenkopplung das R_i der „Röhre" nicht ändert, folgt, daß an dem optimalen Anpassungsverhältnis zwischen Innenwiderstand und Außenwiderstand der Röhre nichts geändert wird. So verlangt beispielsweise die Endpentode EL 41, einerlei ob sie spannungsgegengekoppelt ist oder nicht, als optimalen Belastungswiderstand den Wert 7 kΩ. Die Konstanz des optimalen Abschlußwertes erklärt sich daraus, daß die Röhre selbst, ob mit oder ohne Gegenkopplung, immer auf der gleichen Arbeitskennlinie und Widerstandsgeraden ausgesteuert werden muß, wenn der Klirrfaktor k_2 verschwinden soll. Die Röhre selbst „weiß" gewissermaßen nichts davon, daß sie gegengekoppelt ist und ein Teil ihrer Ausgangsspannung zurückgekoppelt wird und sich der ursprünglichen Eingangsspannung überlagert. Sie muß in allen Fällen auf den gleichen Abschlußwiderstand arbeiten, wenn ihre abgegebene Leistung minimal verzerrt sein soll. Damit gilt

$$R_{a\,\mathrm{opt}}' = R_{a\,\mathrm{opt}}$$

Anders ist es, wie auch *Beispiel 26* zeigen wird, mit den Anforderungen an die Querinduktivität des Ausgangsübertragers. Hier kommt es nicht auf das R_i der „Röhre", sondern auf das R_i' der speisenden „Schaltung" an. Das kleine R_i' der gegengekoppelten Schaltung bedingt, daß bei Spannungsgegenkopplung die Querinduktivität beträchtlich verkleinert werden kann, ohne daß der Frequenzgang bei tiefen Frequenzen darunter leidet.

Die Gegenkopplung wird hauptsächlich bei Endpentoden angewendet, weil Pentoden zur vollen Aussteuerung geringere Gitterwechselspannungen als Trioden verlangen und daher bei ihnen der zusätzliche Bedarf an Eingangsspannung leichter zu beschaffen ist. Muß beispielsweise bei einem gewünschten Gegenkopplungsgrad von 3 die Eingangsspannung des Verstärkers um den Faktor 3 erhöht werden, damit die resultierende Gitterwechselspannung wieder auf ihren alten Sollwert für maximale Aussteuerung kommt, so bedeutet dies für die Endpentode EL 41 eine Bereitstellung von $3 \cdot 3{,}8\,\mathrm{V} = 11{,}4\,\mathrm{V}$ für etwa 4 W Ausgangsleistung. Dem stehen bei einer leistungsmäßig gleichwertigen Triode (AD 1) etwa $3 \cdot 30\,\mathrm{V} = 90\,\mathrm{V}$ gegenüber. Es ist verständlich, daß in den Vorstufen 11,4 V leichter als 90 V verzerrungsfrei erzeugt werden können.

Bei Endpentoden wird hauptsächlich die Spannungsgegenkopplung angewendet, weil sie den Innenwiderstand der Schaltung herabsetzt und dadurch die Pentode schaltungsmäßig an die Triode angleicht. Die erforderliche Primärinduktivität des Ausgangsübertragers wird dadurch wesentlich kleiner, so daß man unter Umständen mit einem kleineren Blechkerntyp auskommt.

In den Vorverstärkerstufen wählt man wegen der Einfachheit der Schaltung vorwiegend die Stromgegenkopplung, und zwar auch bei Pentoden.

e) Eingangswiderstand gegengekoppelter Schaltungen

α) Eingangswiderstand bei Spannungsgegenkopplung

Für manche Probleme, zum Beispiel die Berechnung des Frequenzganges mehrstufiger Verstärker, ist es wichtig, den Eingangswiderstand einer gegengekoppelten Schaltung zu kennen. Die Untersuchung dieser Frage für eine Schaltung mit Spannungsgegenkopplung erfolgt an Hand der *Bilder 146* (*a* bis *d*). Ohne Gegenkopplung ergibt sich nach *Bild 146* (*a*) oder seiner Ersatzschaltung im *Bild 146* (*b*) für den Eingangswiderstand an den Klemmen *ge* ein Wert von

$$R_e = \frac{U_{g2}}{I_1} = R_g'$$

Der Spannungsgegenkopplung liegt das *Bild 146* (*c*) mit der Ersatzschaltung im *Bild 146* (*d*) zugrunde. Es soll angenommen werden, daß durch Erhöhen der Gitterwechselspannung der ersten Röhre von U_{g1} auf U_{g1}' die resultierende Wechselspannung U_{g2}' am Gitter der zweiten Röhre den alten Wert U_{g2} beibehalten hat, daß also $U_{g2}' = U_{g2}$ ist. Da sich bei Gegenkopplung die Verstärkung v_2 der „Röhre" nicht ändert, behält auch die Anodenspannung U_{a2}' ihren alten Wert $U_{a2} = v_2 U_{g2}$ bei. Wenn es jetzt gelingt, den Urstrom I_1' zu errechnen, der unter Berücksichtigung der Gegenkopplung an R_g' den alten Wert der Spannung U_{g2} aufbaut, dann stellt der Quotient aus U_{g2}' und I_1' den gesuchten Eingangswiderstand R_g' dar.

Über R_g' fließen nach *Bild 146* (*d*) in entgegengesetzten Richtungen I_1' und der Gegenkopplungsstrom I_{GK}. Für die Spannung an R_g' ist die Differenz $I_1' - I_{GK}$ dieser beiden Ströme maßgebend. Hierbei wird allerdings der Strom vernachlässigt,

der sich im Knotenpunkt g vom Urstrom I_1' abzweigt und über R_{ag} und R_i gegen die Gegenspannung U_{a2} abfließt. Damit $U_{g2}' = U_{g2}$ bleibt, muß $I_1' - I_{GK}$ den alten Wert I_1 annehmen. Hieraus folgt

$$I_1' = I_1 + I_{GK}$$

Für I_1 kann man nach *Bild 146* (*b*) ansetzen

$$I_1 = \frac{U_{g2}}{R_g'}$$

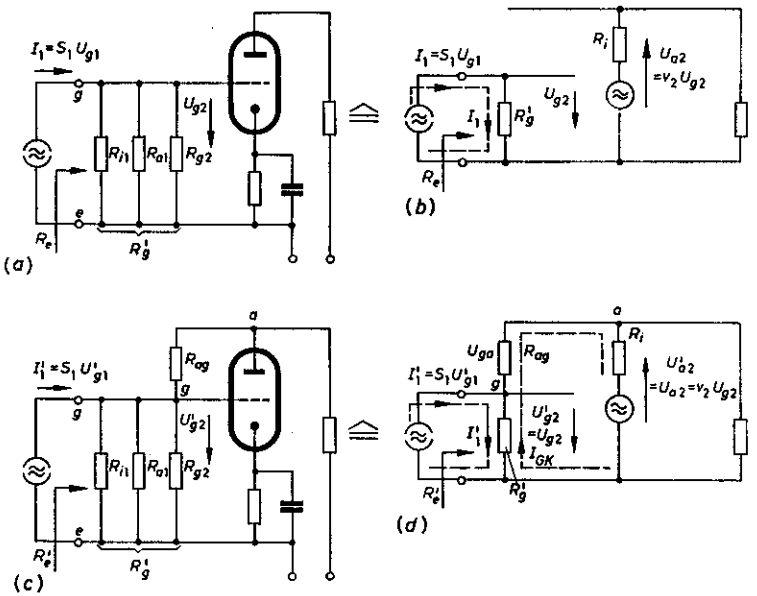


Bild 146. Zur Berechnung des Eingangswiderstandes einer Röhrenschaltung mit Spannungsgegenkopplung. (a) Schaltung ohne GK; (b) Ersatzschaltbild zu (a); (c) Schaltung mit GK; (d) Ersatzschaltbild zu (c)

I_{GK} errechnet sich nach *Bild 146* (*d*) aus dem Spannungsfall U_{ga} über R_{ag} zu

$$I_{GK} = \frac{U_{ga}}{R_{ag}} = \frac{\varphi_g - \varphi_a}{R_{ag}} = \frac{U_{g2} - U_{a2}}{R_{ag}} = \frac{U_{g2} - (-v_2 U_{g2})}{R_{ag}} = \frac{U_{g2}(1 + v_2)}{R_{ag}}$$

Damit wird

$$I_1' = I_1 + I_{GK} = U_{g2}\left(\frac{1}{R_g'} + \frac{1 + v_2}{R_{ag}}\right)$$

Für den wirksamen Eingangswiderstand R_e' folgt hieraus

$$R_e' = \frac{U_{g2}'}{I_1'} = \frac{U_{g2}}{U_{g2}\left(\frac{1}{R_g'} + \frac{1 + v_2}{R_{ag}}\right)} = \frac{1}{\frac{1}{R_g'} + \frac{1 + v_2}{R_{ag}}}$$

oder

$$\frac{1}{R_e'} = \frac{1}{R_g'} + \frac{1}{\frac{R_{ag}}{1 + v_2}} \tag{116}$$

Dieses Resultat besagt, daß sich bei Anwendung der Spannungsgegenkopplung – ähnlich wie bei der dynamischen Eingangskapazität einer Röhre – dem Widerstand R_g' ein Widerstand $R_{ag}/(1 + v_2)$ parallelschaltet. Dadurch wird der resultierend wirksame Eingangswiderstand erniedrigt, und zwar um so mehr, je kleiner R_{ag} und je größer die Verstärkung v_2 ist. Gl. (116) läßt sich noch etwas umformen. Dabei ergibt sich zunächst

$$R_e' = \frac{R_g'}{(1 + v_2)\frac{R_g'}{R_{ag}} + 1}$$

Wie sich aus Gl. (105) ableiten läßt, ist $\frac{R_g'}{R_{ag}} = \frac{K}{1 - K} \approx K$
Damit wird

$$R_e' \approx \frac{R_g'}{(1 + v_2)K + 1}$$

oder, wenn man in der Klammer die Zahl 1 gegen den meistens sehr großen Wert von v_2 vernachlässigt,

$$\boldsymbol{R_e' \approx \frac{R_g'}{1 + v_2 K}} \quad \text{Eingangswiderstand der Schaltung nach } \textit{Bild 146}\,(c) \tag{117}$$

Die Formel besagt, daß der Widerstand, den die erste Röhre bei Spannungsgegenkopplung in der zweiten Röhrenstufe zu speisen hat, gegenüber fehlender Gegenkopplung um den gleichen Faktor $1 + v_2 K$ wie die Verstärkung v_2 kleiner wird. Dies ist bei der Ermittlung der Verstärkung $v_1 = S R_e'$ der ersten Stufe und ihrer oberen Grenzfrequenz $\omega_o = 1/C_g R_e'$ (Gl. 75) zu beachten. Nach dieser Darstellung beruht der Verstärkungsverlust bei Gegenkopplung nicht auf einem Rückgang der Verstärkung in der gegengekoppelten zweiten Röhrenstufe, sondern auf einem Rückgang der Verstärkung in der ersten Röhrenstufe. Wie eine nochmalige Durchsicht der letzten Ableitungen zeigt, wird in diesem Abschnitt angenommen, daß das Steuergitter der zweiten Röhre mit und ohne Gegenkopplung die gleiche Aussteuerung erfährt. Daraufhin gibt diese Röhre immer die gleiche Ausgangsspannung ab, so daß sie mit und ohne Gegenkopplung die gleiche Verstärkung $v_2' = v_2$ zeigt. Der Verstärkungsrückgang kommt hier in der ersten Röhrenstufe zustande, und zwar dadurch, daß die erste Röhre auf einen resultierenden Belastungswider-

stand $R_{g\,ges}$ arbeitet, der durch den Rückgang des Eingangswiderstandes R_g' der zweiten Stufe um den Faktor $1 + v_2 K$ kleiner als das ursprüngliche R_g' ist. Für v_1 muß man nach Gl. (70) ansetzen

$$v_1' = S R_{g\,ges}' = S R_g' = S \frac{R_g'}{1 + v_2 K} = \frac{v_1}{1 + v_2 K}$$

Im Endergebnis kommt, wie man die Gegenkopplung auch behandeln und darstellen mag, immer das gleiche heraus. Die Gesamtverstärkung v_{ges} geht bei Gegenkopplung entweder zurück auf den Wert

$$v_{ges}' = v_1 v_2' = v_1 \frac{v_2}{1 + v_2 K}$$

oder auf den Wert

$$v_{ges}' = v_1' v_2 = \frac{v_1}{1 + v_2 K} v_2$$

Beide Ansätze liefern das gleiche, nämlich

$$v_{ges}' = \frac{v_1 v_2}{1 + v_2 K}$$

β) Eingangswiderstand bei Stromgegenkopplung

Die Schaltung nach *Bild 147* (*a*) hat den gleichen Eingangswiderstand wie ohne Gegenkopplung, da die Signalquelle, ob mit oder ohne Gegenkopplung, immer den gleichen Belastungswiderstand, nämlich R_g, vorfindet; es ist

$$\boldsymbol{R_e' = R_e = R_g}$$ Eingangswiderstand der Schaltung nach *Bild 147* (*a*)

Anders verhält sich die Gegenkopplungsschaltung nach *Bild 147* (*b*). Ohne Gegenkopplung, etwa bei kapazitiver Überbrückung von R_{GK}, ist

$$U_e = U_g$$

und

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

oder

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

Bei Einführung der Gegenkopplung wird die Eingangsspannung U_e auf U_e' erhöht, und zwar so weit, daß die resultierende Gitterspannung U_g' wieder den alten Wert U_g annimmt. Dann ist

$$U_g' = U_g$$

und damit

$$I_e' = \frac{U_g'}{R_g} = I_e = \frac{U_g}{R_g}$$

Die Gegenkopplungsspannung hat den Wert

$$U_{GK} = R_{GK}(I_e + I_a) = R_{GK}\left(I_e + \frac{v U_g}{R_a}\right) = R_{GK} I_e + v \frac{R_{GK}}{R_a} U_g$$

Damit wird

$$\begin{aligned} U_e' &= U_g + U_{GK} \\ &= U_g + R_{GK} I_e + v K U_g \\ &= U_g(1 + vK) + R_{GK} I_e \\ &= U_g(1 + vK) + R_{GK} \frac{U_g}{R_g} \\ &= U_g\left(1 + vK + \frac{R_{GK}}{R_g}\right) \end{aligned}$$

Hieraus ergibt sich für den Eingangswiderstand

$$R_e' = \frac{U_e'}{I_e'} = \frac{U_g}{I_e}\left(1 + vK + \frac{R_{GK}}{R_g}\right) = R_g\left(1 + vK + \frac{R_{GK}}{R_g}\right)$$

oder

$$R_e' = R_g(1 + vK) + R_{GK}$$

Da R_{GK} im allgemeinen klein gegen $R_g(1 + vK)$ ist, kann man sagen

$$R_e' \approx R_g(1 + vK) \tag{118}$$

Man erkennt, daß sich der Eingangswiderstand in der Schaltung nach *Bild 147* (*b*) um etwa den gleichen Faktor erhöht, um den die Verstärkung dieser Schaltung zurückgeht. Wenn man Gl. (103) nach v auflöst, dann kann für Gl. (118) geschrieben werden

$$\boldsymbol{R_e' \approx \frac{R_g}{1 - v' K}}$$ Eingangswiderstand der Schaltung nach *Bild 147* (*b*) (119)

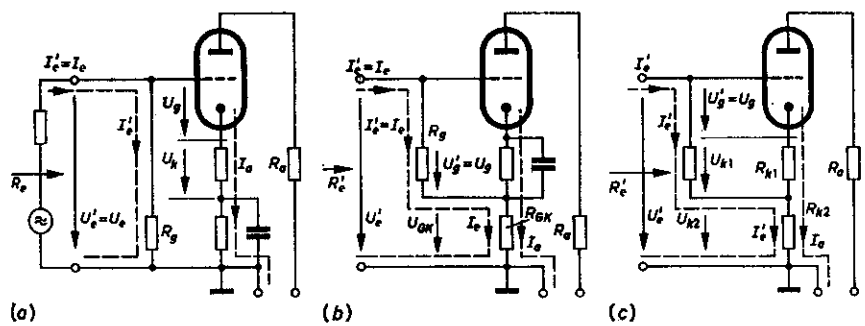


Bild 147 (a bis c). Zur Berechnung des Eingangswiderstandes verschiedener Schaltungen mit Stromgegenkopplung

Hat die Gegenkopplungsschaltung ein Aussehen nach *Bild 147 (c)*, so ergibt sich aus dem Ansatz

$$\begin{aligned} U'_e &= U_g + U_{k1} + U_{k2} \\ &= U_g + R_{k1} I_a + R_{k2}(I_a + I'_e) \\ &= U_g + R_{k1}\frac{v U_g}{R_a} + R_{k2}\frac{v U_g}{R_a} + R_{k2} I'_e \\ &= U_g\left[1 + \frac{v}{R_a}(R_{k1} + R_{k2})\right] + R_{k2} I'_e \end{aligned}$$

und aus dem Ansatz

$$I'_e = \frac{U_g + U_{k1}}{R_g} = \frac{U_g}{R_g}\left(1 + \frac{R_{k1}}{R_a} v\right)$$

für den Eingangswiderstand ein Wert von

$$R'_e = \frac{U'_e}{I'_e} = R_g \frac{1 + \frac{v}{R_a}(R_{k1} + R_{k2})}{1 + \frac{R_{k1}}{R_a} v} + R_{k2}$$

oder von

$$\boldsymbol{R'_e = R_g\left(1 + \frac{v R_{k2}}{R_a + v R_{k1}}\right) + R_{k2}}$$

Eingangswiderstand der Schaltung nach *Bild 147 (c)*

γ) Eingangswiderstand bei kombinierter Strom/Spannungs-Gegenkopplung

Der Berechnung des Eingangswiderstandes einer kombinierten Gegenkopplungsschaltung wird das *Bild 148* zugrunde gelegt. Unter der Annahme, daß die Ausgangsspannung U'_{a2} mit Gegenkopplung genauso groß wie ohne Gegenkopplung ist, also gleich U_{a2}, muß auch $U'_{g2} = U_{g2}$ und $U'_{g1} = U_{g1}$ sein. Dann ist aber auch $I'_e = I_e$, weil $I'_e = \frac{U'_{g1}}{R_g} = \frac{U_{g1}}{R_g} = I_e$

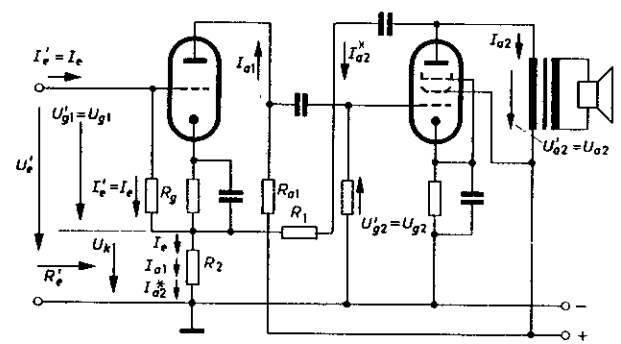


Bild 148. Zur Berechnung des Eingangswiderstandes einer Schaltung mit kombinierter Strom- und Spannungsgegenkopplung

Für U'_e läßt sich folgender Ansatz machen:

$$U'_e = U_{g1} + U_k = U_{g1} + R_2(I_e + I_{a1} + I^*_{a2})$$

Da R_2 meistens sehr klein gegenüber den Anodenwiderständen und dem Vorwiderstand R_1 ist, können die Röhrenschaltungen als hochohmig angesehen werden. Sie liefern dann durch R_2 einen Strom, der unabhängig von der Spannung ist, die die anderen Ströme an R_2 aufbauen. Also kann man schreiben

$$\begin{aligned} U'_e &= U_{g1} + R_2\left(I_e + \frac{v_1 U_{g1}}{R_{a1}} + \frac{v_1 v_2 U_{g1}}{R_1 + R_2}\right) \\ &= U_{g1}\left(1 + v_1\frac{R_2}{R_{a1}} + \frac{v_1 v_2 R_2}{R_1 + R_2}\right) + R_2 I_e \\ &= U_{g1}\left[1 + v_1 v_2\left(\frac{R_2}{R_1 + R_2} + \frac{R_2}{v_2 R_{a1}}\right) + \frac{R_2}{R_g}\right] \end{aligned}$$

Damit wird dann

$$R'_e = \frac{U'_e}{I'_e} = R_g\left[1 + v_1 v_2 \frac{R_2}{R_1 + R_2}\left(1 + \frac{R_1 + R_2}{v_2 R_{a1}}\right)\right] + R_2$$

Eingangswiderstand der Schaltung nach *Bild 148*

f) Linearisierung des Frequenzganges durch frequenzunabhängige Gegenkopplung

Außer der entzerrenden Wirkung hat die Gegenkopplung die sehr vorteilhafte Eigenschaft, den Frequenzgang der gegengekoppelten Schaltung einzuebnen. Wenn eine Röhrenstufe ohne Gegenkopplung wegen der Blindwiderstände nicht alle Frequenzen gleichmäßig gut überträgt, dann besagt dies, daß die Verstärkung v für die einzelnen Frequenzgebiete verschieden groß ist. Rüstet man die gleiche Röhrenstufe mit einer Gegenkopplung aus, so wird der Gegenkopplungsgrad $1 + vK$ für die einzelnen Frequenzgebiete ebenfalls verschieden groß sein. Die Frequenzen, die ohne Gegenkopplung die größte Verstärkung haben, werden wegen des großen vK-Wertes im Nenner von v' die stärkste Gegenkopplung und damit die größte Verstärkungsminderung erfahren. Die Frequenzen in der Nähe der Grenzfrequenz werden wegen ihrer um $\sqrt{2}$ kleineren Verstärkung weniger stark gegengekoppelt und daher in ihrer Verstärkung weniger stark herabgesetzt.

Bei starker Auslegung der Gegenkopplung läßt sich – allerdings unter entsprechend großen Verstärkungsverlusten – der Frequenzgang einer Schaltung fast völlig ein-

ebnen und hierdurch indirekt ihr Übertragungsbereich erweitern. *Bild 149* zeigt in der oberen Kurve den Verlauf der Ausgangsspannung einer Schaltung ohne Gegenkopplung. Die Verstärkung möge in der Mitte des Übertragungsbereiches beispielsweise $v_m = 60$ sein; dann ist sie an den Grenzen dem Betrag nach $v_u = v_o = 60/\sqrt{2} = 42{,}4$. Bei einem für alle Frequenzen gleich großen Gegenkopplungsfaktor von zum Beispiel $K = 0{,}05$ wird der Gegenkopplungsgrad in der Bandmitte $1 + v_m K = 1 + 60 \cdot 0{,}05 = 4$ und an den Grenzen $1 + v_u K = 1 + 42{,}4 \cdot 0{,}05 = 3{,}12$.

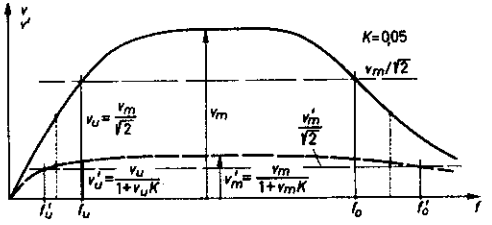


Bild 149. Linearisierung des Frequenzgangs durch Gegenkopplung

Dementsprechend ist die Verstärkung v' mit Gegenkopplung in der Bandmitte $v'_m = v/4 = 15$ und an den Grenzen, wenn man dort in erster Näherung die Phasenverhältnisse außer acht läßt, $v'_u = v_o \approx v_u/3{,}12 = 13{,}6$. Konstruiert man mit diesen Werten und in ähnlicher Weise an weiteren Zwischenpunkten den Kurvenverlauf von v', so erhält man die untere, gestrichelte Kurve. Sie verläuft in wesentlich niedrigerer Höhe, dafür aber auch merklich flacher. Die Grenzfrequenzen f'_u und f'_o der gegengekoppelten Schaltung liegen jetzt nicht mehr bei den alten f_u- und f_o-Werten, sondern weiter außen dort, wo $v'_u = v'_o = v'_m/\sqrt{2} = 15/\sqrt{2} = 10{,}6$ ist.

