

## Aus Theorie und Praxis der Gegenkopplung

Unter dem Begriff: „Gegenkopplung“ versteht man die Rückführung eines Teils der Ausgangsspannung eines Verstärkers oder einer Verstärkerstufe in den Eingangskreis unter Einbehaltung einer Phasenverschiebung von  $180^\circ$  zwischen zurückgeführter Spannung und der Eingangsspannung. Die besonderen Merkmale der Gegenkopplung sind: Verstärkungsrückgang, Verzerrungsherabsetzung sowie Änderung der Röhreneigenschaften.

Zur Bestimmung der bei Einrichtung von Gegenkopplungen herrschenden Gesetzmäßigkeiten ist die Kenntnis folgender Faktoren zweckmäßig:

1. Der Verstärkungsgrad des vom Gegenkopplungsweg überbrückten Teil des Verstärkers bei unwirksamer Gegenkopplung, bezeichnet mit  $V$ , bei wirksamer Gegenkopplung bezeichnet mit  $V'$ .<sup>1)</sup>
2. Der durch die Gegenkopplung (GK) bewirkte Verstärkungsrückgang  $\frac{V'}{V} = g$  (Gegenkopplungswert).
3.  $\left. \begin{array}{l} \text{Die Eingangsspannung } E_e \\ \text{Die Ausgangsspannung } E_a \end{array} \right\} \text{ ohne GK} \quad \left. \begin{array}{l} E'_e \\ E'_a \end{array} \right\} \text{ mit GK des Verstärkers}$
4. Der in den Eingangskreis zurückgeführte Anteil der Ausgangsspannung  $E_a$  bezeichnet mit  $A$ .
5. Der Phasenwinkel  $\varphi$  zwischen Eingangsspannung und gegengekoppelter Spannung (bei den folgenden Berechnungen zunächst gleich  $180^\circ$  gesetzt).

### Der Verstärkungsrückgang

Wenn die ursprüngliche Verstärkung  $V$  und die Teilspannung  $A$  bekannt ist, so berechnet sich

$$V' \text{ zu } \frac{V}{1 + A \cdot V},$$

Dies gilt unter der Voraussetzung einer mäßigen Aussteuerung der betr. Verstärkerstufe. Für den an der Rechnung interessierten Leser seien hierzu kurz die folgenden Formeln genannt. Darüber hinaus muß auch hinsichtlich der anderen Rechnungen auf die am Schluß des Aufsatzes angegebene Literatur verwiesen werden. (Vgl. Abb. 3.)

Es ist einmal:  $E_a = E_e \cdot V$  (Zustand ohne GK), ferner ist:  $E'_e = E_e - A \cdot E'_a$  (Zustand mit GK),

daraus folgt:  $E'_a = (E_e - A \cdot E'_a) \cdot V$  (Zustand mit GK), durch Umformung ergibt sich:

$$\frac{E'_a}{E_a} = \frac{V}{1 + AV}, \text{ worin } \frac{E'_a}{E_e} = V' \text{ zu setzen ist.}$$

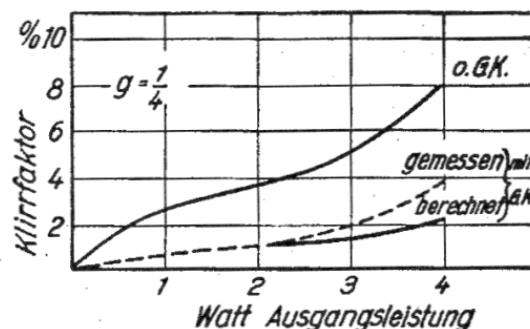
### Der Verzerrungsrückgang

Dem genannten Verstärkungsrückgang steht ein proportionaler Rückgang an Verzerrungen gegenüber, doch ist diese Proportionalität nur vorhanden, wenn die Röhre mäßig ausgesteuert wird. Abb. 1 zeigt an einem Beispiel, wie sich die Gegenkopplung auf den Klirrgrad auswirkt. Der Gegenkopplungswert  $g$  beträgt

hier  $\frac{1}{4}$ , d. h. die Verstärkung

$V'$  ist ein Viertel der ursprünglichen Verstärkung  $V$ . Innerhalb eines Aussteuerungsbereichs bis zu 2 Watt Ausgangsleistung stimmt der Verzerrungsrückgang mit dem Verstärkungs-

Abb. 1  
Verzerrungsrückgang  
(bei Verstärkungsrückgang auf  $\frac{1}{4}$ ),  
gemessen an der AL 4



rückgang genau überein. Bei 4-Watt-Leistung ist die Entzerrung aber schon merklich kleiner geworden. Auch diese Abweichungen im Verlauf der Entzerrungsverringerung bei größerer Aussteuerung lassen sich ebenso wie der Verzerrungsrückgang bei kleiner Aussteuerung, rechnerisch erfassen, doch handelt es sich um komplizierte Rechnungen, auf die an dieser Stelle verzichtet werden soll. Ähnlich wie Abb. 1 läßt auch die Abb. 2 erkennen, daß eine Gegenkopplung eine besonders wirkungsvolle Entzerrung nur im Bereich kleinerer und mittlerer Aussteuerung herbeiführt. Bis zu einer Ausgangsleistung von 6 Watt arbeitet eine mit  $g = \frac{1}{4}$  gegengekoppelte

AL5 genau so klangrein wie zwei Röhren AD 1 im Gegentakt. Hier zeigt sich so recht der Vorteil einer Gegenkopplung; denn zwei AD 1 verbrauchen etwa das Doppelte an Anodenstrom wie eine einzige AL 5. Es bleibt der Gegentaktstufe lediglich der Vorteil, im Bereich von 6...9 Watt Ausgangsleistung verzerrungsärmer zu sein. Der Vorteil einer größeren Brummfreiheit, den eine Gegentaktstufe gewöhnlich besitzt, wird dadurch fast wieder wettgemacht, daß der Anodenstrom der einen AL 5 mit gleichem Aufwand besser gesiebt wird als der der Gegentaktstufe.

Daß durch die Gegenkopplung tatsächlich eine Entzerrung und nicht nur ein Lautstärkerückgang eintritt, erklärt sich folgendermaßen. Die Verzerrung stellt sich dar als eine im Ausgangskreis der Stufe auftretende, neu gebildete Frequenz (2. und 3. harmonische) mit dem Spannungsbetrag  $E_v$ . Hiervon gelangt über den Gegenkopplungsweg ein Bruchteil  $A \cdot E_v$  in den Eingang. Während nun bei der Rückführung eines Spannungsanteils  $A$  der Grundwelle  $E_a$  in den Eingangskreis infolge der Gegenphasigkeit von  $A \cdot E_a$  zur Eingangsspannung  $E_e$  zwar eine Verminderung der Eingangsspannung eintritt – aber immerhin noch ein Teilbetrag von  $E_e$  als Überschuß verbleibt –, ist zu  $A \cdot E_v$  eine gegengerichtete Eingangsspannung gleicher Frequenz nicht vorhanden. Infolgedessen wirkt sich die aus  $A \cdot E_v$  durch die Verstärkung gebildete gegenphasige Ausgangsspannung viel dezimierender auf die ursprünglich vorhandene Ausgangsspannung  $E_v$  aus, als es vergleichsweise hinsichtlich der Grundwelle der Fall ist. Das bedeutet, daß die Verzerrungsoberschwingung bedeutend stärker geschwächt wird als die zu übertragende Grundwelle. Bei großer Aussteuerung des Verstärkers sind die Verzerrungsamplituden  $A \cdot E_v$  ihrerseits neuen Verzerrungen unterworfen, wodurch die Verhältnisse sich komplizieren und zu der aus Abb. 1 und 2 erkennbaren Verschlechterung der Entzerrung führen.

Es versteht sich, daß der Verzerrungsrückgang auf den Vergleichsfall zu beziehen ist, wenn der Verstärker mit Gegenkopplung dieselbe Ausgangsspannung und – Leistung liefert wie im Fall ohne Gegenkopplung. Um den Verstärkungsverlust wettzumachen, muß die Eingangsspannung der gegengekoppelten Stufe um den Faktor

$1/g$  größer bemessen werden. So ist z. B. bei einer mit  $g=1/4$  gegengekoppelten AL 4 für eine mittlere Aussteuerung statt 4 Volt nun 16. Volt Eingangsspannung erforderlich<sup>2)</sup>. Die notwendige Erhöhung der Steuerspannung stellt eine der Grenzen der Gegenkopplung dar; denn man kann, in den meisten Fällen die Steuerspannung nicht beliebig weit erhöhen, ohne zusätzliche Verzerrungen in den Vorstufen herbeizuführen. Um überhaupt eine Verstärkungsreserve zu schaffen, schaltet man der Schirmgitterendröhre fast stets eine Niederfrequenzvorstufe voraus, auf die man in früheren Jahren in Anbetracht der großen Verstärkung der modernen Endröhren bereits verzichten zu können glaubte. Bei Rundfunkempfängern besteht außerdem der Weg, dem Demodulator eine größere Hochfrequenzspannung zuzuführen, doch ist das unpraktisch, weil es dann bei der Schallplattenwiedergabe an notwendiger Verstärkung fehlt.

