

5. Operationsverstärker

5.1 Grundbegriffe

Operationsverstärker (Operational Amplifiers, Op Amps) sind Differenzverstärker, die zum Einsatz in Gegenkopplungsschaltungen vorgesehen sind. Im Idealfall ist es die Gegenkopplungsschaltung allein, die die anwendungsseitigen Funktionseigenschaften und Betriebskennwerte bestimmt.

Der Grundgedanke

Die Verstärkungskennwerte aktiver Bauelemente weisen eine beträchtliche Streuung auf. Im Einsatz hängen sie von den Betriebsbedingungen ab. Deshalb ist es nicht einfach, einen Verstärker zu bauen, der einen vorgegebenen Verstärkungsfaktor genau einhält. Eine Lösung besteht darin, das Prinzip der Gegenkopplung auszunutzen. Gegenkopplung bedeutet, daß Rückführungen von der Ausgangs- auf die Eingangsseite so geschaltet sind, daß sie der Eingangsänderung entgegengerichtet (also abschwächend) wirken.

Ein Differenzverstärker, dessen Verstärkungsfaktor sehr hoch ist, wird mit einem Gegenkopplungsnetzwerk beschaltet. Der genaue Wert des Verstärkungsfaktors ist gleichgültig, vorausgesetzt, er ist hoch genug. Im Idealfall ist er unendlich.

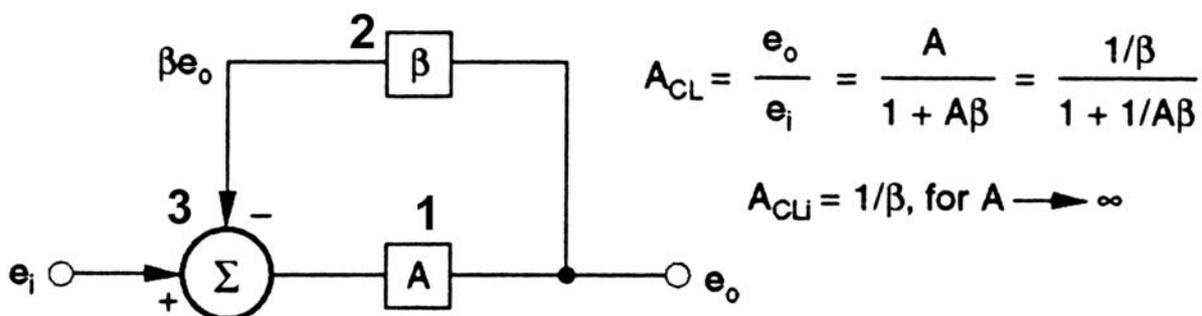


Abb. 5.1 Der gegengekoppelte Verstärker - eine klassische Darstellung (nach Black). 1 - Verstärker mit Verstärkungsfaktor (Open-loop Gain) A ; 2 - Gegenkopplungsnetzwerk mit Gegenkopplungsfaktor β ; 3 - Subtraktionsnetzwerk (die eingangsseitige Differenzverstärkerstufe).

Am Subtraktionsnetzwerk 3 liegen an: (1) das Eingangssignal e_i , (2) das gemäß Gegenkopplungsfaktor β abgeschwächte Ausgangssignal e_o , also $\beta \cdot e_o$.

Die Differenz $e_i - \beta \cdot e_o$ wird verstärkt, und zwar um den Verstärkungsfaktor A . Das Ausgangssignal e_o ergibt sich deshalb folgendermaßen:

$$e_o = A (e_i - \beta e_o) \quad (1.1)$$

Der Verstärkungsfaktor der gesamten Anordnung (Schleifenverstärkung, Closed-loop Gain) ACL ist das Verhältnis der Ausgangsamplitude zur Eingangsamplitude. (1.1) kann wie folgt umgeformt werden:

$$e_o = A (e_i - \beta e_o) = A e_i - A \beta e_o$$

$$e_o (1 + A \beta) = A e_i$$

Daraus ergibt sich die Schleifenverstärkung $A_{CL} = e_o/e_i$:

$$A_{CL} = \frac{A}{1 + A\beta}$$

Um etwas zu erkennen, werden Zähler und Nenner mit $1/A\beta$ multipliziert:

$$A_{CL} = \frac{A}{1 + A\beta} \cdot \frac{1}{\frac{1}{A\beta}}; \quad A_{CL} = \frac{1}{1 + \frac{1}{A\beta}}$$

Mit $A \Rightarrow \infty$ ergibt sich schließlich $A_{CLi} = 1 / \beta$.

Dann ist es allein das Gegenkopplungsnetzwerk, das den Verstärkungsfaktor der gesamten Anordnung bestimmt (Abbildung 5.2). Mit welcher Genauigkeit der jeweils gewünschte Verstärkungsfaktor dargestellt werden kann, hängt allein von den Toleranzen der Bauelemente im Gegenkopplungsnetzwerk ab. Der Verstärker selbst hat darauf gar keinen Einfluß.

Die Gegenkopplung

Die typischen Grundschaltungen enthalten im Gegenkopplungsnetzwerk ausschließlich passive Bauelemente, vor allem Widerstände. In den meisten Fällen entspricht der Verstärkungsfaktor einem Widerstandsverhältnis. Da Widerstände mit hoher Genauigkeit gefertigt werden können, lassen sich auch höhere Anforderungen an die Toleranz des Verstärkungsfaktors zumeist dadurch erfüllen, daß man einfach passende Bauelemente auswählt.

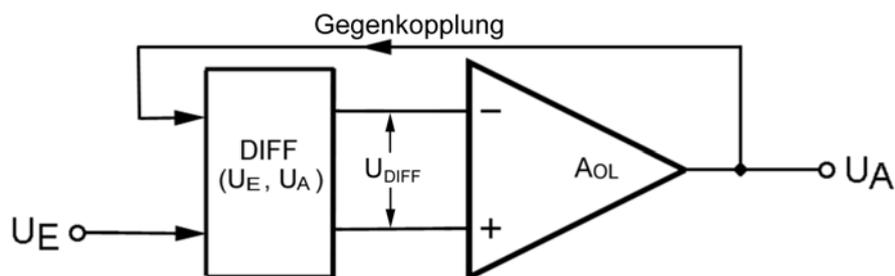


Abb. 5.2 Zum Prinzip der Gegenkopplung

Der Verstärker verstärkt die Spannungsdifferenz an seinen Eingängen. $U_A = U_{DIFF} \cdot A_{OL}$. Die Spannungsdifferenz U_{DIFF} wird im Netzwerk DIFF aus der Eingangsspannung U_E und der Ausgangsspannung U_A gebildet:

$$U_A = \text{DIFF}(U_E, U_A) \cdot A_{OL}$$

Beide Seiten der Gleichung werden durch A_{OL} dividiert:

$$\frac{U_A}{A_{OL}} = \text{DIFF}(U_E, U_A)$$

Mit $A_{OL} \Rightarrow \infty$ geht $\frac{U_A}{A_{OL}}$ gegen Null. Somit gilt im Idealfall:

$$\text{DIFF}(U_E, U_A) = U_{\text{DIFF}} = 0 \quad (1.2)$$

Das Verhalten des Verstärkers wird somit ausschließlich durch das Gegenkopplungs- und Differenzbildungsnetzwerk DIFF bestimmt. Dabei bewirkt die Gegenkopplung, daß die Differenzspannung U_{DIFF} zu Null wird: U_{DIFF} (als Funktion von U_E und U_A) = 0.

Die Gleichung (1.2) bildet die Grundlage der Berechnung aller Operationsverstärkerschaltungen mit Gegenkopplung. Sie ist der mathematische Ausdruck des entscheidenden Prinzips: Die Gegenkopplung versucht, die Eingangsspannungsdifferenz zu Null zu machen. Der gegengekoppelte Operationsverstärker ist im Grunde ein Regler. Ihm ist es letzten Endes gleichgültig, was im Gegenkopplungszweig hängt (Abbildungen 5.3 bis 5.5). Auf dieser Grundlage lassen sich vielfältige Probleme der Messtechnik, der Signalwandlung und der Leistungselektronik lösen.

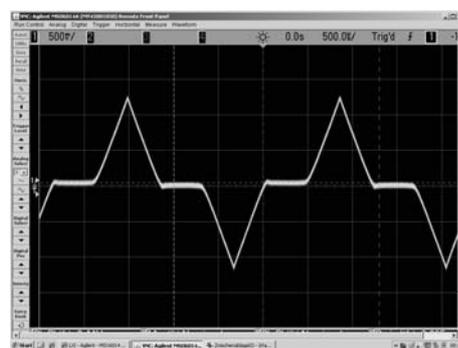
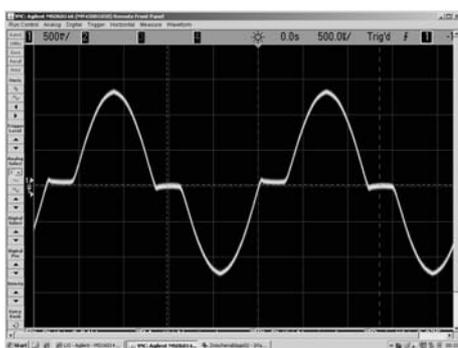
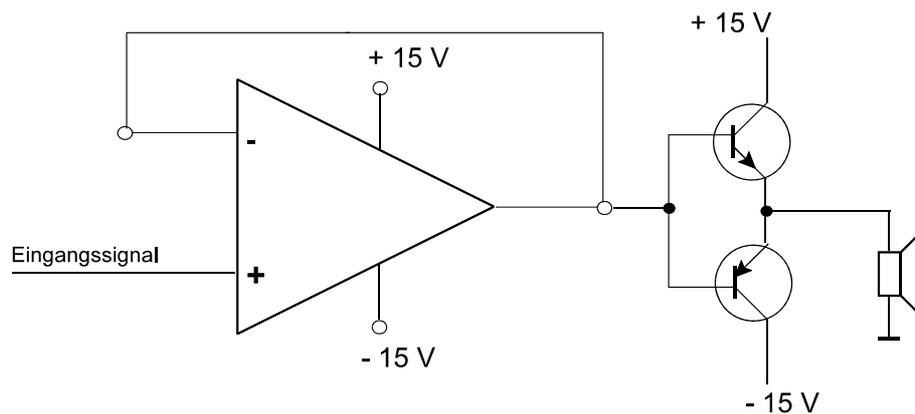


Abb. 5.3 Operationsverstärker (1:1-Puffer) mit nachgeschalteter Leistungsstufe. Liegt die Signalspannung in der Größenordnung von 0 V ($\pm U_{\text{BEon}}$), leiten beide Transistoren nicht. Die entsprechenden Abschnitte des Signalverlaufs werden ausgeblendet.

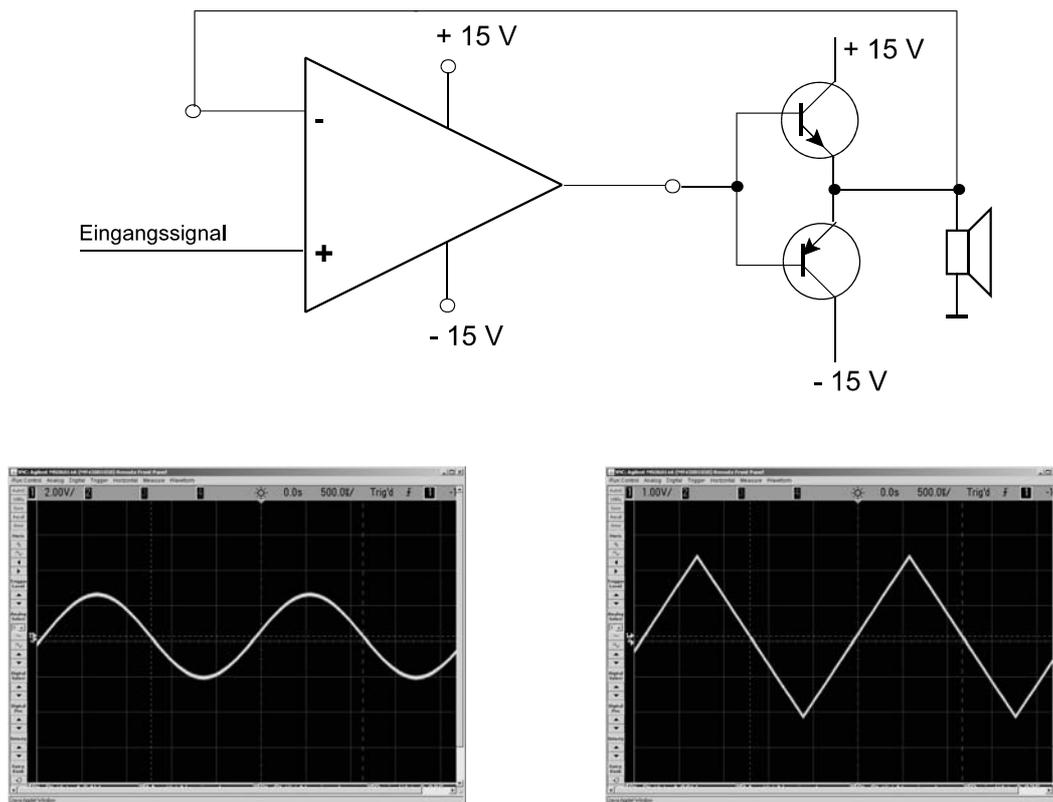


Abb. 5.4 Der Effekt verschwindet, wenn die Leistungsstufe in die Rückführung einbezogen wird.

