

## V. Breitbandverstärker

Auf vielen Gebieten der Nachrichtentechnik, beispielsweise in der Fernseh-, Oszillografen- und Impulstechnik, werden Breitbandverstärker benötigt. Hier handelt es sich um die Verstärkung von Frequenzbändern, die von nahezu 0 Hz bis hinauf zu mehreren MHz reichen. Im wesentlichen gibt es zwei Wege, derartig breite Frequenzbänder zu verstärken; der eine benutzt die Direktverstärkung, der andere das Trägerfrequenzverfahren [16].

### 1. Direktverstärkung

Die Direktverstärkung ist eine in den HF-Bereich erweiterte NF-Verstärkung mit Hilfe  $RC$ -gekoppelter Verstärker. Die untere Grenzfrequenz solcher Widerstandsverstärker läßt sich bei genügend großem Aufwand an Kapazität für den Koppelkondensator  $C_K$  zwischen den Verstärkerstufen und die Überbrückungskondensatoren  $C_k$  und  $C_{g2}$  der Katoden- und Schirmgitterwiderstände sehr weit nach unten schieben. Sollen auch die Frequenz Null und die Schwingungen unter 1 Hz übertragen und verstärkt werden, so muß man zum Prinzip des Gleichspannungsverstärkers übergehen.

Schwieriger ist es, die geforderte obere Grenzfrequenz zu erreichen. Sie wird im wesentlichen von den unvermeidbaren Schalt- und Röhrenkapazitäten bestimmt. Nach Gl. (78) in Verbindung mit Gl. (69) liegt die obere Übertragungsgrenze eines Widerstandsverstärkers näherungsweise dort, wo der Widerstand der Querkapazität

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

gleich dem Anodenwiderstand  $R_a$  ist. Hierbei wird vorausgesetzt, daß der Innenwiderstand der Röhre (Pentode) und der Gitterwiderstand der nachfolgenden Röhrenstufe wesentlich größer als  $R_a$  sind, so daß sie in der Parallelschaltung vernachlässigt werden können. Bei festliegender Kapazität  $C_q$  muß mit zunehmender

Höhe der geforderten oberen Grenzfrequenz der Widerstand  $R_a$  immer kleiner werden. Mit der Abnahme des Widerstandswertes von  $R_a$  geht die erreichbare Verstärkung herunter. Arbeitet man die Grenzfrequenzbedingung  $R_a \approx 1/\omega_o C_q$  in die Verstärkungsformel  $v_m \approx S R_a$  ein, so erhält man

$$v_m \approx \frac{1}{\omega_o} \frac{S}{C_q} \quad (168)$$

Diese Formel besagt, daß bei einem Verstärker für breite Frequenzbänder die erreichbare Verstärkung mit der Höhe  $\omega_o$  der oberen Grenzfrequenz und der Größe der Querkapazität  $C_q$  abnimmt, dagegen mit der Steilheit  $S$  der Röhre wächst. In  $C_q$  sind hauptsächlich die Röhrenkapazitäten enthalten. Deswegen kann man sagen, daß eine Röhre um so besser zur Breitbandverstärkung geeignet ist, je größer ihr Verhältnis Steilheit zu Kapazität ist. Das  $S/C$ -Verhältnis einer Röhre stellt ein direktes Maß für die Einsatzfähigkeit in Breitbandverstärkern dar. In der folgenden Tabelle 6 sind für einige Pentoden die Gütezahl  $S/C$  und die maximale Stufenverstärkung  $v_m$  zusammengestellt, wenn als obere Grenzfrequenz 1 MHz gewählt wird. Hierbei ist der bei Pentoden äußerst geringe Einfluß der Kapazität  $C_{qa}$  vernachlässigt worden.

