

Phasenkompensation an Verstärkern

Teil 2 – Anwendungsbeispiele

Im Teil 1 dieser Anleitung haben wir festgestellt,

- daß Verstärker immer mit der Wirkung von Tiefpaßgliedern verbunden sind,
- daß ein Tiefpaß erster Ordnung mit zunehmender Frequenz eine Dämpfung von 20 dB/Dekade und eine Phasendrehung bis 90 Grad bewirkt,
- daß mehrere Verstärkerstufen entsprechend mehrfache Dämpfung und Phasendrehung bewirken,
- daß stabilisierende Gegenkopplung bei höheren Frequenzen in instabile Mitkopplung übergehen kann,
- daß daher die Einhaltung eines notwendigen Phasenspielraumes α von besonderer Bedeutung ist und
- daß somit nicht beliebig viele Verstärkerstufen zusammengeschaltet werden können.

2.1 Praktische Möglichkeiten der Phasenkompensation

2.1.1 Die einfachste Phasenkompensation

Sie besteht darin, an geeigneter Stelle im Verstärker einen Kompensationskondensator der Kapazität C_k anzuschließen. Er soll zusammen mit dem dort wirksamen Innenwiderstand R_i der Schaltung die Grenzfrequenz eines vorhandenen Tiefpasses (hier Bild 11) zu niedrigeren Frequenzen hin verschieben.

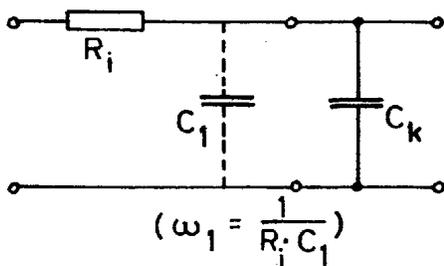


Bild 11: Verringern der Grenzfrequenz eines vorhandenen Tiefpasses

C_1 in Bild 11 sei eine viel kleinere Kapazität als die Kompensationskapazität C_k . Dann ist C_1 vernachlässigbar. Und die Zeitkonstante des Tiefpasses nach Bild 11 berechnet sich nach einem etwas umständlichen Rechengang in guter Näherung zu $\tau_k = R_i C_k$. Sie soll viel größer sein als jede andere, im Verstärker schon vorkommende, Zeitkonstante. Dadurch wird erreicht, daß v_{0k} bei einer (Zusatz-)Phasendrehung von 180° einen Betrag kleiner eins hat.

Bild 12 ist dafür ein Beispiel: $v_0(\omega)$ ist der unkompensierte Amplitudengang. v_{0k1} ist eine erste und v_{0k2} eine stärkere Kompensation nach Bild 11. Dabei wurde rein zufällig, aber zweckmäßig der Kompensationskondensator an derjenigen Stelle der Schaltung angeschlossen, an der die

zuvor wirksame Eigenkapazität (dieses Tiefpasses) die Eckfrequenz ω_1 bestimmte. Die Zeitkonstante $\tau_1 = R_i C_1$ ging also über in $\tau_k = R_i C_k$. Dadurch verschob sich die Eckfrequenz von ω_1 nach zunächst ω'_1 und $v_0(\omega)$ ging über in $v_{0k1}(\omega)$.

Bei einer Realisierung könnte es selbstverständlich auch vorkommen, daß nicht die tiefste Eckfrequenz ω_1 , sondern eine bei höheren Frequenzen liegende Eckfrequenz (z.B. ω_2 oder ω_3 von Bild 12) nach unten hin verschoben wird.

Man erkennt aus Bild 12 ferner: Für einen Phasenspielraum von $\alpha = 0^\circ$ beträgt beim Amplitudengang v_{0k1} der zulässige Wert für v_{Rk} jetzt 60 dB, gegenüber unkomponiert: 80 dB. Man entnimmt dem Phasengang, daß der Phasenspielraum von $\alpha \approx 90^\circ$ innerhalb eines recht großen Frequenzbereiches erhalten bleibt. Es ist daher für $v_{0k1}(\omega)$ gut möglich, $120 \text{ dB} > v_{Rk} > 60 \text{ dB}$ einzustellen, wenn $\alpha \approx 90^\circ$ bleiben soll.

Wollte man jedoch eine Gegenkopplung bis herunter zu $v_{Rk} \approx 0 \text{ dB}$ ermöglichen, so muß der (ohne Rückkopplung) kompenzierte Amplitudengang $v_{0k2}(\omega)$ bei der zugehörigen Phasendrehung von 180° bereits null dB erreicht haben. Bild 12 entnimmt man, daß für v_{0k2} die Kompensationskapazität C_{k2} viel größer sein muß, als es C_{k1} für v_{0k1} war.

