

O. Operationsverstärker

O.1 Einführung

Der einst für die Analogrechen-technik entwickelte Verstärker für Rechen-Operationen ist inzwischen eines der wichtigsten aktiven Bauelemente der Analogtechnik geworden. Eine stetige Verbesserung seiner Eigenschaften und die Integration erlaubt die Anwendung von O.P. in vielen analogen Schaltungen. Die Spezialisierung ist sehr weitgehend: Sie reicht vom Verstärker für kleinste Gleichstromsignale über preiswerte Standard-O.P. und Leistungsverstärker bis zum HF-Videoverstärker für einige 100 MHz.

O.1.1 Arten von O.P.

Nicht alle Eigenschaften eines O.P. lassen sich gleichzeitig optimieren. Aus den deshalb notwendigen Kompromissen resultieren verschiedene Arten von O.P.

- **Klassischer Operationsverstärker = O.P. (sog. "spannungsrückgekoppelter" O.P.)**
gleichstromgekoppelter Breitband-Differenzverstärker (spannungsgesteuerte Spannungsquelle)
sehr hoher Eingangswiderstand R_i
kleiner Ausgangswiderstand R_o
hohe Leerlaufverstärkung A_0
meist als IC ausgeführt
Schaltungseigenschaften fast ausschließlich von äußerer Beschaltung abhängig
- **Transimpedanz-Verstärker (sog. "stromrückgekoppelter" O.P.)**
stromgesteuerte Spannungsquelle, Steuergröße = Eingangsstrom
Eingang sehr niederohmig
für schnelle O.P.-Anwendungen

Neben diesen häufigsten Bauformen sind noch Sonder-O.P. im Handel.

- **OTA = Operational Transconductance Amplifier (Steilheitsverstärker)**
spannungsgesteuerte Stromquelle ---> Stromausgang
Steilheit durch äußere Beschaltung einstellbar
für Sonderanwendungen z.B. regelbare Verstärkung.
- **Instrumentationsverstärker**
O.P. mit interner, hochpräziser Gegenkopplung und besonders hoher Gleichtaktunterdrückung
Spannungsverstärkung hochpräzise einstellbar
Präzisionsverstärker mit optimierten Eigenschaften speziell für die Meßtechnik
- **driftkompensierter O.P.**
In bestimmten Zeitabständen (Minuten, Sekunden) werden der Verst. kurzzeitig von der Signalquelle abgetrennt und eine Kompensationsspannung in einem Kondensator gespeichert, so daß der Offset praktisch Null wird. Vorteil: Echter Diff.-Verstärker, große Bandbreite, geringer Offsetfehler, integrierbar.
- **Isolationsverstärker:** O.P. mit galvanischer Trennung von Ein- und Ausgangskreis, transformatorisch oder mit Optokoppler.
- Allgemein sind hauptsächliche Auswahlkriterien:
Geringe Eingangsfehler, große Bandbreite, hohe Slewrate, Betrieb bei geringer Versorgungsspannung, bipolar oder FET, hohe Leerlaufverstärkung, geringes Rauschen, Preis....

O.1.2 Grundbegriffe

Die meisten Operationsverstärker sind dreistufig, wobei der Eingangs-differenzverstärker viele Eigenschaften des O.P. bestimmt:

- Offsetspannung (unterschiedl. U_{BE})
- Offsetstrom (unterschiedl. β)
- Drift (Temperaturabhängigkeit)
- Gleichtaktunterdrückung
- Eingangswiderstand
- Eingangsströme
- Rauschenusw.

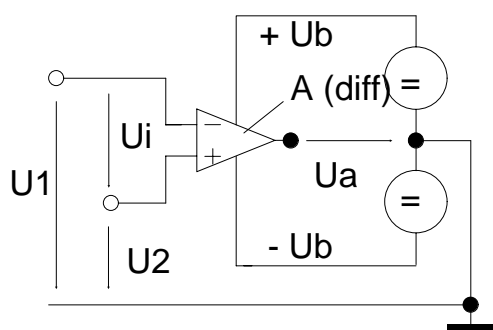


Abb. O 1: Spannungen am O.P.

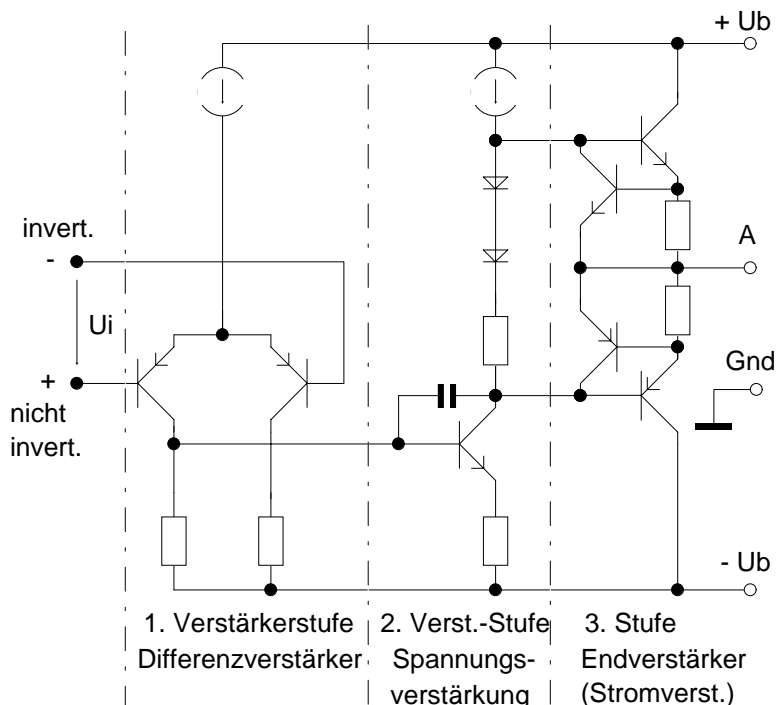


Abb. O 2: Vereinfachte Prinzipschaltung eines O.P.

- Differenzeingang:
Es wird nur die Differenzeingangsspannung verstärkt:
 $U_a = -U_i A_{(diff)} = -A(U_1 - U_2) = A(-U_1 + U_2)$ (OP1)
- Leerlaufspannungsverstärkung A_0 (Open Loop Gain)
Ist frequenzabhängig. In erster Näherung hat sie die Charakteristik eines Tiefpasses 1. Ordnung.
 $A_{(p)} = A_{(j\omega)} = \frac{A_0}{1 + j \frac{\omega}{\omega_g}}$ (OP2)
- Gleichtaktverstärkung (Common Mode Voltage Gain)
beim idealen O.P. ist $A_{CM} = \frac{U_a}{U_{CM}} = 0$. Gleichtaktspannung: $U_{CM} = \frac{U_1 + U_2}{2} \approx U_1 \approx U_2$ (OP 3)

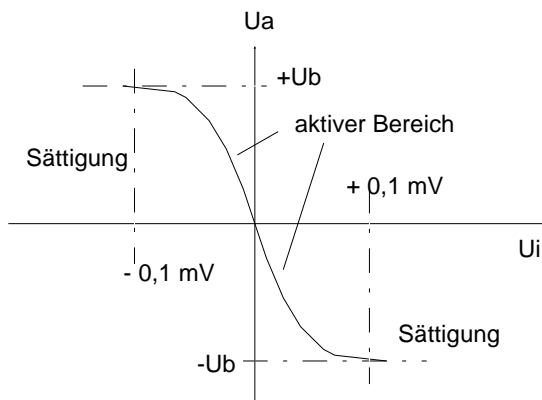


Abb. O 3: Übertragungskennlinie eines O.P.

- Gleichtaktunterdrückung (Common Mode Rejection Ratio):
 $CMRR = \frac{A}{A_{CM}}$; $CMRR_{(dB)} = A_{(dB)} - A_{CM(dB)}$
soll mindestens 80...100 dB betragen
- Steuer- oder Übertragungskennlinie:
Normalbetrieb im aktiven Bereich, Betrieb in Sättigung nur bei Schaltanwendungen. Die Übertragungskennlinie ist auch im aktiven Bereich nicht-linear, deshalb bei linearen Anwendungen stets Gegenkopplung erforderlich.

- Eingangsersatzschaltung

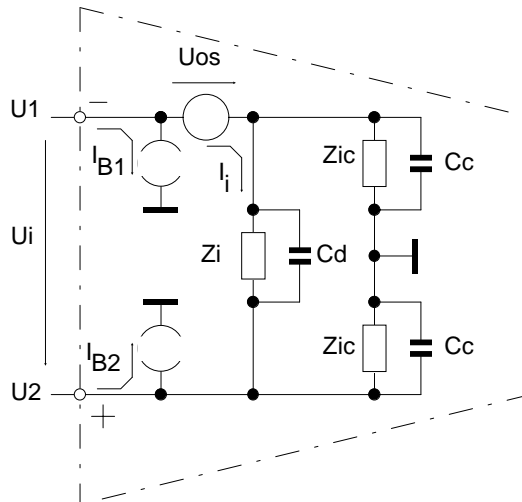


Abb. O 4: Eingangsersatzschaltung des O.P.

$$U_i = U_1 - U_2 = \text{Differenz-Eingangsspannung}$$

I_i = Signaleingangsstrom

$$Z_i = \frac{U_i}{I_i} = \text{Differenz-Eingangswiderstand (} 1\text{M}\Omega \dots 10^{14} \Omega \text{)}$$

Z_{ic} = Gleichtakt-Eingangswiderstand = Widerstand einer Eingangsklemme gegen Masse. $Z_{ic} \approx 100 Z_i$, meist nur beim Nichtinvertierer von Bedeutung.

C_d, C_c = Eingangskapazitäten

I_{B1}, I_{B2} = Eingangsruhestrome zur Arbeitspunkteinstellung des Diff.-Verstärkers. (Gleichstrompfad für Eingangsruhestrome notwendig !)

$$I_B = \frac{|I_{B1} + I_{B2}|}{2} = \text{Input-Bias-Current}$$

(OP 4)

$$I_{OS} = |I_{B1} - I_{B2}| = \text{Offset-Current}$$

(OP 5)

$$U_{OS} = \text{Offsetspannung (s. Kap. O.3.2.1)}$$

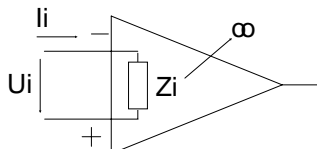
O.1.3 Vergleich idealer - realer Operationsverstärker

Eigenschaft	Symbol	idealer O.P.	typ. moderner bip. O.P.	typ. BiFET - O.P.	Einheit
Leerlaufdiff.-Verstärkung	A_0	∞	10^6	$50 \cdot 10^3 - 3 \cdot 10^5$	
Differenz-Eingangswid.	Z_i (Z_d)	∞	$2 \cdot 10^6$	$10^{12} \parallel 3 \text{ pF}$	Ω
Ausgangswiderstand	Z_o	0	50	100	Ω
Bandbreite (Transitfrequenz)	f_T	0 - ∞	0 - 5 (...500)	0 - 10	MHz
Eingangs-Offset-Spgn.	U_{OS}	0	< 0.5	0.5 - 2.5	mV
Eingangs-Ruhestrom	I_B	0	500 nA	50 - 400 pA	
Eingangs-Offsetstrom	I_{OS}	0	50 - 100 nA	10 - 200 pA	
Rauschen	\mathcal{U}_r	0	10	5	$\frac{nV}{\sqrt{Hz}}$
Gleichtaktunterdrückung	CMRR	∞	120	100	dB
Anstiegsgeschwindigkeit (Slewrate)	S_r	∞	15 (...1500)	20	V/us

O.2 Die Grundbeschaltung des (fast) idealen O.P.

O.2.1 Prinzip des virtuellen Kurzschluß am Eingang

- Solange ein O.P. im aktiven Bereich arbeitet (bei Gegenkopplung ohne Übersteuerung gegeben), liegen **beide Eingänge auf gleichem Potential** und es fließt **kein Signalstrom in die Eingänge**.



Wegen $A_0 \rightarrow \infty$ und $Z_i \rightarrow \infty$ gilt:

$$U_i \approx 0 \text{ und } I_i \approx 0 \quad (\text{OP 6})$$

Abb. O 5: Virtueller Kurzschluß

Diese Aussage trifft auch sehr gut bei realen O.P. zu, solange die Leerlaufverstärkung groß genug ist. z. B.: $A_0 = 10^5$, $Z_i = 10^6 \Omega$, $U_{amax} = + / - 10V$ ergibt:

$$U_{imax} = \frac{U_{amax}}{A_0} = 0,1 \text{ mV!} \quad \text{und} \quad I_{imax} = \frac{U_{imax}}{Z_i} = 0,1 \text{ nA!}$$

O.2.2 Invertierender Verstärker (sog. Invertierer)

- **Verstärkung mit Gegenkopplung** (closed loop gain)

$$I_1 = -I_2$$

$$I_1 = \frac{U_e}{R_1}$$

$$I_2 = \frac{U_a}{R_2}$$

$$\frac{U_a}{U_e} = A^* = - \frac{R_2}{R_1} \quad (\text{OP 7})$$

"klassische Formel"

- **Eingangswiderstand:**

Da Summenpunkt S virtuell auf Massepotential liegt, wird

$$Z_e = R_1$$

(OP 8)

- **Ausgangswiderstand:**

Der Ausgangswiderstand R_0 des unbeschalteten O.P. wird durch eine PII.-PII.-Gegenkopplung verringert

$$GK\text{- Grad} = 1 + k A_0 = \frac{A_0}{A^*};$$

$$Z_a = \frac{R_0}{GK\text{- Grad}} = \frac{R_0}{\frac{A_0}{A^*}} = R_0 \left| \frac{A^*}{A_0} \right| \quad (\text{OP 9})$$

Zahlenbeispiel: $R_0 = 1 \text{ kOhm}$; $A_0 = 10^5$; $A^* = - 100$; $Z_a = 1000 \Omega \frac{100}{10^5} = 1 \Omega !$

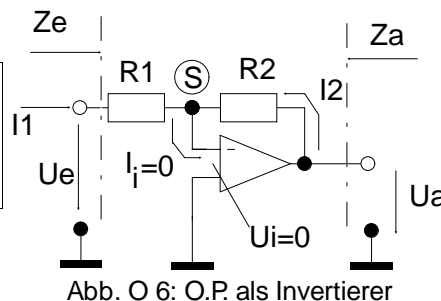
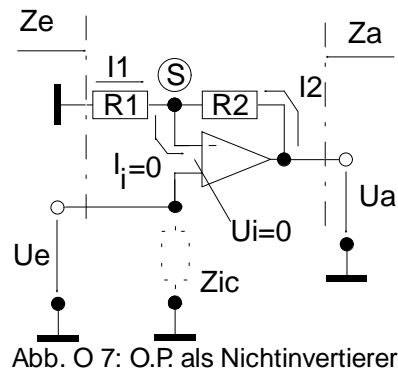


Abb. O 6: O.P. als Invertierer

Man beachte, daß der Ausgangswiderstand eines Inverters abhängig von der **Gegenkopplung und der Frequenz** ist. Vgl. Gln. (OP 2). Nach wie vor unterliegt der O.P. den Begrenzungen seines maximal möglichen Ausgangsstroms !