Röhre	Verwendung	$S$ mA/V	$C = C_a + C_e$ pF	$S/C$ mA/VpF	$v'_m$
EF 41	HF-Verstärkung, regelbar	2,2	12	0,18	29
EF 42	Breitbandverstärkung	9	14	0,64	102
EF 80	HF- und Breitbandverstärkung, unreguliert	7,4	10,8	0,69	110
EF 85	HF- und Breitbandverstärkung, regelbar	6	10,1	0,60	95
EF 89	ZF-Verstärkung, regelbar	4,7	10,6	0,44	70
EF 183	ZF-Verstärkung in nicht-regelbaren Fernsehgeräten	12,5	12,5	1,0	159
EF 184	ZF-Verstärkung in Fernsehgeräten und Breitbandverstärkern	15,6	13	1,2	190

Tabelle 6. Güte  $S/C$  und Verstärkung  $v_m$  von Pentoden in Breitband- und HF-Verstärkern;  $v'_m$  nach Gl. (168) ohne Berücksichtigung der Schaltkapazitäten

Der ungünstige Einfluß der Querkapazität auf die Lage der oberen Grenzfrequenz kann zu einem gewissen Betrag aufgehoben werden, indem man zum Anodenwiderstand  $R_a$  eine kleine Spule  $L$  in Reihe schaltet (Bild 188). Wenn der Widerstand

der Kapazität mit wachsender Frequenz abnimmt, dann steigt gleichzeitig der Scheinwiderstand des  $L R_a$ -Zweiges. Bei richtiger Bemessung läßt sich erreichen, daß sich die Zu- und Abnahmen so ausgleichen, daß die Verstärkung in einem größeren Bereich als ohne Spule konstantbleibt. Nach mehreren Umformungen der

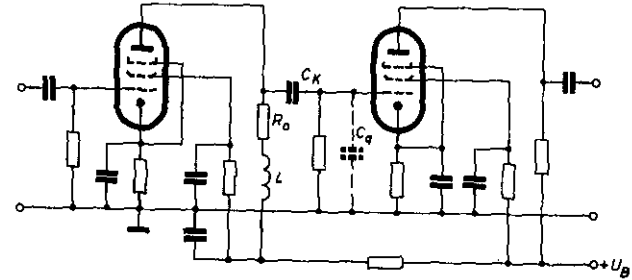


Bild 188. Prinzipschaltung eines Breitbandverstärkers mit Entzerrung des Frequenzganges der Verstärkung an der oberen Übertragungsgrenze durch eine in Reihe zu  $R_a$  geschaltete Induktivität  $L$ .

im I. Band, Abschnitt F.II.5.e), aufgestellten Formeln läßt sich zeigen, daß die Verstärkung einer in dieser Weise entzerrten Röhrenstufe dem Gesetz folgt

$$v = v_m \sqrt{\frac{1 + q^2 \eta^2}{(1 - q \eta^2)^2 + \eta^2}} \quad (169)$$

Hierin kennzeichnet  $\eta$  die Lage der gerade betrachteten Frequenz  $\omega$  im Vergleich zur Grenzfrequenz  $\omega_o$  der nichtentzerrten Schaltung. Es ist also

$$\eta = \frac{\omega}{\omega_o}$$

Für die Größe von  $\omega_o$  gilt

$$\omega_o = \frac{1}{R_a C_q}$$

Der Faktor  $q$  in Gl. (169) verknüpft die Größe der Induktivität  $L$  mit  $R_a$  und  $\omega_o$ , nach folgender Beziehung:

$$L = q \frac{R_a}{\omega_o}$$

Im Bild 189 ist Gl. (169) für einige  $q$ -Werte grafisch ausgewertet. Stellt man zum Beispiel die Kurve  $v/v_m$  für  $q = 0,5$  derjenigen für den nichtentzerrten Fall mit  $q = 0$  oder  $L = 0$  gegenüber, so erkennt man, daß sich bei

$$L = 0,5 \frac{R_a}{\omega_o} \quad (170)$$

die effektive obere Grenzfrequenz von  $\omega_o = 1/R_a C_q$  oder von  $\eta = 1$  nach  $\eta = 1,81$  oder

$$\omega_h = 1,81 \omega_o$$

verschoben hat. Dies bedeutet eine achtzigprozentige Bereichserweiterung! Durch Resonanzwirkung tritt hierbei allerdings im Bereich um  $\omega = 0,6 \omega_0 \dots 0,8 \omega_0$  eine etwa 2%ige Verstärkungszunahme gegenüber  $v_m$  ein.