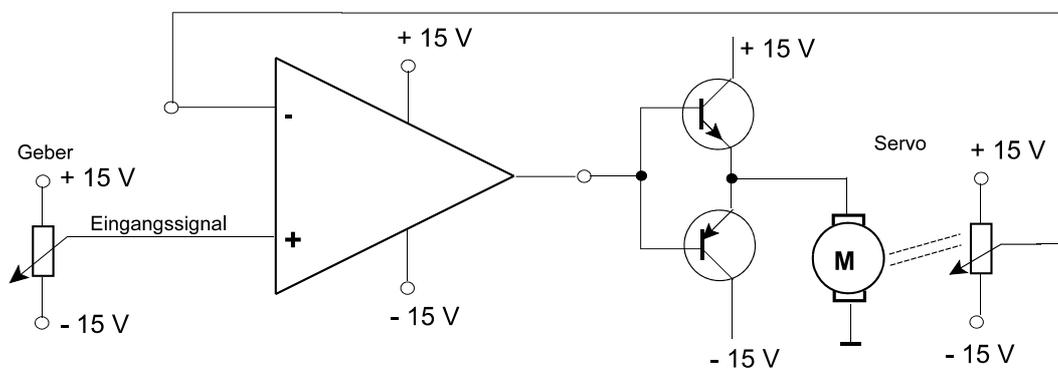


Abb. 5.5 Nachlaufregler (Servoantrieb). Die Leistungsstufe steuert einen Gleichstrommotor, der über ein Untersetzungsgetriebe mit einem Potentiometer gekoppelt ist. Der Drehwinkel des Potentiometers folgt dem Drehwinkel des Potentiometers am Eingang bzw. allgemein dem Verlauf der Eingangsspannung (Rudermaschine, Fernrichtanlage usw.).

5.2 Grundsaltungen

Der Impedanzwandler (Spannungsfolger, 1:1-Puffer)

Der Impedanzwandler bzw. Spannungsfolger oder 1:1-Puffer (Abbildung 5.6) verstärkt nicht; die Ausgangsspannung ist stets gleich der Eingangsspannung, nur ist die Ausgangsimpedanz viel niedriger als die Eingangsimpedanz. Weil die Schaltung eine Spannungsverstärkung von 1 hat, heißt sie auch Unity Gain Amplifier.

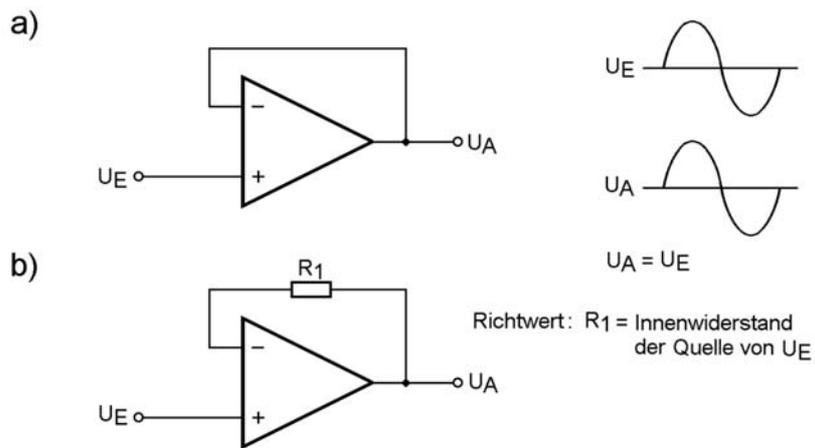


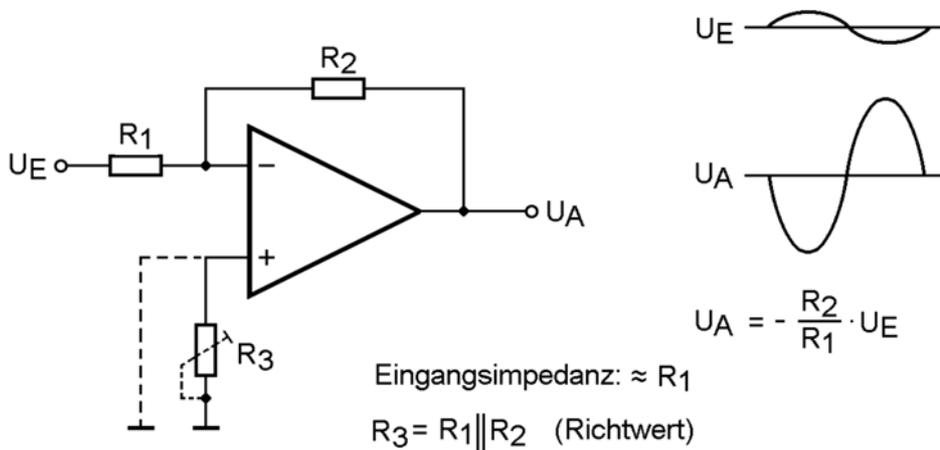
Abb. 5.6 Impedanzwandler (Spannungsfollower). a) einfachste Ausführung, b) verändert, um den Offsetfehler zu minimieren.

Herleitung:

$$U_{DIFF} = U_E - U_A = 0; \text{ also } U_A = U_E$$

Der invertierende Verstärker

Beim invertierenden Verstärker (Abbildungen 5.7 und 5.8) ist die Richtung der Ausgangsspannungsänderung jener der Eingangsspannungsänderung entgegengesetzt (gegenphasige Änderung).



R₃ dient zum Minimieren des Offsetfehlers und kann bei geringeren Anforderungen entfallen.

Abb. 5.7 Invertierender Verstärker.

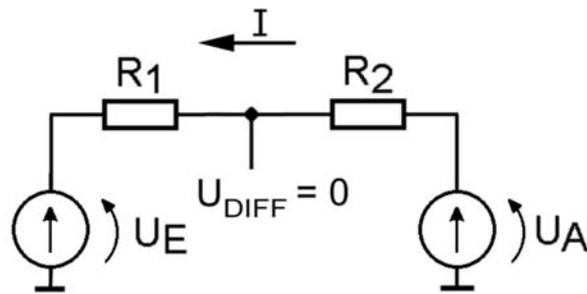


Abb. 5.8 Die Gegenkopplung im einzelnen.

Herleitung:

$$I = \frac{U_A - U_E}{R_1 + R_2}; U_{\text{DIFF}} = U_E + I \cdot R_1 = U_A + I \cdot R_2 = 0$$

Mit beiden Ausdrücken kommt es auf das gleiche hinaus. Wir rechnen mit dem ersten:

$$U_E R_1 + U_E R_2 + U_A R_1 - U_E R_1 = 0$$

$$U_E R_2 + U_A R_1 = 0; U_A R_1 = -U_E R_2; U_A = -U_E \frac{R_2}{R_1}$$

Der nichtinvertierende Verstärker

Der nichtinvertierende Verstärker (Abbildungen 5.9 und 5.10) gewährleistet eine gleichsinnige (gleichphasige) Änderung von Eingangs- und Ausgangsspannung. Der nichtinvertierende Verstärker hat einen sehr hohen Eingangswiderstand (die Schaltung wird deshalb auch als Elektrometerverstärker bezeichnet). Die Eingangsimpedanz ergibt sich als Produkt aus der differentiellen Eingangsimpedanz (Datenblattangabe des Bauelementes) und der Schleifenverstärkung.

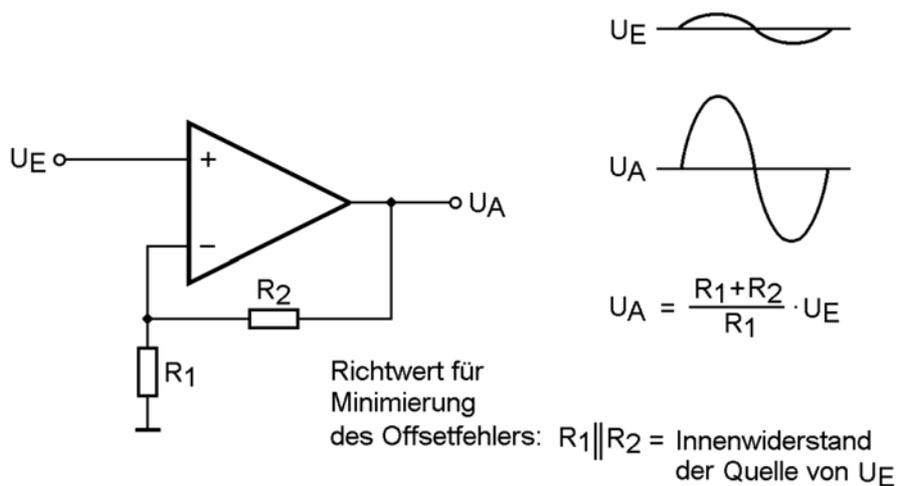


Abb. 5.9 Nichtinvertierender Verstärker.

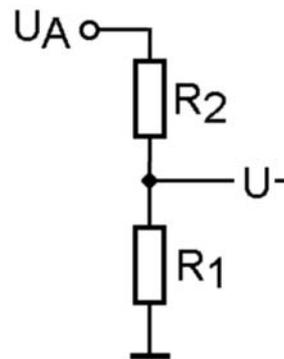


Abb. 5.10 Die Gegenkopplung im einzelnen.

Herleitung:

$$U_{\text{DIFF}} = U_E - U_- = 0$$

U_- ergibt sich gemäß Abbildung 5.7 durch Anwenden der Spannungsteilerregel:

$$U_- = U_A \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

$$U_{\text{DIFF}} = U_E - U_A \frac{R_1}{R_1 + R_2} = 0; \quad U_A = U_E \frac{R_1 + R_2}{R_1}$$

Der summierende Verstärker

Mit einem Widerstandsnetzwerk am Eingang eines invertierenden Verstärkers kann man Spannungen aufaddieren (Abbildung 5.11). Die Ausgangsspannung entspricht dem invertierten Wert der gewichteten Summe der Eingangsspannungen.

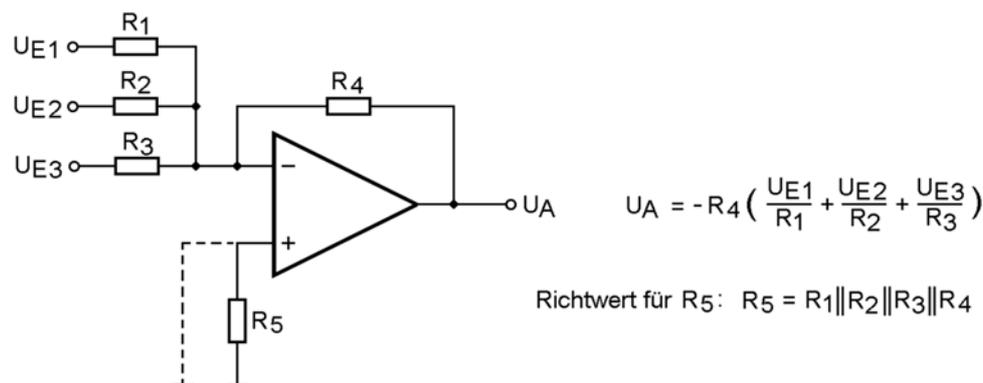


Abb. 5.11 Summierender Verstärker.

Der subtrahierende Verstärker

Der subtrahierende Verstärker (Differenzverstärker) kann zwei Eingangsspannungen voneinander subtrahieren (Abbildung 5.12).