Natürlich verringert sich durch diese Art der Kompensation auch die Bandbreite beträchtlich. Das ist der Grund dafür, eine bessere Art der Kompensation zu suchen.

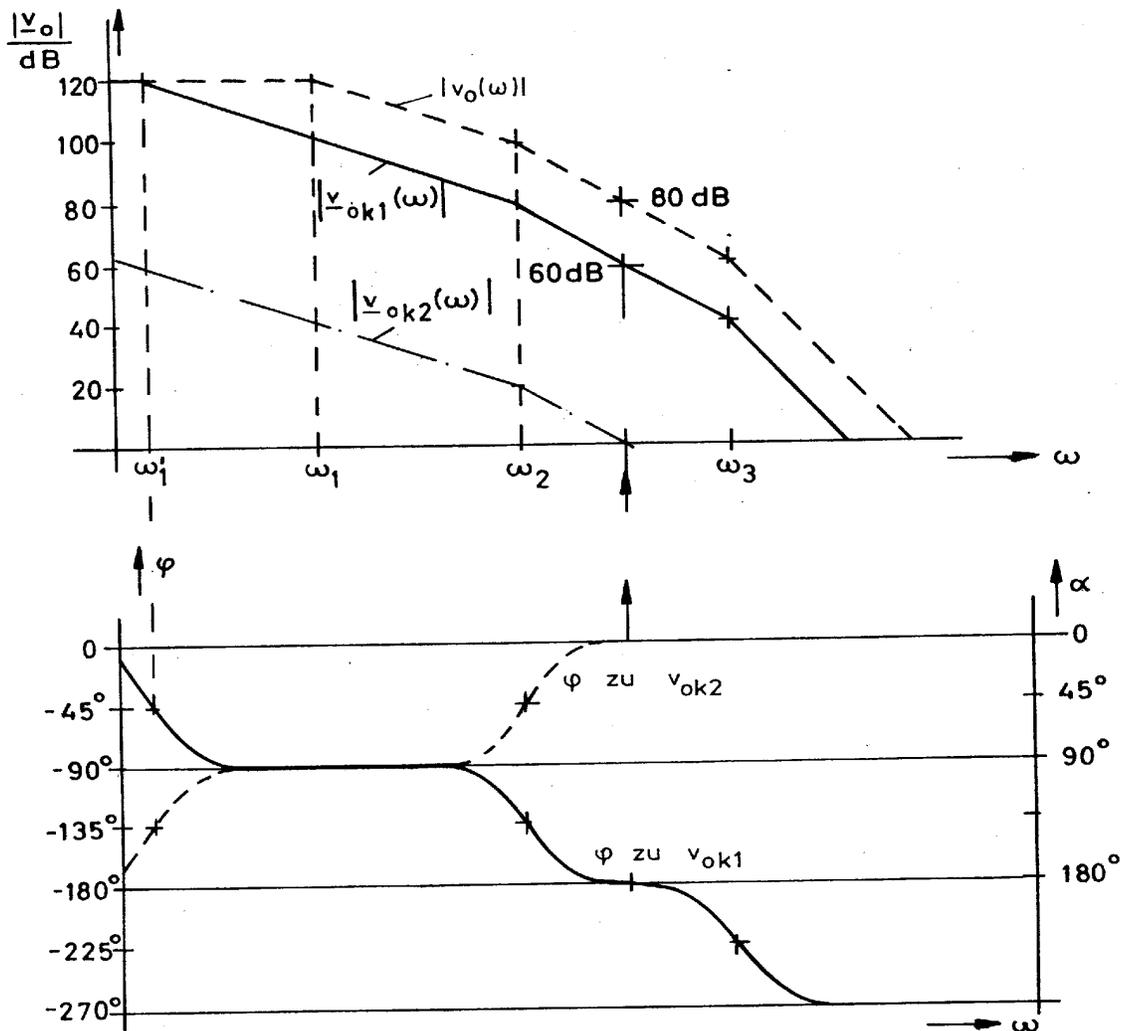


Bild 12: Verringern der Bandbreite bei Phasenkompensation

2.1.2 Kompensation mittels $R_k C_k$

Im Abschnitt 1.3 des Teiles 1 wurden die Eigenschaften eines RCR-Tiefpasses erklärt. Des-
sen Vorteile sollen hier zur Geltung kommen. An einer geeigneten Stelle des Verstärkers wird
jetzt an Stelle von nur C_k die Serienschaltung von R_k mit C_k angeschlossen. R_i steht wieder
ersatzweise für den Schaltungswiderstand. Ausgangskurve für die Kompensation sei der
Amplitudengang von Bild 9 nach Teil 1.

