

15 Operationsverstärker - Grundsaltungen

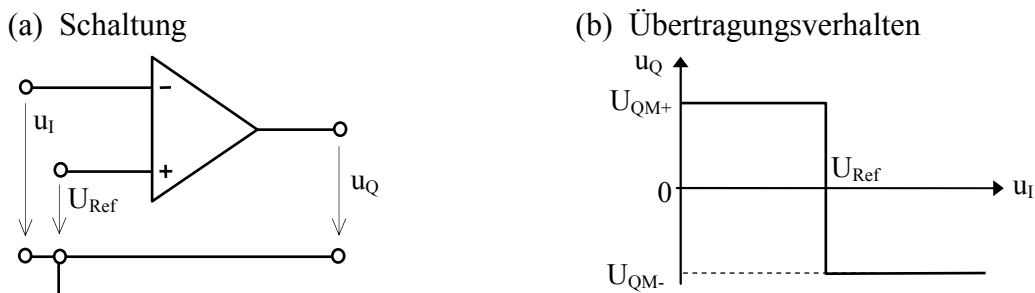
15.1 Anwendungsbeispiele ohne Rückkopplung oder mit Mitkopplung

Bei Schaltungen ohne Rückkopplung oder mit Mitkopplung treten am Ausgang des Operationsverstärkers wegen seiner hohen Leerlaufverstärkung praktisch nur die zwei der vollen Aussteuerung entsprechenden Spannungen $U_{QM+} \approx +U_S$ und $U_{QM-} \approx -U_S$ auf.

15.1.1 Komparator

Der Komparator ist ein Operationsverstärker ohne Rückkopplung. Er kann invertierend oder nicht invertierend beschaltet werden.

Abbildung 15-1 Der Komparator (invertierend)

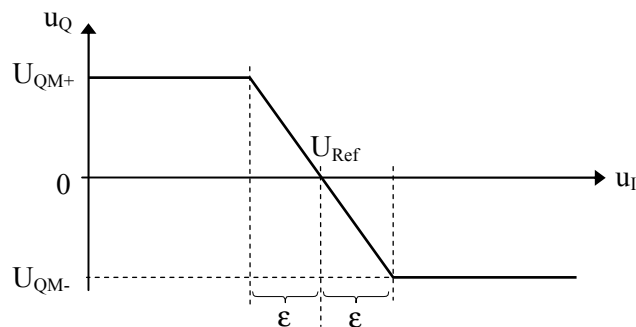


Mit dem Komparator lässt sich feststellen, ob eine Spannung u_I größer oder kleiner (positiver oder negativer) als eine Referenzspannung U_{Ref} ist (U_{Ref} kann auch 0 sein).

Für $u_I < U_{Ref}$ (d.h. $u_{ID} > 0$) gibt der Komparator eine Spannung von $u_Q = U_{QM+} \approx +U_S$ ab, für $u_I > U_{Ref}$ (d.h. $u_{ID} < 0$) ist die Ausgangsspannung $u_Q = U_{QM-} \approx -U_S$.

Liegt u_I in dem kleinen Intervall $U_{Ref} \pm \epsilon$ (mit $\epsilon = U_{QM}/V_{U0}$), so treten Zwischenwerte der Ausgangsspannung auf.

Abbildung 15-2
Übertragungsverhalten des Komparators für $u_I \approx U_{Ref}$

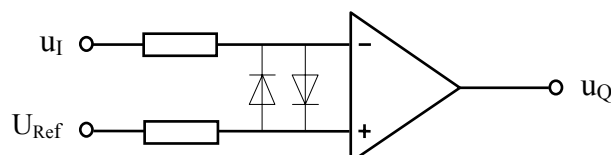


Ist dieses Verhalten unerwünscht, so setzt man einen Schmitt-Trigger (siehe Abschnitt 15.1.2) anstelle des einfachen Komparators ein.

Spezielle, als Komparatoren ausgelegte Operationsverstärker besitzen eine hohe Slew Rate, wodurch sehr schnelle Umschaltzeiten des Ausgangssignals (z.B. im ns-Bereich) erreicht werden.

Um den Komparatoreingang vor zu hohen Differenzspannungen zu schützen, können zwei anti-parallele Dioden zwischen die Verstärkereingangsklemmen geschaltet werden.

Abbildung 15-3
Schutzbeschaltung des Komparatoreinganges



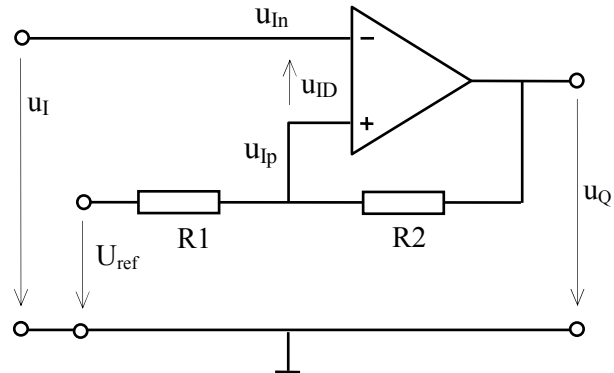
15.1.2 Schmitt-Trigger

Der Schmitt-Trigger ist ein Schwellwertschalter mit Hysterese. Er kann sowohl invertierend als auch nicht-invertierend beschaltet werden.

Wie beim Komparator schaltet der Verstärkerausgang zwischen U_{QM+} und U_{QM-} um, wenn das Potential u_{In} am invertierenden Eingang die am nicht-invertierenden Eingang eingestellte Schaltschwelle u_{Ip} durchläuft, d.h. wenn die Polarität von u_{ID} sich ändert.

Durch eine teilweise Rückkopplung des Ausgangssignals auf den nicht-invertierenden Eingang (= Mitkopplung) ergibt sich in jedem Falle ein sprunghaftes Umschalten der Ausgangsspannung; Werte der Ausgangsspannung zwischen U_{QM+} und U_{QM-} sind nicht möglich.

Abbildung 15-4
Schmitt-Trigger (invertierend)



Durch die Mitkopplung ergeben sich unterschiedliche Schaltschwellen für steigendes bzw. fallendes Eingangs- bzw. Ausgangssignal (= Hysterese).

Schaltschwellen: (Annahme für die Berechnung: $|U_{QM+}| \approx |U_{QM-}| \approx U_{QM}$)

Der Verstärkerausgang schaltet beim Nulldurchgang von u_{ID} , d.h. bei einer Eingangsspannung u_I , bei der $u_{In} = u_{Ip}$ wird (= Schaltbedingung)

$$u_{In} = u_{Ip} = \pm U_{QM} \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2} + U_{ref} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

(Berechnung von u_{Ip} mittels Überlagerungsgesetz)

Mit $u_I = u_{In}$ ergibt sich für die Schaltschwellen $u_{I1} = U_{S1}$ bzw. $u_{I2} = U_{S2}$

$$U_{S1} = (U_{QM+} \cdot R_1 + U_{ref} \cdot R_2) \cdot \frac{1}{R_1 + R_2}$$

(für steigende Eingangsspannung u_I ;
fallende Ausgangsspannung u_Q)

und

$$U_{S2} = (U_{QM-} \cdot R_1 + U_{ref} \cdot R_2) \cdot \frac{1}{R_1 + R_2}$$

(für fallende Eingangsspannung u_I ;
steigende Ausgangsspannung u_Q)

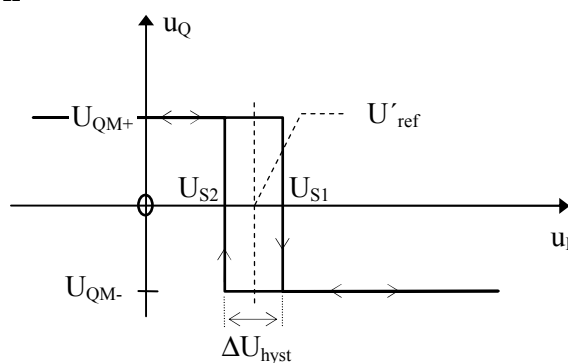
Für $U_{ref} = 0$ liegen die Schaltschwellen symmetrisch zu 0.

Mit $U_{ref} \neq 0$ verschieben sich die Schaltschwellen um den Wert $U'_{ref} = U_{ref} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2}$

Die Hysterese beträgt

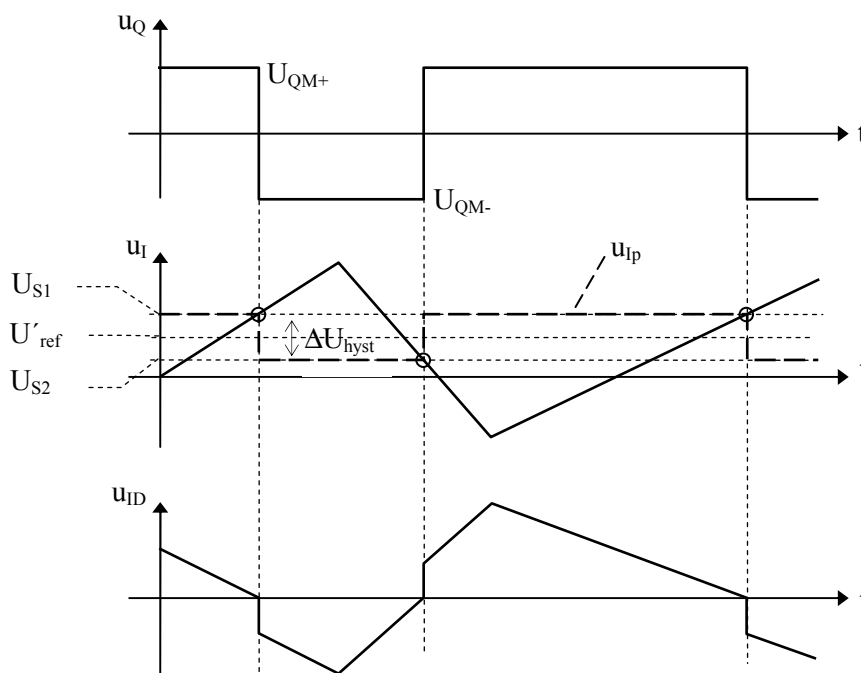
$$\Delta U_{Hyst} = U_{S1} - U_{S2} = U_{QM} \cdot \frac{2 \cdot R_1}{R_1 + R_2}$$

Abbildung 15-5
Hystereseschleife des
invertierenden Schmitt-Triggers



Die Abbildung 15-6 zeigt Signalverläufe am Schmitt-Trigger bei langsam sich änderndem Eingangssignal u_i .

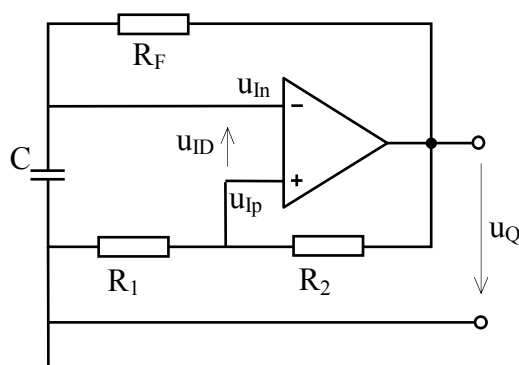
Abbildung 15-6
Signalverläufe am
Schmitt-Trigger



Die Abbildung zeigt, dass der Nulldurchgang der Eingangs-differenzspannung u_{ID} durch die Mitkopplung sprunghaft erfolgt. Damit tritt auch bei langsam sich ändernden Eingangssignalen ein sprunghaftes Schalten des Ausgangs auf.

15.1.3 Astabiler Multivibrator

Abbildung 15-7
Der astabile Multivibrator



Der astabile Multivibrator besteht aus einem Schmitt-Trigger (Operationsverstärker, R_1 , R_2), sowie einem RC-Glied (R_F , C), das an den Verstärkerausgang angeschlossen ist.

