

Zeitschrift:	Technische Mitteilungen / Schweizerische Post-, Telefon- und Telegrafenbetriebe = Bulletin technique / Entreprise des postes, téléphones et télégraphes suisses = Bollettino tecnico / Azienda delle poste, dei telefoni e dei telegrafi svizzeri
Herausgeber:	Schweizerische Post-, Telefon- und Telegrafenbetriebe
Band:	38 (1960)
Heft:	6
Artikel:	Transistorverstärker mit Gegenkopplung
Autor:	Hauri, E.R.
DOI:	https://doi.org/10.5169/seals-874612

Nutzungsbedingungen

Die ETH-Bibliothek ist die Anbieterin der digitalisierten Zeitschriften auf E-Periodica. Sie besitzt keine Urheberrechte an den Zeitschriften und ist nicht verantwortlich für deren Inhalte. Die Rechte liegen in der Regel bei den Herausgebern beziehungsweise den externen Rechteinhabern. Das Veröffentlichen von Bildern in Print- und Online-Publikationen sowie auf Social Media-Kanälen oder Webseiten ist nur mit vorheriger Genehmigung der Rechteinhaber erlaubt. [Mehr erfahren](#)

Conditions d'utilisation

L'ETH Library est le fournisseur des revues numérisées. Elle ne détient aucun droit d'auteur sur les revues et n'est pas responsable de leur contenu. En règle générale, les droits sont détenus par les éditeurs ou les détenteurs de droits externes. La reproduction d'images dans des publications imprimées ou en ligne ainsi que sur des canaux de médias sociaux ou des sites web n'est autorisée qu'avec l'accord préalable des détenteurs des droits. [En savoir plus](#)

Terms of use

The ETH Library is the provider of the digitised journals. It does not own any copyrights to the journals and is not responsible for their content. The rights usually lie with the publishers or the external rights holders. Publishing images in print and online publications, as well as on social media channels or websites, is only permitted with the prior consent of the rights holders. [Find out more](#)

Download PDF: 16.01.2026

ETH-Bibliothek Zürich, E-Periodica, <https://www.e-periodica.ch>

TECHNISCHE MITTEILUNGEN
BULLETIN TECHNIQUE



Herausgegeben von der Schweizerischen Post-, Telegraphen- und Telephonverwaltung. Publié par l'administration des postes, télégraphes et téléphones suisses. Pubblicato dall'amministrazione delle poste, dei telegrafi e dei telefoni svizzeri

E. R. HAURI, Bern

Transistorverstärker mit Gegenkopplung*

621.375.432

Zusammenfassung. Die Arbeit gibt eine zusammenfassende Darstellung der Eigenschaften von Transistorverstärkern mit Gegenkopplung (G.K.), die einheitlich mit Hilfe der h-Parameter durchgeführt wird.

Im Teil A werden nach einer allgemeinen Behandlung der G. K.-Verstärker und der Besonderheiten von Transistoren die vier G. K.-Grundschaltungen anhand von häufig vorkommenden Schaltungen, die mit Widerständen verwirklicht werden, untersucht. Nach einer Diskussion der kombinierten G. K. folgen einige Formeln, die für die Berechnung mehrstufiger Verstärker nützlich sind.

Der Teil B ist eine Zusammenstellung von Schaltungen ein- und mehrstufiger Verstärker mit G. K. Besonders erwähnt werden Verstärker mit hoher Eingangsimpedanz und solche mit frequenzabhängiger G. K. Einige Massnahmen gegen Unstabilität werden erwähnt, obwohl keine systematische Behandlung dieses Spezialgebietes beabsichtigt ist.

A) Allgemeines über Gegenkopplungs-Verstärker

1. Einleitung [1, 2]

In Verstärkern benutzt man die Gegenkopplung (= negative Rückkopplung), um folgende Wirkungen zu erzielen:

- Linearisierung der Verstärkung (Reduktion der nichtlinearen Verzerrungen);
- Verminderung von Störspannungen (Geräusche, Brumm), die im Verstärker entstehen;
- Verbesserung des Frequenzganges;
- Bessere Konstanz der Verstärkungseigenschaften bei Schwankungen der Speisespannungen, Streuungen der Eigenschaften von Röhren und Transistoren und anderer Bestandteile, Temperaturschwankungen, Alterung von Röhren und Transistoren usw.

* Vorgetragen im Transistorkurs der Forschungs- und Versuchsanstalt PTT, Winter 1959/1960.

Résumé. L'article donne un résumé des propriétés des amplificateurs à transistors à contre-réaction; l'analyse se fait uniquement à l'aide des paramètres h .

La partie A rappelle d'abord les effets de la contre-réaction et les propriétés particulières des transistors. Les quatre montages principaux de la contre-réaction sont étudiés à l'exemple de circuits souvent utilisés dans lesquels la contre-réaction est effectuée à l'aide de résistances. Après une discussion de la contre-réaction mixte, on donne quelques formules utiles pour le calcul des amplificateurs à plusieurs étages.

La partie B est une collection de schémas d'amplificateurs à contre-réaction à un ou plusieurs étages, y compris les amplificateurs à haute résistance d'entrée et les amplificateurs dont la contre-réaction est fonction de la fréquence. Le problème des mesures contre l'instabilité est abordé brièvement.

- In Vorstufen ist es u. U. möglich [26], die Rauschzahl bzw. das Signal- zu Rauschverhältnis zu verbessern.

Zu diesem Zweck wird ein Signal (Strom oder Spannung), das zum Ausgangssignal (Strom oder Spannung) proportional ist, an den Eingang zurückgeführt und zwar so, dass es dem Eingangssignal entgegenwirkt. (Den entgegengesetzten Fall nennt man Mitkopplung oder positive Rückkopplung). Dadurch wird die Verstärkung verkleinert, die Impedanzverhältnisse werden verändert, und auch die Bandbreite wird beeinflusst.

Wenn an den Eingang eine Spannung zurückgeführt wird, die der Eingangsspannung entgegenwirkt, so wird die Eingangsimpedanz höher. Wird ein Strom zurückgeführt, der dem Eingangsstrom entgegenwirkt, wird die Eingangsimpedanz niedriger. Dabei ist es gleichgültig, ob das G. K.-Signal proportional zum Ausgangsstrom oder zur Ausgangsspannung ist.

Ist die G. K. proportional zur Ausgangsspannung (Spannungs-G. K.), wird die *Ausgangsimpedanz* niedriger; ist die G. K. proportional zum Ausgangsstrom (Strom-G. K.), wird die Ausgangsimpedanz erhöht.

Bei mehrstufigen Verstärkern kann die G. K. über die einzelnen Stufen oder über mehrere Stufen durchgeführt werden. Da in den Verstärkerstufen Phasendrehungen auftreten, die sowohl von den aktiven als auch von den passiven Elementen herrühren können, kann eine Mitkopplung bei bestimmten Frequenzen entstehen, so dass der Verstärker schwingt. Dem Problem der *Stabilität* muss daher bei G. K.-Verstärkern besondere Beachtung geschenkt werden. Bei G. K. über eine einzige Stufe hat man kaum eine Mitkopplung zu befürchten, sondern nur bei G. K. über zwei und mehr Stufen.

Man unterscheidet zwischen *einfacher* und *mehrfacher Gegenkopplung*. Bei mehrfacher G. K. können in einer einzelnen Stufe und über mehrere Stufen verschiedene Gegenkopplungen wirksam sein.

Die Gegenkopplung kann mit *Transformatoren* oder mit *Widerständen* bewerkstelligt werden. Da Transformatoren ziemlich viel Platz benötigen, verhältnismässig teuer sind und nicht unbedingt phasenrein und ohne Verzerrungen arbeiten, wird man sie in der Regel nur verwenden, wenn die Schaltung ohnehin Transformatoren erfordert. Durch zusätzliche G. K.-Wicklungen kann man Spannungen oder Ströme von geeigneter Amplitude und Phasenlage abgreifen. Meistens wird man jedoch versuchen, die G. K. mit Widerständen zu bewerkstelligen, denen allenfalls zur Stabilisierung Reaktanzen parallel- oder seriegeschaltet sind.

Meistens spielt der Eingangs- und Ausgangs-(Innen-) Widerstand eine wichtige Rolle. Oft genügt es, wenn der Eingangswiderstand möglichst hoch ist, ohne einen genau vorgeschriebenen Wert zu haben, was man durch entsprechende G. K. erreichen kann. In andern Fällen (z. B. bei Leistungsverstärkern) sind Eingangs- und Ausgangswiderstand vorgeschrieben. Hier kann man sich so helfen, dass man zum Beispiel den Eingangswiderstand durch G. K. erhöht und parallel zum Eingang einen Widerstand schaltet, der gleich dem gewünschten Eingangswiderstand ist. Ein anderer Weg ist die Herabsetzung der Eingangsimpedanz durch G. K. auf einen sehr kleinen Wert und Serieschaltung eines entsprechenden Widerstandes. Analog kann man beim Ausgangswiderstand vorgehen. In solchen impedanzbestimmenden Widerständen entsteht ein grosser Leistungsverlust; aber oft sind die Probleme der Anpassung oder Stabilität wichtiger. Die Impedanzen können vorteilhafter durch kombinierte G. K. stabilisiert werden, wodurch weniger Leistung verloren geht.

2. Besondere Eigenschaften der Transistoren. [3...5]

Für diejenigen, die mit gegengekoppelten Röhrenverstärkern vertraut sind, gilt es, die folgenden Eigenschaften der Transistoren zu beachten:

- Während die Röhren erst bei verhältnismässig hohen Frequenzen einen Eingangswiderstand haben, der praktisch nicht mehr als unendlich hoch angenommen werden kann (infolge *Miller-Effekt*, Laufzeitercheinung usw.), haben die drei Grundschaltungen des Transistors im Vergleich dazu kleine Eingangswiderstände schon bei niedrigen Frequenzen;
- Der Transistor weist schon bei niedrigen Frequenzen und auch gleichspannungsmässig eine Rückwirkung vom Ausgang auf den Eingang auf, die bei Röhren erst bei hohen Frequenzen durch die Gitter-Anoden-Kapazität zustande kommt;
- Die Folge dieser Rückwirkung ist, dass auch schon bei der nicht-gegengekoppelten Stufe die Eingangsimpedanz von der Belastung und die Ausgangsimpedanz vom Generatorwiderstand abhängig ist;
- Die Transistor-Kennwerte werden schon bei verhältnismässig niedrigen Frequenzen, besonders in der Emitter- und Kollektorschaltung, zu komplexen Grössen; bei Elektronenröhren hat man nichts Ähnliches bei niedrigen Frequenzen;
- Der Transistor ist vorteilhafter als stromgesteuerter Verstärker zu betrachten, was durch die bevorzugte Verwendung der *h*-Parameter zum Ausdruck kommt; die Röhre ist hingegen spannungssteuert. Der Transistor ist wesentlich ein Leistungsverstärker, die Röhre meistens ein Spannungsverstärker;
- Die Streuungen der Transistorkennwerte sind heute noch grösser als die der Röhrenkennwerte;
- Zu beachten sind die Phasenverhältnisse. Bei der Röhre in Kathodenbasis-Schaltung und beim Transistor in Emitterschaltung ist die Ausgangsspannung um 180° gegen die Eingangsspannung verschoben, solange die Kennwerte bei genügend tiefen Frequenzen reell sind. In der Basis- und Kollektorschaltung des Transistors ist kein Phasenunterschied vorhanden.

