

Transistorverstärker mit Gegenkopplung. 2. Teil

Autor(en): **Hauri, E.R.**

Objektyp: **Article**

Zeitschrift: **Technische Mitteilungen / Schweizerische Post-, Telefon- und Telegrafienbetriebe = Bulletin technique / Entreprise des postes, téléphones et télégraphes suisses = Bollettino tecnico / Azienda delle poste, dei telefoni e dei telegrafi svizzeri**

Band (Jahr): **38 (1960)**

Heft 7

PDF erstellt am: **22.07.2024**

Persistenter Link: <https://doi.org/10.5169/seals-874616>

Nutzungsbedingungen

Die ETH-Bibliothek ist Anbieterin der digitalisierten Zeitschriften. Sie besitzt keine Urheberrechte an den Inhalten der Zeitschriften. Die Rechte liegen in der Regel bei den Herausgebern.

Die auf der Plattform e-periodica veröffentlichten Dokumente stehen für nicht-kommerzielle Zwecke in Lehre und Forschung sowie für die private Nutzung frei zur Verfügung. Einzelne Dateien oder Ausdrucke aus diesem Angebot können zusammen mit diesen Nutzungsbedingungen und den korrekten Herkunftsbezeichnungen weitergegeben werden.

Das Veröffentlichen von Bildern in Print- und Online-Publikationen ist nur mit vorheriger Genehmigung der Rechteinhaber erlaubt. Die systematische Speicherung von Teilen des elektronischen Angebots auf anderen Servern bedarf ebenfalls des schriftlichen Einverständnisses der Rechteinhaber.

Haftungsausschluss

Alle Angaben erfolgen ohne Gewähr für Vollständigkeit oder Richtigkeit. Es wird keine Haftung übernommen für Schäden durch die Verwendung von Informationen aus diesem Online-Angebot oder durch das Fehlen von Informationen. Dies gilt auch für Inhalte Dritter, die über dieses Angebot zugänglich sind.

magnétiques entre marques de bandes et l'effet d'écho. Sur les six bandes de marques différentes que nous avons examinées, cinq ont des caractéristiques très semblables et la seule critique que l'on puisse formuler au sujet de la 6^e est l'effet d'écho trop prononcé. Ces bandes peuvent toutes être utilisées sur les magnétophones professionnels et d'amateurs. Il y a un compromis du réglage des magnétophones qui garantit de très bonnes caractéristiques de transmission avec les six bandes examinées, mais il faut tenir compte du fait que les studios doivent parfois effectuer des copies successives de bandes et qu'alors les fautes s'additionnant, la qualité peut baisser d'une manière audible. Il faut donc, si possible, éviter d'utiliser simultanément dans un même service, des bandes de marques différentes.

tischen Eigenschaften der verschiedenen Fabrikate und die des Echoeffektes. Von den sechs geprüften Bändern verschiedener Herkunft haben fünf sehr ähnliche Eigenschaften; der einzige kritische Punkt beim sechsten Band ist der zu starke Echoeffekt. Diese Bänder können alle sowohl auf Berufsmaschinen als auch auf Amateurgeräten verwendet werden. Für Tonbandgeräte im professionellen Gebrauch gibt es bei der Einstellung der HF-Vormagnetisierung einen Kompromiss, der für die sechs geprüften Bänder noch sehr gute Übertragungseigenschaften gewährleistet. In Radiostudios werden jedoch öfters mehrere sich folgende Kopien hergestellt, so dass kleine Fehler sich addieren und hörbar werden. Es ist daher, wenn irgendwie möglich, zu verhindern, dass in einem Dienstzweig gleichzeitig Bänder verschiedener Fabrikate verwendet werden.

E. R. HAURI, Bern

Transistorverstärker mit Gegenkopplung (2. Teil *)

DK 621.375.432

B) Gegenkopplungsverstärker mit Transistoren

Schon im Teil A wurde weitgehend auf die Eigenschaften der Transistoren Bezug genommen, hauptsächlich indem die h -Parameter zur Beschreibung des Verhaltens von G. K.-Verstärkern benützt wurden, aber auch durch einige Schaltungsbeispiele. Im Teil B soll nun hauptsächlich die Schaltungstechnik der Transistorverstärker mit G. K. betrachtet werden.

1. Gegenkopplung über eine Stufe

Schon in Figur 10 wurde ein Beispiel für die typische Serie-Serie-G. K. und in Figur 13 für die typische Parallel-Parallel-G. K. bei Transistorstufen gegeben. Diese G. K.-Arten sind sehr einfach durch einen einzigen Widerstand auszuführen; ihre Eigenschaften wurden bereits früher eingehend besprochen.

Auch die Serie-Parallel- und die Parallel-Serie-G.K. können im Prinzip nach den in Kapitel 4 von Teil A angegebenen Schaltungen verwirklicht werden, indem man für den Vierpol einen Transistor (einschliesslich Widerstände zur Bestimmung des Arbeitspunkts) setzt. Die Schaltungen für G. K. über eine einzige Stufe nach den Figuren 14 und 15 werden aber praktisch nie gebraucht.

Eine *Serie-Parallel-G. K. mit Transformator* über eine Stufe, die in Treiber- und Endstufen oft verwendet wird, ist in Figur 23 dargestellt.

Der Ausgang ist über einen Transformator an den Kollektor angekoppelt (Übersetzung \ddot{u}_1), während im Emittterpfad eine G. K.-Wicklung liegt (Übersetzung \ddot{u}_2).

Die Spannungsbilanz ergibt:

$$\left. \begin{aligned} U_1' &= U_1 - \ddot{u}_2 U_2' \\ U_2 &= (\ddot{u}_1 + \ddot{u}_2) U_2' \end{aligned} \right\} \quad (114)$$

Wenn ein idealer und verlustloser Trafo angenommen wird, ergibt sich folgende Leistungsbilanz:

$$\left. \begin{aligned} I_2' U_2' &= I_2 \ddot{u}_1 U_2' + (I_1 + I_2) \ddot{u}_2 U_2' \\ \text{also } I_2 &= \frac{I_2' - \ddot{u}_2 I_1}{(\ddot{u}_1 + \ddot{u}_2)} \end{aligned} \right\} \quad (115)$$

Eliminiert man die ungestrichelten Grössen, so folgen die h' -Parameter für den Vierpol mit G. K. unter Einschluss des Transformators:

$$\left. \begin{aligned} h_{11}' &= h_{11} \\ h_{12}' &= h_{12} (\ddot{u}_1 + \ddot{u}_2) - \ddot{u}_2 \cong -\ddot{u}_2 \\ h_{21}' &= h_{21} (\ddot{u}_1 + \ddot{u}_2) + \ddot{u}_2 \cong h_{21} (\ddot{u}_1 + \ddot{u}_2) \\ h_{22}' &= h_{22} (\ddot{u}_1 + \ddot{u}_2)^2 \end{aligned} \right\} \quad (116)$$

Diese G. K.-Schaltung nimmt eine Mittelstellung zwischen der Emitterschaltung und der Kollektorschaltung ein. Lässt man die G. K.-Wicklung weg ($\ddot{u}_2 = 0$), so hat man eine reine Emitterschaltung mit Transformator am Ausgang (mit $\ddot{u}_1 = \ddot{u}$ ist dann (116) mit (113) identisch). – Lässt man andererseits die Kollektorwicklung weg ($\ddot{u}_1 = 0$), so hat man eine Kollektorschaltung mit Trafo am Ausgang; mit $\ddot{u}_2 = -1$ folgt aus (116):

$$\left. \begin{aligned} h_{11}' &= h_{11} & h_{12}' &= 1 - h_{12} \\ h_{22}' &= h_{22} & h_{21}' &= -(1 + h_{21}) \end{aligned} \right\}$$

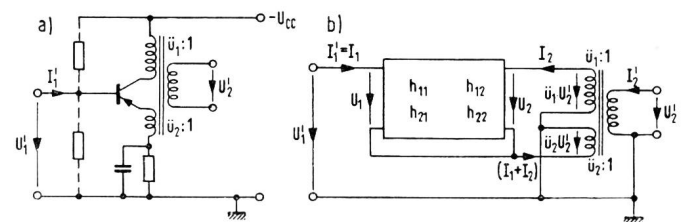


Fig. 23. Serie-Parallel-G. K. durch Trafowicklung in der Emitterschaltung. a) schaltungsmässig; b) vierpolmässig

* Teil I erschienen in der Techn. Mitt. PTT Nr. 6, 1960, 185...200.