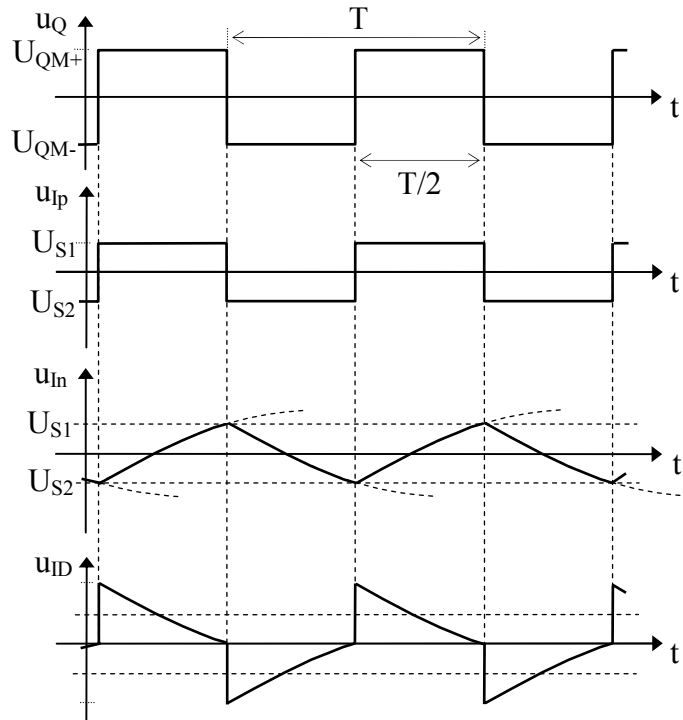
Der Schmitt-Trigger-Ausgang kann nur die Sättigungsspannungen U_{QM+} oder U_{QM-} abgeben. Demzufolge stellen sich am nicht invertierenden Eingang des Operationsverstärkers über den Spannungsteiler aus R_1 und R_2 die Schaltschwellen $u_{Ip} = U_{S1}$ oder $u_{Ip} = U_{S2}$ ein.

Operationsverstärker-Grundsaltungen

Der Kondensator C wird über den Widerstand R_F nach einer e-Funktion in Richtung auf das Ausgangssignal umgeladen. Durchläuft die Spannung am Kondensator (= Eingangssignal u_{In} des Schmitt-Triggers) die Spannung u_{Ip} , so schaltet der Verstärkerausgang (und damit auch die Schaltschwelle des Schmitt-Triggers) in die entgegengesetzte Lage um.

Auf diese Weise wird der Kondensator ständig zwischen den beiden Schaltschwellen des Schmitt-Triggers hin- und hergeladen. Am Verstärkerausgang tritt ein Rechtecksignal auf.

Abbildung 15-8
Spannungsverläufe
am astabilen Multivibrator



Berechnung der Periodendauer des astabilen Multivibrators

Die Umladung des Kondensators von U_{S2} nach U_{S1} (mit $u_Q = U_{QM+}$) erfolgt nach der Gleichung

$$u_C(t) = u_{In} = U_{S2} + (U_{QM+} - U_{S2}) \cdot (1 - e^{-\frac{t}{C \cdot R_F}}) \quad \text{mit } u_C(t) = U_{S2} \quad \text{für } t = 0$$

Nach der Zeit $t_S = T/2$ erreicht die Kondensatorspannung den Wert $U_{S1} = -U_{S2}$

$$u_C(t_S) = -U_{S2} = U_{S2} + (U_{QM+} - U_{S2}) \cdot (1 - e^{-\frac{T}{2 \cdot C \cdot R_F}})$$

Daraus errechnet sich
$$T = 2 \cdot C \cdot R_F \cdot \ln \frac{U_{QM+} - U_{S2}}{U_{QM+} + U_{S2}}$$

Mit
$$U_{S2} = U_{QM-} \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2} \approx -U_{QM+} \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

wird daraus

$$T = 2 \cdot C \cdot R_F \cdot \ln \left(1 + \frac{2 \cdot R_1}{R_2} \right)$$

15.2 Niederfrequente Anwendungsbeispiele mit Gegenkopplung

Durch Gegenkopplung lassen sich Schaltungen mit einer Gesamtverstärkung aufbauen, die wesentlich unter der Leerlaufverstärkung des Operationsverstärkers liegt. Damit können auch Eingangsspannungen proportional verstärkt werden, die sehr viel größer sind als der Proportionalbereich von U_{ID} .

Zur Gegenkopplung wird das Ausgangssignal auf den invertierenden Eingang zurückgekoppelt (z.B. über den Widerstand R_F in Abbildung 15-10).

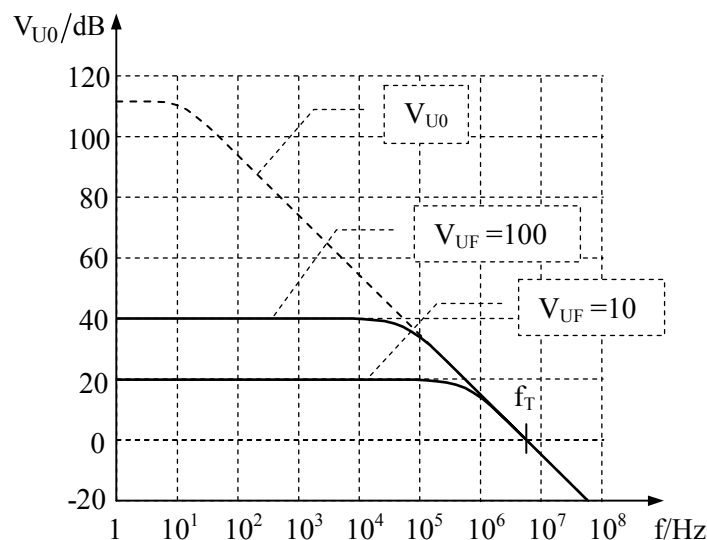
Solange hierzu Ausgangsspannungen $|U_Q| < |U_{QM}|$ ausreichen, kompensiert der Operationsverstärker über den Gegenkopplungszweig den Einfluss des Eingangssignales auf den invertierenden Eingang, so dass sich eine dem Ausgangssignal entsprechende Eingangsdifferenzspannung U_{ID} einstellt [$U_{ID} = (U_Q / V_{U0}) < (U_{QM} / V_{U0}) \rightarrow 0$].

Für die Analyse von Schaltungen mit starker Gegenkopplung kann also von folgender Bedingung ausgegangen werden:

$$U_{ID} \approx 0$$

In dem Frequenzbereich, in dem die Leerlaufverstärkung V_{U0} des Operationsverstärkers deutlich größer ist als die durch Gegenkopplung bewirkte Gesamtverstärkung V_{UF} , ist diese Gesamtverstärkung V_{UF} unabhängig von den Frequenzeigenschaften des Operationsverstärkers.

Abbildung 15-9 Frequenzgang der durch Gegenkopplung bewirkten Verstärkung V_{UF}



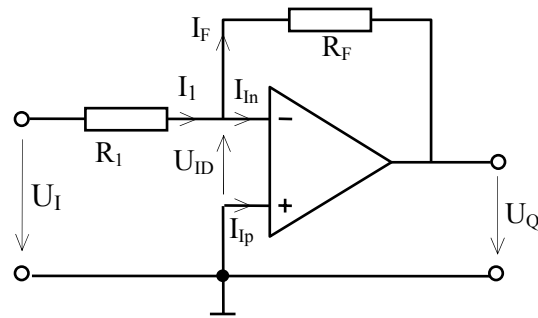
In den folgenden Abschnitten werden einfache Anwendungsschaltungen mit Operationsverstärkern dargestellt und berechnet. Alle Beschreibungen und Berechnungen gelten für solche Gesamtverstärkungen und solche Frequenzen, bei denen der Frequenzgang der Gesamtschaltung nicht vom Frequenzverhalten des Operationsverstärkers bestimmt wird.

Zunächst werden Schaltungen für frequenz- und zeitunabhängige Anwendungen dargestellt (invertierender und nicht-invertierender Verstärker, Addierer, Subtrahierer). Es folgen Schaltungen für frequenz- oder zeitabhängige Funktionen (Integrierer, Differenzierer, Frequenzpässe, PI-Regler)

Operationsverstärker-Grundsaltungen

15.2.1 Invertierender Verstärker

Abbildung 15-10
Der invertierende Verstärker



Der Operationsverstärker stellt seine Ausgangsspannung U_Q so ein, dass der aus U_I über R_1 zum Verstärkereingang fließende Strom I_1 über den Rückkopplungswiderstand abgeleitet wird (I_F) und sich am Differenzeingang des Operationsverstärkers eine der Ausgangsspannung entsprechende Differenzspannung $U_{ID} = U_Q/V_{U0}$ einstellt. Bei hinreichend großer Leerlaufverstärkung des Operationsverstärkers wird diese Differenzspannung $U_{ID} \approx 0$.

Ist der nicht-invertierende Eingang mit Masse verbunden, so liegt auch der invertierende Eingang auf Massepotential. Man spricht von einem „virtuellen Nullpunkt“ bzw. von einer „virtuellen Masse“.

Berechnung der Ausgangsspannung:

Knotengleichung

$$I_1 - I_F - I_{In} = 0 \quad \text{Mit } I_{In} \approx 0 \text{ wird daraus } I_1 \approx I_F \quad (1)$$

Maschengleichungen

$$U_I + U_{ID} - I_1 \cdot R_1 = 0 \quad \text{Mit } U_{ID} \approx 0 \text{ wird daraus } I_1 \approx U_I / R_1 \quad (2)$$

$$U_Q + U_{ID} + I_F \cdot R_F = 0 \quad \text{Mit } U_{ID} \approx 0 \text{ wird daraus } I_F \approx -U_Q / R_F \quad (3)$$

Durch Einsetzen der Gleichungen (2) und (3) in Gleichung (1) ergibt sich

$$U_Q \approx -U_I \cdot \frac{R_F}{R_1}$$

Berechnung der Verstärkung:

$$V_{UF} = \frac{U_Q}{U_I} \approx -\frac{R_F}{R_1}$$

Die Verstärkung ergibt sich aus dem Verhältnis von Rückkopplungswiderstand zu Eingangswiderstand.

Die Verstärkung ist negativ, d.h. eine positive Eingangsspannung führt zu einer negativen Ausgangsspannung und umgekehrt. Der Verstärker arbeitet invertierend.

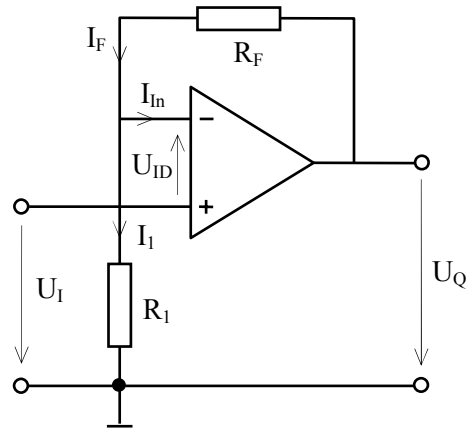
Beachte: Wenn die Leerlaufverstärkung $V_{U0}(f)$ des Operationsverstärkers nicht sehr viel größer ist als R_F/R_1 (z.B. mindestens 10 bis 100 mal größer), dann muss $U_{ID}(f) = U_Q(f)/V_{U0}(f)$ berücksichtigt werden und es ergibt sich:

$$V_{UF}(f) = -\frac{R_F}{R_1} \cdot \frac{V_{U0}(f)}{1 + R_F/R_1 + V_{U0}(f)}$$

Operationsverstärker-Grundsaltungen

15.2.2 Nicht-invertierender Verstärker

Abbildung 15-11
Der nicht-invertierende Verstärker



Berechnung der Ausgangsspannung

Kirchhoffsche Gleichungen

$$I_F - I_1 - I_{in} = 0$$

Mit $I_{in} \approx 0$ wird daraus

$$I_F \approx I_1$$

$$U_I - I_1 \cdot R_1 - U_{ID} = 0$$

Mit $U_{ID} \approx 0$ wird daraus

$$I_1 \approx U_I / R_1$$

$$U_Q - I_1 \cdot R_1 - I_F \cdot R_F = 0$$

Daraus ergibt sich

$$U_Q \approx U_I \cdot \left(1 + \frac{R_F}{R_1}\right)$$

Berechnung der Verstärkung

$$V_{UF} = \frac{U_Q}{U_I} \approx 1 + \frac{R_F}{R_1}$$

Der nicht invertierende Verstärker (E_p als Eingang verwendet) besitzt einen sehr hohen Eingangswiderstand $R_{ein} = Z_{lp}$.