O.2.3 Nicht-invertierender Verstärker (Nichtinvertierer)



- **Closed loop gain** (Summenpunkt liegt auf Ue)

$$I_1 = -I_2$$

$$I_1 = -\frac{U_e}{R_1}$$

$$I_2 = \frac{U_a - U_e}{R_2}$$

$$A^* = \frac{U_a}{U_e} = 1 + \frac{R_2}{R_1} \quad (\text{OP } 10)$$

"klassische Formel"

- **Eingangswiderstand**

Das Gegenkopplungsnetzwerk wird in Reihe zum Eingang des O.P. geschaltet. Damit gilt $Z_e = Z_i \times (\text{GK-Grad})$

$$\text{----> } Z_e = \left(Z_i \left| \frac{A_0}{A^*} \right. \right) \parallel Z_{iC} \quad (\text{OP } 11)$$

mit $Z_{iC} =$ Gleichakteingangswiderstand.

Dies ist beim Nichtinvertierer häufig die begrenzende Größe für den Eingangswiderstand bei tiefen Frequenzen

- **Ausgangswiderstand:** Es gilt wie beim Invertierer

$$Z_a = R_0 \left| \frac{A^*}{A_0} \right| \quad (\text{OP } 12)$$

- **Sonderfall Spannungsfolger:**

Hier wird das Ausgangssignal voll auf den Eingang zurückgekoppelt.

$$U_a = U_e; A^* = 1$$

$$\text{GK-Grad} = A_0$$

größtes Z_e

kleinstes Z_a

größte Bandbreite

aber wegen starker Gegenkopplung dynamische Stabilität gefährdet.

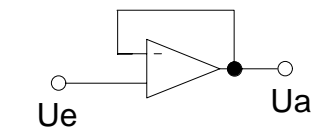


Abb. O 8: Spannungsfolger

- Die bei obigen zwei Beispielen gezeigte Analyseverfahren kann bei allen gegengekoppelten O.P.-Schaltungen angewendet werden, sofern der O.P. als ideal oder zumindest mit sehr großer Leerlaufverstärkung bei der Betriebsfrequenz angenommen werden kann.

In den folgenden Kapiteln wird der Einfluß der **nichtidealen Eigenschaften** auf das Betriebsverhalten des O.P. behandelt.

O.3 Eigenschaften des realen Operationsverstärkers

O.3.1 Der Einfluß endlicher Leerlaufverstärkung und endlicher Innenwiderstände

Die Berechnung der im folgenden wiedergegebenen Formeln kann mit elementaren Methoden (Überlagerungssatz, Maschenstromverfahren, Innenwiderstandsberechnung) erfolgen. Aus den Vernachlässigungen sind die Voraussetzungen für eine vereinfachte Berechnung der Betriebsparameter zu ersehen.

O.3.1.1 Nichtinvertierer

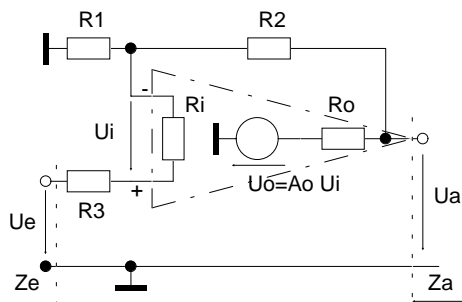


Abb. O 9: Zur Analyse des Nichtinvertierers

- R_i = Differenzeingangswiderstand
- R_o = Ausgangswiderstand ohne Gegenkopplung
- R_1, R_2, R_3 = Beschaltungswiderstände
- A_0 = Leerlaufdifferenzverstärkung (**ist frequenzabhängig !!**)
- U_i = Differenz-Eingangsspannung
- U_e = Signaleingangsspannung
- U_a = Ausgangsspannung der ges. Schaltung

Verstärkung mit geschlossener Schleife:

$$A^* = \frac{U_a}{U_e} = \frac{R_1 R_o + A_0 R_i (R_1 + R_2)}{(R_1 + R_3) (R_1 + R_2 + R_o) + R_1 (R_2 + R_o) + A_0 R_i R_1} \quad (\text{OP 13})$$

für großes R_i ($\gg R_3$) und kleines R_o ($\ll R_1 + R_2$) wird

$$A^* = \frac{A_0 (R_1 + R_2)}{(R_1 + R_2) + R_1 A_0} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \frac{1}{1 + \frac{1}{A_0} \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)}; \quad \text{mit } \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) = \frac{1}{k_u} \quad (\text{OP 14})$$

$$A^* = A_{ideal}^* \frac{1}{1 + \frac{1}{A_0} \frac{1}{k_u}} \quad A_0 \rightarrow A(f) \quad (\text{OP 14a})$$

für großes A_0 wird $\frac{1}{A_0} \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \ll 1$ und es resultiert die "klassische Formel":

$$A_{ideal}^* = 1 + \frac{R_2}{R_1} = \frac{1}{k_u} \quad (\text{OP 15})$$

k_u ist der Rückkopplungsfaktor des RK-Netzwerks aus R_1 und R_2

Eingangswiderstand:

$$Z_e = R_1 + R_3 + R_i \frac{R_2 + R_o + A_0 R_i}{R_1 + R_2 + R_o} \quad (\text{OP 16})$$

für großes R_i und kleines R_o entsteht: $Z_e = R_1 + \frac{A_0 R_i}{1 + \frac{R_2}{R_1}}$ und für großes kA_0 : $Z_e = \frac{A_0 R_i}{1 + \frac{R_2}{R_1}}$ (OP 17 und 18)

Der Eingangswiderstand kann durch den pll. liegenden Gleichakteingangswiderstand Z_{iC} begrenzt werden !

Ausgangswiderstand:

$$Z_a = R_o \frac{R_1 (R_2 + R_1 + R_3) + R_2 (R_3 + R_i)}{(R_1 + R_2) (R_1 + R_1 + R_3) + R_1 (R_1 + R_3) + A_0 R_1 R_i} = \left. \begin{array}{l} R_o \frac{R_1 (R_2 + R_1 + R_3) + R_2 (R_3 + R_i)}{A_0 R_1 R_i} \\ \text{für großes } A_0 \end{array} \right) \quad (\text{OP 19})$$

mit $R_i \gg R_1, R_2, R_3$, sowie $R_o \ll R_2$ ergibt sich:

$$Z_a = \frac{R_o}{A_0} \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \quad (\text{OP 20})$$

O.3.1.2 Invertierer

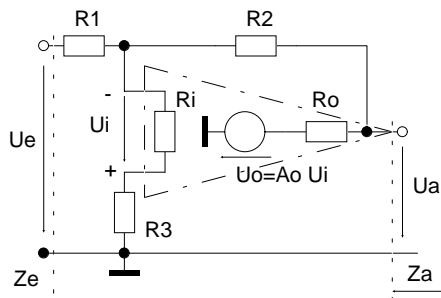


Abb. O 10: Zur Analyse des Invertierers

Das "RK-Netzwerk" besteht beim Invertierer nur aus R_2 . Die stabilisierte Verstärkergröße ist die Transimpedanz $R_m = U_2/I_1$. (s. Kapitel "Gegenkopplung") Der Rückkopplungsfaktor lautet

$k = \frac{1 + \frac{1}{A_0}}{R_2}$. Sofern R_m genügend groß ist und damit der Summenpunkt S auf nahezu 0 Volt gehalten wird, kann das Eingangssignal U_e in einen proportionalen Steuerstrom $I_1 = U_e/R_1$ umgewandelt werden.

Für Frequenzen über der 1. Eckfrequenz des O.P. ist A_0 durch $A(f)$ zu ersetzen!

Verstärkung mit geschlossener Schleife:

$$A^* = \frac{U_a}{U_e} = \frac{(R_i + R_3)R_o - A_0 R_i R_2}{(R_i + R_3)(R_2 + R_o) + R_1(R_2 + R_o + R_i + R_3) + A_0 R_i R_1} \quad (\text{OP 21})$$

für $R_i \gg R_3, R_2$ und $R_o \ll R_2$ wird:

$$A^* = \frac{-A_0 R_2}{R_1 + R_2 + R_1 A_0} = -\frac{R_2}{R_1} \frac{A_0}{1 + A_0 + \frac{R_2}{R_1}} = \underbrace{-\frac{R_2}{R_1}}_{A_{ideal}^*} \frac{1}{1 + \frac{1}{A_0} \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)} \quad (\text{OP 22})$$

für große A_0 gilt $\frac{1}{A_0} \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \ll 1$ und es resultiert die "klassische Formel":

$$A_{ideal}^* = -\frac{R_2}{R_1}$$

Man beachte auch hier, daß die Leeraufverst. frequenzabhängig und nur bei tiefen Frequenzen groß ist!!

(OP 23)

Eingangswiderstand:

$$Z_e = R_1 + \frac{(R_2 + R_o)(R_i + R_3)}{(R_2 + R_o + R_i + R_3) + A_0 R_i} \quad (\text{OP 25})$$

für großes A_0 und $R_2 \gg R_o$ wird: $Z_e = R_1 + \frac{R_2(R_i + R_3)}{A_0 R_i}$ (OP 26)

für $R_i \gg R_3$ ergibt sich $Z_e = R_1 + \frac{R_2}{A_0}$ (OP 27)

und letztlich, wenn $A_0 \rightarrow \infty$, entsteht die Idealform: $Z_e = R_1$ (OP 28)

Ausgangswiderstand:

$$Z_a = R_o \frac{R_1(R_2 + R_i + R_3) + R_2(R_3 + R_i)}{(R_o + R_2)(R_1 + R_i + R_3) + R_1(R_i + R_3) + A_0 R_1 R_i} = \underbrace{R_o}_{\text{für großes } A_0} \frac{R_1(R_2 + R_i + R_3) + R_2(R_3 + R_i)}{A_0 R_1 R_i} \quad (\text{OP 29})$$

mit $R_i \gg R_1, R_2, R_3$, sowie $R_o \ll R_2$ ergibt sich:

$$Z_a = \frac{R_o}{A_0} \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \quad (\text{OP 30})$$

dies ist das gleiche Ergebnis wie beim Nichtinvertierer!

O.3.2 Der Einfluß der Eingangsfehlgrößen

O.3.2.1 Definition von Offset und Drift

a) Spannungs-Offset

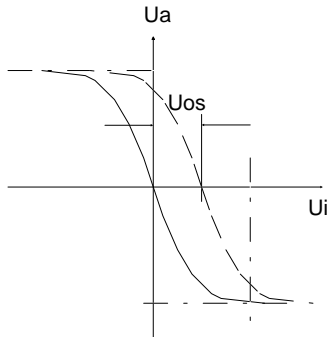


Abb. O 11: Spannungsoffset

Nullpunktverschiebung der Übertragungskennlinie durch unvermeidliche Unsymmetrie der 1. Differenzverstärkerstufe (hauptsächlich durch ΔU_{BE} hervorgerufen).

Im Idealfall muß $U_a = 0$ sein, wenn $U_i = 0$ beträgt. Beim realen O.P. muß jedoch die Offsetspannung U_{os} erst kompensiert werden, um $U_a = 0$ zu erhalten. Ohne Gegenkopplung und ohne Offsetkompensation erscheint U_{os} um A_o verstärkt am Ausgang des O.P.

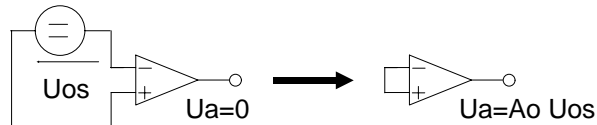


Abb. O 12: Zur def. der Offsetspannung

b) **Strom-Offset** = Differenz der Eingangsleichströme, bei der $U_a = 0$ wird.