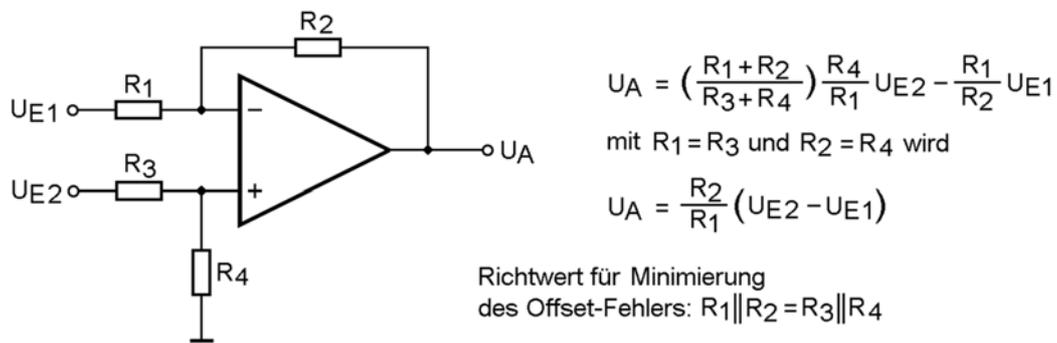


Abb. 5.12 Subtrahierender Verstärker.

Der Strom-Spannungs-Wandler

Ein gegengekoppelter Operationsverstärker gibt eine Ausgangsspannung ab, die dem Eingangsstrom entspricht (Abbildung 5.13).

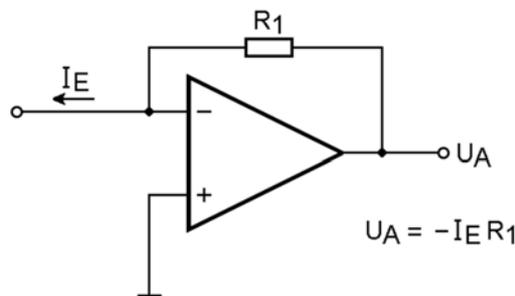


Abb. 5.13 Strom-Spannungs-Wandler (Transimpedanzverstärker).

Herleitung:

$$R_1 I_E + U_A = 0; \quad U_A = -R_1 I_E$$

Konstantstromquellen

Beim gegengekoppelten Operationsverstärker ist der Strom, der durch den Gegenkopplungswiderstand fließt, unabhängig vom Widerstandswert. Man kann deshalb eine solche Schaltung als Konstantstromquelle nutzen, indem man die Last selbst als Gegenkopplungswiderstand schaltet. Abbildung 5.14 zeigt entsprechende Grundsaltungen sowie einige weitere Konstantstromquellen mit Operationsverstärkern.

Beim invertierenden Verstärker (Abbildung 5.14a) ist $I_L = \frac{U_A}{R_L}$. Der Betrag der Ausgangsspannung

ergibt sich aber zu $U_A = \frac{R_L}{R_1} \cdot U_E$. Damit wird $I_L = \frac{U_E}{R_1}$.

Beim nichtinvertierenden Verstärker (Abbildung 5.14b) ist $I_L = \frac{U_A}{R_E + R_L}$. Die Ausgangsspannung

ergibt sich aber zu $U_A = \frac{R_E + R_L}{R_E} \cdot U_E$. Damit wird $I_L = \frac{U_E}{R_E}$.

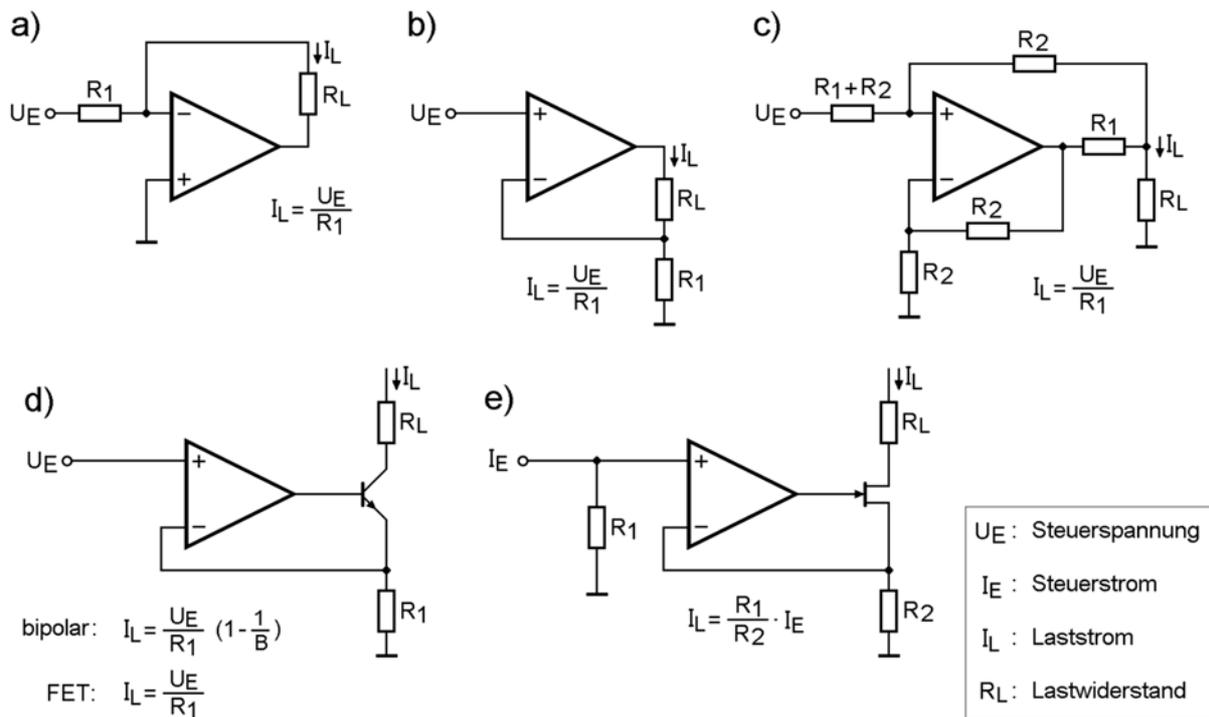


Abb. 5.14 Konstantstromquellen. a) mit invertierendem Verstärker, b) mit nichtinvertierendem Verstärker, c) für Lastanschlusung nach Masse, d) mit bipolarem Transistor bzw. FET, e) Stromspiegel mit FET.

Differenzierer und Integrierer

Beim Differenzierer hängt die Ausgangsspannung von der *Änderung* der Eingangsspannung ab (mathematische Operation des Differenzierens; einfachstes Beispiel: aus einem Rechteckimpuls werden zwei Nadelimpulse). Hingegen bewirkt der Integrierer, daß die Eingangsspannung über die Zeit aufsummiert wird (mathematische Operation des Integrierens; einfachstes Beispiel: aus einem Rechteckimpuls wird ein Dreieckimpuls). Ein wichtiger Zusammenhang ergibt sich, wenn wir diese Funktionen im Frequenzbereich betrachten: der Differenzierer entspricht einem Hochpaß, der Integrierer (Integrator) einem Tiefpaß. Abbildung 5.15 zeigt beide Grundschaltungen. Grundsätzliche Probleme des Integrierers:

1. Der Kondensator wirkt nur dann als Rückführung, wenn sich der Pegel ändert. Ändert sich nichts, gibt es keine Gegenkopplung. Infolge dessen wird das Ausgangssignal weglafen. Die Lösung in Abbildung 5.15: eine ergänzenden Gleichspannungsgegenkopplung über den Widerstand R_2 .
2. Der Integrierer muß irgendwo mit dem Aufsummieren anfangen. Hierzu muß er in einen Grundzustand versetzt werden. Die Lösung von Abbildung 5.15: der Kondensator wird über die Schalter nach Masse entladen.

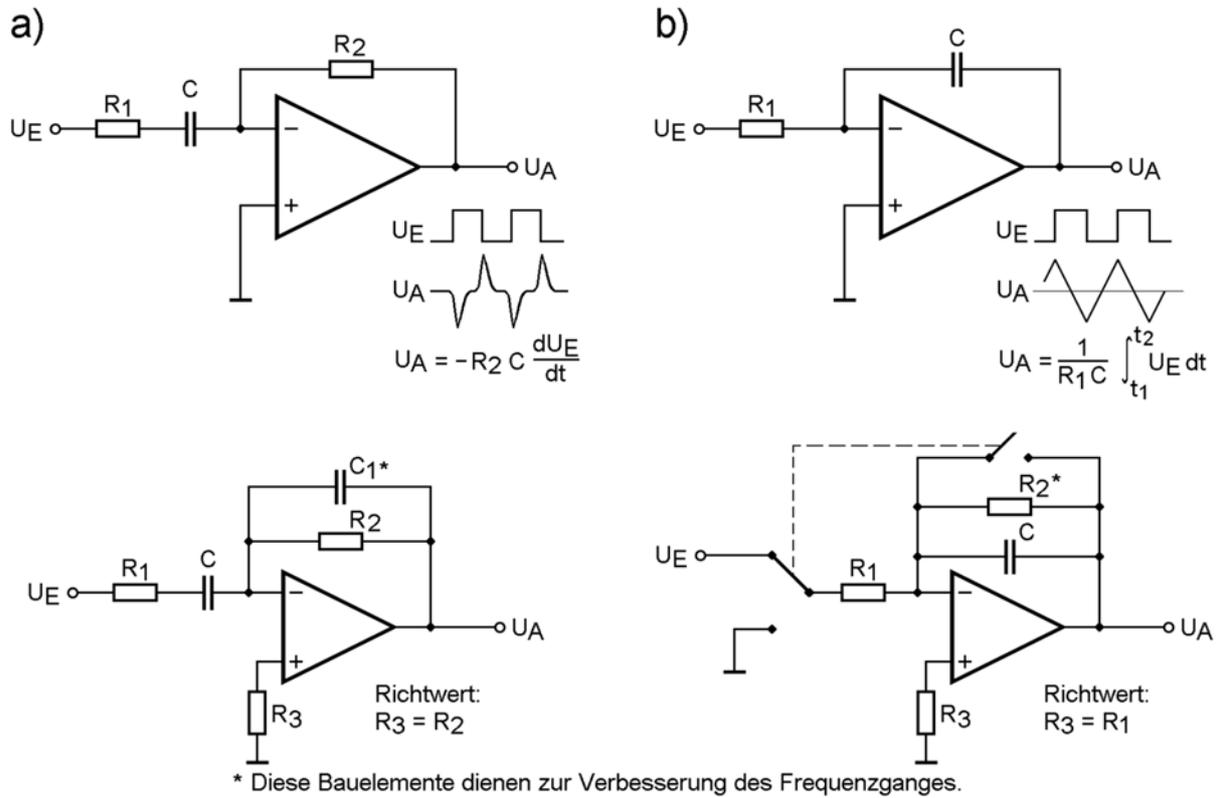


Abb. 5.15 a) Differenzierer, b) Integrierer (oben Grundsaltungen, darunter Praxisschaltungen).

5.3 Operationsverstärkerschaltkreise

Der Operationsverstärker (Operational Amplifier, Op Amp) ist eine Verstärkerschaltung mit Differenzverstärker-Eingängen, die idealerweise eine unendlich hohe Spannungsverstärkung aufweist (Abbildungen 5.16 bis 5.18, Tabelle 5.1).

Kennwert	Idealer Operationsverstärker	Reale Operationsverstärker (Größenordnungen)
Eingangswiderstand (Eingangsimpedanz)	∞	100 kOhm...>10 MOhm
Ausgangswiderstand (Ausgangsimpedanz)	0 Ohm	1 Ohm...1 kOhm
Spannungsverstärkung	∞	10 000...>100 000
Grenzfrequenz	∞	100 kHz...>10 MHz
Eingangs-Offsetspannung	0 V	einige μ V...1 mV
Eingangs-Offsetstrom	0 A	einige μ A

Tabelle 5.1 Ideale und tatsächliche Kennwerte von Operationsverstärkern.