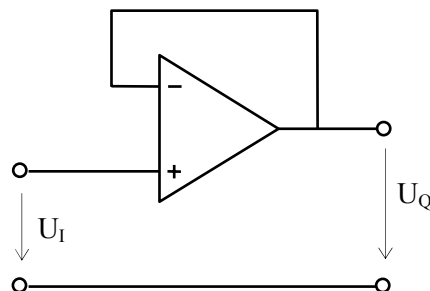
Sonderfall

$$R_1 \rightarrow \infty \quad \text{und / oder} \quad R_F = 0$$

$$\Rightarrow V_{UF} \approx 1 + \frac{0}{\infty} = 1$$

Die Verstärkung ist gleich 1

Abbildung 15-12
Spannungsfolger,
Impedanzwandler

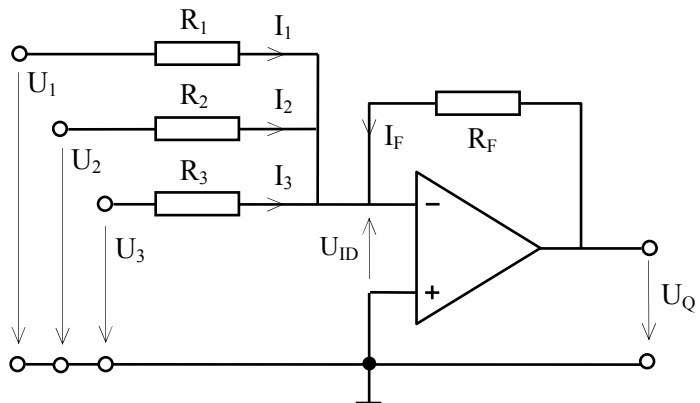


Für eine Verstärkung $V_{UF} < 1$ muss die Eingangsspannung vor dem Verstärker (z.B. mit einem Spannungsteiler) heruntergeteilt werden.

Operationsverstärker-Grundsaltungen

15.2.3 Addition (mit Inversion)

Abbildung 15-13
Addierer (mit Inversion)



Berechnung der Ausgangsspannung:

Knotengleichung (mit $I_{in} \approx 0$)

$$I_1 + I_2 + I_3 + I_F \approx 0$$

Maschengleichungen (mit $U_{ID} \approx 0$)

$$U_1 - I_1 \cdot R_1 \approx 0 \quad \Rightarrow \quad I_1 \approx U_1 / R_1$$

$$U_2 - I_2 \cdot R_2 \approx 0 \quad \Rightarrow \quad I_2 \approx U_2 / R_2$$

$$U_3 - I_3 \cdot R_3 \approx 0 \quad \Rightarrow \quad I_3 \approx U_3 / R_3$$

$$U_Q - I_F \cdot R_F \approx 0 \quad \Rightarrow \quad I_F \approx U_Q / R_F$$

Daraus ergibt sich

$$U_Q \approx -(U_1 \cdot \frac{R_F}{R_1} + U_2 \cdot \frac{R_F}{R_2} + U_3 \cdot \frac{R_F}{R_3})$$

Die Schaltung bildet die negative Summe der Eingangsspannungen, wobei für jede Eingangsspannung ein eigener Gewichtungsfaktor (Verstärkungsfaktor) eingestellt werden kann.

Sonderfall:

$$R_1 = R_2 = R_3 = R_I$$

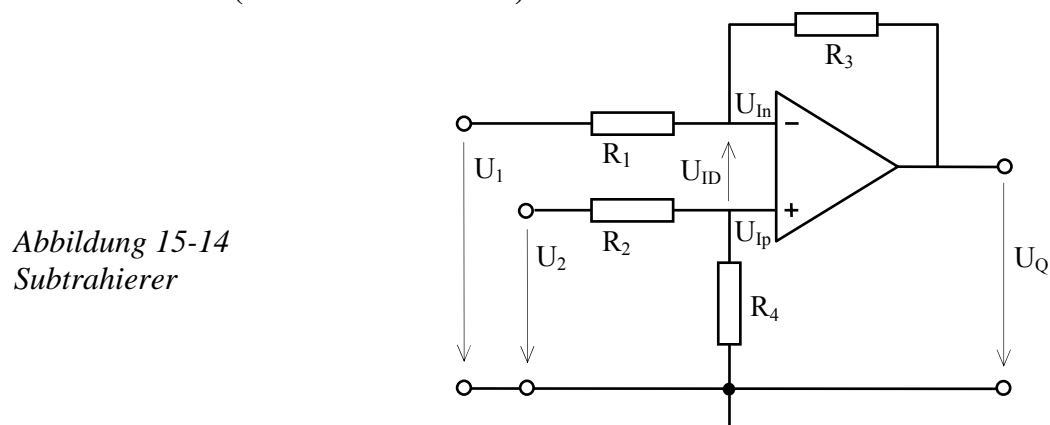
$$\Rightarrow U_Q \approx -(U_1 + U_2 + U_3) \cdot \frac{R_F}{R_I}$$

Bei gleichen Eingangswiderständen gilt für alle Eingangsspannungen derselbe Verstärkungsfaktor

$$V_{UF} \approx - \frac{R_F}{R_I}$$

Operationsverstärker-Grundsaltungen

15.2.4 Subtraktion (Differenzverstärker)



Berechnung mit Überlagerungssatz und Spannungsteilerregel

Wegen $U_{ID} \approx 0$ gilt $U_{In} \approx U_{Ip}$

Mit $U_{Ip} = U_2 \cdot \frac{R_4}{R_2 + R_4}$

und $U_{In} = U_1 \cdot \frac{R_3}{R_1 + R_3} + U_Q \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_3}$

wird $U_Q \approx \frac{R_1 + R_3}{R_1} \cdot \left(U_2 \cdot \frac{R_4}{R_2 + R_4} - U_1 \cdot \frac{R_3}{R_1 + R_3} \right)$

bzw. $U_Q \approx \left(U_2 \cdot \frac{R_1 + R_3}{R_2 + R_4} \cdot \frac{R_4}{R_1} - U_1 \cdot \frac{R_3}{R_1} \right)$

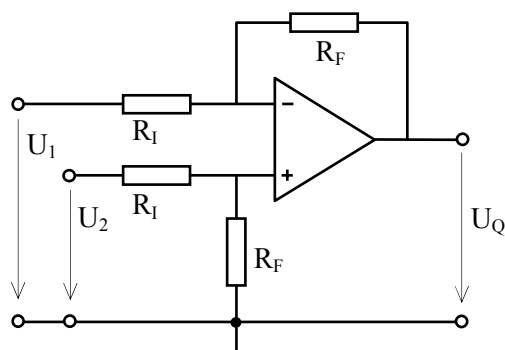
Sonderfall (= Normalfall)

Normalerweise wählt man $R_1 = R_2 = R_I$ und $R_3 = R_4 = R_F$

Dann gilt:

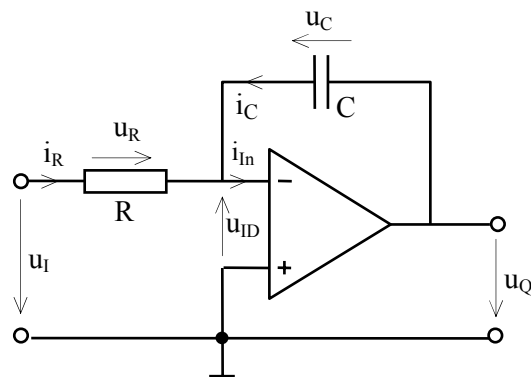
$$U_Q \approx (U_2 - U_1) \cdot \frac{R_F}{R_I}$$

Abbildung 15-15
Differenzverstärker



15.2.5 Integration

Abbildung 15-16
Integrator



Mit $u_{ID} \approx 0$ und $i_{In} \approx 0$ gilt:

$$u_I - i_R \cdot R \approx 0 \quad \Rightarrow \quad i_R \approx u_I / R$$

$$u_Q - u_C \approx 0 \quad \Rightarrow \quad u_Q \approx u_C$$

$$i_R + i_C \approx 0 \quad \Rightarrow \quad i_R \approx -i_C$$

$$i_C = C \cdot \frac{d(u_C)}{dt}$$

Daraus lässt sich ableiten:

$$\frac{u_I}{R} \approx -C \cdot \frac{d(u_Q)}{dt} \quad \text{bzw.} \quad d(u_Q) \approx -\frac{u_I}{R \cdot C} \cdot dt$$

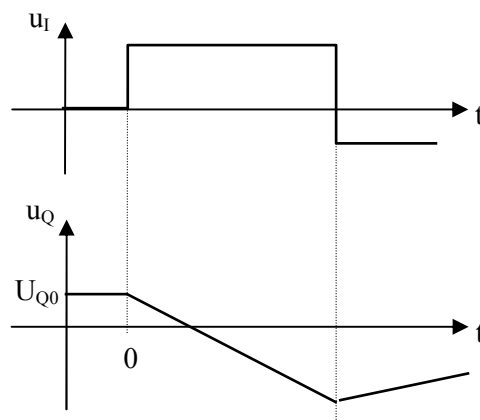
Durch Integration erhält man:

$$u_Q \approx -\frac{1}{R \cdot C} \cdot \int u_I \cdot dt$$

Integration einer konstanten Gleichspannung $u_I(t) = U_I$

$$u_Q \approx \frac{-U_I}{R \cdot C} \cdot t + U_{Q0}$$

Abbildung 15-17
Integration einer
konstanten Gleichspannung



Die Integration einer konstanten Gleichspannung führt zu einer linear ansteigenden (abfallenden) Ausgangsspannung

Operationsverstärker-Grundsaltungen

Integration einer Sinus-Spannung $u_I = \hat{u}_I \cdot \sin(\omega t)$ und $U_{Q0} = 0$

Im eingeschwungenen Zustand gilt

$$u_Q \approx \frac{\hat{u}_I}{R \cdot \omega C} \cdot \cos(\omega t)$$

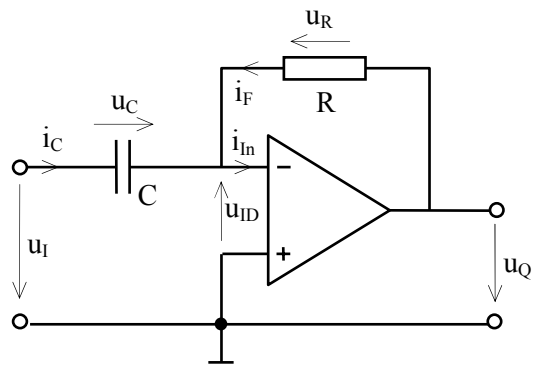
Es stellt sich eine frequenzabhängige Verstärkung ein:

$$|V_{UF}| = \frac{\hat{u}_Q}{\hat{u}_I} \approx \frac{1}{\omega C \cdot R} = f(\omega)$$

Niedrige Frequenzen werden höher verstärkt.