Offsetstrom $I_{os} = |I_{B1} - I_{B2}|$ (OP 31)

c) **Drift** = die durch Temperatur und Alterung bedingte langsame Veränderung der Offsetwerte

Typische Driftwerte:

Parameter	U_{os}	I_{os}	Ts.-Typ d. Differenz- Verst.
Temperatur	0,1 $\mu\text{V}/\text{K}$	< 1 %/K	bipolar
	2 ...20 $\mu\text{V}/\text{K}$	20 %/K	FET
Zeit	0,1...1 $\mu\text{V}/\text{Monat}$	< 1%/Monat	bipolar

Offset- und Driftwerte können je nach O.P-Typ sehr verschieden sein. Durch Lasertrimming erreicht man bei hochwertigen O.P. sehr niedrige Offsetwerte. (Teuer!) Ob Offset und Drift stören, hängt vom O.P. und seiner Anwendung ab. (Integrator, Verstärker für sehr kleine Gleichspannungen)

O.3.2.2 Eingangsfehler beim Invertierer

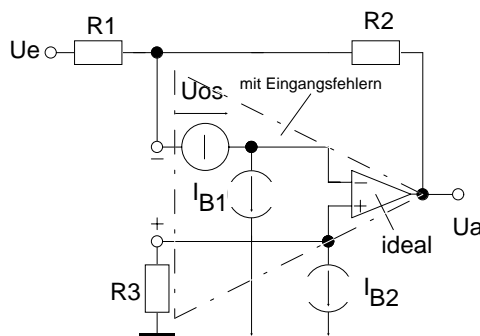


Abb. O 13: Eingangsfehlgrößen beim Invertierer

Mit dem Überlagerungssatz errechnen sich:

- a) Alle Offsets = 0 $\rightarrow U_{a1} = - U_e \frac{R_2}{R_1}$
- b) $U_e = 0, U_{os} = 0, I_{B2} = 0 \rightarrow U_{a2} = I_{B1} R_2$
- c) $U_e = 0, U_{os} = 0, I_{B1} = 0 \rightarrow U_{a3} = - I_{B2} R_3 (1 + \frac{R_2}{R_1})$
Spannungsabfall an R_3 wird als Nichtinvertierer verstärkt
- d) $U_e = 0, I_{B1} = 0, I_{B2} = 0 \rightarrow U_{a4} = U_{os} (1 + \frac{R_2}{R_1})$

U_{os} wird in unteren Eingangszweig verschoben, dann als Nichtinvertierer verstärkt.

Die Überlagerung der Teilspannungen liefert:

$$U_a = - U_e \frac{R_2}{R_1} + [I_{B1} R_2 - I_{B2} R_3 (1 + \frac{R_2}{R_1}) + U_{os} (1 + \frac{R_2}{R_1})] \quad (\text{OP 32})$$

Fehlerterm

In Schaltungen mit geringen Anforderungen setzt man $R_3 = 0$. Dann ergibt sich

$$U_a = - U_e \frac{R_2}{R_1} + [I_{B1} R_2 + U_{os} (1 + \frac{R_2}{R_1})] \quad (\text{OP 33})$$

Der Eingangsfehler kann hierbei erheblich werden!

Durch geeigneten Abschluß der O.P.-Eingänge kann der Eingangsfehler verringert werden.

Input Bias Compensation: Mit der Kompensationsbedingung $R_3 = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$ wird die Ausgangsspannung:

$$U_a = - U_e \frac{R_2}{R_1} + [I_{os} R_2 + U_{os} (1 + \frac{R_2}{R_1})] \quad \text{mit } I_{B1} - I_{B2} = I_{os} \quad (\text{OP 34})$$

Jetzt tragen nicht mehr die absoluten Werte der Eingangsströme zum Fehlerterm bei sondern nur mehr die **viel kleinere Differenz** I_{os} .

Häufig bezieht man den Fehlerterm auf das Eingangssignal und erhält:

$$U_a = \frac{-R_2}{R_1} \underbrace{(U_e)}_{\text{Signal}} + U_{os} \frac{R_1 + R_2}{R_2} + \underbrace{I_{os} R_1}_{\text{Eingangsfehler}} \quad (\text{OP 35})$$

- Die Vorzeichen von U_{os} und I_{os} sind nicht definiert, sind jedoch stets so zu wählen, daß sich die Fehler addieren (ungünstigster Fall).
- U_{os} und I_{os} können durch geeignete Schaltungsmaßnahmen kompensiert werden ----> **Initial Offset Compensation**. Die Offsetkompensation ist nur notwendig, wenn der Eingangsfehler störend ist; so z.B. beim Integrator aber nicht beim Wechselspannungsverstärker.

Hat ein O.P. spezielle Anschlüsse für eine Offsetkompensation, so sind die Schaltungsvorschläge des Herstellers zu empfehlen. Sind solche nicht vorgesehen (z. B. bei 4-fach O.P. wegen Pinmangel), so kann nebenstehende Schaltung verwendet werden.

$$R_3 = (R_1 \parallel R_2) - R_4$$

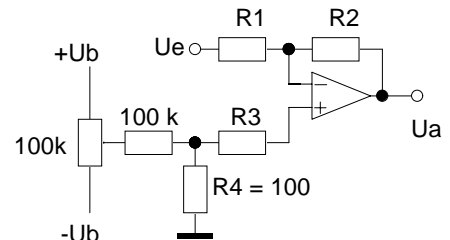


Abb. O 14: Offsetkompensation

Beispiel: Ein O.P. soll ein Gleichspannungssignal von 10mV auf 1V invertierend verstärken. Der durch die Temperaturdrift hervorgerufene Eingangsfehler im Bereich von 25.....65 °C darf 5% nicht überschreiten. Eingangsruheströme und Initial Offset sind kompensiert.

$$\text{Driftwerte: } \frac{\Delta U_{os}}{\Delta T} = 10 \frac{\mu V}{K}, \quad \frac{\Delta I_{os}}{\Delta T} = 150 \frac{pA}{K}$$

$$U_{os} \frac{R_2 + R_1}{R_2} + I_{os} R_1 = 0,05 U_e, \quad \text{wobei: } R_2 = 100 R_1$$

$R_1 =$

Ergebnis: $R_1 = 16 \text{ KOhm}$, $R_2 = 100 R_1 = 1,6 \text{ MOhm}$, $R_3 = 1,6 \text{ MOhm} // 16 \text{ KOhm} \approx 16 \text{ KOhm}$
Ein Driftfehler von 4% ist bei obigem Beispiel nicht zu unterschreiten. R_1 müßte sonst negativ werden!

O.3.2.3 Eingangsfehler beim Nichtinvertierer

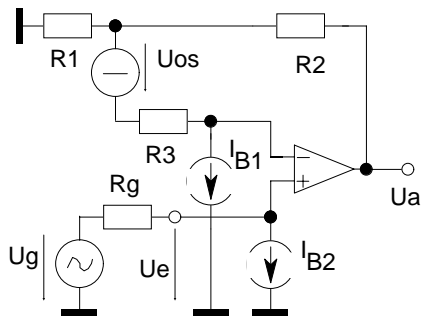


Abb. O 15: Eingangsfehlgrößen beim Nichtinvertierer

Es wird in ähnlicher Weise der Überlagerungssatz angewandt :

$$U_a = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \left[U_e + U_{os} - R_g I_{B2} + \left(R_3 + \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}\right) I_{B1} \right] \quad (\text{OP 36})$$

Zur Kompensation der Eingangsströme müssen auch hier die Eingänge des O.P. mit gleichen Widerstandswerten abgeschlossen werden. Die **Kompensationsbedingung** für nebenstehende

Schaltung lautet: $R_g = R_3 + [R_1 || R_2] \rightarrow R_3 = R_g - \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$

Damit wird: $U_a = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) (U_e + U_{os} + R_g I_{os}) \quad (\text{OP 37})$

auf Eg. bezogener Fehler

- Bei großen Generatorwiderständen R_g verursacht der Nichtinvertierer einen erheblichen Eingangsfehler. Wenn jedoch die (häufige) Forderung $Z_e \gg R_g$ erfüllt werden soll, liegt trotzdem der **Nichtinvertierer besser!**

Falls zum Abgleich des Initial-Offset kein Anschluß zur Verfügung steht, können auch nebenstehende Prinzipschaltungen verwendet werden.

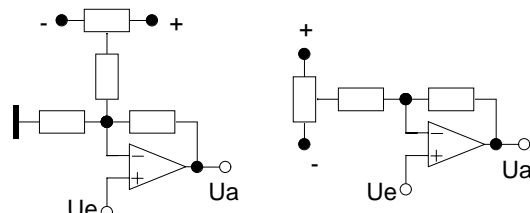


Abb. O 16: Offsetkomp. beim Nichtinvertierer

O.3.3 Einfluß der endlichen Verstärkerbandbreite

O.3.3.1 Kleinsignalbandbreite des universell kompensierten Operationsverstärkers

Die meisten handelsüblichen O.P. sind "universell kompensiert"; d.h. sie haben in **erster Näherung** den Frequenzgang eines Tiefpasses 1.Ordnung mit der Leerlaufverstärkung A_0 und der 3-dB-Grenzfrequenz ω_1 . Der Verstärkungsabfall oberhalb von ω_1 beträgt $20 \text{ dB/Dekade} = 6 \text{ dB/Oktave} \sim \frac{1}{\omega}$.

Open-Loop-Gain:

$$A(p) = \frac{A_0}{1 + j\frac{\omega}{\omega_1}} = \frac{A_0}{1 + pT_1}; \quad T_1 = \frac{1}{\omega_1} \quad (\text{OP 38})$$

Beachte: T_1 ist eine Zeitkonstante, keine Periode !

$$|A(p)| = \frac{A_0}{\sqrt{1 + (\omega T_1)^2}}, \quad \varphi = \arctan\left(-\frac{\omega}{\omega_1}\right) \quad (\text{OP 39})$$

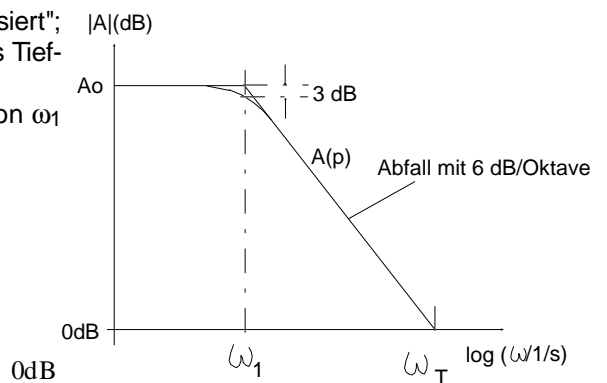


Abb. O 17: Open Loop Gain eines universell komp. O.P.

Amplitudengang Phasengang

Unity-Gain-Bandwidth ω_T : Frequenz, bei der $|A(p)| = 1$.

Verstärkungs-Bandbreiten-produkt ist längs des 6 db/Oktave -Abfalls konstant: $1 \cdot \omega_T = A_0 \omega_1$

Closed-Loop-Gain: Die frequenzabhängige Verstärkung bei **geschlossener RK-Schleife** ergibt sich für Invertierer und Nichtinvertierer gleichermaßen aus Gln. (OP14 und OP22), indem A_0 durch $A_{(p)}$ ersetzt wird:

$$A_{(p)}^* = A_{ideal}^* \frac{1}{1 + \frac{1}{A_{(p)}} \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)}$$

nach einsetzen der frequenzabhängigen Leerlaufverstärkung (1 Pol!) wird:

$$A_{(p)}^* = A_{ideal}^* \frac{1}{1 + \frac{1 + pT_1}{A_0} \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)} = \frac{A_{ideal}^*}{1 + \left(\frac{1}{A_0} + \frac{p}{\omega_T A_0}\right) \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)}$$

und liefert für große A_0 (!):

$$A_{(p)}^* = \frac{A_{ideal}^*}{1 + \frac{p}{\omega_T} \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)} \tag{OP40}$$

So wird z.B. für einen Invertierer mit $|A_0^*| = |A_{ideal}^*| = \frac{R_2}{R_1} \gg 1$ die **closed-loop-gain:**

$$A_{(p)}^* = \frac{|A_0^*|}{1 + \frac{p}{\omega_T} |A_0^*|} = |A_0^*| \frac{1}{1 + pT_g} \tag{OP41}$$

Dies ist die **Charakteristik eines Tiefpasses 1. Ordnung** mit der Grenzfrequenz $\omega_g = \frac{\omega_T}{|A_0^*|}$.