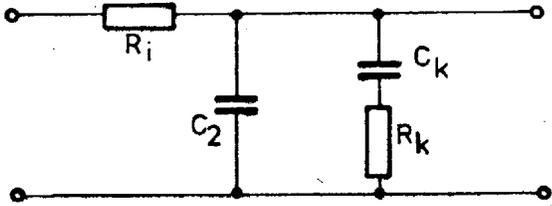


Bild 13: Art der Kompensation mit der Serienschaltung $R_k C_k$

Wir betrachten nun den Amplitudengang von Bild 14. Und wir nehmen an, es gelänge uns, an
der Stelle, an der im Verstärker die Eckfrequenz ω_2 erzeugt wird, zu kompensieren. Würde man
diese Kompensation nur mit $C_k \gg C_2$ vornehmen ($R_k = 0 \Omega$), so entstünde die gestrichelte
Kurve (2). Sie hat bei ω_2 jetzt keine Eckfrequenz mehr. Diese ist jetzt bei ω_0 . Was wird durch
Zuschalten von R_k erreicht?

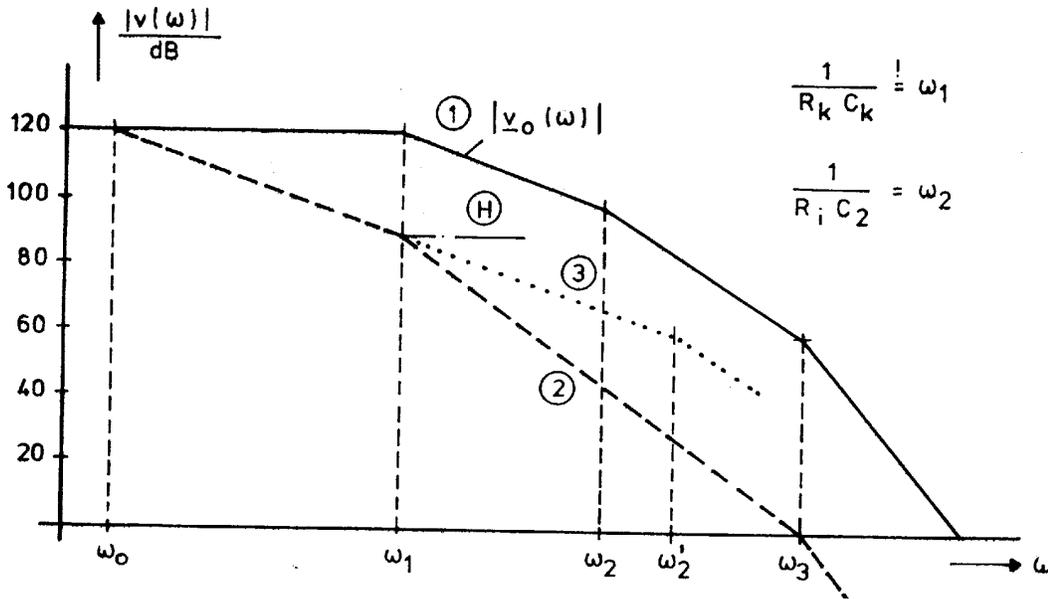


Bild 14: Kompensation mit der Serienschaltung von R_k und C_k

Wählt man den Widerstandswert von R_k so, daß $1/(R_k C_k) = \omega_1$ wird, so beginnt bei ω_2
die im Abschnitt 1.3 beschriebene rückdrehende Wirkung durch $R_k C_k$. Dieses Rückdrehen wird
stückweise angedeutet durch die im Bild 14 eingezeichnete horizontale Hilfslinie (H). Zusammen
mit (2) erzeugt (H) den neuen Amplitudengang (3).

Die rückdrehende Wirkung von $R_k C_k$ gilt nur solange, wie das ursprünglich in der Schaltung vor-
handene $C_2 \ll C_k$ noch ohne Einfluß ist, d.h. solange $1/(\omega C_2) \gg R_k$ ist. Denn, wie Bild 13 zeigt,
liegt C_2 parallel zur Serienschaltung von R_k mit C_k . Sobald nun $1/(\omega C_2)$ in die Größenordnung
des Scheinwiderstandes der Serienschaltung aus R_k und C_k kommt, ist $1/(\omega C_k) \ll 1/(\omega C_2)$
geworden. Und an Stelle von Bild 13 gilt jetzt Bild 15.