Im folgenden werden zur Darstellung der *Verstärkereigenschaften* die *h*-Parameter benutzt; die Definitionsgleichungen lauten (s. Fig. 1):

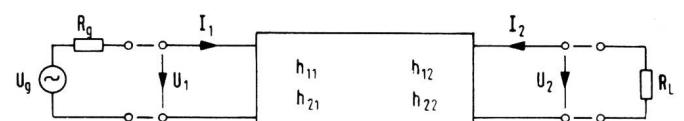


Fig. 1. Transistor als Vierpol (*h*-Parameter)

$$U_1 = h_{11} I_1 + h_{12} U_2 \quad (1)$$

$$I_2 = h_{21} I_1 + h_{22} U_2 \quad (2)$$

Je nach der verwendeten Grundschaltung hat man die Parameter h_{ijb} , h_{ije} oder h_{ije} (Basis-, Kollektor- oder Emitterschaltung) einzusetzen. Diese Parameter werden im folgenden als rein reell angesehen, ebenso Generator- und Lastwiderstand R_g bzw. R_L . Alle Formeln können jedoch durch sinngemässes Einsetzen von komplexen Parametern, Impedanzen u. s. w. auch

bei höheren Frequenzen verwendet werden. Die Analyse der Schaltung liefern folgende Gleichungen:

Stromverstärkung:

$$A_i = \frac{h_{21}}{1 + h_{22} R_L} = \frac{I_2}{I_1} \quad (3)$$

Spannungsverstärkung:

$$\left. \begin{aligned} A_u &= \frac{-h_{21} R_L}{h_{11} + \Delta h \cdot R_L} = \frac{U_2}{U_1} \\ &= \frac{-h_{21} R_L}{h_{11} (1 + h_{22} R_L) - h_{12} h_{21} R_L} \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

Übertragungswiderstand (Transimpedanz):

$$R_{21} = \frac{U_2}{I_1} = \frac{-h_{21} R_L}{1 + h_{22} R_L} \quad (5)$$

Übertragungsleitwert (Steilheit oder Transadmittanz):

$$G_{21} = \frac{I_2}{U_1} = \frac{h_{21}}{h_{11} + \Delta h \cdot R_L} = \frac{h_{21}}{h_{11} (1 + h_{22} R_L) - h_{12} h_{21} R_L} \quad (6)$$

Eingangswiderstand:

$$R_i = \frac{U_1}{I_1} = \frac{h_{11} + \Delta h \cdot R_L}{1 + h_{22} R_L} = h_{11} - \frac{h_{12} h_{21} R_L}{1 + h_{22} R_L} \quad (7)$$

Ausgangswiderstand:

$$R_o = \frac{U_2}{I_2} = \frac{h_{11} + R_g}{\Delta h + h_{22} R_g} \quad (8)$$

Ausgangsleitwert:

$$G_o = \frac{1}{R_o} = \frac{I_2}{U_2} = \frac{\Delta h + h_{22} R_g}{h_{11} + R_g} = h_{22} - \frac{h_{12} h_{21}}{h_{11} + R_g} \quad (9)$$

Leistungsverstärkung:

$$g = \left| \frac{U_2 I_2}{U_1 I_1} \right| = |A_u \cdot A_i| = \frac{h_{21}^2 R_L}{(1 + h_{22} R_L) (h_{11} + \Delta h \cdot R_L)} \quad (10)$$

Betriebsverstärkung:

$$g_b = \left| \frac{U_2 I_2}{U_g^2 / 4 R_g} \right| = \frac{4 R_g R_L \cdot h_{21}^2}{[h_{11} + R_g (1 + h_{22} R_L) + \Delta h \cdot R_L]^2} \quad (11)$$

Optimale Betriebsverstärkung bei beidseitiger Anpassung:

$$g_{b, \max} = \frac{h_{21}^2}{[\sqrt{h_{11} h_{22}} + \sqrt{\Delta h}]^2} \quad (12)$$

Optimaler Generatorwiderstand:

$$R_{g, m} = \sqrt{h_{11} \cdot \Delta h / h_{22}} \quad (13)$$

Optimaler Lastwiderstand:

$$R_{L, m} = \sqrt{h_{11} / h_{22} \cdot \Delta h} \quad (14)$$

$\Delta h = h_{11} h_{22} - h_{12} h_{21}$ ist die Determinante der h -Parameter.

Oft ist es erwünscht, gewisse Größen auf die Generatorenspannung U_g statt auf die Eingangsspannung U_1 zu beziehen. Da der Generatorwiderstand R_g in Serie mit h_{11} liegt, braucht man in den Formeln nur h_{11} durch $(R_g + h_{11})$ zu ersetzen; so wird z. B.:

die Spannungsverstärkung:

$$A_{u, g} = \frac{U_2}{U_g} = \frac{-h_{21} R_L}{(h_{11} + R_g) (1 + h_{22} R_L) - h_{12} h_{21} R_L} \quad (15)$$

der Übertragungsleitwert (Steilheit):

$$G_{21, g} = \frac{I_2}{U_g} = \frac{h_{21}}{(h_{11} + R_g) (1 + h_{22} R_L) - h_{12} h_{21} R_L} \quad (16)$$

die Leistungsverstärkung, bezogen auf die vom Generator abgegebene Leistung:

$$\left. \begin{aligned} g_g &= \left| \frac{U_2 I_2}{U_g I_1} \right| = |A_i A_{u, g}| = \\ &= \frac{h_{21}^2 R_L}{(1 + h_{22} R_L) \cdot [(h_{11} + R_g) (1 + h_{22} R_L) - h_{12} h_{21} R_L]} \end{aligned} \right\} \quad (17)$$

Die Formeln für $A_{i, g}$ und $R_{21, g}$ bei Bezugnahme auf eine Stromquelle sind später in (86) und (64) angegeben.

Rückwirkung

Es ist nun interessant, schon diese Gleichungen vom Gesichtspunkt der *Rückkopplung* aus zu betrachten. Die Rückkopplung wird durch die *Spannungsrückwirkung* h_{12} zum Ausdruck gebracht. h_{12} ist bei Transistoren immer positiv, d. h. es handelt sich um eine positive Rückkopplung oder Mitkopplung. Bei höheren Frequenzen, wo h_{12} eine komplexe Grösse wird, wird die Rückkopplung noch stärker, und der Transistor gerät ins Schwingen, wenn man ihn nicht neutralisiert. Wir bleiben aber hier bei niedrigen Frequenzen, wo alle Parameter reell sind.

Wenn $h_{12} = 0$ wäre, so würde eine Anzahl der zitierten Gleichungen vereinfacht; zum Beispiel würde

$$R_i = h_{11} \quad \text{und} \quad R_o = \frac{1}{G_o} = \frac{1}{h_{22}},$$

d. h. Eingangs- und Ausgangswiderstand wären von der Belastung bzw. vom Generatorwiderstand unabhängig. Ebenso würde

$$R_{g, m} = R_i = h_{11} \quad \text{sowie} \quad R_{L, m} = R_o = \frac{1}{h_{22}}$$

Wir führen nun die Grösse

$$F_o = 1 - \frac{h_{12} h_{21}}{h_{11} h_{22}} \quad (18)$$

ein [3]. Mit ihrer Hilfe können (12)...(14) wie folgt angeschrieben werden:

Optimale Betriebsverstärkung:

$$g_{b, \max} = \frac{h_{21}^2}{h_{11} h_{22} \cdot (1 + \sqrt{F_o})^2} \quad (19)$$

Optimaler Generatorwiderstand:

$$R_{g, m} = h_{11} \cdot \sqrt{F_o} \quad (20)$$

Optimaler Lastwiderstand:

$$R_{L, m} = \frac{1}{h_{22} \cdot \sqrt{F_o}} \quad (21)$$

oder optimaler Lastleitwert:

$$G_{L, m} = \frac{1}{R_{L, m}} = h_{22} \cdot \sqrt{F_o} \quad (21a)$$

Wir vergleichen nun den Transistor mit einer Rückkopplungsschaltung nach Fig. 2. Am Eingang des

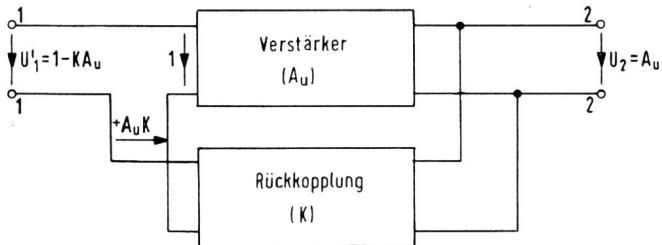


Fig. 2. Verstärker mit Rückkopplung

Spannungsverstärkers liege die Spannung $U_1 = 1$, so dass die Ausgangsspannung $= A_u$ wird. Ein Anteil K der Ausgangsspannung wird zurückgespiesen in Serie mit dem Eingang. Die Eingangsspannung der ganzen Schaltung beträgt also $1 - KA_u$. Diese Grösse nennt man die *Rückführungs-Differenz* (return difference) F (nach Bode)*, denn wenn die Rückkopplungsschleife geöffnet wird, so ist

$$F = 1 - A_u K \quad (22)$$

die Differenz zwischen dem eingespeisten Einheitsignal und der rückgeführten Spannung $A_u K$. Die Grösse F erscheint im Nenner vieler Grössen des rückgekoppelten Verstärkers; beispielsweise wird die Spannungsverstärkung der Schaltung von Figur 2 offensichtlich:

$$A_u' = \frac{A_u}{1 - KA_u} = \frac{A_u}{F} \quad (23)$$

Bei einer G.K. ist $(KA_u) < 0$ und daher $A_u' < A_u$.

Beim Transistor sind nun die beiden Teile von Figur 2, der Verstärker und das Rückkopplungsnetzwerk, innerhalb der Klemmen eingebaut. Es ist daher nicht gut möglich, A_u und K für zwei getrennte Wege zu bestimmen; jedoch kann man durch die nachfolgende Überlegung die *Schleifenverstärkung* $A_u K$ und daher $F = 1 - KA_u$ angeben:

Nach Figur 1 soll eine Spannung $U_g = 1$ über den Generatorwiderstand R_g an die Eingangsklemmen gespeist werden. Ohne Rückwirkung ($h_{12} = 0$) wird der Eingangstrom

$$I_1 = 1/(R_g + h_{11}).$$

Der Ausgangstrom wird $= h_{21} I_1 / (1 + h_{22} R_L) = h_{21} I_1 G_L / (h_{22} + G_L)$ mit $G_L = 1/R_L$ (Lastleitwert) und daher die Ausgangsspannung: $U_2 = - I_1 h_{21} / (h_{22} + G_L)$. Die Spannung durch die Rückkopplung am Eingang wird

$$h_{12} U_2 = \frac{-h_{12} h_{21} I_1}{h_{22} + G_L} = \frac{-h_{12} h_{21}}{(R_g + h_{11})(h_{22} + G_L)}$$

Die gesamte Eingangsspannung ist die Summe der ursprünglichen Spannung $U_g = 1$ und der rückgeführten Spannung $h_{12} U_2$; also

$$1 - \frac{h_{12} h_{21}}{(h_{11} + R_g)(h_{22} + G_L)} = F \quad (24)$$

Wenn $R_g = 0$ (Kurzschluss des Eingangs) und $G_L = 0$ (Leerlauf des Ausgangs) wird $F = F_o$.

* F wird in der deutschen Literatur auch «G. K.-Grad» genannt, und K heisst G. K.-Faktor.

Bei beidseitig optimalem Abschluss ($R_g = R_{g,m} = h_{11} \sqrt{F_o}$ und $G_L = G_{L,m} = h_{22} \sqrt{F_o}$) wird

$$F = F_m = \frac{2 \sqrt{F_o}}{(1 + \sqrt{F_o})} \quad (25)$$

Die Grösse F ergab sich hier als Summe der reflektierten Spannung $h_{12} U_2$ und der Eingangsspannung, während sich nach der Schaltung von Figur 2 die Differenz wegen der Schaltung des Eingangskreises einstellt. Sie soll aber auch hier die Rückführungs-Differenz genannt werden (im folgenden abgekürzt R.-D.). Die R.-D. $= F$ kommt nun in einigen der eingangs zitierten Gleichungen vor, wenn man R_L durch den Lastleitwert $G_L = 1/R_L$ ersetzt. So wird die Betriebsverstärkung

$$g_b = \frac{4 R_g G_L \cdot h_{21}^2}{(h_{11} + R_g)^2 (h_{22} + G_L)^2 \cdot F^2} \quad (26)$$

die auf den Generator bezogene Spannungsverstärkung:

$$A_{u,g} = \frac{U_2}{U_g} = \frac{-h_{21}}{(h_{11} + R_g)(h_{22} + G_L) \cdot F} \quad (27)$$

die auf den Generator bezogene Steilheit:

$$G_{21,g} = \frac{I_2}{U_g} = \frac{h_{21} G_L}{(h_{11} + R_g)(h_{22} + G_L) \cdot F} \quad (28)$$

die auf den Generator bezogene Leistungsverstärkung:

$$g_g = \left| \frac{U_2 I_2}{U_g I_1} \right| = \frac{h_{21}^2 \cdot G_L}{(h_{11} + R_g) \cdot (h_{22} + G_L)^2 \cdot F} \quad (29)$$

(Siehe auch die Gleichungen (64) und (86) unten.)

Ohne Rückwirkung ($h_{12} = 0$) ist $F = 1$, wodurch alle Formeln vereinfacht werden.

Bei den Transistoren spielt nun die *Stromverstärkung* (der Parameter h_{21}) eine wichtige Rolle. In den bevorzugteren Grundschaltungen (Basisschaltung und Emitterschaltung) wird der Transistor meist mit Stromspeisung betrieben, d. h. R_g ist gross gegen h_{11} ; der Lastleitwert G_L ist ebenfalls gross gegen h_{22} . *Schwankungen der Verstärkung* entstehen daher infolge von Variationen des Parameters h_{21} . Es lässt sich zeigen, dass die relative Änderung der Betriebsverstärkung g_b durch folgenden Ausdruck gegeben ist:

$$\frac{dg_b}{g_b} = \frac{2}{F} \cdot \frac{d h_{21}}{h_{21}} \quad (30)$$

Die relative Änderung der Betriebsverstärkung ist also um so kleiner, je höher die R.-D. F ist. Hierbei spielt auch das *Vorzeichen* des Parameters h_{21} eine Rolle. Während die drei Parameter h_{12} , h_{11} und h_{22} in allen drei Grundschaltungen des Transistors positive Werte haben, ist h_{21} nur in der Emitterschaltung positiv, während in der Basis- und Kollektorschaltung $h_{21} < 0$ ist. (Hier und im folgenden sind normale Flächentransistoren im normalen Betrieb vorausgesetzt, also nicht Spitzens- oder Lawinentransistoren.)

Das bedeutet, dass in der Basis- und Kollektorschaltung $F > 1$ ist, in der Emitterschaltung dagegen $F < 1$. Die Basis- und Kollektorschaltung arbeiten also durch ihre interne Rückwirkung bereits wie gegengekoppelte Stufen, während die Emitterschaltung wie eine mitgekoppelte Stufe wirkt (positive Rückkopplung).