Mit dem **konstanten Verstärkungsbandbreitenprodukt** gilt: $A_0 \omega_1 = A_0^* \omega_g = 1 \omega_T$ (OP 42)

Somit stellen sich die Verhältnisse wie folgt dar:

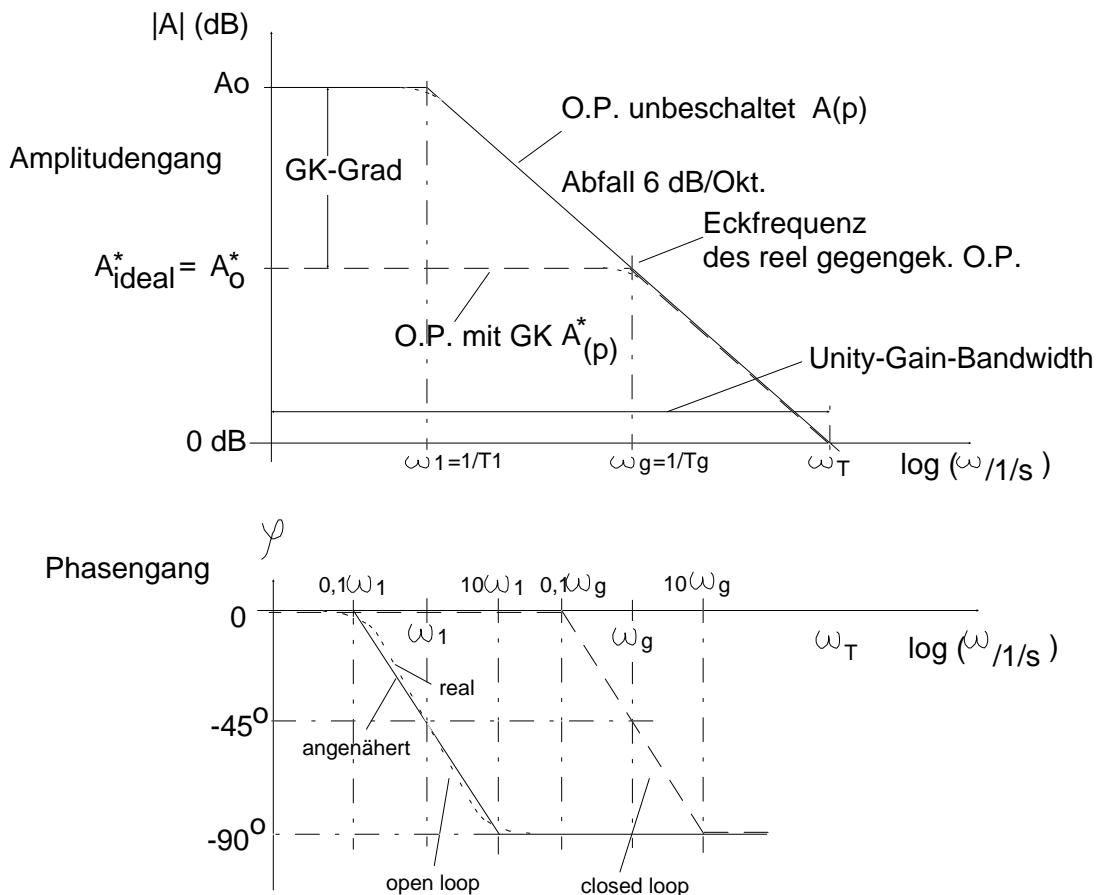


Abb. O 18: Bode-Diagramm

In den meisten Fällen wird mit dem angenäherten Verlauf des Amplituden- und Phasengangs gearbeitet. Die dabei auftretenden Fehler sind:

Frequenz	0,1 ω_g	ω_g	5 ω_g	10 ω_g
Amplitude	-0,5%	-29%	-10%	-0,3%
Phase	-5°	0	3°	5°

Man beachte: In der Umgebung von ω_T tritt ein 2. Pol in der Übertragungsfunktion $A(p)$ auf. Die Verstärkung liegt dort unter dem idealisierten Verlauf und die Phase kann bis -135° erreichen.

Der Einfluss dieser 2. Polstelle auf die Übertragungsfunktion mit **geschlossener Schleife** $A^*(p)$ wird im Anhang Kap. A.3 erörtert.

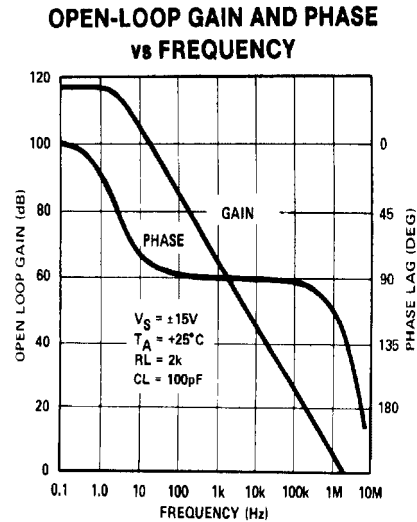


Abb. O 19: Datenblattangabe des Frequenzgangs

O.3.3.2 Kapazität im Rückkopplungszweig

Eine PII.- Kapazität im RK-Zweig eines Invertierers oder Nichtinvertierers verringert die Bandbreite.

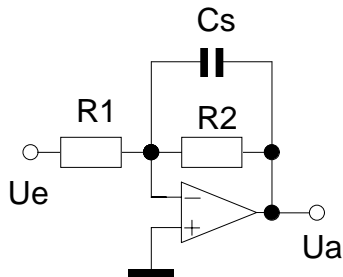


Abb. O 20: PII-Kapazität im RK-Zweig

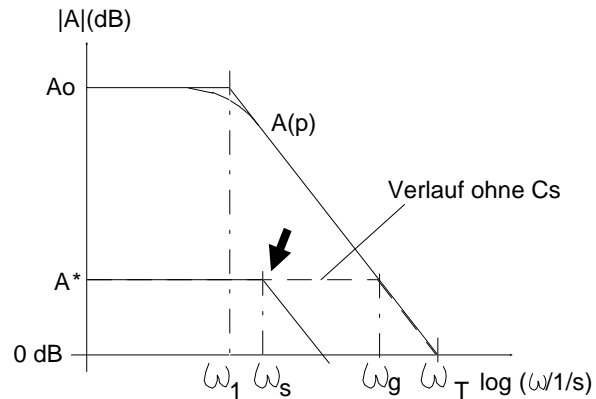


Abb. O 21: Wirkung einer Kap. im RK-Zweig

$$A^*(p) = - \frac{1}{\frac{1}{R_2} + pC_s} = - \frac{R_2}{R_1} \frac{1}{1 + pC_s R_2} \quad \text{mit } \omega_s = \frac{1}{C_s R_2} \quad (\text{OP 43})$$

Die Grenzfrequenz des gegengekoppelten Verstärkers wird auf ω_s begrenzt. Dies kann ungewollt durch Streukapazitäten geschehen, aber auch beabsichtigt sein (z. B. Bandbreitenbegrenzung zur Rauschverminderung).

Zahlenbeispiel: $R_2 = 1 \text{ M}\Omega$, $C_s = 10 \text{ pF}$

$$\rightarrow f_s = \frac{1}{2 \pi \cdot 10^6 \Omega \cdot 10^{-11} \text{ F}} = 15,9 \text{ kHz!!}$$

Abhilfe:

Bei **niederohmiger Signalquelle** besteht die Möglichkeit einer Kompensation durch C_1 pII. zu R_1 :

Kompensationsbedingung: $C_1 R_1 = C_s R_2$

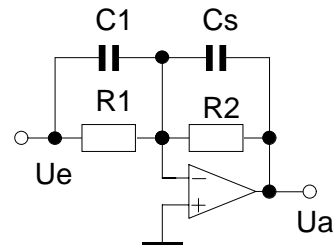


Abb. O 22: Kompensation von C_s

Der Frequenzgang mit Kompensations-C wird:

$$A^*(p) = - \frac{\frac{1}{R_2 + pC_s}}{\frac{1}{R_1 + pC_1}} = - \frac{1}{R_1 + pC_1} \cdot \frac{R_2 + pC_s}{1} = - \frac{R_2 + pC_s}{R_1 + pC_1} \quad (\text{OP 44})$$

Das Gegenkopplungsnetzwerk kann auch als frequenzkompensierter Spannungsteiler aufgefasst werden.

O.3.4 Frequenzgang und dyn. Stabilität des Operationsverstärkers

Der zuvor angenommene Frequenzgang des "universell kompensierten O.P." ist erst durch gezielte interne oder externen Schaltungsmaßnahmen erreichbar. Im folgenden wird dargestellt, unter welchen Bedingungen eine gegengekoppelte Verstärkerschaltung stabil ist, und welche Maßnahmen die Stabilität gewährleisten.

O.3.4.1 Der Frequenzgang des unkompensierten O.P.

Jede Verstärkerstufe eines O.P. hat im wesentlichen eine Tiefpaßcharakteristik des Frequenzgangs:

$$A_{(TP)} = \frac{1}{1 + pT} \quad \text{vgl. Gln. (OP 38,39)}$$

Zudem kann weitgehende Rückwirkungsfreiheit der einzelnen Verstärkerstufen angenommen werden. Damit stellt ein unbeschalteter O.P. in der allermeisten Fällen ein Minimal-Phasensystem dar (alle Pole haben negativen Realteil, keine Allpässe), so daß dabei fast immer das **Gesetz von Bode** angewendet werden kann:

- Ein Abfall des Amplitudengangs von $n \cdot 20$ dB/Dekade ist mit der Phasendrehung von $-n \cdot 90^\circ$ verknüpft. Ein Anstieg von $n \cdot 20$ dB/Dekade liefert eine Phase von $+n \cdot 90^\circ$. Bei den Eckfrequenzen werden genau $\pm 45^\circ$ erreicht.
Kommen im Frequenzgang mehrere Pol- und/oder Nullstellen vor, kann der gegenseitige Einfluß vernachlässigt werden, sofern die Pole/Nullstellen um ca. den Faktor 100 auf der Frequenzachse auseinander liegen.

Die Übertragungsfunktion eines O.P. kann als Produkt der Ü-Funktionen mehrere Tiefpässe angegeben werden. Im allgemeinen genügt bei einem 3-stufigen O.P. ein TP 3. Grades, da die höheren Eckfrequenzen in einem nicht mehr interessierenden Frequenzbereich liegen.

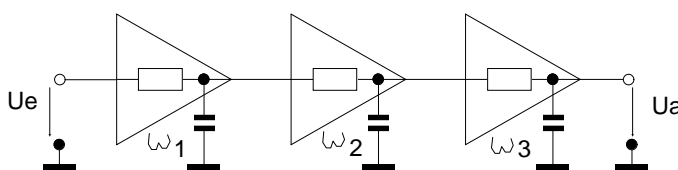


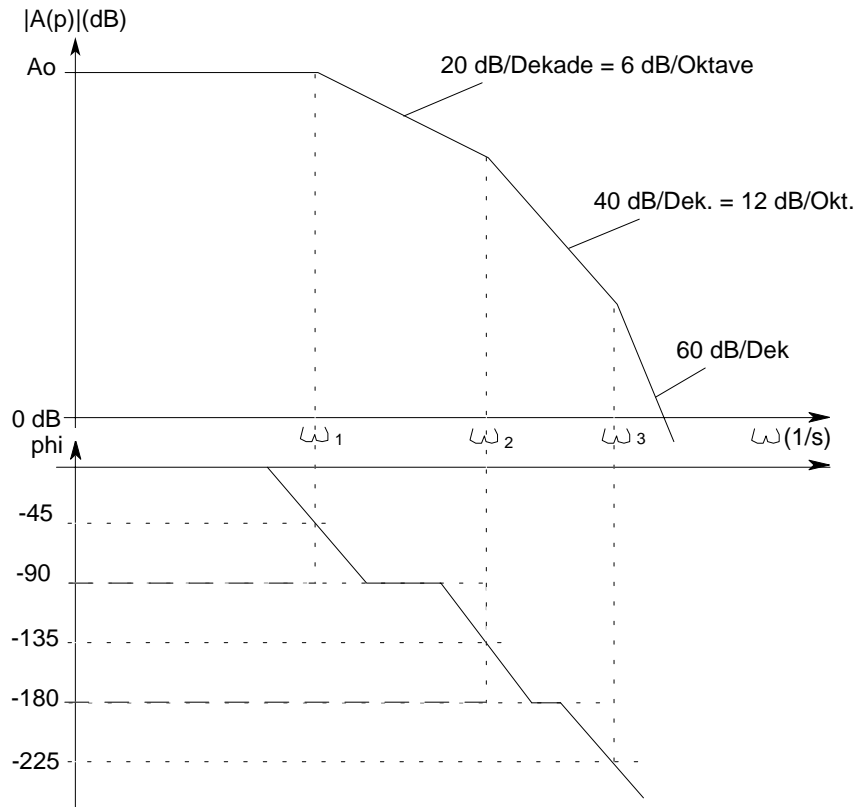
Abb. O 23: Teil-Tiefpässe eines Operationsverstärkers

$$A(p) = \frac{U_a}{U_e} = \frac{A_o}{(1 + pT_1)(1 + pT_2)(1 + pT_3)} \quad (\text{OP 45})$$

mit $T_1 = \frac{1}{\omega_1}$, $T_2 = \frac{1}{\omega_2}$, $T_3 = \frac{1}{\omega_3}$; $\omega_1, \omega_2, \omega_3$ entsprechen den Eckfrequenzen der Einzeltiefpässe.

Abb. O 24: Bode-Diagramm des Frequenzgangs eines O.P.

Die Eckfrequenzen entsprechen in erster Näherung den Grenzfrequenzen der Einzeltiefpässe. Ihre gegenseitige Beeinflussung ist umso geringer, je weiter die Eckfrequenzen auseinander liegen.



O.3.4.2 Dynamische Stabilität des gegengekoppelten Verstärkers

Bei gegengekoppelten Verstärkerschaltungen kann bei geeigneter Phasendrehung und Verstärkung Schwingneigung eintreten. ---> **Der Verstärker wird instabil.**

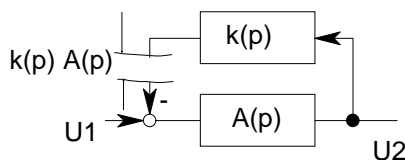


Abb. O 25: Aufgetrennte RK-Schleife

Bei komplexer Übertragungsfunktion des RK-Netzwerks ergibt sich:

$$\underline{A}^*(p) = \frac{\underline{U}_2}{\underline{U}_1} = \frac{\underline{A}(p)}{1 + \underline{k}(p) \underline{A}(p)} = \frac{\underline{A}(p)}{1 + |\underline{k}(p) \underline{A}(p)| e^{j\varphi_{kA}}} \quad (\text{OP 46})$$

Unter φ_{kA} ist hier und im folgenden Text die durch den Frequenzgang von $A(p)$ und $k(p)$ erzeugte **zusätzliche Phasendrehung** zu verstehen. Der invertierende Betrieb des Verstärkers erzeugt natürlich eine weitere (Grund-) Phasendrehung von -180° .