Dies sind aber die Beziehungen zwischen den Parametern der Kollektorschaltung ($h_{ij}' = h_{ijc}$) und der Emitterschaltung ($h_{ij} = h_{ijc}$).

Die Eingangsimpedanz dieser Schaltung liegt daher zwischen der verhältnismässig niedrigen der Emitterschaltung und der hohen der Kollektorschaltung; die Ausgangsimpedanz ist höher als bei der Kollektorschaltung, aber niedriger als bei der Emitterschaltung. Durch diese Veränderung der Ausgangsimpedanz ist diese Schaltung besonders zur Speisung von Gegen-takt-B-Endstufen und zur Anpassung an nieder-ohmige Belastungen wie Lautsprecher geeignet. Der Generatorwiderstand sollte klein sein, wie schon bei der allgemeinen Behandlung der Serie-Parallel-G. K. ausgeführt wurde. Die Schaltung tendiert, die Spannungsverstärkung auf einen Wert

$$A_u' = \frac{U_2'}{U_1'} = -\frac{1}{\ddot{u}_2} \quad (117)$$

zu stabilisieren, während die Stromverstärkung etwas vergrössert, aber nicht stabilisiert wird.

Eine Anwendung dieser Serie-Parallel-G. K. in der Treiber- und Ausgangsstufe eines Verstärkers zeigt Figur 24 (Siemens Schaltbeispiele, Ausgabe 1. April 1958). Die Spannungsverstärkung ist praktisch nur

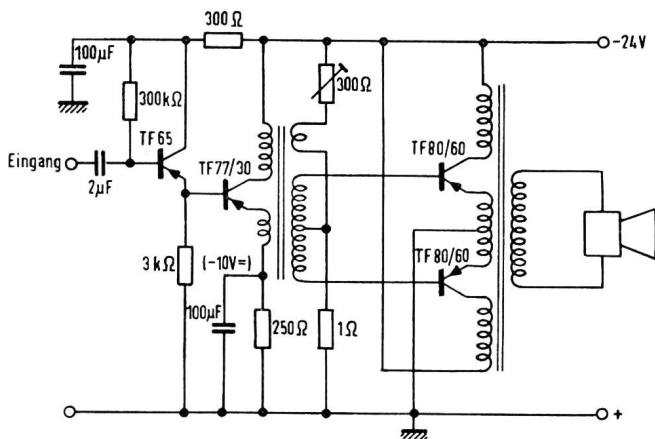


Fig. 24. Serie-Parallel-G. K. in der Treiber- und Endstufe eines Leistungsverstärkers

durch die Transformatoren bestimmt. Der Treibertransformator muss sehr streuarm ausgeführt werden, denn der nichtlineare Basisstrom der Endstufe erzeugt an der Streuinduktivität nichtlineare Spannungsabfälle, die sich zur Steuerspannung der Endstufe addieren und Verzerrungen hervorrufen.

2. Gegenkopplung über zwei Stufen

Wir betrachten zuerst Schaltungen mit zwei Stufen in Emitterschaltung hintereinander.

Wohl eine der nützlichsten G. K.-Schaltungen überhaupt mit Transistoren ist die in Figur 25 gezeichnete Parallel-Serie-G. K. [8...11]

An R_s entsteht ein Spannungsabfall, der zum Ausgangsstrom proportional ist. Ist R_T gross genug, so ist demnach der zurückgeführte Strom I_f proportional zum Ausgangsstrom.

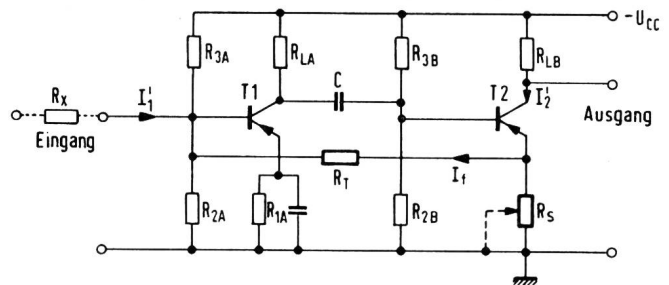


Fig. 25. Parallel-Serie-G. K. über zwei Stufen in Emitterschaltung durch R_s und R_T .

Da die Stromverstärkung der zwei kettengeschalteten Stufen negativ ist, muss der Ausgangsstrom den Widerstand R_s in entgegengesetzter Richtung als in Figur 15 in Richtung Erde durchfliessen, was durch die Anordnung von R_s in der Emitterschaltung von T2 erreicht wird. R_s ergibt für T2 allein auch eine Serie-Serie-G. K.

Die Berechnung dieser Schaltung kann in folgenden Schritten geschehen:

- Die Parameter des ersten Transistors bleiben unverändert, wenn wir vorläufig R_{2A} und R_{3A} aus dem Spiel lassen.
- Die Parameter des zweiten Transistors werden transformiert nach Gl. (51)...(54) für die Serie-Serie-G. K. (setze $R_j = R_s$).
- Die Parameter der Kettenschaltung von T1 und T2 werden nach (105)...(109) berechnet. Es ergibt sich insbesondere, dass h_{21}^* negativ ist, aber sehr gross.
- Die berechneten h^* -Parameter benutzt man, um die h' -Parameter der Parallel-Serie-G. K. nach Gl. (78)...(84) zu ermitteln. Wegen der Phasenverhältnisse ist jedoch die Grösse p negativ zu wählen, also

$$p = -\left(\frac{R_s}{R_s + R_T}\right) \quad (118)$$

Da $ph_{21} \approx 1$ wird, wird insbesondere die Stromverstärkung nach (82a) und (87):

$$h_{21}' \approx \frac{1}{p} = -\left(1 + \frac{R_T}{R_s}\right) \approx A_{i',g} \quad (119)$$

Für $A_{i',g}$ trifft dies am genauesten bei Stromspeisung ($R_g \rightarrow \infty$) und annäherndem Kurzschluss des Ausgangs ($G_L \rightarrow \infty$ oder $R_L \rightarrow 0$) zu.

Auf eine genaue Berechnung aller Grössen sei hier verzichtet; diese lässt sich im Bedarfsfall leicht anhand des oben skizzierten Programms durchführen, ergibt aber viel Rechenarbeit.

Neben der Stabilisierung von $A_{i',g}$ ist vor allem die Reduktion der Eingangsimpedanz und die Erhöhung der Ausgangsimpedanz zu erwähnen, die diese Schaltung zu einem nahezu idealen Stromverstärker machen. Die Eingangsimpedanz wird auf einen so kleinen Wert reduziert, dass sie meistens zu vernachlässigen ist; in diesem Fall kann - wie schon früher erwähnt - der Eingangswiderstand durch einen dem Verstärker

vorgeschalteten Widerstand (R_x in Fig. 25) konstant gehalten werden. Infolge der niedrigen Eingangsimpedanz spielen auch die Widerstände R_{2A} und R_{3A} eine vernachlässigbare Rolle.

Macht man R_s variabel (strichliert in Fig. 25 angedeutet), so erhält man eine wirksame Verstärkungsregelung.

Der Widerstand R_s sollte im allgemeinen klein gehalten werden, da die Kurzschluss-Eingangsimpedanz des zweiten Transistors (H_{11}) sonst sehr gross wird, was nach Gl. (107) die Stromverstärkung (h_{21}^*) des Verstärkers ohne G. K. stark reduzieren kann und damit die Eigenschaften des G.-K.-Verstärkers verschlechtert. Aus dem gleichen Grund sollte auch G_p klein sein, das heisst die Widerstände R_{LA} , R_{2B} und R_{3B} sind so gross als möglich zu wählen.