Sofern man, wie beispielsweise in Fernsehgeräten, außer auf konstante Verstärkung auf Laufzeitsschwankungen achten muß, die in der Nähe der oberen Übertragungsgrenze

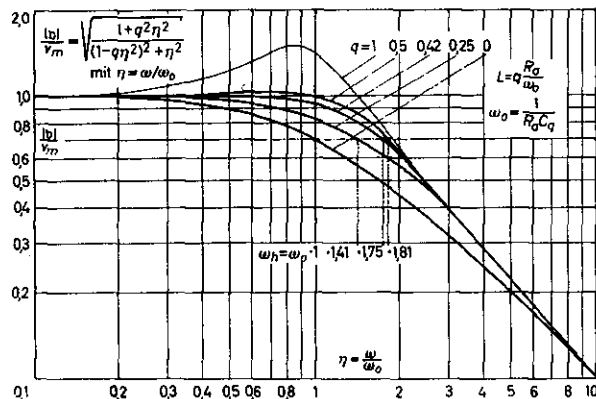


Bild 189. Frequenzgang der Verstärkung eines durch verschiedene Induktivitäten  $L$  in Reihe zu  $R_a$  entzerrten Breitbandverstärkers mit Angabe der Verschiebung der oberen Grenzfrequenz  $\omega_h$  gegenüber der Grenzfrequenz  $\omega_0$  ohne Entzerrung

wegen des Frequenzganges des Phasenwinkels der  $LR_aC_g$ -Kombination auftreten, so ist eine Dimensionierung der Spule nach der Beziehung  $L = 0,34 \frac{R_a}{\omega_0}$  günstiger. Gegenüber dem Fall ohne Entzerrung bringt sie eine Frequenzbanderweiterung um den Faktor 1,55. In der Praxis wird als Kompromiß zwischen Banderweiterung und Kleinheit der Laufzeitfehler vielfach eine Spule gewählt mit der Induktivität

$$L = 0,42 \frac{R_a}{\omega_0} \quad (171)$$

Zu ihr gehört nach den Kurven im Bild 189 eine obere Grenzfrequenz von

$$\omega_h = 1,75 \omega_0$$

Handelt es sich um einen Breitbandverstärker für Impulsübertragungen, in dem jegliches Überschwingen an den Flanken der Rechteckimpulse vermieden werden soll, so darf höchstens

$$L = 0,25 \frac{R_a}{\omega_0}$$

gewählt werden. Dies stellt den aperiodischen Grenzfall des  $LR_aC_g$ -Schwingkreises dar; er bringt eine Frequenzbanderweiterung um den Faktor  $\sqrt{2}$ .

Größer als 0,5 darf der Faktor  $q$  kaum gewählt werden. Der Kreis wird hier zu wenig bedämpft; als Folge machen sich im Verstärkungsgang starke Resonanzüberhöhungen und im Phasengang große Laufzeitsschwankungen bemerkbar.

### Beispiel 31

Für einen Fernsehempfänger wird ein Breitbandverstärker benötigt, dessen obere Grenzfrequenz bei 5 MHz liegen soll. Als Röhre ist die EF 80 mit einer Steilheit von  $S = 7,4 \text{ mA/V}$  und einer Kapazität von  $C = 10,8 \text{ pF}$  vorgesehen.