Soll die Anordnung stabil sein, muß die **Stabilitätsbedingung** gelten :

$$\underline{k}(p) \underline{A}(p) > -1 \text{ oder in Betrag und Phase aufgeteilt: } |\underline{k}(p)| |\underline{A}(p)| < 1 \text{ für } \varphi_{kA} = 180^\circ \quad (\text{OP 47})$$

$$\text{oder: } \varphi_{kA} < 180^\circ \text{ für } |\underline{k}(p)| |\underline{A}(p)| = 1$$

- Für die Stabilität ist allein der Frequenzgang der Schleifenverstärkung $k(p) A(p)$ maßgebend!
- Damit die Gegenkopplungsschaltung stabil bleibt, muß die Schleifenverstärkung (loop gain) kleiner 1 sein, wenn die zusätzliche Phasendrehung -180° erreicht.

Darstellung im Ortskurvendiagramm.

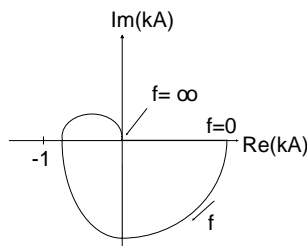


Abb. O 26: Ortskurve der Schleifenverstärkung

Nyquistkriterium:

Die Ortskurve darf den Punkt $(-1 + j0)$ nicht umschließen.

Diese Darstellung wird in der Operationsverstärkertechnik seltener verwendet, da der Frequenzgang in den Datenblättern als Bodediagramm angegeben ist.

Darstellung der Stabilitätsbedingung im Bode-Diagramm.

Grundsätzlich dient zur Beurteilung der dynamischen Stabilität eines gegengekoppelten Verstärkers die Schleifenverstärkung $V_{S(p)} = k_{(p)} \cdot A_{(p)} = \frac{A_{(p)}}{\frac{1}{k_{(p)}}}$. (OP 48)

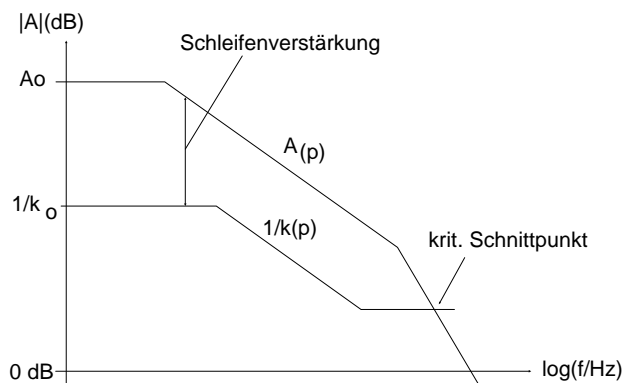


Abb. O27: Zur Schleifenverstärkung

Damit noch Stabilität herrscht, darf V_S nicht -1 werden!
Die **Gegenkopplung ist stabil**, sofern

- entweder die Phase der Schleifenverstärkung $\varphi_{kA} < -180^\circ$ bleibt, wenn $|V_S| = 1$,
- oder der Betrag der Schleifenverstärkung $|V_S| < 1$ bleibt, wenn die Phase $\varphi_{kA} = -180^\circ$ erreicht.

Die Phase der Schleifenverstärkung ist aus dem Bodediagramm zu entnehmen, aus $k_{(p)}$ und $A_{(p)}$ zu berechnen oder meßtechnisch zu bestimmen.

Achtung: Es wird hier nur die **zusätzliche, frequenzbedingte Phasendrehung** berücksichtigt. Die durch das Prinzip der Gegenkopplung vorgegebene Phasendrehung von nochmals 180° wird vorausgesetzt, aber nicht in Darstellung oder Rechnung einbezogen!

Beispiel:

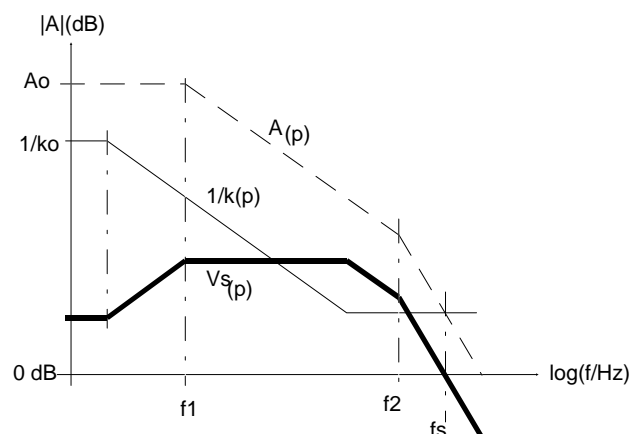


Abb. O28: Stabilität u. Schleifenverstärkung

Für gegebenes $A_{(p)}$ und $k_{(p)}$ wird V_S konstruiert. (fett!)

Der Schnittpunkt mit $|V_S| = 1$ liegt schon deutlich oberhalb der 2. Knickfrequenz f_2 im Bereich des 40dB/Dek.-Abfalls.

Daraus ist zu schließen, daß die Phasendrehung größer als -135° ist und Stabilitätsprobleme auftreten können.

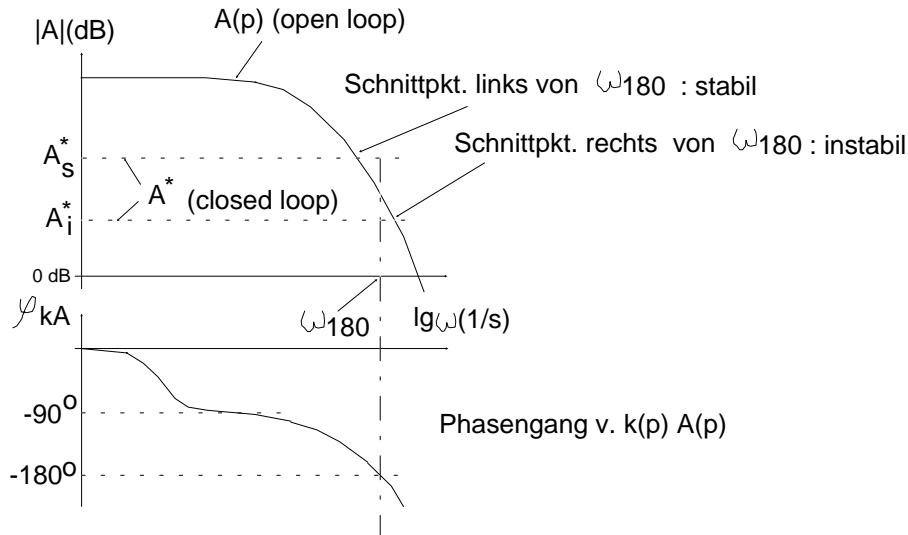
Zur exakten Analyse müßte das Phasendiagramm φ_{kA} aufgetragen werden.

Man beachte, daß die kritische Schnittfrequenz f_s auch ohne Konstruktion von V_S aus dem Schnittpunkt von $A_{(p)}$ und $k_{(p)}$ gefunden werden kann.

Sonderfall: Reelle Gegenkopplung (z.B. Nichtinvertierer mit rein ohmscher Gegenkopplung.)

Für den Gegenkopplungsgrad gilt: $k = \frac{R_1}{R_1 + R_2}$ bzw. $\frac{1}{k} = 1 + \frac{R_2}{R_1} \approx A^*$

Die zusätzliche Phasendrehung in der Schleife wird hierausschließlich durch $A(p)$ des O.P. verursacht.



Bei **reeller Gegenkopplung** ist der Phasengang φ_{kA} identisch mit dem Phasengang des O.P.

Allgemein ist zu ersehen, daß ein stark gegengekoppelter Verstärker (A^* gering) eher zu Instabilität neigt als ein schwach gegengekoppelter O.P.

ω_{180} ist die Frequenz, bei der die Phase des O.P. frequenzbedingt um -180° gedreht hat.

Ist der Phasengang φ_{kA} nicht explizit bekannt, so kann ω_{180} für eine 3-polige Übertragungsfunktion von $A(p)$ errechnet werden:

Abb. O29: Stabilitätskriterium b. reeller Gegenkopplung

$$\omega_{180}^2 = \omega_1 \omega_2 + \omega_1 \omega_3 + \omega_2 \omega_3 \quad (\text{OP 49})$$

Meist reicht die Näherung $\omega_{180} \approx \sqrt{\omega_2 \omega_3}$ aus.

$$\omega_{90} = \sqrt{\omega_1 \omega_2} \quad (\text{OP 50})$$

O.3.4.3 Stabilitätsreserve

Aus dem vorstehenden ist nur die absolute Grenze der dynamischen Stabilität abzulesen, jedoch keine Aussage darüber, wie groß die **Sicherheit** gegen Instabilität ist. Mit geringer werdender Stabilitätsreserve schwingt der Verstärker zwar nicht wie ein Oszillator, aber seine dynamischen Eigenschaften (Überschwingen und Amplitudenüberhöhung) werden schlechter.

Als Meßgrößen für die Stabilität dienen die aus der Regelungstechnik bekannten Begriffe **Phasenrand** und **Amplitudenrand** der Schleifenverstärkung.

Für O.P.-Schaltungen ist der Phasenrand φ_R (Phasemargin, Phasenspielraum, Phasensicherheit) die maßgebende Größe. Neben der Darstellung der Schleifenverstärkung kann der Phasenrand anschaulich wie in Abb. O30 dargestellt werden.

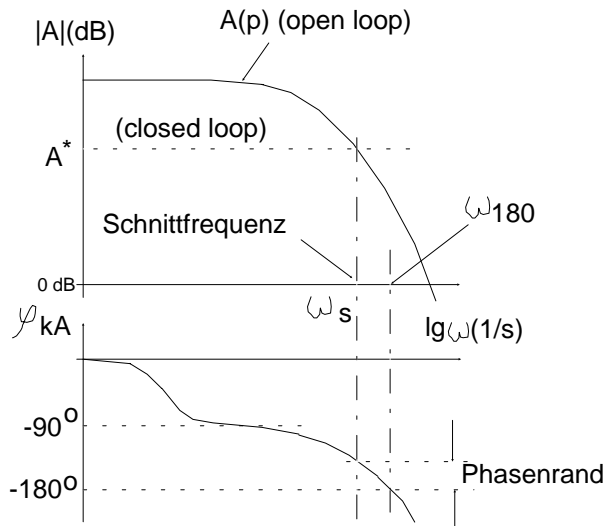


Abb. O 30: Zur Definition des Phasenrands

Ausreichende Stabilitätsreserve ergibt sich bei Breitbandverstärkern mit einem dominanten Pol (d.h. $f_1 < f_2, f_3$) für einen Phasenrand von $\varphi_R \approx 45^\circ \dots 70^\circ$. Als Kompromiß und zwecks leichter Dimensionierung wählt man häufig $\varphi_R = 45^\circ$.

Dann wird $\omega_S = \omega_2 = \omega(\varphi = 135^\circ)$, und A^* schneidet $A(p)$ gerade in der 2. Ecke des Frequenzgangs des O.P.

Für den Fall $f_1 < f_2, f_3$ kann man das **Überschwingen (Ringing)** und die **Amplitudenüberhöhung (Peaking)** wie in Abb. O31 angeben:

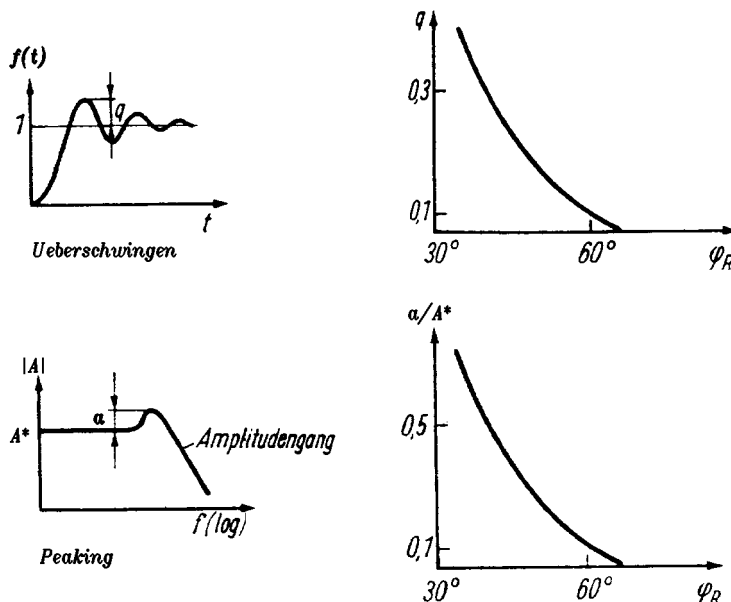


Abb. O 31: Überschwingen und Amplitudenüberhöhung als Funktion des Phasenrands

Hat der Frequenzgang der Schleifenverstärkung die Charakteristik eines Tiefpasses 1. Ordnung, ist der reell gegengekoppelte Verstärker stets stabil!

O.3.5. Kompensation des Frequenzgangs

Durch geeignete schaltungstechnische Maßnahmen muß der Frequenzgang eines O.P. so beeinflusst werden, daß im speziellen Anwendungsfall die Stabilität bei erforderlichem Phasenrand eingehalten wird, d.h. es muß $|k A| < 1$ geworden sein, bevor $\varphi_S = -180^\circ$ erreicht hat.

Obwohl heute die Mehrzahl der angebotenen O.P. schon intern vom Hersteller "universell" kompensiert sind, werden auch nicht kompensierten O.P. angeboten, deren Frequenzgang optimal an den jeweiligen Anwendungsfall angepaßt werden kann. Häufig geben die Herstellerfirmen Beschaltungsvorschläge an, die in vielen Fällen direkt übernommen werden können. Die Prinzipien sind auch für selbstentworfenen Verstärker anwendbar.