15.2.6 Differentiation

Abbildung 15-18
Differentiation



Mit $u_{ID} \approx 0$ und $i_{In} \approx 0$ gilt:

$$u_I \approx u_C$$

$$u_Q \approx u_R = i_F \cdot R$$

$$i_C \approx -i_F$$

$$i_C = C \cdot \frac{d(u_C)}{dt}$$

Daraus leitet sich ab:

$$u_Q \approx -R \cdot C \cdot \frac{d(u_I)}{dt}$$

Differentiation einer Sinusspannung $u_I = \hat{u}_I \cdot \sin(\omega t)$

$$u_Q = -\omega \cdot C \cdot R \cdot \hat{u}_I \cdot \cos(\omega t)$$

Es stellt sich eine frequenzabhängige Verstärkung ein:

$$|V_{UF}| = \frac{\hat{u}_Q}{\hat{u}_I} \approx \omega \cdot C \cdot R = f(\omega)$$

Hohe Frequenzen werden stärker verstärkt.

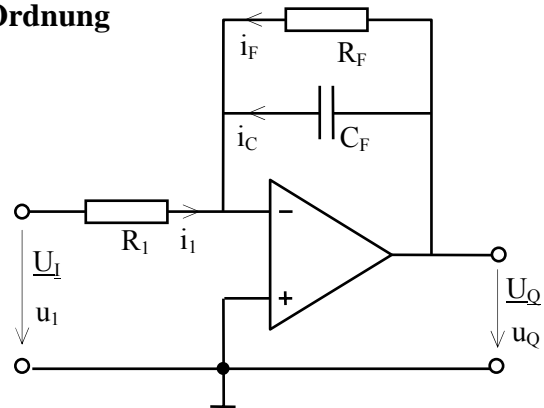
Operationsverstärker-Grundsaltungen

15.2.7 Tiefpass oder Verzögerungsglied 1. Ordnung

Abbildung 15-19

Tiefpass bzw.

Verzögerungsglied 1. Ordnung



Berechnung im Frequenzbereich:

(Variable ω)

Es liegt ein invertierender Verstärker mit komplexem Rückkopplungswiderstand \underline{Z}_F vor. Für den Tiefpass gilt daher in Anlehnung an den invertierenden Verstärker

$$\underline{U}_Q \approx -\underline{U}_I \cdot \frac{\underline{Z}_F}{\underline{Z}_I}$$

Mit $\underline{Z}_F = \frac{1}{\frac{1}{R_F} + j \cdot \omega \cdot C_F} = \frac{R_F}{1 + j \omega \cdot C_F \cdot R_F}$ und $\underline{Z}_I = R_I$

wird daraus $\underline{U}_Q \approx -\underline{U}_I \cdot \frac{R_F}{R_I} \cdot \frac{1}{1 + j \omega \cdot C_F \cdot R_F}$

Führt man die Grenzfrequenz $\omega_g = \frac{1}{R_F \cdot C_F}$ und die normierte Frequenz $\Omega = \frac{\omega}{\omega_g}$

ein, so ergibt sich

$$\underline{U}_Q \approx -\underline{U}_I \cdot \frac{R_F}{R_I} \cdot \frac{1}{1 + j\Omega} = -\underline{U}_I \cdot \frac{R_F}{R_I} \cdot \frac{1 - j\Omega}{1 + \Omega^2}$$

Graphische Darstellung des Frequenzgangs des Tiefpasses (Bode-Diagramm)

a) Amplitudengang

Für die Beträge von Ein- und Ausgangsspannung erhält man folgenden Zusammenhang

$$U_Q \approx U_I \cdot \frac{R_F}{R_I} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + \Omega^2}}$$

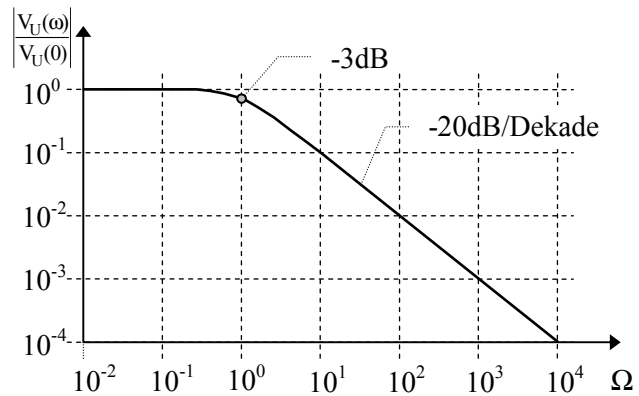
Mit den Verstärkungen $|V_{UF}(\omega)| = \frac{U_Q}{U_I} \approx \frac{R_F}{R_I} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + \Omega^2}}$

und $|V_{UF}(0)| \approx \frac{R_F}{R_I}$ (Verstärkung für Gleichspannung)

ergibt sich für die auf Gleichspannung bezogene relative Verstärkung

$$\left| \frac{V_{UF}(\omega)}{V_{UF}(0)} \right| = \frac{1}{\sqrt{1 + \Omega^2}}$$

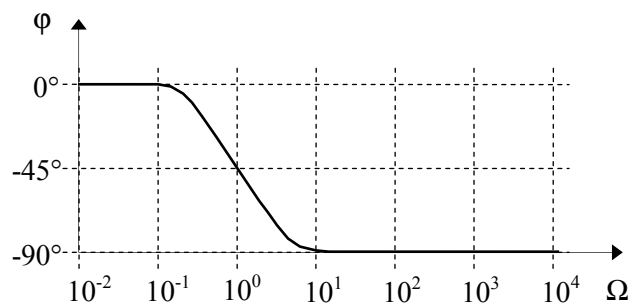
Abbildung 15-20
Amplitudengang des Tiefpasses



b) Phasengang $\varphi = \arctan \frac{\text{Im}(\underline{U}_Q)}{\text{Re}(\underline{U}_Q)}$

$$\varphi = \arctan(-\Omega)$$

Abbildung 15-21
Phasengang des Tiefpasses



Berechnung im Zeitbereich:

$$i_I + i_F + i_C \approx 0 \Rightarrow \frac{u_I}{R_I} + \frac{u_Q}{R_F} + C_F \cdot \frac{du_Q}{dt} \approx 0$$

Differentialgleichung:

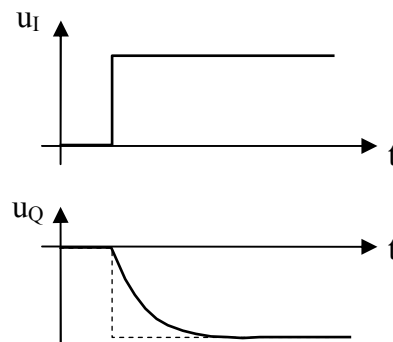
$$\frac{du_Q}{dt} + \frac{1}{R_F \cdot C_F} \cdot u_Q \approx -\frac{u_I}{R_I \cdot C_F}$$

Beispiel: u_I = Spannungssprung ($u_I = 0$ für $t < 0$; $u_I = U_I = \text{konstant}$ für $t > 0$)

Lösung der Diff.Gl.:

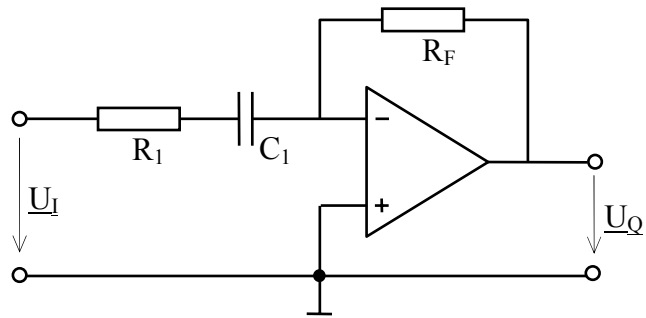
$$u_Q(t) \approx -U_I \cdot \frac{R_F}{R_I} \cdot (1 - e^{-\frac{t}{\tau_F}}) \quad \text{mit } \tau_F = C_F \cdot R_F$$

Abbildung 15-22
Spannungssprung am Tiefpass



15.2.8 Hochpass

Abbildung 15-23
Hochpass



In Anlehnung an die Übertragungsgleichung des invertierenden Verstärkers gilt für den

Hochpass:

$$\underline{U}_Q \approx -\underline{U}_I \cdot \frac{\underline{Z}_F}{\underline{Z}_1}$$

Mit $\underline{Z}_1 = R_1 - j \cdot \frac{1}{\omega \cdot C_1} = R_1 \cdot (1 - j \cdot \frac{1}{\omega \cdot C_1 \cdot R_1})$ und $\underline{Z}_F = R_F$

sowie $\omega_g = \frac{1}{R_1 \cdot C_1}$ und $\frac{\omega}{\omega_g} = \Omega$

ergibt sich

$$\underline{U}_Q \approx -\underline{U}_I \cdot \frac{R_F}{R_1} \cdot \frac{1}{1 - j \cdot (1/\Omega)}$$

Graphische Darstellung des Frequenzganges des Hochpasses

a) Amplitudengang

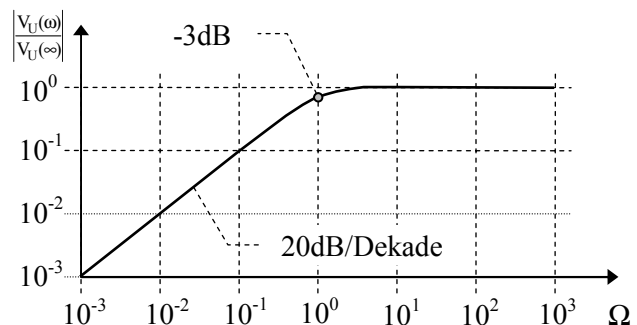
Der Betrag der Ausgangsspannung ergibt sich zu

$$U_Q \approx U_I \cdot \frac{R_F}{R_1} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + (1/\Omega)^2}}$$

Die auf $V_{UF}(\omega \rightarrow \infty)$ bezogene Verstärkung ist

$$\left| \frac{V_{UF}(\omega)}{V_{UF}(\infty)} \right| = \frac{1}{\sqrt{1 + (1/\Omega)^2}}$$

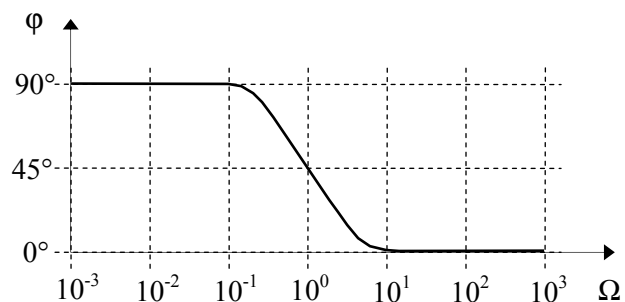
Abbildung 15-24
Amplitudengang des Hochpasses



b) Phasengang

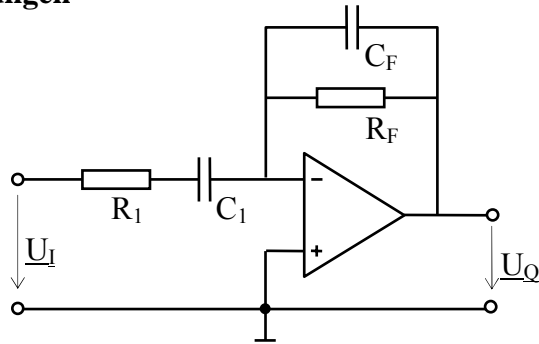
$$\varphi = \arctan(\omega_g / \omega) = \arctan(1/\Omega)$$