1) Auslegung im Hinblick auf eine gute Verstärkungskonstanz in einem möglichst großen Frequenzbereich. Nach Gl. (170) verlangt sie eine Induktivität von  $L = 0,5 R_a / \omega_0$  und liefert einen Übertragungsbereich bis zur Frequenz  $f_h = 1,81 f_0$ . Bei 5 MHz geforderter oberer Grenzfrequenz  $f_h$  liegt die rechnermäßige Grenzfrequenz  $f_0$  ohne  $L$ -Entzerrung bei

$$f_0 = \frac{f_h}{1,81} = \frac{5 \text{ MHz}}{1,81} = 2,76 \text{ MHz}$$

Hieraus folgt, wenn man die Quorkapazität unter Berücksichtigung der Schaltkapazität zu  $C_g = C + C_s = 10,8 + 9,2 = 20 \text{ pF}$  ansetzt, für den maximal möglichen Anodenwiderstand ein Wert von

$$R_a = \frac{1}{\omega_0 C_g} = \frac{1}{2\pi \cdot 2,76 \cdot 10^6 \text{ s}^{-1} \cdot 20 \cdot 10^{-12} \text{ F}} = 2880 \Omega$$

Die Spule muß eine Größe erhalten von

$$L = 0,5 \frac{R_a}{\omega_0} = 0,5 \frac{2880 \Omega}{2\pi \cdot 2,76 \cdot 10^6 \text{ s}^{-1}} = 83 \mu\text{H}$$

Die mittlere Verstärkung der einzelnen Stufe nimmt einen Wert an von

$$v_m = S R_a = 7,4 \frac{\text{mA}}{\text{V}} \cdot 2880 \Omega \approx 21,3$$

2) Auslegung im Hinblick auf einen günstigen Kompromiß zwischen dem Frequenzgang der Verstärkung und dem der Laufzeit. Nach Gl. (171) wird hierfür  $L = 0,42 R_a / \omega_0$  gewählt. Da diese  $L$ -Entzerrung gegenüber einer fehlenden Induktivität den Übertragungsbereich um den Faktor 1,75 erweitert, ergibt sich für die rechnermäßige Grenzfrequenz

$$f_0 = \frac{f_h}{1,75} = \frac{5 \text{ MHz}}{1,75} = 2,86 \text{ MHz}$$

Hierfür wird

$$R_a = \frac{1}{\omega_0 C_g} \approx \frac{1}{2\pi \cdot 2,86 \cdot 10^6 \text{ s}^{-1} \cdot 20 \cdot 10^{-12} \text{ F}} = 2780 \Omega$$