Zur Verdeutlichung ein Zahlenbeispiel. Es werden die Parameterwerte nach folgender Tabelle angenommen:

Tabelle I.

	Basis-Schaltung	Emitter-Schaltung	Kollektor-Schaltung
$h_{11} =$	40 Ω	2000 Ω	2000 Ω
$h_{22} =$	$1 \cdot 10^{-6} \Omega^{-1}$	$50 \cdot 10^{-6} \Omega^{-1}$	$50 \cdot 10^{-6} \Omega^{-1}$
$h_{12} =$	$4 \cdot 10^{-4}$ —	$16 \cdot 10^{-4}$ —	1 —
$h_{21} =$	-0,98 —	49 —	-50 —
$F_o =$	10,8	0,216	501
$F_m =$	1,535	0,635	19,15

Hier sind noch die berechneten Werte der R.-D. für $R_g = G_L = 0$ (Gl. (18)) und für optimale Anpassung Gleichung [= Gl.] (25) eingetragen.

Um eine einheitliche Basis zu haben, drückt man alle h_{21} der drei Grundschaltungen am besten durch den Koeffizienten α_o aus, der ebenfalls Stromverstärkung genannt wird (Basisschaltung). Es gilt:

für die Basisschaltung:

$$h_{21b} = -\alpha_o \rightarrow \frac{dh_{21b}}{h_{21b}} = \frac{d\alpha_o}{\alpha_o}$$

für die Emitterschaltung:

$$h_{21e} = \alpha_o / (1 - \alpha_o) \rightarrow \frac{dh_{21e}}{h_{21e}} = \frac{1}{1 - \alpha_o} \cdot \frac{d\alpha_o}{\alpha_o}$$

für die Kollektorschaltung:

$$h_{21c} = -1 / (1 - \alpha_o) \rightarrow \frac{dh_{21c}}{h_{21c}} = \frac{d\alpha_o}{1 - \alpha_o}$$

Setzt man wie in der Tabelle $\alpha_o = 0,98$ und nimmt eine Änderung $d\alpha_o = +0,01 \cong +1\%$ an, so findet man bei optimaler Anpassung mit den tabellierten Werten von F_m durch Einsetzen in Gl. (30) folgende relative Änderungen der Betriebsverstärkung g_b :

- Basisschaltung: + 1,3%
- Emitterschaltung: + 157 %
- Kollektorschaltung: + 5,2%

Die *Basisschaltung* ist demnach weitaus die stabilste der drei Grundschaltungen. Sie wird durch Streuungen der Parameter, Alterung usw. wenig beeinflusst und erzeugt bei Stromspeisung ($R_g > h_{11}$) wenig Oberwellen. Sie kann deshalb auch für hochwertige Verstärker ohne G. K. verwendet werden. Die Verzerrungen entstehen in solchen Stufen hauptsächlich durch die nichtlineare Abhängigkeit der Kollektorkapazität von der Kollektorspannung. Da die Basisschaltung einen sehr niedrigen Eingangswiderstand R_i und einen hohen Ausgangswiderstand

R_o hat, muss man allerdings zur Anpassung Transformatoren verwenden. Die Basisschaltung weist auch die höchste Frequenzbandbreite der Verstärkung auf.

Die *Emitterschaltung* ist die unstabilste Grundschaltung. Sie wird aber trotzdem am meisten verwendet, da sie die höchste Verstärkung aufweist.

Die *Kollektorschaltung* ist ebenfalls recht gut stabil, weist aber die geringste Verstärkung auf. Sie wird daher meist in Sonderfällen verwendet, wenn ihre hohe Eingangsimpedanz oder niedrige Ausgangsimpedanz nützlich ist.

Über eine einzige Stufe wird angesichts der erwähnten Verhältnisse nur die Emitterschaltung gegengekoppelt. Bei mehrstufigen Verstärkern kann jedoch auch Basis- und Kollektorschaltung innerhalb der Gegenkopplungsschleife auftreten.

3. Allgemeine Eigenschaften der Gegenkopplung. [1,2,6]

Wir betrachten einen gegengekoppelten Spannungsverstärker nach Figur 3. Die ursprüngliche Ver-

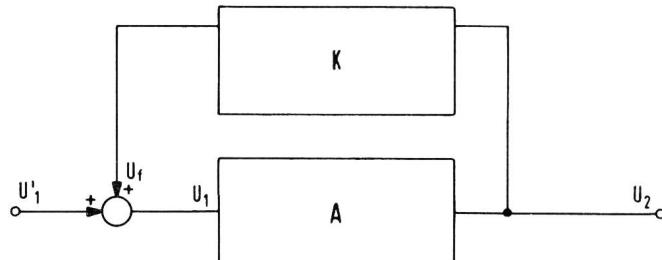


Fig. 3. Gegengekoppelter Spannungsverstärker

stärkung beträgt $A = U_2/U_1$; die rückgeführte Spannung ist $U_2K = U_f = KA U_1$. Es ist*:

$$U_1 = U'_1 + U_f$$

$$\text{also } U_2 = A U_1 = A (U'_1 + U_f) = A (U'_1 + K U_2)$$

Die Verstärkung des gegengekoppelten Verstärkers ist daher

$$A' = \frac{U_2}{U'_1} = \frac{A}{1 - KA} = \frac{A}{F} \quad (31)$$

Damit die Rückführung als G. K. wirkt, muss $KA < 0$ sein. Wenn $|KA|$ sehr gross ist, wird

$$|A'| = \frac{1}{|K|} \text{ für } (-KA) \gg 1 \quad (32)$$

ist also nur durch den G. K.-Faktor K bestimmt. Die Stärke der G. K. wird durch die Reduktion der Verstärkung angegeben, das heisst durch das Verhältnis $A/A' = 1 - KA = F$. Ist zum Beispiel $A = -1000$ und $K = 0,009$, so wird $F = 1 + 9 = 10 = 20$ dB. Man sagt, die Spannungs-G. K. betrage 20 dB. Verstärkungsschwankungen werden ebenfalls um den Faktor $F = 1 - KA$ reduziert, denn aus Gl. (31) lässt sich ableiten:

$$\frac{dA'}{A'} = \frac{1}{1 - KA} \cdot \frac{dA}{A} = \frac{1}{F} \cdot \frac{dA}{A} \quad (33)$$

* Grössen des G. K.-Verstärkers werden durch ' bezeichnet, z. B. A' , U'_1 , R'_i , h'_{11} .

In Figur 4 ist wiederum ein G. K.-Verstärker mit einer einzigen G. K.-Schleife gezeichnet. Innerhalb des Verstärkers, der in zwei Abschnitte mit A_1 und A_2 unterteilt ist, entsteht jedoch noch eine Störspannung U_{st} , die durch A_2 verstärkt wird. U_{st} kann zum

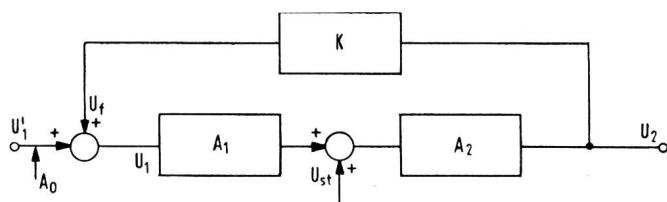


Fig. 4. G. K.-Verstärker mit Störspannung

Beispiel durch Nichtlinearität, Brumm, Rauschen oder andere Störungen verursacht sein. Es ist wieder

$$U_f = K U_2$$

Es gilt:

$$U_1 = U_1' + U_f$$

$$U_2 = (A_1 \cdot A_2) U_1 + A_2 U_{st}$$

(33a)

Infolge der G. K. wird (mit $A_1 A_2 = A$):

$$U_2 = \frac{A U_1'}{1 - KA} + \frac{A_2 U_{st}}{1 - KA} \quad (34)$$

Durch die G. K. wird also auch die verstärkte Störspannung ($A_2 U_{st}$) auf einen Bruchteil $1/F = 1/(1 - KA)$ reduziert.

Aus (33a) und (34) sieht man jedoch, dass das Verhältnis von Nutzsignal/Störsignal am Ausgang bei dieser Schaltung mit und ohne G. K. dasselbe ist, nämlich:

$$\frac{A_1 A_2 U_1}{A_2 U_{st}} = A_1 \frac{U_1}{U_{st}} \quad (U_1 = U_1' \text{ ohne G. K.}) \quad (35)$$

Will man dieses Verhältnis verbessern, so muss man vor der G. K.-Schleife noch einen störungsfreien Verstärker einschalten (in Figur 4 durch den Pfeil und A_0 angedeutet). Dessen Verstärkung sei zum Beispiel

$$A_0 = F = 1 - KA$$

Dann beträgt das Nutzsignal am Ausgang $A U_1' = A_1 A_2 U_1'$ und das Störsignal immer noch $A_2 U_{st}/F$. Das Verhältnis Nutzsignal zu Störsignal am Ausgang ist dann um den Faktor $F = 1 - KA$ verbessert.

Wenn ein bestimmtes Verhältnis $A' = U_2/U_1'$ (Verstärkung mit G. K.) vorgeschrieben ist, kann man nach (35) auch A_1 vergrößern (muss verzerrungsfrei und störungsfrei sein) und stärker gegenkoppeln.

Bei den vorstehenden Überlegungen ist angenommen, dass die Eingangsimpedanz des Verstärkers sehr hoch sei, so dass das rückgeführte Signal nicht beeinflusst wird, und ferner, dass das G. K.-Netzwerk (K) eine sehr kleine Vorwärtsübertragung im Vergleich mit dem Verstärker (A) hat. Diese Voraussetzungen sind bei Röhrenverstärkern besser erfüllt als bei Transistor-Verstärkern, jedoch gelten die oben und im folgenden abgeleiteten Schlüsse allgemein auch für Transistor-Verstärker. Genauere Verfahren für Transistor-Verstärker werden im folgenden Kapitel 4 angegeben.

In Figur 5 ist schematisch ein G. K.-Verstärker dargestellt, der m G. K.-Schleifen enthält. Jede dieser Schleifen bestehe aus n Stufen, die jede eine Verstärkung A_s (ohne G. K.) aufweisen. Alle Stufen

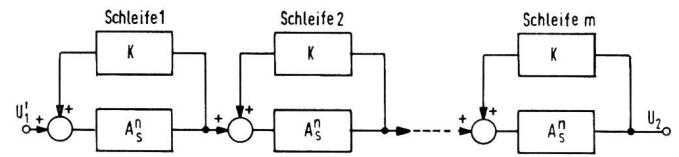


Fig. 5. G. K.-Verstärker mit mehreren Schleifen

seien identisch, desgleichen alle Schleifen, mit gleichem Wert von K . Die Verstärkung einer einzelnen G. K.-Schleife beträgt:

$$A'_{schl} = \frac{A_s^n}{1 - KA_s^n}$$

Die gesamte Verstärkung ist also:

$$A' = \left(\frac{A_s^n}{1 - KA_s^n} \right)^m \quad (36)$$

Aus (36) lässt sich ableiten:

$$\frac{dA'}{A'} = \frac{m \cdot n}{(1 - KA_s^n)} \cdot \frac{dA_s}{A_s} \quad (37)$$

Aus (36) und (37) kann man folgern, dass die Schwankungen der Gesamtverstärkung (dA'/A') bei Schwankungen der Stufenverstärkungen (dA_s/A_s) um so kleiner sind bei gegebener Stufenzahl $m \cdot n$, je kleiner die Schleifenzahl m ist; am geringsten ist die Schwankung, wenn man eine einzige G. K.-Schleife über den ganzen Verstärker macht. Dies geht am besten aus einem Zahlenbeispiel hervor. Es sei ein 4-stufiger Verstärker ($mn = 4$) mit einer Gesamtverstärkung $A' = 10^4$ zu bauen. Die Stufenverstärkung beträgt $A_s = 100$. Es gibt drei Möglichkeiten:

- 4 G. K.-Schleifen ($m = 4$) aus je $n = 1$ Stufe. Die Verstärkung einer Schleife muss also $A'_{schl} = 10$ sein. Dies erfordert: $1 - KA_1^n = 10$, (also $K = -0,09$). Aus (37) folgt: $dA'/A' = (4/10) \cdot dA_s/A_s$.
- 2 G. K.-Schleifen ($m = 2$) aus je $n = 2$ Stufen. Es folgt $A'_{schl} = 100$, also $1 - KA_s^2 = 100$; (ergibt $K = -0,0099$). Aus (37) folgt: $dA'/A' = (4/100) \cdot dA_s/A_s$.
- 1 G. K.-Schleife ($m = 1$) aus $n = 4$ Stufen. Also: $A'_{schl} = A' = 10^4$. Es muss $1 - KA_s^4 = 10^4$ sein ($K = -0,0009999$). Aus (37) folgt: $dA'/A' = (4/10^4) \cdot dA_s/A_s$.

Wenn sich die Verstärkung jeder Schleife gleich ändert (gleiche Temperatur- oder Speisespannungsschwankung usw.), so ist die Schwankung der Gesamtverstärkung bei einer Schleife über den ganzen Verstärker 1000mal kleiner als wenn jede Stufe in sich gegengekoppelt wäre, und 100mal geringer als wenn man zwei Schleifen zu je zwei Stufen vorsieht.