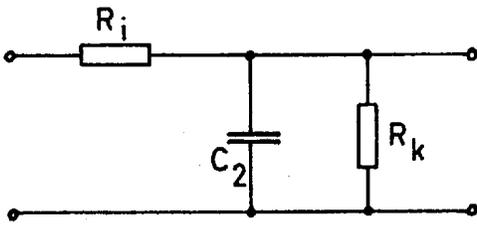


Bild 15: Ersatzschaltbild zu Bild 13 für $1/(\omega C_k) \ll 1/(\omega C_2)$

Die Eckfrequenz der Ersatzschaltung nach Bild 15 berechnet sich zu:

$$C_2 \frac{R_i R_k}{R_i + R_k} = \frac{1}{\omega'_2}$$

Der Kehrwert dieses Ausdrucks ist die neu entstandene Eckfrequenz ω'_2 . Vergleicht man diese neue Eckfrequenz mit der ursprünglichen Eckfrequenz $\omega_2 = 1/(R_i C_2)$, so folgt: $\omega'_2 > \omega_2$, da $R_i || R_k$ stets kleiner als R_i ist.

Beachten Sie, daß die aus Punkten gezeichnete Kurve (3), gültig für die R_k, C_k -Kompensation, eine wesentlich größere Bandbreite hat als die Kurve (2), die allein durch C_k -Kompensation entstanden war.

2.2 Berechnung der Kompensationsglieder

2.2.1 Kompensation durch einen Kondensator C_k

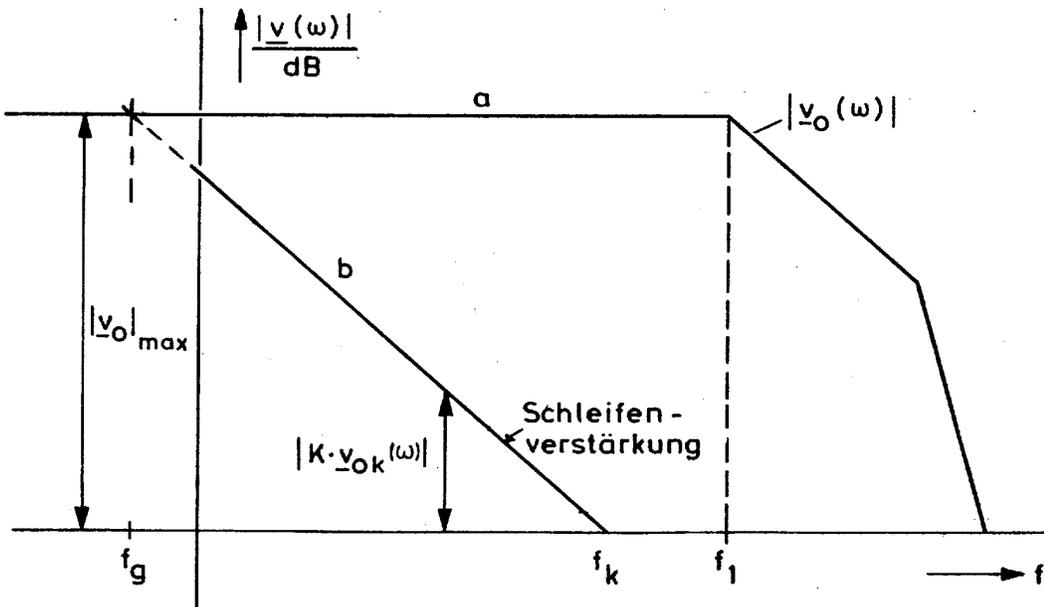


Bild 16: Verdeutlichung der Kompensation mit C_k

Gegeben sei die Amplitudenkurve $|v_0(\omega)|$ nach Bild 16. Der entsprechende Verstärker soll mit C_k so stark gegengekoppelt werden können, daß ein Phasenspielraum von $\alpha = 90^\circ$ und eine Gegenkopplung bis 0 dB, also herunter bis $v_{Rk} = 1$, möglich werden. Die zu stellende Dimensionierungsfrage ist: Welchen Abstand muß die kritische Frequenz f_k der durch Kurve b gegebenen Schleifenverstärkung(!) $K \cdot v_{0k}(\omega)$ dort, wo $K \cdot v_{0k}(\omega) = 1$ wird, von der Eckfrequenz f_1 haben?