Abbildung 15-25
Phasengang des Hochpasses



15.2.9 Bandpass

Abbildung 15-26
Bandpass



Für die Berechnung des Frequenzganges dienen folgende Beziehungen:

$$\underline{U}_Q \approx -\underline{U}_I \cdot \frac{Z_F}{Z_1} \quad \underline{U}_I = U_I \text{ (reell)} \quad \underline{U}_Q \approx -U_I \cdot \frac{Z_F \cdot e^{j\varphi_Z}}{Z_1 \cdot e^{j\varphi_1}} = U_Q \cdot e^{j\varphi_Q}$$

$$Z_1 = R_1 + \frac{1}{j \cdot \omega \cdot C_1} = R_1 \cdot \left(1 - j \cdot \frac{1}{\omega \cdot C_1 \cdot R_1}\right) = R_1 \cdot \left(1 - j \cdot \frac{\omega_u}{\omega}\right) \quad \text{mit } \omega_u = \frac{1}{R_1 \cdot C_1}$$

$$Z_F = \frac{1}{(1/R_F) + j \cdot \omega \cdot C_F} = \frac{R_F}{1 + j \cdot \omega \cdot C_F \cdot R_F} = \frac{R_F}{1 + j \cdot \frac{\omega}{\omega_o}} \quad \text{mit } \omega_o = \frac{1}{R_F \cdot C_F}$$

Damit errechnet sich

$$U_Q \approx U_I \cdot \frac{R_F}{R_1} \cdot \left\{ \frac{1}{\sqrt{\left[1 + \left(\frac{\omega}{\omega_o}\right)^2\right] \cdot \left[1 + \left(\frac{\omega_u}{\omega}\right)^2\right]}} \right\}$$

und

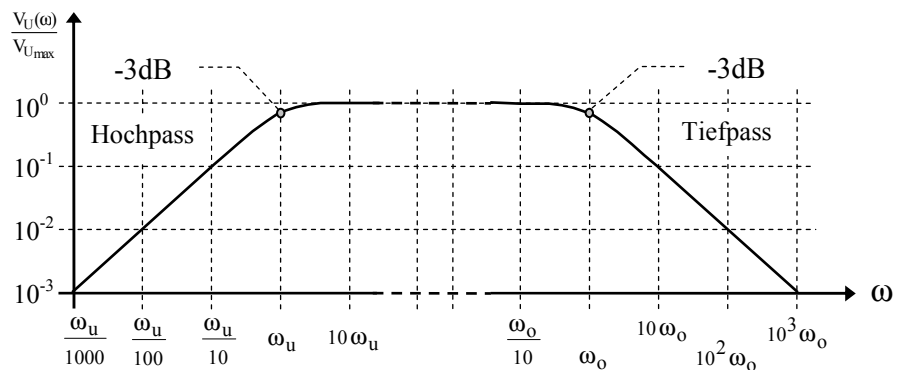
$$\varphi_Q = \arctan\left(\frac{\omega_u}{\omega}\right) - \arctan\left(\frac{\omega}{\omega_o}\right)$$

a) Amplitudengang

Es gilt $V_{UF}(\omega) = \frac{U_Q}{U_I} \approx \frac{R_F}{R_1} \cdot \left\{ \frac{1}{\sqrt{\left[1 + \left(\frac{\omega}{\omega_o}\right)^2\right] \cdot \left[1 + \left(\frac{\omega_u}{\omega}\right)^2\right]}} \right\}$ und $V_{UF_{\max}} \approx \frac{R_F}{R_1}$

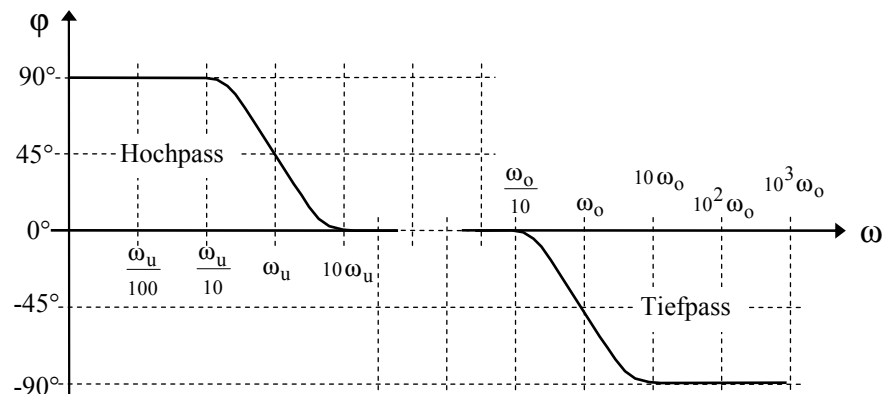
Abbildung 15-27
Amplitudengang
des Bandpasses

($\omega_u \ll \omega_o$)



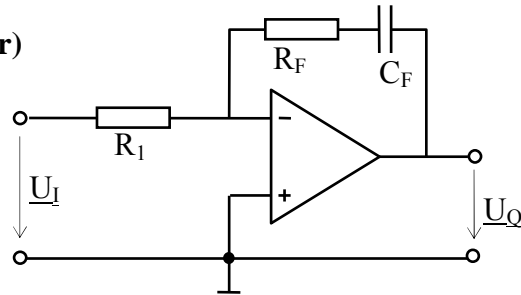
b) Phasengang

Abbildung 15-28
Phasengang
des Bandpasses



15.2.10 PI-Regler (Proportional-Integral-Regler)

Abbildung 15-29
Der PI-Regler



a) Frequenzbereich (U_I sinusförmig; Variable ω)

$$\underline{U}_Q \approx -\underline{U}_I \cdot \frac{\underline{Z}_F}{\underline{Z}_I} = -\underline{U}_I \cdot \frac{R_F - j/(\omega \cdot C_F)}{R_1}$$

$$\underline{U}_Q \approx \underline{U}_I \cdot \left(-\frac{R_F}{R_1} + j \frac{1}{\omega \cdot C_F \cdot R_1} \right)$$

Komplexe Verstärkung: $\underline{V}_{UF} \approx -\frac{R_F}{R_1} + j \frac{1}{\omega \cdot C_F \cdot R_1}$

b) Zeitbereich (beliebiger Zeitverlauf von $u_I(t)$; Variable t)

Mit $u_Q(t) = u_{R_F}(t) + u_C(t)$ $u_{R_F}(t) = i_{R_F}(t) \cdot R_F$

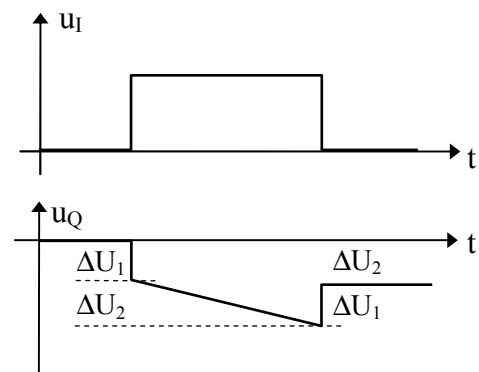
$i_C(t) = C_F \cdot \frac{du_C(t)}{dt}$ $i_{R_F}(t) = i_C(t) \approx -i_{R_1}(t) = -\frac{u_I(t)}{R_1}$

ergibt sich
$$u_Q(t) \approx - \left\{ \underbrace{u_I(t) \cdot \frac{R_F}{R_1}}_{\text{Proportional-Anteil}} + \underbrace{\frac{1}{R_1 \cdot C_F} \cdot \int_0^t u_I(t) \cdot dt}_{\text{Integral-Anteil}} \right\} + \underbrace{U_Q(0)}_{\text{Anfangs-Wert}}$$

Sonderfall: $u_I(t) = U_I = \text{konstant}$

$$u_Q(t) \approx - \left\{ \underbrace{U_I \cdot \frac{R_F}{R_1}}_{\Delta U_1} + \underbrace{U_I \cdot \frac{t}{R_1 \cdot C_F}}_{\Delta U_2} \right\} + U_Q(0)$$

Abbildung 15-30
Konstantspannungspuls
am PI-Regler



Ein Eingangssprung führt zu einem proportionalen Spannungssprung am Ausgang. Außerdem werden von Null abweichende Eingangsspannungen integriert.

15.3 Fehler-Rechnung

Bei den bisherigen Berechnungen gegengekoppelter Operationsverstärker wurde vereinfachend angenommen, dass die Eingangsströme I_{ip} und I_{in} sowie die Eingangsdifferenzspannung U_{ID} am Operationsverstärker gleich 0 sind.

In der Realität fließen jedoch geringe Eingangsströme und es tritt eine Eingangsdifferenzspannung $U_{ID} \neq 0$ auf.

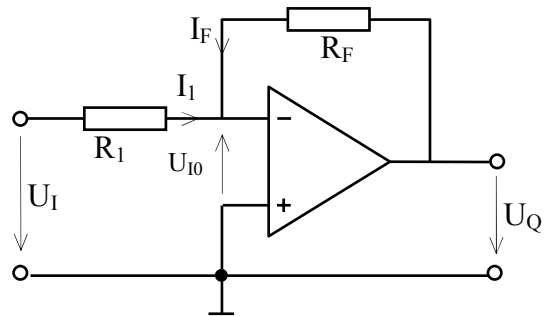
Diese Eingangsströme und die Eingangsdifferenzspannung führen zu Fehlern in der Ausgangsspannung. Diese Fehler sowie Möglichkeiten für ihre Kompensation sollen im folgenden betrachtet werden.

15.3.1 Fehler durch Eingangs-Offset-Spannung

Wegen Unsymmetrien in der Eingangsschaltung des Operationsverstärkers tritt die Ausgangsspannung $U_Q = 0$ nicht exakt für $U_{ID} = 0$ auf. Man nennt die Spannung U_{ID} , bei der sich die Ausgangsspannung $U_Q = 0$ einstellt, die Eingangs-Offsetspannung U_{I0} . Die Eingangs-Offsetspannung kann einige mV betragen.

Berechnung des Fehlers durch die Eingangs-Offsetspannung:

Abbildung 15-31
Invertierender Verstärker
mit Eingangs-Offsetspannung



Knotengleichung

$$I_1 + I_F = 0 \quad \Rightarrow \quad I_1 = -I_F$$

Maschengleichungen

$$U_I + U_{I0} - I_1 \cdot R_1 = 0 \quad \Rightarrow \quad I_1 = \frac{U_I + U_{I0}}{R_1}$$

$$U_Q + U_{I0} - I_F \cdot R_F = 0$$

Daraus ergibt sich

$$U_Q = -U_I \cdot \frac{R_F}{R_1} - U_{I0} \cdot \left(1 + \frac{R_F}{R_1}\right)$$

$$U_{Q_F} = -U_{I0} \cdot \left(1 + \frac{R_F}{R_1}\right)$$

Fehleranteil der Ausgangsspannung

z.B. $U_{I0} = +2\text{mV}$ $\frac{R_F}{R_1} = 100$

$$U_{Q_F} = -U_{I0} \cdot \left(1 + \frac{R_F}{R_1}\right) = -2\text{mV} \cdot (1 + 100) = -202\text{mV}$$

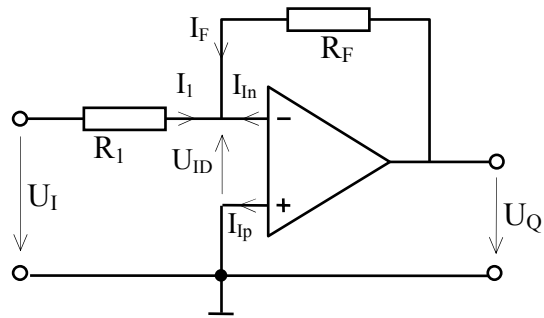
Bei hohen Genauigkeitsanforderungen kann der Eingangs-Offsetspannungs-Fehler mittels Widerstandsbeschaltung (z.B. Potentiometer) an dafür vorgesehenen Anschlüssen des Operationsverstärkers kompensiert werden.

Operationsverstärker-Grundsaltungen

15.3.2 Fehler durch Eingangsströme (Bias-Ströme)

Annahme: $I_{Ip} = I_{In} \neq 0$

Abbildung 15-32
Invertierender Verstärker
mit Eingangsströmen



Die Eingangsströme I_{Ip} und I_{In} des Operationsverstärkers verursachen Spannungsabfälle an dem äußeren Widerstandsnetzwerk und damit Fehler der Ausgangsspannung.