An und für sich würde man erwarten, dass die Bandbreite eines Verstärkers um so höher wird, je stärker man gegenkoppelt. Man darf jedoch die Stabilität nicht vergessen. Wie schon unter 2) erwähnt,

sind die Parameter der Transistoren – besonders in der meistverwendeten Emitterschaltung – schon bei verhältnismässig niedrigen Frequenzen komplexe Grössen. In den Verstärkerstufen treten daher Phasendrehungen auf. Die Verstärkung eines einstufigen Verstärkers ohne G. K. kann meistens durch folgende Formel approximiert werden:

$$A = A_s = \frac{A_{oo}}{1 + j f / f_o} \quad (38)$$

A_{oo} ist die Verstärkung in der Mitte des Frequenzbandes und f_o ist die obere Grenzfrequenz (Abfall um 3 dB). Bei G. K. über eine einzige Stufe erhält man für die Verstärkung durch Einsetzen von (38) in (31):

$$A' = \frac{A_{oo}}{(1 - KA_{oo}) \cdot \left[1 + j \frac{f}{f_o(1 - KA_{oo})} \right]} = \frac{A_{oo}}{(1 - KA_{oo}) [1 + j f / f'_o]} \quad (39)$$

Die Grenzfrequenz des G. K.-Verstärkers beträgt also:

$$f'_o = f_o (1 - KA_{oo}) = f_o F_{oo} \quad (40)$$

wobei $F_{oo} = 1 - KA_{oo}$ die R.-D. in der Bandmitte ist (K ist reell angenommen). Bei G. K. wird also die Grenzfrequenz erhöht; ist zum Beispiel $F_{oo} = 10$, so wird $f'_o = 10 f_o$. Ähnlich lässt es sich zeigen, dass die untere Grenzfrequenz eines Verstärkers durch G. K. erniedrigt wird; d. h. die Bandweite wird durch die G. K. erhöht.

Die Stufenverstärkung nach Gleichung (38) ergibt für sehr hohe Frequenzen ($f \rightarrow \infty$) eine maximale Phasendrehung von 90° , während die Amplitude $|A| = 0$ wird.

Bei *zwei* Stufen mit einer Verstärkung nach Gl. (38) beträgt die maximale Phasendrehung 180° und $|A|$ wird ebenfalls Null für $f = \infty$, das heisst $F = 1 - KA^2$ wird zu $F = 1$ für $f = \infty$ (keine G. K.-Wirkung mehr).

Bei *drei* Stufen wird $F = 1 - KA^3$. Ein dreistufiger Verstärker ergibt eine maximale Phasendrehung von 270° . Man kann sich vorstellen, dass bei derjenigen Frequenz, bei der die Phasendrehung 180° beträgt, der Absolutwert von A^3 ($= |A^3|$) gerade $= 1 / |K|$ ist. In diesem Fall wird $F = 0$, das heisst die Verstärkung des G. K.-Verstärkers wird unendlich; der Verstärker schwingt, weil die G. K. nun als Mitkopplung wirkt. Dasselbe ist der Fall, wenn F negativ ist; die Betrachtung der Anschwingbedingungen ergibt, dass ein solcher Verstärker ebenfalls von selber schwingt. Zeichnet man die Ortskurve, so ergibt sich, dass F den Nullpunkt nicht einschliessen darf (siehe Figur 6).

Gebräuchlicher als die Darstellung nach Figur 6 ist die Darstellung nach *Nyquist*, indem man nicht $F = 1 - AK$, sondern die Schleifenverstärkung

$$-AK = F - 1$$

als Ortskurve darstellt. Die Grösse $-AK$ kann man durch Öffnen der G. K.-Schleife messen. Das *Nyquist-Kriterium* lautet, dass die Ortskurve von $-AK$ den Punkt $(-1, j0)$ nicht einschliessen darf. Es ist in Figur 7 für einen stabilen und einen instabilen Verstärker dargestellt (sog. Nyquist-Diagramm).

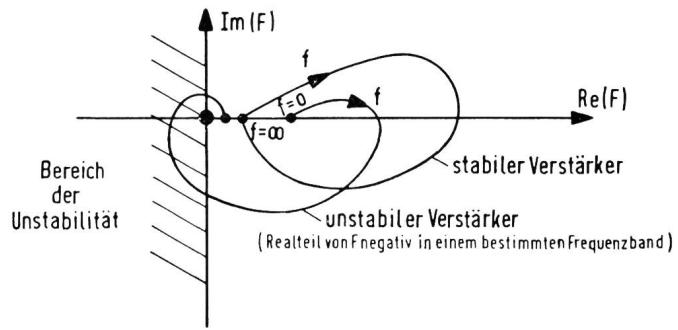


Fig. 6. Beispiele für Ortskurven der Rückführungs differenz F für stabile und instabile Verstärker. (Der Pfeil gibt die Richtung zunehmender Frequenz)

Um Schwingungen zu vermeiden, muss man entweder die Verstärkung (A) oder den G. K.-Pfad (K) so modifizieren, dass die Ortskurve $-AK$ den Punkt $(-1, j0)$ nicht einschliesst. Dies bedeutet eine Reduktion der Bandbreite des Verstärkers.

Niederfrequenz-Verstärker mit Transistoren kann man durchwegs gut über zwei Stufen gegenkoppln, um bessere Konstanz der Verstärkereigenschaften zu erreichen, wobei auch die Bandbreite vergrössert wird. Führt man die G. K. über drei und mehr Stufen, so ist man im allgemeinen aus Stabilitätsgründen (Schwingsicherheit) gezwungen, die Bandbreite zu verschlechtern. Oft ist es nützlich, HF- statt NF-Transistoren zu verwenden, um die unerwünschten Phasendrehungen zu vermindern.

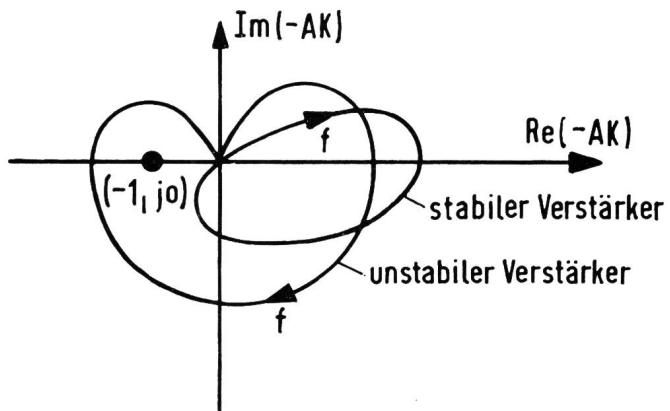


Fig. 7. Nyquist-Diagramme für stabile und instabile Verstärker

4. Die vier Gegenkopplungs-Grundschaltungen. [2...6]

Das rückgeführte Signal kann zum Ausgangsstrom oder zur Ausgangsspannung proportional sein. Ist es eine Spannung, so wird es in Serie zum Eingangskreis geschaltet, so dass es der Eingangsspannung entgegenwirkt. Ist es ein Strom, so wird es parallel zum Eingangskreis geführt, so dass es dem Eingangsstrom entgegenwirkt. Es ergeben sich so vier Grundschaltungen, die wie folgt bezeichnet werden:

- *Serie-Serie-Gegenkopplung* (auch Serie-Stromgegenkopplung). Die zurückgeführte Spannung ist proportional zum Ausgangsstrom.
- *Parallel-Parallel-Gegenkopplung* (auch Parallel-Spannungsgegenkopplung). Der zurückgeführte Strom ist proportional zur Ausgangsspannung.

- *Serie-Parallel-Gegenkopplung* (auch *Serie-Spannungsgegenkopplung*). Die zurückgeführte Spannung ist proportional zur Ausgangsspannung.
- *Parallel-Serie-Gegenkopplung* (auch *Parallel-Stromgegenkopplung*). Der zurückgeführte Strom ist proportional zum Ausgangstrom.

Das erste Wort (z. B. «Serie» bei «Serie-Parallel»-G. K.) bezieht sich auf den Eingang, zu welchem die G. K.-Spannung seriegeschaltet wird. Das zweite Wort («Parallel» im gewählten Beispiel) bedeutet, dass das G. K.-Netzwerk, das im allgemeinen Fall ein Vierpol ist, parallel zum Ausgang geschaltet ist, so dass sich das G. K.-Signal proportional zur Ausgangsspannung verhält (bzw. zum Ausgangstrom, wenn «Serie» steht).

In bezug auf die *Impedanzverhältnisse* gilt nun die einfache Regel, dass die Impedanz dort höher wird, wo «Serie» steht, und niedriger, wo «Parallel» steht. Bei der Serie-Parallel-G. K. wird also die Eingangsimpedanz höher und die Ausgangsimpedanz niedriger.

Wie der Verstärker (A), so kann auch der G. K.-Pfad (K) als Vierpol dargestellt werden. Je nach Serie- oder Parallel-Schaltung der zwei Seiten ergeben sich dann die vier in Figur 8 dargestellten Anord-

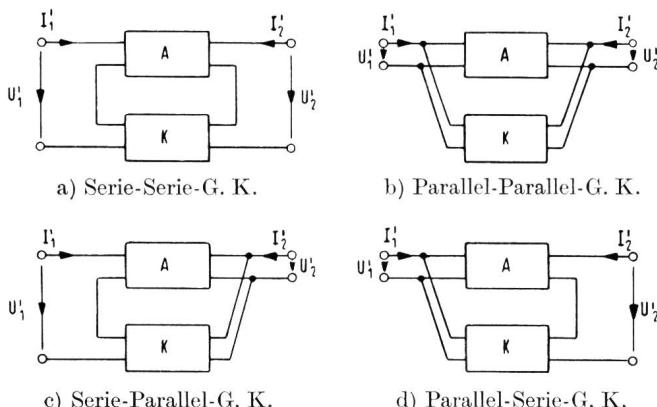


Fig. 8. Die vier G. K.-Grundschaltungen in Vierpol-Darstellung

nungen. (Ausgenommen G. K. durch Brückenschaltungen.) Jeder Vierpol kann bekanntlich durch folgende Gleichungen dargestellt werden:

- Serie-Serie- oder Impedanz-Parameter

$$\left. \begin{array}{l} U_1 = z_{11} I_1 + z_{12} I_2 \\ U_2 = z_{21} I_1 + z_{22} I_2 \end{array} \right\} \quad (41)$$

- Parallel-Parallel- oder Admittanz-Parameter:

$$\left. \begin{array}{l} I_1 = y_{11} U_1 + y_{12} U_2 \\ I_2 = y_{21} U_1 + y_{22} U_2 \end{array} \right\} \quad (42)$$

- Serie-Parallel- oder h -Parameter (Hybrid-Parameter):

$$\left. \begin{array}{l} U_1 = h_{11} I_1 + h_{12} U_2 \\ I_2 = h_{21} I_1 + h_{22} U_2 \end{array} \right\} \quad (43)$$

- Parallel-Serie- oder l -Parameter (inverse Hybrid-Parameter):

$$\left. \begin{array}{l} I_1 = l_{11} U_1 + l_{12} I_2 \\ U_2 = l_{21} U_1 + l_{22} I_2 \end{array} \right\} \quad (44)$$

(Statt l - ist auch die Bezeichnung g -Parameter üblich.)

Stellt man diese Gleichungen als Matrizen dar, zum Beispiel

$$\| z \| = \begin{vmatrix} z_{11} & z_{12} \\ z_{21} & z_{22} \end{vmatrix}$$

so gewinnt man die Matrix der gegengekoppelten Schaltung (die ebenfalls als Vierpol dargestellt werden soll) durch Addition der Matrizen der beiden Schaltungen. Hierbei sollen die Parameter des ursprünglichen Verstärkers (A) unbezeichnet gelassen werden (z. B. z_{11}), diejenigen des G. K.-Vierpols (K) werden durch * bezeichnet (z. B. z_{11}^*) und diejenigen des gegengekoppelten Vierpols durch ' (z. B. z_{11}'). Es ergeben sich folgende Regeln:

- bei Serie-Serie-G. K.:

Addition der Serie-Serie-Parameter resp. -Matrizen:

$$\| z' \| = \| z \| + \| z^* \| \quad (45)$$

also z. B.

$$z_{11}' = z_{11} + z_{11}^*$$

$$z_{12}' = z_{12} + z_{12}^* \text{ usw.}$$

- bei Parallel-Parallel-G. K.:

Addition der Parallel-Parallel-Parameter bzw. -Matrizen:

$$\| y' \| = \| y \| + \| y^* \| \quad (46)$$

- bei Serie-Parallel-G. K.:

Addition der Serie-Parallel-Parameter bzw. -Matrizen:

$$\| h' \| = \| h \| + \| h^* \| \quad (47)$$

- bei Parallel-Serie-G. K.:

Addition der Parallel-Serie-Parameter bzw. -Matrizen:

$$\| l' \| = \| l \| + \| l^* \| \quad (48)$$

Wir werden jedoch im folgenden die Eigenschaften aller vier Grundschaltungen durch die h' -Parameter darstellen, die dann in die Gleichungen von Kapitel 2 eingesetzt werden können. Man kann sie gewinnen, indem man zuerst die Matrizen (bzw. Parameter) nach Gl. (45)...(48) ermittelt und darauf die h -Parameter nach einer Umrechnungstabelle [7] berechnet, oder indem man von den h -Parametern ausgeht und das G. K.-Netzwerk durch Lösung der Strom- und Spannungsgleichungen (*Kirchhoffsche* Knoten- und Maschenregeln) in die modifizierten h' -Parameter einbezieht. Dies wird unten in Beispielen dargestellt.