Beachten Sie also bitte, die Kurve b im Bild 16 ist die Schleifenverstärkung $K \cdot v_{0k}(\omega)$ und

nicht nur eine kompensierte Kurve $v_{0k}(\omega)$. Die Schleifenverstärkung mußte hier mit eingezeichnet werden, da ihr Maximalwert gleich v_{0max} ist. (Dies ist allerdings nur der Fall für einen Rückkopplungsfaktor $K = 1$.) Der interessierende Minimalwert dieser Schleifenverstärkung ist $K \cdot v_{0k}(\omega) = 1$, der unten bei f_k zu finden ist; dann nämlich, wenn bei fest vorgegebenem Rückkopplungsfaktor K die Verstärkung $v_{0k}(\omega)$ entsprechend abgefallen ist.

Durch die Kompensation beginnt die Schleifenverstärkung bei der neuen Eckfrequenz f_g . Diese Eckfrequenz bringt schon eine Phasendrehung von 90^0 . Daher soll die Eckfrequenz f_1 keine zusätzliche Phasendrehung mehr einbringen, ansonsten wird der geforderte Phasenspielraum von 90^0 nicht eingehalten. Damit also f_1 im Bereich $K \cdot v_{0k}(\omega) > 1$ keine merkliche Phasendrehung bringt, fordern wir willkürlich aber zweckmäßig: $f_k \approx f_1/10$.

Für die Schleifenverstärkung im Bild 16 gilt bei starker Gegenkopplung, wie früher beschrieben wurde: $K \approx 1/v_{Rk}$. Wir wollen mit dieser Näherung die Steigung der Schleifenverstärkung berechnen und rechnen mit den Beträgen weiter:

$$K \cdot v_{0k}(\omega) \approx \frac{v_{0k}(\omega)}{v_{Rk}} = \frac{v_{0kmax}}{v_{Rk}} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega/\omega_g)^2}}$$

Für $v_{Rk} = 1$ und für $\omega \gg \omega_g$ gilt weiter:

$$K \cdot v_{0k}(\omega) \approx v_{0kmax} \cdot \frac{\omega_g}{\omega}.$$

Wir wissen, an der Stelle f_k von Bild 16 wird $K \cdot v_{0k} = 1$. Mit $\omega_g = 2\pi f_g$ und $\omega = \omega_k = 2\pi f_k$ erhält man:

$$f_g = \frac{f_k}{v_{0max}} = \frac{1}{2\pi R_i C_k} \quad \text{da} \quad \omega_k = \frac{1}{R_i C_k} \quad \text{ist.}$$

Bei bekanntem Innenwiderstand R_i , bekanntem v_{0max} und vorgegebenem Wert f_k läßt sich aus dieser Beziehung die Kapazität C_k des Kompensationskondensators berechnen.

Wird der Verstärker nicht voll (herunter auf $v_{Rk} = 1$) gegengekoppelt, dann ist an Stelle von v_{0kmax} der Betrag der maximalen Schleifenverstärkung $K \cdot v_{0kmax} \approx v_{0kmax}/v_{Rk}$ einzusetzen.

2.2.2 Kompensation durch $R_k C_k$

Bei gleichen Anforderungen ($\alpha = 90^0$, $v_{Rk} = 1$ oder 0 dB) kann durch die bereits beschriebene Kompensationsart mit $R_k C_k$ die Bandbreite bei Gegenkopplung erheblich größer sein als bei Kompensation mit nur C_k .

Hierzu müssen R_k und C_k so gewählt werden, daß die Phasendrehung des dann kompensierten Verstärkers durch die phasenrückdrehende Kompensation ab der ersten Eckfrequenz f_1 wieder abnimmt.

$$f_1 = f_{g2} = \frac{1}{2\pi R_k C_k}.$$

Ansonsten hätten wir 90^0 Phasendrehung von der Eckfrequenz f_{g1} des Kompensationsglieds und kurz hinter f_1 weitere 90^0 durch die ursprüngliche Eckfrequenz bei f_1 .

Damit sind R_k und C_k bekannt, aber noch nicht deren Aufteilung.