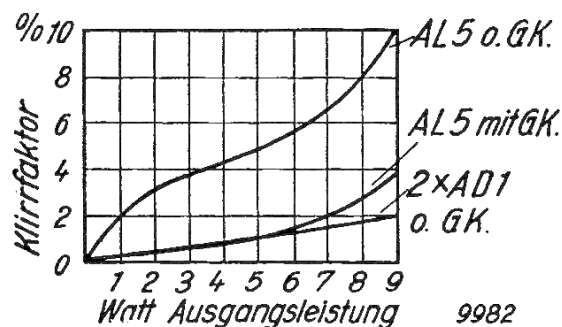


Abb. 2. Vergleich der Verzerrung einer gegengekoppelten AL 5 mit einer Gegentaktstufe aus zwei nicht gegengekoppelten ADi

## Änderung der Röhreneigenschaften

Durch die Gegenkopplung werden die, durch die Steilheit  $S$ , den Durchgriff  $D$  und dem Innenwiderstand  $R_i$  dargestellten und der Formel  $D \cdot S \cdot R_i = 1$  nach zusammengehörigen Eigenschaften der Röhre scheinbar geändert. Es besteht hierbei ein grundlegender Unterschied, ob es sich um eine Spannungsgegenkopplung oder um, eine sogenannte Stromgegenkopplung handelt.

Genau genommen wird zwar in jedem Fall eine Spannung gegengekoppelt. Während jedoch bei der als Spannungsgegenkopplung bezeichneten Schaltung (Beispiel: Abb. 3) ein Teil der Anodenwechselspannung z. B. über hochohmige Schaltelemente oder einen Übertrager zurückgeleitet wird, dient bei der Stromgegenkopplung ein durch den Anodenstrom  $J_a$  in einem kleinen Widerstand  $R_k$  erzeugter Spannungsabfall als Gegenkopplungsspannung (Beispiel: Abb. 4).

Obwohl praktisch fast nur von der Spannungsgegenkopplung Gebrauch gemacht wird, sei der Einfluß beider Schaltungen auf die Röhreneigenschaften kurz erläutert.

Spannungsgegenkopplung Verringert den Innenwiderstand, erhöht den Durchgriff, die Steilheit bleibt konstant.

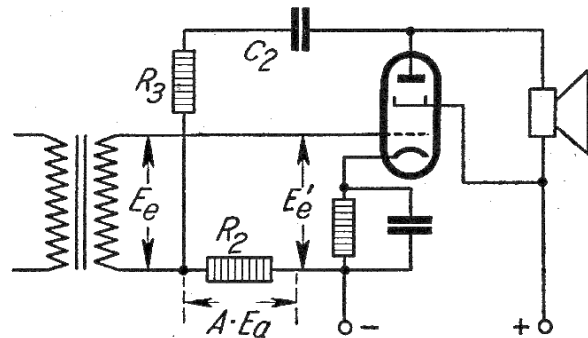
Die Verkleinerung des Innenwiderstandes  $R_i$  erklärt sich folgendermaßen: Bekanntlich ist

$R_i = \frac{\Delta E_a}{\Delta J_a}$ , d. h. man bestimmt  $R_i$ , indem man die Anodengleichspannung um einen kleinen Betrag

$\Delta E_a$  ändert und die dadurch bewirkte Stromänderung  $\Delta J_a$  ermittelt. Ändert man nun in Schaltung 3 die Anodenspannung, so wird über den Gegenkopplungsweg auch die Gittervorspannung mit verändert (sofern die Änderung so rasch vorgenommen wird, daß der Widerstand von  $C$  keine Rolle spielt). Die Änderung der Gitterspannung geschieht dabei derart, daß der Anodenstrom im gleichen Sinne wie durch Änderung von  $E_a$  beeinflusst wird. Beispielsweise bewirkt eine Erhöhung der Anodenspannung über  $C$  einen positiven Spannungsstoß ans Gitter, wodurch  $J_a$  zusätzlich vergrößert wird.  $\Delta J_a$  ist also größer als sonst bei gleichem Betrag von  $\Delta E_a$ , was bedeutet, daß  $R_i$

kleiner geworden ist. Nähere Berechnung führt zu folgender Formel:  $R_i' = \frac{R_i}{1 + \frac{A}{D}}$

Die Steilheit dagegen bleibt konstant, weil die Steilheit bekanntlich bei kurzgeschlossenem Anodenkreiswiderstand gemessen wird, in welchem Fall weder eine Anodenwechselspannung noch eine Gegenkopplungsspannung vorhanden ist:



9983

Abb. 3. Spannungsgegenkopplung vom Anodenkreis in den Gitterkreis bei transformatorischer Kopplung mit der Vorstufe. Bemessungsbeispiel:  $C_2 = 1000 \text{ cm}$  (mit Tiefenanhebung),  $= 10000 \text{ cm}$  (ohne Tiefenanhebung),  $= 2 \dots 20 \text{ cm}$  variable Höhenunterdrückung),  $R_2 = 50 \text{ k}\Omega$ ,  $R_3 = 0,2 \dots 0,5 \text{ M}\Omega$

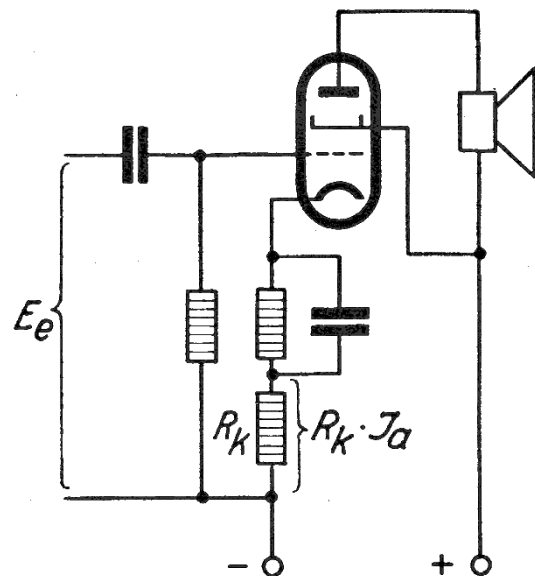


Abb. 4

Stromgegenkopplung über einen Teil  $R_k$  des Kathodenwiderstandes

Für den Durchgriff ergibt die Rechnung:  $D' = D + A$

Stromgegenkopplung erhöht den Innenwiderstand, verringert die Steilheit, läßt den Durchgriff konstant.

Die Erhöhung des Innenwiderstands wird dadurch bewirkt, daß die bei Veränderung von  $E_a$  eintretende Änderung von  $J_a$  durch den Widerstand  $R_k$  eine am Gitter gegenphasig in Erscheinung tretende Spannungsänderung  $= R_k \cdot J_a$  auslöst. Wird  $E_a$  beispielsweise erhöht, so erhöht sich auch  $J_a$  und damit tritt ein Negativerwerden des Gitters ein, wodurch ein Teil der Anodenstromerhöhung wieder rückgängig gemacht wird.

Die Steilheit  $S$  erscheint kleiner, weil durch die – auch bei Kurzschluß des Anodenkreiswiderstandes vorhandene – Gegenspannung längs  $R_k$  die Eingangsspannung vermindert wird.

Der Durchgriff, welcher sich bekanntlich aus der Leerlaufverstärkung errechnet, wenn der Anodenkreiswiderstand unendlich groß ist, bleibt bei der Stromgegenkopplung unverändert, da im Fall eines unendlich großen Anodenkreiswiderstandes  $J_a$  und damit die gegenkoppelnde Spannung längs  $R_k$  verschwindend klein wird. Für die Röhrendaten bei Stromgegenkopplung gelten folgende

Formeln:  $R_i' = R_i(1 + S \cdot R_k)$ ,  $S' = \frac{S}{1 + S \cdot R_k}$ ,  $D' = D$

### **Gegenkopplung vorwiegend für Mehrgitterröhren zweckmäßig**

Für die Anwendung der Gegenkopplung kommen praktisch eigentlich nur Schutzgitter- oder Schirmgitterröhren in Betracht:

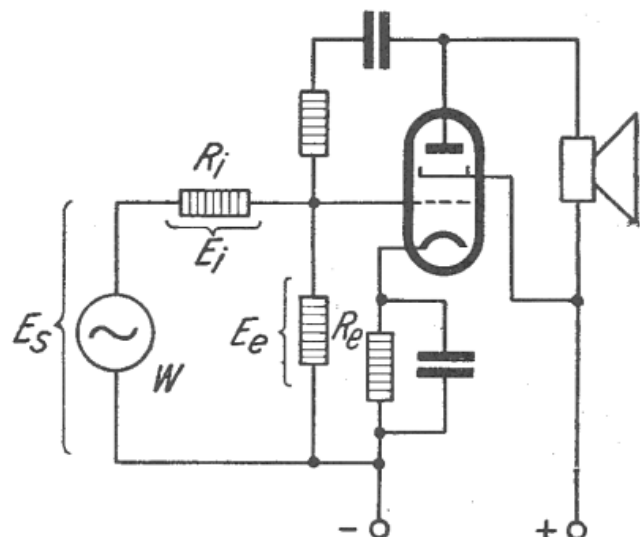
1. weil hier die notwendige Verstärkungsreserve am ehesten gegeben ist,
2. weil hier die Verzerrungen wesentlich größer sind als bei Dreipolröhren,
3. weil die Gegenkopplung – wenn man sie als Spannungsgegenkopplung ausführt – den reichlich hohen Innenwiderstand zugunsten einer besseren Dämpfung des Lautsprechersystems und einer besseren Anpassung an den Ausgangsübertrager herabsetzt.