Meistens ist R_T sehr viel grösser als R_s . Ist dies nicht der Fall (R_T relativ klein), so ist das oben angegebene Rechenverfahren zu wenig genau. Bessere Exaktheit ergibt sich, wenn man bei der Berechnung der Serie-Serie-G. K. des zweiten Transistors für R_f die Parallelschaltung von R_s und R_T einsetzt [$R_f = R_s R_T / (R_s + R_T)$].

Die Schaltung kann zwischen den beiden Stufen auch direkt gekoppelt werden (C weglassen), wobei man auch auf R_{2B} und R_{3B} verzichten kann. Durch die Gegenkopplung über die beiden Stufen werden die Arbeitspunkte beider Transistoren stabilisiert. Auch R_{3A} kann weggelassen werden, wenn die Schaltung geeignet bemessen wird.

Die Schaltung ist genügend stabil, um nicht ins Schwingen zu geraten. Sie ist breitbandig und wird häufig für Video-Verstärker benützt..

Die Serie-Parallel-G. K. über zwei Stufen nach dem Prinzip von Figur 14 ist in Figur 26 dargestellt. Wegen

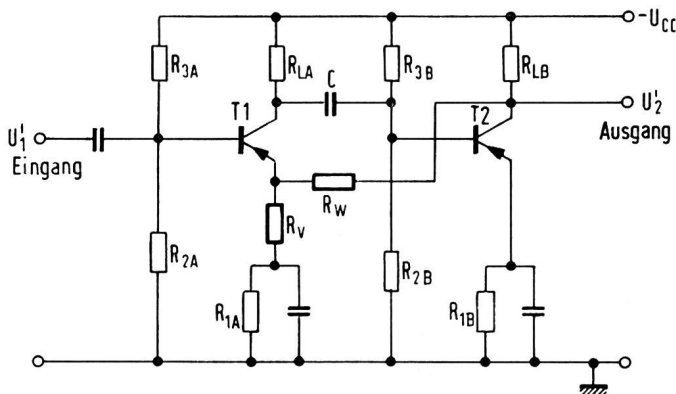


Fig. 26. Serie-Parallel-G. K. über zwei Stufen durch R_v und R_w

der Phasendrehung um 180° in T2 muss R_v in der Emitterleitung von T1 angeordnet werden, um eine richtige Phase der G. K. zu erhalten.

Der Widerstand R_v ergibt für T1 eine Serie-Serie-G. K.; er sollte nicht zu gross gemacht werden, um die Schleifenverstärkung nicht unnötig zu reduzieren.

Wegen der Phasenlage der G. K. muss hier der durch Gl. (68) definierte Parameter w mit einem negativen Vorzeichen versehen werden, also

$$w = - \frac{R_r}{R_r + R_w} \quad (120)$$

Die Parameter dieser Schaltungen können nach den gleichen Schritten berechnet werden wie für die Parallel-Serie-G. K. über zwei Stufen angegeben wurde, wobei die Serie-Serie-G. K. der ersten Stufe durch R_v zu berücksichtigen ist.

Die wichtigste Eigenschaft dieser Serie-Parallel-G. K. ist die *Stabilisierung der Spannungsverstärkung*; es wird:

$$A_{u',g} = \frac{U_{2'}}{U_g} = - \frac{1}{w} = 1 + \frac{R_w}{R_r} \quad (121)$$

Der Generatorwiderstand sollte niedrig und der Lastwiderstand R_{LB} hoch sein.

Ferner wird die Eingangsimpedanz sehr stark erhöht (R_{2A} und R_{3A} entsprechend bemessen!), und die Ausgangsimpedanz wird auf einen sehr kleinen Wert reduziert.

Serie-Serie-G. K. und Parallel-Parallel-G. K. über zwei aufeinanderfolgende Stufen in *Emitterschaltung* können nur wegen der Phasenlage mit Widerständen nicht erzielt werden; mit Transformatoren kann man jedoch die Polarität umkehren. Figur 27 zeigt einen zweistufigen Verstärker (Emitterschaltung), dessen Ausgangstransformator eine besondere G. K.-Wicklung hat, mit deren Hilfe eine Parallel-Parallel-G. K. erzielt wird. Durch den Kondensator zwischen Kollektor der zweiten Stufe und Emitter der ersten Stufe ergibt sich eine Serie-Parallel-G. K. für hohe Frequenzen, um die Bandbreite zu begrenzen; der nicht überbrückte Emitterwiderstand der ersten Stufe ergibt für diese eine Serie-Serie-G. K.

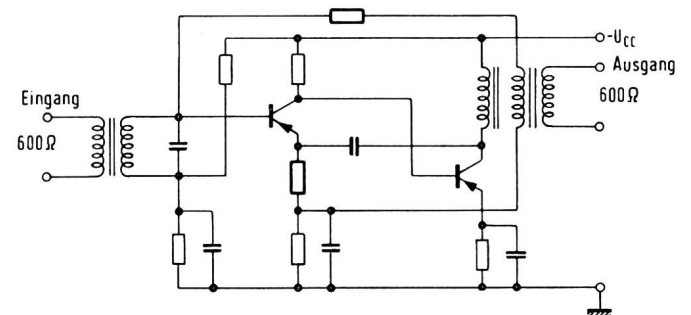


Fig. 27. Parallel-Parallel-G. K. über zwei Stufen in Emitterschaltung mit Transformator

Kombinationen Emitterschaltung/Kollektorschaltung

Ein zweistufiger Verstärker, dessen eine Stufe in Basisschaltung oder Kollektorschaltung arbeitet und die andere in Emitterschaltung, ergibt nach Gl. (107) eine positive globale Stromverstärkung, da h_{21b} und h_{21c} negativ sind. Besonders interessant sind Kombinationen mit der Kollektorschaltung, da diese eine

hohe Stromverstärkung hat. Man braucht sie hauptsächlich für die Parallel-Parallel-G. K. Fig. 28 zeigt ein Schema mit der Kollektorschaltung in der ersten

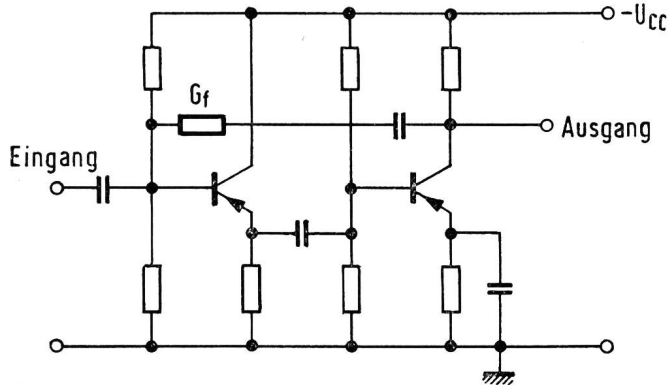


Fig. 28. Parallel-Parallel-G. K. über zwei Stufen, mit Kollektorschaltung in der ersten Stufe

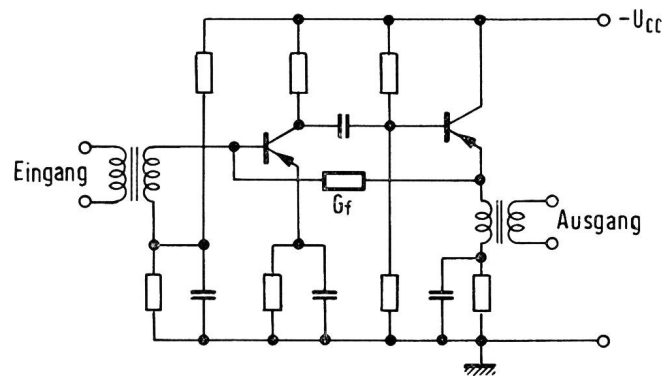


Fig. 29. Parallel-Parallel-G. K. über zwei Stufen, Kollektorschaltung in der zweiten Stufe

Stufe, während diese bei Fig. 29 in der zweiten Stufe angewendet ist. (Letztere Schaltung ist nicht mit der Parallel-Serie-G. K. nach Fig. 25 zu verwechseln) Die beiden Schaltungen der Figuren 28 und 29 können genau wie die Parallel-Parallel-G. K. nach Fig. 11 berechnet werden, nachdem man die Parameter des zweistufigen Vierpols nach Gl. (105)...(108) ermittelt hat.