Beachtenswert ist, daß diese Linearisierung des Frequenzganges mit Hilfe einer aus rein reellen Widerständen bestehenden und somit an sich frequenzunabhängigen Gegenkopplungsschaltung erwirkt wird. Fernerhin beachte man, daß sich die Einebnung immer nur auf die Frequenzgangverzerrungen bezieht, die innerhalb der gegengekoppelten Schaltung auftreten. Alle Verzerrungen, die sich in den der gekoppelten Stufe vorgeschalteten oder eventuell auch nachgeschalteten Kreisen einschleichen – seien es nun lineare oder nichtlineare Verzerrungen –, werden nicht entzerrt.

Bei genauer Überlegung findet man zum Beispiel heraus, daß in der Gegenkopplungsschaltung vom *Bild 140* wohl der Tiefenverlust wegen zu kleiner Übertragerinduktivität L_1 ausgeglichen wird, nicht aber der Verlust an Höhen durch die Streuinduktivität σL_1. Dies liegt daran, daß ein zu kleiner Querwiderstand ωL_1 die Primärspannung U_a, von der die Gegenkopplung ja ausgeht, beeinflußt, nicht aber der Höhenverlust. Er macht sich nicht in der Primärspannung U_a, sondern erst in der Ausgangsspannung bemerkbar. Soll auch der Höhenabfall durch Gegenkopplung gemildert werden, so muß die gegenzukoppelnde Spannung, wie im *Bild 143* auf der Sekundärseite des Ausgangsübertragers, an einer Spannungsteilerschaltung abgegriffen werden.

Ähnliches gilt für den Einfluß des Koppelkondensators C_K in den *Bildern 140* (*a* und *b*) auf den Frequenzgang. Bei Anschluß des Gegenkopplungswiderstandes an die Anode der Vorröhre – R_{aa} im *Bild 140* (*b*) – liegt der Koppelkondensator C_K mit im Gegenkopplungskreis, so daß sein ungünstiger Einfluß auf die Übertragung tiefer Frequenzen zu einem großen Teil aufgehoben wird. Dies ist nicht der Fall, wenn der Widerstand R_{ag} wie im *Bild 140* (*a*) direkt an das Gitter angeschlossen wird. Im Gegenteil, dadurch, daß bei tiefen Frequenzen der resultierende Gitterwiderstand R'_g durch Ausschaltung der erst über C_K parallelliegenden Widerstände R_i und R_a größer wird, erhöht sich die Gegenkopplung für die tiefen Frequenzen; dadurch geht die Verstärkung für sie stark zurück, so daß sich die untere Grenzfrequenz merklich nach höheren Werten verschiebt.

In ganz ähnlicher Weise wie der Frequenzgang einer Schaltung durch Anwendung der Gegenkopplung linearisiert wird, läßt sich ein Verstärker mit Hilfe der Gegenkopplung auch hinsichtlich des Einflusses von Netzspannungsschwankungen, Röhrenalterungen und Belastungsänderungen stabilisieren. Geht beispielsweise die Verstärkung durch einen dieser Punkte zurück, so geht auch sofort der Grad der Gegenkopplung, nämlich der Ausdruck $1 + vK$, zurück und hebt die Verstärkung v' in Richtung auf den alten v-Wert wieder etwas an.

g) Frequenzabhängige Gegenkopplung

Da in fast allen Gegenkopplungsschaltungen Blindwiderstände, vorwiegend Kondensatoren, vorhanden sind oder leicht eingebaut werden können, kann durch günstige Bemessung dieser Blindwiderstände der Gegenkopplungsfaktor und Gegenkopplungsgrad frequenzabhängig gestaltet und hierdurch dem Frequenzgang der Schaltung praktisch jede gewünschte Form erteilt werden. So kann zum Beispiel dadurch, daß man den im *Bild 140* (*a* oder *b*) eingezeichneten, ursprünglich nur zur Trennung der verschiedenen Gleichstromkreise dienenden Kondensator C mit Absicht verhältnismäßig klein wählt, eine wirksame Tiefenanhebung erreicht werden. Bei genügend kleinem C wird die Gegenkopplung nach tiefen Frequenzen zu immer schwächer, weil von der Anodenwechselspannung ein stetig zunehmender Teil über dem Kondensator hängenbleibt und immer weniger Spannung als Gegenspannung an R'_g und das Gitter gelangt. Bei hohen Frequenzen kommt die Gegenkopplung dagegen voll zur Wirkung, weil sich der Kondensator hier nicht mehr an der Spannungsteilung beteiligt. Die hohen Frequenzen erfahren hierdurch eine starke Gegenkopplung und damit einen größeren Verstärkungsrückgang als die tiefen. Im gleichen Sinn wirken sich Kondensatoren aus, die man parallel zu R_{ag} oder einen Teil davon schaltet.

Die Gegenkopplung gestattet es, wenn man sie frequenzabhängig gestaltet, den Frequenzgang des Verstärkers dem der Signalquelle (Schallplatte, Mikrofon, Tonband) anzupassen und Benachteiligungen, die hier irgendwelche Frequenzgebiete erfahren haben, wiederauszugleichen. Außerdem kann sie zur Klangregelung herangezogen werden. In den *Bildern 150* (*a* bis *c*) sind einige Schaltmöglichkeiten zur Höhen- beziehungsweise Tiefenanhebung wiedergegeben. Die Wirkungsweise der

einzelnen Schaltungen wird verständlich, wenn man sich klarmacht, daß man zur Höhenanhebung die Gegenkopplung für die hohen Frequenzen herabsetzen muß. Dies kann beispielsweise im *Bild 150* (*a*) durch kapazitives Überbrücken der Widerstände R_{a_g} und R_g mit C_h geschehen. Eine Tiefenanhebung erfolgt, wenn, wie im *Bild 150* (*b*), die Gegenkopplung für die Tiefen durch einen Längskondensator C_l herabgesetzt wird oder wenn, wie im *Bild 150* (*c*), die hohen Frequenzen durch einen Parallelkondensator C_p zu R_1 stärker als die tiefen gegengekoppelt werden.

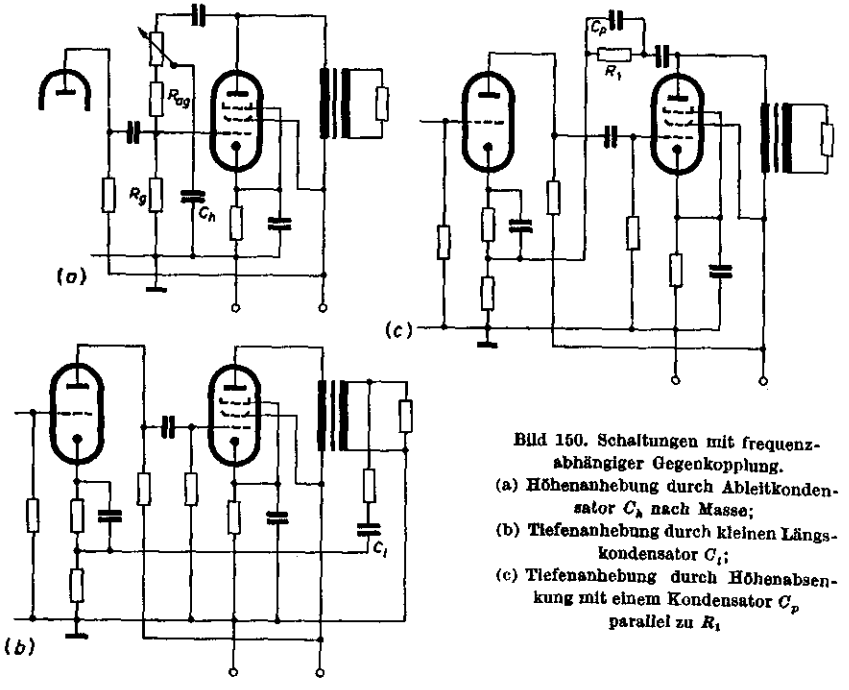


Bild 150. Schaltungen mit frequenzabhängiger Gegenkopplung.
(a) Höhenanhebung durch Ableitkondensator C_h nach Masse;
(b) Tiefenanhebung durch kleinen Längskondensator C_l;
(c) Tiefenanhebung durch Höhenabsenkung mit einem Kondensator C_p parallel zu R_1

h) Grenzen der Gegenkopplung

Bislang ist stillschweigend angenommen worden, daß die über ohmsche Widerstände zurückgekoppelte Spannung um genau 180° phasenverschoben zur Eingangsspannung ist und damit eine echte Gegenkopplung stattfindet. Dies ist mit Sicherheit nicht mehr an den Grenzen des Übertragungsbereiches der Fall. Hier treten zwischen der Ein- und Ausgangsspannung und damit auch zwischen der Eingangs- und Gegenkopplungsspannung bereits zusätzliche Phasenverschiebungen von 45° auf, die sich außerhalb des Übertragungsbereiches weiter erhöhen können – vor allem dann, wenn im Verstärkungs- oder Rückkopplungsweg mehrere phasendrehende Schaltglieder (Koppelkondensatoren, Katodenkondensatoren, Übertragerinduktivitäten, Schwingkreise, Streuresonanzen) liegen. Sobald die rückgekoppelte Spannung auf diese Weise der Eingangsspannung gegenüber nicht mehr um im ganzen 180°, sondern um 360° oder 0° phasenverschoben ist, findet eine positive Rückkopplung oder Mitkopplung statt. Sie bewirkt, daß der Verstärker zur Selbsterregung neigt, und zwar auf einer Frequenz, für die die Phase 360° oder 0° ist. Wenn es hierbei auch nicht in allen Fällen gleich zu einer tatsächlichen Schwingungserzeugung kommt, dann liegt dies daran, daß die kritische Frequenz meistens weit außerhalb des Übertragungsbereiches dort liegt, wo die Verstärkung minimal klein ist und aus diesem Grunde keine Schwingungsanfachung stattfinden kann. Immerhin wird ein solcher Verstärker aber dazu neigen, bei der Übertragung von Schaltstößen, also beispielsweise von Rechteckspannungen, mehr oder weniger schnell abklingende Ein- und Ausschwingvorgänge auf dieser Frequenz auszuführen.

Die Schwingneigung ist um so größer, je stärker die Rückkopplung ist. Maßgebend ist für sie der Ausdruck $1 + vK$, der jetzt besser $1 + \mathfrak{v}\mathfrak{K}$ geschrieben wird. Er kennzeichnet das Verhältnis $\mathfrak{v}/\mathfrak{v}'$. Solange $1 + \mathfrak{v}\mathfrak{K}$ dem Betrag nach größer als Eins ist, herrscht Gegenkopplung. Wird $1 + \mathfrak{v}\mathfrak{K}$ aber kleiner als Eins, das heißt $\mathfrak{v}\mathfrak{K}$ negativ, so liegt eine Mitkopplung vor. Je kleiner im Mitkopplungsbereich $|\mathfrak{v}|$ ist, desto größer kann an sich $|\mathfrak{K}|$ sein, ehe es zur wirklichen Schwingungserregung kommt. Je größer $|\mathfrak{v}|$ ist, desto kritischer wird $|\mathfrak{K}|$. Um der Gefahr von Eigenschwingungen wirkungsvoll zu begegnen, soll man daher den Gegenkopplungsfaktor in den einzelnen Schaltungen nicht zu groß wählen.

Enthält ein Verstärker nur je ein kritisches Kopplungsglied für die tiefen und hohen Frequenzen, so kann die Phasendrehung höchstens einen Wert von 90° erreichen. Dabei ist dann aber nach *Bild 117* oder *118* die Verstärkung bereits Null, so daß eine solche Schaltung stets stabil arbeitet und beliebig stark gegengekoppelt werden kann. Auch bei zwei kritischen Stellen ist dies noch der Fall. Die Phasenverschiebung erreicht hierbei zwar den Wert 180°, so daß sie mit dem 180°-Phasensprung der Röhre im ganzen auf 360° wächst. Sie tut dies aber erst bei Frequenzen, für die die Verstärkung praktisch auf Null gesunken ist. Kritisch werden die Verhältnisse, wenn der Verstärker drei und mehr Stellen mit Blindwiderständen hat. Hier kann ohne weiteres eine Phasendrehung von im ganzen 360° zustande kommen und gleichzeitig die Verstärkung einen solchen Wert haben, daß – wenn die Gegenkopplung nicht sehr vorsichtig dimensioniert ist – die Schaltung sich selbst erregt. Da ein Verstärker mit mehr als zwei Röhren immer eine größere Anzahl kritischer Schaltstellen aufweist, geht man bei mehrstufigen Verstärkern ungern daran, den Gegenkopplungsgrad $1 + vK$ größer als 20···30 zu wählen und gleichzeitig die Gegenkopplung über mehr als zwei Stufen hinweg wirken zu lassen [8; 9; 12].

Beispiel 23

Gegeben ist im *Bild 151* die Schaltung eines kleinen Verstärkers mit der Doppeltriode ECC 83. Laut Röhrentabelle hat bei den eingetragenen Werten der Widerstände und Kondensatoren sowie einer Speisespannung von $U_B = 250$ V das erste Röhrensystem

eine Verstärkung von $v_1 = 66{,}5$ und das zweite eine Verstärkung von $v_2 = 37{,}5$. Die Röhrensysteme führen einen Anodenruhestrom von $I_{a1} = 0{,}48$ mA beziehungsweise $I_{a2} = 1{,}18$ mA. Infolge mangelhafter Lötung möge sich der 100-µF-Katodenkondensator des ersten Systems lösen, so daß mit einem Male über den 2,7-kΩ-Katodenwiderstand volle Stromgegenkopplung eintritt.

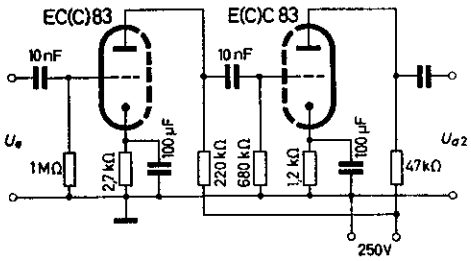


Bild 151. Schaltung zum *Beispiel 23*

Welche Eingangsspannung U_e ist im einwandfreien Zustand der Schaltung bei einer Ausgangsspannung von $U_{a2} = 23$ V erforderlich? Auf welchen Wert U_e' muß sie gesteigert werden, wenn die Ausgangsspannung im fehlerhaften Zustand die gleiche bleiben soll?
Im einwandfreien Zustand wird eine Eingangsspannung benötigt von

$$U_e = \frac{U_{a2}}{v_1 v_2} = \frac{23\ \text{V}}{66{,}5 \cdot 37{,}5} = 9{,}2\ \text{mV}$$

Im fehlerhaften Zustand tritt unter Vernachlässigung des Gitterwiderstandes von 680 kΩ eine Gegenkopplung von

$$K_f = \frac{R_{k1}}{R_{a1}} = \frac{2{,}7\ \text{k}\Omega}{220\ \text{k}\Omega} = 0{,}0123$$

ein. Dies ergibt einen Gegenkopplungsgrad von

$$1 + v_1 K = 1 + 66{,}5 \cdot 0{,}0123 = 1{,}82$$

Er hat einen Verstärkungsrückgang auf

$$v_1' = \frac{v_1}{1 + K v_1} = \frac{66{,}5}{1{,}82} = 36{,}5$$

also auf etwa die Hälfte zur Folge. Dementsprechend muß die Eingangsspannung erhöht werden auf

$$U_e' = \frac{U_{a2}}{v_1' v_2} = \frac{23\ \text{V}}{36{,}5 \cdot 37{,}5} = 16{,}8\ \text{mV}$$

Dies bedeutet logarithmisch ausgedrückt einen Spannungsmehrbedarf von

$$20 \lg \frac{16{,}8\ \text{mV}}{9{,}2\ \text{mV}} = 20 \lg 1{,}825 = 5{,}2\ \text{dB}$$

Beispiel 24

Welchen Einfluß hat der Fehler vom *Beispiel 23* auf die obere Grenzfrequenz der *RC*-Koppelschaltung zwischen den beiden Röhrensystemen der ECC 83, wenn man bedenkt, daß nach Gl. (110) eine Stromgegenkopplung den Innenwiderstand einer Röhrenschaltung, im vorliegenden Fall also der ersten Stufe, erhöht und die obere Grenzfrequenz stark vom Innenwiderstand der Schaltung abhängt?
Nach *Beispiel 12* hat die fehlerfreie Verstärkerschaltung bei einem Innenwiderstand des ersten Röhrensystems von $R_i = 85$ kΩ beziehungsweise einem Ersatzinnenwiderstand der ersten Stufe von $R_i'' = 56{,}2$ kΩ sowie einer resultierenden Querkapazität von $C_g = 77{,}5$ pF eine obere Grenzfrequenz von 36,6 kHz. Löst sich der Katodenkondensator des ersten Röhrensystems, so steigt der Innenwiderstand R_{i1}, wenn man für den Durchgriff den Tabellenwert von $D = 1\%$ übernimmt, von 85 kΩ auf den Wert

$$R_{i1}' = R_i(1 + S R_{k1}) = R_i + \frac{R_{k1}}{D} = 85\ \text{k}\Omega + \frac{2{,}7\ \text{k}\Omega}{0{,}01} = 355\ \text{k}\Omega$$

Diese starke Zunahme bewirkt, daß sich das R_i'' der Ersatzschaltung ändert auf den Wert

$$\frac{1}{R_i'''} = \left(\frac{1}{355} + \frac{1}{220} + \frac{1}{680}\right)\frac{1}{\text{k}\Omega} = 0{,}00883\ 1/\text{k}\Omega$$

oder

$$R_i''' = 113{,}3\ \text{k}\Omega$$

Hiermit wird nach Gl. (75)

$$\omega_o' = \frac{1}{C_g R_i'''} = \frac{1}{77{,}5 \cdot 10^{-12}\ \text{F} \cdot 113{,}3 \cdot 10^3\ \Omega} = 114 \cdot 10^3\ \text{s}^{-1}$$

oder

$$f_o' = 18{,}2\ \text{kHz}$$

Dieses Beispiel zeigt sehr deutlich, daß selbst kleine Rückkopplungsfaktoren von $K = 1\%$ schon recht erhebliche Veränderungen in dem Gesamtverhalten einer Schaltung verursachen.

Beispiel 25

In einer Schaltung nach *Bild 143(a)* sei die Gesamtverstärkung vom Gitter der ersten Röhre bis zu den Ausgangsklemmen auf der Sekundärseite des Übertragers ohne Gegenkopplung $v = 250$. Es werde angenommen, daß am Gitter der ersten Röhre etwa das Vierfache der Spannung zur Verfügung steht, die zur vollen Aussteuerung erforderlich ist. Dieser Spannungsüberschuß gestattet die Anwendung einer wirkungsvollen Gegenkopplung. Wie ist der Spannungsteiler $R_1 R_2$ zu bemessen, wenn $R_1 + R_2 = 5000\ \Omega$ sein sollen? Auf welchen Wert wird der Klirrfaktor der beiden Röhrenstufen verbessert, wenn er ohne Gegenkopplung bei voller Aussteuerung 12% beträgt?
Bei vierfacher Spannungsreserve darf die Verstärkung bei Gegenkopplung auf $v' = v/4$ heruntergehen. Dies bedeutet, daß der Gegenkopplungsgrad $1 + vK = v/v'$ den Wert 4 annehmen darf. Hieraus folgt

$$vK = 4 - 1 = 3$$

oder

$$K = \frac{3}{v} = \frac{3}{250} = 0{,}012$$

Vernachlässigt man die verhältnismäßig schwache Stromgegenkopplung in der ersten Stufe, so hat K als Verhältnis der rückgekoppelten Spannung zur Gesamtausgangsspannung, ausgedrückt durch die entsprechenden Widerstände, den Wert

$$K = \frac{U_k}{U_2} = \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

Mit $R_1 + R_2 = 5000\,\Omega$ wird

$$R_2 = (R_1 + R_2)\,K = 5000\,\Omega \cdot 0{,}012 = 60\,\Omega$$

und

$$R_1 = 4940\,\Omega \approx 5000\,\Omega$$

Der Klirrfaktor wird bei Gegenkopplung und voller Aussteuerung theoretisch reduziert auf den Wert

$$k_{mGK} \approx \frac{k_{oGK}}{1 + v\,K} = \frac{12\%}{4} = 3\%$$

R_2 hat mit 60 Ω nur einen kleinen Widerstandswert. Hier kann, ohne zu befürchten, daß die erste Röhre über den nichtüberbrückten Widerstand ein störendes Isolationsbrummen hervorruft, die Schaltung nach *Bild 143(a)* gewählt werden.

Beispiel 26

Im *Beispiel 20* wurde für die EL 84 ein Ausgangsübertrager berechnet. Der Verstärkerausgang arbeitete ohne Gegenkopplung und zeigte, daß bei einer erforderlichen Induktivität von 11,2 H für eine untere Grenzfrequenz von 60 Hz ein M 55-Kerntyp reichlich knapp bemessen war. Dieser Ausgangsübertrager soll jetzt neu entworfen werden, und zwar unter der Annahme, daß die EL 84 eine Spannungsgegenkopplung nach *Bild 140(a)* hat. Der Widerstand R_{ag} zwischen Anode und Gitter betrage 1,2 MΩ, der wirksame Gitterwiderstand $R'_g = 80$ kΩ. Wie sind die Hauptabmessungen des Ausgangsübertragers bei weiterhin $p = 12\%$ zulässigen Wechselspannungsverlusten und $\Delta U_{a_} = 25$ V zulässigen Gleichspannungsverlusten, wenn die Röhre in ihrem normalen Arbeitspunkt ($U_{a_} = 250$ V, $U_{g2_} = 250$ V, $R_k = 135\,\Omega$, $I_{a_} = 48$ mA, $I_{g2_} = 5{,}5$ mA) arbeitet und dort die Daten hat: $S = 11{,}3$ mA/V, $R_i = 40$ kΩ, $R_{a\,opt} = 5{,}2$ kΩ. Der Belastungswiderstand sei $R_2 = 8\,\Omega$ reell; es soll ein Frequenzband von 60 Hz bis 12 kHz übertragen werden.
Da sich bei Gegenkopplung (nach Abschnitt d.β dieses Kapitels) an dem Wert des günstigsten Abschlußwiderstandes der Röhre nichts ändert, hat der Ausgangsübertrager mit und ohne Gegenkopplung den 8-Ω-Belastungswiderstand zusammen mit den Wicklungswiderständen auf 5,2 kΩ zu transformieren. Der Innenwiderstand der Ausgangsstufe ändert sich nach Gl. (107) auf

$$R'_i = \frac{R_i}{1 + K/D} = \frac{R_i}{1 + S\,R_i\,K}$$

In dieser Formel wird der Gegenkopplungsfaktor K gebraucht; er hat nach Gl. (105) den Wert

$$K = \frac{R'_g}{R_{ag} + R'_g} = \frac{80\,\text{k}\Omega}{(1200 + 80)\,\text{k}\Omega} = 0{,}0625$$

Hiermit wird

$$R'_i = \frac{40\,\text{k}\Omega}{1 + 11{,}3 \cdot 10^{-3}\,\text{A/V} \cdot 40 \cdot 10^3\,\Omega \cdot 0{,}0625} = \frac{40}{1 + 28{,}3} \approx 1{,}37\,\text{k}\Omega$$

Aus dem *Beispiel 20* kann übernommen werden, daß der Wicklungswiderstand aus Gleichspannungsgründen maximal etwa $R_{w1} = 520\,\Omega$ betragen darf (wechselspannungsmäßig würden 624 Ω gestattet sein) und das Übersetzungsverhältnis den Wert $\ddot{u} = 22{,}6$ erhalten muß. Die Anforderungen an die Querinduktivität L_1 werden jetzt geringer, da die Speiseseite bei Gegenkopplung niederohmiger wird. Unter Berücksichtigung des neuen Innenwiderstandes R'_i und der alten Wicklungswiderstände braucht L_1 statt 11,2 H nach Gl. (95) und (97) nur noch einen Wert zu haben von

$$L_{1\,erf} = \frac{(R'_i + R_{w1}) \,||\, (\ddot{u}^2 R_2 + \ddot{u}^2 R_{w2})}{\omega_u} = \frac{(1370 + 520) \,||\, (4160 + 520)\,\Omega}{2\pi\ 60\ \text{s}^{-1}} = 3{,}56\,\text{H}$$

Der Kerntyp wird bestimmt aus

$$\frac{A_R}{A_L} \leqq \frac{R_{w1\,zul}}{2\,L_{1\,erf}} = \frac{520\,\Omega}{2 \cdot 3{,}56\,\text{H}} = 73{,}2\,\frac{\Omega}{\text{H}}$$

Dieser Formel nach genügt ein M 42-Kern mit Luftspalt, denn für ihn wird $A_R/A_L = 15/0{,}4\,\Omega/\text{H} = 37{,}5\,\Omega/\text{H}$ und damit, wie gefordert, kleiner als 73,2. Es wird sich aber zeigen, daß der M 42-Kern aus Erwärmungsgründen zu klein ist. Die A_R/A_L-Formel berücksichtigt eben nur die untere Grenzfrequenz ($L_{1\,erf}$) und die zulässigen Spannungsverluste ($R_{w1\,zul}$), aber nicht die zulässige Stromdichte in den Wicklungen. Damit dies deutlich erkannt wird, soll der Übertrager hier erst unter Zugrundelegung des M 42-Kerns weiterentworfen werden.