### **Änderungen im Ausgangs- und Eingangskreis eines gegengekoppelten Verstärkers**

Wenn bei einer Stromgegenkopplung  $R_k$  genügend klein ist und bei einer Spannungsgegenkopplung der Gegenkopplungsweg hochohmig, bemessen ist – beides Bedingungen, die sich leicht verwirklichen lassen –, ändert sich spannungs- und belastungsmäßig im Ausgangskreis des gegengekoppelten Verstärkers nichts.

Dagegen ergeben sich für den Eingangskreis durch die Einführung der Gegenkopplung merkliche Belastungsänderungen, und zwar in mehrfacher, rechnerisch nicht einfacher Hinsicht. Zunächst bedeutet der Gegenkopplungsweg an sich schon eine zusätzliche ohmsche, kapazitive oder induktive bzw. aus diesen Faktoren gemischte Belastung für den Gitterkreis. Hierauf soll bei Erörterung einzelner Schaltungsbeispiele noch eingegangen werden. Außerdem ergibt sich noch eine scheinbare Verringerung des Eingangswiderstandes, an die oft nicht gedacht wird, die aber dennoch bei der Bemessung der Schaltung nicht vernachlässigt werden sollte. Die Ursache sei an Hand der Abb. 5 erklärt. In dieser Abbildung sei  $W$  die Wechselstromquelle, deren Innenwiderstand mit  $R_i$  bezeichnet ist,  $R_e$  soll den Eingangswiderstand der Gegenkopplungsschaltung darstellen. Die Spannung der Stromquelle  $E_s$  verteilt sich auf  $R_i$  und  $R_e$  entsprechend deren Verhältnis zueinander. Das heißt, dies trifft eigentlich nur dann zu, wenn die Gegenkopplung unwirksam ist. Bei wirksamer Gegenkopplung

Abb. 5  
Verminderung  
des Eingangswiderstandes  
durch die Gegenkopplung



sinkt nämlich die Spannung längs  $R_e$  entsprechend dem Gegenkopplungsmaß, so daß auf  $R_e$  nunmehr ein viel kleinerer Anteil an der Spannung  $E_s$  der Stromquelle entfällt. Da aber andererseits  $E_s$  und  $R_i$  unverändert geblieben sind, wirkt sich die durch die Gegenkopplung verursachte Spannungserniedrigung an  $R_e$  genau so aus, als habe man  $R_e$  entsprechend dem Gegenkopplungsfaktor verkleinert. Bei Gegenkopplung in einen Gitterkreis mit R/C-Ankopplung muß man dieser Herabsetzung des Eingangswiderstandes durch Vergrößerung des Kondensators Rechnung tragen.

Die Verringerung des Eingangswiderstandes eines gegengekoppelten Verstärkers ist verzerrungsmäßig von Bedeutung, wenn der Eingangswiderstand durch den Anodenkreiswiderstand einer vorgeschalteten Dreipolröhre dargestellt wird. Das ist bei Rückführung der Gegenkopplungsspannung in den Anodenkreis der Vorröhre der Fall (vgl. Abb. 7). Bekanntlich steigt der Klirrfaktor bei einer Dreipolröhre mit abnehmendem Anodenkreiswiderstand an. Nun wird aber durch die Gegenkopplung von Anode zur Anode der für die Vorröhre wirksame Außenwiderstand einmal rein schaltungsmäßig darüber hinaus aber noch – wie beschrieben – durch die Gegenkopplungsspannung scheinbar herabgesetzt. Es ist dabei zu berücksichtigen, daß der – in Abb. 7 durch  $R_3$ ,  $R_4$  und  $C_2$  dargestellte Gegenkopplungsweg wegen des kleinen Innenwiderstandes der Dreipolröhre niederohmiger bemessen werden muß (ca. 100 ... 300 k $\Omega$ ) als bei einer Schirmgitterröhre (vgl. Unterschrift zu Abb. 7). Unter Hinzurechnung der scheinbaren Verringerung des Eingangswiderstands durch die Gegenkopplungsspannung kommt man in einem praktischen Fall bei einem Wert  $g = \frac{1}{2}$  schon zu einer Herabsetzung des Außenwiderstands auf ein Viertel. Über die hierdurch bedingte Verzerrungszunahme hinaus vergrößert sich der Klirrfaktor der Dreipolröhre durch die höhere Aussteuerung, die wegen des Verstärkungsrückgangs der Endröhre zur Erzielung gleicher Endleistung notwendig ist. Eine größere Gegenkopplung als 1 : 2 wählt man in diesem Fall nicht, weil sonst das, was in der Endröhre verzerrungsmäßig gewonnen wird, in der Vorröhre verlorengeht<sup>3</sup>).

Auch bei Einrichtung einer Gegenkopplung in einen sich an einen Zweipol-Demodulator anschließenden Gitterkreis muß man an die Verringerung des Eingangswiderstandes denken und durch einen Entkopplungswiderstand ( $R_l$  in Abb. 20) dafür sorgen, daß der Wechselstromwiderstand im Kreis des Zweipolgleichrichters dadurch nicht wesentlich mit verkleinert wird.

Liegt die gegengekoppelte Spannung ausschließlich in Reihe mit der Steuerwechselspannung, so bleibt der Eingangswiderstand unverändert. Das ist stets der Fall bei Stromgegenkopplung (Abb. 4), kann aber auch für Spannungsgegenkopplung zutreffen, wenn die Eingangswechselspannung transformatorisch in den Gitterkreis übertragen wird (Abb. 3).

### ***Einfluß von Phasenverschiebungen auf die Gegenkopplung***

Die vorstehenden Angaben beziehen sich sämtlich auf den Fall, daß die Gegenkopplungsspannung zur Eingangsspannung genau um 180° phasenverschoben ist. Um die Phasenlage in die eingangs für den Verstärkungs- und den Verzerrungsrückgang aufgestellte Formel einzubeziehen, muß für  $A$  der Ausdruck  $A \sin \varphi$  gesetzt werden. Es ist bei einstufigen Verstärkern im allgemeinen nicht schwer, für alle Frequenzen eine Phasenverschiebung von 180° zu erreichen. Bei mehrstufigen Verstärkern dagegen können infolge der Kondensatoren und Selbstinduktionen der Schaltung, insbesondere der Kopplungsglieder, beträchtliche Phasenabweichungen unter – und oberhalb des 180°- Winkels auftreten. In erster Linie kommt es im Bereich der beiden Grenzfrequenzen zu Phasenverschiebungen, was jedoch nicht so sehr schadet, weil man durch günstige Bemessung der Schaltung erreichen kann, daß die beiden Grenzfrequenzen weit auseinander liegen. Hauptsächlich infolge der Wicklungskapazitäten der Übertrager werden jedoch auch mitten im Übertragungsfrequenzbereich erhebliche Phasenabweichungen erzeugt, so daß bei mehrstufigen Verstärkern die Gegenkopplung in einzelnen Frequenzbereichen ganz aussetzt oder sogar in eine positive Rückkopplung umschlägt. Aus diesen Gründen wird eine Gegenkopplung höchstens über zwei Stufen hinweg angewandt, wobei man bei transformatorisch gekoppelten Niederfrequenzverstärkern ein Fall der praktisch fast nur noch beim Gegentaktverstärker vorkommt – bei ungünstiger Beschaffenheit der Übertrager schon mit Rückkopplungserscheinungen einzelner Frequenzgruppen rechnen kann. Es ist in einem solchen Fall besser, entweder die Vorstufe in die

Gegenkopplung nicht mit einzubeziehen oder jede Stufe für sich gegenzukoppeln. Außerdem kann man die Gefahr eines Rückkopplungseinsatzes vermindern, indem man je einen Gegenkopplungsweg vom Verstärker Ausgang zum Eingang der Endstufe und zum Eingang der Vorstufe einrichtet, von denen der eine z. B. von der Anode der Endröhre zur Anode der Vorröhre führt, während der andere von der Sekundärwicklung des Ausgangsübertragers in die Kathodenleitung der Vorröhre überleitet (Abb. 9).

Frequenzabhängige Gegenkopplungen, die insbesondere für Tiefenanhebung und für Höhenbeschneidung eine wichtige Rolle spielen, sind durch eine ausgeprägte Phasenverschiebung gekennzeichnet. Ist z. B. ein Kondensator in den Gegenkopplungsweg geschaltet (Abb. 3), so tritt für diejenigen Frequenzen, für welche der Widerstand des Kondensators größer ist als die anderen im Leitweg liegenden Widerstände ohmscher Beschaffenheit, eine ausgeprägte Phasenabweichung bis max.  $90^\circ$  von der ursprünglichen  $180^\circ$  betragenden Verschiebung auf. Da gleichzeitig auch die Amplitude der über den Kondensator in den Eingang geleiteten Gegenkopplungsspannung verringert wird, ist eine Beeinflussung des Gegenkopplungsmaßes durch die Frequenz in doppelter Weise vorhanden. Änderungen im Frequenzcharakter der Gegenkopplung sind also sehr wirksam, weshalb sich derartige Schaltungsmaßnahmen zur Erzielung besonderer Frequenzkennlinien von Verstärkern zunehmender Beliebtheit erfreuen.