Ausser der Veränderung der Impedanzverhältnisse, hat die G. K. noch die Stabilisierung einer bestimmten Übertragungsgröße zur Folge. Diese ist:

- bei der Serie-Serie-G. K.:

der Übertragungsleitwert (Steilheit) G'_{21}

- bei der Parallel-Parallel-G. K.:

der Übertragungswiderstand R'_{21}

- bei der Serie-Parallel-G. K.:

die Spannungsverstärkung A'_{1u}

- bei der Parallel-Serie-G. K.:

die Stromverstärkung A'_{1i}

Im Grenzfall sehr starker G. K. ist die erwähnte Übertragungsgröße nur von den Eigenschaften des G. K.-Netzwerks bestimmt.

Statt allgemeiner Erörterungen werden im folgenden bestimmte G. K.-Schaltungen, die mit Hilfe von Widerständen verwirklicht werden können und häufig vorkommen, untersucht.

a) Die Serie-Serie-Gegenkopplung (Serie-Strom-G. K.)

Die Serie-Serie-G. K. kann durch die Schaltung von Figur 9 realisiert werden, die auf die Anordnung

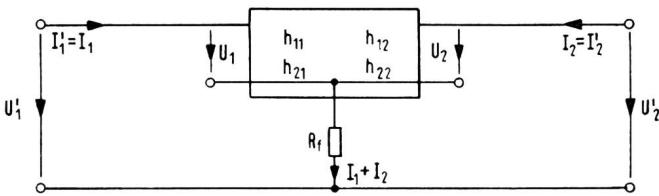


Fig. 9. Serie-Serie-G. K. durch Widerstand R_f

von Figur 8a zurückgeführt werden kann. Durch den Widerstand R_f wird eine zum Ausgangstrom proportionale Spannung in den Eingangskreis zurückgeführt. Neben Gl. (43) ist aus Figur 9 folgendes abzulesen:

$$I_1 = I_1' \quad (49a)$$

$$I_2 = I_2' \quad (49b)$$

$$U_1' = U_1 + R_f(I_1 + I_2) \quad (49c)$$

$$U_2' = U_2 + R_f(I_1 + I_2) \quad (49d)$$

Der gegengekoppelte Vierpol soll durch folgendes System dargestellt werden:

$$\left. \begin{array}{l} U_1' = h_{11}' I_1' + h_{12}' U_2' \\ I_2' = h_{21}' I_1' + h_{22}' U_2' \end{array} \right\} \quad (50)$$

Aus (43) und (49a...d) können die h' -Parameter wie folgt berechnet werden [5]:

$$h_{11}' = h_{11} + \frac{R_f(1 + h_{21})(1 - h_{12})}{1 + R_f h_{22}} \cong h_{11} + R_f(1 + h_{21}) \quad (51)$$

$$h_{12}' = \frac{h_{12} + R_f h_{22}}{1 + R_f h_{22}} \cong R_f h_{22} + h_{12} \quad (52)$$

$$h_{21}' = \frac{h_{21} - R_f h_{22}}{1 + R_f h_{22}} \cong h_{21} \quad (53)$$

$$h_{22}' = \frac{h_{22}}{1 + R_f h_{22}} \cong h_{22} \quad (54)$$

Die approximativen Formeln gelten für den bei Transistoren in Emitterschaltung üblichen Fall von $h_{12} \ll 1$; $R_f h_{22} \ll 1$. In vielen Fällen einer etwas stärkeren G. K. ist auch $R_f h_{22} \gg h_{12}$, so dass

$$h_{12}' \cong R_f h_{22} \quad (52a)$$

Für das Beispiel des Transistors nach der Tabelle I in Emitterschaltung mit einem G. K.-Widerstand $R_f = 1000 \Omega$ ergeben sich zum Beispiel folgende Werte der h' -Parameter mit G. K.:

$$h'_{11e} = 52 \text{ k}\Omega (49,6 \text{ k}\Omega); h'_{12e} = 0,05 = 5 \cdot 10^{-2} (4,91 \cdot 10^{-2})$$

$$h'_{21e} = 49 \quad (46,7); \quad h'_{22e} = 50 \cdot 10^{-6} \Omega^{-1} (47,6 \cdot 10^{-6} \Omega^{-1})$$

Die in Klammer gesetzten Werte sind nach der genauen Formel ausgerechnet (Vergleiche mit Tabelle I).

Nach (51)...(54) ergibt sich die Rückführungs-Differenz F'_o mit G. K. zu:

$$F'_o \cong 1 - \frac{(h_{12} + R_f h_{22}) \cdot h_{21}}{[h_{11} + R_f(h_{21} + 1)] \cdot h_{22}} \quad (55)$$

Bei sehr starker G. K. geht F'_o gegen Null.

Nachstehend sind die Werte von F_o und F'_o , F_m und $F'_{m'}$ sowie der Betriebsverstärkung, des Generatorwiderstandes und des Lastwiderstandes bei optimaler Anpassung (Gleichungen (18)...(21) und (25)) mit und ohne G. K. tabelliert. Es empfiehlt sich, zur Berechnung die genauen Parameter-Werte zu verwenden, da F'_o sehr klein wird. Es ist ebenfalls mit $R_f = 1 \text{ k}\Omega$ gerechnet.

Tabelle 2

Ohne G. K.	Mit Serie-Serie-G. K.
$F_o = 0,216$	$F'_o = 0,029$
$F_m = 0,635$	$F'_{m'} = 0,291$
$g_{b,max} = 12 \cdot 10^3$	$g_{b',max} = 0,675 \cdot 10^3$
$R_{g,m} = 0,83 \text{ k}\Omega$	$R_{g',m} = 8,43 \text{ k}\Omega$
$R_{L,m} = 48,2 \text{ k}\Omega$	$R'_{L,m} = 123,5 \text{ k}\Omega$

Kennzeichnend für die Serie-Serie-G. K. sind demnach folgende Eigenschaften:

- Die Eingangsimpedanz (z. B. $R_{g',m}$) wird erhöht; sie ist aber nach (7) und (51) ungefähr proportional zur Stromverstärkung h_{21} .
- Die Stromverstärkung bleibt praktisch unbeeinflusst.
- Die Ausgangsimpedanz wird erhöht.
- Die Spannungsrückwirkung wird stärker.
- Da die R.-D. F kleiner wird, ist die Schwankung der Betriebsverstärkung – nach Gl. (30) – sogar stärker als ohne G. K., wenn sich die Stromverstärkung ändert. Die Betriebsverstärkung wird niedriger.
- Interessant bei dieser G. K.-Schaltung ist die *Stabilisierung der Steilheit I_2/U_1'* (oder I_2/U_g , wenn der Generatorwiderstand R_g niedrig ist). Nach Gl. (16) wird die Steilheit mit G. K. (mit Gl. (51)...(54)):

$$G'_{21,g} = \frac{I_2'}{U_g} \cong \frac{h_{21}}{[h_{11} + R_f(1 + h_{21}) + R_g] \cdot [1 + h_{22} R_L] - (h_{12} + R_f h_{22}) h_{21} R_L} \quad (56)$$

Die Stabilisierung ist um so besser, je kleiner R_g ist, das heisst, wenn man eine nahezu ideale *Spannungsquelle* hat. Dann wird $U_g \cong U_1'$ und bei starker G. K. wird, wenn R_L klein ist:

$$G'_{21,g} = \frac{I_2'}{U_g} \left(\cong \frac{I_2'}{U_1'} \right) \cong \frac{1}{R_f} \quad (57)$$

(Bei konstanter Belastung R_L wird natürlich auch $A'_{u,g} = -R_L \cdot G'_{21,g}$ stabilisiert.)

Diese Schaltung ist besonders zur Erreichung eines höheren Eingangswiderstandes in Vorstufen nützlich, die von Spannungsquellen mit niedrigem Innen-

widerstand gespeist werden, in der Schaltung nach Figur 10. Die Spannungsteilerwiderstände zur Konstanthaltung des Arbeitspunktes müssen natürlich entsprechend bemessen werden. Der Widerstand R_f verbessert auch die Stabilität des Gleichstromarbeitspunktes.

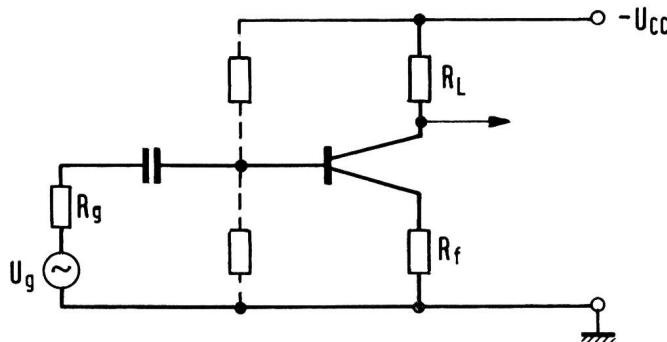


Fig. 10. Transistor in Emitterschaltung mit Serie-Serie-G. K. durch R_f

b) Die Parallel-Parallel-Gegenkopplung (Parallel-Spannungs-G. K.)

Die Parallel-Parallel-G. K. erhält man durch die Schaltung von Figur 11, welche auf Figur 8b zurückgeführt werden kann. Durch den Leitwert G_f wird ein Strom in den Eingangskreis zurückgeführt, der zur Ausgangsspannung proportional ist.

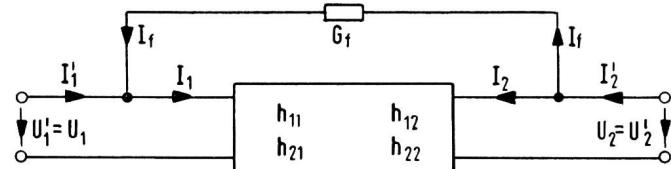


Fig. 11. Parallel-Parallel-G. K. durch Leitwert G_f

Neben Gl. (43) gilt nach Figur 11

$$U_1' = U_1 \quad (58a)$$

$$U_2' = U_2 \quad (58b)$$

$$I_2' = I_2 + I_f \quad (58c)$$

$$I_1 = I_1' + I_f \quad (58d)$$

$$U_2' = U_1' + I_f/G_f \quad (58e)$$

Aus (43) und (58a...e) findet man die h' -Parameter des gegengekoppelten Vierpols wie folgt [5]:

$$h_{11}' = \frac{h_{11}}{1 + h_{11} G_f} \quad \cong h_{11} \quad (59)$$

$$h_{12}' = \frac{h_{12} + h_{11} G_f}{1 + h_{11} G_f} \quad \cong h_{12} + h_{11} G_f \quad (60)$$

$$h_{21}' = \frac{h_{21} - h_{11} G_f}{1 + h_{11} G_f} \quad \cong h_{21} \quad (61)$$

$$h_{22}' = h_{22} + \frac{G_f (1 + h_{21}) (1 - h_{12})}{1 + h_{11} G_f} \cong h_{22} + G_f (1 + h_{21}) \quad (62)$$

Die approximativen Formeln gelten für die bei Transistoren in Emitterschaltung gültigen Annahmen

$h_{12} \ll 1$ und $h_{11} G_f \ll 1$. Bei stärkerer G. K. ist auch $G_f h_{11} \gg h_{12}$, so dass

$$h_{12}' \cong G_f h_{11} \quad (60a)$$

Es sei beispielsweise $G_f = 25 \cdot 10^{-3} \Omega^{-1}$ ($1/G_f = 40 \text{ k}\Omega$). Für unsern Mustertransistor in Emitterschaltung ergeben sich dann die folgenden h' -Parameter mit G. K. (vgl. mit Tabelle I):

$$h'_{11e} \cong 2 \text{ k}\Omega \quad (1,905 \text{ k}\Omega) \quad h'_{12e} \cong 0,05 \quad (4,91 \cdot 10^{-2})$$

$$h'_{21e} \cong 49 \quad (46,7) \quad h'_{22e} \cong 1300 \cdot 10^{-6} \Omega^{-1} \quad (1240 \cdot 10^{-6} \Omega^{-1})$$

Wiederum sind die Zahlen in der Klammer genauer. Die R.-D. F'_o mit G. K. wird mit (59)...(62):

$$F'_o \cong 1 - \frac{(h_{12} + h_{11} G_f) \cdot h_{21}}{h_{11} [h_{22} + G_f (1 + h_{21})]} \quad (63)$$

Mit den gegebenen Zahlenwerten wird $F'_o = 0,029$, also $F'_m = 0,291$. Es ergeben sich folgende weitere Größen: Opt. Eingangsimpedanz mit G. K.: $R'_{g,m} = 0,324 \text{ k}\Omega$; Opt. Ausgangswiderstand $R'_{L,m} = 4,75 \text{ k}\Omega$; optimale Betriebsverstärkung mit G. K.: $g'_{b,max} = 0,643 \cdot 10^3$ (vergleiche mit Tabelle II).