Entwurf des Übertragers

$$w_1 = \sqrt{\frac{L_{1\,erf}}{A_L}} = \sqrt{\frac{3{,}56\,\text{H}}{0{,}4\,\mu\text{H}}} = 2980\ \text{Windungen}$$

$$w_2 = w_1/\ddot{u} = 2980/22{,}6 = 132\ \text{Windungen}$$

$$F'_w = F_w - 15\%\,F_w = 0{,}85\,F_w = 0{,}85 \cdot 1{,}7\,\text{cm}^2 = 1{,}44\,\text{cm}^2$$

$$F_{w1} = F'_w/2 = 0{,}72\,\text{cm}^2$$

$$F_{w2} = F'_w/2 = 0{,}72\,\text{cm}^2$$

$$w'_1 = w_1/F_{w1} = 2980\ \text{Wdg.}/0{,}72\,\text{cm}^2 = 4150\ \text{Wdg./cm}^2$$

$$\triangleq d_1 = 0{,}12\,\text{mm} \quad \text{mit} \quad q_1 = 0{,}0113\,\text{mm}^2 \quad \text{und} \quad r_1 = 1{,}58\,\Omega/\text{m}$$

$$R_{w1} = r_1\,l_w\,w_1 = 1{,}58\,\frac{\Omega}{\text{m}} \cdot 0{,}074\,\text{m} \cdot 2980 = 348\,\Omega\ (\text{zulässig } 520\,\Omega)$$

$$w'_2 = w_2/F_{w2} = 132\ \text{Wdg.}/0{,}72\,\text{cm}^2 = 184\ \text{Wdg./cm}^2$$

$$\triangleq d_2 = 0{,}7\,\text{mm} \quad \text{mit} \quad q_2 = 0{,}385\,\text{mm}^2 \quad \text{und} \quad r_2 = 0{,}0464\,\Omega/\text{m}$$

$$R_{w2} = r_2\,l_w\,w_2 = 0{,}0464\,\frac{\Omega}{\text{m}} \cdot 0{,}11\,\text{m} \cdot 132 = 0{,}673\,\Omega$$

$$\ddot{u}^2 R_{w2} = 22{,}6^2 \cdot 0{,}673\,\Omega = 343\,\Omega$$

Man erkennt, der M 42-Kern erfüllt die Bedingungen, die hinsichtlich der zulässigen Spannungsverluste in die A_R/A_L-Formel eingebaut sind. Jetzt muß die Erwärmung nachkontrolliert werden; zu diesem Zweck wird die Stromdichte in der Primärwicklung

berechnet. Nach dem früheren Beispiel fließt in der Primärwicklung ein effektiver Strom von $I_1 = 58{,}3$ mA. Bei $q_1 = 0{,}0113$ mm² ergibt dies eine Stromdichte von

$$S_1 = \frac{I_1}{q_1} = \frac{0{,}0583\ \text{A}}{0{,}0113\ \text{mm}^2} = 5{,}16\ \text{A/mm}^2$$

Dieser Wert ist zu hoch. Die Stromdichte soll bei kleinen Übertragern einen Wert von 3 A/mm² nicht übersteigen. Man kann jetzt versuchen, die Drahtstärke für die Primärwicklung auf Kosten der Sekundärwicklung, die größere Verlustwiderstände vertragen kann, zu erhöhen. Wie eine kurze Nachrechnung aber zeigt, wird dann die Stromdichte in der Sekundärwicklung zu groß. Somit bleibt nichts anderes übrig, als aus Erwärmungsgründen den nächstgrößeren Blechkern M 55 zu wählen.
An der Induktivität L_1 wird sich dabei nicht viel ändern; sie wird etwas kleiner werden können, da das Ersatz-R' wegen der geringeren Verluste kleiner wird.
Entwurfsannahme

$L_{1\,\text{erf}} \approx 3{,}5$ H; M 55-Kern mit Luftspalt

$$w_1 = \sqrt{\frac{L_{1\,\text{erf}}}{A_L}} = \sqrt{\frac{3{,}5\ \text{H}}{0{,}75\ \mu\text{H}}} = 2160\ \text{Windungen}$$

$F'_w = 0{,}85\,F_w = 0{,}85 \cdot 2{,}2\ \text{cm}^2 = 1{,}87\ \text{cm}^2$

$F_{w1} = F'_w/2 = 0{,}935\ \text{cm}^2$

$w'_1 = w_1/F_{w1} = 2160/0{,}935\ \text{cm}^2 = 2310\ \text{Wdg./cm}^2$

$d_1 = 0{,}18$ mm CuL mit $w'_1 = 2230/\text{cm}^2$, $q_1 = 0{,}0254$ mm² und $r_1 = 0{,}703\ \Omega/\text{m}$

$R_{w1} = r_1 l_1 w_1 = 0{,}703\ \Omega/\text{m} \cdot 0{,}099\ \text{m} \cdot 2160 = 150\ \Omega$

$S_1 = I_1/q_1 = 0{,}0583\ \text{A}/0{,}0254\ \text{mm}^2 = 2{,}3\ \text{A/mm}^2$

Nimmt man an, daß der transformierte sekundäre Verlustwiderstand $\ddot{u}^2 R_{w2}$ etwas größer als R_{w1}, vielleicht 200 Ω, wird, weil die Primärwicklung etwas mehr als die Hälfte des zur Verfügung stehenden Wickelraums verbraucht, so muß das Übersetzungsverhältnis entsprechend Gl. (92) eine Größe haben von

$$\ddot{u} = \sqrt{\frac{R_{a\,\text{opt}} - (R_{w1} + \ddot{u}^2 R_{w2})}{R_2}} = \sqrt{\frac{5200\ \Omega - (150 + 200)\ \Omega}{8\ \Omega}} = 24{,}6$$

$w_2 = w_1/\ddot{u} = 2160/24{,}6 = 88$ Windungen

$F_{w2} = F'_w - F'_{w1} = 1{,}87\ \text{cm}^2 - w_1/w'_1 = 1{,}87\ \text{cm}^2 - 2160/2230 \cdot \text{cm}^2 = 0{,}9\ \text{cm}$

$w'_2 = w_2/F_{w2} = 88/0{,}9\ \text{cm}^2 = 98\ \text{Wdg./cm}^2$

$d_2 = 0{,}9$ mm CuL mit $q_2 = 0{,}636$ mm² und $r_2 = 0{,}0281\ \Omega/\text{m}$

$R_{w2} = r_2 l_2 w_2 = 0{,}0281\ \Omega/\text{m} \cdot 0{,}141\ \text{m} \cdot 88 = 0{,}348\ \Omega$

$\ddot{u}^2 R_{w2} = 24{,}6^2 \cdot 0{,}348\ \Omega = 211\ \Omega$

Der sekundäre transformierte Wicklungswiderstand hat also etwa den geschätzten Wert von 200 Ω. Damit stimmt auch das errechnete Übersetzungsverhältnis von $\ddot{u} = 24{,}6$. Für die Stromdichte in der Sekundärwicklung ergibt sich, wenn man für den Wechselstrom in der Primärwicklung aus *Beispiel 20* den Wert von $I_{a\sim} = 33$ mA übernimmt und damit für $I_{2\sim}$ den Ansatz macht,

$$I_{2\sim} = \ddot{u}\,I_{a\sim} = 24{,}6 \cdot 0{,}033\ \text{A} = 0{,}81\ \text{A}$$

$$S_2 = I_{2\sim}/q_2 = 0{,}81\ \text{A}/0{,}636\ \text{mm}^2 = 1{,}3\ \text{A/mm}^2$$

Zur Sicherheit soll noch die Anforderung an die Induktivität L_1 auf Grund der kleinen Verlustwiderstände nachgeprüft werden. Nach Gl. (95) und (97) muß sein

$$L_{1\,\text{erf}} = \frac{(R'_i + R_{w1}) \,||\, (\ddot{u}^2 R_2 + \ddot{u}^2 R_{w2})}{\omega_u}$$

$$= \frac{(1370 + 150)\,\Omega \,||\, (24{,}6^2 \cdot 8 + 211)\,\Omega}{2\pi\ 60\,\text{s}^{-1}} = 3{,}14\ \text{H}$$

Es ist also eine kleinere Induktivität erforderlich, als bei der Entwurfsberechnung angenommen wurde. Dies beeinträchtigt nicht die Verstärkereigenschaften, da hierdurch die untere Grenzfrequenz noch etwas tiefer geschoben wird. Im ganzen zeigt die Untersuchung, daß der M 55-Kern im Fall des gegengekoppelten Verstärkers sehr reichlich ausgelegt ist, während er im Fall des Verstärkers ohne Gegenkopplung zu knapp bemessen war. Die Gegenkopplung bringt demnach für die Dimensionierung des Ausgangsübertragers wesentliche Vorteile.

Aufgabe 37

Gegeben sei eine Schaltung nach *Bild 152*. Der Innenwiderstand der EF 86 werde zu 2 MΩ, ihre Steilheit in der Schaltung als Widerstandsverstärker zu 1,5 mA/V geschätzt.

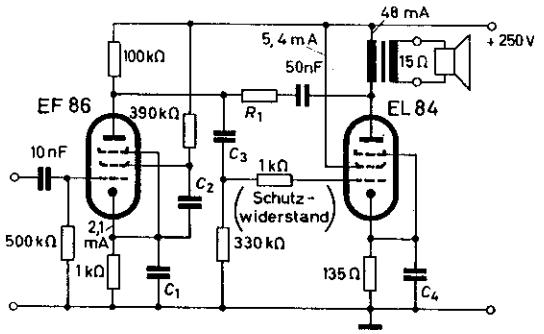


Bild 152. Schaltung zur *Aufgabe 37*

Nach den Röhrenunterlagen hat die EF 86 in der angegebenen Schaltung eine Verstärkung von $v_1 = 112$. Der Innenwiderstand der EL 84 kann zu 40 kΩ, ihre Steilheit zu 10 mA/V angesetzt werden. Die Endröhre gibt an einen optimalen Widerstand von 5,2 kΩ eine Leistung von 5 W ab, wenn sie mit 4,3 V effektiver Spannung am Gitter ausgesteuert wird. Aus diesen Angaben folgt, daß die EL 84 ohne Gegenkopplung eine Verstärkung von $v_2 = 37{,}5$ hat. Weise dies nach! Folgende Fragen sind zu beantworten:

1) Wie groß müssen die Kondensatoren C_1 bis C_4 ohne Berücksichtigung der Gegenkopplung gewählt werden, wenn der Verstärker ein Frequenzband von 50 Hz···15 kHz übertragen soll?

2) Wie groß muß der Widerstand R_1 gewählt werden, wenn die Endstufe durch GK einen Verstärkungsverlust von 12 dB erleiden darf?

(Antwort: $C_1 = 15\,\mu F$, $C_2 = 320$ nF, $C_3 = 7{,}5$ nF, $C_4 = 100\,\mu F$; 12 dB bedeutet $20 \lg (1 + vK) = 12$ oder $vK = 3$. Aus der Leistung von 5 W an 5,2 kΩ folgt $U_{a\sim} = 161$ V und aus $U_{a\sim}/U_{g\sim}$ folgt $v_2 = 37{,}5$. Hiermit wird $K = 0{,}08$; aus $R'_g = 74$ kΩ und K folgt $R_1 = R_{ag} = 850$ kΩ.)

Aufgabe 38

Gegeben sei eine Endpentode mit $R_i = 40$ kΩ und $S = 10$ mA/V, die auf einen Belastungswiderstand von $R_{a\,opt} = 5$ kΩ arbeitet. Sie ist mit einer Spannungsgegenkopplung von der Anode direkt zum Gitter ausgerüstet. Hierdurch geht ihre Verstärkung um den Faktor 5 gegenüber der Ausführung ohne Gegenkopplung zurück. Gesucht ist der Innenwiderstand der gegengekoppelten Schaltung.

(Antwort: Nach Gl. (39) ist $v = 44{,}4$. Mit $v/v' = 5$ wird $K = 0{,}09$. Da $\mu = 400$ ist (warum?), wird nach Gl. (107) $R' = 1{,}08$ kΩ.)

Aufgabe 39

Gegeben sei eine Triodenschaltung in verschiedener Ausführung der Stromgegenkopplung (*Bild 153*). Die Röhre hat in allen vier Schaltungen die gleiche Gittervorspannung (warum?) und den gleichen Anodenwiderstand. Folglich hat sie überall die gleiche Verstärkung v. Es sei $v = 54$. Gesucht sind die Betriebsverstärkungen v', die Eingangswiderstände R'_g und die Innenwiderstände der vier Schaltungen, wenn die Röhre ein R_i von 65 kΩ und eine Leerlaufverstärkung von $\mu = 90$ hat.

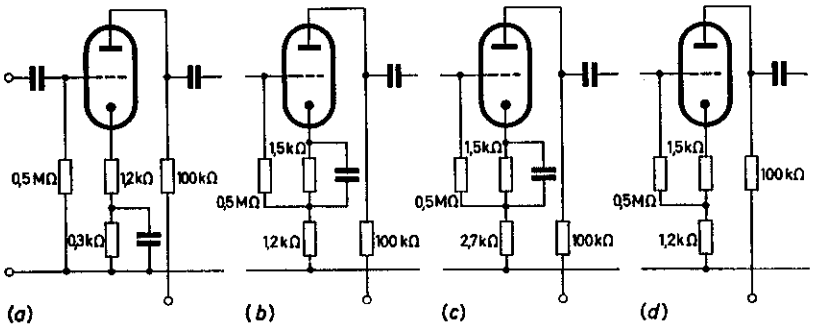


Bild 153 (a bis d). Schaltungen zur *Aufgabe 39*

(Antwort: Schaltung nach *Bild 153(a)*: $v' = 32{,}8$, $R'_g = R_g = 0{,}5$ MΩ, $R'_i = 173$ kΩ;
Schaltung nach *Bild 153(b)*: $v' = 32{,}8$, $R'_g = 0{,}824$ MΩ, $R'_i = 173$ kΩ;
Schaltung nach *Bild 153(c)*: $v' = 22$, $R'_g = 1{,}23$ MΩ, $R'_i = 308$ kΩ;
Schaltung nach *Bild 153(d)*: $v' = 22$, $R_g = 0{,}68$ MΩ, $R'_i = 308$ kΩ.)

Aufgabe 40

Gegeben sei eine Triodenschaltung mit der EC(C) 83. Der Anodenwiderstand der Triode ist 220 kΩ, ihr eigener Gitterwiderstand 1 MΩ und der Gitterwiderstand der nachfolgenden Röhre (2. System der Doppeltriode) 680 kΩ. Sie hat einen Katodenwiderstand von 2,2 kΩ zur Erzeugung der Gittervorspannung. Man kann damit rechnen, daß die Röhre in ihrem Arbeitspunkt bei $U_B = 300$ V die Kenndaten $R_i = 80$ kΩ, $S = 1{,}25$ mA/V und $\mu = 100$ hat. Durch Einführen einer Stromgegenkopplung soll die Betriebsverstärkung auf $v' = 20$ gesenkt werden. Folgende Fragen sind zu beantworten: 1) Wie groß ist v ohne Gegenkopplung? 2) Wie groß müssen der Gegenkopplungsfaktor K und der Gegenkopplungswiderstand gewählt werden? 3) Welche von den vier Schaltungen im *Bild 139* kommen für diese Aufgabe in Frage? 4) Welchen Eingangs- und Ausgangswiderstand (Innenwiderstand) nimmt die Röhrenschaltung im *Bild 139(c)* an?

(Antwort: Nach Gl. (70) ist $v = 67{,}5$; $K = 0{,}0352$, $R_{GK} = 7{,}75$ kΩ; in Frage kommen die Schaltungen nach *Bild 139*(c oder d); $R'_g \approx R_g(1 + vK) = 3{,}38$ MΩ, $R'_i = R_i + \mu R_{GK} = 855$ kΩ.)

Aufgabe 41

Gegeben sei die Schaltung der beiden letzten Röhrenstufen eines 5-W-Verstärkers nach *Bild 154*. Folgende Fragen sind zu beantworten:

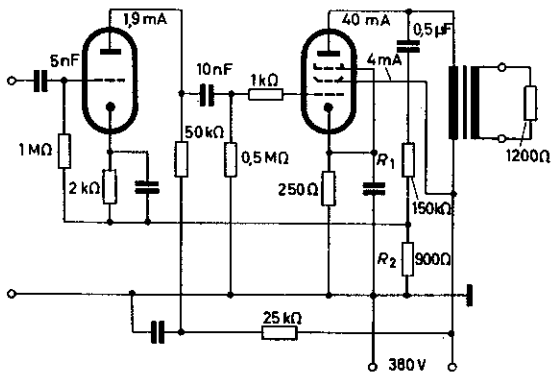


Bild 154. Schaltung zur *Aufgabe 41*

1) Was für eine Art Gegenkopplung liegt hier vor? 2) Wie groß sind die Gegenkopplungsfaktoren K_1 und K_2 der beiden Stufen? 3) Welche resultierende Verstärkung v' hat die zweistufige Schaltung, wenn man annimmt, daß ohne Gegenkopplung $v_1 = 20$ und $v_2 = 40$ ist? Die Formel

$$v' = \frac{v_1 v_2}{1 + v_1 K_1 + v_1 v_2 K_2} \tag{120}$$

für die Verstärkung v' dieser Schaltung ist zwar nicht abgeleitet, aber ihr Aufbau ist sicherlich verständlich, wenn man bedenkt, daß die erste Röhre stromgegengekoppelt ist und die Spannungsgegenkopplung mit dem Gegenkopplungsfaktor K_2 über zwei Stufen mit der resultierenden Verstärkung $v = v_1 v_2$ wirkt. 4) Welchen Innenwiderstand

R_i' hat die Schaltung, wenn man von den Primärklemmen des Ausgangsübertragers aus in die Schaltung hineinmißt? Ohne Gegenkopplung hat die Schaltung einen Innenwiderstand, der mit dem der Endröhre übereinstimmt. Er betrage $R_{i2} = 30\,\text{k}\Omega$.

Bei der Beantwortung der Frage muß man sich klarmachen, daß $R_i' = \dfrac{1}{D'S'} = \dfrac{\mu'}{S'}$ ist und bei Spannungsgegenkopplung sich der Kurzschlußstrom und damit die Steilheit nicht ändert, also $S' = S$ ist, wohl aber die Leerlaufspannung und damit μ'. Nach einer kleinen Umformung von Gl. (109) erhält man $\mu' = \dfrac{\mu}{1 + \mu K}$. Setzt man dies ein, so ergibt sich

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

Da für den Innenwiderstand R_i der Wert der Ausgangsröhre R_{i2} maßgeblich ist, kann man sagen

$$R_i' = \frac{R_{i2}}{1 + \mu K}$$

Für K ist hier K_2 einzusetzen. Unter μ versteht man die Leerlaufverstärkung der Zweiröhrenschaltung, und zwar für den Fall, daß die letzte Stufe leerläuft und nicht zurückgekoppelt ist, also beispielsweise die Verbindung zwischen dem 0,5-µF-Kondensator und dem 150-kΩ-Widerstand aufgetrennt ist. Da die erste Röhrenstufe hierbei immer noch über 900 Ω stromgegengekoppelt ist, hat die Leerlaufverstärkung μ der Schaltung einen Wert von

$$\mu = v_1' \mu_2 = \frac{v_1 \mu_2}{1 + v_1 K_1}$$

Hieraus folgt für den Innenwiderstand R_i' bei Gegenkopplung

$$R_{i2}' = \frac{R_{i2}}{1 + \dfrac{v_1 \mu_2 K_2}{1 + v_1 K_1}} \quad \text{mit} \quad K_1 = \frac{R_2}{R_{a1}} \quad \text{und} \quad K_2 = \frac{R_2}{R_2 + R_1} \tag{121}$$

(Antwort: Strom-GK der ersten Röhre und Spannungs-GK von der Anode der zweiten Röhre auf die Katode der Vorröhre, ähnlich *Bild 148*. $K_1 = R_2/R_{a1} = 0{,}018$, $K_2 = 6 \cdot 10^{-3}$; $v' = 130$ statt $v = 800$; bei einer angenommenen Steilheit von $S_2 = 15\,\text{mA/V}$ für die Endröhre und einem R_{i2} von 30 kΩ wird $\mu_2 = 450$ und $R_{i2}' = 740\,\Omega$.)

9. Gegentaktschaltungen

Gegentaktschaltungen ermöglichen es, aus einer Röhre die maximal mögliche Leistung herauszuholen und gleichzeitig den Klirrfaktor geringzuhalten. *Bild 155* zeigt noch einmal die Prinzipschaltung einer Gegentaktstufe. Sie besteht aus zwei Röhren – früher Trioden, heute hauptsächlich Tetroden und Pentoden – und zwei Übertragern, jeder mit einer Mittelanzapfung. Der eine liegt auf der Eingangsseite, der andere auf der Ausgangsseite. Der Eingangsübertrager wird heutzutage in den meisten Fällen durch Phasenumkehrschaltungen (Abschnitt d dieses Kapitels) ersetzt. Dennoch soll er hier der Einfachheit und Übersichtlichkeit wegen zunächst weiterbenutzt werden. Die Mittelanzapfung des Eingangsübertragers ist über die Erde und die beiden $R_k C_k$-Katodenkombinationen mit den Katoden der beiden Röhren verbunden. Die Gitterwechselspannungen der beiden Röhren sind gleich groß, aber, wie die Pfeile erkennen lassen, in ihrer Phase um 180° gegeneinander versetzt. Dies bedingt, daß die beiden Röhren im „Gegentakt" arbeiten. Wenn die eine Röhre gerade von einer positiven Spannungshalbschwingung ausgesteuert wird, liegt am Gitter der anderen Röhre eine negative Halbschwingung oder umgekehrt. Der „Differentialübertrager" auf der Anodenseite hat die Aufgabe, die in den Röhren gegenphasig verlaufenden Vorgänge zum Ausgang hin wieder gleichphasig zusammenzusetzen [4; 9].