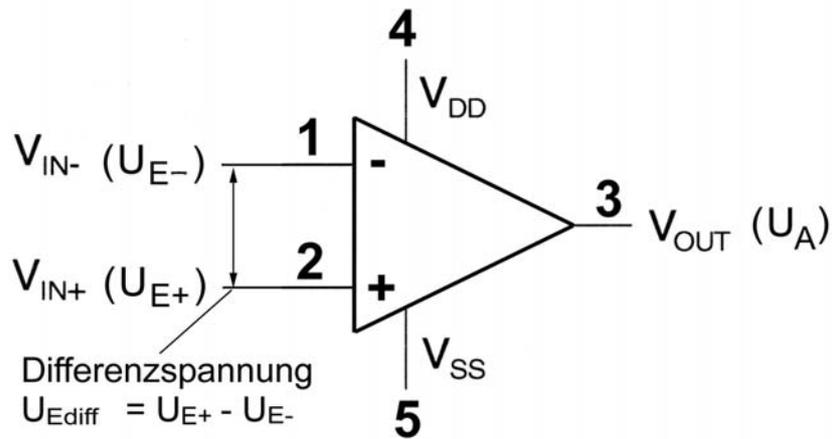


Abb. 5.16 Der Operationsverstärker. Darstellung als Schaltsymbol. 1 - negativer Eingang; 2 - positiver Eingang; 3 - Ausgang; 4 - positive Speisespannung; 5 - negative Speisespannung. Manche Operationsverstärker haben zusätzliche Anschlüsse (Frequenzgangkorrektur, Offsetkompensation, Masse usw.). Es wird die Differenzspannung U_{Ediff} verstärkt:

$$U_A = U_{Ediff} \cdot A_{OL} = A_{OL} \cdot (U_{E+} - U_{E-})$$

A_{OL} ist die Spannungsverstärkung ohne Gegenkopplung (Open Loop Gain).

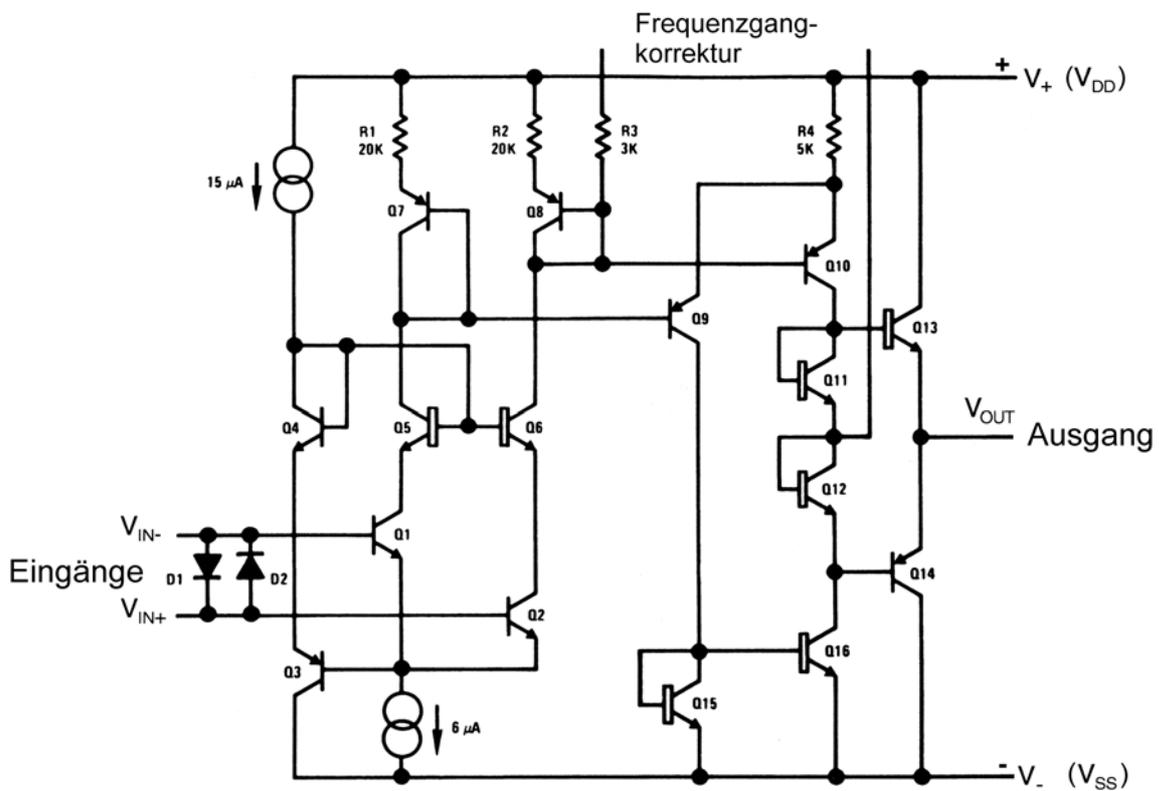


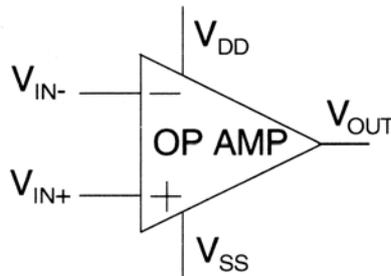
Abb. 5.17 Nur zur Information: die (vereinfachte) Innenschaltung eines Operationsverstärkers (LM108; National Semiconductor).

POWER SUPPLY

- No min or max Voltage (V_{DD} , V_{SS})
- $I_{SUPPLY} = 0$ Amps
- Power Supply Rejection Ratio (PSRR) = ∞

INPUT

- Input Current (I_B) = 0
- Input Impedance (Z_{IN}) = ∞
- Input Voltage Range (V_{IN}) \rightarrow no limits
- Zero Input Voltage and Current Noise
- Zero DC offset error (V_{OS})
- Common-Mode Rejection = ∞



OUTPUT

- $V_{OUT} = V_{SS}$ to V_{DD}
- $I_{OUT} =$
- Slew Rate (SR) = ∞
- $Z_{OUT} = 0\Omega$

SIGNAL TRANSFER

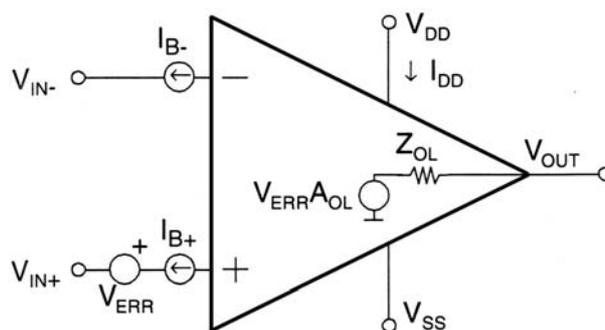
- Open Loop Gain (A_{OL}) = ∞
- Bandwidth = $0 \rightarrow \infty$
- Zero Harmonic Distortion (THD)

Abb. 5.18 Der ideale Operationsverstärker (nach Microchip).

5.4 Wichtige Kennwerte im Überblick

Eingangs-Offsetspannung (Input Offset Voltage V_{OS})

Der ideale Operationsverstärker hat bei Spannungsdifferenz 0 an den Eingängen eine Ausgangsspannung von 0 V. Da im realen Operationsverstärker die Eingänge nicht vollkommen symmetrisch sind, muß meist eine gewisse (kleine) Differenzspannung angelegt werden, damit die Ausgangsspannung zu 0 wird. Die Offsetspannungsangabe im Datenblatt ist ein Größtwert (Interpretation: es ist eine Spannungsdifferenz von höchstens (bzw. typischerweise) soundsoviel μ V oder mV erforderlich, um die Ausgangsspannung zu Null zu machen). Die Offsetspannung wird ebenso verstärkt wie die Signalspannung (Abbildung 5.19).



Fehlerspannung (wird gemäß A_{OL} mitverstärkt):

$$V_{ERR} = V_{OS} + PSRR_{ERROR} + CMR_{ERROR} + OPEN\ LOOP\ GAIN_{ERROR}$$

OPEN LOOP GAIN ERROR ergibt sich aus folgendem Zusammenhang:

$$A_{OL} (dB) = 20 \log \frac{\Delta V_{OUT}}{OPEN\ LOOP\ GAIN\ ERROR}$$

Abb. 5.19 Gleichspannungskennwerte im Überblick (nach Microchip).

Eingangs- bzw. Basisruhestrom (Input Bias Current I_B , I_{B+} , I_{B-})

Das ist der Durchschnittswert der Eingangsströme, wenn die Ausgangsspannung 0 V beträgt (Leckstrom). Richtwerte:

- CMOS-Eingänge: < 1 pA bis zu einigen hundert pA.
- Bipolare Eingänge: einige 10 nA bis zu einigen hundert nA. Achtung bei hochohmigen Widerständen, die mit dem Eingang in Reihe liegen. Beispiel: $100 \text{ nA} \cdot 100 \text{ k}\Omega = 100 \text{ mV}$. Diese Fehlerspannung addiert sich zur Offsetspannung und wird mitverstärkt.

Eingangs-Offsetstrom (Input Offset Current I_{OS})

Das ist die Differenz der Leckströme, die durch beide Eingänge fließen, wenn die Ausgangsspannung 0 V beträgt.

$$I_{OS} = I_{B+} - I_{B-}$$

(Gleichtakt-) Eingangsspannungsbereich ((Common Mode) Input Voltage Range V_{IN} , V_{CM})

Das ist der Bereich der zulässigen Eingangsspannungen (bei Überschreitung wird der Verstärker nicht mehr ordnungsgemäß arbeiten). Abbildung 5.20 zeigt, wie die Eingangsspannungskennwerte gemessen werden.

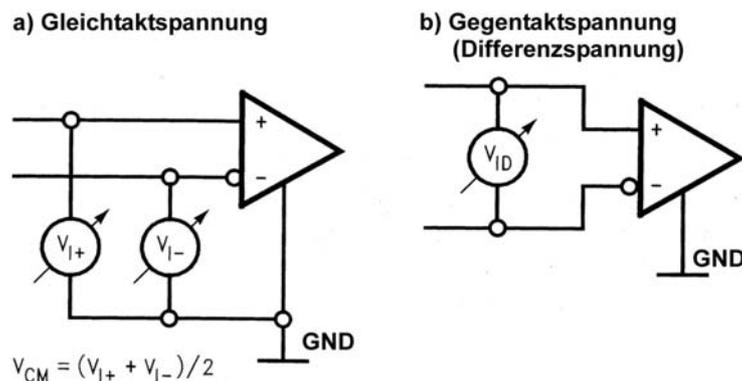


Abb. 5.20 So werden Gleichtakt- und Gegentaktspannungen gemessen (nach National Semiconductor). Die Gleichtaktspannung ist der arithmetische Mittelwert der beiden gegen Masse gemessenen Eingangsspannungen

Eingangsspannungsdifferenz (Differential Input Voltage, Aussteuerbereich)

Das ist der Bereich der zulässigen Spannungsdifferenz zwischen beiden Eingängen. Abbildung 5.21 veranschaulicht die Angabe anhand einer elementaren Verstärkungskennlinie.

Eingangswiderstand (Input Resistance R_{IN})

Der Eingangswiderstand bestimmt sich als Verhältnis von Eingangsspannung zu Eingangsstrom unter der Bedingung, daß der jeweils andere Eingang auf Massepotential liegt.

Ausgangsspannungshub (Output Voltage Swing V_{OUT} , V_{OH} , V_{OL})

Der Wert gibt die größte Auslenkung der Ausgangsspannung an, bei der noch keine Begrenzungswirkung auftritt (also keine Spitzen abgeschnitten werden). Die Angabe bezieht sich auf das Massepotential.

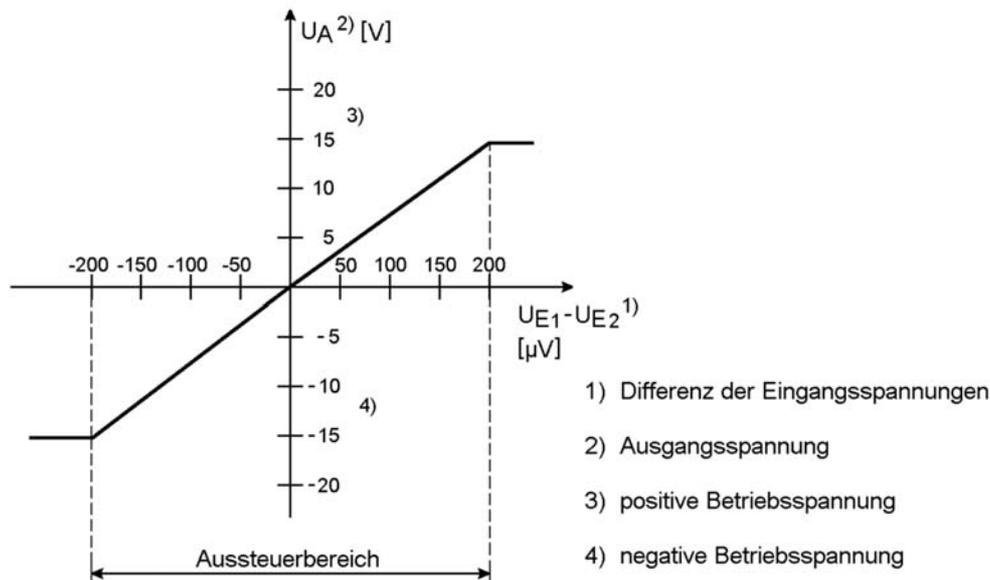


Abb. 5.21 Verstärkungskennlinie eines Operationsverstärkers.