Eine Serie-Serie-G. K. über zwei Stufen (beide in Emitterschaltung) ist in Fig. 30 dargestellt [4]. Die Stufen sind direkt gekoppelt, so dass die G. K. für Gleich- und Wechselstrom wirksam ist. Der Widerstand der Sekundärwicklung des Eingangstrafos

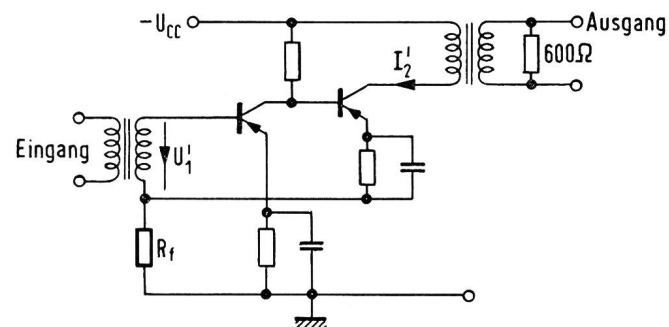


Fig. 30. Serie-Serie-G. K. über zwei Stufen in Emitterschaltung

muss aber klein sein, damit die Gleichstromstabilität gut ist. – Eingangs- und Ausgangsimpedanz werden stark erhöht; die Ausgangsimpedanz ist daher durch den zusätzlichen 600-Ω-Widerstand über der Sekundärseite des Ausgangstrafos bestimmt. Die Schaltung stabilisiert den Übertragungsleitwert $G_{21} = I_2'/U_1'$ auf den Wert $1/R_f$. Bei konstanter Belastung wird daher auch die Spannungsverstärkung stabilisiert.

3. Gegenkopplung über drei Stufen

Die bisher beschriebenen G. K.-Grundsaltungen können auch über drei Stufen angewendet werden, wobei nun aber zusätzliche Anforderungen im Hinblick auf die Stabilität gegenüber Selbsterregung hinzukommen. Bei starker G. K. muss man den G. K.-Pfad frequenzabhängig machen; bei verhältnismäßig schwacher G. K. (bis ca. 20 dB) ist dies meistens noch nicht nötig.

Fig. 31 zeigt einen Verstärker mit drei Transistorstufen in Emitterschaltung, der eine kombinierte G. K. aufweist, nämlich Serie-Serie-G. K. durch R_f und Parallel-Parallel-G. K. durch G_f .

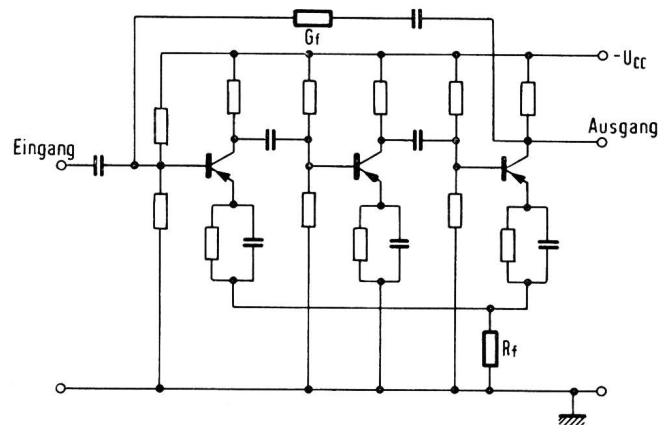


Fig. 31. Serie-Serie-G. K. (durch R_f) und Parallel-Parallel-G. K. (durch G_f) über drei Stufen

Die G. K.-Pfade sind frequenzunabhängig, so dass die maximal zulässige G. K. begrenzt ist. Der Emitter des zweiten Transistors darf nicht in die Serie-Serie-G. K. einbezogen werden, da sich sonst eine Rückkopplung ergibt. – Eine solche kombinierte G. K. kann nach den Formeln (93)...(97) berechnet werden, wobei die approximativen Formeln anwendbar sind, da das sich ergebende h_{21} aller drei Stufen sehr hoch ist.

Fig. 32 zeigt das Schema eines dreistufigen Trägerfrequenzverstärkers [12], der in jeder Stufe örtliche Serie-Serie-G. K. und Parallel-Parallel-G. K. (je 10 dB) hat, und ferner Serie-Serie-G. K. und Parallel-Parallel-G. K. über alle drei Stufen von 20 dB, die frequenzabhängig sind. Die gesamte G. K. beträgt also ca. 50 dB. Aus Stabilitätsgründen wurden HF-Transistoren verwendet. Die kombinierte G. K. vom Ausgang zum Eingang ergibt eine von den Transistorparametern unabhängige Eingangs- und Ausgangsimpedanz. (Es ist allerdings zu bemerken, dass

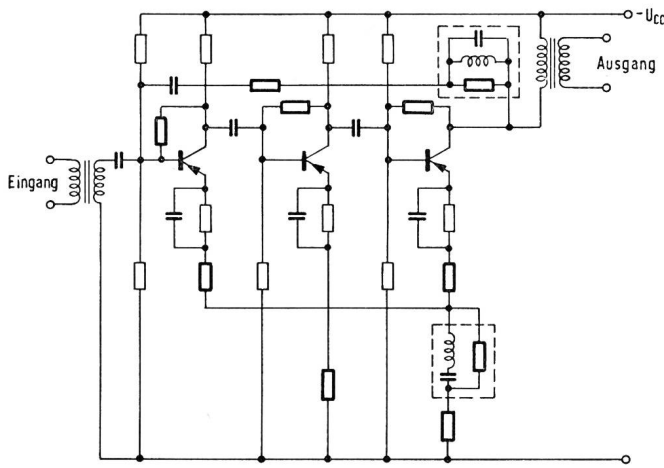


Fig. 32. Trägerfrequenzverstärker mit kombinierter G. K.

schliesslich ein Verstärker mit drei Stufen in Basischaltung ohne G. K. als gleich gut, jedoch betriebssicherer befunden wurde, da er weniger Schaltelemente benötigt.)

In Figur 33 ist ein Breitbandverstärker mit Parallel-Parallel-G. K. über drei Stufen dargestellt [13].

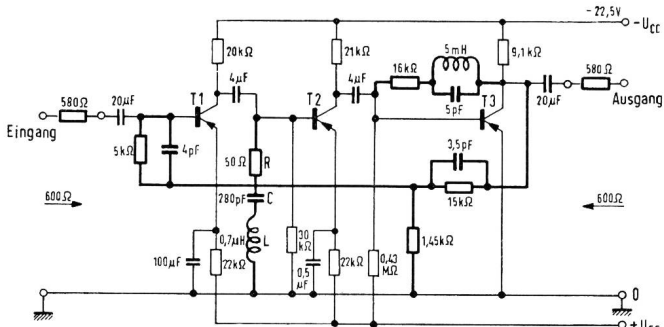


Fig. 33. Breitbandverstärker (2 kHz...1 MHz) mit Parallel-Parallel-G. K. über drei Stufen [13]

Die Verstärkung beträgt $36 \text{ dB} \pm 0,1 \text{ dB}$ von 2 kHz...1 MHz; sie ist nur durch die G. K.-Elemente bestimmt. Durch die G. K. werden Eingangs- und Ausgangsimpedanz fast bis Null reduziert, so dass die seriegeschalteten Widerstände von $580 \text{ } \Omega$ für die Anpassung an $600 \text{ } \Omega$ ($\pm 5\%$) massgebend sind. Die G. K. beträgt etwa 34 dB. Es wurden Surface-Barrier-Transistoren mit einer Grenzfrequenz von 80 MHz verwendet. – Dieser Verstärker benützt drei verschiedene Methoden, um die Schleifenverstärkung so zu verformen («shaping»), dass im gewünschten Übertragungsbereich eine möglichst starke G. K. bei genügender Sicherheit gegenüber Instabilität vorhanden ist. Durch das RCL-Glied zwischen der ersten und zweiten Stufe wird die Verstärkung oberhalb des Übertragungsbereiches stark abgesenkt. Die Parallel-Parallel-G. K. über der dritten Stufe hebt infolge des Parallel-Resonanzkreises die Verstärkung in der Gegend von 1 MHz etwas an. Schliesslich ist der G. K.-Weg vom Ausgang zum Eingang als T-Glied ausgeführt, dessen Längswiderstände mit kleinen Kapazitäten überbrückt sind, so dass eine kleine zusätzliche

Phasendrehung entsteht. Betreffs analytischer Behandlung muss auf die Arbeit [13] verwiesen werden. Vom gleichen Verfasser stammt auch eine Arbeit [14] über die Stabilität von G. K.-Verstärkern mit mehreren Schleifen.