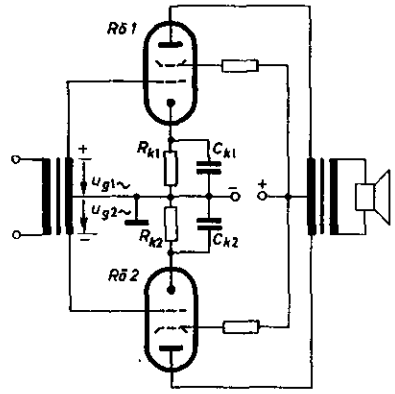


Bild 155. Prinzipschaltung einer Gegentaktverstärkerstufe

Je nach der Lage des Arbeitspunktes auf der Arbeitskennlinie unterscheidet man den A-, B-, AB- und D-Betrieb. Der C-Betrieb ist nur bei HF-Sendern anwendbar. Beim Gegentakt-A-Verstärker (GA-Verstärker) ist die Gittervorspannung so gewählt, daß der Arbeitspunkt etwa in der Mitte der dynamischen Kennlinie des I_a/U_g-Kennlinienfeldes liegt, wie im *Bild 156 (a)* dargestellt ist.

Beim Gegentakt-B-Verstärker (GB-Verstärker) wird die Gittervorspannung so stark negativ gemacht, daß der Arbeitspunkt im unteren Knick der Kennlinie, also wie im *Bild 156 (b)*, dort liegt, wo der Anodenruhestrom praktisch Null ist. Man erreicht dadurch, daß die Anodenverlustleistung des GB-Verstärkers in den Aussteuerungspausen außerordentlich gering ist. Die Folge ist, daß der Wirkungsgrad des GB-Verstärkers wesentlich besser ist als der des GA-Verstärkers. Dieser Vorzug wird allerdings durch einen etwas größeren Klirrfaktor erkauft. Während in einem GA-Verstärker beide Röhren gleichzeitig arbeiten und die Eingangsenergie gemeinsam verstärken, ist in einem GB-Verstärker jeweils immer nur eine Röhre in Betrieb. Wird die eine Röhre gerade von einer positiven Spannungshalbschwingung ausgesteuert, so wird die andere Röhre durch die zugehörige negative Halbschwingung ins Negative und damit in das Sperrgebiet ausgesteuert. Sie ist gesperrt und liefert in diesem Moment keinen Beitrag zur Ausgangsenergie.

Beim Gegentakt-AB-Verstärker wird der Arbeitspunkt nicht festgehalten. Er liegt bei kleinen Steuerspannungen in der Nähe des Arbeitspunktes eines GA-Verstärkers (*Bild 156 c*). Mit zunehmender Amplitude der Steuerspannung verschiebt er sich in Richtung auf den Arbeitspunkt des GB-Verstärkers. Die Verschiebespannung kommt dadurch zustande, daß mit zunehmender Aussteuerung der Anodenwechselstrom der einzelnen Röhre immer unsymmetrischer wird und dann die in dem verzerrten Strom enthaltene Gleichstromkomponente am Katodenwiderstand eine erhöhte Gittervorspannung verursacht. Die in dem *Bild 156 (c)* eingezeichneten

beiden Widerstandsgeraden deuten an, daß beim Übergang vom A-Betrieb in den B-Betrieb der Ausgangsübertrager den Belastungswiderstand in bezug auf die einzelne Röhre verschieden transformiert. Der sekundäre Belastungswiderstand erscheint auf der Primärseite an den Klemmen der halben Wicklung mit verschiedenen Werten, je nachdem, ob beide Röhren gleichzeitig arbeiten oder jeweils nur eine Röhre in Betrieb ist.

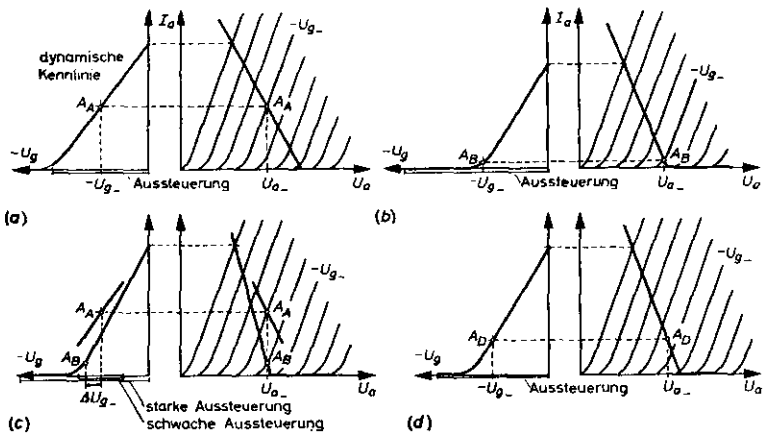


Bild 156. Lage des Arbeitspunktes in den verschiedenen Gegentaktschaltungen. (a) A-Betrieb; (b) B-Betrieb; (c) AB-Betrieb; (d) D-Betrieb

Den Gegentakt-D-Verstärker kennzeichnet eine Schaltung, bei der der Arbeitspunkt im nichtausgesteuerten Zustand zwischen dem des A- und dem des B-Betriebes liegt (*Bild 156d*). Im Gegensatz zum AB-Verstärker wird seine Gittervorspannung festgehalten, so daß sich sein Arbeitspunkt nicht verschieben kann. Bei geschickter Wahl der Arbeitspunktlage kann man erreichen, daß sich die Verzerrungen der beiden Röhrensysteme in einem bestimmten Bereich nahezu aufheben und der Verstärker einen kleineren Klirrfaktor als der AB-Verstärker hat.

a) Gegentakt-A-Verstärker

Unabhängig vom Zusammenschalten und Zusammenwirken der beiden Röhren sollen an Hand der Kennlinien in den *Bildern 157* (*a* und *b*) zunächst die hinsichtlich der Wechselstromleistung günstigsten Betriebswerte einer Triode und einer Pentode studiert werden. Den Ausgangspunkt bildet die größte zur Verfügung stehende Anodenspannung $U_{a_}$. Sie ist um die in der Primärwicklung auftretenden Gleichspannungsverluste (etwa 20···30 V) und bei automatischer Gittervorspannungserzeugung zusätzlich um den Betrag der Katodenvorspannung kleiner als die Batteriespannung. Von $U_{a_}$ aus geht man senkrecht nach oben bis zum Schnitt mit der Grenzleistungskurve $P_{a\,max\,zul}$. Der Schnittpunkt stellt den leistungsmäßig günstigsten Arbeitspunkt A der GA-Schaltung dar. Seine Höhe über der Abszissenachse bestimmt nicht nur den Anodenruhestrom $I_{a_}$, sondern auch den Scheitelwert $\hat{\imath}_a$ des Wechselstroms, denn bei voller Leistungsausschöpfung wird man den Anodenstrom in der einen Halbschwingung von A aus möglichst bis auf Null heruntergehen lassen. Der Schnittpunkt A legt außerdem den Wert $U_{g_}$ der Gittervorspannung und damit zugleich den Scheitelwert $\hat{u}_g$ der Gitterwechselspannung fest, weil man bei einem A-Verstärker aus Verzerrungsgründen die Röhre niemals ins positive Gitterspannungsgebiet, sondern höchstens bis zur Spannung $U_g = 0$ aussteuert.

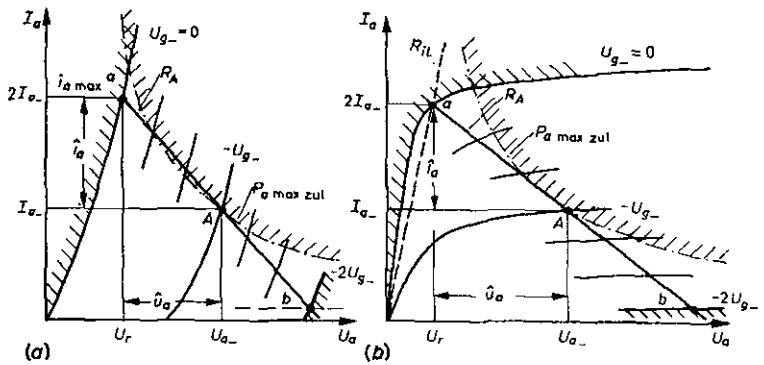


Bild 157. Ermittlung der leistungsmäßig günstigsten Betriebswerte einer GA-Verstärkerstufe mit (a) Trioden oder (b) Pentoden

Daraus, daß man den Anodenstrom in den negativen Halbschwingungen bis auf den Wert Null herunter aussteuert, also $i_a = I_{a_}$ wird, folgt, daß der Anodenstrom in den positiven Halbschwingungen einen Höchstwert von

$$i_{a\,max} = I_{a_} + \hat{\imath}_a = 2\,I_{a_}$$

erreicht. Zeichnet man dementsprechend im I_a/U_a-Diagramm in der Höhe $2I_{a_}$ eine Waagerechte und sucht ihren Schnittpunkt mit der Kennlinie für $U_{g_} = 0$ auf – Punkt a in den *Bildern 157* (*a* und *b*) –, so sind damit bereits die Lage der optimalen Widerstandsgeraden und ihr Zahlenwert $R_{a\,opt}$ festgelegt. Gehört nach dem Kennlinienfeld zum höchsten Aussteuerungspunkt a die Restspannung U_r, so läßt sich für den Scheitelwert der Anodenwechselspannung schreiben

$$\hat{u}_a = U_{a_} - U_r$$

Für die Größe des optimalen Abschlußwiderstandes der Einzelröhre, der fortan beim GA-Verstärker statt mit $R_{a\,opt}$ mit R_A bezeichnet werden soll (im Gegensatz zum optimalen Widerstand R_B des GB-Verstärkers), ergibt sich dann

$$R_{a\,opt} = R_A = \frac{\hat{u}_a}{\hat{\imath}_a} = \frac{U_{a_} - U_r}{I_{a_}} \qquad \text{GA-Verstärker} \qquad (122)$$

Diese Gleichung gilt sowohl für Trioden als auch für Pentoden. Sie läßt sich, wenn man will, noch etwas umformen. Bei Trioden kann man den Innenwiderstand R_i einführen. Man vernachlässigt die geringe Krümmung im unteren Teil der Kennlinie $U_{g-} = 0$ V und setzt näherungsweise

$$R_i \approx \frac{U_r}{2\,I_a}$$

Dann ist

$$\frac{U_r}{I_{a-}} \approx 2\,R_i$$

Führt man dies in Gl. (122) ein, erhält man

$$R_{a\,opt} = R_A \approx \frac{U_{a-}}{I_{a-}} - 2\,R_i \qquad \text{GA-Verstärker mit Trioden} \qquad (123)$$

In ähnlicher Weise geht man auch bei Pentoden vor. In Anlehnung an die Verhältnisse bei Trioden hat man den Begriff des „Leistungsinnenwiderstandes" R_{iL} eingeführt. R_{iL} hat nichts mit dem normalen Wechselstrominnenwiderstand R_i der Pentode zu tun; R_{iL} ergibt sich grafisch aus der Neigung der Geraden, die vom Koordinatenanfangspunkt zum Punkt a führt (*Bild 157b*). Mit R_{iL} läßt sich Gl. (122) umformen in

$$R_{a\,opt} = R_A = \frac{U_{a-}}{I_a} - 2\,R_{iL} \qquad \text{GA-Verstärker mit Pentoden} \qquad (124)$$

Es möge darauf hingewiesen werden, daß der in den einfachen Einröhrenendstufen bei Pentoden benutzte optimale Abschlußwiderstand $R_{a\,opt}$ mit dem Wert aus Gl. (124) übereinstimmt, wenn man den Ausdruck $2\,R_{iL}$ wegen seiner Kleinheit gegenüber U_{a-}/I_{a-} vernachlässigt. Der optimale Abschlußwiderstand einer einfachen Triodenendstufe stimmt nicht mit dem Wert aus Gl. (123) überein. Man wählt dort als Kompromiß zwischen maximaler Leistung und günstigem Klirrfaktor $R_{a\,opt} \approx (2 \cdots 4)\,R_i$.

Liegt die Widerstandsgerade R_A fest, so gewinnt man aus ihrem Schnittpunkt mit der Kennlinie, die zu einer um $\hat{u}_g = |U_{g-}|$ negativeren Gittervorspannung als im Arbeitspunkt gehört, den genauen unteren Scheitelpunkt b der Aussteuerung. Wegen der Kennlinienzusammendrängung liegt er nicht genau bei $i_a = 0$, sondern ein wenig höher. Soviel sei zunächst über den leistungsmäßig günstigsten Anodenwiderstand R_A der einzelnen Röhre einer Gegentakt-A-Schaltung gesagt.

Jetzt soll die Gegentakt-A-Schaltung als Ganzes behandelt werden. Die Wechselstromvorgänge in ihr lassen sich am besten an Hand der *Bilder 158* und *159* verständlich machen. Die Phasenverhältnisse auf der Sekundärseite des Eingangsübertragers und an den Gittern sind derart, daß, wenn das Gitter von Röhre *1* um $+u_{g\sim}$ positiver wird, die Gitterspannung von Röhre *2* um den betragsmäßig gleichen Wert negativer wird. Infolgedessen beträgt der Momentanwert i_a des Anodenstroms, der für jede Röhre – technisch betrachtet – aus der Batterie über je eine Hälfte der Primärwicklung des Ausgangsübertragers zur Anode fließt und von dort durch die Röhre und Katode zum Minuspol der Batterie zurückkehrt,

im Fall der Röhre *1* $\quad i_{a1} = I_{a1-} + i_{a1\sim}$ und

im Fall der Röhre *2* $\quad i_{a2} = I_{a2-} - i_{a2\sim}$

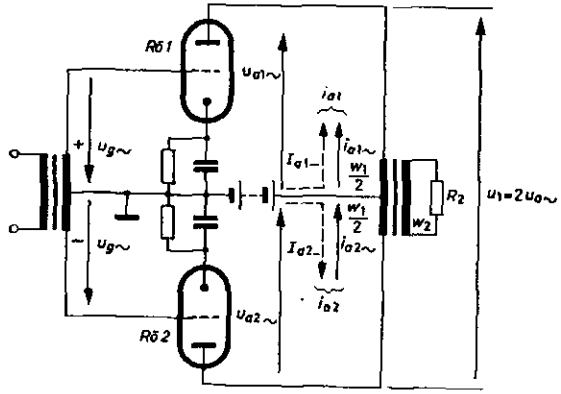


Bild 158. GA-Verstärker mit seinen Strömen und Spannungen

Bei genau gleichem Kennlinienfeld der beiden Röhren und nicht zu großer Aussteuerung ist $I_{a1-} = I_{a2-}$ und $i_{a1\sim}$ dem Betrag nach gleich $i_{a2\sim}$. Sieht man sich die Richtungen der Stromkomponenten in der Primärwicklung an, so erkennt man, daß die beiden Ruheströme I_{a1-} und I_{a2-} die Wicklung in entgegengesetzter Rich-

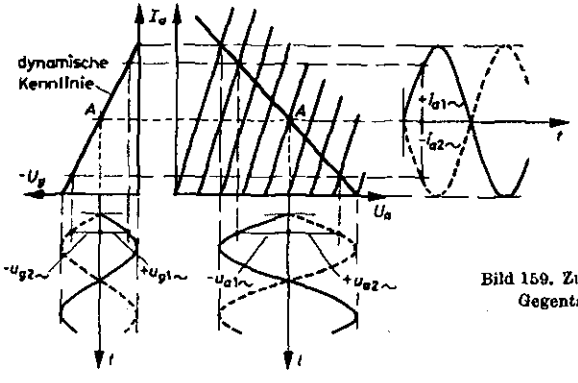


Bild 159. Zur Wirkungsweise der Gegentakt-A-Schaltung

tung, die Wechselstromkomponenten $+i_{a1\sim}$ und $-i_{a2\sim}$ sie dagegen in gleichem Sinne durchfließen. Die Gegensinnigkeit der Gleichströme bedeutet, daß die Gleichstromdurchflutung des Übertragers Null ist. Der Ausgangsübertrager wird also

nicht vormagnetisiert, sein Blechkern braucht demnach auch nicht mit einem Luftspalt versehen zu werden, so daß man unter Umständen mit einem verhältnismäßig kleinen Kerntyp auskommt.

Die Gleichsinnigkeit der Anodenwechselströme besagt, daß die beiden Röhren wechselstrommäßig in Reihe geschaltet sind (*Bild 160*). Demzufolge addieren sich ihre beiden Anodenwechselspannungen $u_{a1\sim}$ und $u_{a2\sim}$. Erreicht nämlich die Anodenspannung der Röhre *1* im Moment des positiven Scheitelwertes $\hat{\imath}_{a1}$ ihren Kleinstwert $u_{a1} = U_{a-} - \hat{u}_{a1\sim}$, so erreicht die andere Röhre im gleichen Zeitmoment wegen

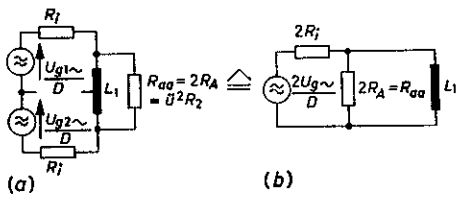


Bild 160 (a und b)
Ersatzschaltungen der
Gegentakt-A-Schaltung

$-\hat{\imath}_{a2}$ ihren Höchstwert $u_{a2} = U_{a-} + \hat{u}_{a2\sim}$. Die Spannung U_1 an der Primärwicklung, die gleich der Differenz der Anodenpotentiale der beiden Röhren ist, nimmt in einem beliebigen Zeitmoment den Wert an

$$u_1 = u_{a1-a2} = \varphi_{a1} - \varphi_{a2} = U_{a-} - u_{a1\sim} - (U_{a-} + u_{a2\sim}) = -(u_{a1\sim} + u_{a2\sim})$$

Bei Gleichheit der Kennlinien und Übergang auf Effektivwerte kann man schreiben

$$U_{1\sim} = 2\,U_{a\sim} \tag{125}$$

Hierin kennzeichnet $U_{a\sim}$ die Anodenwechselspannung der einzelnen Röhre. Nun muß man sich folgendes klarmachen: Wenn an der vollen Primärwicklung des Übertragers die Spannung $2\,U_{a\sim}$ auftritt und meßbar ist und zugleich in den beiden Wicklungshälften der gleiche effektive Strom $I_{a\sim}$ fließt, dann wirkt der Übertrager für die beiden Röhren offenbar so, als ob er einen Widerstand von der Größe

$$Z_1 = \frac{2\,U_{a\sim}}{I_{a\sim}} = 2\,\frac{U_{a\sim}}{I_{a\sim}}$$

hat. Dieser Widerstand soll, da er als Belastungswiderstand zwischen den Anoden der beiden Röhren auftritt, mit R_{aa} bezeichnet werden. Dann gilt also

$$R_{aa} = 2\,\frac{U_{a\sim}}{I_{a\sim}} \tag{126}$$

Offenbar ist nun dieser Widerstand R_{aa}, der an den Klemmen der primären Vollwicklung wirkt, gleich dem transformierten sekundären Belastungswiderstand R_2, wenn man der Einfachheit halber von den Verlusten durch die Wicklungswiderstände und dem Einfluß der Primärinduktivität L_1 absieht. Man kann also sagen

$$R_{aa} = \ddot{u}^2 R_2 \tag{127}$$

Auf der anderen Seite stellt der Quotient $\frac{U_{a\sim}}{I_{a\sim}} = \frac{\hat{u}_a}{\hat{\imath}_a}$ nach Gl. (122) den Widerstand R_A dar, mit dem die Einzelröhre abgeschlossen sein muß, wenn sie an ihn optimal viel Leistung abgeben soll. Mithin folgt aus der Kombination von Gl. (122) mit (127)

$$\ddot{u}^2 R_2 = R_{aa} = 2\,R_A = 2\,\frac{U_{a-} - U_r}{I_{a-}}$$

Diese Beziehung besagt, daß der Verbraucherwiderstand R_2 durch den Übertrager so zu transformieren ist, daß er auf der Seite der primären Vollwicklung mit dem doppelten Wert des für die Einzelröhre optimal günstigen Widerstandswertes erscheint. Der Übertrager muß deshalb unter Vernachlässigung seiner Kupferverluste ein Übersetzungsverhältnis erhalten von

$$\ddot{u} = \frac{w_1}{w_2} = \sqrt{\frac{2\,R_A}{R_2}} = \sqrt{2\,\frac{U_{a-} - U_r}{I_{a-}\,R_2}} \tag{128}$$

oder von

$$\ddot{u} = \sqrt{\frac{R_{aa}}{R_2}} \tag{129}$$

Während Gl. (128) zu benutzen ist, wenn man sich selbst den günstigsten Abschlußwiderstand aus dem Kennlinienfeld ermittelt hat, wendet man Gl. (129) an, wenn man sich an den Vorschlag der Röhrenfirmen und den von ihnen in den Röhrentabellen angegebenen Wert R_{aa} halten will.

Um die Größe der erforderlichen Primärinduktivität angeben zu können, geht man von der Wechselstromersatzschaltung der Gegentaktstufe nach *Bild 160* (*a*) aus. Es ist schon gesagt worden, daß die Röhren wegen der gleichen Richtung von $(+\,i_{a1\sim})$ und $(-\,i_{a2\sim})$ als in Reihe liegend aufzufassen sind. Damit addieren sich dann nicht nur die Teilspannungen $U_{a1\sim}$ und $U_{a2\sim}$ an den primären Halbwicklungen, sondern auch die Leerlaufspannungen $\frac{U_{g\sim}}{D}$ der beiden Röhren. Aus der Ersatzschaltung mit den beiden EMK-Quellen und den beiden Innenwiderständen läßt sich eine neue, einfachere Schaltung nach *Bild 160* (*b*) herleiten. Aus ihr folgt für die untere Grenzfrequenz, wenn man den Widerstand R_A benutzt,

$$\omega_u L_1 \geq 2\,R_i \,||\, 2\,R_A = 2\,\frac{R_i\,R_A}{R_i + R_A}$$

oder

$$L_{1\,\mathrm{erf}} \geq \frac{2}{\omega_u}\,\frac{R_i\,R_A}{R_i + R_A} \tag{130}$$

Bei Verwendung des in den Röhrentabellen angegebenen Widerstandswertes R_{aa} hat man zu schreiben

$$L_{1\,erf} = \frac{2 R_i R_{aa}}{\omega_u \; 2 R_i + R_{aa}} \tag{131}$$

Die an den Übertrager oder Verbraucherwiderstand abgegebene Gesamtwechselstromleistung hat entsprechend der Spannung $2\,U_{a\sim}$ und dem Strom $I_{a\sim}$ den Wert

$$P_{\sim\,ges} = 2\,U_{a\sim}\,I_{a\sim} \tag{132}$$

Ihr steht eine Anodenverlustleistung der beiden Röhren von insgesamt

$$P_{a_ges} = 2\,U_{a_}\,I_{a_}$$

gegenüber. Da

$$I_{a\sim} = \frac{i_a}{\sqrt{2}} \approx \frac{I_{a\sim}}{\sqrt{2}}$$

und

$$U_{a\sim} = \frac{\hat{u}_a}{\sqrt{2}} = \frac{U_{a_} - U_r}{\sqrt{2}}$$

ist, kann Gl. (132) auf Gleichstromwerte umgeschrieben und dann der Wirkungsgrad der Röhrenschaltung angegeben werden. Es ergibt sich

$$P_{\sim\,ges} = (U_{a_} - U_r)\,I_{a_}$$

und damit

$$\eta = \frac{P_{\sim\,ges}}{P_{a_ges}} = 0{,}5\,\frac{U_{a_} - U_r}{U_{a_}} = 0{,}5\left(1 - \frac{U_r}{U_{a_}}\right) \tag{133}$$

Für den Fall, daß die Restspannung U_r sehr klein gegen $U_{a_}$ ist, nimmt der Wirkungsgrad einen Wert von 50% an. Dies ist der günstigste Wirkungsgrad, der in einer Gegentakt-A-Schaltung erreicht werden kann.