Berechnung des Fehlers durch die Eingangsströme

Knotengleichung

$$I_1 + I_F + I_{In} = 0$$

Maschengleichungen (mit $U_{ID} = 0$)

$$U_I - I_1 \cdot R_1 = 0 \quad \Rightarrow \quad I_1 = U_I / R_1$$

$$U_Q - I_F \cdot R_F = 0 \quad \Rightarrow \quad I_F = U_Q / R_F$$

Daraus ergibt sich

$$U_Q = -U_I \cdot \frac{R_F}{R_1} - I_{In} \cdot R_F$$

$U_{Q_F} = -I_{In} \cdot R_F$

Fehleranteil der Ausgangsspannung

Kompensation des Eingangsstrom-Fehlers

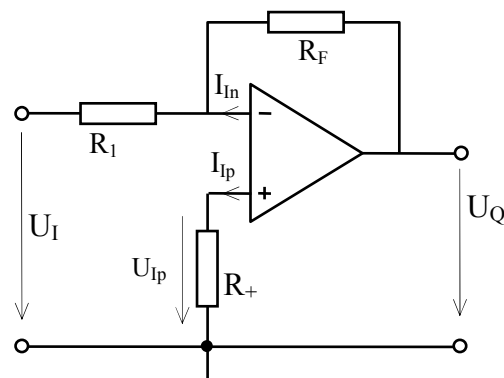
Zur Eliminierung des Fehlers wird eine Kompensationsspannung addiert, die den Ausgangsspannungsfehler gerade aufhebt.

$$U_Q = -U_I \cdot \frac{R_F}{R_1} - I_{In} \cdot R_F + U_{komp}$$

Mit $U_{komp} = I_{In} \cdot R_F$ verschwindet der Ausgangsspannungsfehler.

Die Kompensationsspannung wird über den von I_{Ip} an einem Widerstand R_+ verursachten Spannungsabfall $U_{Ip} = I_{Ip} \cdot R_+$ gewonnen.

Abbildung 15-33
Kompensation des
Eingangsstrom-Fehlers



Operationsverstärker-Grundsaltungen

Berechnung von R_+ :

Die Spannung U_{Ip} liegt am nicht invertierenden Eingang. Sie wird daher mit dem Faktor $(1 + \frac{R_F}{R_1})$ des nicht invertierenden Verstärkers verstärkt. U_{Ip} muss so groß sein, dass sich am Verstärkerausgang die Spannung U_{komp} ergibt:

$$U_{komp} = U_{Ip} \cdot (1 + \frac{R_F}{R_1}) = I_{Ip} \cdot R_+ \cdot (1 + \frac{R_F}{R_1})$$

Mit $U_{komp} = I_{In} \cdot R_F$ und $I_{Ip} = I_{In}$ ergibt sich

$$R_+ = \frac{R_1 \cdot R_F}{R_1 + R_F}$$

Die erforderliche Größe von R_+ entspricht der Parallelschaltung von Eingangs- und Rückkopplungswiderstand.

Wandelt man das am invertierenden Eingang angeschlossene Netzwerk aus R_1 , R_F , U_I und U_Q in eine Ersatzspannungsquelle um, so entspricht R_+ dem Innenwiderstand dieser Ersatzspannungsquelle.

Allgemein gilt:

Die Innenwiderstände der an den beiden Eingängen des Verstärkers angeschlossenen Schaltungen sollen gleich sein.

15.3.3 Fehler durch Ungleichheit der Eingangsströme (Eingangs-Offsetstrom)

Wegen Unsymmetrien der Eingangstransistoren sind die Eingangsströme nicht völlig gleich. Dies führt dazu, dass trotz Kompensation des Eingangsstrom-Fehlers nach Abschnitt 15.3.2 ein Fehler (Offsetstrom-Fehler) zurückbleibt.

Annahme: $I_{Ip} - I_{In} = I_{I0} \neq 0$ (I_{I0} = Eingangs-Offsetstrom)

Nach Kompensation des Biasstrom-Fehlers gilt:

$$U_Q = -U_I \cdot \frac{R_F}{R_1} - I_{In} \cdot R_F + U_{komp}$$

$$U_Q = -U_I \cdot \frac{R_F}{R_1} - I_{In} \cdot R_F + I_{Ip} \cdot R_+ \cdot (1 + \frac{R_F}{R_1})$$

$$U_Q = -U_I \cdot \frac{R_F}{R_1} + (I_{Ip} - I_{In}) \cdot R_F = -U_I \cdot \frac{R_F}{R_1} + I_{I0} \cdot R_F$$

Damit ergibt sich der Offsetstrom-Fehler:

$$U_{QF} = I_{I0} \cdot R_F$$

Fehleranteil der Ausgangsspannung

15.4 Stabilitätsprobleme – Frequenzgangkorrektur

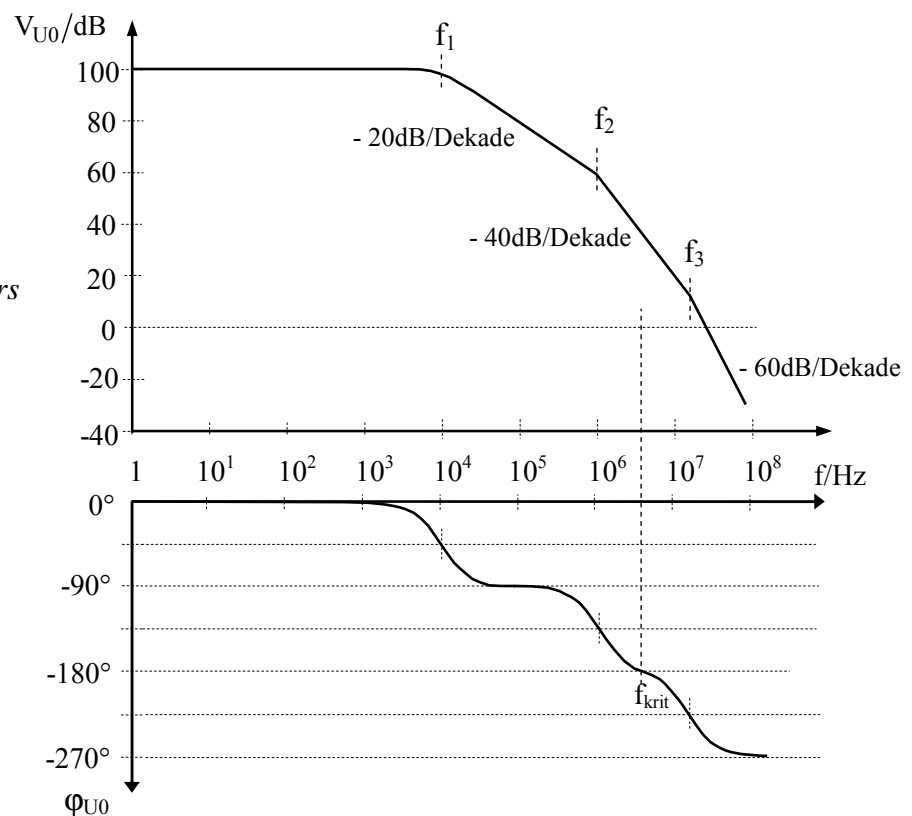
15.4.1 Schwingneigung durch ungewollte Mitkopplung

Schnelle, in ihrem Frequenzgang nicht korrigierte Operationsverstärker können in gegengekoppelter Beschaltung zum unkontrollierten, selbsterregten Schwingen neigen.

Die hierfür verantwortlichen Bedingungen sind folgende:

- * Um mit Operationsverstärkern Schaltungen mit niedrigen bis mittleren Spannungsverstärkungen zu realisieren, wird das Ausgangssignal des Operationsverstärkers auf den invertierenden Eingang zurückgekoppelt. Über die Rückkopplung wirkt damit (bei niedrigen Frequenzen) das Ausgangssignal dem Eingangssignal entgegen (Gegenkopplung; entspricht Phasendrehung um -180°).
- * Ein Operationsverstärker besteht im allgemeinen aus mehreren Verstärkerstufen, die jeweils Tiefpassverhalten mit unterschiedlichen Grenzfrequenzen besitzen. Jeder Tiefpass bewirkt oberhalb der Grenzfrequenz einen Verstärkungsabfall um -20dB/Dekade und eine Phasenverschiebung um -90° . In dem folgenden Bodediagramm ist der Frequenzgang eines Operationsverstärkers mit Polen (Grenzfrequenzen) bei f_1 , f_2 und f_3 dargestellt. Es ist erkennbar, dass oberhalb der kritischen Frequenz f_{krit} eine Phasenverschiebung von Ausgangsspannung u_Q gegen Eingangsspannung u_{ID} um -180° oder mehr auftritt.

Abbildung 15-34
Frequenzgang eines
Operationsverstärkers
ohne Frequenzgang-
korrektur



- * Zusammen mit der Phasendrehung von -180° bei Rückkopplung des Ausgangssignals auf den invertierenden Eingang des Operationsverstärkers kann daher eine Phasendrehung von -360° und mehr zwischen Eingangs- und rückgekoppeltem Ausgangssignal entstehen. Aus der vorgesehenen Gegenkopplung wird dann bei hohen Frequenzen eine Mitkopplung.

15.4.2 Die Schleifenverstärkung

Zur Beurteilung der Stabilität einer gegengekoppelten Operationsverstärkerschaltung bedient man sich der sog. Schleifenverstärkung.

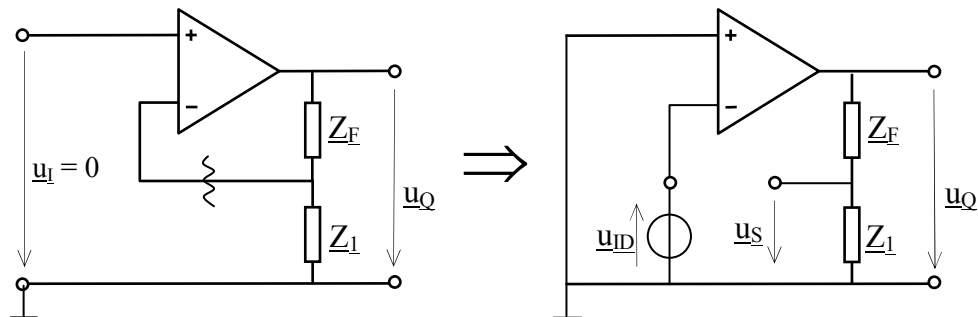
Die Schleifenverstärkung \underline{V}_S eines rückgekoppelten Operationsverstärkers gibt an, mit welchem Verstärkungsfaktor V_S und welcher Phasenlage φ_S ein ohne äußeres Eingangssignal entstehendes Differenzeingangssignal u_{ID} nach Verstärkung durch den Operationsverstärker und Rückkopplung über das Rückkopplungsnetzwerk auf den Differenzeingang zurückwirkt.

Zur Ermittlung der Schleifenverstärkung geht man gedanklich folgendermaßen vor: Der Eingang der Verstärkerschaltung wird kurzgeschlossen (kein Eingangssignal von außen). Der Rückkopplungspfad wird an einer geeigneten Stelle aufgetrennt, z.B. zwischen dem invertierenden Eingang des Operationsverstärkers und dem Rückkopplungsnetzwerk. Nun wird untersucht, mit welcher Gesamtverstärkung eine am Verstärkereingang wirksame Spannung an der Trennstelle im Rückkopplungsnetzwerk erscheint.

Die Schleifenverstärkung ergibt sich aus dem Produkt aus der komplexen Leerlaufverstärkung \underline{V}_{U0} des Operationsverstärkers und dem komplexen Rückkopplungsfaktor \underline{K} des Rückkopplungsnetzwerks ($\underline{V}_S = \underline{V}_{U0} \cdot \underline{K}$).