Die Abschwächung $R_k/(R_k + R_i)$ durch das Kompensationsglied, (Kurvenstück b im Bild 17,) muß im vorliegenden Fall bei hohen Frequenzen, wo nur noch der Spannungsteiler R_i , R_k wirkt, so groß sein wie der Kehrwert der Schleifenverstärkung $K \cdot v_{0k}$. In diesem speziellen Fall von Gegenkopplungsmöglichkeit bis herunter zu $v_{Rk} = 1$, was ja einen Rückkopplungsfaktor $K = R_1/(R_N + R_1) \approx 1$ bedingt, ist der Höchstwert der Schleifenverstärkung gleich $v_{0kmax} = v_{0max}$. Die Abschwächung muß also ebenso groß sein wie v_{0max} :

$$\frac{R_k}{R_k + R_i} = \frac{1}{v_{0max}}$$

Damit ist, bei bekanntem Wert von R_i der Wert für R_k berechenbar und kann oben eingesetzt werden, so daß man auch C_k ermitteln kann.

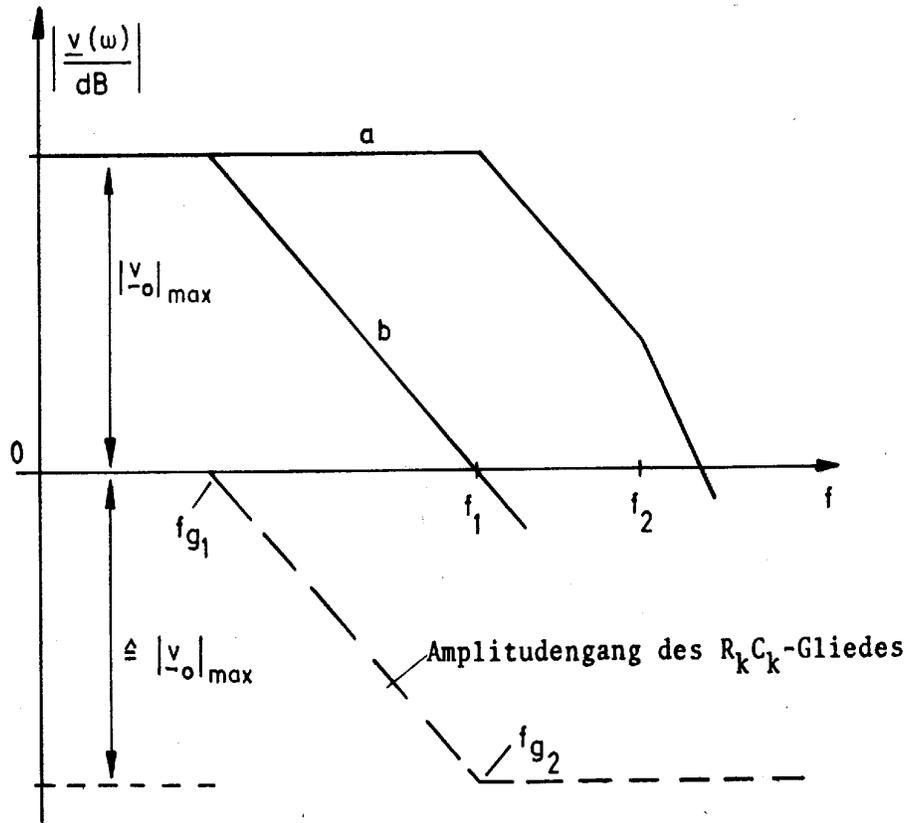


Bild 17: Zur Kompensation mit R_k und C_k

Achtung: Kurventeil b im Bild 17 ist wieder die Schleifenverstärkung

2.2.3 Kompensation an Differenzverstärkerstufen

In Differenzverstärkerstufen besteht die Möglichkeit, die Kompensationsglieder zwischen den beiden Kollektoren anzuschließen. Dann müssen die Werte des Kompensationsgliedes umgerechnet werden. Von beiden Kollektoren geht ein Kompensationsglied nach Masse. Beide Kompensationsglieder sind also (über Masse) in Serie geschaltet. Bei der Umrechnung in C'_k und R'_k muß diese Serienschaltung berücksichtigt werden.