4. Erzielung hoher Eingangsimpedanz

Der Flächentransistor hat einen ziemlich niedrigen Eingangswiderstand, wie aus den Werten von h_{11} (Tabelle I) ersichtlich ist; der höchste Eingangswiderstand kann mit der Kollektorschaltung erzielt werden; bei optimaler Anpassung wird für unseren Mustertransistor zum Beispiel $R_{qm} = h_{11} \sqrt{F_o} = 45 \text{ k}\Omega$ in der Kollektorschaltung. Man muss daher schaltungstechnische Massnahmen anwenden, wenn die Eingangsimpedanz hoch sein soll.

Die Darlington-Verbandschaltung zweier Transistoren [15] nach Figur 34 (hier für die Kollektorschaltung) kann beispielsweise angewendet werden [16]. Die Parameter dieser Schaltung können nach

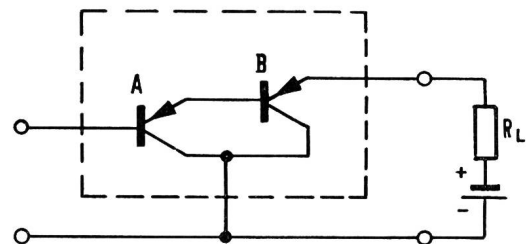


Fig. 34. Darlington-Schaltung mit geerdetem Kollektor

Gl. (105)...(108) berechnet werden (Einsetzen der Parameter der Kollektorschaltung der einzelnen Transistoren, mit $G_p = 0$). Die Verbundschaltung kann als ein einziger Transistor betrachtet werden, dessen Stromverstärkung ungefähr gleich dem Produkt der Stromverstärkungen der beiden einzelnen Transistoren ist. – Figur 35 zeigt einen Verstärker in Emitterschaltung [16], der eine Serie-Serie-G. K.

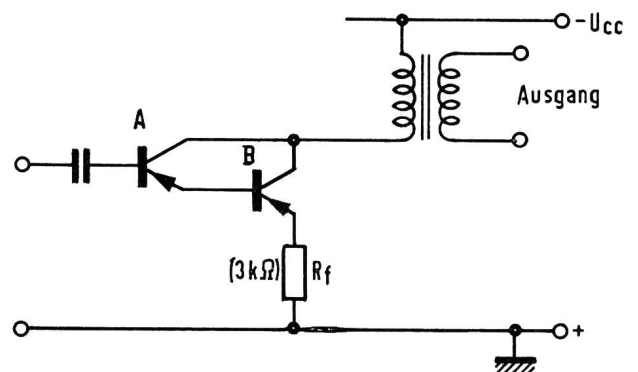


Fig. 35. Darlington-Schaltung mit Serie-Serie-G. K. durch R_f [16]

durch R_f aufweist. Auf diese Weise kann eine Eingangsimpedanz von einigen $\text{M}\Omega$ erreicht werden. Der Nachteil der Schaltung besteht darin, dass die Basis des Transistors A gleichstrommässig in der Luft hängt, damit die Widerstände, die zur Stabilisierung des Arbeitspunktes nötig wären, nicht wieder die

Eingangsimpedanz reduzieren. Der Emitterstrom von Transistor A ist gleich dem Basisstrom von Transistor B, daher sehr klein und stark temperaturabhängig.

Betrachtet man eine Stufe in Kollektorschaltung nach Figur 36, so findet man den Grenzwert ihres Eingangswiderstandes, falls die Belastung $R_L \rightarrow \infty$

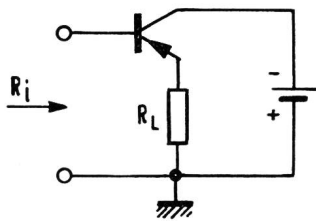


Fig. 36. Kollektorschaltung

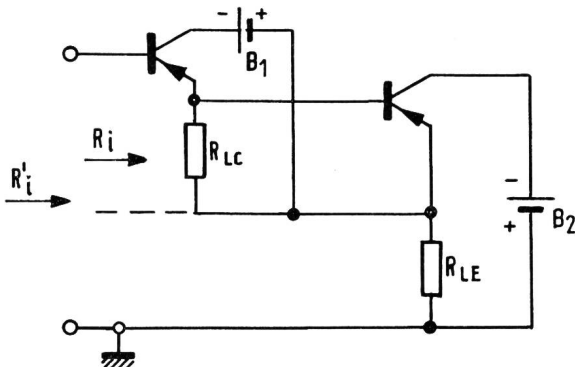


Fig. 37. Verstärker mit hohem Eingangswiderstand [17], Prinzipschema

geht, zu $R_{i,max} = 1/h_{22b}$ (der Eingangsstrom fließt dann über die Basis-Kollektorstrecke nach Erde). Eine Schaltung, die einen höheren Eingangswiderstand ermöglicht, ist in Figur 37 dargestellt [17]. Der ersten Stufe in Kollektorschaltung folgt eine Stufe in Emitterschaltung, deren Lastwiderstand R_{LE} jedoch so geschaltet ist, dass die Eingangsspannung nicht mehr zwischen Basis und Kollektor des ersten Transistors liegt, sondern sie muss gleich der vollen verstärkten Spannung beider Stufen sein. Die gesamte Spannungsverstärkung wird daher eins. Es handelt sich im wesentlichen um eine Serie-Parallel-G. K. Die Eingangsimpedanz wird $R_i' = (1 + A_2)R_i$, wobei A_2 die Spannungsverstärkung der zweiten Stufe und R_i den Eingangswiderstand der Kollektorschaltung bedeuten. Ein praktisches Beispiel einer Schaltung nach diesem Prinzip zeigt Figur 38. Die Batterie B_1 von Figur 37 ist hier durch die Schaltung mit R_K und C_K ersetzt; R_K liegt dabei wechselstrommässig parallel zu R_{LE} . Dieser Widerstand R_{LE} ist in Figur 38 durch die Schaltung mit T3 ersetzt; diese Anordnung erlaubt, einen hohen dynamischen Widerstand bei kleinem Gleichspannungsabfall zu erzielen. Der dynamische Widerstand kann nach Gl. (8) berechnet werden (mit $R_g = 0$, da die Basis durch C_3 kurzgeschlossen ist), wobei die Parameter der Serie-Serie-G. K. nach Gl. (51)...(54) einzusetzen sind. Bei einem ausgeführten Verstärker funktionierte T1 mit einem Kollektorstrom von $-0,1$ mA und T2 mit $-0,17$ mA

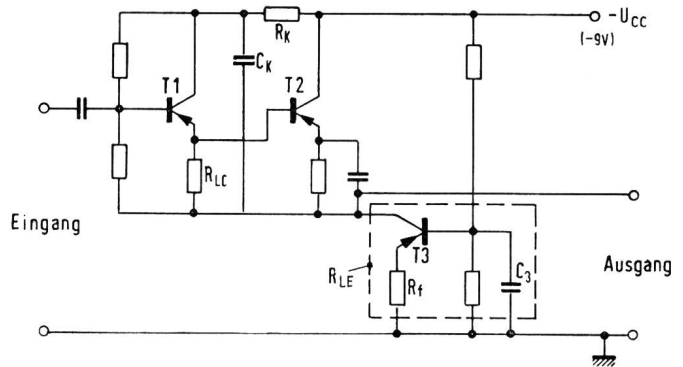


Fig. 38. Verstärker mit hoher Eingangsimpedanz nach dem Prinzip von Fig. 37

(Spannungen -1 bzw. -4 Volt); die Eingangsimpedanz betrug $15,5$ M Ω parallel zu $1,5$ pF.