Kennzeichnend für die Parallel-Parallel-G. K. sind die folgenden Eigenschaften:

- Die Ausgangsimpedanz (z. B. $R'_{L,m}$) wird erniedrigt; der Ausgangsleitwert $G_o = 1/R_o$ ist aber nach (9) und (62) ungefähr proportional zur Stromverstärkung h_{21} .
- Die Stromverstärkung h'_{21} bleibt praktisch unbeeinflusst.
- Die Eingangsimpedanz wird erniedrigt.
- Die Spannungsrückwirkung wird stärker.
- Die Betriebsverstärkung wird reduziert.
- Da die R.-D. F kleiner wird als ohne G. K., ist die Schwankung der Betriebsverstärkung bei einer Änderung von h_{21} nach Gl. (30) stärker als ohne G. K.
- Interessant bei der Parallel-Parallel-G. K. ist die *Stabilisierung des Übertragungswiderstandes U_2/I_1'* (bzw. U_2/I_g , wenn eine Stromquelle mit sehr hohem Innenwiderstand die Stufe speist). Der Übertragungswiderstand R_{21} soll hier auf den Urstrom I_g der Stromquelle als Speisung bezogen werden.

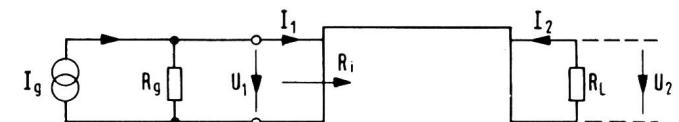


Fig. 12. Vierpol durch Stromquelle I_g gespeist

Nach Figur 12 wird der Eingangsstrom I_1 :

$$I_1 = I_g \cdot \frac{R_g}{R_g + R_i}$$

Die Ausgangsspannung wird:

$$U_2 = -R_L I_2 = -A_i R_L I_1 = -A_i I_g \frac{R_L R_g}{R_g + R_i}$$

Einsetzen von A_i nach (3) und R_i nach (7) ergibt:

$$\frac{U_2}{I_g} = -\frac{h_{21} R_g}{(h_{11} + R_g)(h_{22} + G_L) - h_{12} h_{21}} = \frac{-h_{21} R_g}{(h_{11} + R_g)(h_{22} + G_L) \cdot F} \quad (64)$$

Für die Parallel-Parallel-G. K. erhält man nach Einsetzen von (59)...(62): – (approximative Formeln) –

$$R_{21',g} = \frac{U_2'}{I_g} \approx \frac{-h_{21} R_g}{(h_{11} + R_g)[h_{22} + G_f(1 + h_{21}) + G_L] - h_{21} \cdot (h_{12} + h_{11} G_f)} \quad (65)$$

Wenn $R_g \rightarrow \infty$ geht (ideale Stromquelle), so wird bei starker Gegenkopplung sowie G_L klein angenommen:

$$R_{21',g} = \frac{U_2'}{I_g} \approx -\frac{1}{G_f} \left(\approx \frac{U_2'}{I_1'} \right) \quad (66)$$

Bei einem konstanten Lastwiderstand wird natürlich durch diese Schaltung auch das Verhältnis $I_2'/I_g = A'_{i,g} = (-R_{21',g}/R_L)$ stabilisiert.

Diese Schaltung ist zur Erreichung eines niedrigen Ausgangswiderstandes bei stromgespeisten Stufen nützlich, beispielsweise in Endstufen. Da ihre Eingangsimpedanz klein ist, ergibt sich eine gute Entkopplung auch der Vorstufen vom Abschlusswiderstand, vorausgesetzt eben, dass diese Vorstufen einen sehr hohen Ausgangswiderstand (R_g) haben, das heisst als Stromquelle wirken.

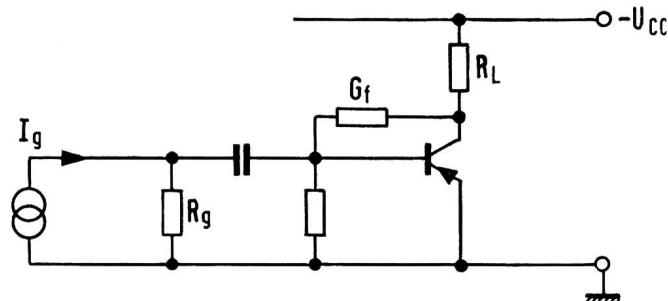


Fig. 13. Transistor in Emitterschaltung mit Parallel-Parallel-G. K. durch G_f

Eine typische Schaltung ist in Figur 13 gezeichnet. G_f verbessert auch die Gleichstrom-Stabilität des Arbeitspunktes. Ein zusätzlicher Stabilisierungswiderstand parallel zum Eingang ergibt meistens keinen grossen Leistungsverlust, da die Eingangsimpedanz klein ist.

c) Die Serie-Parallel-Gegenkopplung (Serie-Spannungs-G. K.)

Eine mögliche Schaltung für Serie-Parallel-G. K. über eine Stufe zeigt Figur 14. Über den Spannungsteiler $R_w - R_v$ wird eine zur Ausgangsspannung proportionale Spannung in den Eingangskreis zurückgeführt. Diese Schaltung kann auf die Anordnung von Figur 8c zurückgeführt werden.

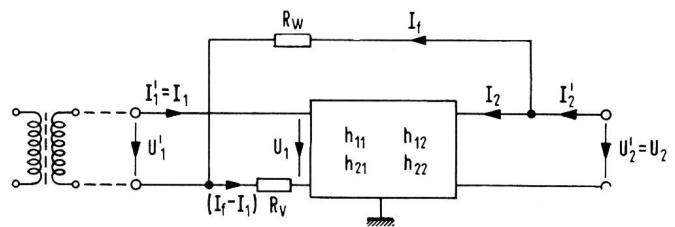


Fig. 14. Serie-Parallel-G. K. durch R_v und R_w

Neben Gl. (43) gilt nach Figur 14:

$$U_1 = U_1' + R_v (I_f - I_1) \quad (67a)$$

$$U_2 = U_2' \quad (67b)$$

$$I_2' = I_2 + I_f \quad (67c)$$

$$I_1' = I_1 \quad (67d)$$

$$U_2 = I_f (R_v + R_w) - I_1 R_v \quad (67e)$$

Mit der Abkürzung

$$w = \frac{R_v}{R_v + R_w} \quad (68)$$

findet man für die Parameter der gegengekoppelten Schaltung [5]:

$$h_{11}' = h_{11} + R_v R_w / (R_v + R_w) \approx h_{11} \quad (69)$$

$$h_{12}' = h_{12} - w \approx -w \quad (70)$$

$$h_{21}' = h_{21} + w \approx h_{21} \quad (71)$$

$$h_{22}' = h_{22} + \frac{1}{R_v + R_w} \quad (72)$$

Es sei zum Beispiel $R_v = 2,5 \text{ k}\Omega$ und $R_w = 47,5 \text{ k}\Omega$, so dass $w = 0,05$ wird. Mit diesen Werten ergeben sich die h' -Parameter mit G. K. für unseren Mustertransistor in Emitterschaltung:

$$h'_{11e} = 2 \text{ k}\Omega (2,125 \text{ k}\Omega) \quad h'_{12e} = -0,05 (-0,0484)$$

$$h'_{21e} = 49 \quad (49,05) \quad h'_{22e} = 70 \cdot 10^{-6} \Omega^{-1}$$

Die Zahlen in Klammern sind nach der genauen Formel berechnet. Man vergleiche mit Tabelle I.

Bemerkenswert ist bei der Serie-Parallel-G. K., dass die Spannungsrückwirkung h'_{12} negativ wird für praktische Werte von w . Die Folge davon ist, dass in der Emitterschaltung die R.-D. F grösser als 1 wird. Es ergeben sich die folgenden Zahlen: $F'_o = 16,93$; $F'_{m'} = 1,61$ (optimale Anpassung). Der optimale Generatorwiderstand wird $R'_{g,m} = 8,75 \text{ k}\Omega$, der optimale Lastwiderstand $R'_{L,m} = 3,47 \text{ k}\Omega$ und die optimale Betriebsverstärkung $0,618 \cdot 10^3 = g'_{b,max}$.

Die Serie-Parallel-G. K. hat folgende Eigenschaften:

- Die Eingangsimpedanz (z. B. $R'_{g,m}$) wird erhöht. Nach Einsetzen von (69)...(72) in Gl. (7) wird

$$R'_i \cong h_{11} + \frac{w h_{21} R_L}{1 + R_L [h_{22} + 1 / (R_v + R_w)]} \quad (73)$$

Wenn R_L sehr gross ist (worauf wir im nachfolgenden noch zurückkommen), wird bei starker Serie-Parallel-G. K.:

$$R'_i \cong w h_{21} (R_v + R_w) \quad (73a)$$

ist also proportional zur Stromverstärkung h_{21} .

- Die Ausgangsimpedanz wird erniedrigt, durch Einsetzen in (9) folgt

$$G_o' = \frac{1}{R_o'} \cong h_{22} + \frac{1}{R_v + R_w} + \frac{w h_{21}}{h_{11} + R_g} \quad (74)$$

und daraus für starke G. K.:

$$G_o' \cong \frac{1}{R_v + R_w} + \frac{w h_{21}}{h_{11}} \quad (74a)$$

wobei $R_g \cong 0$ angenommen ist, da sich diese G. K.-Art für Spannungsspeisung eignet.

- Die Betriebsverstärkung wird reduziert.
 - Da die R.-D. in der Emitterschaltung F grösser als 1 ist, ist die Betriebsverstärkung weniger von Schwankungen der Stromverstärkung h_{21} abhängig als bei der Serie-Serie- und der Parallel-Parallel-G. K.
 - Interessant bei der Serie-Parallel-G. K. ist vor allem die *Stabilisierung der Spannungsverstärkung*.
- Durch Einsetzen von (69)...(72) in (15) folgt:

$$A_{u',g} = \frac{U_2'}{U_g} = \frac{h_{21} R_L}{(h_{11} + R_g)[1 + R_L h_{22} + R_L/(R_v + R_w)] + h_{21} w R_L} \quad (75)$$

Bei einer idealen Spannungsquelle ($R_g \rightarrow 0$) und sehr hohem Lastwiderstand R_L wird

$$A_{u',g} = \frac{U_2'}{U_g} \left(\cong \frac{U_2'}{U_1'} \right) = -\frac{1}{w} = -\left(1 + \frac{R_w}{R_v} \right) \quad (76)$$

Diese G. K.-Schaltung wird man also vor allem bei relativ hohen Belastungswiderständen anwenden, wenn man die Spannungsverstärkung stabilisieren will. Sie sollte mit einer Spannungsquelle (R_g klein) gespeist werden.

Die Serie-Parallel-G. K. wird bei Transistoren in Emitterschaltung über eine Stufe wenig angewendet, da sie, wie in Figur 14 angedeutet, Transformatorkopplung des Eingangs erfordert. Wie wir später sehen werden, eignet sie sich besonders für G. K. über zwei Stufen hinweg. Sowohl in der Basis-als auch in der Emitterschaltung eignet sich die Serie-Parallel-G. K. für die *Unilateralisierung* eines Verstärkers; man kann $h_{12}' = 0$ machen, indem man $w = h_{12}$ wählt.

Wenn man R_v durch einen Kondensator überbrückt, so eignet sich diese Schaltung zur Stabilisierung des Gleichstromarbeitspunktes von trafogekoppelten Stufen, besonders wenn diese einen relativ hohen Gleichstromwiderstand in der Kollektorleitung haben. Der Gleichstromwiderstand der Trafowicklung sollte möglichst klein sein.

d) *Die Parallel-Serie-Gegenkopplung (Parallel-Strom-G. K.).*

Die Parallel-Serie-G. K. wird durch die Schaltung von Figur 15 verwirklicht; diese kann auf die Anordnung von Figur 8d zurückgeführt werden. Für den Vierpol ohne G. K. gilt (43); ferner ersieht man aus Figur 15, dass:

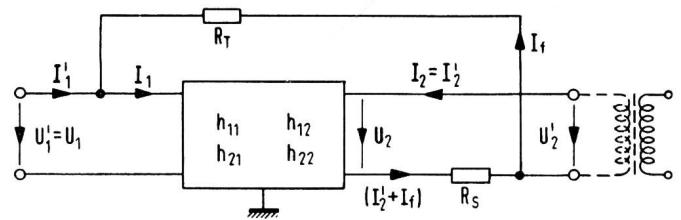


Fig. 15. Parallel-Serie-G. K. durch R_S und R_T

$$U_1' = U_1 \quad (77a)$$

$$I_1' = I_1 + I_f \quad (77b)$$

$$I_2' = I_2 \quad (77c)$$

$$U_2' = U_2 + R_s (I_2' + I_f) \quad (77d)$$

$$U_1' + I_f R_T + (I_f + I_2') R_s = 0 \quad (77e)$$

Mit den Abkürzungen

$$p = \frac{R_s}{R_s + R_T} \quad (78)$$

$$q = \frac{R_s}{R_s + ph_{11} + ph_{21}(R_s + 2ph_{11})} \quad (79)$$

sowie

$$F_o = 1 - \frac{h_{12} h_{21}}{h_{11} h_{22}} \quad (18)$$

erhält man folgende Ausdrücke für die h' -Parameter des Vierpols mit Parallel-Serie-G. K. [5]:

$$h_{11}' = h_{11} \left(\frac{R_s}{R_s + ph_{11}} \right) (1 - pq h_{21}) \quad (80)$$

$$h_{12}' = h_{12} R_s / (R_s + ph_{11}) - pq h_{11} h_{22} \left[1 - \left(\frac{ph_{11}}{R_s + ph_{11}} \right) (1 - F_o) \right] \quad (81)$$

$$h_{21}' = q h_{21} \quad (82)$$

$$h_{22}' = h_{22} q \left(\frac{R_s + ph_{11}}{R_s} \right) \left[1 - \left(\frac{ph_{11}}{R_s + ph_{11}} \right) (1 - F_o) \right] \quad (83)$$

Für den Fall, dass

$$R_s \gg ph_{11} \quad (84)$$

$$\text{wird} \quad q \cong \frac{1}{1 + ph_{21}} \quad (79a)$$

Dann folgt:

$$h_{11}' \cong \frac{h_{11}}{1 + ph_{21}} \quad (80a)$$

$$h_{12}' \cong h_{12} - \frac{p}{1 + ph_{21}} \cdot h_{11} h_{22} \quad (81a)$$

$$h_{21}' \cong \frac{h_{21}}{1 + ph_{21}} \quad (82a)$$

$$h_{22}' \cong \frac{h_{22}}{1 + ph_{21}} \quad (83a)$$

Wird diese G. K. nur über eine Stufe geführt, so ist mit den genauen Formeln (79)...(83) zu rechnen. Bei G. K. über zwei Stufen sind dagegen meistens die Näherungen (79a)...(83a) zulässig.