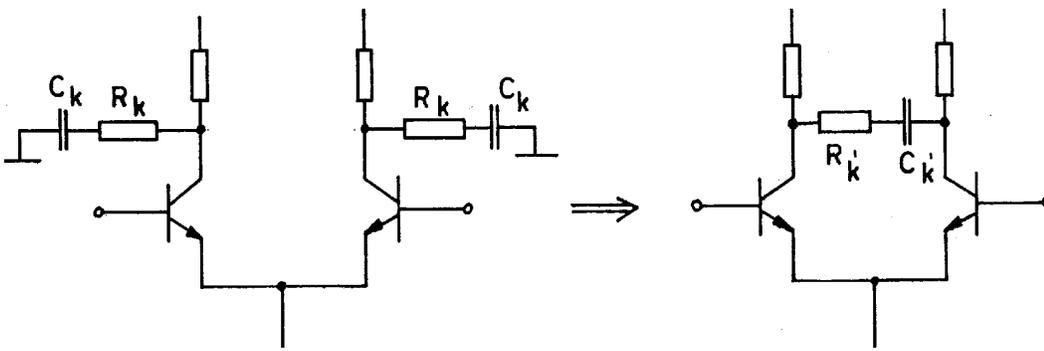


Bild 18: Kompensation am Differenzverstärkereingang

Durch die Serienschaltung erhält man: $R'_k = 2 R_k$ und $C'_k = \frac{1}{2} C_k$

2.3 Praktische Hinweise zur Phasenkompensation

2.3.1 Ort der Kompensation im Verstärker

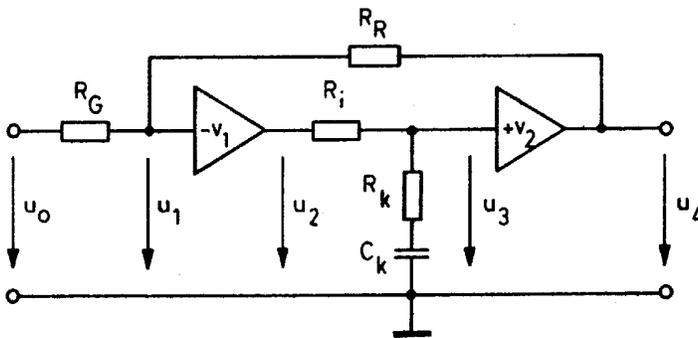


Bild 19: Mögliche Stelle der Kompensation im Verstärker

Grundsätzlich gilt, daß die Bandbreite eines Verstärkers mit zunehmender Gegenkopplung auch zunimmt. Siehe hierzu Bild 9, oben. Diese Bandbreitenvergrößerung gilt aber nur für kleine Amplituden, wie hier gezeigt werden wird:

Der in Bild 19 gezeichnete Verstärker sei für eine Ausgangsamplitude von $\hat{u}_4 = 10\text{ V}$ ausgelegt. Das Kompensationsglied R_k, C_k liege direkt vor dem Leistungsverstärker, dessen Verstärkungsfaktor $v_2 = 1$ ist. Dann ist $\hat{u}_3 = \hat{u}_4$. Für niedere Frequenzen ist $1/(\omega C_k)$ ein großer Widerstand, so daß dort $\hat{u}_2 \approx \hat{u}_3$ und daher $\hat{u}_4/\hat{u}_1 \approx -v_1 \cdot v_2 = -v_1$ ist. Für hohe Frequenzen aber ist C_k ein Kurzschluß, weswegen $\hat{u}_3/\hat{u}_2 \approx R_k/R_i$, wenn $R_i \gg R_k$ ist. Beispiel: $R_k/R_i = 1/100$. In diesem Fall müßte u_2 , um für hohe Frequenzen die Ausgangsamplitude $\hat{u}_4 = 10\text{ V}$ zu erreichen, den Wert annehmen: $u_2 = 100 u_3 = 100 u_4 = 100 \cdot 10\text{ V} = 1000\text{ V}$. Dies ist bei Transistorschaltungen nicht möglich, da sie weit früher übersteuert würden.

Phasenkompensation direkt vor der Leistungsstufe führt also zu Übersteuerungen bei Großsignalbetrieb mit hohen Frequenzen!

Jetzt gehen wir davon aus, in der Schaltung nach Bild 19 sei $v_2 = 100$. Das Kompensationsglied sei also vor die letzte Spannungsverstärkerstufe innerhalb des Verstärkers mit v_1 geschaltet. Um bei hohen Frequenzen wieder $\hat{u}_4 = 10\text{ V}$ zu erreichen, müssen jetzt $\hat{u}_3 = 0,1\text{ V}$ und daher $\hat{u}_2 = 10\text{ V}$ sein, anstelle von 1000 V im vorgenannten Fall. Kompensation an dieser Stelle des Verstärkers ist daher durchaus möglich und sinnvoll.

Bedenkt man, daß die Aussteuerbarkeit bei hohen Frequenzen umso weniger eingeschränkt wird, je näher das Kompensationsglied am Verstärkereingang liegt, dann liegt nahe, gleich am Eingang des Verstärkers zu kompensieren: Siehe Bild 20.