Ausgangsspannung = Speisespannung (Rail-to-Rail-Operation)

Manche Schaltkreise sind dafür spezifiziert. Die Ausgangsspannung kann aber nie exakt die Speisespannung erreichen. Typische Grenzfälle:

- Herkömmliche bipolare Ausgangsstufen (mit Emitterfolgern, also NPN oben, PNP unten). Damit der Transistor leitet, muß die Basis etwa 0,6 V positiver sein als der Emitter. Somit kann die Ausgangsspannung nicht geringer werden als $V_- + 0,6\text{ V}$ und nicht höher als $V_+ - 0,6\text{ V}$.
- Komplementäre bipolare Ausgangsstufen (PNP oben, NPN unten). Die Spannungsdifferenzen verringern sich auf den Wert der Kollektor-Emitter-Sättigungsspannung, d. h. auf etwa 0,2 V.
- MOSFET-Ausgangsstufen. Die Spannungsdifferenzen können noch geringer werden als 0,2 V. MOS-Transistoren haben aber einen endlichen Durchlaßwiderstand R_{DSon} , so daß bei Stromentnahme der Spannungsabfall entsprechend ansteigt.

Hinweis:

Wenn im Datenblatt „Rail-to-Rail-Outputs“ steht, so ist oftmals nur zu erwarten, daß die maximale Ausgangsspannung nicht mehr als 0,6 V von der Speisespannung abweicht.

Speisestrom (Supply Current I_{CC} , I_{DD} , I_Q)

Die Angabe betrifft den Speisestrom bei Betrieb ohne Last und 0 V Ausgangsspannung.

Gleichtaktunterdrückung (Common Mode Rejection Ratio, CMRR)

Das ist das Verhältnis von Gegentaktverstärkung zu Gleichtaktverstärkung. Der Kennwert wird üblicherweise in dB angegeben. Richtwerte: 45...90 dB. Er wird gemessen, indem für eine bestimmte Änderung der Gleichtaktspannung die zugehörige Änderung der Offsetspannung bestimmt und ins Verhältnis gesetzt wird:

$$\text{CMRR}(\text{dB}) = 20 \log \frac{\Delta V_{\text{CM}}}{\Delta V_{\text{OS}}}$$

Der ideale Operationsverstärker verstärkt nur eingangsseitige Spannungsdifferenzen (Gegentaktverstärkung, Differential Voltage Amplification). Legt man an beide Eingänge die gleiche Spannung an, so müßte der Ausgang auf 0 V verharren. Beim tatsächlichen Operationsverstärker ändert sich aber die Ausgangsspannung (Gleichtaktverstärkung bzw. Common-Mode Voltage Amplification; Abbildung 5.22). Je geringer die Gleichtaktverstärkung, desto besser das Bauelement.

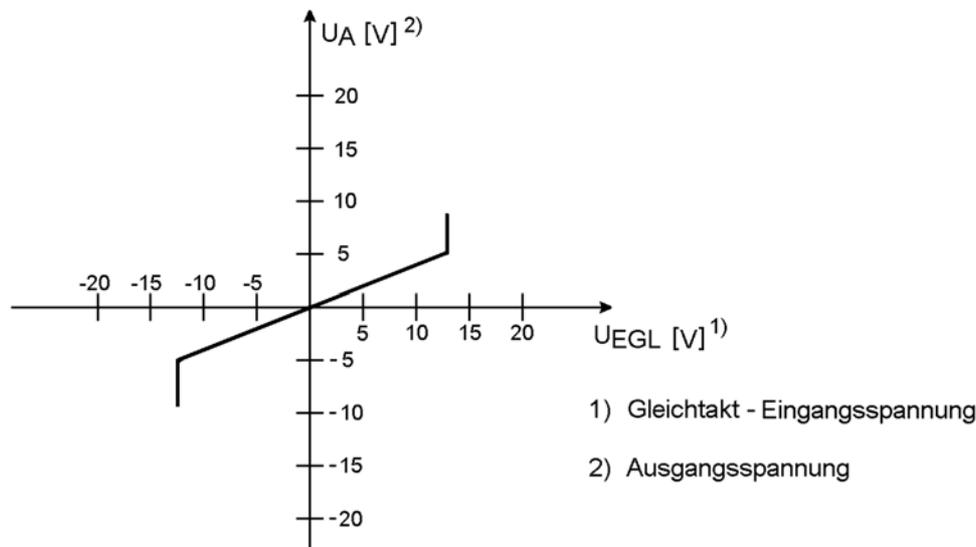


Abb. 5.22 Die Ausgangsspannung eines Operationsverstärkers in Abhängigkeit von der Gleichtakt-Eingangsspannung.

Unterdrückung der Speisespannungsschwankungen (Power Supply Rejection Ratio, PSRR)

Das ist das Verhältnis der Speisespannungsänderung zur Änderung der Eingangs-Offsetspannung. Der Kehrwert des Verhältnisses heißt Supply Voltage Sensitivity.

$$\text{PSRR(dB)} = 20 \log \frac{\Delta V_{\text{SUPPLY}}}{\Delta V_{\text{OS}}} \text{ mit } V_{\text{SUPPLY}} = V_{\text{DD}} - V_{\text{SS}} \text{ bzw. } (V_+ - V_-)$$

Mit Speisespannungsschwankungen muß in der Praxis immer gerechnet werden. Idealerweise sollte bei schwankender Speisespannung und einmal eingestellter Eingangs-Offsetspannung die Ausgangsspannung auf 0 V verharren. Tatsächlich muß – je nachdem, wie empfindlich der Verstärker auf Speisespannungsschwankungen reagiert – die Offsetspannung entsprechend nachgestellt werden, um 0 V am Ausgang zu halten.

Großsignal-Spannungsverstärkung (Large-Signal Voltage Gain A_V)

Das ist das Verhältnis des vollen Ausgangsspannungshubs (s. oben) zur erforderlichen Eingangsspannungsänderung.

Gegentakt-Spannungsverstärkung (Open-Loop Gain A_{OL})

Das ist das Verhältnis der Ausgangsspannungsänderung zur Änderung der eingangsseitigen Gegentaktspannung (= der Spannungsdifferenz zwischen beiden Eingängen). Richtwerte: 95...110 dB. Rechenbeispiel: Bei $A_{OL} = 100 \text{ dB} = 10^5 \text{ V/V}$ bewirkt eine Spannungsdifferenz von $10 \mu\text{V}$ an den Eingängen, daß sich die Ausgangsspannung um 1 V ändert.

Im Gegensatz zu A_V betrifft A_{OL} den sog. Kleinsignalbetrieb, d. h. vergleichsweise geringe Spannungshübe.

5.5 Speisespannungen

Der "klassische" Operationsverstärker wird mit zwei symmetrischen Speisespannungen betrieben, also mit einer positiven und einer negativen Speisespannung von jeweils gleichem Betrag (ein typischer Wert: ± 15 V). Der Fachbegriff: Dual Rail Operation.

Single Rail Operation

Manchmal muß man mit einer einzigen Speisespannung auskommen. Und die Speisespannung soll auch noch möglichst niedrig sein (von 5 V an abwärts bis hin zu etwa 1 V). Das gelingt nicht bei allen Halbleitertechnologien (s. weiter unten). In manchen Schaltungen kann man Bauelemente einsetzen, die für höhere Speisespannungen vorgesehen sind. Die Hersteller bieten mehr und mehr Schaltkreise an, die von vornherein beispielsweise für 5 V, 3,3 V oder 1,8 V ausgelegt sind (die Untergrenze: ca. 1,2 V). Allerdings sind bei Single-Rail-Schaltungsauslegungen immer bestimmte Kompromisse einzugehen. Bei extremen Anforderungen ist der Dual-Rail-Betrieb unumgänglich. Man behilft sich dann gelegentlich, indem man die 2. (negative) Betriebsspannung an Ort und Stelle mit einem DC-DC-Wandler erzeugt (Vorsicht: Präzisionsverstärker nicht direkt aus Wandlern speisen, sondern nur über Linearregler).

Hinweis:

Die weitaus meisten Verstärker können mit einer einzigen Speisespannung betrieben werden. Einem typischen Operationsverstärker ist es gleich, ob er mit ± 15 V oder mit + 30 V gegen Masse versorgt wird. Einige Betriebsbedingungen sind aber kritisch zu betrachten. Das betrifft vor allem den Gleichtakt-Eingangsspannungsbereich und gelegentlich vorgeschriebene Mindestspannungen an den Eingängen, vor allem am negativen Eingang. Beispiel einer solchen Forderung (Datenblattwert): Linear Input Voltage Range: $V+ - 1V \dots V- + 1,1 V$. Also: Bei Single Rail Operation negativer Eingang wenigstens 1,1 V über Masse. Es wird nichts, wenn man diesen Eingang mit einer geringeren Spannung ansteuert oder gar einfach an Masse anschließt.

5.6 Halbleitertechnologien

Operationsverstärker werden in drei verschiedenen Halbleitertechnologien gefertigt:

1. in Bipolar-Technologien,
2. in BiFET-Technologien (in den Eingangsstufen sind Sperrschicht-Feldeffekttransistoren (JFETs) vorgesehen, ansonsten ist die Schaltung mit bipolaren Transistoren ausgeführt),
3. in CMOS-Technologien.

Beruhend auf diesen Grundsatz-Technologien haben die einzelnen Hersteller besondere Fertigungsverfahren, die oft mit eigenen Handelsnamen bezeichnet werden. In Tabelle 5.2 sind die Vor- und Nachteile der drei Grundsatz-Technologien gegenübergestellt. Abbildung 5.23 veranschaulicht die jeweiligen Einsatzgebiete.

Technologie	Vorteile	Nachteile	Bemerkungen
Bipolar	am meisten verbreitete Technologie, hohe Bandbreiten möglich (> 10 MHz), sehr geringe Offsetspannungen (um 50 μ V), sehr geringe Drift, geringeres Rauschen als bei BiFET und CMOS, bessere Langzeitstabilität	hohe Eingangs-Ruheströme (bis zu mehreren hundert nA)	wegen der vergleichsweise hohen Eingangsströme sind bipolare Verstärker nicht für Anwendungen geeignet, die eine hohe Eingangsimpedanz erfordern

Technologie	Vorteile	Nachteile	Bemerkungen
BiMOS (BiFET)	sehr hohe Eingangsimpedanz (bis zu mehreren TOhm), sehr geringe Eingangs-Ruheströme (höchstens einige 10 pA), höhere Anstiegsgeschwindigkeit (Slew Rate) als Bipolartypen (bei gleicher oder geringerer Bandbreite)	hohe Offsetspannungen (um 500 μ V), geringere Stabilität der Offsetspannung, höhere Rauschspannung	gut geeignet für Abtast- und Halteschaltungen sowie für Spitzenwertdetektoren und -gleichrichter
CMOS	geringes Rauschen, geeignet für niedrige Speisespannungen (bis < 3 V), und für den Betrieb an einer einzigen Speisespannung (Single Rail), Aussteuerbarkeit nahezu über den gesamten Bereich der Speisespannung (Rail-to-Rail), hohe Eingangsimpedanz, geringe Offset- und Ruheströme (typischerweise einige hundert fA)	Eingangsruehstrom verdoppelt sich bei jeweils 10 °C Temperaturerhöhung, nicht geeignet für höhere Speisespannungen (> 16 V)	Offsetspannung ist besser (geringer) als bei BiMOS, aber schlechter im Vergleich zu hochwertigen Bipolartypen (typischerweise 200 μ V...1 mV)

Tabelle 5.2 Operationsverstärker-Technologien im Vergleich (nach: Texas Instruments)

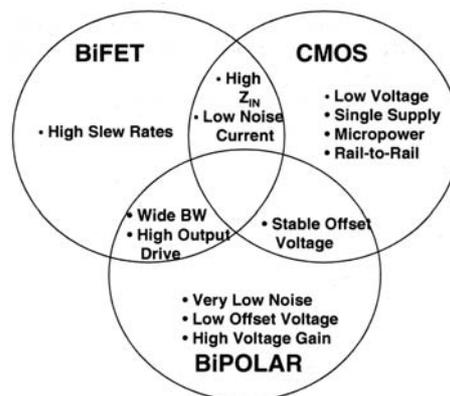


Abb. 5.23 Wofür eignet sich welche Technologie? (nach Microchip).