### ***Gegenkopplung in einstufigen Verstärkern***

Eine recht einfache Gegenkopplung ergibt sich, wenn man den Kathodenwiderstand nicht oder nur zu einem Teil durch einen Glättungskondensator überbrückt. Diese Schaltung besitzt insofern einen Nachteil, als bei Mehrgitterröhren auch der Schutzgitter- oder Schirmgitterstrom den Kathodenwiderstand durchfließt, so daß dieser Strom an der Gegenkopplung mit beteiligt ist. Da bekanntlich die Schirmgitterkennlinie bei Aussteuerung der Röhre bis in die Nähe des Nullwerts der Gitterspannung infolge der Stromübernahme einen im Vergleich zum Anodenstrom gegensinnigen Verlauf nimmt, verschlechtert sich durch die Beteiligung des Schirmgitters an der Gegenkopplung das Entzerrungsmaß um einen kleinen Betrag, der von der Konstruktion der Röhre abhängt. Bei einer AL 4 ist deshalb in dieser Gegenkopplungsschaltung die Entzerrung etwa um 10% kleiner als der errechnete Betrag. Um in Schaltung Abb. 4 das Gegenkopplungsmaß – beispielsweise zur Lautstärkerregelung – unabhängig von der Gittervorspannung einstellen zu können, ist es zweckmäßig, die beiden gezeichneten Kathodenwiderstände zu einem einzigen Widerstand mit verschiebbarem Abgriff zu vereinigen und den Abgriff mit dem freien Ende des Glättungskondensators zu verbinden.

Wesentlich mehr Anwendung findet die Spannungsgegenkopplung von der Anode zum Gitter (Abb. 3 und 6). Im Prinzip genügt hierzu, bereits eine Kapazität  $C_2$  von einigen pF, die zwischen Anode und Gitter der Röhre geschaltet wird. Bei dieser Bemessung ist die Gegenkopplung jedoch stark frequenzabhängig. Die Einschaltung eines hochohmigen Widerstandes  $R_3$  erlaubt,  $C_2$  so groß zu wählen, daß die Frequenzabhängigkeit verschwindet, ohne daß dadurch andererseits der Gitterkreis durch  $C_2$  zu sehr belastet wird. Der gegengekoppelte Anteil  $A$  der Ausgangsspannung ist in der Schaltung nach Abb. 3:

$$A = \frac{R_2}{R_3 + R_2}, \text{ wenn } C_2 \text{ so groß ist, daß sein Widerstand für die betr. Frequenzen klein ist im}$$

Vergleich zu  $R_3$ . Im andern Fall muß man seinen Wechselstromwiderstand zu  $R_3$  addieren. Die Schaltung nach Abb. 3, welche wegen der Hintereinanderschaltung von  $E_e$  und  $A \cdot E_a$  besonders übersichtlich und für die Erklärung des Begriffs: Gegenkopplung gut geeignet ist, eignet sich praktisch nur für eine transformatorische Einführung der Steuerwechselspannung in den Gitterkreis. Denkt man sich nämlich den Transformator durch eine R, C-Ankopplung ersetzt, so liegt die Eingangsspannung nicht mehr zwischen Gitter und gitterseitigem Ende von  $R_2$ , sondern zwischen Gitter und Masse, d. h. zum Teil parallel zur Spannung  $A \cdot E_a$ . Jetzt spielt der Innenwiderstand der Stromquelle von  $E_e$ , welcher in Abb. 3 bedeutungslos für die Gegenkopplungsspannung war, in dieser Hinsicht eine wichtige Rolle. Wegen der Parallelschaltung bricht bei zu kleinem Innenwiderstand der Stromquelle die Gegenkopplungsspannung daran zusammen. Um dies zu vermeiden, wird nach Abb. 6 der Widerstand  $R_l$  vorgeschaltet.

In Abb. 6 bedeutet  $W$  die Stromquelle, z. B. eine Vorröhre,  $R_i$  ist deren innerer Widerstand, der im Fall einer Dreipolröhre zu ca. 10 000 ... 30 000  $\Omega$  angenommen werden kann. Für genaue Rechnung ist u. U. noch der Anodenkreiswiderstand mitzuberechnen. Bei Schirmgitterröhren, die bekanntlich einen sehr hohen inneren Widerstand haben, ist  $R_i$  durch  $R_a$  zu ersetzen.

Im Vergleich zur Abb. 3 ist hier die Berechnung von  $A$  etwas umständlicher. Es sei vereinfachend vorausgesetzt, daß  $C_1$  und  $C_2$  so groß bemessen sind, daß ihr Widerstand für die Arbeitsfrequenzen bedeutungslos klein ist im Vergleich zu  $R_1$ ,  $R_2$  und  $R_3$ . Es wird zunächst für die Gruppe:  $R_i$  bzw.  $R_a$ ,  $R_1$  und  $R_2$  ein Ersatzwiderstand  $R_z$  berechnet gemäß folgendem Zusammenhang:

$$\frac{1}{R_z} = \frac{1}{R_1 + R_i} = \frac{1}{R_2} \quad \text{Dann folgt} \quad A = \frac{1}{R_z + R_3}$$

Für nicht mehr zu vernachlässigende Bemessungen von  $C_1$  und  $C_2$  stellt man deren Wechselstromwiderstände für die interessierende Frequenz fest und addiert den Betrag von  $C_1$  zu  $R_1$  und den Betrag von  $C_2$  zu  $R_3$ .

Statt in den Gitterkreis kann man auch – wie schon erwähnt – in den Anodenkreis der Vorröhre gegenkoppeln (Abb. 7). Die Nebenschlußwirkung des Gegenkopplungskreises ist dabei vermieden. Das ist im Hinblick auf die Verstärkung ein Vorteil. Die Gegenkopplung geschieht entweder rein galvanisch oder – zur Erzielung einer frequenzabhängigen Gegenkopplung – auch kapazitiv. Im letzten Fall werden zwei Widerstände benutzt, von denen einer durch eine Kapazität überbrückt ist. Die Schaltung (Abb. 7) hat auch die Annehmlichkeit, daß ein Kurzschluß im Kondensator keine schädliche Wirkung für die Endröhre haben kann. Hinsichtlich der Verwendung einer Dreipolröhre als Vorröhre in dieser Schaltung vgl. die Bemerkungen im Abschnitt über die Änderungen im Eingangskreis gegengekoppelter Verstärker.

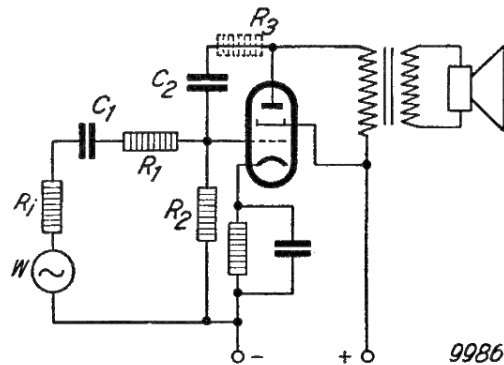


Abb. 6. Andere Schaltung zur Spannungsgegenkopplung. Bemessung z. B.  $C_1 = 0,1 \text{ mF}$ ,  $C_2 = 10\,000 \text{ cm}$ ,  $R_1 = 0,2 \text{ M}\Omega$ ,  $R_2 = 0,5 \text{ M}\Omega$ ,  $R_3 = 1 \dots 3 \text{ M}\Omega$ , bei Tiefenanhebung  $C_2 = 1000 \dots 500 \text{ cm}$ , bei Höhenbeschneidung  $C_2$  ca.  $10 \dots 5 \text{ pF}$ .

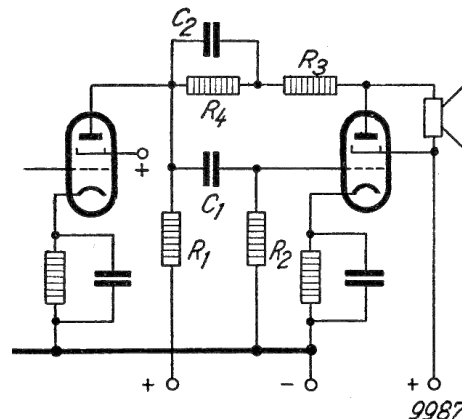


Abb. 7. Gegenkopplung auf die Anode der Vorröhre. Bemessungsbeispiel für Gegenkopplung mit Tiefenanhebung etwa  $R_1 = 50 \text{ k}\Omega$ ,  $R_2 = 0,5 \text{ M}\Omega$ ,  $R_3 = 0,3 \dots 0,5 \text{ M}\Omega$ ,  $R_4 = 1 \text{ M}\Omega$ ,  $C_1 = 30\,000 \text{ cm}$ ,  $C_2 = 2000 \text{ cm}$ .