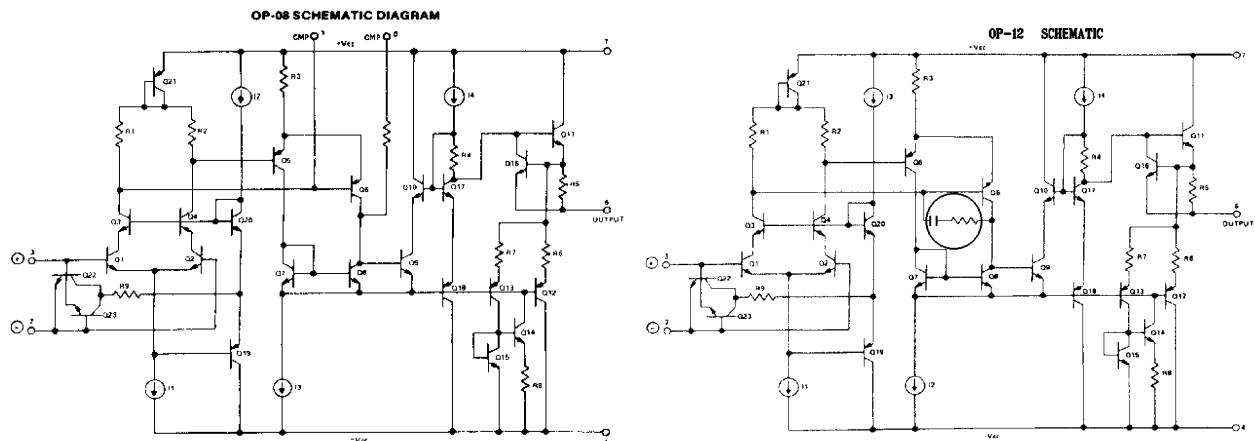


Abb. O 32: Unkompensierter und kompensierter O.P.

Im folgenden werden einige verbreitete Kompensationsmethoden vorgestellt, und Berechnungen für einen Phasenrand von 45° durchgeführt.

O.3.5.1. Lage des Kompensationspunktes (Anschluß d. Kompensationsnetzwerkes)

Typ. Möglichkeiten zum Anschluß eines Kompensationsnetzwerkes sind:

- Beschaltung des Verstärkereingangs (Vorkorrektur)
- Zuschalten zwischen einzelne Verstärkerstufen (häufigste Methode)
- Anschalten an den Verstärkerausgang (Nachkorrektur)

Für die Stabilitätsbedingung ist es ohne Bedeutung, an welcher Stelle im Verstärker das Kompensationsnetzwerk zugeschaltet wird, nicht jedoch für das Verstärkerrauschen und die Anstiegsgeschwindigkeit (Slewrate). Die Anstiegsgeschwindigkeit ist ein Maß für die Fähigkeit eines O.P., große Signale am Ausgang zu verarbeiten. Da die Signale am Eingang eines O.P. nur kleine Amplituden haben, wird eine Frequenzgangkompensation dort nur wenig Einfluß auf die Slewrate haben.

Das Verstärkerrauschen entsteht in den einzelnen Verstärkerstufen und wird von nachfolgenden Stufen verstärkt. Eine nahe dem Ausgang angebrachte Kompensationsschaltung dämpft sowohl das Signal als auch das Rauschen, während bei einer Eingangskompensation das in den nachfolgenden Verstärkerstufen entstehende Rauschen nicht gedämpft wird.

Allgemein gilt:

- Je näher das Kompensationsnetzwerk am Eingang des O.P. liegt, desto größer werden - bei gleicher Stabilitätsreserve - Slewrate und Rauschen.

O.3.5.2 Kompensationsmethoden

- **Lag - Kompensation:** Hinzufügen eines zusätzlichen Pols bei tiefen Frequenzen (dominanter Pol) durch Zuschalten eines Tiefpasses zwischen 2 Verstärkerstufen. Dies kann durch ein einfaches C realisiert werden, das mit dem Innenwiderstand der vorhergehenden Stufe einen TP bildet. Die Bandbreite des so "kompensierten" O.P. wird stark beschnitten. Nur für (fast) Gleichstromanwendungen.
- **Lag-Lead-Kompensation** = Pol- Nullstellen-Kompensation (wird im folgenden behandelt)
- **Verändern des Frequenzgangs** des Gegenkopplungsnetzwerks: Selten verwendet, da für jede Gegenkopplung neu zu berechnen. (z.B. Kompensation einer kapazitiven Last, vgl. O.3.5.2.4)
- **Miller-Kompensation** (wird im folgenden behandelt)
- **Lead-Kompensation:** Erzeugen einer Nullstelle zur Kompensation der 2. Eckfrequenz des O.P. Zur Erzielung sehr hoher Bandbreite, kritisch zu bemessen, seltener angewendet.
- **Feed-Forward-Kompensation** (frequenzabhängige Vorwärtskopplung): Liefert sehr große Bandbreite und große Slewrate. Für Spezialfälle (z.B. Videoverstärker), kritisch zu dimensionieren.

O.3.5.2.1 Lag-Lead-Kompensation (Pol-Nullstellen-Komp.)

Der Übertragungsfunktion des O.P. werden eine Pol- und eine Nullstelle durch ein Verzögerungs-Vorhalteglied hinzugefügt. Mit der neuen Nullstelle kann bei geeigneter Dimensionierung die 1. Eckfrequenz des O.P. kompensiert werden.

Übertragungsfunktion des Kompensationsglieds:

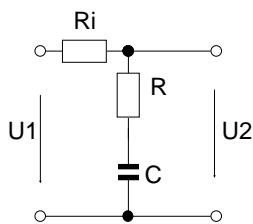


Abb. O33: Verzögerungsvorhalteglied

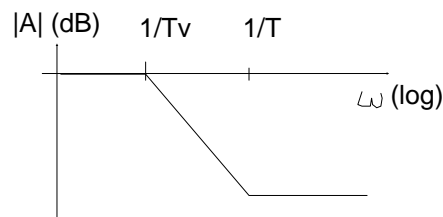


Abb. O 34: Bodeplot des Verzögerungs-Vorhalteglieds

$$F(p) = \frac{U_2}{U_1} = \frac{R_+ \frac{1}{pC}}{R_+ R_+ \frac{1}{pC}} = \frac{1 + pCR}{1 + pC(R_+ R_i)} = \frac{1 + pT}{1 + pT_V} \quad (\text{OP 51})$$

mit $T = RC$ und $T_V = (R_+ R_i)C$; $p = j\omega$

Das Netzwerk hat eine Polstelle ($1 + pT_V$) und eine Nullstelle ($1 + pT$).

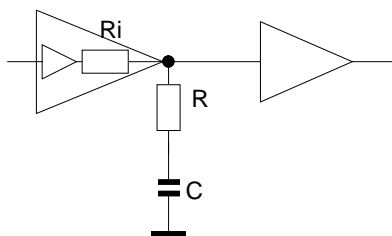


Abb: O 35: Zwischenschalten des Komp.-Glieds

Beim Einfügen des Netzwerks in einen O.P. ist R_i als Innenwiderstand der vorhergehenden Verstärkerstufe aufzufassen. (Abb.O 35)

Das Bodediagramm des O.P. verändert sich damit wie in Abb. O 36 gezeigt.

Durch das Komp.-Glied entsteht zwischen ω_1 und $1/T$ ein Amplitudenabfall von 40 dB/Dekade.

Wählt man die Schaltelemente R und C so, daß $\omega_1 = \frac{1}{T}$ wird, dann tritt der Knick bei ω_1 nicht mehr in Erscheinung: **ω_1 ist kompensiert!** Die 2. Eckfrequenz bleibt weitgehend unbeeinflusst.

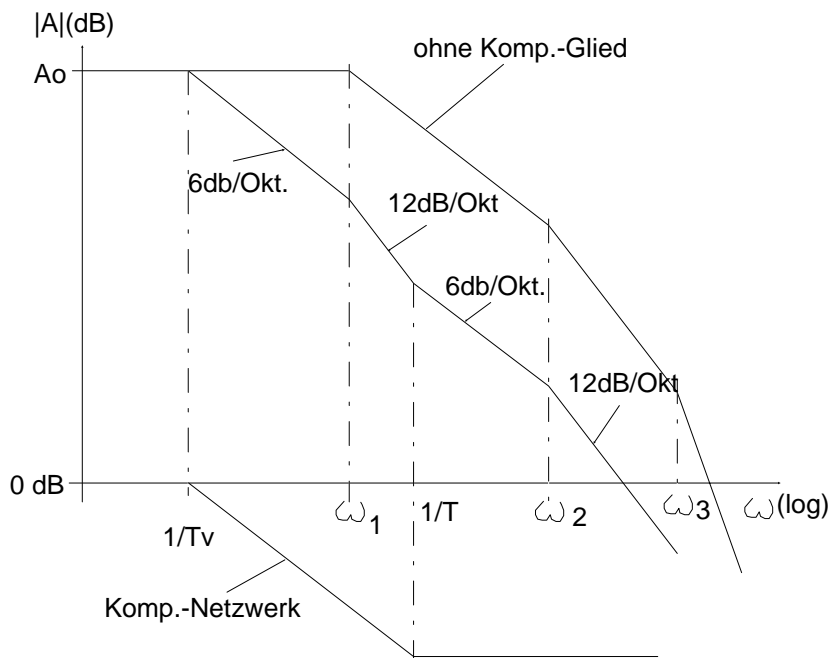


Abb. O 36: Bodediagramm des O.P. mit Kompensationsglied

Die **Übertragungsfunktion** eines solchermaßen beschalteten O.P. wird:

$$A(p) = \frac{1+pT}{1+pT_v} \frac{A_0}{(1+pT_1)(1+pT_2)(1+pT_3)} \tag{OP 52}$$

mit der Kompensationsbedingung $(1+pT_1) = (1+pT)$ entsteht der Frequenzgang des **kompensierten O.P.:**

$$A(p) = \frac{A_0}{(1+pT_v)(1+pT_2)(1+pT_3)} \tag{OP 53}$$

Für einen Phasenrand von 45° darf A^x nur bis zur 2. Ecke des kompensierten Frequenzgangs abgesenkt werden.

Dann entsteht eine "neue" 1. Eckfrequenz $\omega_v = \frac{1}{T_v} = \omega_2 \left| \frac{A^x}{A_0} \right|$. (OP 54)

Die Schaltelemente R und C errechnen sich aus den Beziehungen: $T_1 = T = RC = \frac{1}{\omega_1}$ (OP 55a)

$$T_v = (R + R_i)C = \frac{1}{\omega_v} \tag{OP55b}$$

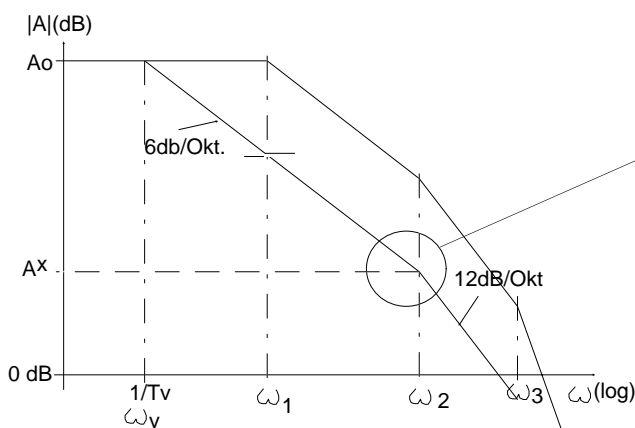


Abb. O 37: Kompensierter Frequenzgang

Die Übertragungsfunktion $A^*(p)$ erfährt beim Schnitt mit $A(p)$ bei ω_2 einen Richtungs-"Knick" auf 12 dB/Okt. Betrags- und Phasenverlauf sind hier nicht mehr einfach aus dem Bodediagramm zu konstruieren!

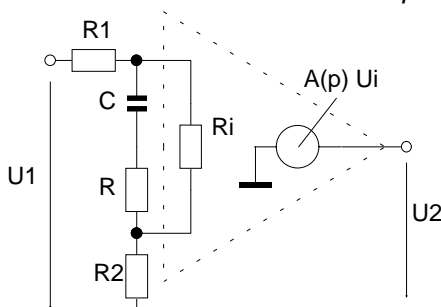
Der genaue Verlauf von $A^*(p)$ wird im Anhang A.2 zum Kapitel Operationsverstärker berechnet.

O.3.5.2.2 Eingangsfrequenzkompensation

Bei Verlegung des Kompensationspunktes an den Eingang des O.P. kann die negative Auswirkung der Kompensation auf die Slewrate fast ganz vermieden werden.

Die Übertragungsfunktion der gesamten Anordnung gem. Abb. O 38 berechnet sich zu:

$$H(p) = \frac{U_2}{U_1} = A(p) \frac{\frac{R_i(R_1 + \frac{1}{pC})}{R_1 + R_2 + \frac{1}{pC}}}{\frac{R_i(R_1 + \frac{1}{pC})}{R_1 + R_2 + \frac{1}{pC}}} = A(p) \frac{1 + pCR}{(1 + \frac{R_1 + R_2}{R_i}) \left[1 + pC(R_1 + \frac{R_1 + R_2}{(1 + \frac{R_1 + R_2}{R_i})}) \right]}$$



mit $A(p) = \frac{A_0}{(1 + pT_1)(1 + pT_2)(1 + pT_3)}$ und der meist gültigen Beziehung $R_1 + R_2 \ll R_i$ entsteht vereinfacht:

$$H(p) = \frac{A_0}{(1 + pT_1)(1 + pT_2)(1 + pT_3)} \frac{1 + pCR}{1 + pC(R_1 + R_2)} \quad (\text{OP 56})$$

mit den Ersetzungen: $T = RC$ und $T_e = (R_1 + R_2)C = \frac{1}{\omega_e}$ kann man letztlich schreiben:

$$H(p) = A_0 \frac{1 + pT}{(1 + pT_e)(1 + pT_1)(1 + pT_2)(1 + pT_3)} \quad (\text{OP 57})$$

Abb. O 38: Eingangs-Kompensation

Die "alte" 1. Eckfrequenz ω_1 des O.P. wird gegen die Nullstelle $1 + pT$ kompensiert. Dazu muß gelten:

$$(1 + pT_1) = (1 + pT) \quad \text{Kompensationsbedingung.}$$

Es ergeben sich die 2 Bestimmungsgleichungen: $\omega_e = \frac{1}{(R_1 + R_2)C}$; $\omega_1 = \frac{1}{RC}$ (OP 58a ,b)

ω_e wird bei einem Phasenrand von 45° ähnlich wie in Gln. (OP 54) ermittelt. Vgl. Abb. O 39.