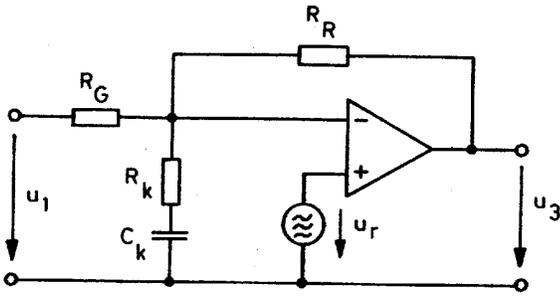


Bild 20: Kompensation am Verstärkereingang

Diese Kompensation setzt wegen des dabei frequenzabhängigen Eingangswiderstandes (überwiegend gegeben durch $R_k C_k$) die Bandbreite der Eingangsspannung herunter, während die Bandbreite des Verstärkers nicht beeinflusst wird. Die ersatzweise eingezeichnete Rauschspannung u_r wird daher mit der vollen Bandbreite des nicht kompensierten Verstärkers verstärkt. Außerdem werden wegen des Kompensationsgliedes Spannungen mit hoher Frequenz weniger gegengekoppelt, als solche mit niedriger Frequenz. Die Rauschspannung wird hier also mehr verstärkt als das Eingangssignal $u_1(t)$.

Von Fall zu Fall ist daher zu entscheiden, ob eine Kompensation für Großsignalaussteuerung bei hohen Frequenzen oder für geringstmögliches Rauschen ausgelegt werden soll.

2.3.2 Arten der Kompensation: Lag- und Lead-Forward

Kompensationen der oben beschriebenen Art mit einem $R_k C_k$ -Glied (zwischen zwei Kollektorschlüssen der Differenzverstärkerstufe oder als Gegenkopplung eines Transistors, oder allgemein von einem Signalpunkt nach Nullpotential) sind in der Literatur als **Lag-Kompensation** bekannt. Diese Kompensation wirkt jeweils so, daß das Signal am Kompensationspunkt eine negative Phasendrehung erfährt (to lag = nacheilen), also dem Signal ohne Kompensation nacheilt.

Daneben gibt es die sogenannte **Lead-Kompensation** (to lead = voreilen). Sie wird meist dann angewandt, wenn der Lastwiderstand eine stark kapazitive Komponente hat. Lead-Kompensation bewirkt dann eine positive Phasendrehung des Signals. Dadurch soll die Phasendrehung der kapazitiven Last ausgeglichen werden.

Die Bilder 21 und 22 sind Beispiele für Lead-Kompensation, die für die rückgeführte Größe (nicht für die Eingangsspannung u_1 !) differenzierende Wirkung hat.

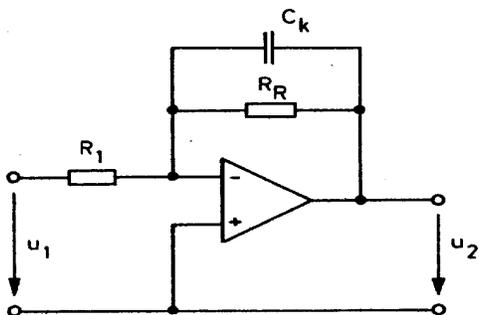


Bild 21: Umkehrverstärker

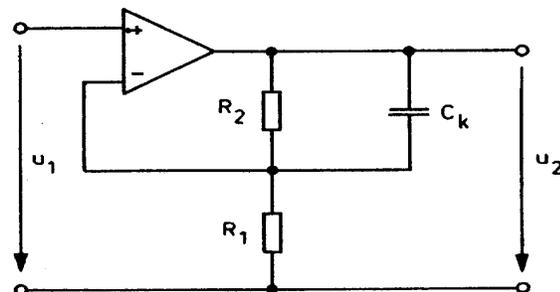


Bild 22: Elektrometerverstärker

Die differenzierende Wirkung am Umkehr- und Elektrometerverstärker (= nichtinvertierender Verstärker mit hochohmigem Eingang) soll bei $\omega_k = 1/(C_k R_1)$ einsetzen. Daraus bestimmt man $C_k = 1/(\omega_k R_1)$.

Literaturhinweis: Auszug aus dem früheren "Praktikum für analoge und digitale Messtechnik" des Instituts für Theoretische Elektrotechnik und Messtechnik der Universität Karlsruhe, Verfasser: Dr-Ing. Gottlieb Strassacker und Mitarbeiter.