### Gegenkopplung innerhalb zweier Niederfrequenzstufen

In den Abb. 8 bis 11 sind vier Ausführungsbeispiele für Gegenkopplungen über zwei Verstärkerstufen hinweg dargestellt. In Abb. 8 wird ein Teil der Niedervoltausgangsspannung des Übertragers, und zwar der Spannungsabfall längs  $R_3$ ,  $R_4$  in den Gitterkreis der Vorröhre gekoppelt. Die richtige Polung der Anschlüsse am Übertrager findet man durch Versuch. Der Kondensator  $C_1$  bewirkt eine Anhebung der hohen Frequenzen und  $C_2$  eine solche der hohen Grenzfrequenzen. Ihre genauen Werte bestimmt man zweckmäßigerweise gleichfalls durch einen Versuch, um die Frequenzkurve den jeweiligen Bedingungen (Art des Verstärkers, Lautsprechers, der akustischen Wiedergabebedingungen) anzupassen. Abb. 9 unterscheidet sich einmal dadurch von Abb. 8, daß hier die Gegenkopplungsspannung in den Kathodenwiderstand der Vorröhre gekoppelt wird.  $R_3$  und  $R_4$  werden dabei vom Kathodenstrom der Vorröhre durchflossen, weshalb diese Widerstände und demzufolge der gesamte Spannungsteiler  $R_1 \dots R_4$  niederohmig bemessen werden müssen. In Abb. 9 ist außerdem jede Stufe für sich gegengekoppelt, und zwar die Vorstufe über den Kathodenwiderstand – welche Kopplung in diesem Fall allerdings nebensächlicher Natur ist – und

die Endstufe durch eine Gegenkopplung von Anode zu Anode.

In Abb. 10 findet die Gegenkopplung über einen hochohmigen Widerstand  $R_4$  in den Kathodenkreis der Vorröhre statt, welcher in einer weiter unten beschriebenen Art aus einer Drossel, einer Kapazität und mehreren einstellbaren Widerständen frequenzabhängig aufgebaut ist.

In Abb. 11 schließlich wird das Schirmgitter der Vorröhre zur Einführung der Gegenkopplungsspannung benutzt. Der Widerstand  $R$  bestimmt hierbei die Größe der aus der hochohmigen Wicklung des Ausgangsübertragers entnommenen Gegenkopplungsspannung.

### Veränderliche Gegenkopplung als Lautstärkenregler und Tonblende

Es wurde schon gesagt, daß sich mit Hilfe der Gegenkopplung die Frequenzkennlinie eines Verstärkers weitgehend beeinflussen läßt. Dieser Vorteil erweist sich als besonders nützlich, wenn man eine veränderliche Gegenkopplung zur Lautstärkenregelung heranzieht, weil man dabei gleichzeitig den Frequenzgang im Sinne einer gehörstichtigen Regelung mit verändern kann. Sind z. B. in der Schaltung 10 die Schaltelemente  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $R_3$ ,  $D$  und  $C$  so bemessen, daß die Gegenkopplungsspannungen für den mittleren Frequenzbereich größer sind als für die Grenzbezirke, dann erscheinen die Höhen und die Tiefen angehoben. Wenn man nun die Lautstärke verringert, indem man durch Vergrößern des Regelwiderstandes  $R_2$  die Gegenkopplungsspannung erhöht, so tritt die Anhebung der Grenzfrequenzen stärker in Erscheinung, weil durch Vergrößern von  $R_2$  die Dämpfung des Kreises  $DC$  zurückgeht. Macht man die Gegenkopplung durch die Regelwiderstände  $R_1$  und  $R_3$  veränderlich, so hat man es in der Hand, nach Wunsch mehr die hohen oder die

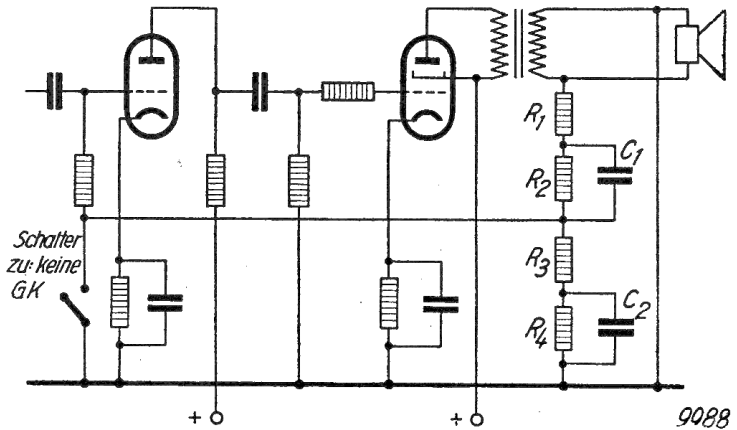


Abb. 8. Gegenkopplung vom niederohmigen Ausgangskreis in den Gitterkreis der Vorröhre. Bemessungsbeispiel für Gegenkopplung mit Tiefen- und geringer Höhenanhebung:  $R_1 = 50 \text{ k}\Omega$ ;  $R_2 = \text{k}\Omega$ ,  $R_3 = 5 \text{ k}\Omega$ ,  $R_4 = 15 \text{ k}\Omega$ ,  $R_5$  etwa  $1 \text{ M}\Omega$ ,  $C_1 = 10 \text{ } 000 \text{ cm}$ ,  $C_2 = 30 \text{ } 000 \text{ cm}$

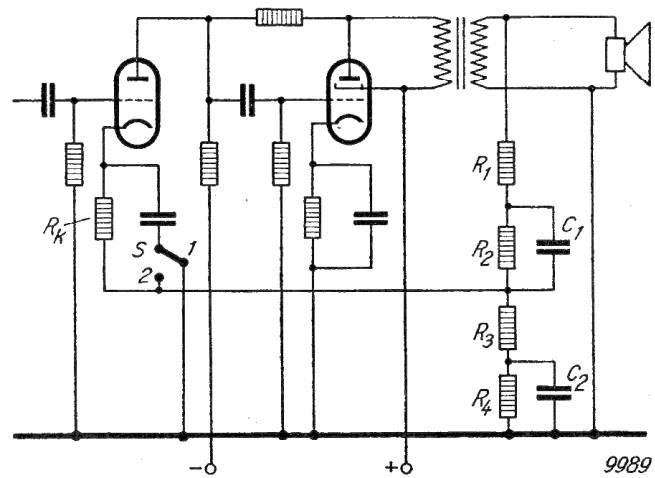


Abb. 9. Gegenkopplung aus dem niederohmigen Ausgangskreis in den Kathodenkreis der Vorröhre. Schalter  $S$ , Stellung 1 gleich keine Gegenkopplung.  $R_1 = 150 \Omega$ ,  $R_2 = 60 \Omega$ ,  $R_3 = 15 \Omega$ ,  $R_4 = 45 \Omega$ ,  $C_1 = 3 \text{ mF}$ ,  $C_2 = 10 \text{ mF}$ ,  $R_k$  je nach Röhre etwa 1000 bis 5000  $\Omega$

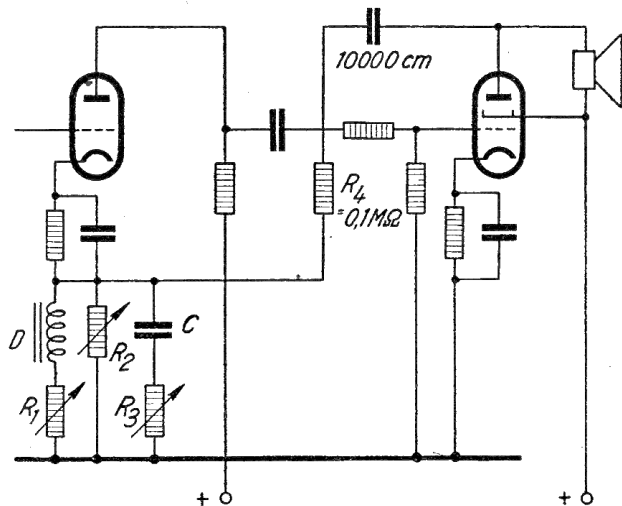


Abb. 10. Gegenkopplung aus dem Anodenkreis der Endröhre in den Kathodenkreis der Vorröhre. Erl. siehe Text

bedingungen) anzupassen. Abb. 9 unterscheidet sich einmal dadurch von Abb. 8, daß hier die Gegenkopplungsspannung in den Kathodenwiderstand der Vorröhre gekoppelt wird.  $R_3$  und  $R_4$  werden dabei vom Kathodenstrom der Vorröhre durchflossen, weshalb diese Widerstände und demzufolge der gesamte Spannungsteiler  $R_1 \dots R_4$  niederohmig bemessen werden müssen. In Abb. 9



tiefen Frequenzen – gegenüber dem mittleren – zu bevorzugen. Setzt man dann etwa zwei oder gar drei Regelwiderstände auf eine Achse, so ist fast jede Abhängigkeit des Frequenzganges von der Lautstärke einstellbar.

Natürlich kann das Entzerrungsmaß in Frequenzgebieten, bei denen die Gegenkopplung gering ausgeprägt ist, auch nur gering sein. Bei der Tiefenanhebung besteht im Hinblick auf die Entzerrung der Vorteil, daß die Entzerrung durch Gegenkopplung der Verzerrungsoberwellen vor sich geht. Es wird also das Entzerrungsmaß weniger abnehmen als dem Lautstärkenanstieg entspricht. Andererseits wirkt sich aus demselben Grund eine Anhebung der Höhen durch schwächere Gegenkopplung besonders nachteilig für die Entzerrung aus.