Das Kompensationsnetzwerk wird wie in Abb. O 40 in die Gegenkopplung eingebunden. Man macht häufig $R_2 = R_b = 0$ oder gleich dem Widerstand für eine evtl. Input-Bis-Kompensation. Für R_1 gilt: $R_1 = R_a + R_k // R_f$.

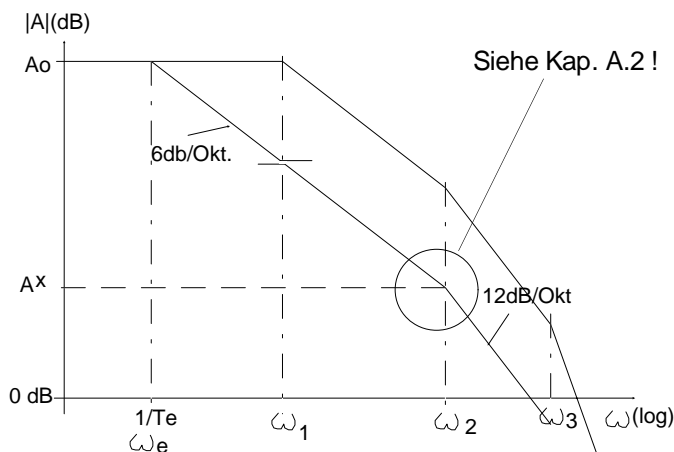


Abb. O 39: Ermittlung der 1. Eckfrequenz

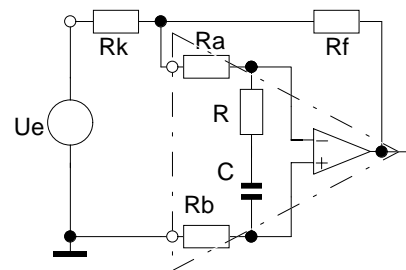


Abb. O 40: Einbinden des kompensierten O.P.

O.3.5.2.3 Frequenzkompensation mit Millerkondensator

Die Charakteristik eines Verzögerungsvorhalts (1 Pol und 1 Nullstelle) kann auch mit nur einem Kondensator und einer Verstärkerstufe, deren Frequenzabhängigkeit einem TP 1. Ordnung entspricht, erreicht werden.

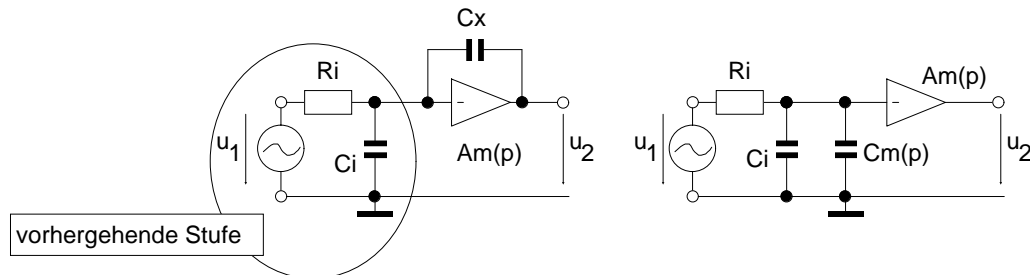


Abb. O 41: Frequenzkompensation mit Millerkondensator

Die Millerstufe hat den Frequenzgang $A_{m(p)}$ mit einem Pol bei $\frac{1}{T_m}$:

$$A_{m(p)} = \frac{A_{m0}}{1 + p T_m} \quad (\text{OP 59})$$

$R_i C_i$ bildet die Frequenzabhängigkeit der vorhergehenden Stufe nach. Die Gesamtübertragungsfunktion der unkompensierten Anordnung hat einen dominanten Pol bei $1/T_m$ und eine 2. Polstelle bei $1/(R_i C_i)$. (s. Abb. O42)

Verhältnisse mit Kompensationskondensator C_x (siehe Abb. O 42)

Die Kapazität C_x wird durch den Millereffekt auf die Kapazität $C_{m(p)}$ transformiert:

$$C_{m(p)} = C_x (1 - A_{m(p)}) \approx -A_{m(p)} C_x = \frac{|A_{m0}| C_x}{1 + p T_m} \quad (\text{OP 60})$$

Es bildet sich ein neuer Pol $1/T_1$ aus R_i und C_m . Bei Frequenzerhöhung über $1/T_m$ hinaus verringert sich der Millereffekt durch Abnahme der Verstärkung der 2. Stufe, $C_{m(p)}$ nimmt mit $1/f$ ab und der Verstärkungsabfall der 1. Stufe wird aufgehoben; es **entsteht eine Nullstelle bei $1/T_m$** .

Die **Gesamtübertragungsfunktion** wird:

$$\begin{aligned} H(p) &= \frac{u_2(p)}{u_1(p)} = \frac{A_{m(p)}}{1 + p R_i (C_i + C_{m(p)})} = \frac{A_{m(p)}}{1 + p R_i (C_i + C_x \frac{|A_{m0}|}{1 + p T_m})} = \\ &= \frac{A_{m0}}{1 + p T_m} \frac{1 + p T_m}{1 + p T_m + (1 + p T_m) p R_i C_i + p R_i C_x |A_{m0}|} = \\ &= \frac{A_{m0}}{1 + p (T_m + C_i R_i + R_i C_x |A_{m0}|) + p^2 T_m R_i C_i} = \frac{A_{m0}}{N} \end{aligned} \quad (\text{OP 61})$$

Die neu erzeugte Nullstelle $(1 + p T_m)$ **kompensiert** genau den Pol $(1 + p T_m)$ der Millerstufe.

Der Nenner N des obigen Ausdrucks muß von der Form sein: $N = (1 + pT_1)(1 + pT_2) = 1 + p(T_1 + T_2) + p^2T_1T_2$
 Da jedoch $T_1 \gg T_2$, wird: $N \approx 1 + pT_1 + p^2T_1T_2$

Ein Koeffizientenvergleich liefert die **zwei neuen Pole der kompensierten Anordnung**:

$$T_1 = \frac{T_m + R_i C_i + R_i C_x |A_{m0}|}{R_i C_x |A_{m0}|} \approx \frac{R_i C_x |A_{m0}|}{R_i C_x |A_{m0}|} \quad \text{und} \quad (\text{OP 62a})$$

$$T_2 = \frac{T_1 T_2}{T_1} = \frac{T_m R_i C_i}{R_i C_x |A_{m0}|} = T_m \frac{C_i}{C_x |A_{m0}|} \quad (\text{OP 62b})$$

$1/T_1$ wandert prop. mit C_x nach **unten** und bildet die neue 1. Eckfrequenz $\omega_1 = 1/T_1$ (**dominanter Pol**).

$1/T_2$ wandert prop. mit C_x nach **oben** und bildet eine neue Polstelle $\omega_2 = 1/T_2$ (nicht dominanter Pol).

Diesen Vorgang bezeichnet man als **Polesplitting**. Der Sachverhalt wird in Abb. O 42 dargestellt.

Neben einer beachtlichen Bandbreitenerweiterung benötigt diese Methode wegen $C_m = C_x |A_{m0}|$ nur kleine Kapazitätswerte (Größenordnung 10 pF).

Bei modernen OP ist die Frequenzkompensation mit Millerkondensator am häufigsten anzutreffen.

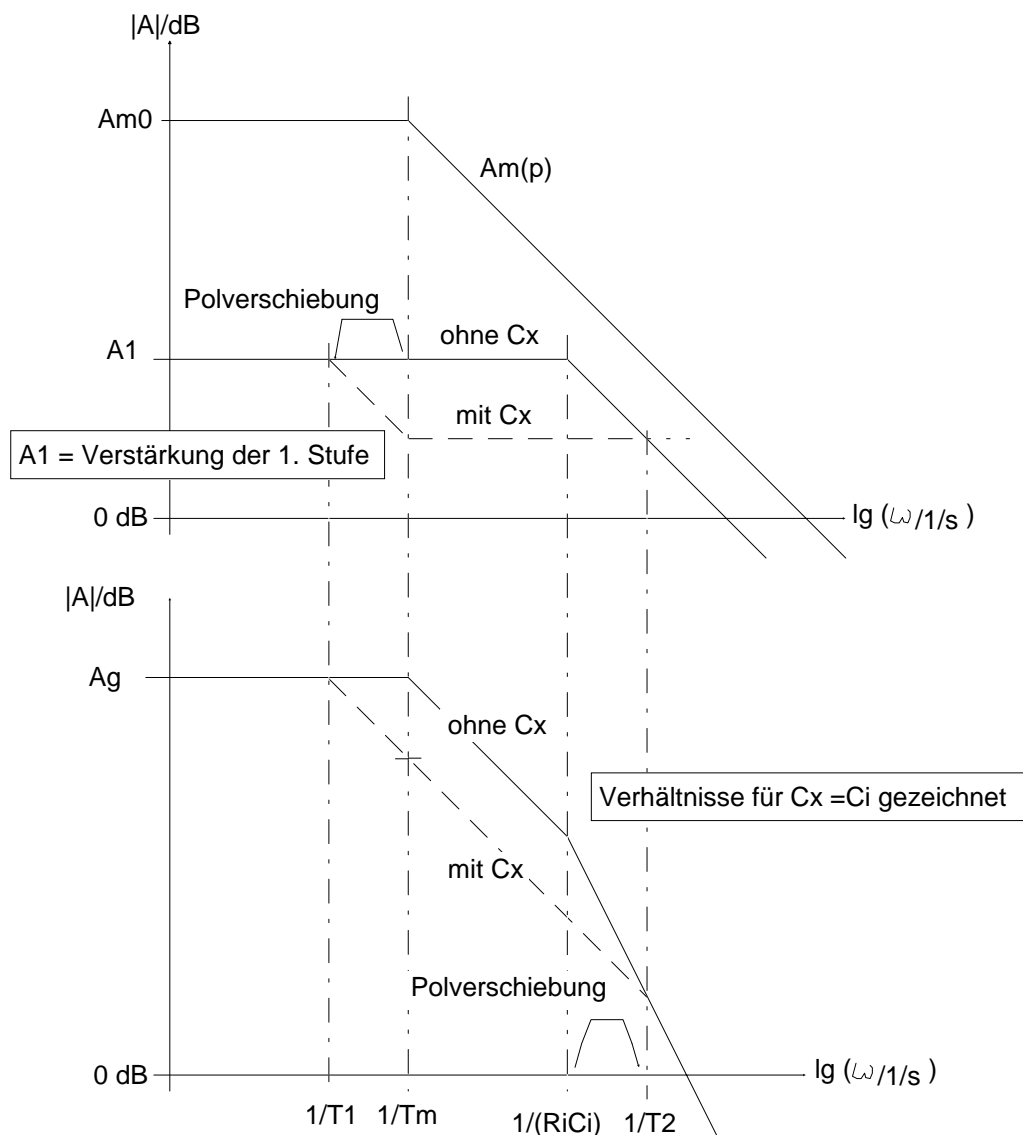


Abb. O 42: Polesplitting bei Millerkompensation

O.3.5.2.4 Kompensation einer Lastkapazität

Wirkung einer Lastkapazität:

Lastkapazitäten verschlechtern grundsätzlich das Stabilitätsverhalten eines O.P. (Amplitudenüberhöhung, Überschwingen, evtl. sogar Oszillieren)

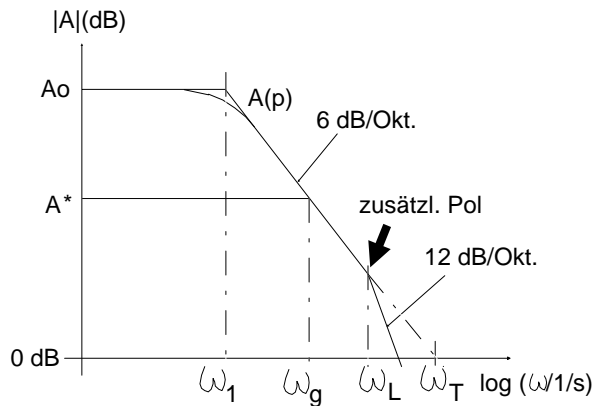


Abb. O43: Wirkung einer Lastkapazität

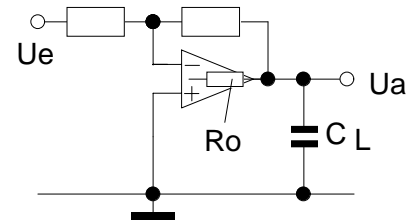


Abb: O44: O.P. mit Lastkapazität CL

Der Tiefpaß aus R_o und C_L verursacht eine zusätzliche Polstelle bei

$$\omega_L = \frac{1}{T_L} = \frac{1}{R_o C_L} \quad (\text{OP 63})$$

Man kann ω_L als eine vorgezogene 2. Eckfrequenz des O.P. auffassen.