Der Nachweis, daß die Gesamtverzerrung der Gegentakt-A-Schaltung bei voller Aussteuerung und Leistungsausnutzung kleiner als die Verzerrung der Einzelröhre ist, kann dadurch geführt werden, daß man aus den dynamischen Kennlinien der Einzelröhren eine resultierende dynamische Kennlinie konstruiert. Man muß sich dabei klarmachen, daß für die auf der Sekundärseite induzierte und an R_2 abgegebene Spannung U_2 und ihre Verzerrung die resultierende primäre Durchflutung Θ_{ges} maßgebend ist; es kommt nicht auf die Teilströme und ihre Verzerrungen an. Die Gesamtdurchflutung ist gleich der Summe der Teildurchflutungen, also

$$\Theta_{ges} = \Theta_1 + \Theta_2$$

Dabei ist

$$\Theta_1 = i_{a1}\,\frac{w_1}{2} = (I_{a_} + i_{a1\sim})\,\frac{w_1}{2}$$

und

$$\Theta_2 = i_{a2}\,\frac{w_1}{2} = (I_{a_} - i_{a2\sim})\,\frac{w_1}{2}$$

Da die Ströme i_{a1} und i_{a2} den Kern des Übertragers in entgegengesetzten Richtungen umfließen, kann man entweder schreiben

$$\Theta_{ges} = \frac{w_1}{2}\,(i_{a1} - i_{a2}) = w_1\,\frac{i_{a1} - i_{a2}}{2} \tag{134}$$

oder ansetzen

$$\Theta_{ges} = \frac{w_1}{2}\,(I_{a1_} + i_{a1\sim} - I_{a2_} + i_{a2\sim}) = w_1\,\frac{i_{a1\sim} + i_{a2\sim}}{2} \tag{135}$$

Gl. (134) benutzt die Gesamtströme. Nach dieser Gleichung ist im *Bild 161* die resultierende dynamische Kennlinie der Gegentaktschaltung konstruiert. Die Kennlinien der beiden Röhren sind so angeordnet, daß die in gleichen Momenten fließenden Anodenströme i_{a1} und i_{a2} übereinanderstehen, und zwar wegen der im Übertrager gegensinnigen Wirkung mit verschiedenem Vorzeichen. Da den Einzelkennlinien bei ihrer Konstruktion ein genau quadratisches Gesetz zugrunde gelegt wurde, findet eine vollkommene Kompensation der Nichtlinearitäten statt. Die resultierende Kennlinie ist eine exakte Gerade.

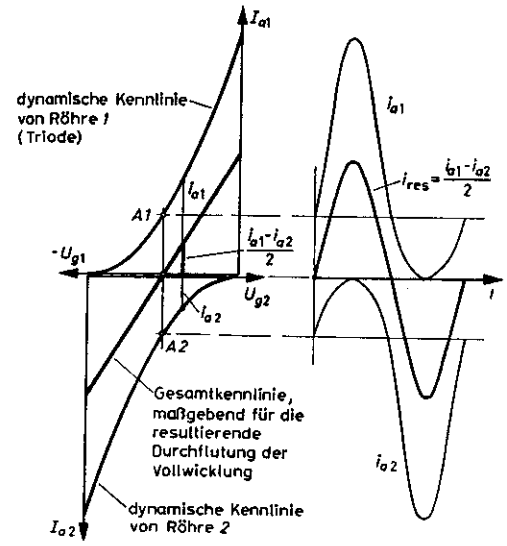


Bild 161. Resultierende dynamische Kennlinie der Gegentakt-A-Schaltung bei genau quadratischem Verlauf der Einzelkennlinie (näherungsweise erfüllt bei Trioden). Daneben Verlauf der einzelnen Anodenströme und des resultierenden Übertragerstromes bei sinusförmiger Gitterwechselspannung

Gl. (135), die nur die Wechselstromkomponenten enthält, tut gute Dienste, wenn man die Klirrfaktorverbesserung mit Worten beschreiben will. Offenbar kommt die Klirrfaktorverbesserung folgendermaßen zustande: Wird eine Röhre über den geradlinigen Teil ihrer Kennlinie hinaus ausgesteuert, so wird die positive Halbschwingung des Stromes zu groß und die negative Halbschwingung zu klein wiedergegeben.

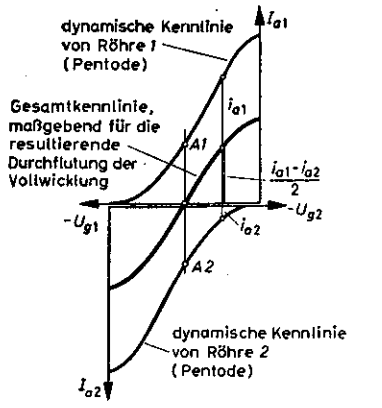


Bild 162. Resultierende dynamische Kennlinie einer Gegentakt-A-Schaltung bei S-förmigem Verlauf der Einzelkennlinie (Pentode)

Da die Röhren immer gegenphasig ausgesteuert werden, die Anodenwechselströme den Ausgangsübertrager aber gleichsinnig durchfließen, trifft im Übertrager stets eine zu große Stromamplitude mit einer zu kleinen zusammen. Dabei gleicht sich das eine „zu groß" mit dem anderen „zu klein" so aus, daß die nach außen hin wirksame Durchflutung unverzerrt bleibt.

Die beschriebene ideale Kompensation gilt nur für genau quadratisch gekrümmte Kennlinien und damit näherungsweise für Trioden. Für die S-förmig gekrümmten Kennlinien der Pentoden findet, wie *Bild 162* veranschaulicht, eine Linearisierung wohl in der Umgebung des Arbeitspunktes, aber nicht in den Scheitelgebieten der Aussteuerung statt. Insofern bringt die Gegentakt-A-Schaltung bei Pentoden gegenüber dem Klirrfaktor der Einzelröhre keine wesentliche Verbesserung. Hierin liegt begründet, daß man für Pentoden in den Röhrentabellen nur selten Angaben über einen GA-Betrieb findet. Wenn mit Pentoden Gegentaktschaltungen aufgebaut werden, dann praktisch nur in der Gegentakt-B- und Gegentakt-AB-Schaltung. Mit ihnen lassen sich klirrfaktormäßig auch bei Pentoden wesentliche Verbesserungen erreichen.

b) Gegentakt-B-Verstärker

Der GB-Verstärker ermöglicht die höchste Leistungsausbeute und den besten Wirkungsgrad eines NF-Verstärkers. In seinem schaltungsmäßigen Aufbau ähnelt er, wie *Bild 163* veranschaulicht, weitgehend dem GA-Verstärker. Rein äußerlich unterscheiden sich beide eigentlich nur in der Art, wie die Gittervorspannung erzeugt wird; in ihrer Arbeitsweise und Dimensionierung weichen sie dagegen stark voneinander ab.

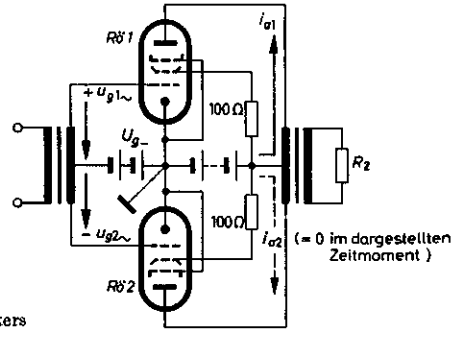


Bild 163. Prinzipschaltung eines GB-Verstärkers

Um bei großen Leistungen die Gleichstromverluste kleinzuhalten und einen guten Wirkungsgrad zu erzielen, wird der Arbeitspunkt der einzelnen Röhre in den unteren Kennlinienknick verlegt. Hierdurch erreicht man, daß bei fehlender Aussteuerung, also in den Signalpausen, der Anodenstrom und damit die Anodenverlustleistung praktisch Null sind. Wegen des fehlenden oder nur sehr kleinen Anodenruhestromes kann die Gittervorspannung der B-Schaltung nicht, wie in der A-Schaltung, an einem Katodenwiderstand erzeugt werden, zumal es sich um ausgesprochen große Vorspannungen handelt. Die Vorspannung muß einer besonderen Gitterbatterie entnommen oder gesondert im Netzteil hergestellt werden.

Die Lage des Arbeitspunktes im unteren Kennlinienknick bedingt, daß in jedem Moment praktisch immer nur eine der beiden Röhren in Betrieb ist. Während die eine Röhre, zum Beispiel Röhre *1* im *Bild 163*, durch die Wechselspannung $+u_{g1\sim}$ gerade auf positivere Gitterspannungswerte zu ausgesteuert wird, steuert die Röhre *2* ins Negative und damit in den Sperrbereich; ihr Anodenstrom geht vollständig auf Null zurück. Nach einer Halbperiode kehrt sich das Bild um; Röhre *2* wird stromdurchlässig und Röhre *1* gesperrt. Im ganzen ergibt sich, daß die positiven Halbschwingungen der Signalspannung immer von der einen und die negativen Halbschwingungen von der anderen Röhre übertragen werden. Dies hat zur Folge, daß wechselweise immer nur eine Hälfte des Ausgangsübertragers stromdurchflossen ist.

Im *Bild 164* sind zur Festlegung der Übersetzungsverhältnisse am Übertrager die Scheitelwerte von Strom und Spannung in zwei um eine halbe Periode auseinanderliegenden Zeitmomenten eingetragen. Man muß sich auch hier klarmachen, daß

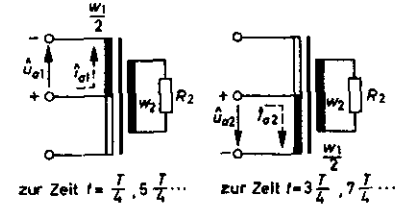


Bild 164. Übersetzungsverhältnisse am Ausgangsübertrager

wenn auf der Primärseite des Übertragers im Verlauf einer Halbwelle an der halben Wicklung eine Spannung $\hat{u}_a$ oder $U_{a\sim}$ auftritt und in ihr zugleich ein Strom $\hat{\imath}_a$ beziehungsweise $I_{a\sim}$ fließt, dort gewissermaßen ein Widerstand von der Größe

$$R'_a = \frac{\hat{u}_a}{\hat{\imath}_a} = \frac{U_{a\sim}}{I_{a\sim}}$$

vorhanden ist. Er rührt offenbar von dem sekundärseitig wirksamen Abschlußwiderstand R_2 her. Entsprechend dem Übersetzungsverhältnis

$$\ddot{u}' = \frac{w_1/2}{w_2}$$

– es ist ja jeweils nur eine Hälfte der Primärwicklung in Betrieb – erscheint anodenseitig an der Halbwicklung ein transformierter Widerstand vom Wert

$$\ddot{u}'^2 R_2 = \frac{(w_1/2)^2}{w_2^2} R_2 = \frac{1}{4}\left(\frac{w_1}{w_2}\right)^2 R_2$$

Da w_1/w_2 das Gesamtübersetzungsverhältnis des Übertragers ist und als solches mit $\ddot{u}$ bezeichnet werden soll, kann man für den Wert, mit dem R_2 an der primären Halbwicklung erscheint, auch schreiben

$$\ddot{u}'^2 R_2 = \frac{\ddot{u}^2}{4} R_2$$

Die Verknüpfung dieses Ausdrucks mit R_a' ergibt

$$R_a' = \frac{U_{a\sim}}{I_{a\sim}} = \frac{\ddot{u}^2}{4} R_2 \tag{136}$$

Über die günstigste Größe von R_a' macht diese Gleichung keine Aussage. Sie gestattet aber, wenn man den optimalen Wert von R_a' auf andere Weise ermittelt hat, das erforderliche Übersetzungsverhältnis $\ddot{u}$ zu berechnen. Die Auflösung von Gl. (136) nach $\ddot{u}$ ergibt

$$\ddot{u} = \frac{w_1}{w_2} = \sqrt{\frac{4 R_a'}{R_2}} = 2\sqrt{\frac{R_a'}{R_2}} \tag{137}$$

Den günstigsten Wert von R_a' erhält man aus folgender Überlegung: Wenn die von der Einzelröhre abgegebene Wechselstromleistung $P_{1\sim}$ oder $P_{2\sim}$ möglichst groß werden soll, dann müssen die Scheitelwerte $\hat{\imath}_{a1}$ und $\hat{u}_{a1}$ beziehungsweise $\hat{\imath}_{a2}$ und $\hat{u}_{a2}$ der beiden Röhren oder besser die Produkte $\hat{\imath}_{a1}\hat{u}_{a1}$ und $\hat{\imath}_{a2}\hat{u}_{a2}$ optimal groß werden. Hierzu gehört, daß man die Röhren bis zur Kennlinie $U_g = 0$ aussteuert. Unter Umständen werden sie bei B-Verstärkern auch etwas darüber hinaus ins positive Gitterspannungsgebiet ausgesteuert. Wenn man berücksichtigt, daß die Röhre immer nur während einer Halbperiode in Betrieb ist, hat die von der einzelnen Röhre an den Abschlußwiderstand abgegebene Leistung im Mittel den Wert

$$P_{1\sim} = \frac{1}{2}\frac{\hat{\imath}_{a1}}{\sqrt{2}}\frac{\hat{u}_{a1}}{\sqrt{2}} = \frac{\hat{\imath}_{a1}\hat{u}_{a1}}{4} \tag{138}$$

Für eine Triode erhält man dann die größte Leistungsabgabe, wenn man den Scheitelwert $\hat{u}_a$ der Anodenwechselspannung gleich der Hälfte der Anodengleichspannung U_{a-} wählt, also

$$\hat{u}_a = 0{,}5\, U_{a-}$$

setzt. Wie aus *Bild 165* (*a*) ersichtlich ist, wird in diesem Fall der Inhalt des schraffierten Leistungsdreiecks maximal groß. Mit der Lage des Arbeitspunktes A und des Schnittpunktes a der Senkrechten im Punkt $0{,}5\, U_{a-}$ mit der Kennlinie für $U_g = 0$ liegen die optimale Widerstandsgerade und ihr Wert $R_{a\,opt}$ fest, der beim GB-Verstärker mit R_B bezeichnet werden soll; es läßt sich die Formel aufstellen

$$R_{a\,opt} = R_B = \frac{\hat{u}_a}{\hat{\imath}_a} = \frac{U_{a-}}{2\,\hat{\imath}_a} \quad \text{GB-Verstärker mit Trioden} \tag{139}$$

Bei Pentoden und Tetroden wird die Fläche des im *Bild 156* (*b*) schraffierten Leistungsdreiecks und damit $P_\sim$ dann ein Maximum, wenn die Widerstandsgerade die Kennlinie für $U_g = 0$ in ihrem Knick bei a schneidet. Für andere Lagen wird zwar

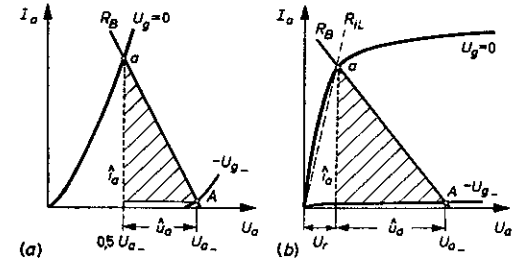


Bild 165. Ermittlung des für maximale Leistungsabgabe günstigsten Anodenwiderstandes R_B bei (a) Trioden und (b) Pentoden

die eine Größe, zum Beispiel $\hat{u}_a$, größer, dafür aber die andere, im Beispiel $\hat{\imath}_a$, unverhältnismäßig kleiner. Aus der günstigsten Lage der Widerstandsgeraden folgt für ihren Widerstandswert unter Benutzung der Bezeichnungen im *Bild 165* (*b*)

$$R_{a\,opt} = R_B = \frac{\hat{u}_a}{\hat{\imath}_a} = \frac{U_{a-} - U_r}{\hat{\imath}_a} \quad \text{GB-Verstärker mit Pentoden} \tag{140}$$

Verwendet man den Leistungsinnenwiderstand R_{iL} einer Pentode, so kann man schreiben

$$R_{a\,opt} = R_B = \frac{U_{a-}}{\hat{\imath}_a} - R_{iL} \tag{141}$$

Wie der Vergleich von Gl. (140) mit Gl. (122) und die Neigung der Widerstandsgeraden in den *Bildern 157* und *165* zeigen, ist bei Pentoden der optimale Abschlußwiderstand R_B der Einzelröhre eines GB-Verstärkers praktisch halb so groß wie der optimale Abschlußwiderstand R_A der Einzelröhre eines GA-Verstärkers, denn der Scheitelwert $\hat{\imath}_a$ in Gl. (140) ist annähernd doppelt so groß wie der Anodenstrom I_{a-} in Gl. (122). Bei Pentoden gilt also

$$R_B \approx 0{,}5\, R_A \tag{142}$$

Die eingangs gemachte Aussage, daß der Anodengleichstrom praktisch Null und damit die Anodenverlustleistung der Gegentakt-B-Schaltung ebenfalls verschwin-

dend klein sei, gilt nur für die Signalpausen. Sobald am Gitter eine Wechselspannung auftritt, nimmt die Röhre auch einen gewissen Gleichstrom auf; er kommt dadurch zustande, daß die Röhre nur Halbwellenströme führt. Die in ihnen enthaltene Gleichstromkomponente ist gleich dem arithmetischen Mittelwert I_m der Stromimpulse. I_m hat bei sinusförmigem Verlauf der Halbschwingung den Wert

$$I_m = \frac{1}{2}\,\frac{2\,i_a}{\pi} = \frac{i_a}{\pi}$$

Hieraus folgt für die betriebliche Anodenverlustleistung der Einzelröhre

$$P_a = P_{a_} - P_{\sim} = I_m\,U_{a_} - P_{\sim} = \frac{i_a}{\pi}\,U_{a_} - \frac{i_a\,\hat{u}_a}{4} = i_a\left(\frac{U_{a_}}{\pi} - \frac{\hat{u}_a}{4}\right) \qquad (143)$$

Der Zahlenwert dieser Verlustleistung darf die zulässige Grenzleistung der betreffenden Röhre nicht überschreiten.

Mit Hilfe von Gl. (143) und Gl. (138) läßt sich der Wirkungsgrad des B-Verstärkers angeben. Nach Abschnitt A.II.11.b) ist $\eta = P_{\sim}/P_{a_}$. Wendet man diese Definition des Wirkungsgrades auch auf den GB-Verstärker an, vergleicht man also seine Wechselstromleistung $P_{\sim} = \frac{i_a\,\hat{u}_a}{4}$ mit der Gleichstromleistung $P_{a_} = I_m\,U_{a_} = i_a U_{a_}/\pi$, so erhält man für den Wirkungsgrad der einzelnen Röhre und damit auch der ganzen Gegentaktstufe

$$\eta = \frac{i_a\,\hat{u}_a\,\pi}{4\,i_a\,U_{a_}} = \frac{\pi}{4}\,\frac{\hat{u}_a}{U_{a_}}$$

Für Pentoden, bei denen $\hat{u}_a = U_{a_} - U_r$ ist, kann man schreiben

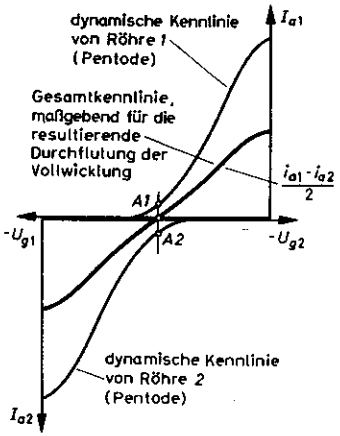


Bild 166. Resultierende dynamische Kennlinie einer Gegentakt-B-Schaltung bei S-förmigem Verlauf der Einzelkennlinie (Pentode)

$$\eta_P = \frac{\pi}{4}\left(1 - \frac{U_r}{U_{a_}}\right) \qquad (144)$$

Ist U_r sehr klein gegenüber $U_{a_}$, zum Beispiel 20 V gegen 250 V, so kann man $U_r/U_{a_}$ gegen Eins vernachlässigen. Hieraus folgt für den maximal möglichen Wirkungsgrad der GB-Schaltung mit Pentoden ein Wert von etwa

$$\eta_P \approx \frac{\pi}{4} = 78\,\%$$

Die GA-Schaltung erreicht nach Gl. (133) einen Wert von höchstens 50 %.

Hinsichtlich der Verzerrungen liegt die GB-Schaltung nicht so günstig wie die GA-Schaltung. Es fehlt die gegenseitige Auskompensierung der Kennlinienkrümmungen. Nur in der unmittelbaren Umgebung des Arbeitspunktes findet eine gewisse Linearisierung statt. *Bild 166* zeigt die resultierende Kennlinie der Gegentakt-B-Stufe. Auch hier werden die dynamischen Kennlinien der einzelnen Röhren entsprechend der gegenphasigen Aussteuerung mit entgegengesetztem Vorzeichen aneinandergesetzt, und zwar so, daß die Arbeitspunkte *A 1* und *A 2* genau übereinanderliegen; denn bei fehlender Aussteuerung oder im Moment Null der Gitterwechselspannung arbeitet Röhre *1* in *A 1* und Röhre *2* in *A 2*. Für die Konstruktion der Gesamtkennlinie ist auch hier der Ansatz gemacht worden, daß die resultierende Durchflutung den Wert

$$\Theta_{ges} = \frac{w_1}{2}(i_{a1} - i_{a2}) = w_1\,\frac{i_{a1} - i_{a2}}{2}$$

hat. Um in einem GB-Verstärker einen guten Klirrfaktor zu erreichen, müssen seine beiden Röhren stark gegengekoppelt werden.

Jetzt sollen die wichtigsten Daten des Ausgangsübertragers festgelegt werden. Der wirklich auszuführende Wert des Übersetzungsverhältnisses ergibt sich aus Gl. (137) in Verbindung mit Gl. (139) beziehungsweise Gl. (140). Für GB-Verstärker mit Trioden wird

$$\ddot{u}_T = \frac{w_1}{w_2} = 2\sqrt{\frac{R_B}{R_2}} = 2\sqrt{\frac{U_{a_}}{2\,i_a\,R_2}} \qquad (145)$$

Für Verstärker mit Pentoden wird

$$\ddot{u}_P = \frac{w_1}{w_2} = 2\sqrt{\frac{R_B}{R_2}} = 2\sqrt{\frac{U_{a_} - U_r}{i_a\,R_2}} \qquad (146)$$

Vergleicht man diesen Wert von $\ddot{u}$ mit dem des GA-Verstärkers in Gl. (128), so erhält man

$$\frac{\ddot{u}_B}{\ddot{u}_A} = \frac{2\sqrt{\frac{R_B}{R_2}}}{\sqrt{2\,\frac{R_A}{R_2}}} = \sqrt{\frac{2\,R_B}{R_A}}$$

und, da nach Gl. (142) – zumindest bei Pentoden – $2\,R_B = R_A$ ist, wird

$$\ddot{u}_B = \ddot{u}_A$$

Der Übertrager eines GB-Verstärkers hat also – zumindest bei Pentoden – das gleiche Übersetzungsverhältnis wie der Übertrager eines GA-Verstärkers. Damit ist aber nicht gesagt, daß die beiden Übertrager gegeneinander austauschbar sind. Dies läßt sich erst entscheiden, wenn man die Anforderungen an die Primärinduktivität L_1 der Übertrager kennt.