Auch mit weit einfacheren Anordnungen, als der in Abb. 10 gezeigten, sind günstige Lautstärkeregelungen möglich. Wenn z. B. in Abb. 3 der Widerstand  $R_3$  verkleinert wird, so ergibt das ebenfalls eine Lautstärkerhöhung, bei welcher die tiefen Töne angehoben erscheinen.

Ebenso kann man durch Verändern von  $C_2$  eine gehörrichtige Lautstärkeregelung erreichen. Wenn der Kondensator im Gegenkopplungsweg so klein gewählt wird, daß er nur für die höchsten Übertragungsfrequenzen durchlässig ist, arbeitet die Schaltung als Tonblende zur Unterdrückung der Störgeräusche. In Schaltung 3 und den analogen Schaltbildern ist dann  $C_2$  als kleiner Drehkondensator mit etwa 1...20 pF zu bemessen.

In Abb. 13 ist eine besonders wirkungsvolle Störlblende gezeichnet. Hier dient der Leitkreis CL einmal in bekannter Weise zur Ableitung der hohen Frequenzen – gegebenenfalls der 9 kHz-Störfrequenz – zur Erde. Außerdem findet eine Gegenkopplung im Bereich der Störfrequenzen statt, die durch eine an  $L$  abgegriffene und dem Gitterableitwiderstand  $R$  zugeführte Spannung vor sich geht. Befindet sich der verschiebbare Abgriff an  $R$  kathodenseitig, dann ist der Leitkreis stark gedämpft und die Gegenkopplung schwach. In entgegengesetzter Stellung ist sowohl die Resonanzüberhöhung von  $C L$  wie auch das Gegenkopplungsmaß besonders groß.

### Gegenkopplung im Gleichrichterkreis

Auch Gleichrichter können durch eine Gegenkopplung entzerrt werden. Z. B. kann man die Entzerrungsschaltung Abb. 4 unter Anwendung einer hohen negativen Gittervorspannung auch als Anodengleichrichter arbeiten lassen. Einer derartigen Schaltung rühmt man in U. S. A. eine größere

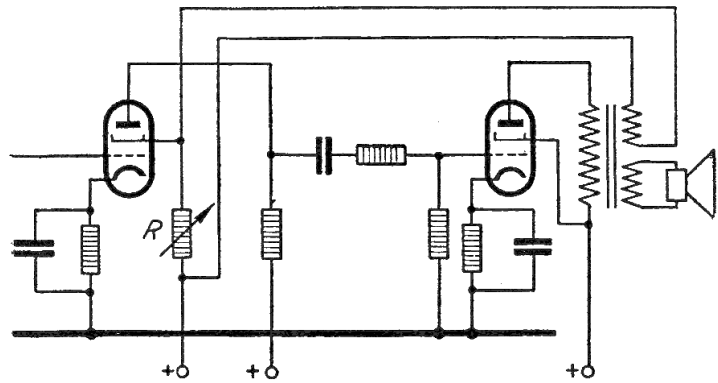


Abb. 11. Gegenkopplung aus der hochohmigen Wicklung des Ausgangsübertragers in den Schirmgitterkreis der Vorröhre

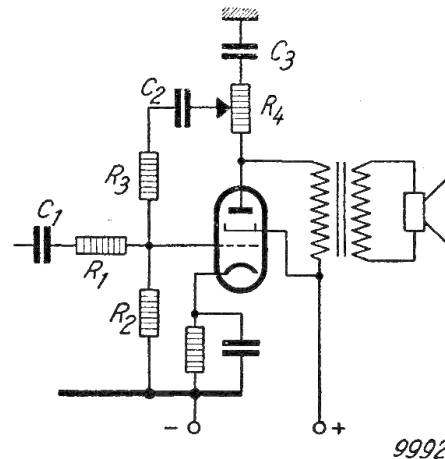


Abb. 12. Lautstärkeregelung durch veränderliche Gegenkopplung.  $R_1 = 0,2 \text{ M}\Omega$ ,  $R_2 = 0,5 \text{ M}\Omega$ ,  $R_3 = 0,5 \text{ M}\Omega$ ,  $R_4 = 0,1 \dots 0,5 \text{ M}\Omega$ ,  $C_1 = 0,1 \text{ mF}$ ,  $C_2 = 1000 \text{ cm}$ ,  $C_3 = 5000 \text{ cm}$

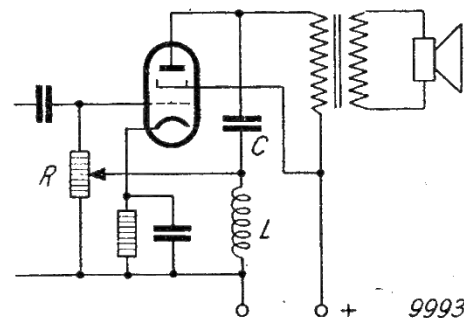


Abb. 13. Doppelt wirksame Tonblende zur Geräuschunterdrückung, auch in Verbindung mit 9 kHz-Filter geeignet

Verzerrungsfreiheit nach als der gewöhnlichen Zweipolgleichrichtung eigen ist. Auch für Meßzwecke hat ein derart entzerrter Gleichrichterkreis praktische Bedeutung erlangt. In der Schaltung als Anodengleichrichter wird  $R_k$  in Abb. 4 durch einen Parallel-Kondensator, der etwa 2000...5000 cm groß ist, vom hochfrequenten Spannungsabfall befreit, so daß die Gegenkopplung nur die Niederfrequenzamplituden betrifft.

### Gegenkopplung im Hochfrequenzverstärker

Im Hochfrequenzverstärker werden Gegenkopplungen hauptsächlich zur Bandbreiteneinstellung im Sinn einer veränderlichen Kreisdämpfung angewandt, und zwar oft in Verbindung mit wahlweise einstellbarer Rückkopplung.

Abb. 14 zeigt eine hochfrequente Gegenkopplung vom Schirmgitter auf den Gitterkreis. Der Regelwiderstand  $R$  dient zur Einstellung. In Abb. 15 findet dagegen je nach Stellung des Potentiometerabgriffs (an  $P$ ) eine Gegenkopplung, eine Kopplung: - Null oder eine Rückkopplung statt. Ferner gibt es Schaltungen - die allerdings weniger gebräuchlich sind -, bei denen durch Schwingungskreise in der Kathoden-zuleitung ein Einfluß auf die Frequenzkurve ausgeübt wird. Als Entzerrungsmaßnahme hat die hochfrequente Gegenkopplung eigentlich nur bei aperiodischen Verstärkern z. B. für die Eingangsstufe des Einbereich-Supers - Bedeutung, wo sie zur Verringerung der Kreuzmodulationsstörungen beiträgt.

Eine Verbindung von hochfrequenter und niederfrequenter Gegenkopplung stellt die Gegenmodulation dar, welche gleichfalls zur Entzerrung angewandt werden kann. Um eine phasenrichtige Gegenkopplung zu erhalten, ist es zweckmäßig, die in den Hochfrequenzteil eingeführte Modulationsspannung nicht aus dem Niederfrequenzverstärker, der bereits Phasendrehungen aufweist, sondern aus dem Gleichrichterkreis zu entnehmen. Die niederfrequente Wechselspannung wird nach Abb. 16 am Spannungsteiler  $R$  eingestellt und dem Regelgitter einer der Hochfrequenzstufen vorzugsweise der ersten Röhre zugeführt. Die Entzerrung erstreckt sich sowohl auf die Verzerrungen in den Hochfrequenzverstärkerstufen wie auch im Gleichrichter. Gebräuchlich sind solche Schaltungen allerdings nicht, weil die in Frage kommenden Verzerrungen ohnehin sehr gering sind.

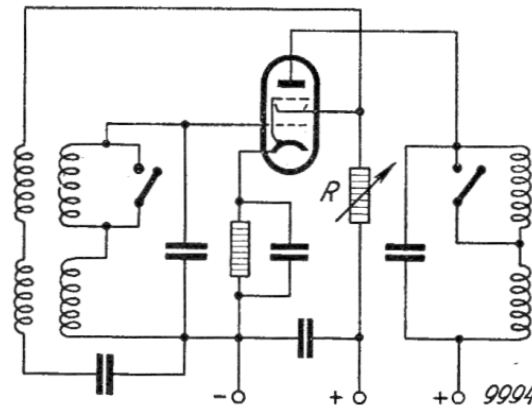


Abb. 14. Veränderliche hochfrequente Gegenkopplung vom Schirmgitter in den Eingangskreis der Stufe

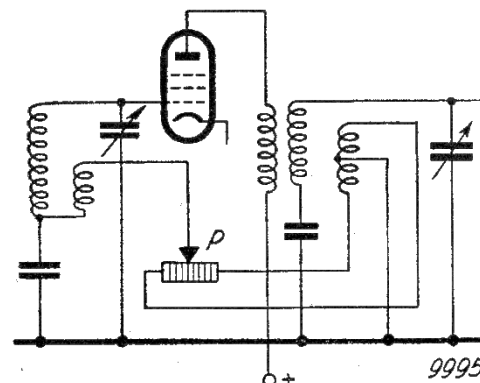


Abb. 15. Wahlweise Einstellung einer hochfrequenten Gegenkopplung oder Rückkopplung