Andere Methoden, um verhältnismässig hohe Eingangsimpedanzen zu erzielen, ergeben sich durch Anwendung der Serie-Serie-G. K. oder Serie-Parallel-G. K. über mehrere Stufen; geeignet ist zum Beispiel die Serie-Serie-G. K. über drei Stufen (Schema wie Figur 31, aber G_f weglassen). Diese Gegenkopplungen nützen natürlich nur etwas, wenn die Eingangsimpedanz nicht wieder durch die Widerstände reduziert wird, die den Gleichstrom-Arbeitspunkt stabilisieren sollen.

Durch Kombination von G. K. mit positiver Rückkopplung kann jedoch der Einfluss solcher Gleichstrom-Stabilisierungswiderstände vermindert werden. Eine einfache Schaltung zeigt Figur 39. Die Verbind-

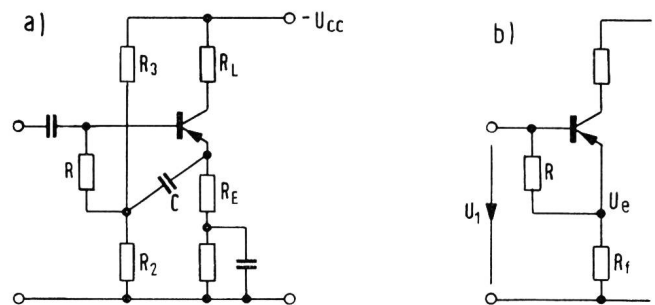


Fig. 39. Positive Rückkopplung zur Reduktion des Einflusses der Widerstände R_2 und R_3 , [6]. a) Gleichstrom-Schaltung; b) wechselstrommässige Ersatzschaltung

zung von R_2 und R_3 wird nicht direkt an die Basis gelegt, sondern es liegt ein Widerstand R dazwischen. Der Verbindungspunkt ist ferner über C mit dem Emitter wechselstrommässig kurzgeschlossen. Durch R_E ergibt sich Stromgegenkopplung, die einerseits als Serie-Serie-G. K. wirkt, andererseits (über R) als «Parallel-Serie-G. K. mit verkehrter Phase». Letztere erhöht daher die Eingangsimpedanz (bei richtiger Phase wird sie reduziert). Da U_1 stets etwas grösser sein muss als U_e , kann sich keine Selbsterregung ergeben. Infolge der positiven Rückkopplung wirkt der Widerstand R wie ein viel grösserer Widerstand R'

$$R' = \frac{R}{1 - U_e/U_1} \quad (122)$$

U_2/U_1 ist etwas kleiner als 1, so dass R' viel grösser als R ist (R beträgt einige $k\Omega$).

Eine weitere Schaltung, bei der positive und negative Rückkopplung kombiniert sind, ist in Figur 40 gezeichnet [18]. T1 ist ein pnp- und T2 ein npn-Transistor. Über R_w und R_v ergibt sich eine Serie-Parallel-G. K. nach dem Prinzip von Figur 26, die an sich eine hohe Eingangsimpedanz ergibt. Der Eingang ist jedoch durch die Widerstände R_{2A} und R_{3A} belastet, die zur Einstellung des Arbeitspunktes dienen;

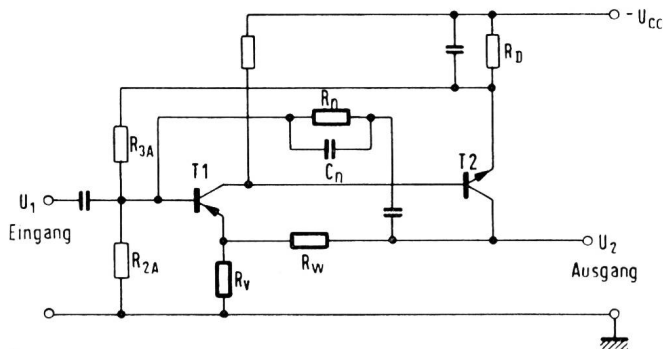


Fig. 40. Transistorverstärker mit hoher Eingangsimpedanz [18]. R_D dient für Gleichstrom-G. K.

ferner ist eine Streukapazität und die Kollektor-Admittanz von T1 faktisch dazu parallel geschaltet. Über R_n und C_n wird nun eine positive Parallel-Parallel-Rückkopplung vom Kollektor von T2 an die Basis von T1 geführt. Diese Rückkopplung erzeugt am Eingang einen negativen Leitwert, der den Effekt von R_{2A} und R_{3A} kompensiert. R_n muss ungefähr auf den Wert

$$R_n = \frac{R_w}{R_v} \cdot \left(\frac{R_{2A} \cdot R_{3A}}{R_{2A} + R_{3A}} \right) \quad (123)$$

eingestellt werden. Die Spannungsverstärkung wird durch R_v und R_w auf

$$U_2/U_1 = 1 + (R_w/R_v) \quad (121)$$

stabilisiert (Beispiel: $U_2/U_1 = 5$). Die Kapazität C_n ist so zu wählen, dass die Spannungsverstärkung bis zu möglichst hoher Frequenz konstant ist; man kann sogar einen «Overshoot» erzielen, der aber aus Stabilitätsgründen auf 10% zu begrenzen ist. – Durch diese Schaltung ergibt sich auch eine Gleichstrom-G. K., die den Arbeitspunkt stabil hält. Man kann Eingangswiderstände von einigen ΩM erzielen; durch verfeinerte Schaltungen (z. B. Anwendung des Prinzips von Fig. 39 am Eingang) kann man bis zu 100 $M\Omega$ erreichen. Für Einzelheiten muss auf die Arbeit [18] verwiesen werden. Die Eingangsimpedanz beträgt

$$R_i = h_{21A} h_{21B} R_v, \quad (124)$$

wobei h_{21A} bzw. h_{21B} die Stromverstärkungen der Transistoren T1 und T2 sind. Wenn man stärker als nach Gl. (123) kompensiert, kann man R_i noch höher als den Wert nach (124) machen, aber die Einstellung wird dann empfindlich auf Änderungen von h_{21A} und h_{21B} . Bei sehr starker Rückkopplung kann man natürlich auch eine negative Eingangsimpedanz erzeugen.

5. Frequenzabhängige Gegenkopplung

In diesem Abschnitt werden einige G. K.-Arten erwähnt, die einen Einfluss auf den Frequenzgang der Verstärkung ausüben, also nicht solche, die aus Stabilitätsgründen frequenzabhängig gemacht werden.