Zuvor muß eine Bemerkung über den hier benutzten optimalen Abschlußwiderstand R_B und den in den Röhrentabellen angegebenen optimalen Widerstand R_{aa} gemacht werden. R_B stellt den Widerstand dar, mit dem die einzelne Röhre des

B-Verstärkers zwecks optimaler Leistungsabgabe abgeschlossen werden und mit dem der sekundäre Belastungswiderstand R_2 auf der Seite der primären Halbwicklung erscheinen muß. Nun ist es aber für den Entwurf und die Prüfung des Übertragers ganz gut zu wissen, mit welchem Wert R_1 der sekundäre Belastungswiderstand R_2 auf der Seite der primären Vollwicklung erscheinen muß. Sicherlich gilt der Ansatz $R_1 = \ddot{u}^2 R_2$. Setzt man hier den Wert von $\ddot{u}^2$ aus Gl. (145) oder (146) ein, so erhält man

$$R_1 = \ddot{u}^2 R_2 = 4\,R_B$$

Dieser Eingangswiderstand R_1 des Übertragers stellt den Widerstand dar, der in den Röhrentabellen mit R_{aa} bezeichnet ist. Er ist kein Widerstand, der während des Betriebes physikalisch in Erscheinung tritt. Wegen des wechselweisen Arbeitens der Röhren ist immer nur eine Hälfte der Primärwicklung in Betrieb und deshalb physikalisch nur der Widerstand R_B von Bedeutung. $R_1 = R_{aa}$ ist eigentlich nur ein reiner Rechenwert, mit dem man ebenfalls das Übersetzungsverhältnis berechnen und im Prüffeld den Übertrager nachmessen kann. Aus dem Ansatz

$$R_{aa} = \ddot{u}^2 R_2 = 4\,R_B \tag{147}$$

folgt nämlich

$$\ddot{u} = \sqrt{\frac{R_{aa}}{R_2}} \quad \text{oder} \quad \ddot{u} = 2\sqrt{\frac{R_B}{R_2}} \tag{148}$$

Die erforderliche Übertragerinduktivität L_1 wird an Hand von Ersatzschaltbildern ermittelt. Man geht vom *Bild 167* (*a*) aus, das eine der beiden wechselweise in Betrieb befindlichen Übertragerhälften mit der Ersatzschaltung der speisenden Röhre zeigt. Aus dieser Schaltung läßt sich die im *Bild 167* (*b*) angegebene und im *Bild 167* (*c*) weitervereinfachte Ersatzschaltung herleiten. Mit $\ddot{u}'$ ist das Übersetzungsverhältnis der halben Primärwicklung zur Sekundärwicklung gemeint, und

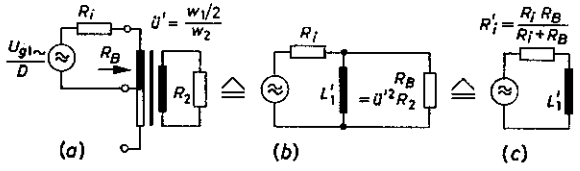


Bild 167 (a bis c). Ersatzschaltungen zur Berechnung der Induktivität L_1' der Halbwicklung des Ausgangsübertragers eines GB-Verstärkers

unter L_1' wird die Induktivität der halben Primärwicklung verstanden. Aus der Ersatzschaltung im *Bild 167* (*c*) ergibt sich, daß die untere Grenzfrequenz dort liegt, wo $\omega_u L_1' = R_i'$ ist. Bei vorgeschriebener unterer Grenzfrequenz ω_u folgt hieraus für die erforderliche Induktivität L_1' der Halbwicklung ein Wert von

$$L_{1\,erf}' = \frac{R_i'}{\omega_u} = \frac{1}{\omega_u}\,\frac{R_i R_B}{R_i + R_B}$$

Hinsichtlich der Induktivität der Vollwicklung bedeutet dies – da sich die Induktivitäten wie die Quadrate der Windungszahlen verhalten –

$$L_{1\,erf} = 4\,L_{1\,erf}' = \frac{4}{\omega_u}\,\frac{R_i R_B}{R_i + R_B} \tag{149}$$

Führt man nach Gl. (147) statt R_B den Tabellenwert R_{aa} ein, kann man schreiben

$$L_{1\,erf} = \frac{1}{\omega_u}\,\frac{R_i R_{aa}}{R_i + R_{aa}/4} = \frac{1}{\omega_u}\,\frac{4 R_i R_{aa}}{4 R_i + R_{aa}} \quad \text{GB-Verstärker} \tag{150}$$

Um diese Induktivitätsforderung mit der für den GA-Verstärker vergleichen zu können, wird in Gl. (130)

$$L_{1\,erf\,A} = \frac{2}{\omega_u}\,\frac{R_i R_A}{R_i + R_A}$$

die Beziehung $R_A = 2\,R_B$ (Gl. 142) eingearbeitet. Dies ergibt

$$L_{1\,erf\,A} = \frac{4}{\omega_u}\,\frac{R_i R_B}{R_i + 2\,R_B}$$

Bei Gegenüberstellung dieser Gleichung mit Gl. (149) erkennt man, daß die Anforderungen an die Übertragerinduktivität in der GA-Schaltung etwas geringer als in der GB-Schaltung sind. Im übrigen darf der Ausgangsübertrager eines GB-Verstärkers genauso wie der des GA-Verstärkers ohne Luftspalt im Blechkern ausgeführt werden. Jeder der in den beiden Wicklungshälften der Primärseite fließenden Halbperiodenströme hat zwar für sich eine Gleichstromkomponente, aber da diese Komponenten den Kern in entgegengesetzten Richtungen umfließen, rufen sie keine resultierende Vormagnetisierung des Kernes hervor.

c) Gegentakt-AB-Verstärker

Der AB-Verstärker arbeitet bei kleinen Aussteuerungen wie ein A-Verstärker; mit zunehmender Aussteuerung geht er in den B-Betrieb über. Erreicht wird dieses Verhalten durch eine passend dimensionierte automatische Gittervorspannung in Verbindung mit einer festen Gitterbatterie. Mit wachsender Aussteuerung bildet sich in dem zunehmend unsymmetrischer werdenden Anodenwechselstromverlauf eine Gleichstromkomponente aus, die über den Spannungsfall $U_{k_}$ am Katodenwiderstand den Arbeitspunkt immer mehr in Richtung auf den unteren Kennlinienknick verschiebt. Damit sich keine zu starke Abhängigkeit der Vorspannung von der Aussteuerung ergibt, wird die Schaltung meistens so ausgelegt, daß etwa 50…75 % als feste Gitterspannung einer Batterie oder einem gesonderten Netzteil entnommen werden und etwa 50…25 % durch automatische Vorspannung an $R_k C_k$ entstehen (*Bild 168*). Unter Umständen kann statt der Gitterbatterie ein einzelner Gleichrichter *Gr* genommen werden, dessen Durchlaßwiderstand mit zunehmendem Strom niederohmiger wird und hierdurch den Gesamtwiderstand heruntersetzt, so daß die automatische Vorspannung der Röhre nicht strengproportional der Gleichstromkomponente ansteigt.

Bei kleiner Aussteuerung um den Arbeitspunkt A_A arbeiten beide Röhren wie beim GA-Verstärker gleichzeitig. Der Belastungswiderstand R_2 transformiert sich nach Gl. (127) auf die volle Primärseite mit $R_{aa} = 2\,R_A$; an der Halbwicklung erscheint er mit R_A. Ist der Arbeitspunkt bei großer Aussteuerung in den unteren Kennlinienknick nach A_B gerutscht, so arbeitet, wie beim B-Verstärker, jeweils nur eine Röhre. Der Belastungswiderstand R_2 erscheint jetzt an der primären Halbwicklung mit dem Wert $R_B = R_A/2$. Trotz gleichen Übersetzungsverhältnisses wird R_2 demnach an der primären Halbwicklung mit zwei ganz verschiedenen Werten wirksam, nämlich R_A beziehungsweise R_B. Dies hängt damit zusammen, daß in dem einen Fall beide Halbwicklungen und in dem anderen jeweils nur eine der beiden Halbwicklungen Wechselstrom führen. Bei dem festen Windungszahlenverhältnis hat der transformierte Widerstand jeweils immer genau den Wert, mit dem die einzelne Röhre beim GA- oder GB-Betrieb abgeschlossen sein muß, wenn sie ein Optimum an Leistung abgeben soll (vergleiche hierzu noch einmal die beiden Widerstandsgeraden im *Bild 156 c*).

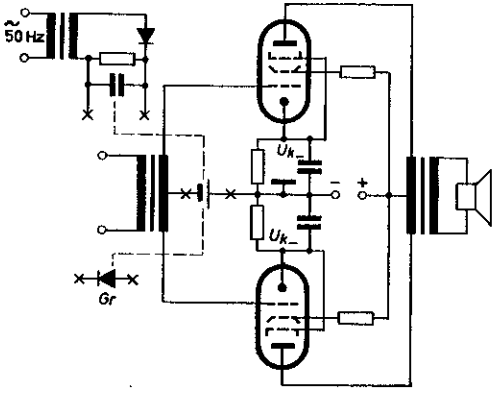


Bild 168. Prinzipschaltung eines Gegentakt-AB-Verstärkers. (Im Falle des Gleichrichters *Gr* müssen Masse und —Klemme der Speisebatterie auf die linke Anschlußseite von *Gr* verlegt werden)

Der Gegentakt-AB-Verstärker hat gegenüber dem GB-Verstärker den Vorteil eines kleineren Klirrfaktors bei geringer Aussteuerung. Dem GA-Verstärker gegenüber weist er den Vorzug einer geringeren Anodenverlustleistung auf.

Beispiel 27

Es soll die Endstufe eines Gegentaktverstärkers mit der Röhre EL 42 entworfen werden, und zwar (a) als GA- und (b) als GB-Verstärker. (Die rein rechnungsmäßige Behandlung des Verstärkers als AB-Verstärker ist zu kompliziert, da man für die verschiedenen Aussteuerungen aus dem Kennlinienfeld erst die Verzerrungen und die sich ausbildenden Gleichstromkomponenten ermitteln müßte, um dann hiermit die Arbeitspunktverschiebung zu untersuchen.) Der Belastungswiderstand R_2 sei 15 Ω. Die Anodenspannung sei gleich der Batteriespannung und habe einen Wert von 250 V. Die tiefste zu übertragende Frequenz betrage 50 Hz. In beiden Fällen sollen an Hand des Kennlinienfeldes vom *Bild 169* und in Anlehnung an die in den vorangegangenen Abschnitten angestellten Überlegungen folgende Punkte untersucht werden:

1) Wahl des Arbeitspunktes, 2) Günstigste Größe des Röhrenbelastungswiderstandes, 3) Übersetzungsverhältnis des Ausgangsübertragers, 4) Größe der erforderlichen Primärinduktivität, 5) Abgegebene Wechselstromleistung bei voller Aussteuerung, 6) Anodenverlustleistung im Ruhezustand, 7) Anodenverlustleistung bei voller Aussteuerung, 8) Röhrenwirkungsgrad.

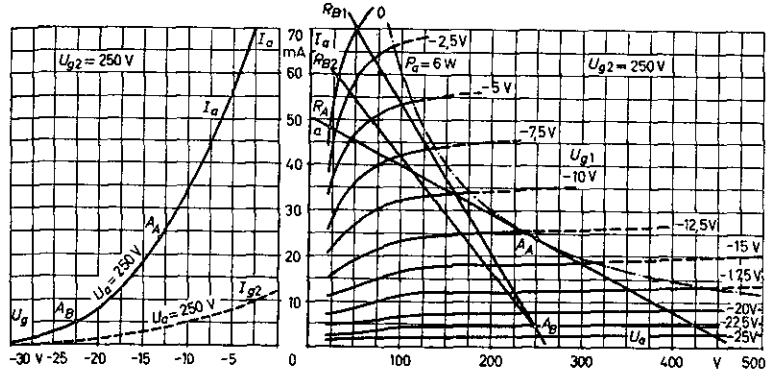


Bild 169. Zum *Beispiel 27*: Kennlinienfeld der EL 42

(a) GA-Verstärker

1) Der Arbeitspunkt A_A wird senkrecht über $U_a = U_B = 250$ V auf der 6-W-Grenzleistungskurve gewählt. Dem I_a/U_a-Diagramm entnimmt man dabei einen Anodenstrom von $I_{a_} = 24$ mA und dem I_a/U_g-Diagramm eine Gittervorspannung von $U_{g1_} = -13$ V und einen Schirmgitterstrom von $I_{g2_} \approx 3{,}5$ mA. Damit sich diese Vorspannung einstellt, muß der Katodenwiderstand einen Wert erhalten von

$$R_k = \frac{U_{g1_}}{I_{a_} + I_{g2_}} = \frac{13\text{ V}}{27{,}5\text{ mA}} \approx 475\,\Omega$$

2) Der optimale Außenwiderstand der einzelnen Röhre wird entsprechend *Bild 157* durch den Arbeitspunkt A_A und den Schnittpunkt a des Stromes $i_{a\,max} = 2\,I_{a_} = 48$ mA mit der Kennlinie für $U_g = 0$ V festgelegt. Unter Benutzung von Gl. (122) ergibt sich

$$R_A = \frac{U_{a_} - U_r}{I_{a_}} = \frac{250\text{ V} - 20\text{ V}}{24\text{ mA}} \approx 9{,}6\text{ k}\Omega$$

3) Das Übersetzungsverhältnis muß so gewählt werden, daß $R_2 = 15\,\Omega$ an der halben Primärwicklung mit $R_A = 9{,}6$ kΩ erscheint. Dies ist nach Gl. (128) der Fall, wenn man das Gesamtübersetzungsverhältnis zu

$$\ddot{u} = \frac{w_1}{w_2} = \sqrt{\frac{2\,R_A}{R_2}} = \sqrt{\frac{2 \cdot 9600\,\Omega}{15\,\Omega}} = 35{,}8$$

wählt. An der primären Vollwicklung würde der 15-Ω-Belastungswiderstand erscheinen mit

$$R_{aa} = 2\,R_A = 2 \cdot 9{,}6\ \text{k}\Omega = 19{,}2\ \text{k}\Omega$$

4) Die Induktivität L_1 muß nach Gl. (130) einen Wert von

$$L_{1\,\text{erf}} = \frac{2}{\omega_u}\,\frac{R_i\,R_A}{R_i + R_A} = \frac{2 \cdot 90\ \text{k}\Omega \cdot 9{,}6\ \text{k}\Omega}{314\ 1/\text{s}\,(90 + 9{,}6)\ \text{k}\Omega} = 55\ \text{H}$$

haben. Für den Innenwiderstand ist hier – da der Arbeitspunkt der einzelnen Röhre des GA-Verstärkers der gleiche wie der der einfachen Endstufe ist – der Tabellenwert von 90 kΩ eingesetzt worden. Die geforderte Induktivität ist ziemlich groß. Allerdings braucht der Ausgangsübertrager wegen der fehlenden Gleichstromvormagnetisierung nicht mit Luftspalt ausgeführt zu werden.

5) Für die Höhe der von beiden Röhren insgesamt abgegebenen Wechselstromleistung liefert Gl. (132)

$$P_{\sim\,\text{ges}} = 2\,U_{a\sim}\,I_{a\sim} = (U_{a-} - U_r)\,I_{a-} = (250 - 20)\ \text{V} \cdot 24\ \text{mA} = 5{,}5\ \text{W}$$

6) Die Anodenverlustleistung hat im nichtausgesteuerten Zustand der Röhren insgesamt den Wert

$$P_{a-\,\text{ges}} = 2\,U_{a-}\,I_{a-} = 2 \cdot 250\ \text{V} \cdot 24\ \text{mA} = 12\ \text{W} \quad (= 2\,P_{a-\,\text{max zul}})$$

7) Im Betrieb bei maximaler Aussteuerung durch eine Gitterwechselspannung von $\hat{u}_{g1} = U_{g1-} = 13\ \text{V}$ oder $U_{g1\sim} = 13\ \text{V}/\sqrt{2} = 9{,}2\ \text{V}$ nimmt die Anodenverlustleistung den Wert an

$$P_a = P_{a-} - P_\sim = 12\ \text{W} - 5{,}5\ \text{W} = 6{,}5\ \text{W}$$

8) Dem entspricht nach Gl. (133) ein Wirkungsgrad der Endstufe von

$$\eta = \frac{P_\sim}{P_{a-}} = \frac{5{,}5\ \text{W}}{12\ \text{W}} = 0{,}46 \quad \text{oder} \quad 46\%$$

(b) GB-Verstärker

1) Der Arbeitspunkt der Röhren eines GB-Verstärkers wird im unteren Knick der I_a/U_g-Kennlinie gewählt. Die genaue Lage ist nicht streng definiert. Um einen Vergleich mit den Angaben in den Röhrentabellen zu erhalten, wird er dort gewählt, wo ihn die Röhrenfirmen angegeben haben, also bei $U_{g1-} = -22{,}5\ \text{V}$ mit $I_{a-} = 5\ \text{mA}$ und $I_{g2-} = 0{,}8\ \text{mA}$. Dieser Arbeitspunkt ist unter der Bezeichnung A_B in die beiden Diagramme vom *Bild 169* eingezeichnet.

2) Der Anodenbelastungswiderstand R_B wird, damit die Leistungsabgabe optimal ist, so gewählt, daß seine Widerstandsgerade in den Knick der Kennlinie für $U_g = 0$ weist. Da diese Knickstelle, wie das Diagramm veranschaulicht, nicht streng definiert ist, hat man für die Lage der Widerstandsgeraden einen gewissen Spielraum. Im *Bild 169* sind zwei der Möglichkeiten mit den Bezeichnungen R_{B1} und R_{B2} eingetragen. Durch Abgreifen erhält man nach Gl. (140)

$$R_{B1} = \frac{U_{a-} - U_r}{i_a} = \frac{250\ \text{V} - 50\ \text{V}}{(70 - 5)\ \text{mA}} = \frac{200\ \text{V}}{65\ \text{mA}} = 3{,}08\ \text{k}\Omega \approx 3\ \text{k}\Omega$$

und

$$R_{B2} = \frac{250\ \text{V} - 30\ \text{V}}{(59 - 5)\ \text{mA}} = \frac{220\ \text{V}}{54\ \text{mA}} = 4{,}08\ \text{k}\Omega \approx 4\ \text{k}\Omega$$

Nach Gl. (147) gehört zu diesen R_B-Werten ein Widerstand von

$$R_{aa1} = 4\,R_{B1} = 12\ \text{k}\Omega$$

beziehungsweise

$$R_{aa2} = 4\,R_{B2} = 16\ \text{k}\Omega$$

Wie der Vergleich mit den Angaben in den Röhrentabellen ergibt, stimmt der letzte Wert von 16 kΩ mit dem Wert überein, den die Röhrenfirmen für den B-Verstärker vorschlagen.

3) Das Übersetzungsverhältnis muß nach Gl. (148) einen Wert erhalten von

$$\ddot{u}_1 = \sqrt{\frac{R_{aa1}}{R_2}} = \sqrt{\frac{12\,000\ \Omega}{15\ \Omega}} = 28{,}3$$

oder

$$\ddot{u}_2 = \sqrt{\frac{R_{aa2}}{R_2}} = \sqrt{\frac{16\,000\ \Omega}{15\ \Omega}} = 32{,}6$$

Da hier R_A nicht gleich 2 R_B ist, ergeben sich abweichend von der allgemeinen Theorie für die Übersetzungsverhältnisse der Ausgangsübertrager in der GA- und GB-Schaltung verschiedene Werte.

4) Für die Induktivität L_1 der Primärwicklung erhält man nach Gl. (149), wenn man wegen des annähernd parallelen Verlaufs der Kennlinien in den Arbeitspunkten A_A und A_B auch hier für R_i den Wert von 90 kΩ in Rechnung setzt,

$$L_{1\,\text{erf}} = \frac{4}{\omega_u}\,\frac{R_i\,R_{B1}}{R_i + R_{B1}} = \frac{4 \cdot 90\ \text{k}\Omega \cdot 3\ \text{k}\Omega}{314\ 1/\text{s} \cdot 93\ \text{k}\Omega} = 37\ \text{H}$$

oder

$$L_{1\,\text{erf}} = \frac{4}{\omega_u}\,\frac{R_i\,R_{B2}}{R_i + R_{B2}} = \frac{4 \cdot 90\ \text{k}\Omega \cdot 4\ \text{k}\Omega}{314\ 1/\text{s} \cdot 94\ \text{k}\Omega} = 49\ \text{H}$$

Hiernach sind die Anforderungen an die Induktivität in der GB-Schaltung entgegen der allgemeinen Theorie geringer als in der GA-Schaltung. Dies hängt wieder damit zusammen, daß im vorliegenden Beispiel R_A nicht gleich 2 R_B ist.

5) Die Höhe der Wechselstromleistung der Einzelröhre errechnet sich nach Gl. (138) für R_{B1} zu

$$P_{1\sim} = \frac{i_{a1}\,\hat{u}_{a1}}{4} = \frac{65\ \text{mA} \cdot 200\ \text{V}}{4} = 3{,}25\ \text{W}$$

und für R_{B2} zu

$$P_{1\sim} = \frac{54\ \text{mA} \cdot 220\ \text{V}}{4} = 2{,}97\ \text{W} \approx 3\ \text{W}$$

Zusammen geben dann beide Röhren eine Leistung von

$$P_{1\sim\,\text{ges}} = 6{,}5\ \text{W} \quad \text{beziehungsweise} \quad 6\ \text{W}$$

ab. Den Röhrentabellen nach müßten im letzten Fall, der für $R_{B2} = 4\ \text{k}\Omega$ oder $R_{aa} = 16\ \text{k}\Omega$ gilt, auch 6,5 W herauskommen.

6) Die Anodenverlustleistung nimmt in den Signalpausen insgesamt einen Wert an von

$$P_{a-\,\text{ges}} = 2 \cdot U_{a-}\,I_{a-} = 2 \cdot 250\ \text{V} \cdot 5\ \text{mA} = 2{,}5\ \text{W}$$

7) Bei maximaler Aussteuerung mit einer Wechselspannung von $\hat{u}_{g1} = U_{g1_} = 22{,}5$ V oder $U_{g1\sim} \approx 16$ V steigt sie nach Gl. (143) auf einen Wert von

$$P_{a\,ges} = 2(P_{a_} - P_{\sim}) = 2(I_m U_{a_} - P_{\sim}) = 2\hat{\imath}_a \left(\frac{U_{a_}}{\pi} - \frac{\hat{u}_a}{4}\right)$$

Diese Formel setzt voraus, daß der Anodenruhestrom absolut Null ist, denn sonst könnte für $P_{a_}$ nicht einfach $I_m U_{a_}$ geschrieben werden. Ist hier ein endlicher Ruhestromwert vorhanden, so muß man für die betriebliche Gleichstromleistung den Ansatz machen $(I_m + I_{a_})\, U_{a_} = P_{a_}$ und für die betriebliche Verlustleistung schreiben

$$P_{a\,ges} = 2(P_{a_} - P_{\sim}) = 2(I_m + I_{a_})\, U_{a_} - P_{\sim\,ges} = 2\left(\frac{\hat{\imath}_a}{\pi} + I_{a_}\right) U_{a_} - P_{\sim\,ges}$$

Diese Formel liefert für den Fall, daß $R_B = 4$ kΩ ist,

$$P_{a\,ges} = 2\left(\frac{54\text{ mA}}{\pi} + 5\text{ mA}\right) 250\text{ V} - 6\text{ W} = 11{,}1\text{ W} - 6\text{ W} = 5{,}1\text{ W}$$

8) Der Wirkungsgrad der GB-Schaltung nimmt damit den Wert an

$$\eta = \frac{P_{\sim}}{P_{a_}} = \frac{6\text{ W}}{11{,}1\text{ W}} = 0{,}54 \quad \text{oder} \quad 54\%$$

Wie der Vergleich ergibt, ist der Wirkungsgrad des GB-Verstärkers in diesem Beispiel um etwa 8% höher als der des GA-Verstärkers.