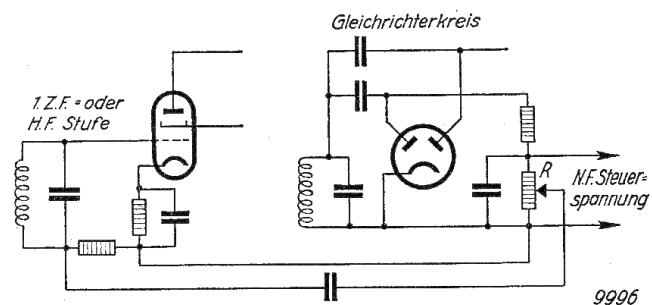
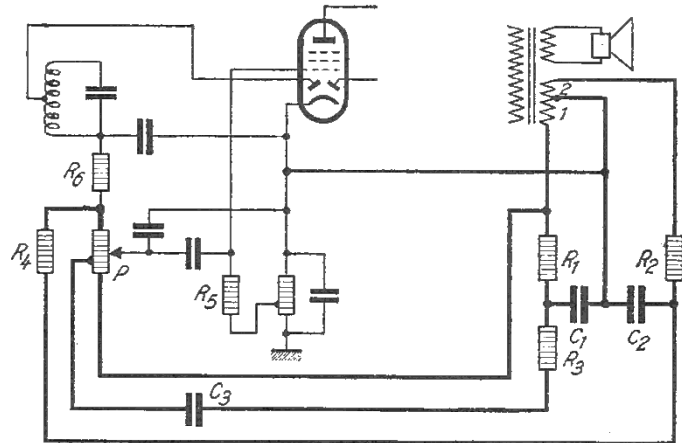


Abb. 16. Gegenmodulation im Hochfrequenzverstärker (ähnelt einer niederfrequenten Gegenkopplung)

### Niederfrequenz-Gegenkopplung, verbunden mit Niederfrequenz-Rückkopplung

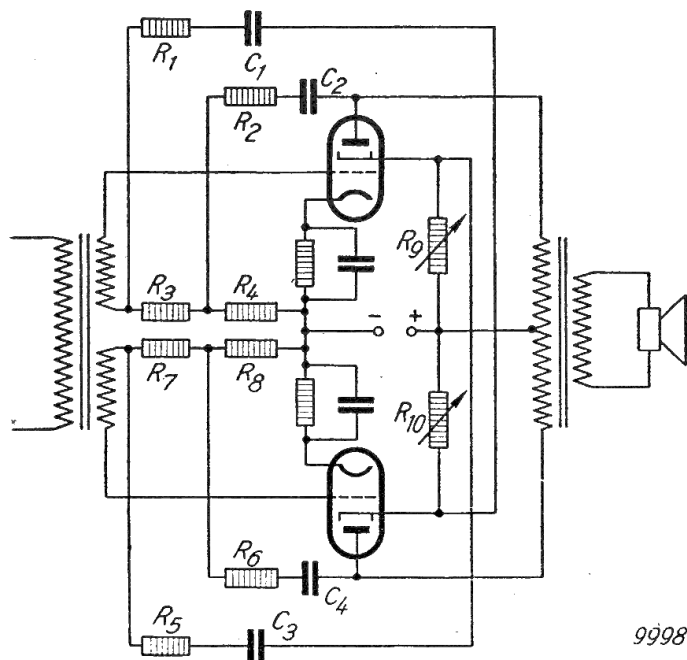
Ähnlich wie in einem Hochfrequenzverstärker (Abb. 15) die Gegenkopplung in eine Rückkopplung übergeführt werden kann, läßt sich auch in einem Niederfrequenzverstärker eine wahlweise Gegen- oder Rückkopplung einrichten. Abb. 17 zeigt eine der Abb. 15 ähnliche Schaltung aus einem neuen Industriegerät. Der Spannungsteiler  $P$  dient hier in doppeltem Sinn als Lautstärkereglер. Einmal läßt sich an  $P$  die aus dem Zweipolgleichrichterkreis an das Gitter des Verstärkungssystems übertragene Tonspannung einstellen. Außerdem liegt  $P$  in einem Gegenkopplungskreis, und zwar in einer Differentialschaltung. Aus der Wicklung 2 des Ausgangsübertragers wird eine Rückkopplungsspannung und aus Wicklung 1 eine Gegenkopplungsspannung entnommen und über die Schaltelemente  $R_1, R_2, R_3, C_1, C_2, C_3$  die der Erzielung einer gehörrichtigen Lautstärkeregelung dienen, an einen aus  $R_4$  und  $P$  bestehenden Spannungsteiler gebracht. Befindet sich der Abgriff an  $P$  unten (im Schaltbild), so ist die an  $P$  abgegriffene Steuerspannung klein, die Gegenkopplungsspannung dagegen verhältnismäßig groß. Wandert der Abgriff nach oben, so wird die Steuerspannung größer und die Gegenkopplung vermindert sich, um bei Einstellung auf einen in der Nähe des oberen Widerstandsendes gelegenen Punkt gleich Null zu werden. Bei Weiterdrehung des Reglers bis zum Endanschlag setzt sogar eine leichte Rückkopplung ein. Sinn dieser Regelanordnung ist, bei Fernempfang schwacher Stationen – wobei der Lautstärkereglер für gewöhnlich ganz aufgedreht wird und andererseits eine Qualitätsverschlechterung nicht ins Gewicht fällt – einen zusätzlichen Verstärkungsgewinn zu erzielen.



9997

Abb. 17. Wahlweise Gegenkopplung oder Rückkopplung im Niederfrequenzverstärker, kombiniert mit gehörrichtiger Lautstärkeregelung (an  $P$ )

In einer anderen Schaltung, die vom Verfasser entwickelt wurde, wird gleichzeitig eine Gegenkopplung und eine Rückkopplung angewandt, um eine Entzerrung ohne den sonst vorhandenen Verstärkungsrückgang zu erhalten. Die nur für Schutzgitter- und Schirmgitterröhren brauchbare Schaltung nutzt die Tatsache aus, daß die Anodenstrom- und die Schutzgitterstromkennlinie in der Nähe des Gitterspannungswertes: Null gegensinnig verlaufen. Während vom Anodenkreis aus eine übliche Gegenkopplung stattfindet, wird aus dem Kreis des Schutzgitters eine Rückkopplungsspannung entnommen, welche die Kennliniensteilheit der Röhre erhöht. Damit diese Erhöhung nur den oberen, gekrümmten Teil der Anodenstromkennlinie betrifft, sind beide Kopplungen so bemessen, daß sie sich bei kleiner Aussteuerung der Röhre – in welchem Bereich beide Kennlinien in ihrem Verlauf übereinstimmen – gegenseitig aufheben. Da also die Rückkopplung nur während der Spannungsspitzen der Tonfrequenzen und somit in sehr



9998

Abb. 18. Gegenkopplung in Verbindung mit Rückkopplung vom Schutzgitter aus zur Erzielung einer Entzerrung ohne Lautstärkerückgang. Erläuterung siehe Text

geringem Umfang zur Wirkung kommt, sind die in rückgekoppelten Niederfrequenzstufen gefürchteten Aufschaukelungsvorgänge nicht möglich. Da bei dieser Entzerrung die untere Kennlinienkrümmung unbeeinflusst bleibt, ist die Schaltung besonders für Gegentaktstufen nützlich, bei welchen die untere Kennlinienkrümmung ohnehin kompensiert wird. Abb. 18 zeigt ein Ausführungsbeispiel.  $R_2, R_4, C_2$  einerseits und  $R_6, R_8, C_4$  andererseits stellen die Gegenkopplungswege vom Anodenkreis in den Gitterkreis jeweils derselben Röhre dar. Die Rückkopplung dagegen erfolgt zur Erzielung der richtigen Phasenlage über Kreuz von den den Schutzgittern vorgeschalteten einstellbaren Widerständen  $R_9$  und  $R_{10}$  jeweils in den Gitterkreis der anderen Röhre (Rückkopplungsweg von  $R_{10}$  über  $C_1, R_1, R_3, R_4$  und von  $R_9$  über  $C_3, R_5, R_7, R_8$ ).

### Gegenkopplung "über nichtlineare Schaltelemente

Die Entzerrungseigenschaft einer Gegenkopplung beruht – wie erwähnt – darauf, daß die Verzerrungsoberschwingungen stärker gegengekoppelt werden als die Grundwelle, wobei es leider unvermeidbar erscheint, daß auch die Amplitude der Grundwelle durch die Gegenkopplung geschwächt wird. Gelingt es aber, die Gegenkopplungsspannung zusätzlich zu verzerren, d. h. die Verzerrungsamplituden im Verhältnis zur Grundwellenamplitude zu vergrößern, so ist eine bessere Entzerrung bei gleicher Lautstärkeneinbuße bzw. eine gleichbleibende Entzerrung bei geringerem Lautstärkeverlust die Folge. Um dies zu erreichen, kann man amplitudenabhängige (nichtlineare) Widerstände in den Gegenkopplungsweg einfügen. In dem in Abb. 19 gezeigten Beispiel ist der Kathoden-Gegenkopplungswiderstand aus Teilwiderständen  $R_1, R_2$  und einer Gleichrichterzelle  $R_N$  zusammengesetzt, die so gepolt ist, daß die Gegenkopplungsspannung im Bereich der Amplitudenspitzen etwas zusammenbricht, wodurch ein Ausgleich der oberen Kennlinienkrümmung erfolgt. Für die Verbesserung der Linearisierung der unteren Kennlinienkrümmung wäre noch eine weitere Gleichrichterzelle notwendig. Wegen der großen Schwierigkeit, die Kennlinien der nichtlinearen Widerstände in Übereinstimmung mit den Kennlinien der zu entzerrenden Röhren zu bringen, haben sich derartige Schaltungen – so gut sie dem Prinzip nach auch sind – in die allgemeine Praxis nicht einführen können.