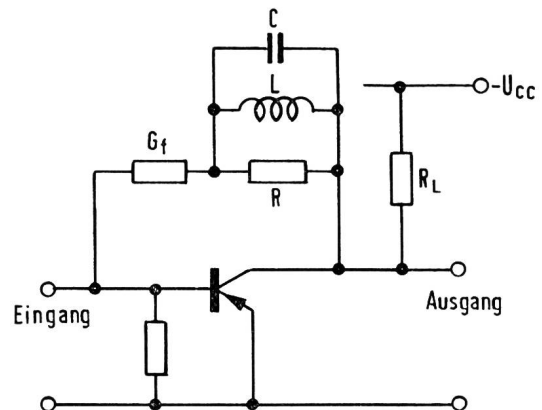


Fig. 41. Parallel-Parallel-G. K. mit Anhebung der Verstärkung bei hohen Frequenzen

In Figur 41 ist eine Parallel-Parallel-G. K. dargestellt. Bei tiefen Frequenzen ist nur G_f wirksam. Gegen hohe Frequenzen hin wird der Parallelkreis RLC wirksam und reduziert die G. K. Der Widerstand R und allenfalls auch C kann weggelassen werden, so dass nur noch die Streukapazität wirksam ist. Schon durch die G. K. durch G_f wird die Bandbreite erhöht; legt man die Resonanzfrequenz von C und L in das Gebiet, wo die Verstärkung abzunehmen beginnt, so kann die Grenzfrequenz etwas höher geschoben werden; je nach Wahl der Komponenten kann man auch eine Anhebung der Verstärkung erreichen [13, 19, 3].

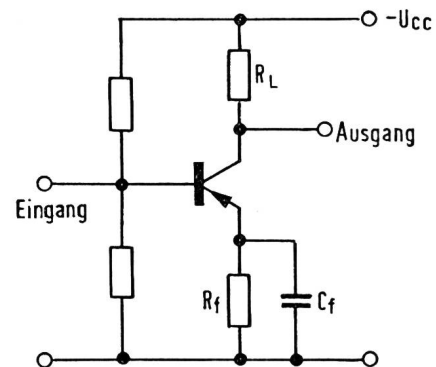


Fig. 42. Serie-Serie-G. K. mit Anhebung bei hohen Frequenzen

Bei der Schaltung nach Figur 42 wählt man den Wert von C_f so, dass die G. K. bei niedrigen Frequenzen nicht beeinflusst wird, sondern erst im Gebiet, wo die Verstärkung abzunehmen beginnt [20, 3]. Die obere Grenzfrequenz kann so um etwa einen Faktor 2 erhöht werden.

Bringt man statt C_f in Figur 42 einen Serie-Resonanzkreis LC parallel zu R_f an, so wird die G. K. bei der Resonanzfrequenz nahezu Null (siehe Fig. 43). Liegt die Resonanzfrequenz im Gebiet abnehmender

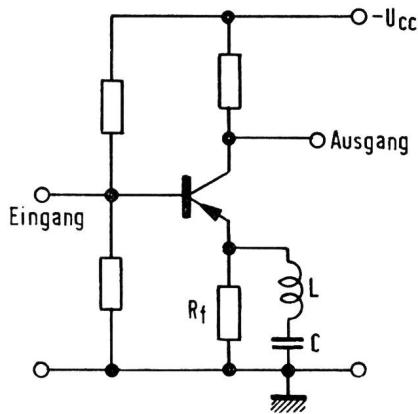


Fig. 43. Serie-Serie-G. K. mit Serieresonanzkreis parallel zu R_f

Verstärkung, so entsteht dort durch LC eine Anhebung, die oft bei Video-Verstärkern nützlich ist [21].

Liegt die Resonanzfrequenz im Gebiet konstanter Verstärkung, so entsteht eine Bandfiltercharakteristik [22].

Bandfiltercharakteristiken können auch mit Hilfe von RC -Gliedern erzeugt werden, die in den G. K.-Pfad geschaltet werden [23, 24]. Besonders dazu geeignet ist das Doppel-T-Glied. Figur 44 zeigt eine Schaltung mit Parallel-Serie-G. K. Bei der Sperr-

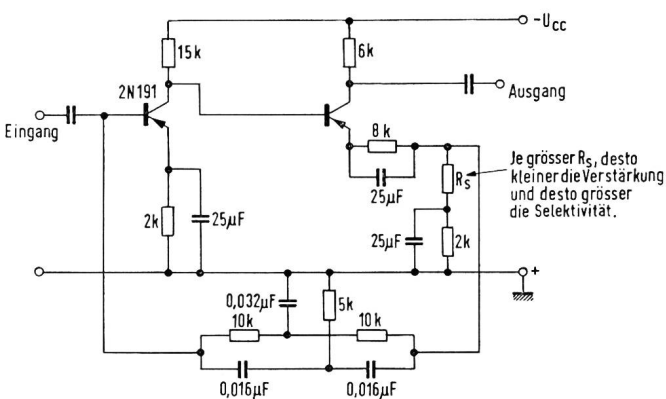


Fig. 44. G. K.-Verstärker mit Bandfiltercharakteristik (Doppel-T-Glied für 1000 Hz)

frequenz des Doppel-T-Gliedes ist die G. K. Null, und es ergibt sich eine Anhebung der Verstärkung. Solche «aktive Filter» können ziemlich hohe Q erreichen (max. einige Hundert; aus Stabilitätsgründen bleibt man meist unter 100).

6. Gegenkopplung über Brückenschaltungen

Die bisher besprochenen G. K.-Arten haben den Nachteil, dass die beidseitigen Abschlusswiderstände (Generatorwiderstand R_g , Lastwiderstand R_L) das G. K.-Signal beeinflussen. Bei Leitungsverstärkern werden R_g und R_L durch die Leitungsimpedanz gebildet. Dieser Nachteil kann durch Brückenschaltungen am Eingang und Ausgang des Verstärkers

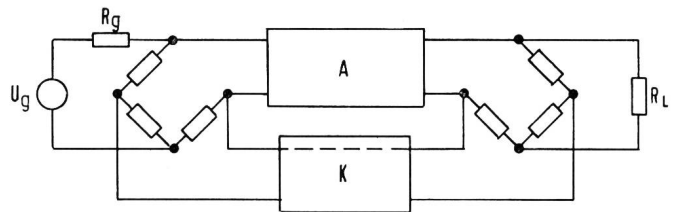


Fig. 45. G. K. über Brückenschaltungen

nach Figur 45 vermieden werden [1]. Änderungen von R_g und R_L haben keinen Einfluss auf die G. K. mehr. Es kann auch eine sogenannte Transformatorbrücke verwendet werden. In Figur 46 ist ein Träger-

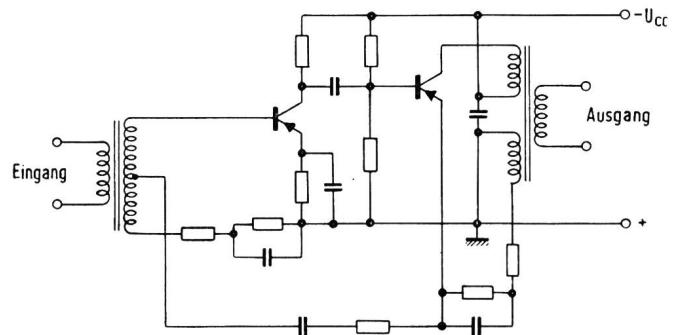


Fig. 46. Verstärker mit G. K. über Transformatorbrücken für Trägerfrequenztelephonie [25]

frequenz-Übergruppenverstärker mit G. K. über Transformatorbrücken dargestellt [25]. Diese Schaltung ergibt sehr konstante Eingangs- und Ausgangswiderstände des Verstärkers.

Bibliographie

- [1] Bode, H. W. Network Analysis and Feedback Amplifier Design. New York 1946.
- [2] Peters, J. Einschwingvorgänge, Gegenkopplung, Stabilität. Berlin/Göttingen/Heidelberg 1954.
- [3] Cattermole, K. W. Transistor Circuits. London 1959.
- [4] Winiger, F. Der Transistor und seine Anwendungen. I. und II. Teil. Philips' Transistor-Zyklus, Zürich 1955.
- [5] Hauri, E. R. Flächentransistoren als lineare Verstärker mit reellen Parametern. Bericht Nr. 37.55.03 vom 25. November 1955, Forschungs- und Versuchsanstalt PTT, Bern (Nicht veröffentlicht).
- [6] Hurley, R. B. Junction Transistor Electronics. New York 1958.
- [7] Shea, R. F. (Editor). Principles of Transistor Circuits. New York 1953.
- [8] Moulon, J. M. Propriétés essentielles des transistors. Onde Electrique **35**, (1955), 243...263.
- [9] Moulon, J. M. Les transistors dans les amplificateurs. Paris 1956.
- [10] Waldhauer, F. D. Wide-Band Feedback Amplifiers. Trans. I. R. E., CT-4, (1957), 178...190.
- [11] Emden, K. Beitrag zur Stabilisierung des Arbeitspunktes für Transistoren. A. E. Ü. **13**, (1959), 219...220.
- [12] Nielsen, J. O. Undersøisk Transistorforstærker for Bærefrekvenstelefon. Teleteknik, 1957, 289...298.
- [13] Blecher, F. H. Design Principles for Single Loop Transistor Feedback Amplifiers. Trans. I. R. E., CT-4, (1957), 145...156.
- [14] Blecher, F. H. Design Principles for Multiple Loop Transistor Feedback Amplifiers. Electronic Industries, April/Mai 1958.