Aufgabe 42

Gegeben sei das I_a/U_a-Kennlinienfeld der EL 84 für $U_{g2_} = 250$ V (*Bild 73*). Welche Werte von R_{aa}, $U_{g1\sim}$ und $P_{\sim\,ges}$ würden Sie für einen GB-Verstärker mit einem Arbeitspunkt A_B bei $U_{a_} = 250$ V, $I_{a_} = 10$ mA und $U_{g1_} = -11{,}6$ V auf Grund des Kennlinienfeldes als optimal mögliche Werte vorschlagen? (Die Röhrentabelle gibt an: $R_{aa} = 8$ kΩ, $U_{g1\sim} = 8$ V, $P_{\sim\,ges} = 11$ W)

d) Phasenumkehrschaltungen

Die Gegentaktschaltung verlangt an den Steuergittern ihrer beiden Röhren zwei um 180° phasenverschobene Steuerspannungen. In den bisherigen Schaltungen wurden sie von einem Eingangsübertrager mit Mittelanzapfung auf der Sekundärseite geliefert. Da Eingangsübertrager als Zwischenübertrager zwischen zwei hochohmigen Röhrenstufen selbst sehr hochohmig sein müssen, bereiten sie sowohl hinsichtlich der erforderlichen Größe der Primärinduktivität als auch ihrer Streuung und Wickelkapazität stets erhebliche Schwierigkeiten. In modernen Schaltungen wird deshalb der Eingangsübertrager durch Phasenumkehrschaltungen ersetzt [4].

Eine der bekanntesten Anordnungen ist die im *Bild 170* gezeigte sogenannte Katodynschaltung. In ihr werden die beiden Steuerspannungen für die Gegentaktschaltung an einem einzigen Röhrensystem abgenommen. Der Katodenwiderstand ist in zwei Widerstände R_{k1} und R_{k2} unterteilt. R_{k1} ist kapazitiv überbrückt und dient nur dazu, die für die Röhre erforderliche Vorspannung zu schaffen. Die über R_{k2} abfallende Spannung $U_{2\sim}$ ist mit der Eingangsspannung $U_{e\sim}$ phasengleich, einmal weil sie durch Spannungsteilung an R_{k2} und R_g direkt aus ihr hervorgegangen ist (dieser Teil von $U_{2\sim}$ spielt aber praktisch keine Rolle) und zum anderen weil sie von dem in Phase mit der Eingangsspannung verlaufenden Anodenwechselstrom herrührt. Die am Anodenwiderstand R_a auftretende Spannung $U_{1\sim}$ hat dagegen der Eingangsspannung gegenüber eine Phase von 180°. Sind R_a und R_{k2} gleich groß und ist $R_g \gg R_{k2}$, so sind die beiden bei a und b gegen Erde auftretenden Ausgangsspannungen $U_{1\sim}$ und $U_{2\sim}$ gleich groß, aber in der Phase einander entgegengesetzt; sie können damit direkt an die Steuergitter der Gegentaktstufe gelegt werden.

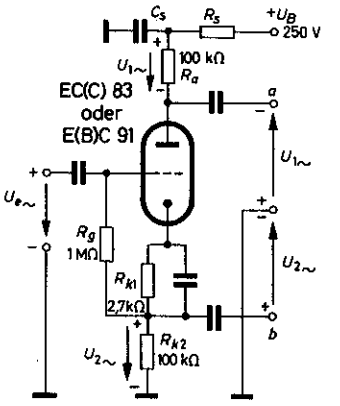


Bild 170. Katodynschaltung als Phasenumkehrstufe

Wie der Vergleich mit *Bild 139 (c)* ergibt, hat die Katodynschaltung eine starke Stromgegenkopplung; ihr Gesamtverstärkungsgrad v' ist daher gering. Der genaue Wert von v' kann nicht nach Gl. (101) bis (103) berechnet werden, da in der Katodynschaltung erstens Gegenkopplungswiderstand R_{k2} und Anodenwiderstand R_a gleich groß sind und zweitens nicht nur die über R_a, sondern auch die über R_{k2} auftretende Spannung nach außen, das heißt zur Gegentaktstufe hin, weitergeleitet wird; man macht hier am besten einen neuen Ansatz. Unter der Verstärkung v' der Katodynschaltung soll wie bisher das Verhältnis der insgesamt nach außen hin abgegebenen Spannung zur aufgewendeten Eingangsspannung verstanden werden. Die Ausgangsspannung ist $U_a = U_{R_a} + U_{R_{k2}} = U_{1\sim} + U_{2\sim}$. Bei $R_a = R_{k2}$ ist $U_a = 2\,U_{2\sim}$. Die Eingangsspannung sei U_e. Sie hat, ausgedrückt durch die eigentliche Gitterwechselspannung U_g und die gegengekoppelte Spannung $U_k = U_{2\sim}$, den Wert $U_e = U_g + U_2$. Damit wird

$$v' = \frac{U_a}{U_e} = \frac{U_a}{U_g + U_{2\sim}} = \frac{1}{\frac{U_g}{U_a} + \frac{U_{2\sim}}{U_a}} = \frac{1}{\frac{1}{v} + \frac{U_{2\sim}}{2\,U_{2\sim}}} = \frac{1}{\frac{1}{v} + 0{,}5}$$

oder

$$v' = \frac{v}{1 + 0{,}5\,v}$$

Sofern der Ausdruck $0{,}5\,v$ im Nenner groß gegen Eins ist, ergibt sich unabhängig vom speziellen v-Wert näherungsweise

$$v' = 2$$

Verwendet man beispielsweise die Röhre E(B)C 91 oder die Röhre EC(C) 83, die beide in ihren Triodenwerten übereinstimmen, so kann nach dem Röhren-Hand-

buch von *Valvo* bei $U_B = 250$ V und $R_a = R_{k2} = 100\,\text{k}\Omega$ mit einer Verstärkung der Röhre von $v = 66$ gerechnet werden. Hierfür kommt die Verstärkung der vollständigen Katodynstufe sehr nahe an den Wert 2 heran. Bei einem zulässigen Klirrfaktor von 0,5% läßt sich in diesem Fall der Schaltung eine Gesamtspannung von $U_a \approx 30$ V entnehmen. Auf der Gitterseite werden hierfür 15 V benötigt.

Zu beachten ist, daß die Innenwiderstände der beiden Ausgänge dieser Schaltung stark unterschiedlich sind. Für den Ausgang *a* mit Abnahme der Spannung $U_{1\sim}$ am Anodenwiderstand R_a gilt

$$R_{ia} = R_i' \parallel R_a \qquad \text{mit} \qquad R' \approx R_i + \mu R_{k2} \qquad \text{(Gl. 110)}$$

Für den Ausgang *b* mit Abnahme der Spannung $U_{2\sim}$ am Katodenwiderstand gilt, wie der Spezialliteratur [15] entnommen werden kann,

$$R_{ib} = \frac{1}{S + \dfrac{1}{R_i}} + \frac{R_a}{1+\mu} = \frac{R_i + R_a}{1+\mu} \approx \frac{R_i + R_a}{\mu} = \frac{1}{S} + \frac{R_a}{\mu}$$

Unter der Annahme, daß $R_i \approx 80\,\text{k}\Omega$, $S \approx 1{,}25\,\text{mA/V}$ und $\mu \approx 100$ sowie $R_a = R_{k2} = 100\,\text{k}\Omega$ ist, ergibt sich

$$R_{ia} = (80 + 100 \cdot 100)\,\text{k}\Omega \parallel 100\,\text{k}\Omega \approx 100\,\text{k}\Omega$$

und

$$R_{ib} \approx \frac{1}{1{,}25\,\text{mA/V}} + \frac{100\,\text{k}\Omega}{100} = 1{,}8\,\text{k}\Omega$$

Der große Unterschied in den Ausgangswiderständen dieser Umkehrstufe spielt bei der Übertragung hoher Frequenzen eine Rolle. Sie erfahren bei gleichen Kapazitäten, aber unterschiedlichem R_i verschiedene Verstärkungen und Phasendrehungen, so daß in dieser Schaltung bei hohen Frequenzen keine genaue gegentaktige Aussteuerung der Endstufe gewährleistet ist.

Eine wesentlich größere Verstärkung liefern die in den *Bildern 171* und *172* wiedergegebenen Schaltungen. Sie arbeiten mit zwei Röhren, der Verstärkerröhre *Rö 1* und der eigentlichen Phasenumkehrröhre *Rö 2*. Die am Anodenwiderstand R_{a1} des ersten Systems vom *Bild 171* (*a* oder *b*) auftretende Wechselspannung $U_{a1\sim}$ bildet einmal die Eingangswechselspannung $U_{1\sim}$ für das eine Steuergitter der Gegentaktstufe, zum anderen liegt $U_{a1\sim}$ aber auch an dem Spannungsteiler $R_1 R_2$. Der davon über R_2 auftretende Teilbetrag wird auf das Gitter der Phasenumkehrröhre gegeben und steuert sie aus. Wählt man den Anodenwiderstand R_{a2} dieses Systems so groß wie den resultierenden Anodenwiderstand $R_{a1} \parallel (R_1 + R_2)$ des ersten Systems und richtet man den Spannungsteiler so ein, daß die sich über R_2 ausbildende Spannung $U_{R2\sim}$ genauso groß wie die Eingangsspannung $U_{e\sim}$ ist, so hat die Anodenwechselspannung $U_{a2\sim}$ den gleichen Betrag wie $U_{a1\sim}$, ihr gegenüber aber einen Phasenunterschied von 180°.

Während sich die beiden Schaltbilder (*a* und *b*) im *Bild 171* nur in der zeichnerischen Darstellung unterscheiden, wurde im *Bild 172* eine kleine schaltungstechnische Abwandlung vorgenommen. Beide Röhren haben einen gemeinsamen Katodenwiderstand R_k. Sind die Wechselströme der beiden Systeme wirklich gleich groß und genau gegenphasig, so entsteht über R_k keine Wechselspannung, so daß dieser Widerstand nicht kapazitiv überbrückt zu werden braucht. Sind die beiden

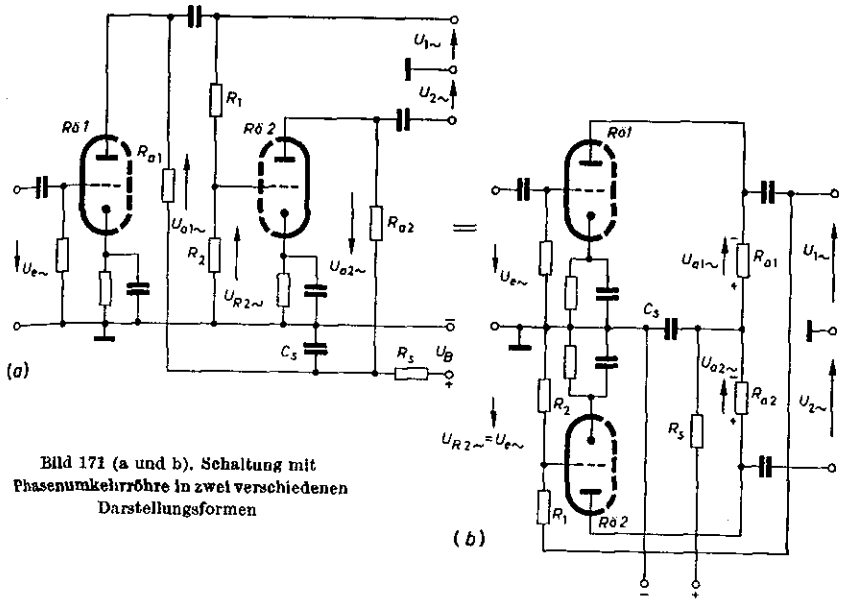


Bild 171 (a und b). Schaltung mit Phasenumkehrröhre in zwei verschiedenen Darstellungsformen

Wechselströme ungleich, so symmetriert sich die Schaltung in gewissen Grenzen selbst. Ist beispielsweise der Wechselstrom in Röhre *1* etwas größer, so bildet sich an R_k eine kleine Wechselspannung aus. Sie bedeutet für Röhre *1* eine Gegenkopplung und reduziert ihre Verstärkung etwas. Zugleich bedeutet sie für Röhre *2* eine Mitkopplung, so daß sie ihre Verstärkung etwas anhebt. Durch einen zusätzlichen Katodenwiderstand R_{kz} kann die sich symmetrierende Wirkung der Schaltung erhöht werden. Bei den dem Schaltbild beigefügten Zahlenwerten erreicht man eine Verstärkung von

$$\frac{U_{1\sim}}{U_{e\sim}} = \frac{U_{2\sim}}{U_{e\sim}} \approx 58$$

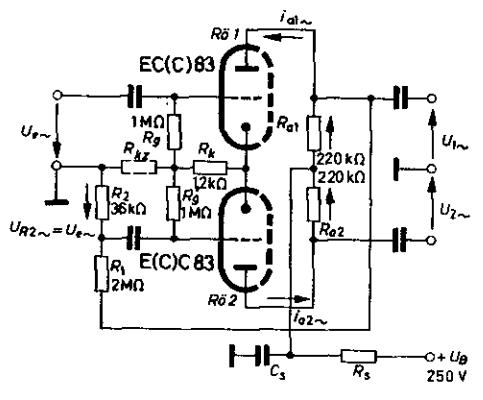


Bild 172 (a und b). Schaltung mit Phasenumkehrröhre und einem gemeinsamen Katodenwiderstand für beide Röhrensysteme

Bei einem Klirrfaktor von 0,5% können der Schaltung Wechselspannungen bis etwa 4 V entnommen werden.

10. Lautsprecheranschluß

a) Angepaßter Anschluß zweier Lautsprecher mit unterschiedlichen Widerstands- und Leistungsdaten

In den bisherigen Schaltungen wurden die Verstärker mit nur einem Lautsprecher abgeschlossen. Der Eingangswiderstand des Lautsprechers wurde als verhältnismäßig niederohmig (4···25 Ω) und der einfacheren Rechnung wegen als reell angesehen. Die Annahme, daß der Lautsprecher einen reellen Eingangswiderstand

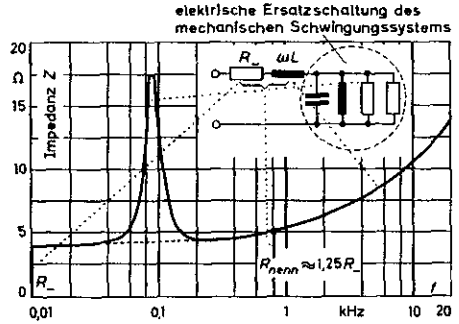


Bild 173. Frequenzgang des Scheinwiderstandes eines elektrodynamischen Lautsprechers

hat, ist in Wirklichkeit nicht ganz berechtigt, jedenfalls nicht bei den sehr tiefen Frequenzen in der Umgebung der mechanischen Eigenresonanz der Lautsprechermembran und bei den höheren Frequenzen ab etwa 2000 Hz (vergleiche hierzu *Bild 173*, das den grundsätzlichen Scheinwiderstandsverlauf eines dynamischen Lautsprechers zeigt). Dort, wo das Schwergewicht der menschlichen Sprache liegt, also etwa bei 700···1000 Hz, kann der Eingangswiderstand allerdings mit guter Annäherung als reell angesehen werden. Als Faustregel gilt, daß der Lautsprecher bei 800 Hz einen Scheinwiderstand oder eine Impedanz hat, die gleich dem 1,25-fachen des Gleichstromwiderstandes der Lautsprecherschwingspule ist. Es ist üblich, alle Angaben über Lautsprecherwiderstände (Lautsprecherimpedanzen) auf 800 Hz zu beziehen.

Im folgenden sollen zwei Lautsprecher mit den Eingangswiderständen R_1 und R_2 und der maximalen Belastbarkeit $P_{1\,max\,zul}$ und $P_{2\,max\,zul}$ so an eine Endpentode angeschlossen werden, daß sich die Röhrenleistung im Verhältnis der maximalen Lautsprecherleistungen auf die beiden Lautsprecher aufteilt und die Röhre insgesamt mit ihrem optimalen Widerstand abgeschlossen wird. Wie müssen die Übersetzungsverhältnisse der Ausgangsübertrager gewählt werden? Lautsprecher unterschiedlicher Belastbarkeit und ungleichen Widerstandes dürfen strenggenommen nicht einfach parallel an den Ausgangsübertrager angeschlossen werden. Man kann ihren resultierenden Parallelwiderstand zwar ohne weiteres so auf die Primärseite transformieren, daß er dort mit dem geforderten Wert $R_{a\,opt}$ erscheint, im ungünstigen Fall kann dabei aber einer der beiden Lautsprecher überlastet werden. Hat

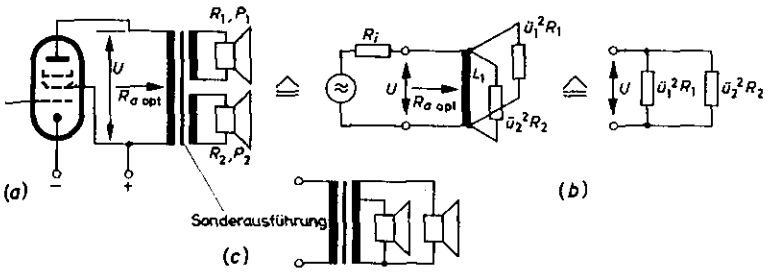


Bild 174 (a bis c). Exakter Parallelanschluß zweier Lautsprecher mit unterschiedlichen Daten

zum Beispiel der eine Lautsprecher die Daten $R_1 = 5\ \Omega$ und $P_{1\,max\,zul} = 2$ W und der andere die Daten $R_2 = 15\ \Omega$ und $P_{2\,max\,zul} = 6$ W, so würde bei einer vom Verstärker insgesamt abgegebenen Leistung von nur $P = 5$ W die resultierende Spannung an den parallelen Schwingspulen

$$U = \sqrt{P\,R_{ges}} = \sqrt{5\,\mathrm{W}\,\frac{5 \cdot 15}{20}\,\Omega} = 4{,}33\ \mathrm{V}$$

sein. Bei dieser Spannung würde der erste Lautsprecher, der nur 2 W verträgt, eine Leistung von $P_1 = \dfrac{U^2}{R_1} = \dfrac{(4{,}33\ \mathrm{V})^2}{5\ \Omega} = 3{,}75$ W erhalten und somit überlastet werden.

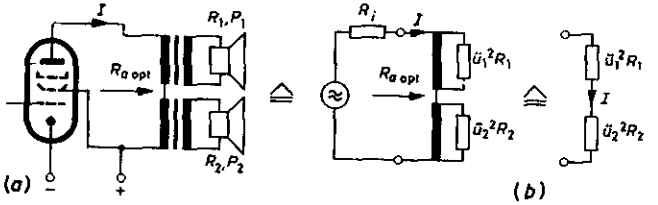


Bild 175 (a und b). Exakter Reihenanschluß zweier Lautsprecher mit unterschiedlichen Daten

Im Prinzip gibt es zwei Schaltmöglichkeiten für den exakten Anschluß von zwei Lautsprechern unterschiedlicher Leistung. Sie sind in den *Bildern 174* (*a*) und *175* (*a*) dargestellt. Im ersten Bild liegen die beiden Lautsprecher, wie die Ersatzschaltung im *Bild 174* (*b*) veranschaulicht, von der Primärseite aus gesehen, parallel zueinander. In der zweiten Schaltung sind sie nach der Ersatzschaltung im *Bild 175* (*b*) in Reihe geschaltet.

Schaltung nach *Bild 174*

Bei der Berechnung der erforderlichen Übersetzungsverhältnisse geht man davon aus, daß die beiden Lautsprecherwiderstände auf der Primärseite mit einem Widerstand von insgesamt $R_{a\,opt}$ erscheinen müssen. Bei genügend großer Induktivität L_1 kann, zumindest für den mittleren Frequenzbereich, angesetzt werden

$$R_{a\,opt} = \ddot{u}_1^2 R_1 \,||\, \ddot{u}_2^2 R_2$$

Dieser Ausdruck stellt die erste von den beiden Gleichungen dar, die man zur Berechnung der beiden Unbekannten $\ddot{u}_1$ und $\ddot{u}_2$ benötigt. Die zweite Gleichung gewinnt man aus der Betrachtung der Leistungen. Da die beiden transformierten Lautsprecherwiderstände im Ersatzschaltbild an der gleichen Spannung U liegen, nehmen sie eine Leistung $P_1' = U^2/\ddot{u}_1^2 R_1$ beziehungsweise $P_2' = U^2/\ddot{u}_2^2 R_2$ auf. Diese Leistungen sollen sich wie die maximal zulässigen Leistungen verhalten. Es muß daher sein

$$\frac{P_1'}{P_2'} = \frac{U^2}{\ddot{u}_1^2 R_1}\,\frac{\ddot{u}_2^2 R_2}{U^2} = \frac{\ddot{u}_2^2 R_2}{\ddot{u}_1^2 R_1} = \frac{P_{1\,max\,zul}}{P_{2\,max\,zul}}$$

Dies ist die zweite Gleichung zur Berechnung von $\ddot{u}_1$ und $\ddot{u}_2$. Die Auflösung der beiden Gleichungen nach $\ddot{u}_1$ und $\ddot{u}_2$ ergibt

$$\ddot{u}_1 = \sqrt{\frac{R_{a\,opt}}{R_1}\left(1 + \frac{P_{2\,max\,zul}}{P_{1\,max\,zul}}\right)}$$

und

$$\ddot{u}_2 = \sqrt{\frac{R_{a\,opt}}{R_2}\left(1 + \frac{P_{1\,max\,zul}}{P_{2\,max\,zul}}\right)}$$

Ist wie oben $R_1 = 5\ \Omega$, $P_{1\,max\,zul} = 2\,W$, $R_2 = 15\ \Omega$ und $P_{2\,max\,zul} = 6\,W$, so wird, wenn die Endröhre optimal mit $R_{a\,opt} = 5\,k\Omega$ zu belasten ist,

$$\ddot{u}_1 = \sqrt{\frac{5000\ \Omega}{5\ \Omega}\left(1 + \frac{6\,W}{2\,W}\right)} = 63{,}3$$

und

$$\ddot{u}_2 = \sqrt{\frac{5000\ \Omega}{15\ \Omega}\left(1 + \frac{2\,W}{6\,W}\right)} = 21{,}1$$

Schaltung nach *Bild 175*

In diesem Fall setzt sich, wie aus der Ersatzschaltung im *Bild 175* (*b*) hervorgeht, der wirksame Anodenwiderstand aus der Summe der transformierten Lautsprecherwiderstände zusammen. Bedenkt man, daß von der Röhrenseite aus gefordert wird, daß die Summe den Wert $R_{a\,opt}$ annimmt, so kann als erste Bestimmungsgleichung für $\ddot{u}_1$ und $\ddot{u}_2$ geschrieben werden

$$R_{a\,opt} = \ddot{u}_1^2 R_1 + \ddot{u}_2^2 R_2$$

Die Leistungsbedingung läßt sich, da jetzt nicht die Spannung U, sondern der Strom I in den transformierten Widerständen der gleiche ist, folgendermaßen formulieren:

$$\frac{P_1'}{P_2'} = \frac{I^2 \ddot{u}_1^2 R_1}{I^2 \ddot{u}_2^2 R_2} = \frac{\ddot{u}_1^2 R_1}{\ddot{u}_2^2 R_2} = \frac{P_{1\,max\,zul}}{P_{2\,max\,zul}}$$

Die Auswertung der beiden Formeln ergibt

$$\ddot{u}_1 = \sqrt{\frac{R_{a\,opt}}{R_1}\,\frac{P_{1\,max\,zul}}{(P_1 + P_2)_{max\,zul}}}$$

$$\ddot{u}_2 = \sqrt{\frac{R_{a\,opt}}{R_2}\,\frac{P_{2\,max\,zul}}{(P_1 + P_2)_{max\,zul}}}$$

In dem angeführten Zahlenbeispiel wird

$$\ddot{u}_1 = \sqrt{\frac{5000\ \Omega}{5\ \Omega}\,\frac{2\,W}{(2+6)\,W}} = 15{,}8$$

$$\ddot{u}_2 = \sqrt{\frac{5000\ \Omega}{15\ \Omega}\,\frac{6\,W}{(2+6)\,W}} = 15{,}8$$

Daß die beiden Übersetzungsverhältnisse hier den gleichen Wert erhalten, ist rein zufällig.

b) Anschluß von Tiefton- und Hochtonlautsprechern

Die Abstrahlungsverhältnisse in den einzelnen Frequenzbereichen eines Lautsprechers sind verschiedenartig. Bei tiefen Frequenzen schwingt die Lautsprechermembran als ganzer Kolben hin und her. Bei höheren Frequenzen schwingt praktisch nur der innere Membrankegel. Über 5000 Hz werden die Schwingungsverhältnisse wesentlich verwickelter. Die einzelnen Zonen der Membranfläche schwingen in verschiedenen Phasen, zum Teil sogar gegenphasig. Die Folge ist, daß sich die Schallwellen in bestimmten Richtungen gegenseitig auslöschen. Für Frequenzen über 10000 Hz ist das wirksame Gewicht der Membran – vor allem dann, wenn der Lautsprecher zur wirkungsvollen Abstrahlung tiefer Frequenzen mit einer großen Membran ausgerüstet ist – so groß, daß sie wegen ihrer Massenträgheit diese Schwingungen nicht mehr mitmachen und deshalb Töne über 10000 Hz nicht mehr abstrahlen kann. Hinzu kommt folgendes: Soll ein Lautsprecher gleichzeitig neben starken tiefen auch hohe Frequenzen abstrahlen, so macht sich bei den großen Schwingamplituden der Membran ein Dopplereffekt bemerkbar. Die hohen Töne werden jetzt nicht mehr von einer ruhenden Schallquelle, sondern von einer sich während einer Tieftonperiode einmal weit nach vorn und einmal weit nach hinten

bewegenden Schallquelle abgestrahlt. Diese Doppelbewegung der Membran bedingt eine zusätzliche Phasenmodulierung der hohen Töne, die sich gehörmäßig als Verzerrung bemerkbar macht.