Die Vorgehensweise soll am Beispiel eines nicht invertierenden Verstärkers demonstriert werden:

Abbildung 15-35 Ermittlung der Schleifenverstärkung eines nicht invertierenden Verstärkers



Die Berechnung der Schleifenverstärkung ergibt für dieses Beispiel:

$$\underline{V}_S = \frac{u_S}{u_{ID}} = \frac{u_Q}{u_{ID}} \cdot \frac{Z_1}{Z_1 + Z_F} = \underline{V}_{U0} \cdot \frac{Z_1}{Z_1 + Z_F} = \underline{V}_{U0} \cdot \underline{K}$$

Der Rückkopplungsfaktor \underline{K} entspricht dem Kehrwert der Verstärkung \underline{V}_{UF} der Schaltung:

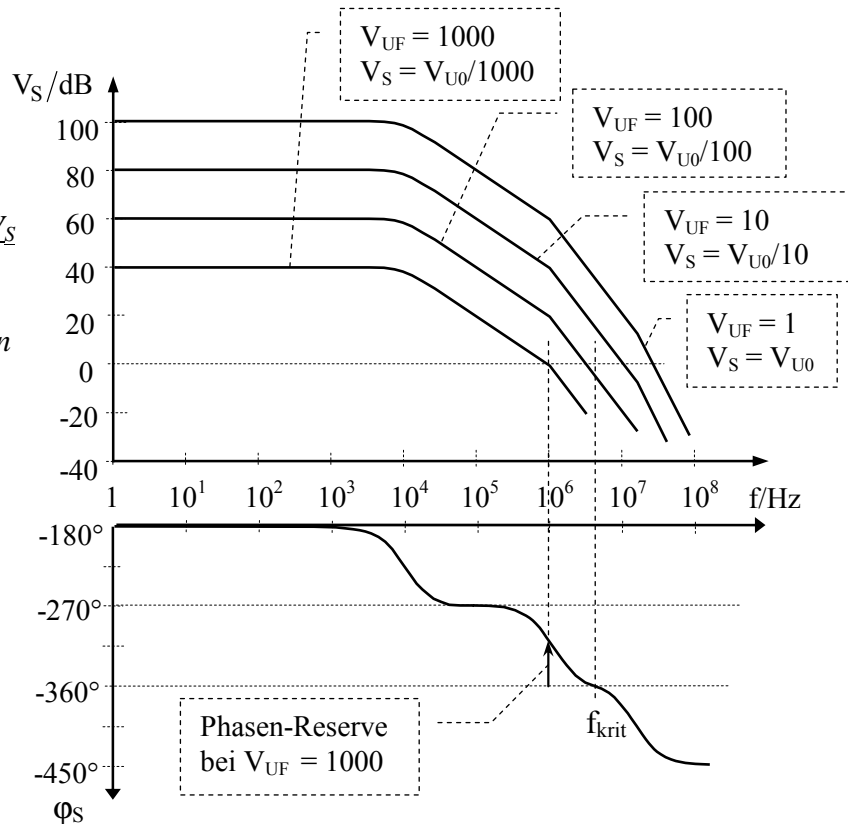
$$\underline{V}_{UF} = \frac{1}{\underline{K}} = \frac{Z_1 + Z_F}{Z_1} = 1 + \frac{Z_F}{Z_1}$$

Ist die Schleifenverstärkung $V_S \geq 1$ und die Phasendrehung des rückgekoppelten Signals $\varphi_S \approx -360^\circ$, dann reichen kleinste Rauschspannungen am Differenzeingang des Operationsverstärkers aus, dass sich durch Verstärkung und Mitkopplung eine selbsterregte Schwingung am Operationsverstärker aufbaut.

Operationsverstärker-Grundsaltungen

Abbildung 15-36 zeigt die Schleifenverstärkung V_S eines gegengekoppelten Verstärkers für verschiedene reelle Verstärkungsfaktoren $V_{UF} = 1 \dots 10^3$. Der Rückkopplungsfaktor ist dann ebenfalls reell und beträgt $K = 1/V_{UF} = 1 \dots 10^{-3}$. Für den betrachteten Operationsverstärker ist ein Frequenzgang der Leerlaufverstärkung V_{U0} gemäß Abbildung 15-34 unterstellt.

Abbildung 15-36
Schleifenverstärkung V_S
für verschiedene
Verstärkungen V_{UF}
eines gegengekoppelten
Verstärkers



Es ist erkennbar, dass die Schaltung für Verstärkungen von ca. $V_{UF} < 10^2$ bei hohen Frequenzen eine Schleifenverstärkung $V_S \geq 1$ bei einer Phasendrehung $\varphi_S \geq |-360^\circ|$ aufweist und daher selbsterregt schwingen wird. Erst für Verstärkungen von mehr als $V_{UF} \approx 10^3$ wird die für einen stabilen Betrieb erforderliche Phasenreserve von mindestens 45° erreicht. Unter der Phasenreserve $\alpha = 360^\circ - |\varphi_S|$ versteht man den Abstand von φ_S von der kritischen Phasendrehung von -360° bei $V_S = 1$.

15.4.3 Frequenzgangkorrektur

Um die Schwingneigung einer Operationsverstärkerschaltung zu eliminieren wird der Frequenzgang so korrigiert, dass die Schaltung bis zur Transitfrequenz f_{ST} der Schleifenverstärkung ($V_S(f_{ST}) = 1$) eine Phasendrehung von deutlich weniger als $|-360^\circ|$ zeigt. Anzustreben ist eine Phasenreserve bei der Transitfrequenz von mindestens 45° , besser von 60° oder mehr.

Zur Frequenzgangkorrektur wird entweder der Frequenzgang des Operationsverstärkers oder der des Rückkopplungsnetzwerkes in geeigneter Weise verändert.

In beiden Fällen kann eine Korrektur mit nacheilender Phase oder eine Korrektur mit voreilender Phase vorgenommen werden.

Operationsverstärker-Grundsaltungen

Frequenzgangkorrektur am Operationsverstärker

Bei vielen Operationsverstärkern wird die Korrektur des Frequenzganges durch eine bei der Herstellung intern eingebaute Kapazität erreicht. Meist liegt diese Kapazität zwischen Ausgang der Eingangsstufe und Eingang der Ausgangsstufe des Verstärkers. Dadurch wird eine kapazitive Gegenkopplung an der dazwischen liegenden Verstärkerstufe/Koppelstufe bewirkt („Miller-Effekt-Schaltung“). Hierbei werden die beiden unteren Pole (Grenzfrequenzen) des Operationsverstärkers verschoben, ohne dass ein neuer Pol entsteht. Der niederfrequente Pol wird zu niedrigen, der höherfrequente zweite Pol zu höheren Frequenzen verschoben. Meist wird dabei die niedrigste Grenzfrequenz (f_0) des Verstärkers (der dominante Pol der Übertragungsfunktion) auf einen so niedrigen Wert abgesenkt, dass die Leerlaufverstärkung bis zur nächsten wirksamen Grenzfrequenz (oder auch schon darunter) auf $V_{U0} \leq 1$ abgesunken ist (Dominant-Pol-Kompensation). Die Phasenreserve bei der Transitfrequenz beträgt dann mindestens 45° . Der Phasenbeitrag dieser Korrekturmaßnahme ist nachteilig (negativer Winkel). Man bezeichnet dies daher als Korrektur mit nachteiliger Phase (sog. Lag-Kompensation).

Intern frequenzkorrigierte Operationsverstärker neigen nicht zum selbsterregten Schwingen, sind jedoch relativ langsam bzw. besitzen nur eine begrenzte Bandbreite (Verstärkungs-Bandbreite-Produkt meist ca. 1 MHz, z.B. beim $\mu A741$).

Bei manchen Operationsverstärkertypen (z.B. $\mu A748$ und LM101A) ist keine interne Korrekturkapazität eingebaut, statt dessen sind die entsprechenden Anschlusspunkte nach außen geführt, so dass eine an die jeweilige Anwendung angepasste Kapazität für die Festlegung des dominanten Pols extern angeschlossen werden kann. Hierbei lässt sich eine zum Teil wesentlich größere Bandbreite erreichen.

Abbildung 15-37
Korrektur des
Frequenzgangs des
Operationsverstärkers
mit nachteiliger Phase
(Lag-Kompensation)

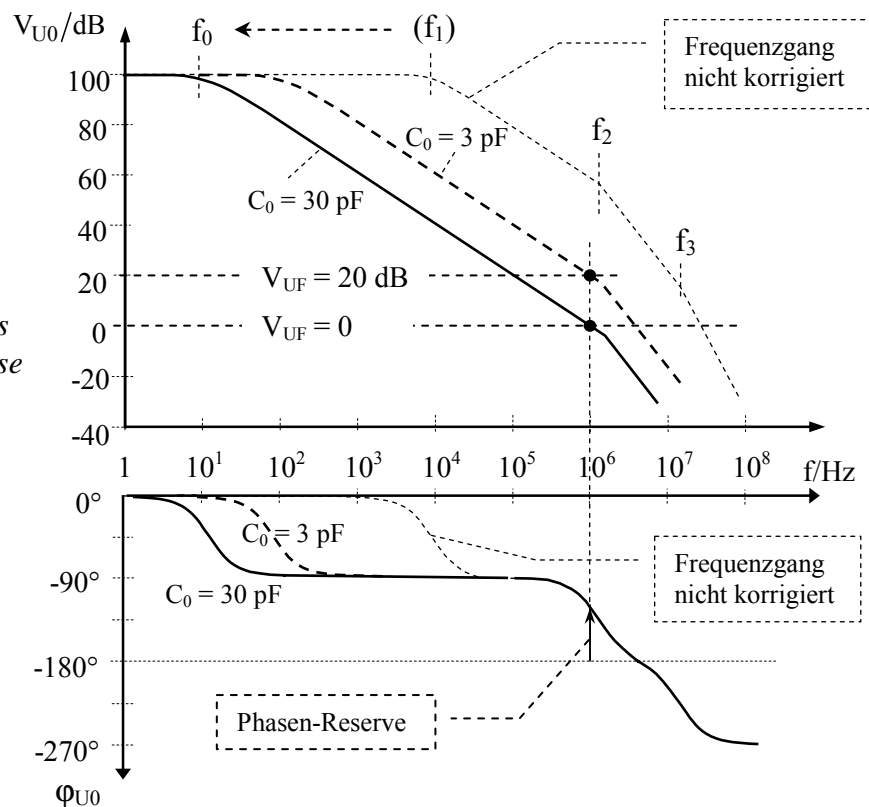


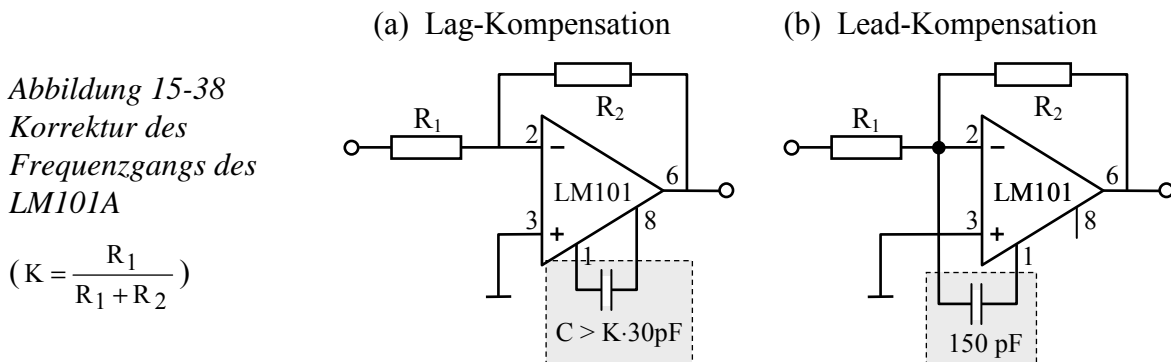
Abbildung 15-37 zeigt die Wirkung der Dominant-Pol-Korrektur für zwei unterschiedliche Korrekturkapazitäten. Mit einer Korrekturkapazität von $C_0 = 30$ pF ergibt sich ein stabiler Betrieb für jede beliebige Betriebsverstärkung (30 pF entspricht der Größe der beim $\mu A741$

Operationsverstärker-Grundsaltungen

intern eingebauten Kapazität). Selbst bei der Verstärkung $V_{UF} = 1$ beträgt die Phasenreserve noch mehr als 45° .