5.7 Kompensationsmaßnahmen

Kompensationsmaßnahmen sind Zusatzbeschaltungen, die verschiedene Abweichungen des realen vom idealen Operationsverstärker ausgleichen oder wenigstens abschwächen sollen. Das betrifft im einzelnen (Abbildung 5.24):

- Den Ausgleich des Versatzes zwischen den beiden Eingängen (Offsetkompensation).
- Das Ausgleichen bzw. Abschwächen von Kennwertänderungen, die durch Temperatur- oder Speisespannungsschwankungen bzw. durch Alterung bedingt sind (Driftkompensation).
- Das Ausgleichen des Verstärkungsabfalls bei zunehmender Frequenz (Frequenzgangkorrektur).

Kompensationsmaßnahmen erfordern eine mehr oder weniger umfangreiche Außenbeschaltung. In manche Schaltkreise sind bestimmte Kompensationsschaltungen eingebaut. Die Abbildungen 5.25 und 5.26 zeigen typische Zusatzbeschaltungen.

Hinweise:

1. Viele moderne Typen erfordern gar keine Außenbeschaltung.
2. Sind eigens Anschlüsse zu Kompensationszwecken vorgesehen, so können diese meist unbeschaltet gelassen werden, wenn keine besonderen Anforderungen zu erfüllen sind.

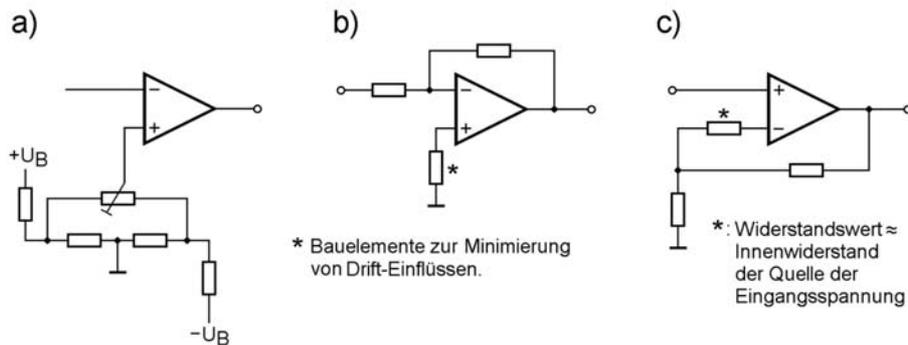


Abb. 5.24 Kompensationsmaßnahmen. a) Kompensation der Offsetspannung, b) Driftkompensation (Minimierung des Offsetfehlers) beim invertierenden Verstärker, c) dasselbe beim nichtinvertierenden Verstärker.

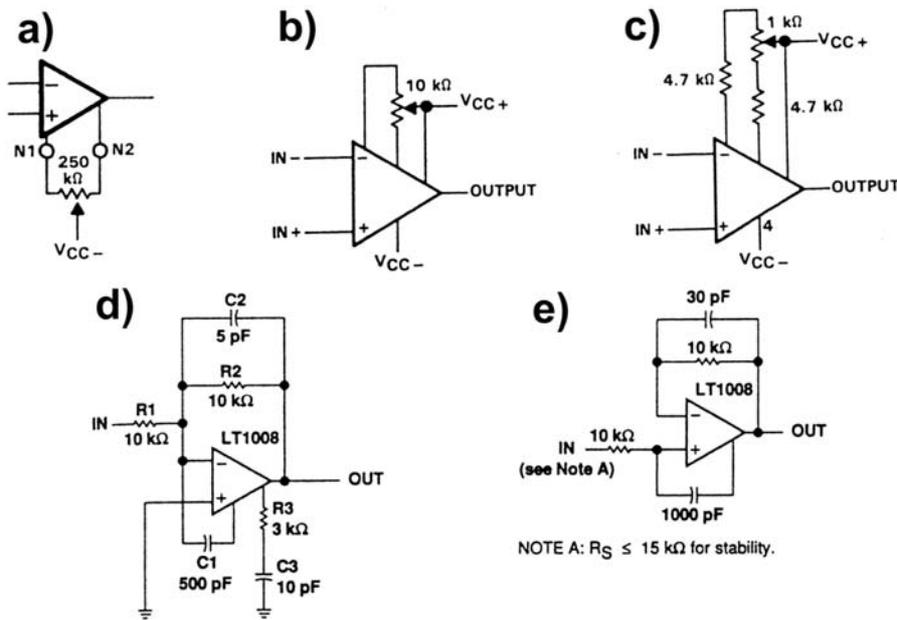


Abb. 5.25 Zusatzbeschaltungen moderner Operationsverstärker (Beispiele; nach Texas Instruments). a), b) Offsetkompensation; c) verbesserte Offsetkompensation (Justierung der Eingangsempfindlichkeit); d) Frequenzgangkorrektur eines invertierenden Verstärkers; e) Frequenzgangkorrektur eines Spannungsfolgers.

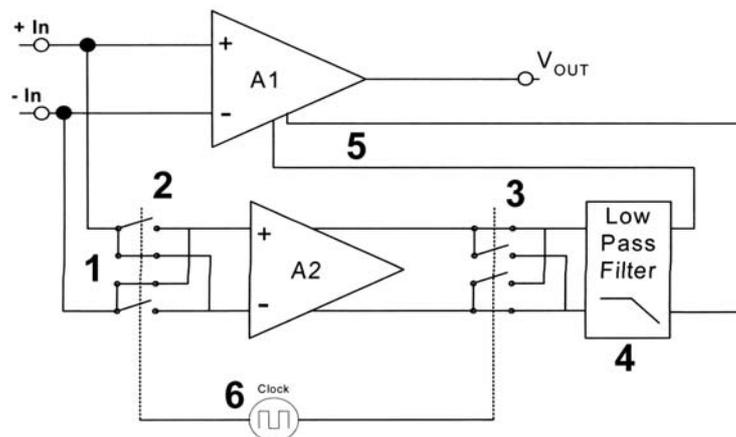


Abb. 5.26 Operationsverstärker mit aktiver Offsetkompensation über Zerahckerverstärker (nach National Semiconductor). A1 - Signalverstärker; A2 - Korrekturverstärker; 1 - die Differenzspannung am Eingang (Offsetspannung) wird dem Korrekturverstärker zugeführt; 2 - Zerahckernetzwerk (Wechselrichter, Chopper). Wandelt die Offsetspannung in eine Wechsellspannung um, die vom Verstärker A2 verstärkt wird; 3 - Synchrongleichrichter (eine synchron zu Pos. 2 betriebene Schalteranordnung). Aus der verstärkten Wechsellspannung wird wieder eine Gleichspannung. Diese gelangt über Tiefpaßfilter 4 (Glättung) zum Signalverstärker A1 und wird dort von der Ausgangsspannung subtrahiert.

Ein derart ausgelegter Verstärker (LMV2011) hat beispielsweise eine Gleichtaktunterdrückung (CMRR) von 130 dB bei einem Verstärkungs-Bandbreiten-Produkt von 4 MHz.

5.8 Operationsverstärker im Wechsellspannungsbetrieb

Wechsellspannungskennwerte

Die Wechsellspannungskennwerte (AC Specifications) geben Auskunft darüber, wie sich der Operationsverstärker verhält, wenn an seinen Eingängen keine Gleichspannungen, sondern Signalverläufe anliegen.

Die Kennwerte betreffen zwei elementare Arten von Signalverläufen: sinusförmige und impulsförmige. Demgemäß gibt es zwei Arten von Kennwerten:

- Kennwerte des Frequenzbereichs (beziehen sich auf Sinusschwingungen).
- Kennwerte des Zeitbereichs (beziehen sich auf Impulse).

5.8.1 Frequenzbereichskennwerte

Wir geben ein sinusförmiges Differenzsignal auf die Eingänge des Operationsverstärkers und beobachten dessen Ausgang. Dabei wird die Frequenz des Sinussignals immer weiter erhöht.

Ein idealer Verstärker müßte Signale beliebiger Frequenz gleichermaßen verstärken (gemäß seiner Open-loop-Verstärkung A_{OL}), und das ohne jegliche Verzögerung. Mit anderen Worten: keine Amplitudenänderung, keine Phasenverschiebung (Abbildung 5.27). Reale Verstärker können das aber nicht:

- Jeder elektrische Einrichtung hat parasitäre Kapazitäten gegen das Bezugspotential (= Masse) und ist somit letzten Endes ein Tiefpaß, also bandbreitenbeschränkt. Die Verstärkung ist frequenzabhängig; sie nimmt mit wachsender Frequenz ab (Abbildung 5.28).
- Der Durchlauf einer Signaländerung vom Eingang zum Ausgang erfordert Zeit. Es ergeben sich somit Verzögerungen bzw. Phasenverschiebungen (Abbildung 5.29). Das Ausgangssignal eilt dem Eingangssignal zeitlich nach (negative Phasenverschiebung).

Das Bode-Diagramm

Bode-Diagramme dienen dazu, Verstärkung und Phasenverschiebung in Abhängigkeit von der Signalfrequenz graphisch darzustellen (Abbildung 5.30).

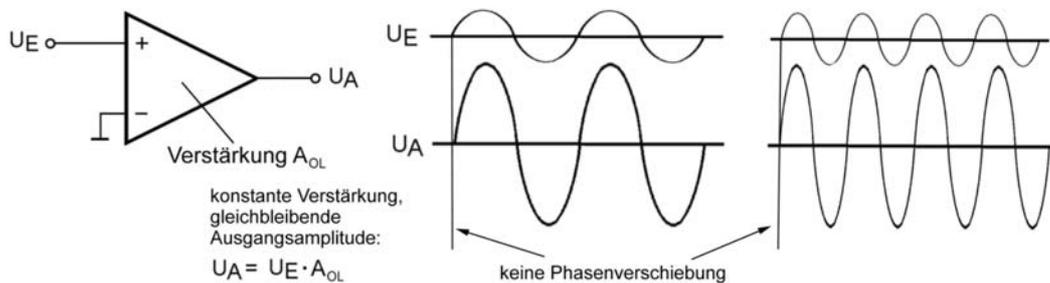


Abb. 5.27 So sollte sich ein idealer Verstärker verhalten - und zwar bei jeder Signalfrequenz.

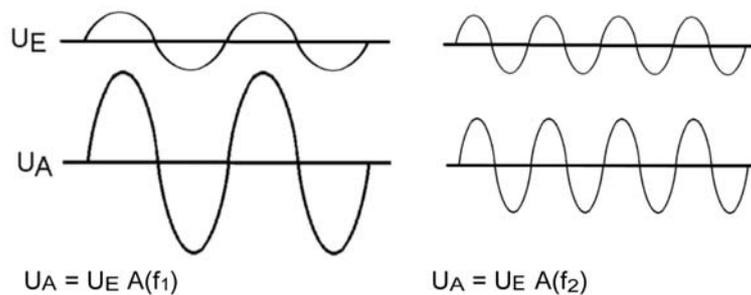


Abb. 5.28 Die Ausgangsamplitude nimmt mit wachsender Signalfrequenz ab (Amplitudengang).

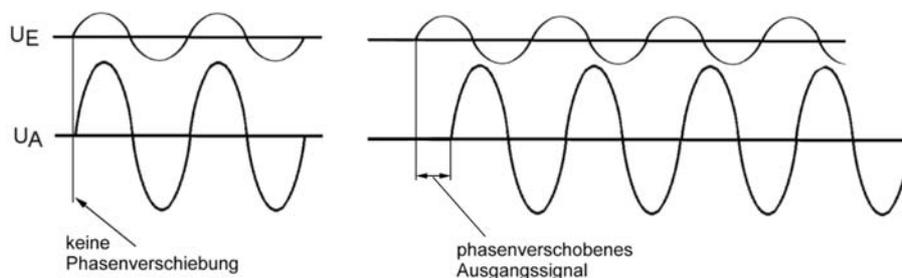


Abb. 5.29 Die Phasenverschiebung zwischen Ein- und Ausgangssignal nimmt mit wachsender Frequenz zu (Phasengang).