Für unseren Muster-Transistor in Emitterschaltung berechnen wir ebenfalls ein Beispiel.

Es sei $R_s = 2 \text{ k}\Omega$ und $R_T = 18 \text{ k}\Omega$, so dass $p = 0,1$ wird.

Die weitere Rechnung ergibt $q = 0,143$ sowie

$$\begin{aligned} h'_{11e} &= 0,545 \text{ k}\Omega & h'_{12e} &= 0,127 \cdot 10^{-3} \\ h'_{21e} &= 7 & h'_{22e} &= 7,3 \cdot 10^{-6} \Omega^{-1} \end{aligned}$$

(Vergleiche mit Tabelle I.)

Es folgt $F'_o = 0,64$ und $F'_m = 0,889$. Bei optimaler Anpassung ergeben sich folgende Werte: $g_{b',max} = 3,8 \cdot 10^3$; $R_{g',m} = 0,435 \text{ k}\Omega$; $R_{L',m} = 171 \text{ k}\Omega$. Es ist mit den genauen Formeln gerechnet. (Vgl. mit Tabelle II.)

Bei der Parallel-Serie-G. K. wird die Spannungs-rückwirkung h'_{12} kleiner als h_{12} ohne G. K. Es ist möglich, $h'_{12} = 0$ zu machen (*Unilateralisierung*) oder sogar $h'_{12} < 0$ zu erzielen. Wie schon aus der approximativen Formel (81a) ersichtlich ist, wird die Unilateralisierung hier dadurch kompliziert, dass die Bedingung für $h'_{12} = 0$ alle vier h -Parameter einschliesst (bei der Serie-Parallel-G. K. muss man dagegen einfach $w = h_{12}$ machen). Aus der genauen Formel (81) lässt sich folgende Bedingung für $h'_{12} = 0$ ableiten:

$$R_s + ph_{11} + ph_{21}(R_s + 2ph_{11}) = p \cdot \frac{h_{11}h_{22}}{h_{12}}(R_s + pF_0h_{11}) \quad (85)$$

Sind die vier h -Parameter gegeben, so kann man einen Wert von p annehmen und dann R_s und R_T berechnen. Für unseren Mustertransistor ergibt sich unter der Annahme $p = 0,1$: $R_s = 5,39 \text{ k}\Omega$ und $R_T = 48,51 \text{ k}\Omega$. Ist Unilateralisierung beabsichtigt, so wählt man eher die Serie-Parallel-G. K.

Durch Vergleich mit der Tabelle II für den Transistor ohne G. K. ergeben sich folgende wesentlichen Eigenschaften der Parallel-Serie-G. K.:

- Die Ausgangsimpedanz (z. B. $R_{L',m}$) wird stark erhöht, aber nicht stabilisiert.
- Die Eingangsimpedanz wird reduziert.
- Die Betriebsverstärkung wird reduziert.
- Da die R -D. F' in der Emitterschaltung grösser als F (ohne G. K.) ist, wird die Stabilität der Betriebsverstärkung bei Schwankungen von h_{21} besser als ohne G. K. Die Parallel-Serie G. K. verhält sich in dieser Beziehung besser als die Serie-Serie- und die Parallel-Parallel-G. K. Wenn man $h_{12}' < 0$ machen kann, wird $F' > 1$, mit zusätzlicher Verbesserung der Stabilität.
- Interessant bei der Parallel-Serie-G. K. ist vor allem die *Stabilisierung der Stromverstärkung*.

Die Stromverstärkung soll hier (nach Fig. 12) ebenfalls auf den Generatorstrom I_g bezogen werden. Da $U_2 = -I_2/R_L = -I_2G_L$, folgt aus (64):

$$\frac{I_2}{I_g} = A_{i,g} = \frac{h_{21}R_gG_L}{(h_{11} + R_g)(h_{22} + G_L) - h_{12}h_{21}} = \frac{h_{21}R_gG_L}{(h_{11} + R_g)(h_{22} + G_L) \cdot F} \quad (86)$$

Es sollen vor allem die approximativen Formeln unter der Annahme $R_s \gg ph_{11}$ benutzt werden. Durch Einsetzen in (86) von Gl. (80a) bis (83a) folgt:

$$A_{i',g} = \frac{h_{21}}{(1 + ph_{21})} \cdot \frac{R_g G_L}{\left(\frac{h_{11}}{1 + ph_{21}} + R_g\right)\left(\frac{h_{22}}{1 + ph_{21}} + G_L\right) - \left(h_{12} - \frac{ph_{11}h_{22}}{1 + ph_{21}}\right)\left(\frac{h_{21}}{1 + ph_{21}}\right)}$$

Wenn $R_g \rightarrow \infty$ geht (ideale Stromquelle) und $G_L \rightarrow \infty$ geht (annähernder Kurzschluss des Ausgangs, $R_L \approx 0$), und unter der Annahme $ph_{21} \gg 1$ folgt:

$$A_{i',g} = \frac{I'_2}{I_g} \left(\frac{I'_2}{I'_1} \right) = \frac{1}{p} = 1 + \frac{R_T}{R_s} \quad (87)$$

das heisst, die Stromverstärkung ist nur noch durch die G. K.-Widerstände R_s und R_T bestimmt.

Die geschilderten Eigenschaften der Parallel-Serie-G. K. kommen bei Transistorverstärkern erst zur Geltung, wenn die G. K. über *zwei Stufen* geführt wird. Über eine Stufe wird die Parallel-Serie-G. K. praktisch nicht verwendet; ein Grund dazu ist auch, dass am Ausgang Trafokopplung erforderlich ist, wie in Figur 15 angedeutet. Bei G. K. über zwei Stufen ist dies im allgemeinen nicht nötig, wie wir später sehen werden. Die Parallel-Serie-G. K. ist besonders nützlich, wenn man bei Stromspeisung und kleinem Belastungswiderstand die Stromverstärkung stabilisieren will. Wird R_s durch einen Kondensator wechselstrommässig entkoppelt, so eignet sich die Schaltung von Fig. 15 zur Stabilisierung des Gleichstrom-Arbeitspunktes von Transistorstufen (zwischen R_s und Erde ist dann noch eine Batterie zu denken).

5. Kombinierte und mehrstufige Gegenkopplung

a) Kombinierte Gegenkopplung [3...5]

Während man mit den vier bis jetzt erwähnten Grundschaltungen die Stabilisierung einer der Übertragungsgrössen G_{21} , R_{21} , A_u oder A_i erreichen kann, ist es oft auch nötig, die Eingangs- und Ausgangsimpedanz oder Betriebsverstärkung zu stabilisieren. Dies ist durch kombinierte G. K. möglich. Man kann zwei, drei oder alle vier G. K.-Grundschaltungen miteinander kombinieren, z. B.: Kombinationen von 2 G. K.-Schaltungen: ab, ac, ad, bc, bd, cd; Kombinationen von 3 G. K.-Schaltungen: abc, abd, aed, bed; Kombination aller 4 G. K.-Schaltungen: abed.

Es ergeben sich total 11 Kombinationsmöglichkeiten.

Eine *Stabilisierung der Eingangsimpedanz* ergibt sich, wenn man zwei G. K.-Grundschaltungen kombiniert, von denen eine die Eingangsimpedanz erhöht

und die andere erniedrigt; analog verhält es sich mit der *Ausgangsimpedanz*. Sowohl Eingangs- als auch Ausgangsimpedanz werden also fixiert, wenn man die Serie-Serie-G. K. mit der Parallel-Parallel-G. K., oder die Serie-Parallel-G. K. mit der Parallel-Serie-G. K. kombiniert. Bei den beiden Kombinationen wird auch die *Leistungsverstärkung* stabilisiert, da R_{21} und G_{21} bzw. A_u und A_i stabilisiert werden; das Produkt der beiden Größen ergibt aber $(U_2 I_2)/(U_1 I_1)$.

Kombiniert man jedoch zum Beispiel die Serie-Serie-G. K. mit der Serie-Parallel-G. K., so wird nur die Ausgangsimpedanz stabilisiert, während die Eingangsimpedanz sehr stark erhöht wird. Ist ein definierter Eingangswiderstand vorgeschrieben, der verhältnismässig niedrig ist (z. B. 600Ω), so kann man einen Widerstand von diesem Wert dem Eingang parallel schalten, der also den Eingangswiderstand allein bestimmt; er nimmt aber auch fast die gesamte Eingangsleistung auf. Durch die genannte Kombination werden G_{21} und A_u stabilisiert; das Produkt ergibt $(U_2 I_2)/(U_1^2)$. Bei gegebenem Generatorwiderstand wird jedoch durch den dem Eingang parallel geschalteten Widerstand auch U_1 festgehalten, so dass auch in diesem Fall eine Stabilisierung der Leistungsverstärkung erfolgt.

Die genannten Effekte können jedoch nur dann in vollem Ausmass verwirklicht werden, wenn die Kombination der G. K.-Schaltungen über mehr als eine Stufe führt. Man hat dann – wie schon erwähnt – darauf zu achten, dass der Verstärker nicht ins Schwingen geraten kann. Ferner muss natürlich das G. K.-Signal in richtiger Phase zurückgeführt werden, das heisst am richtigen Ort abgegriffen werden.

Die Eigenschaften solcher Kombinationsschaltungen werden berechnet, indem man nacheinander die Transformation der h -Parameter nach den oben gegebenen Formeln durchführt, und dann die Eigenschaften des Verstärkers nach den Gleichungen von Kapitel 2 berechnet. Es folgen zwei Beispiele.

Kombination von Serie-Serie-G. K. mit Serie-Parallel-G. K.

In Figur 16 ist eine Kombination der Serie-Serie-G. K. (durch R_f) mit der Serie-Parallel-G. K. (durch R_v und R_w) dargestellt. Die Berechnung der h -Parameter erfolgt, indem man zuerst die Transformation nach Gl. (51)...(54) und nachher nach (69)...(72) durchführt. Man erhält so folgende Gleichungen [5]:

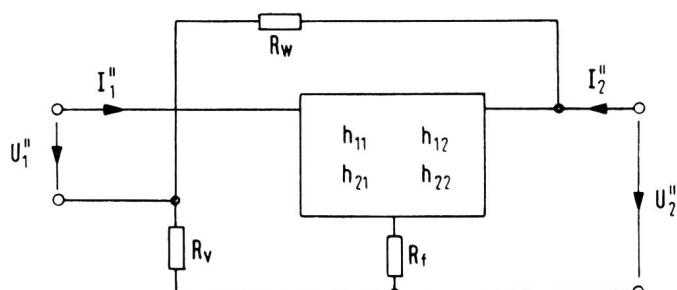


Fig. 16. Kombination der Serie-Serie-G. K. mit der Serie-Parallel-G. K.

$$h_{11}'' = h_{11} + \frac{R_f (1 + h_{21}) (1 - h_{12})}{1 + R_f h_{22}} + \frac{R_v R_w}{R_v + R_w} \quad (88)$$

$$h_{12}'' = \frac{h_{12} + R_f h_{22} - w}{1 + R_f h_{22}} \quad (89)$$

$$h_{21}'' = \frac{h_{21} - R_f h_{22} + w}{1 + R_f h_{22}} \quad (90)$$

$$h_{22}'' = \frac{h_{22}}{1 + R_f h_{22}} + \frac{1}{R_v + R_w} \quad (91)$$

wobei wie früher

$$w = R_v / (R_v + R_w) \quad (68)$$

ist. Der Ausgangsleitwert G_o wird, wenn die Stromverstärkung h_{21} gross ist:

$$G_o \cong \frac{1 + R_v / R_f}{R_v + R_w} \quad (92)$$

oder die Ausgangsimpedanz R_o :

$$R_o \cong \frac{R_v + R_w}{1 + R_v / R_f} \quad (92a)$$

Die Ausgangsimpedanz ist also nur noch durch die G. K.-Widerstände bestimmt. Die Eingangsimpedanz wird sehr stark erhöht, aber nicht stabilisiert.

Kombination von Serie-Serie-G. K. mit Parallel-Parallel-G. K. [3]

Eine Kombination der Serie-Serie-G. K. mit der Parallel-Parallel-G. K. ist in Figur 17 gezeichnet.