Wird eine Korrekturkapazität von nur $C_0 = 3 \text{ pF}$ vorgesehen (z.B. beim $\mu\text{A}748$ oder LM101A extern anschließbar), dann liegt die obere Grenzfrequenz der Leerlaufverstärkung um den Faktor 10 höher und es ergibt sich bei allen Verstärkungen eine um den Faktor 10 höhere Bandbreite. Allerdings sind jetzt Betriebsverstärkungen von ca. $V_{UF} < 10 \text{ dB}$ nicht mehr zulässig, weil sonst bei der Schleifentransitfrequenz keine ausreichende Phasenreserve mehr vorhanden wäre und die Schaltung instabil arbeiten und unkontrolliert schwingen würde.

In vielen Fällen kann auch eine Frequenzgangkorrektur mit voreilender Phase am Operationsverstärker vorgenommen werden. Hierzu muss allerdings der Ausgang der Eingangsstufe über einen Anschluss von außen zugänglich sein, wie dies z.B. beim $\mu\text{A}748$ und beim LM101A der Fall ist. Dann kann mittels eines hinzuzuschaltenden kleinen Kondensators die Eingangsstufe des Operationsverstärkers für hohe Frequenzen überbrückt und damit ihr Tiefpassverhalten mit Verstärkungsabfall und Phasendrehung unwirksam gemacht werden. Auf diese Weise lässt sich die Phasendrehung des Operationsverstärkers bei hohen Frequenzen um bis zu 90° reduzieren und damit eine höhere nutzbare Bandbreite erreichen. Der Phasenbeitrag dieser Maßnahme ist positiv (also voreilend; feed forward compensation bzw. Lead-Kompensation).



Frequenzgangkorrektur des Rückkopplungsnetzwerks

Der Phasengang der Schleifenverstärkung lässt sich auch durch Änderung des Frequenzgangs des Rückkopplungsnetzwerks korrigieren.

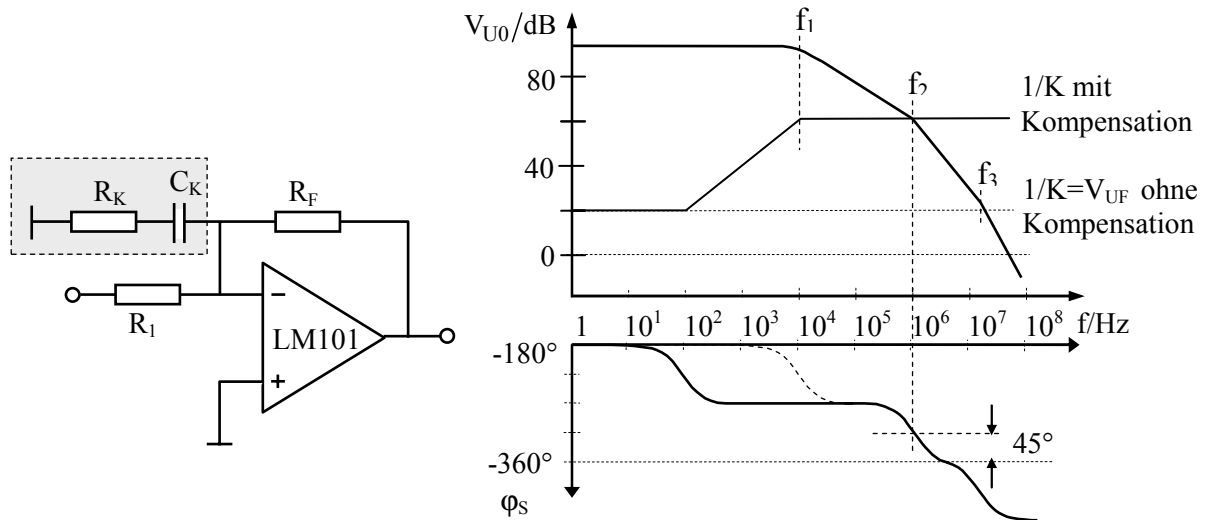
Zur Frequenzgangkorrektur mit nachteilender Phase (Lag-Kompensation) wird eine Reihenschaltung aus Widerstand und Kondensator zwischen invertierendem Eingang und Masse eingeschaltet (siehe Abbildung 15-39).

Wählt man bei einem Verstärker mit den Grenzfrequenzen f_1 , f_2 und f_3 entsprechend Abbildung 15-34 zur Lag-Kompensation

$$R_K \approx \frac{R_F}{V_{U0}(f_2)} \quad \text{und} \quad C_K = \frac{1}{2\pi \cdot f_1 \cdot R_K}$$

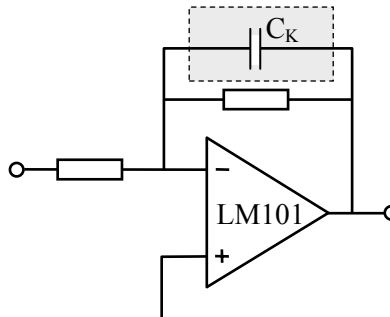
dann fällt die Schleifentransitfrequenz f_{TS} mit der zweiten Grenzfrequenz f_2 des Operationsverstärkers zusammen mit einer Phasenreserve von 45° (siehe Bode-Diagramm in Abbildung 15-39).

Abbildung 15-39 Lag-Kompensation im Rückkopplungs-Netzwerk



Zur Frequenzgangkorrektur mit voreilender Phase (Lead-Kompensation) wird der Rückkopplungszweig des Verstärkers mit einem Kondensator beschaltet, so dass ein Hochpassverhalten des Rückkopplungsnetzwerks resultiert (Abbildung 15-40). Damit lässt sich die Phasendrehung der Schleifenverstärkung in einem begrenzten Frequenzbereich um bis zu 90° reduzieren und die Transitfrequenz der Schleifenverstärkung bis auf f_3 anheben..

Abbildung 15-40
Lead-Kompensation im
Rückkopplungs-
Netzwerk



Wird allerdings die Kompensation nicht sehr genau eingestellt, so kann sie unwirksam werden oder gar die Neigung zur Instabilität erhöhen.

15.4.4 Stabilität bei kapazitiver Last und beim Differenzierer

Auch beim Einsatz eines frequenzkorrigierten Operationsverstärkers können Stabilitätsprobleme auftreten, wenn die äußere Beschaltung den Gesamtfrequenzgang ungünstig beeinflusst.

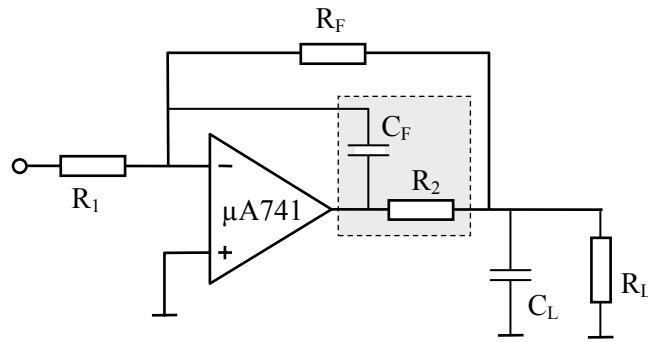
Solche Bedingungen können sich z.B. einstellen bei einer kapazitiven Last. Zusammen mit dem Ausgangswiderstand des Operationsverstärkers bildet die kapazitive Last einen zusätzlichen Tiefpass. Damit kann die Phasenreserve des Operationsverstärkers aufgebraucht und Instabilität verursacht werden. Um dies zu vermeiden, wird die Wirkung der kapazitiven Last mit einem R-C-Glied gemäß Abbildung 15-41 kompensiert.

Der Widerstand R_2 wird nach technischen Gesichtspunkten gewählt (niederohmig); für die Kompensationskapazität wählt man die Größe

$$C_F = C_L \cdot \frac{R_a + R_2}{R_F} \quad \text{mit} \quad R_a = \text{Ausgangswiderstand des Operationsverstärkers}$$

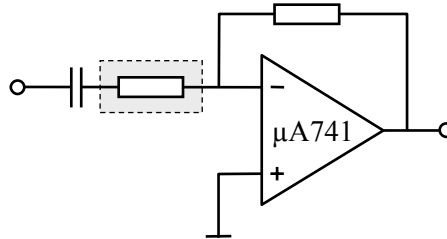
Operationsverstärker-Grundsaltungen

Abbildung 15-41
Frequenzkompensation
bei kapazitiver Last



Schwingneigung kann wegen des Tiefpassverhaltens des Rückkopplungsnetzwerkes auch bei dem Differenzierer nach Abbildung 15-18 auftreten. Zur Abhilfe fügt man einen (niederohmigen) Widerstand in Reihe zu dem Eingangskondensator ein.

Abbildung 15-42
Frequenzkompensation
beim Differenzierer



15.5 Übungsaufgaben zu Operationsverstärker-Grundsaltungen

Aufgabe 15-1: Allgemeine Fragen

- Woran erkennt man Mit- und Gegenkopplung bei einer Operationsverstärkerschaltung ?
- Welche Gemeinsamkeiten und welche Unterschiede gibt es zwischen Komparator und Schmitt-Trigger ?
- Welche Bedeutung hat die Eingangsdifferenzspannung $U_{ID} = 0 \text{ V}$ beim Komparator und Schmitt-Trigger sowie bei gegengekoppelten Operationsverstärkerschaltungen ?
- Bei welcher Operationsverstärkerschaltung tritt eine Hysterese auf und was versteht man darunter ?
- Welche Fehler entstehen durch Offsetspannung und Offsetstrom und wie reduziert oder eliminiert man diese Fehler ?
- Was versteht man unter der Schleifenverstärkung ?
- Beschreibe den Frequenzgang eines Operationsverstärkers ?
- Was versteht man unter Frequenzgangkorrektur ?
- Was versteht man unter der Phasenreserve und wie groß sollte sie sein ?
- Wie sieht der typische Frequenzgang eines frequenzgangkorrigierten (frequenzkompensierten) Operationsverstärkers aus ?

Aufgabe 15-2: Subtrahierer

Dimensioniere einen Subtrahierer für $U_Q = 10 \cdot U_1 - 3 \cdot U_2$

Wähle die Dimensionierung so, dass mindestens die Hälfte des maximal möglichen Ausgangsstromes des Operationsverstärkers ($I_{\text{out}/\text{max}} = 20 \text{ mA}$) für eine am Ausgang des Subtrahierers angeschlossene Last zur Verfügung steht (es sei $|U_Q|_{\text{max}} = 10 \text{ V}$).

Operationsverstärker-Grundsaltungen

Aufgabe 15-3: PI-Regler

(a) Dimensioniere einen PI-Regler für $u_Q = -\left\{3 \cdot u_I(t) + \frac{1}{5s} \int_0^t u_I(t) \cdot dt\right\}$ mit $U_Q(0) = 0V$

(b) Wie lange dauert es, bis nach einem Spannungssprung von $u_I = 0V$ auf $u_I(0) = -1V$ eine Ausgangsspannung von $u_Q(t) = +5V$ erreicht wird ?

Aufgabe 15-4: Schmitt-Trigger

Zeichne und dimensioniere einen nicht-invertierenden Schmitt-Trigger mit den Schwellen $U_{S1} = +200\text{ mV}$ und $U_{S2} = 100\text{ mV}$. (Gehe von Werten der Ausgangsspannung $U_{QM} = \pm 14\text{ V}$ aus. Der Rückkopplungswiderstand soll die Größe $R = 220\text{ k}\Omega$ besitzen)