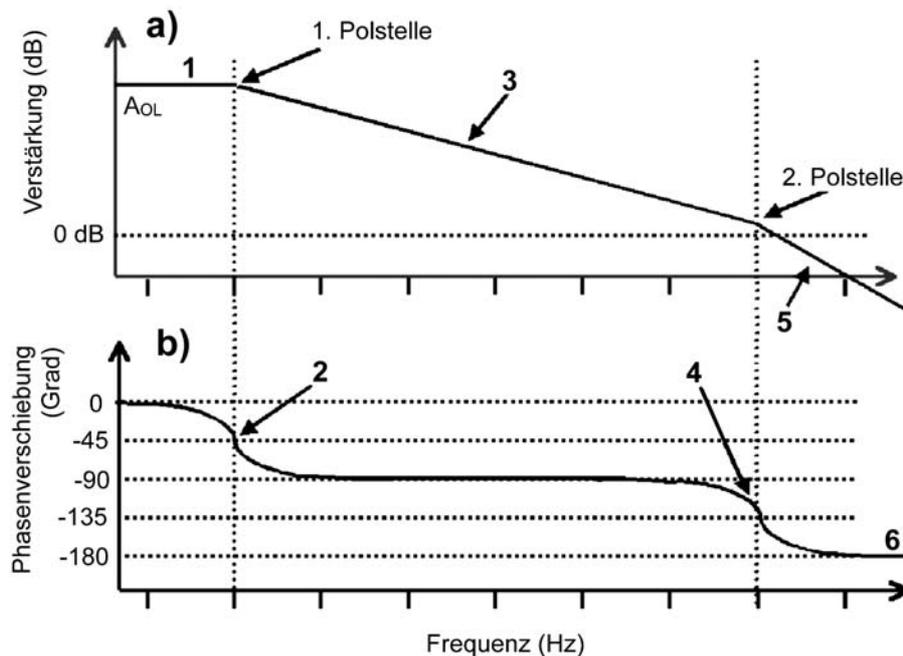


Abb. 5.30 Beispiel eines Bode-Diagramms (nach Microchip).

- Amplitudengang. Kennzeichnet die Abhängigkeit der Verstärkung von der Signalfrequenz (Frequency Response, Gain). Gibt Auskunft darüber, bis zu welchen Signalfrequenzen der Verstärker einsetzbar ist.
- Phasengang. Kennzeichnet die Abhängigkeit der Phasenverschiebung von der Signalfrequenz (Phase Response). Gibt Auskunft darüber, ob sich der Verstärker bei Beschaltung mit Gegenkopplung vernünftig (= stabil) verhält oder nicht.

Skalenteilungen im Bode-Diagramm:

- Frequenz: in Hertz (Hz). Logarithmisch. Typischerweise 1 Skalenteil = 1 Zehnerpotenz = 1 Dekade.
- Verstärkung (Gain): in Dezibel (dB). Logarithmisch.
- Phasenverschiebung: in Grad oder Bogenmaß (Radiant (rad)). Linear.

Charakteristische Verläufe:

- Verstärkung nahezu konstant (Open-loop Gain A_{OL}). 1. Polstelle liegt typischerweise bei 1...10 kHz. Phasenverschiebung setzt allmählich ein (z. B. 1 Dekade vor der 1. Polstelle auf $\sim -6^\circ$).
- An der 1. Polstelle erreicht die Phasenverschiebung -45° . Phasenreserve (s. weiter unten) = 135° .
- Zwischen der 1. und der 2. Polstelle fällt die Verstärkung mit 20 dB/Dekade ab. Phasenverschiebung: Zwischen beiden Polstellen Übergang auf -90° (zum Übergang: eine Dekade nach der 1. Polstelle: etwa 84° , eine Dekade vor der 2. Polstelle: etwa 129° (Zunahme um $\approx 6^\circ$ über diese beiden Dekaden)).
- An der 2. Polstelle erreicht die Phasenverschiebung -135° . Phasenreserve = 45° .
- Nach der 2. Polstelle fällt die Verstärkung mit 40 dB/Dekade ab.
- Phasenverschiebung erreicht 180° ; Verstärker wirkt praktisch als Inverter.

Verstärkungs-Bandbreiten-Produkt (Gain Bandwidth Product GBWP, Unity-Gain Bandwidth B₁)

Diese Angabe kennzeichnet den Frequenzbereich, in dem die Spannungsverstärkung größer als 1 ist, und zwar im Open-Loop-Betrieb (d. h. ohne Gegenkopplung):

GBWP = Open-loop-Verstärkung · Signalfrequenz = Signalfrequenz bei Verstärkung 1 (0 dB).

Rechenhilfe:

$$A(\text{dB}) = 20 \lg \frac{U_A}{U_E}; \quad \frac{U_A}{U_E} = 10^{\frac{A}{20}}$$

0 dB = 1; 3 dB $\approx \sqrt{2}$ (1,41...); 6 dB ≈ 2 ; 10 dB ≈ 3 ; 20 dB = 10; 30 dB ≈ 30 ; 40 dB = 100; 50 dB ≈ 300 ; 60 dB = 1000; 70 dB ≈ 3000 ; 80 dB = 10 000; 90 dB $\approx 30 000$; 100 dB = 100 000.

$$\text{Phase in Bogenmaß} = \frac{2\pi}{360^\circ} \text{Phase in Grad}$$

1 rad = Bogen der Länge 1 auf Einheitskreis = $360^\circ : 2\pi \approx 57^\circ 18' \approx 57,295^\circ$.

$1^\circ \approx 0,017453$ rad.

$45^\circ = \pi/4$; $60^\circ = \pi/3$; $90^\circ = \pi/2$; $135^\circ = 3/4 \pi$; $180^\circ = \pi$; $270^\circ = 3/2 \pi$; $360^\circ = 2\pi$.

1 Oktave = Verhältnis 1:2 (Verdoppelung).

1 Dekade = Verhältnis 1:10 (Verzehnfachung). 1 Dekade entspricht $\lg 10 = 3,33$ Oktaven.

Phasengang und Gegenkopplung

Die Phasenverschiebung macht sich dann bemerkbar, wenn der Verstärker mit einer Gegenkopplung beschaltet wird. Ein phasenverschobenes, auf einen Eingang zurückgeführtes Signal kann im ungünstigsten Fall nicht wie eine Gegenkopplung (= Abschwächung des eingangsseitigen Differenzsignals), sondern wie eine Mitkopplung (= Verstärkung des Differenzsignals) wirken (Abbildung 5.31). Hierdurch kann der Verstärker ins Schwingen geraten (Instabilität). Die Wirkung der Phasenverschiebung ist um so schlimmer, je direkter die Gegenkopplung ist. Am schlimmsten: bei nicht abgeschwächter Gegenkopplung, also bei direkter Rückführung, also beim Impedanzwandler mit Verstärkung 1.

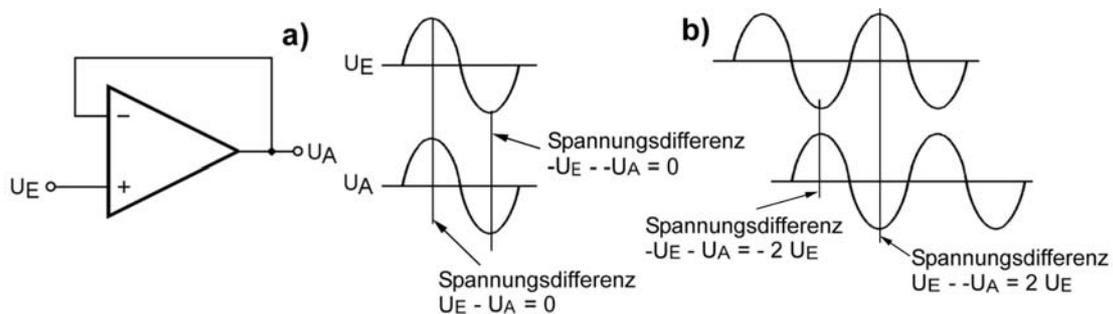


Abb. 5.31 Gegenkopplungsfälle. a) ohne, b) mit Phasenverschiebung.

- keine Phasenverschiebung. Spannungsdifferenz $U_{E+} - U_{E-}$ ist stets $= 0$. Schaltung funktioniert.
- Phasenverschiebung um eine Halbwelle $= 180^\circ$. Wenn U_{E+} positiv ist, macht das verspätet eintreffende Ausgangssignal U_{E-} negativ und umgekehrt. Durch die Rückführung wird die Eingangsspannungsdifferenz nicht zu Null, sondern sie erhöht sie auf $\max. \pm 2 U_E$. Keine Gegenkopplung, sondern Mitkopplung. Die Anordnung wird zum Oszillator.

Phasenreserve (Phase Margin)

Eine Phasenverschiebung von 180° führt dazu, daß das rückgekoppelte System ins Schwingen gerät. Ist eine bestimmte Phasenverschiebung deutlich kleiner als 180° , so hat man noch einen gewissen Spielraum, kann sich also gleichsam noch etwas mehr Phasenverschiebung leisten. Diesen Spielraum kennzeichnet man durch die Phasenreserve:

$$\text{Phasenreserve} = |180^\circ - \text{Phasenverschiebung}|$$

Richtwert:

In der Praxis ist eine Phasenverschiebung von -135° bereits als kritisch zu betrachten (vgl. auch Abbildung 5.30). Deshalb:

$$\text{Phasenreserve in der Praxis} \geq 45^\circ.$$

Unity Gain Stability

Dieser Fachbegriff besagt, daß ein als Impedanzwandler (also mit Gegenkopplungsfaktor 1) gegengekoppelter Verstärker nicht ins Schwingen gerät. Abbildung 5.32 zeigt ein typisches Praxisbeispiel.

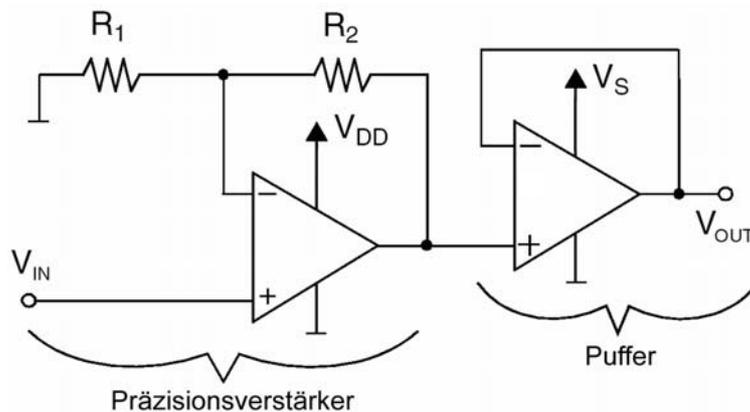


Abb. 5.32 Impedanzwandler im Einsatz (Anwendungsbeispiel; nach Microchip).

Der als Puffer eingesetzte Operationsverstärker muß bei Gegenkopplungsfaktor 1 stabil sein (Unity Gain stable).

Ein einfacher Praxistest: Rechteckimpulse auf den Eingang geben und den Ausgang beobachten (Abbildung 45.33).

Schaltungssimulation: nur bedingt tauglich. Brauchbarkeit hängt davon ab, wie zutreffend die verwendeten Ersatzschaltungen (Macromodels) die tatsächlichen Verhältnisse wiedergeben.

– Echte Bauelemente haben Dreckeffekte, einfache Simulationsmodelle nicht. –

Heraussuchen: nach Datenblatt und/oder Bode-Diagramm (Abbildung 5.34).

Hinweis: Manche Datenblätter enthalten explizite Angaben zur Mindestverstärkung (Schleifenverstärkung des gegengekoppelten Verstärkers), bei der er stabil arbeitet („unity gain stable“, „stable in gain ≥ 5 “ o. ä.). Andere Hersteller nennen beispielsweise die Phasenreserve bei Verstärkung 1 (Phase Margin at Unity Gain).