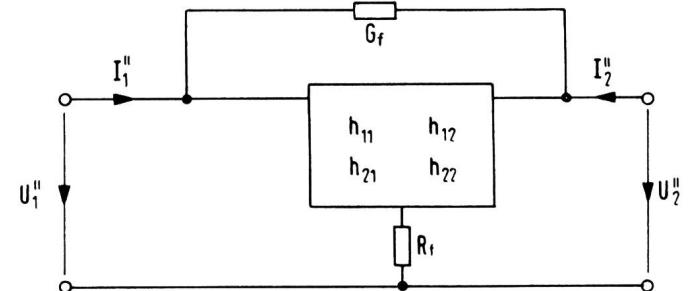


Fig. 17. Kombination von Serie-Serie-G. K. (durch R_f) mit Parallel-Parallel-G. K. (durch G_f)

Um die Parameter anzugeben, benutzen wir die Abkürzung

$$\Phi = (1 + h_{11} G_f) (1 + h_{22} R_f) + R_f G_f (1 + h_{21}) (1 - h_{12}) \quad (93)$$

Dann wird:

$$h_{11}'' = \frac{1}{G_f} \left[1 - \frac{1 + h_{22} R_f}{\Phi} \right] \cong \frac{1}{G_f} \quad (94)$$

$$h_{12}'' = \frac{h_{12} - 1}{\Phi} + 1 \cong 1 \quad (95)$$

$$h_{21}'' = \frac{1 + h_{21} - 1}{\Phi} \cong \frac{1}{R_f G_f} \quad (96)$$

$$h_{22}'' = \frac{1}{R_f} \left[1 - \frac{1 + h_{11} G_f}{\Phi} \right] \cong \frac{1}{R_f} \quad (97)$$

Die angegebenen Näherungsformeln gelten nur für den Fall sehr hoher Stromverstärkung (z. B. über 2 oder mehr Stufen) und sind bei Anwendung dieser G. K. über eine Stufe zu wenig genau. Ist die Näherung gültig, so wird nämlich

$$\Phi \cong R_f G_f (1 + h_{21}) \quad (93a)$$

woraus alle andern Approximationen folgen. Unter dieser Voraussetzung wird die Eingangsimpedanz durch Einsetzen in (7):

$$R_i'' \cong \frac{R_f}{G_f (R_f + R_L)} \cong \frac{R_f G_L}{G_f} \quad (98)$$

(mit $G_L = 1/R_L$), wobei $R_f \ll R_L$ angenommen ist. Der Ausgangsleitwert wird aus (9):

$$G_o'' \cong \frac{G_f R_g}{R_f (1 + G_f R_g)} \cong \frac{G_f R_g}{R_f} \quad (99)$$

wobei $G_f R_g \ll 1$ angenommen ist. – Die genauen Gleichungen für Eingangsimpedanz und Ausgangsleitwert sind bedeutend komplizierter.

Wichtig ist, dass bei sehr hoher Stromverstärkung $h_{21} R_i''$ und G_o'' nur durch die G. K.-Widerstände und die beidseitigen Abschlüsse G_L bzw. R_g bestimmt sind. Macht man

$$R_i'' = R_g \text{ und } G_o'' = G_L,$$

so folgt sowohl aus (98) als auch aus (99):

$$\frac{R_g}{G_L} = \frac{R_f}{G_f} \quad (100)$$

Durch Einsetzen in (10) ergibt sich die Leistungsverstärkung, wieder unter der Annahme $R_f \ll R_L$:

$$g'' \cong \frac{1}{R_f G_f} \quad (101)$$

Sie ist gleich gross wie die Stromverstärkung nach (96).

Weitere Kombinationen verschiedener G. K.-Arten können nach denselben Prinzipien berechnet werden.

b) Gegenkopplung über mehrere Stufen

Die bisher behandelten G. K.-Grundschaltungen und Kombinationen sind erst dann voll wirksam, wenn sie über mehr als eine Stufe geführt werden, wie bereits verschiedentlich gesagt wurde. Ihre Berechnung erfolgt nach den schon angegebenen Formeln; was aber noch benötigt wird, sind Formeln zur Berechnung der Eigenschaften von mehreren Vierpolen in Kaskade, über welche die G. K. geführt ist, wobei auch Transformatorkopplung vorkommen kann. Solche Beziehungen werden im folgenden abgeleitet.

h-Parameter zweier kaskadengeschalteter Vierpole

In Figur 18 sind zwei kaskadengeschaltete (oder kettengeschaltete) Vierpole dargestellt, deren Serie-Parallel-Parameter mit h_{ij} bzw. H_{ij} bezeichnet sind. Zwischen den beiden Stufen befindet sich ein Leitwert G_p , der den Signalverlust darstellt, welcher zum Beispiel durch den Kollektorwiderstand und die für die Stabilisierung des Arbeitspunktes verwendeten Widerstände entsteht.

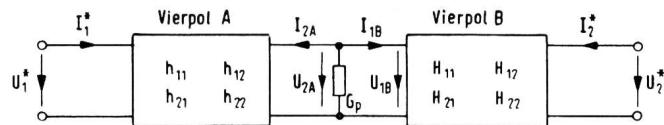


Fig. 18. Zwei Vierpole in Kaskade

Diese Kaskadenschaltung soll auf einen einzigen Vierpol nach Figur 19 reduziert werden.

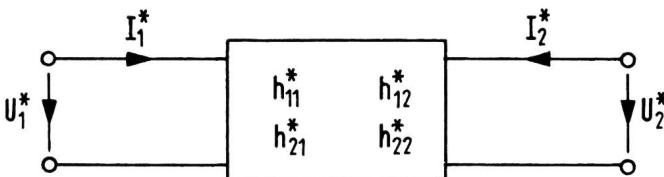


Fig. 19. Reduzierter Vierpol aus Fig. 18

Neben den zu (43) analogen Beziehungen für die beiden einzelnen Vierpole gilt nach Figur 18:

$$U_{2A} = U_{IB} \quad (102)$$

$$I_{2A} = -(I_{IB} + G_p U_{IB}) \quad (103)$$

Die gesuchte Beziehung lautet:

$$\left. \begin{aligned} U_1^* &= h_{11}^* I_1^* + h_{12}^* U_2^* \\ I_2^* &= h_{21}^* I_1^* + h_{22}^* U_2^* \end{aligned} \right\} \quad (104)$$

Mit Hilfe von (102) und (103) findet man die h_{ij}^* -Parameter des reduzierten Vierpols [5]:

$$h_{11}^* = h_{11} - \frac{h_{12} h_{21} H_{11}}{1 + H_{11} (h_{22} + G_p)} \quad (105)$$

$$h_{12}^* = \frac{h_{12} H_{12}}{1 + H_{11} (h_{22} + G_p)} \quad (106)$$

$$h_{21}^* = -\frac{h_{21} H_{21}}{1 + H_{11} (h_{22} + G_p)} \quad (107)$$

$$h_{22}^* = H_{22} - \frac{H_{12} H_{21} (h_{22} + G_p)}{1 + H_{11} (h_{22} + G_p)} \quad (108)$$

Zu beachten ist besonders das negative Vorzeichen von h_{21}^* : werden zwei Stufen in Emitterschaltung in Kaskade geschaltet (h_{21} und H_{21} positiv), so ist die sich ergebende Stromverstärkung negativ.

Die Spannungsrückwirkung h_{12}^* wird stark reduziert, da sie im wesentlichen gleich dem Produkt $h_{12} H_{12}$ ist.

Die Kurzschluss-Eingangsimpedanz h_{11}^* ist im wesentlichen durch den Eingangsvierpol (h_{11}) bestimmt, doch wird sie infolge h_{12} durch den folgenden Vierpol etwas beeinflusst. Umgekehrt ist die Leerlauf-Ausgangsleitwert h_{22}^* im wesentlichen durch den Ausgangsvierpol (H_{22}) gegeben, wird aber über dessen H_{12} auch etwas durch den ersten Vierpol beeinflusst.

Die einzelnen Stufen können natürlich auch schon gegengekoppelt sein, was durch Einsetzen der transformierten Parameter zu berücksichtigen ist. Unter Umständen kann es sich auch um eine Stufe in Basis- oder Kollektorschaltung handeln, die mit einer Stufe in Emitterschaltung kettengeschaltet ist; in diesem Fall ist die resultierende Stromverstärkung h_{21}^* positiv.

Werden *drei* Stufen in Kaskade geschaltet, so betrachtet man am besten zuerst zwei Stufen für sich, aus denen man einen transformierten Vierpol mit Parametern nach (105)...(108) bildet; dieser Vierpol mit der dritten Stufe zusammen ergibt dann den resultierenden «reduzierten» Vierpol. Die Stromverstärkung von drei Stufen in Emitterschaltung hintereinander ist wieder positiv.

Die Bedeutung des Verlustleitwerts G_p soll anhand der Figur 20 klarer gemacht werden. Gezeichnet sind zwei Transistorstufen in Emitterschaltung; die Wider-

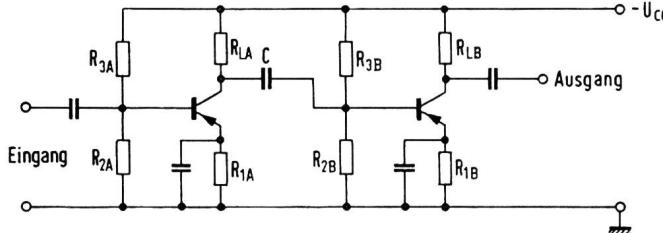


Fig. 20. Zwei Stufen in Emitterschaltung mit RC-Kopplung

stände R_{2B} und R_{3B} für die Stabilisierung des Arbeitspunktes sind dem Eingang der zweiten Stufe parallel geschaltet. R_{1A} und R_{1B} sind durch Kondensatoren überbrückt, so dass sie keine Wechselstrom-G. K. ergeben außer bei tiefen Frequenzen. Der Kopplungskondensator C soll so gross sein, dass er im Nutzfrequenzbereich als Kurzschluss wirkt. Dann ist G_p der aus der Parallelschaltung von R_{LA} , R_{2B} und R_{3B} resultierende Leitwert:

$$G_p = \frac{1}{R_{LA}} + \frac{1}{R_{2B}} + \frac{1}{R_{3B}} \quad (109)$$

Bei Transformatorkopplung zwischen den Stufen tritt ein ähnlicher Verlustleitwert nicht auf, ausser dem Verlustleitwert des Transformators selbst.

Transformatorkopplung am Eingang [5]

Falls die Kopplung zwischen zwei Stufen durch einen Transformator erfolgt, der ein Übersetzungsverhältnis \dot{u} hat, so kann man ebenfalls einen reduzierten Vierpol definieren, der aus der Kettenschaltung des Transformators und des Vierpols besteht (Fig. 21).

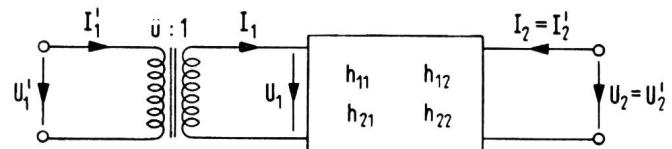


Fig. 21. Transformator am Eingang des Vierpols

Es wird ein idealer Transformator angenommen. Dann ist

$$U_1' = \dot{u} U_1 \quad \text{und} \quad I_1 = \dot{u} I_1' \quad (110)$$

Der reduzierte Vierpol hat folgende Parameter

$$\left. \begin{array}{l} h'_{11} = \dot{u}^2 h_{11} \\ h'_{12} = \dot{u} h_{12} \\ h'_{21} = \dot{u} h_{21} \\ h'_{22} = h_{22} \end{array} \right\} \quad (111)$$

Transformator am Ausgang [5]:

Wenn man von der Sekundärseite des Ausgangstransformators (z. B. einer Endstufe) aus gekoppeln will, betrachtet man am besten die Kettenschaltung des Vierpols und des Transformators als einen einzigen Vierpol (Fig. 22). Wir nehmen wieder

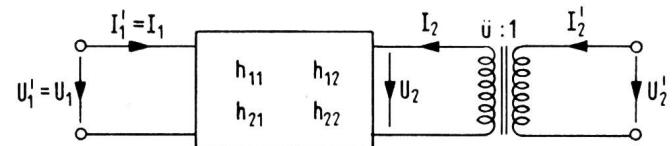


Fig. 22. Transformator am Ausgang des Vierpols

einen idealen Transformator mit dem Übersetzungsverhältnis \dot{u} an. Es gilt:

$$U_2 = \dot{u} U_2' \quad \text{und} \quad I_2' = \dot{u} I_2 \quad (112)$$

Der reduzierte Vierpol hat folgende Parameter:

$$\left. \begin{array}{l} h'_{11} = h_{11} \\ h'_{12} = \dot{u} h_{12} \\ h'_{21} = \dot{u} h_{21} \\ h'_{22} = \dot{u}^2 h_{22} \end{array} \right\} \quad (113)$$

Die Berechnung von Gegenkopplungen über mehrere Stufen erfordert oft beträchtliche Rechenarbeit, und es ist allenfalls zeitsparender, unter Berücksichtigung der bis jetzt dargestellten grundlegenden Eigenschaften der G. K. experimentell vorzugehen.

(Fortsetzung folgt)