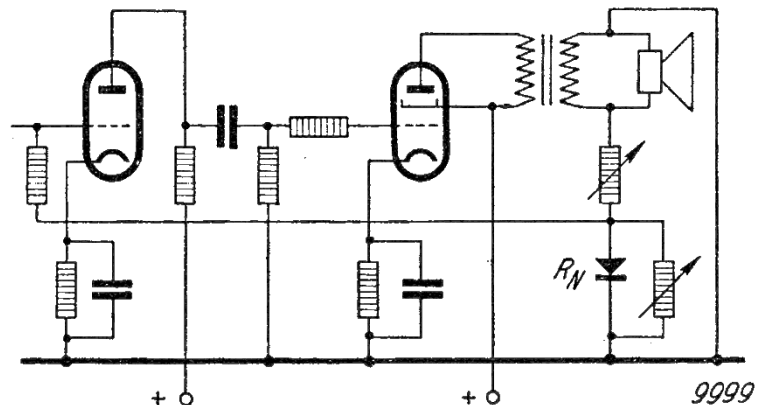


Abb. 19. Verbesserung der Entzerrung durch Gegenkopplung über nichtlineare Widerstände ( $R_N$ )

### Strom- und spannungsgeregelte Gegenkopplungen

Dem Leser wird es nicht unbekannt sein, daß in verschiedenen Industrieschaltungen Dynamikregelungen eingerichtet sind, die auf dem Prinzip einer stromgeregelten Gegenkopplung beruhen. Es wird hierzu in einer Schaltung nach Abb. 9 lediglich  $R_1$  oder  $R_2$  als Heißleiter (kleine Glühbirne) ausgebildet, der bei großen Lautstärken den Gegenkopplungsspannungsabfall längs  $R_3$  und  $R_4$  relativ vermindert. Es ist dies wohl die einfachste Art einer Dynamikregelung, die überdies die Vorzüge besitzt, frei von Gleichspannungsstößen irgendwelcher Regelspannung zu sein und sogar frequenzabhängig im Sinn einer gehörrihtigen Regelung zu arbeiten.

Eine spannungsgeregelte Gegenkopplung ist leicht durch Verändern der Steilheit auf dem Weg einer Gitter-, Schirmgitter- oder Anodenspannungsänderung zu erzielen, so wie dies bereits für die hochfrequente Rückkopplung in vielen Variationen vorgeschlagen wurde.

Ein Nachteil dieser Regelmethode ist für manche Anwendungsgebiete die gleichzeitig damit verbundene unmittelbare Lautstärkenänderung. Eine Schaltung, bei der auf dem Wege einer Stromverteilungsregelung Gegenkopplung und Verstärkung einer Röhre unabhängig voneinander beeinflußt werden können, wurde vom Verfasser an anderer Stelle ausführlich beschrieben<sup>4</sup>). Hier sei nur ein neues Anwendungsbeispiel gebracht, worin die Endröhre durch eine veränderliche Gegenkopplung in die Schwundregelung mit einbezogen wird. Es handelt sich um einen Vorschlag,

der in einer Niederfrequenzvorstufe mittels der Sechspolröhre  $AH_1$  bereits verwirklicht wurde, welcher jedoch in der Endstufe einen neuen Röhrentyp verlangt. Die in Abb. 20 gezeichnete Schutzgitterendröhre  $V_2$  besitzt neben der Hauptanode  $A$  eine kleine Hilfsanode  $A_h$  zur Abnahme der Gegenkopplungsspannung, deren Größe

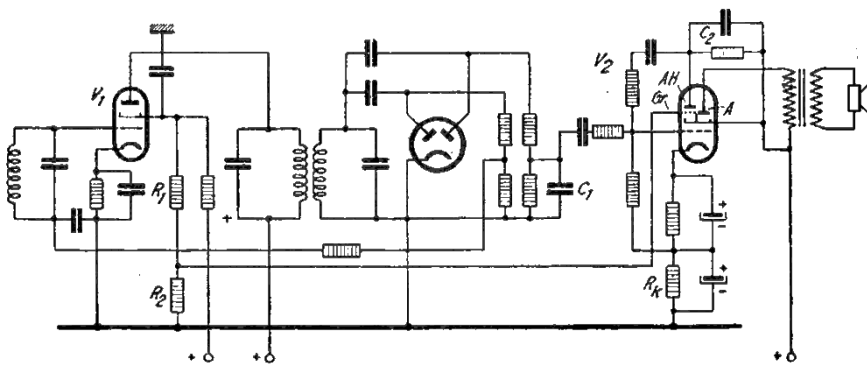


Abb. 20. Schaltungsvorschlag zur Einbeziehung der Endröhre

durch ein nur die Hilfsanode beeinflussendes Regelgitter  $G_r$  (Stromverteilung zwischen Anode  $A_h$  und Schutzgitter) verändert wird. Je größer die – umgekehrt als sonst zu polende – Regelspannung an  $G_r$  ist, desto kleiner also dessen negative Grundvorspannung ist, desto größer ist das Gegenkopplungsmaß und desto kleiner die Verstärkung der Endstufe. Um eine große Regelempfindlichkeit der Schaltung zu erhalten und um gleichzeitig der erforderlichen umgekehrten Polung der Regelspannung an  $G_r$  Rechnung zu tragen, wird diese Spannung zweckmäßig über einen hochohmigen Spannungsteiler  $R_1, R_2$  von der „gleitenden Schirmgitterspannung“ einer wie üblich schwundgeregelten Hochfrequenzröhre  $V_1$  abgeleitet, wobei eine an  $R_k$  abgegriffene hohe negative Vorspannung die positive Ruhespannung des Schirmgitters auf einen für das Regelgitter geeigneten negativen Wert herabsetzt. Natürlich ist auch hier eine frequenzabhängige Lautstärkenregelung möglich, etwa in dem Sinn, daß bei Empfang schwacher Sender die tiefen und mittleren Frequenzen des Tonbereiches zufolge einer entsprechenden Bemessung des Eingangskreises der Endröhre den hohen Frequenzen gegenüber bevorzugt werden, während die bei größeren Feldstärken einsetzende Gegenkopplung hauptsächlich die tiefen und mittleren Frequenzen betrifft und somit die Frequenzkennlinie linearisiert. Diesem Zweck dienen in Abb. 19 die beiden Kondensatoren  $C_1$  und  $C_2$ , von denen  $C_1$  die hohen Frequenzen beeinträchtigt, bevor sie ans Gitter der Endröhre gelangen, während  $C_2$  einen Teil der hohen Frequenzen zur Erde ableitet und somit von der Gegenkopplung fernhält.

Zeichnungen nach Angaben des Verfassers

Als Unterlagen für den Aufsatz diente insbes. die Zeitschrift „Telefunkenröhre“ (Nr. 11, Jahrg. 1937, Nr. 14, Jahrg. 38 und Nr. 16, Jahrg. 39) sowie Industrieschaltungen der Firmen „Siemens“, „Telefunken“, „Philips“, „Körting“ u. a. m.

<sup>1)</sup> Die Unwirksammachung der Gegenkopplung ist nicht – wie oft angenommen – als eine einfache Unterbrechung des Gegenkopplungswegs aufzufassen. Vielmehr muß – wenn der aus dem Verhältnis  $V'$  zu  $V$  berechnete Wert für  $g$  stimmen soll – die Gegenkopplung so wirkungslos gemacht werden, daß die ohmsche, kapazitive und induktive Belastung des Eingangskreises durch den Gegenkopplungskanal erhalten bleibt. Um z. B. in Abb. 6  $V$  zu bestimmen, muß man das anodenseitige Ende von  $R_3$  statt an die Anode unmittelbar an Maße legen und u. U. – zur Erzielung noch höherer Meßgenauigkeit –  $R_3$  um den Widerstandswert des Ausgangsübertragers vergrößern. In Fällen, wo auch der Ausgangskreis durch den Gegenkopplungsweg merklich belastet wird, müßte man bei Abschalten des Gegenkopplungswegs von der Anode zur genauen Ermittlung von  $V$  außerdem einen entsprechenden Ersatzwiderstand dem Ausgang parallel schalten. Im allgemeinen ist aber diese Belastung unwesentlich klein.

<sup>2)</sup> Praktisch wird man die Steuerspannung wegen der in manchen Schaltungen durch die Gegenkopplung bewirkten Herabsetzung des Eingangswiderstandes noch etwas mehr erhöhen müssen, als dem Wert  $g$  entspricht.

<sup>3)</sup> Vgl. hierzu L. BRÜCK und R. SCHIFFEL „Die Telefunkenröhre“, Heft 16, 1939, Seite 159 ff.

<sup>4)</sup> FTM 1939, Heft 10, Seite 281 ff, „Funk“, Heft 24, Seite 577 ff.