- [15] *Darlington, S.* USA-Patent 2663806. — *S. K. Ghandhi*, Darlington's Compound Connection for Transistors. *Trans. I. R. E.*, CT-4, (1957), 291/2.
- [16] *Bachmann, A. E.* Transistor Low Noise Preamplifier with High Input Impedance. 1957 Transistor and Solid State Circuits Conference, Philadelphia.
- [17] *Dessoulavy, R.* Quelques Aspects de la Contre-réaction dans les Amplificateurs à Transistors. *Bull. S.E.V.* **50**, (1959), Nr. 6, 233...239.
- [18] *Middlebrook, R. D.* and *C. A. Mead.* Transistor AC and DC Amplifiers with High Input Impedance. *Semiconductor Products* **2**, March 1959, 26...35.
- [19] *Thomas, D. E.* Design Considerations for High-Frequency Transistor Amplifiers. *B. S. T. J.* **38**, (1959), 1551...1581.
- [20] *Braun, G.* Common Emitter Transistor Video Amplifiers. *Proc. I. R. E.* **44**, (1956), 1561...1571.
- [21] *Shea, R. F.* (Editor). *Transistor Circuit Engineering*. New York 1957.
- [22] *Chow, W. F.* and *D. A. Paynter.* Series Tuned Methods in Transistor Radio Circuitry. *Trans. I. R. E.*, CT-4, (1957), 174...178.
- [23] *Ryan, W. D.* Tuned Transistor Audio Amplifier. *Electronic Eng.* **31** (1959), Nr. 372, 103.
- [24] *Bachmann, A. E.* Transistor Active Filters Using Twin-T Rejection Networks. *Proc. I. E. E.* **106** (1959), Pt B, No 26, 170...174.
- [25] *Grewe, T. F.* Der Transistor in der drahtgebundenen Übertragungstechnik. *ETZ A*, **80** (1959), H. 15, 483...487.
- [26] *Hauri, E. R.* Rauscharme Transistor-Verstärkerstufen mit Gegenkopplung. *Techn. Mitt'' PTT* 1958, Nr. 3, 103...108.
- Schenkermann, S.* Feedback Simplifies Transistor Amplifiers. *Electronics* **27** (1954), Nr. 11, 129.
- Langsdorf, W.* und *Heberle, W.* Transistoren in Niederfrequenzverstärkern. *Frequenz* **12** (1958), 337...348.
- Minton, R.* Designing High Quality Transistor AF Amplifiers. *Electronics* **32** (1959) Nr. 24, 60...61.
- Berry, S. D.* Transistor Amplifiers for Sound Broadcasting. *BBC Engineering Monograph* Nr. 26, 1959.
- Bassett, H. G., Thomson, D., Greenaway, P. E.* The Application of Junction Transistors to Audio-Frequency Telephone Line Amplifiers. *Proc. I. E. E.* **106** (1959) Pt B, 290...294.
- Hanningsberg, C.* Amplificateur à transistors à faible consommation. *Onde Electrique* **35** (1955), 264...277.
- Almond, J. A.* and *Boothroyd, A. R.* Broadband Transistor Feedback Amplifiers. *Proc. I. E. E.* **103** (1956), Pt B 93...101.
- Chaplin, G. B. B., Candy, C. J. N., Cole, A. J.* Transistor Stages for Wide-Band Amplifiers. *Proc. I. E. E.* **106** (1959), Pt B, Supplement Nr. 16, 762...777.
- Burman, D. F., Fey, L. J., Ingram, D. G. W.* Transistor Feedback Amplifiers in Carrier Telephony Systems. *Proc. I. E. E.* **106** (1959), Pt B, Supplement Nr. 16, 587...595.
- Chapman, D. J. R., Vincent, A. W. H.* Design Considerations for Multi-Channel Telephone Repeaters Using Transistors. *Proc. I. E. E.* **106** (1959), Pt B, Supplement Nr. 16, 596...600.
- Dallemagne, R., Caniquit, P.* Amplificateur à transistor à contre-réaction. *Câbles et Transmission* **13** (1959), 230...239.
- Davidson, J. J.* Transistor AC Amplifier with High Input Impedance. *Semiconductor Products* **3**, March 1960, 42...50.
- Purton, R. F.* Transistor Amplifiers: Common Base versus Common Emitter. *A. T. E. J.* **14** (1958), 157...163.
- Meyer, N. I.* Non-Linear Distortion in Transistor Amplifiers at Low Signal Levels and Low Frequencies. *Proc. I. E. E.* **104** (1957), Pt C, 208...216.
- Spescha, G. A., Strutt, M. J. O.* Theoretische und experimentelle Untersuchungen der Verzerrungen in Niederfrequenz-Flächentransistor-Vierpolen. *A. E. Ue.* **11** (1957), 307...320.
- Meyer, N. I.* Non-Linear Distortion in Transistor Class-A Amplifiers at Low and Medium Frequencies. *Proc. I. E. E.* **106** (1959), Pt B, Supplement Nr. 15, 481...489.

Weitere, im voranstehenden Beitrag nicht besonders erwähnte Literatur:

- Benz, W.* Grundlagen für die rechnerische Behandlung von Transistorverstärkern mit Reihen- und Parallelrückkopplung. *Telefunken-Ztg* **28** (1955), 95...107.
- Gade, D. W.* Feedback in Junction Transistor Circuits. *Electronics* **27** (1957), Nr. 7, 174...178.
- Trent, R. L.* Design Principles of Junction Transistor Audio Amplifiers. *Trans. I. R. E.*, AU-3 (1955), 143...161.
- Vith, J.* Transistoren-Schaltungstechnik in Niederfrequenzverstärkern. *ETZ-A* **75** (1954), H. 18, 591...594.

G. BUTTEX, Berne

Développement du trafic international du réseau téléphonique suisse

DK 654.153.4(494)

Ces dernières années, un effort particulier a été entrepris par notre administration afin d'assurer aux abonnés de l'ensemble du pays un service téléphonique international de bonne qualité. La collaboration des spécialistes de la commutation, de la transmission et de l'exploitation, tant à la direction générale que dans les directions des téléphones, a permis de réaliser rapidement un réseau international semi-automatique qui, tout en améliorant les conditions de transmission, nous a donné la possibilité de rationaliser le travail des opératrices et augmenter la rapidité d'établissement des communications. Il n'est pas nécessaire de revenir aujourd'hui sur les questions de principe ayant présidé à la création de ce réseau, nos services

d'exploitation ayant pu, par la pratique, en apprécier les avantages et se persuader de sa nécessité. L'auteur de cet article s'est efforcé de faire connaître le développement extraordinaire constaté ces dernières années, de faire le point de la situation actuelle et d'esquisser les tâches qui restent à entreprendre afin de pouvoir offrir une qualité de service optimum à nos abonnés tout en rationalisant le travail.

Le graphique de la figure 1 montre le développement du trafic international de départ pendant les sept dernières années. Le trafic global des années 1952 à 1959 est exprimé ici en millions de minutes taxées. Ce graphique permet la comparaison entre le volume de trafic issu des groupes de réseaux desservis