Sofern ein **universell kompensierter O.P.** vorausgesetzt wird, gilt für die Übertragungsfunktion des O.P. einschließlich Lastkapazität:

$$A_{(p)}^L = \frac{A_0}{(1 + pT_1)(1 + pT_L)} \quad (\text{OP 64})$$

Für $\omega_L \leq \omega_g$ erfährt der Verlauf von $A^*(p)$ einen Richtungswechsel von mehr als 6 dB/Oktave. Dann kann einer Daumenregel zufolge **Instabilität** auftreten! Der ungünstigste Fall ist der Spannungsfolger.

Beispiel: $R_o = 1000 \Omega$, $f_T = 3 \text{ MHz}$, Beschaltung als Nichtinvertierer; $R_1 = 10 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 39 \text{ k}\Omega$. Gesucht: maximal zul. Lastkapazität $C_{L\max}$, wenn noch ein Phasenrand $\varphi_r = 45^\circ$ verbleiben soll.

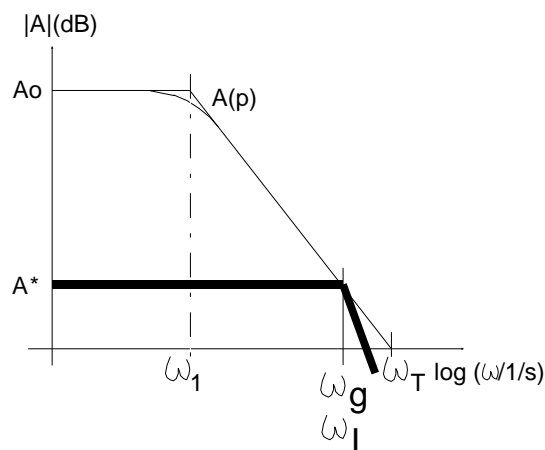


Abb. O 45: Spannungsfolger mit Lastkapazität

Lösung: $A^* = \left(1 + \frac{39}{10}\right) = 4,9$; $\omega_g = \frac{\omega_T}{A^*}$; $\omega_L = \frac{1}{R_o C_{L\max}}$

Als Grenze gilt $\omega_L = \omega_g$ und es wird:

$$C_{L\max} = \frac{A^*}{\omega_T \cdot R_o} = \frac{4,9}{2\pi \cdot 3 \cdot 10^6 \cdot 10^3} = 260 \text{ pF}$$

Dies ist ein rel. kleiner Wert, der leicht erreicht werden kann.

Abhilfe:

- O.P. mit kleinem R_o verwenden
- Frequenzgang kompensieren

Für den genauen Verlauf von $A^*(p)$ in der Umgebung von ω_g siehe Kap. A.3 im Anhang.

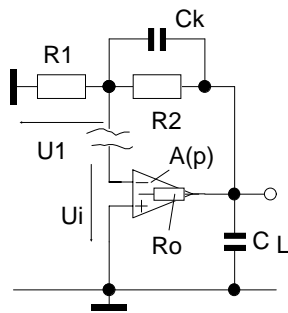
Frequenzgangskompensation:

Abb. O 46: Kompensation der Lastkap.

Eine Kompensationsmöglichkeit zeigt Abb. O 46.

- Maßgebend für die Stabilität ist der Frequenzgang der Schleifenverstärkung.

Berechnung der Schleifenverstärkung:

Die Auftrennung der Gegenkopplungsschleife kann prinzipiell an jeder Stelle der Schleife erfolgen und sollte deshalb vorteilhaft gewählt werden. Die hier gewählte Stelle erleichtert die Berechnung, weil der hochohmige Eingang des O.P. das GK-Netzwerk nicht belastet.

$$k_{(p)} A_{(p)} = \frac{U_1}{U_i} = A_{(p)}^L \frac{R_1}{R_1 + \frac{1}{\frac{1}{R_2} + pC_k}} = A_{(p)}^L \frac{R_1}{R_1 + R_2} \frac{1 + pC_k R_2}{1 + pC_k \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}}$$

mit $A_{(p)}^L$ aus Gln. (OP64) ergibt sich:

$$k_{(p)} A_{(p)} = \frac{U_1}{U_i} = \frac{A_{(0)}}{(1 + pT_1)(1 + pT_L)} \frac{R_1}{R_1 + R_2} \frac{1 + pC_k R_2}{1 + pC_k \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}} \quad (\text{OP 65})$$

Mit der Bedingung $(1 + pT_L) = (1 + pC_k R_2)$ wird die durch C_L zusätzlich eingeführte **Polstelle kompensiert**. Die neue Polstelle $(1 + pC_k (R_1 || R_2))$ stört nicht mehr, wenn $R_1 \ll R_2$; sie liegt dann weit oberhalb von ω_L . Eine Kompensation ist nur sinnvoll, wenn diese Bedingung auch erfüllt wird!

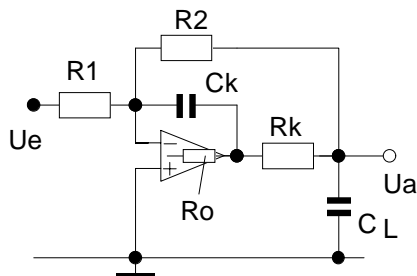


Abb. O47: Praktische Kompensationsschaltung

In der Praxis hat sich eine Abwandlung obiger Schaltung bewährt (s. Abb. O 47). Sie gewährleistet einen breiteren Kompensationsbereich, Streuwerte von R_o werden besser toleriert.

Wahl des Entkopplungswiderstands :

$$0.5 R_o < R_k \leq R_o \quad (\text{OP 66})$$

Kompensationsbedingung, notwendig, wenn $\omega_L \leq \omega_g$:

$$C_L (R_o + R_k) = C_k R_2 \implies C_k = C_L \frac{R_o + R_k}{R_2} \quad (\text{OP 67})$$

Beispiel: $R_o = 250 \Omega$, $C_L = 1000 \text{ pF}$, $R_2 = 10 \text{ k}\Omega$, $R_k = 250 \Omega$

$$\implies C_k = 1000 \text{ pF} \frac{500 \Omega}{10^4 \Omega} = 50 \text{ pF} .$$

O.3.6 Großsignalverhalten (Full Power Response)

Eine Begrenzung der Fähigkeit des O.P., große Signalamplituden auch bei höheren Frequenzen zu verarbeiten, entsteht durch endliche Ladezeiten an internen und externen Kapazitäten des O.P. (meist Kompensationskondensatoren). Diese Eigenschaft wird durch die Anstiegsgeschwindigkeit beschrieben.

O.3.6.1 Anstiegsgeschwindigkeit S_r (Slew Rate)

- S_r = maximal mögliche Änderungsgeschwindigkeit des Ausgangssignals des O.P. bei großen Aussteuerungen, gemessen bei übersteuertem Eingang. Kann für positive und negative Flanke verschieden sein.

$$S_r = \left. \frac{dU_a}{dt} \right|_{\max} \quad \text{Ungünstigster Fall ist der Spannungsfolger.} \quad (\text{OP 68})$$

Größenordnung 0,5 100 V/us (.....einige 1000 V/us beim CFA ----> Kap.O.6) .

bei Rechteckansteuerung:

q = Überschwinggrenze

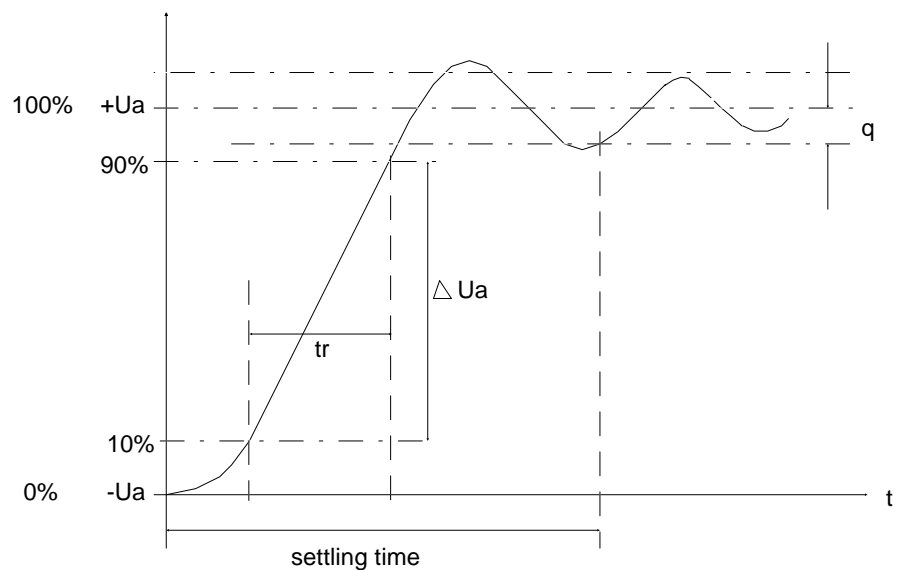


Abb. O 48: Slewrate, Settlingtime

bei Sinusansteuerung:

$$U_a = \hat{U}_a \sin \omega t$$

Die größte Änderungsgeschwindigkeit ist im Nulldurchgang des Signals:

$$\frac{dU_a}{dt} = \omega \hat{U}_a \cos \omega t \quad \text{maximal bei } t=0:$$

$$\left. \frac{dU_a}{dt} \right|_{\max} = S_r = 2\pi f_{\max} \hat{U}_a \quad (\text{OP 69})$$

Oberhalb von $f_{\max} = \frac{S_r}{2\pi \hat{U}}$ wird der Sinus immer mehr zu einem

Dreieck verzerrt. Daraus resultiert die Definition der **Full-Power-Bandwidth**. (s. O.3.6.2)

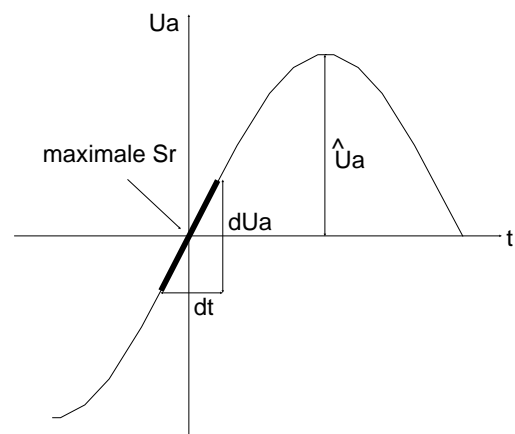


Abb. O 49: Slewrate bei Sinussignal

O.3.6.2 Full Power Bandwidth

Diese neben der Slewrate übliche Datenblattangabe kennzeichnet die Frequenz, bei der - für bestimmte Belastung (rated output) und Sinusansteuerung - noch "keine" Verzerrungen in Richtung Dreieck ($k \approx 1\% \dots 3\%$) oder noch volle Ausgangsamplitude auftreten.

O.3.6.3 Begrenzung der Slewrate

- **Durch Kapazität im Gegenkopplungsweig**

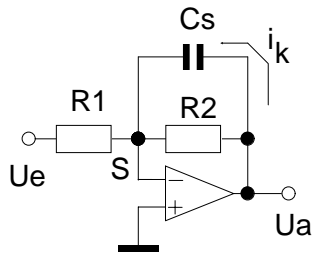


Abb. O 50: Slewrate und Streukapazität

Eine Kapazität im Gegenkopplungsweig verringert neben der Kleinsignalbandbreite auch die Slewrate. Bei schnellen Änderungen von U_a fließt der Gegenkopplungsstrom i_k fast ausschließlich über C_s :

$$i_k = \frac{dU_a}{dt} C_s$$

$$\frac{U_e}{R_1} = -C_s \frac{dU_a}{dt} \quad \text{damit wird die Slewrate auf den Wert } S_r^* \text{ begrenzt:}$$

$$\frac{dU_a}{dt} = S_r^* = \frac{|\hat{U}_e|}{R_1 C_s} \quad (\text{OP 70})$$

Beispiel: $S_r = 300 \text{ V/us}$, $\hat{U}_e = 0,5 \text{ V}$, $R_1 = 10 \text{ k}\Omega$, $C_s = 2 \text{ pF}$ ----> $S_r^* = 0,5 \frac{\text{V}}{10^4 \Omega \cdot 2 \cdot 10^{-12} \text{ F}} = 25 \frac{\text{V}}{\mu\text{s}}$

- **Durch Lastkapazität**

Der Ausgangsstrom eines O.P. ist schaltungsbedingt begrenzt. Angaben dazu im Datenblatt. Nicht zu verwechseln mit dem Kleinsignal-Ausgangswiderstand!

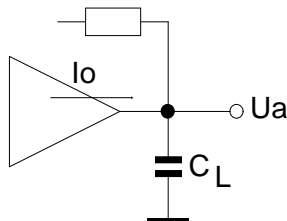


Abb. O 51: Slewrate und Lastkapazität

$$I_{\text{max}} = C_L \left. \frac{dU_a}{dt} \right|_{\text{max}}$$

$$\left. \frac{dU_a}{dt} \right|_{\text{max}} = \frac{I_{\text{max}}}{C_L} \quad \text{sofern nicht anderweitig begrenzt!} \quad (\text{OP 71})$$

z.B. für AD 507: $S_r = 30 \text{ V/us}$, $I_{\text{max}} = 10 \text{ mA}$, $C_L = 500 \text{ pF}$.

$$\frac{dU_a}{dt} = \frac{10^{-2} \text{ A}}{500 \cdot 10^{-12} \frac{\text{A s}}{\text{V}}} = 20 \frac{\text{V}}{\mu\text{s}} \quad \text{schon begrenzt!}$$