Aus den genannten Vorgängen ergibt sich, daß ein Lautsprecher je nach seiner Größe immer nur einen bestimmten Frequenzbereich günstig und verzerrungsfrei abstrahlt und daß es für eine hochwertige Klangwiedergabe eines breiten Frequenzbandes besser ist, mehrere Lautsprecher zu verwenden. Im einfachsten Fall ist ein Tieftonlautsprecher mit einem Hochtonlautsprecher zu kombinieren. Damit den Lautsprechern in der Kombination nur die Frequenzen zugeführt werden, die sie leistungsmäßig zu verarbeiten und abzustrahlen vermögen, werden ihnen Frequenz-

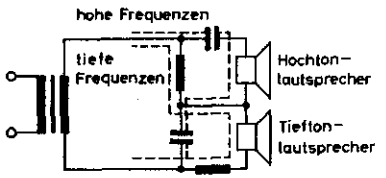


Bild 176. Frequenzweiche bei Reihenschaltung eines Tiefton- und Hochtonlautsprechers

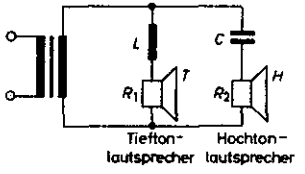


Bild 177. Frequenzweiche bei Parallelschaltung eines Tiefton- und Hochtonlautsprechers

weichen vorgeschaltet. Besonders die statischen Hochtöner sind gegen eine zu starke Beanspruchung durch die energiereichen Schwingungen tiefer Frequenzen sehr empfindlich. Bei einer Reihenschaltung der beiden Lautsprecher hat die Frequenzweiche ein Aussehen nach *Bild 176*. Unter Umständen muß dabei aus Leistungsgründen der Hochtonlautsprecher über einen besonderen Übertrager gespeist werden. Sollen die Lautsprecher wegen einer günstigeren Anpassung parallel angeschlossen werden, kann eine Weiche nach *Bild 177* gewählt werden.

Die Speisung des einzelnen Lautsprechers in der Schaltung nach *Bild 177* hört frequenzmäßig praktisch dort auf, wo die Grenzfrequenzen der beiden aus R_1 und L beziehungsweise R_2 und C bestehenden parallelen Widerstandszweige liegen. Der Tieftonlautsprecher hat seine Grenzfrequenz dort, wo $\omega_o L = R_1$, der Hochtonlautsprecher dort, wo $1/\omega_u C = R_2$ ist. Hieraus folgt

$$\omega_o = \frac{R_1}{L} = \frac{1}{\tau_L} \qquad \text{und} \qquad \omega_u = \frac{1}{C R_2} = \frac{1}{\tau_C}$$

Läßt man die obere Grenzfrequenz ω_o des Tieftöners und die untere Grenzfrequenz ω_u des Hochtöners zusammenfallen, so müssen die Zeitkonstanten τ_L und τ_C übereinstimmen. Haben beide Lautsprecher zufällig den gleichen Widerstand R, so ergibt sich interessanterweise, daß der Eingangswiderstand Z der Lautsprecherkombination erstens unabhängig von der Frequenz, zweitens immer reell und drittens gleich R ist.

Beweis:

$$\mathfrak{Z}_1 = R + \mathrm{j}\omega L = R\left(1 + \mathrm{j}\omega\frac{L}{R}\right) = R(1 + \mathrm{j}\omega\tau_L) = R(1 + \mathrm{j}\omega\tau)$$

$$\mathfrak{Z}_2 = R - \mathrm{j}\frac{1}{\omega C} = R\left(1 - \mathrm{j}\frac{1}{\omega C R}\right) = R\left(1 - \mathrm{j}\frac{1}{\omega\tau_C}\right) = R\left(1 - \mathrm{j}\frac{1}{\omega\tau}\right)$$

$$\mathfrak{Z} = \frac{\mathfrak{Z}_1 \cdot \mathfrak{Z}_2}{\mathfrak{Z}_1 + \mathfrak{Z}_2} = \frac{R^2(1 + \mathrm{j}\omega\tau)\left(1 - \mathrm{j}\frac{1}{\omega\tau}\right)}{R\left(1 + \mathrm{j}\omega\tau + 1 - \mathrm{j}\frac{1}{\omega\tau}\right)} = R\,\frac{1 + \frac{\omega\tau}{\omega\tau} + \mathrm{j}\left(\omega\tau - \frac{1}{\omega\tau}\right)}{2 + \mathrm{j}\left(\omega\tau - \frac{1}{\omega\tau}\right)} = R$$

Die Grenzfrequenz oder die Überlappungszone der beiden Lautsprecher wird meistens nach dem akustischen Schwerpunkt der Sprache zwischen 700···900 Hz gewählt. Die Dimensionierung ergibt dann folgendes: Haben Tief- und Hochtonlautsprecher einen Widerstand von zum Beispiel $R = 4\ \Omega$ und soll die Überlappungszone bei 800 Hz liegen, so muß die Drossel eine Induktivität erhalten von

$$L = \frac{R}{\omega} = \frac{4\,\Omega}{2\pi \cdot 800\,\mathrm{s}^{-1}} \approx 0{,}8\,\mathrm{mH}$$

und der Kondensator eine Kapazität von

$$C = \frac{1}{\omega R} = \frac{1}{2\pi \cdot 800\,\mathrm{s}^{-1} \cdot 4\,\Omega} \approx 50\,\mu\mathrm{F}$$

Da Hochtonlautsprecher in vielen Fällen hochohmiger als Tieftöner sind, kommt man in der Praxis meistens mit 4···10 µF aus. Wenn der Tieftonlautsprecher schon von sich aus die hohen Frequenzen nur begrenzt abstrahlt, dann kann die Drossel vor ihm eingespart werden.

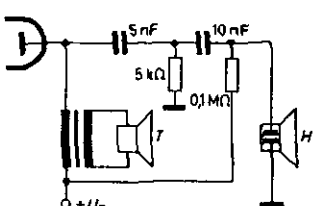


Bild 178. Anschluß und Speisung eines elektrostatischen Hochtonlautsprechers

Bei der Anschaltung eines elektrostatischen Lautsprechers, der eine Umkehrung des Kondensatormikrofons darstellt, wird eine Gleichspannung benötigt; sie läßt sich, da praktisch keine Leistung erforderlich ist, der Anodenspannungsquelle entnehmen. Nach *Bild 178* wird sie dem statischen Lautsprecher, der einpolig an Masse liegt, über einen Schutzwiderstand von 0,1 MΩ zugeführt. Für seine Tonfrequenzversorgung, die auf der Primärseite des Ausgangsübertragers, also direkt an der Anode der Endröhre abgenommen wird, ist ein Spannungsteiler aus 5 nF und 5 kΩ vorgesehen. Der 10-nF-Kondensator verhindert den Kurzschluß der Anodengleichspannung über den 5-kΩ-Widerstand nach Masse hin.

c) 100-V-Ausgang

Im vorletzten Abschnitt ist gezeigt worden, wie man entsprechend den Anpassungsbedingungen zwei Lautsprecher unterschiedlicher Daten mit einem eigens hierfür entworfenen Übertrager an ein bestimmtes Verstärkergerät anschalten kann. Das Verfahren der Verwendung solcher Spezialübertrager ist für eine allgemeine Anwendung zu unbequem und unwirtschaftlich. Eine andere Möglichkeit besteht darin, jedem Lautsprecher einen Übertrager beizuordnen, der auf der Primärseite mehrere Abgriffe hat. Mit den geschickt gewählten Anzapfungen lassen sich nach kurzer Rechnung die verschiedenen Lautsprecherkombinationen an die jeweiligen Verstärkerausgänge genügend gut angepaßt anschließen.

In den letzten Jahren hat sich – vor allem in der Technik der Schallversorgung größerer Räume mit Hilfe von Verstärkeranlagen – eine gewisse Normung vollzogen, um dem Durcheinander der verschiedenen Verstärker mit ihren unterschiedlichen Ausgangswiderständen und dem der Lautsprecher mit ihren vielfältigen Anschlußwerten zu begegnen. Die Normung besteht darin, daß man den Verstärkern einen sogenannten 100-V-Ausgang gibt und die Lautsprecher mit der „100-V-Anpassung" versieht; bei diesem Verfahren hat das Starkstromnetz Pate gestanden. Von ihm weiß man, daß es wegen seiner außerordentlichen Niederohmigkeit eine praktisch konstante Spannung abgibt. Man kann dem Netz, ohne daß seine Spannung merklich zusammenbricht, durch Anschließen mehrerer Verbraucher in weiten Grenzen so viel Strom – genauer gesagt so viel Leistung – entziehen, wie man gerade benötigt. Die Grenze der Belastung ist durch den bei der Planung des Netzes festgelegten maximal zulässigen Anschlußwert gegeben. Auf der anderen Seite sind die starkstromtechnischen Verbraucher mit ihren verschiedenen Leistungsaufnahmen so ausgelegt, daß sie alle den gleichen Spannungswert, beispielsweise 220 V, haben.

In ähnlicher Weise ist man auch bei den NF-Verstärkern vorgegangen, vorwiegend denen für elektroakustische Übertragungsanlagen. Diese Verstärkeranlagen sind in den meisten Fällen keinem festen Verbraucherkreis zugeordnet; sie sollen in der Lage sein, an verschiedenen Orten eingesetzt zu werden und je nach Bedarf eine mehr oder weniger große Anzahl von Lautsprechern mit unterschiedlichen Leistungsaufnahmen zu speisen. Dies läßt sich erreichen, wenn man den Innenwiderstand des Verstärkers sehr niederohmig macht. Die Geräte geben dann an Verbraucher mit höheren Eingangswiderständen eine konstante Spannung ab. Der absolute Wert dieser Spannung kann beliebig gewählt werden. Durch einen passenden Transformator kann der Spannung praktisch jeder Wert erteilt werden, also beispielsweise 100 V wie in Deutschland oder 30 und 50 V wie im Ausland. Die Hauptsache ist, daß die anzuschließenden Lautsprecher so ausgelegt sind, daß sie bei Nennleistung den gleichen Spannungswert haben.

Ein Verstärker mit einem niederohmigen Ausgang für 100 V gibt bei maximaler Eingangsspannung die 100 V unabhängig davon ab, ob er schwach oder stark belastet wird oder gar leer läuft. Dies bedeutet, daß an den Verstärker, solange die Grenze seiner Belastbarkeit nicht erreicht wird, beliebig viele 100-V-Lautsprecher angeschlossen werden können. Jeder angeschlossene Lautsprecher nimmt dabei, da er mit 100 V gespeist wird, seine Nennleistung auf. Das einzige, worauf beim Anschließen mehrerer Lautsprecher geachtet werden muß, ist, daß die Summe der Leistungen gleich oder kleiner als die Nennleistung des Verstärkers bleibt. So können zum Beispiel an einen 25-W-Verstärker insgesamt zwei 3-W-, ein 6-W- und ein 12,5-W-Lautsprecher angeschlossen werden.

Die 100-V-Lautsprecher haben einen Eingangswiderstand, der sich entsprechend der Formel $P = U^2/R$ zu

$$R_2 = \frac{U_2^2}{P_\sim} \tag{151}$$

errechnet. So hat zum Beispiel ein 3-W-Lautsprecher einen Eingangswiderstand von $(100\ \mathrm{V})^2/3\ \mathrm{W} = 3333\ \Omega$ und ein 25-W-Lautsprecher einen solchen von 400 Ω. Hiermit kann die Grenze der Belastbarkeit eines 25-W-Verstärkers auch so beschrieben werden, daß man sagt, es darf der resultierende Widerstand aller parallelen Lautsprecher nicht kleiner als 400 Ω werden.

Wie erreicht man nun den niederohmigen 100-V-Ausgang eines Verstärkers? Absolut Null kann sein Innenwiderstand nie gemacht werden. Niederohmig bedeutet hier lediglich, daß der Verstärkerinnenwiderstand klein gegenüber seinem Nennbelastungswiderstand ist. Im Fall eines 25-W-Verstärkers muß der Innenwiderstand beispielsweise klein gegenüber 400 Ω sein. Den niedrigen Innenwiderstand erreicht man durch Anwendung einer genügend starken Spannungsgegenkopplung. Nach Gl. (107) setzt die Spannungsgegenkopplung den Innenwiderstand R_i einer Schaltung um den Faktor $(1 + \mu K)$ auf

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

herunter. Da um etwa den gleichen Wert auch die Verstärkung abnimmt, muß man einen Kompromiß zwischen der Niederohmigkeit und dem Verstärkungsrückgang schließen. In der Praxis läßt man zu, daß die Ausgangsspannung zwischen Nennlast und Leerlauf maximal im Verhältnis 1 : 1,3 steigt; als erstrebenswert wird ein Verhältnis von 1 : 1,1 angesehen.

Aus dem zulässigen Anstieg der Klemmenspannung läßt sich die Höhe des erlaubten sekundärseitig wirksamen Innenwiderstandes R_{i2}' ermitteln. Wie man sich an Hand eines Ersatzschaltbildes für den Verstärkerausgang klarmachen kann, gilt auf Grund der Spannungsteilerregel, wenn man die Nennspannung mit U_{2n}, die Nennlast mit R_{2n} und den sekundärseitig in Erscheinung tretenden Innenwiderstand bei Gegenkopplung mit R_{i2}' bezeichnet,

$$\frac{U_{2n}}{U_l} = \frac{R_{2n}}{R_{i2}' + R_{2n}}$$

Da die Leerlaufspannung U_l gleich dem 1,1···1,3fachen der Nennspannung U_{2n} sein darf, ergibt sich

$$\frac{U_{2n}}{(1{,}1\cdots1{,}3)\,U_{2n}} = \frac{R_{2n}}{R_{i2}' + R_{2n}}$$

und daraus

$$R_{i2}' \leqq 0{,}1\cdots0{,}3\,R_{2n} \tag{152}$$

Der 100-V-Ausgang eines 25-W-Verstärkers, dessen Nennbelastung $R_{2n} = 400\ \Omega$ ist, darf also einen Innenwiderstand von maximal $R'_{i2} = 40\ \Omega \cdots 120\ \Omega$ haben.

Im übrigen wird die Dimensionierung der Ausgangsstufe eines solchen Verstärkers ganz normal vorgenommen. Durch die Nennlast und die verlangte Ausgangsspannung von 100 V liegt der Nennbelastungswiderstand R_{2n} fest. Der Ausgangsübertrager wird übersetzungsmäßig so bemessen, daß er R_{2n} primärseitig auf den für die Endröhre günstigen Wert $R_{a\,opt}$ transformiert. Die Gegenkopplung spielt hierbei keine Rolle, da eine Röhre mit oder ohne Gegenkopplung immer auf den gleichen optimalen Widerstand arbeiten muß. Unter Vernachlässigung der Übertragungsverluste ergibt sich also im Fall

einer einfachen Endstufe $\ddot{u}^2 R_{2n} = R_{a\,opt}$

einer Gegentakt-A-Stufe $\ddot{u}^2 R_{2n} = 2\,R_A = R_{aa}$-Wert der Röhrentabelle

einer Gegentakt-B-Stufe $\ddot{u}^2 R_{2n} = 4\,R_B = R_{aa}$-Wert der Röhrentabelle

Hieraus folgt für das Übersetzungsverhältnis ein Wert von

$$\left.\begin{aligned} \ddot{u} &= \frac{w_1}{w_2} = \sqrt{\frac{R_{a\,opt}}{R_{2n}}} \quad \text{(einfache Endstufe)} \\ \text{beziehungsweise von} \\ \ddot{u} &= \sqrt{\frac{R_{aa}}{R_{2n}}} \quad \text{(GA- oder GB-Stufe)} \end{aligned}\right\} \tag{153}$$

In ähnlicher Weise wie der Lastwiderstand, mit $\ddot{u}^2$ multipliziert, den primärseitigen Wert des Verbraucherwiderstandes angibt, charakterisiert der Verstärkerinnenwiderstand R'_i, durch das gleiche $\ddot{u}^2$ dividiert, den auf der Sekundärseite erscheinenden Innenwiderstand R'_{i2} des gegengekoppelten Verstärkers. Also gilt

$$R'_{i2} = R'_i/\ddot{u}^2$$

oder

$$R'_i = \ddot{u}^2 R'_{i2}$$

Da nun R'_{i2} nach Gl. (152) gleich $(0{,}1 \cdots 0{,}3)\ R_{2n}$ sein soll, ergibt sich als Anforderung an den primärseitigen Innenwiderstand des gegengekoppelten Verstärkers

$$R'_{i\,erf} = (0{,}1 \cdots 0{,}3)\,\ddot{u}^2 R_{2n}$$

Führt man für die verschiedenen Endstufenarten die $\ddot{u}$-Werte aus Gl. (153) ein, so erhält man bei

$$\left.\begin{aligned} &\text{einer einfachen Endstufe} && R'_{i\,erf} = (0{,}1 \cdots 0{,}3)\,R_{a\,opt} \\ \text{und} \quad &\text{einer Gegentaktstufe} && R'_{i\,erf} = (0{,}1 \cdots 0{,}3)\,R_{aa} \end{aligned}\right\} \tag{154}$$

Daraus, daß das R_i einer Schaltung ohne Gegenkopplung in einer einfachen Endstufe gleich dem R_i der Röhre, in einer Gegentakt-A-Schaltung gleich dem doppelten Wert des Röhreninnenwiderstandes und in einer Gegentakt-B-Schaltung sogar gleich dem Vierfachen des Röhreninnenwiderstandes ist, folgt für den erforderlichen Gegenkopplungsgrad $1 + \mu K$ bei

$$\left.\begin{aligned} &\text{einer einfachen Endstufe} && 1 + \mu K = \frac{R_i}{R'_{i\,erf}} = \frac{R_i}{(0{,}1 \cdots 0{,}3)\,R_{a\,opt}} \\ &\text{einer Gegentakt-A-Stufe} && 1 + \mu K = \frac{2\,R_i}{(0{,}1 \cdots 0{,}3)\,R_{aa}} \\ &\text{einer Gegentakt-B-Stufe} && 1 + \mu K = \frac{4\,R_i}{(0{,}1 \cdots 0{,}3)\,R_{aa}} \end{aligned}\right\} \tag{155}$$

Nach diesen Formeln muß der Gegenkopplungsfaktor K bestimmt werden.

Beispiel 28

Ein Verstärker mit einer EL 34 in der Endstufe soll einen 100-V-Ausgang erhalten. Die Hauptdaten der Ausgangsstufe sind zu entwerfen. Nach der Röhrentabelle gibt die EL 34 im Eintakt-A-Betrieb bei $U_B = 265$ V beziehungsweise $U_{a\sim} = 250$ V und $k = 10\%$ eine Leistung von $P_\sim = 11$ W ab. In dem vorgesehenen Arbeitspunkt hat sie eine Steilheit von $S = 11$ mA/V und einen Innenwiderstand von $R_i = 15$ kΩ; mit $R_{a\,opt} = 2$ kΩ soll sie abgeschlossen werden.

Aus $P_\sim = 11$ W und $U_2 = 100$ V ergibt sich an Hand von Gl. (151) ein Nennbelastungswiderstand von

$$R_{2n} = \frac{U_2^2}{P_\sim} = \frac{(100\ \text{V})^2}{11\ \text{W}} = 910\,\Omega$$

Der Ausgangsübertrager muß, damit dieser Belastungswiderstand auf der Primärseite mit dem Wert $R_{a\,opt} = 2$ kΩ erscheint, ein Übersetzungsverhältnis erhalten von

$$\ddot{u} = \frac{w_1}{w_2} = \sqrt{\frac{R_{a\,opt}}{R_{2n}}} = \sqrt{\frac{2\,\text{k}\Omega}{0{,}91\,\text{k}\Omega}} = 1{,}483$$

Läßt man zu, daß die Ausgangsspannung bei Leerlauf um den Faktor 1,2 größer als bei Nennlast ist, so muß der primärseitig wirksame Innenwiderstand des Verstärkers nach Gl. (152) einen Wert erhalten von

$$R'_{i\,erf} = 0{,}2\,R_{a\,opt} = 0{,}2 \cdot 2\,\text{k}\Omega = 0{,}4\,\text{k}\Omega$$

Da der Röhreninnenwiderstand $R_i = 15$ kΩ ist, hat man nach Gl. (107) die Gegenkopplung so auszulegen, daß

$$1 + \mu K = \frac{R_i}{R'_{i\,erf}} = \frac{15\,\text{k}\Omega}{0{,}4\,\text{k}\Omega} = 37{,}5$$

wird. Nimmt man an, daß die Gegenkopplungsspannung auf der Sekundärseite des Ausgangsübertragers abgegriffen und auf die Katode der vorletzten Röhre zurückgekoppelt wird und daß diese beiden Stufen bis zum Ausgang hin ohne GK eine Leerlaufverstärkung von $\mu = 2 \cdot 10^4$ haben, so ergibt sich für den erforderlichen Gegenkopplungsfaktor ein Wert von

$$K = \frac{37{,}5 - 1}{2 \cdot 10^4} \approx 1{,}8 \cdot 10^{-3}$$

Beispiel 29

Es ist der 100-V-Ausgang einer Gegentakt-B-Stufe mit 2 Röhren EL 34 für $P_\sim = 45$ W zu entwerfen. Laut Röhrentabelle soll die Gegentaktschaltung ein $R_{aa} = 4\,\text{k}\Omega$ haben. Es ergeben sich folgende Daten:

$$R_{2\,n} = \frac{U_2^2}{P_\sim} = \frac{(100\,\text{V})^2}{45\,\text{W}} = 222\,\Omega$$

$$\ddot{u} = \frac{w_1}{w_2} = \sqrt{\frac{R_{aa}}{R_{2\,n}}} = \sqrt{\frac{4000}{222}} = 4{,}25$$

$$R'_{i\,ert} = (0{,}1 \cdots 0{,}3)\,R_{aa} = (0{,}1 \cdots 0{,}3)\,4\,\text{k}\Omega = 400\,\Omega \cdots 1{,}2\,\text{k}\Omega$$

$$1 + \mu K = \frac{4\,R_i}{R'_{i\,ert}} = \frac{4 \cdot 15\,\text{k}\Omega}{(0{,}4 \cdots 1{,}2)\,\text{k}\Omega} = 150 \cdots 50$$