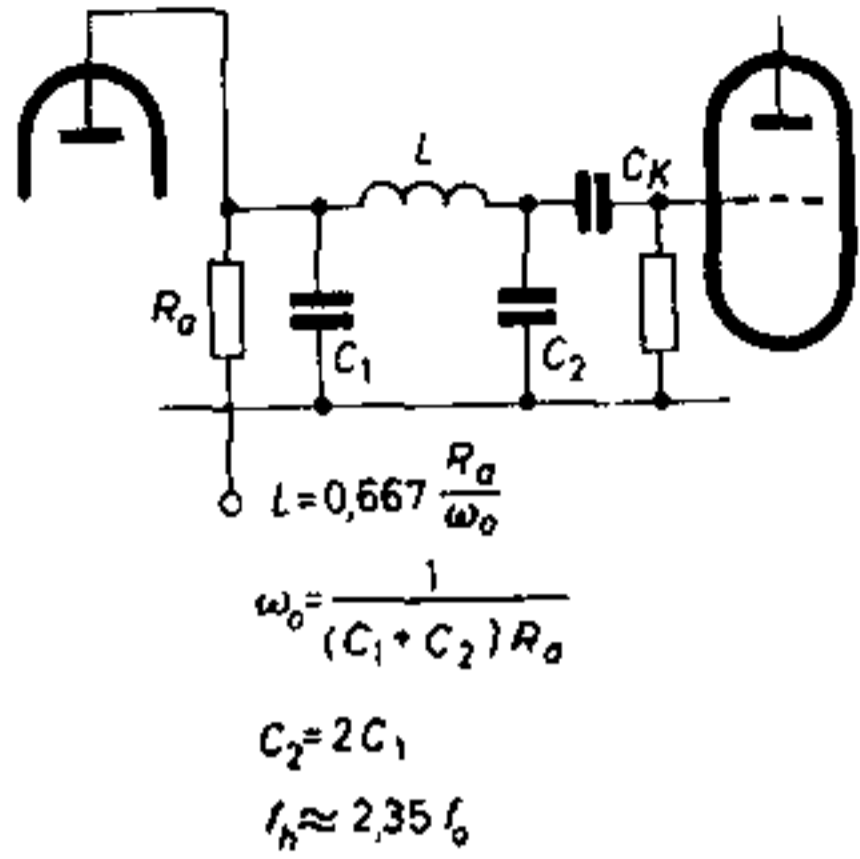
und

$$L = 0,42 \frac{R_a}{\omega_0} = 0,42 \frac{2780 \Omega}{2\pi \cdot 2,86 \cdot 10^6 \text{ s}^{-1}} = 65,1 \mu\text{H}$$

beziehungsweise

$$v_m = S R_a = 7,4 \frac{\text{mA}}{\text{V}} \cdot 2780 \Omega = 20,6$$

An die Stelle einer einfachen Spule in Reihe zu  $R_a$  (Zweipolnetzwerk) können auch ganze Vierpolnetzwerke zur Entzerrung herangezogen werden. Bild 190 zeigt als



eine der verschiedenen Möglichkeiten eine Tiefpaßschiebung in  $\pi$ -Gliederform. Gleicht man die Röhreneingangskapazität mit einem Trimmer so ab, daß ihre resultierende Kapazität  $C_2$  gleich dem doppelten Wert der Ausgangskapazität  $C_1$  ist, und wählt man  $L = 0,667 \frac{R_a}{\omega_0}$ , so erhält man einen sehr gut ausgeglichenen Frequenzgang der Verstärkung. Die obere Grenzfrequenz  $\omega_h$  rückt um einen Faktor von etwa 2,35 über die rechnermäßige Grenzfrequenz  $\omega_0$  aus  $R_a$  und  $(C_1 + C_2)$  hinaus. Man sieht, mit Entzerrungsschaltungen aus Vierpolnetzen können bei geschickter Bemessung höhere Grenzfrequenzen erreicht werden. Allerdings zeigen sie den Nachteil, daß sie komplizierter und schwieriger einzustellen sind. Hinzu kommt, daß ihr Phasengang in der Nähe der oberen Grenzfrequenz ungleichförmiger ist. Dies bedingt Schwankungen in der Laufzeit  $\tau = d\varphi/d\omega$  und ruft bei der Übertragung von Impulsen ein Überschwingen hervor.

Bild 190. Entzerrerschaltung eines Breitbandverstärkers, bestehend aus einem Vierpolnetzwerk in Form eines  $\pi$ -Tiefpaßgledes

2. Trägerfrequenzverstärkung (HF-Verstärker)

Die Direktverstärkung eines breiten Frequenzbandes, das von  $\omega_u$  bis  $\omega_o$  oder  $\omega_h$  reicht, ist dadurch gekennzeichnet, daß das Band in seiner normalen, „niederfrequenten“ Lage verstärkt wird. Im Gegensatz hierzu versteht man unter der Trägerfrequenzverstärkung ein Verfahren, bei dem das breite Signalband erst einem sehr hochfrequenten Träger aufmoduliert und dadurch in ein hohes Frequenzgebiet verschoben wird. Dies bringt gewisse Vorzüge mit sich. Soll beispielsweise ein Frequenzband von nahezu 0 Hz...5,5 MHz vom Fernsehstudio zum Fernsehsender in seiner normalen, niederfrequenten Lage übertragen werden, so müssen sämtliche Übertragungsmittel, auch die postalischen Verbindungsleitungen mit ihren Verstärkern, so ausgelegt sein, daß sie diese Frequenzen von nahezu 0 Hz an ohne unzulässig große Amplituden- und Laufzeitfehler übertragen. Ein derartig breites NF-Band zu erreichen, macht größere Schwierigkeiten als wenn man die Bildsignale erst einem Träger im UKW- oder sogar dm-Gebiet aufmoduliert und sie statt über Leitungen drahtlos überträgt.

Zum Verstärken eines trägerfrequenten Breitbandes benutzt man abgestimmte HF-Verstärker. Die einzelnen Stufen sind nach der Prinzipschaltung im Bild 191 über ein- oder mehrkreisige Resonanzglieder miteinander gekoppelt. Hinsichtlich Verstärkung und Bandbreite zeigen die abgestimmten HF-Verstärker das gleiche Verhalten wie die Niederfrequenzverstärker. Je größer die geforderte Bandbreite

ist, desto kleiner wird die Stufenverstärkung. Da nach der Formel  $R_K = L/RC$  (Gl. 94 im I. Band) der Kreiswiderstand  $R_K$  und damit bei vorgegebener Bandbreite auch die Verstärkung um so größer wird, je kleiner die Kreiskapazität ist, versucht man stets, mit den Röhren- und Schaltkapazitäten auszukommen.

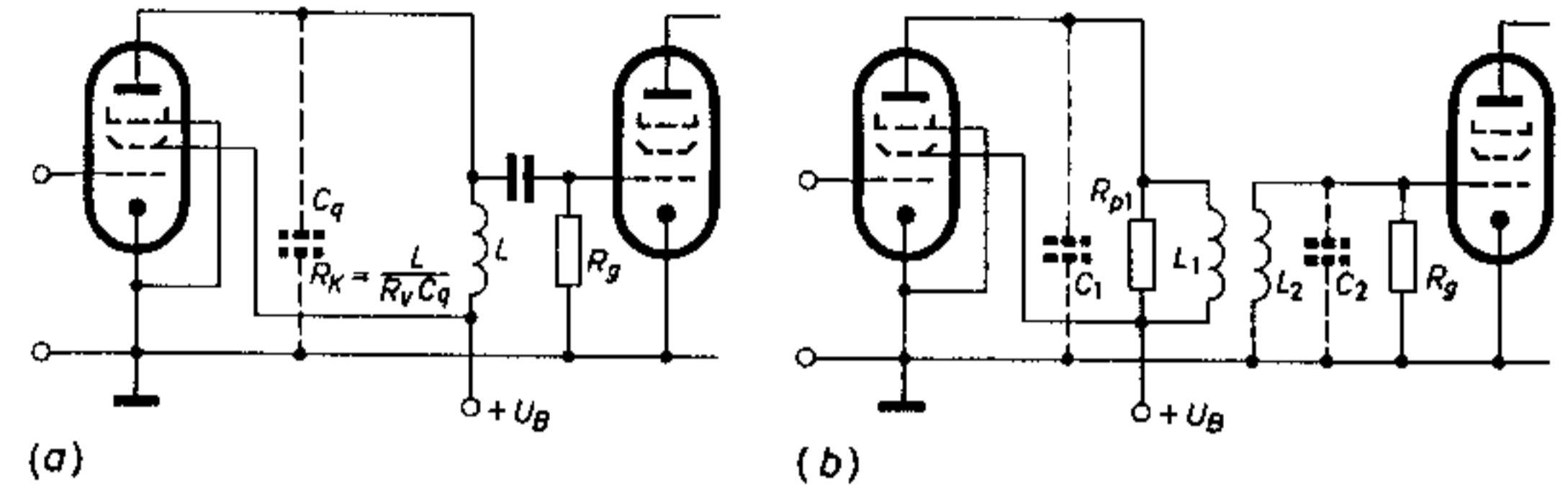


Bild 191. Prinzipschaltung (a) einer einkreisigen und (b) einer zweikreisigen HF-Verstärkerstufe

Über die Wirkungsweise und Berechnung zweikreisiger Bandfilterverstärker ist im I. Band das Wichtigste gesagt. In den Verstärkern mit Einzelkreisen wird meistens das Verfahren der gegeneinander verstimmtten Kreise angewendet. Die Einzelkreise werden hierbei nicht alle auf die gleiche (Bandmitten-)Frequenz abgestimmt, sondern nach einem bestimmten Schema gegen die Bandmitte versetzt. Durch gleichzeitig passende Bedämpfung der verschiedenen Kreise läßt sich eine hohe und über einen weiten Frequenzbereich gleichmäßige Verstärkung erreichen.