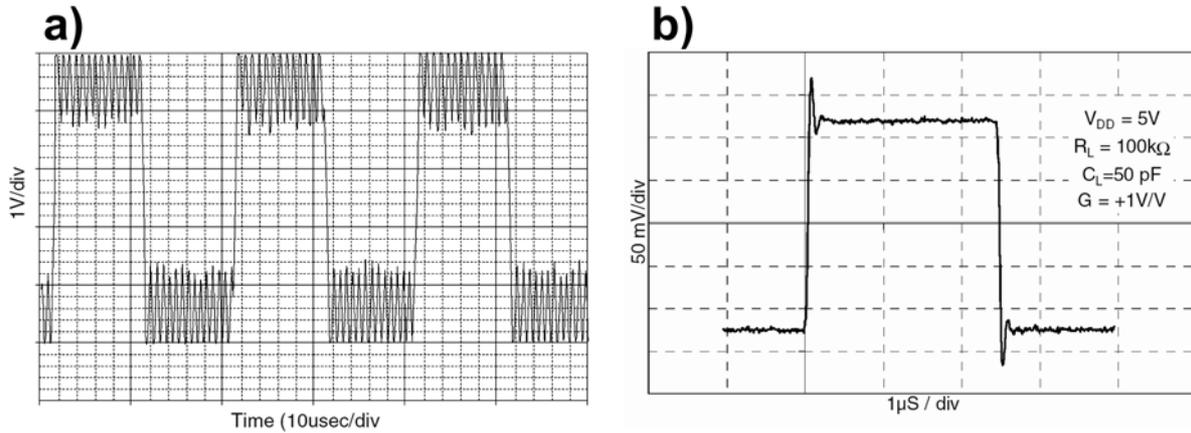


Abb. 5.33 Ausgangssignale bei Erregung mit Rechteckimpulsen (Step Response; nach Microchip).

- a) Instabiler Verstärker (not unity gain stable). Erkennbar an den Schwingungen.
- b) Stabiler Verstärker (unity gain stable). Der einzelne Überschwinger am Anfang ist zulässig. Sonst schwingt nichts. Kann z. B. in der Schaltung von Abbildung 5.32 eingesetzt werden.

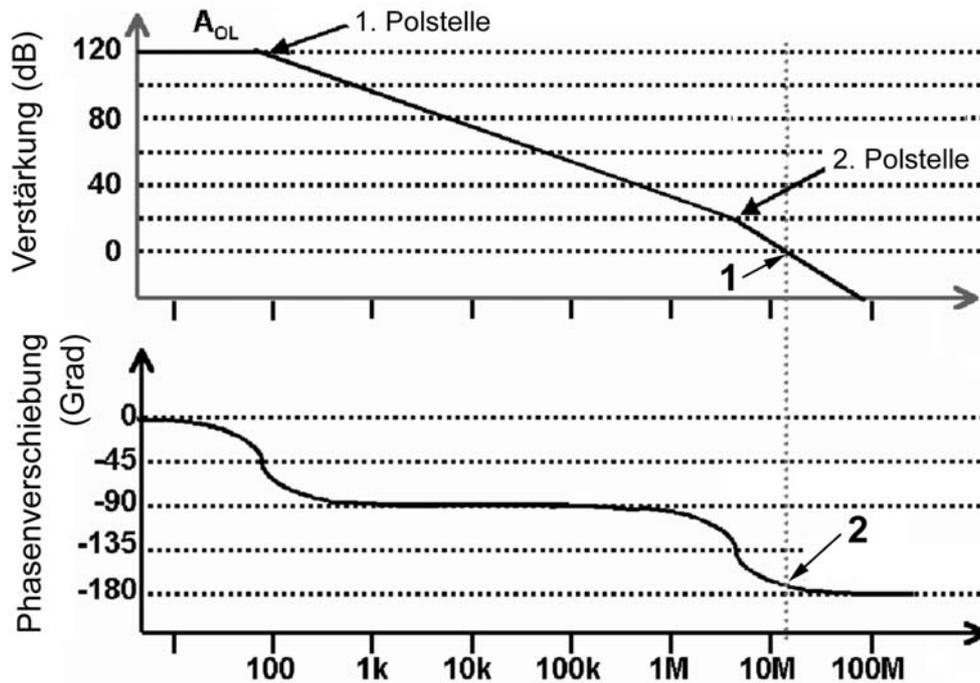


Abb. 5.34 Bode-Diagramme im Vergleich (nach Microchip). Ein allgemeines Beispiel.

Wichtig ist die Phasenverschiebung bei Verstärkung 1 (= 0 dB). 1 - Amplitudengang geht durch 0 dB; 2 - die zugehörige Phasenverschiebung ist etwa -175° . Das liegt gefährlich nahe an 180° . Verstärker instabil (not unity gain stable).

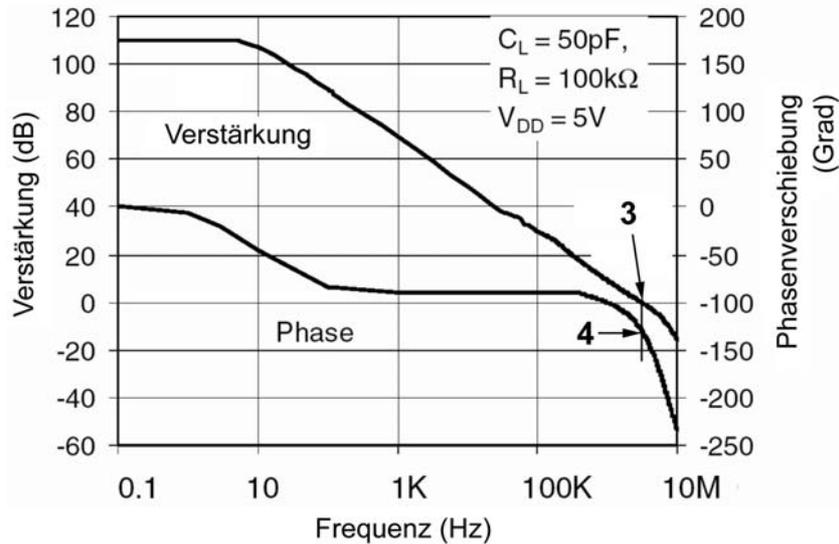


Abb. 5.35 Ein Bode-Diagramm aus einem Datenblatt (nach Microchip).

Beide Kurven sind ineinandergezeichnet. Linke Ordinate: Verstärkung, rechte Ordinate: Phasenverschiebung. 3 - Amplitudengang geht durch 0 dB; 4 - die zugehörige Phasenverschiebung ist etwa -130° . Bis zu 180° verbleibt noch genug Luft (Phasenreserve). Verstärker stabil (unity gain stable).

Der allgemeine Fall: Verstärker mit Gegenkopplungsnetzwerk

Wir beschränken uns hier auf den nichtinvertierenden Verstärker mit Gegenkopplungsfaktor β . Bei Wechselspannungsbetrieb sind die parasitären Kapazitäten nicht zu vernachlässigen (Abbildung 5.36). Der Gegenkopplungsfaktor ist jetzt keine Konstante mehr, sondern eine komplexe frequenzabhängige Funktion $\beta(j\omega)$. Die Stabilität eines solchen Systems läßt sich beurteilen, indem man den Verlauf des Kehrwerts des Gegenkopplungsfaktors ($1/\beta(j\omega)$) ins Bode-Diagramm aufnimmt (Abbildungen 5.37 bis 5.39).

Schleifenverstärkung (Closed Loop Gain) = der betragsmäßig kleinere der beiden Verstärkungswerte.

Phasengang des Systems = Phasengang des nicht rückgekoppelten Verstärkers – Phasengang des Kehrwerts des Gegenkopplungsfaktors ($1/\beta$).

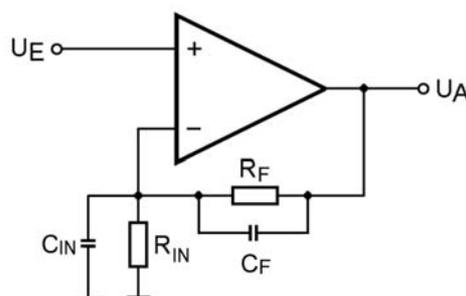


Abb. 5.36 Der gegengekoppelte nichtinvertierende Verstärker mit den wesentlichen parasitären Kapazitäten.

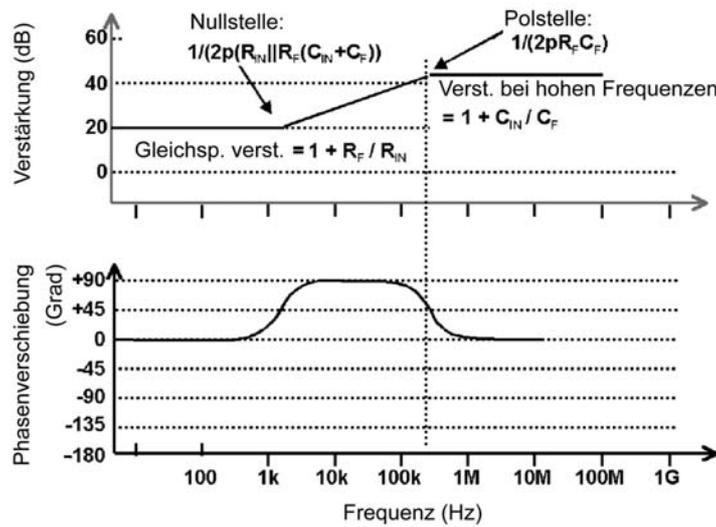


Abb. 5.37 Amplituden- und Phasengang des Kehrwerts des Gegenkopplungsfaktors (nach Microchip).

Der Amplitudengang hat eine Nullstelle und eine Polstelle. Bei Gleichspannung und niedrigen Frequenzen wird die Verstärkung von den Widerständen bestimmt, bei höheren Frequenzen mehr und mehr von den parasitären Kapazitäten. Zwischen Nullstelle und Polstelle tritt eine Phasenverschiebung auf, die bis zu 90° erreichen kann.

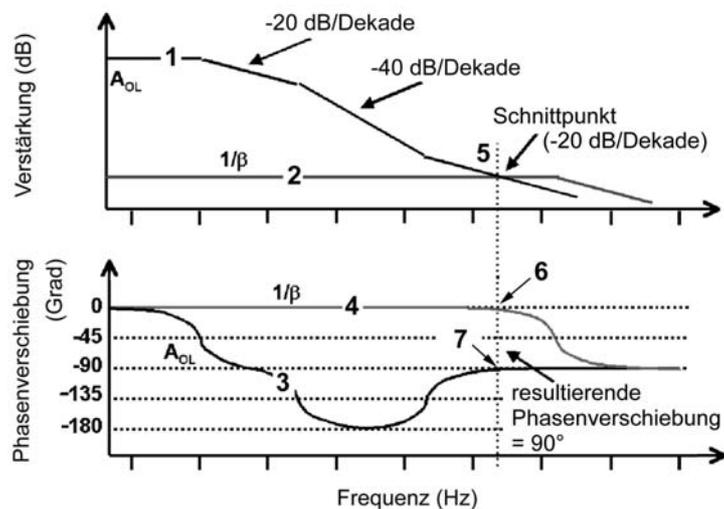


Abb. 5.38 Amplituden- und Phasengang eines gegengekoppelten Verstärkers. 1 - Beispiel. Diese Anordnung ist stabil (nach Microchip). 1 - Amplitudengang des nicht gegengekoppelten Verstärkers; 2 - Amplitudengang des Kehrwerts des Gegenkopplungsfaktors; 3 - Phasengang des nicht gegengekoppelten Verstärkers; 4 - Phasengang des Kehrwerts des Gegenkopplungsfaktors.

Stabilitätsbestimmung

Hierzu wird der Schnittpunkt 5 der beiden Amplitudengänge 1, 2 ausgenutzt. Die zur betreffenden Frequenz gehörenden Phasenverschiebungen werden abgelesen (Punkte 6, 7) und voneinander subtrahiert:

$$\text{Resultierende Phasenverschiebung des Systems} = \text{Phasenverschiebung des nicht rückgekoppelten Verstärkers} - \text{Phasenverschiebung des Kehrwerts des Gegenkopplungsfaktors.}$$

Die Theorie: Das System ist stabil, wenn die Phasenverschiebung im Schnittpunkt der Amplitudengänge zwischen 0 und -180° liegt.

Die Praxis: Um -135° ist das System „gerade so“ stabil (Grenzbereich, keine praktisch nutzbare Phasenreserve mehr). In der Nähe von -180° wird es wirklich instabil (Abbildungen 5.39 und 5.40).

Im Beispiel von Abbildung 5.58 sind Amplituden- und Phasengang von $1/\beta$ weitgehend konstant. Der Verstärker hat -90° Phasenverschiebung, die Gegenkopplung 0° . Das ergibt insgesamt -90° . Also o.k. (System stabil).

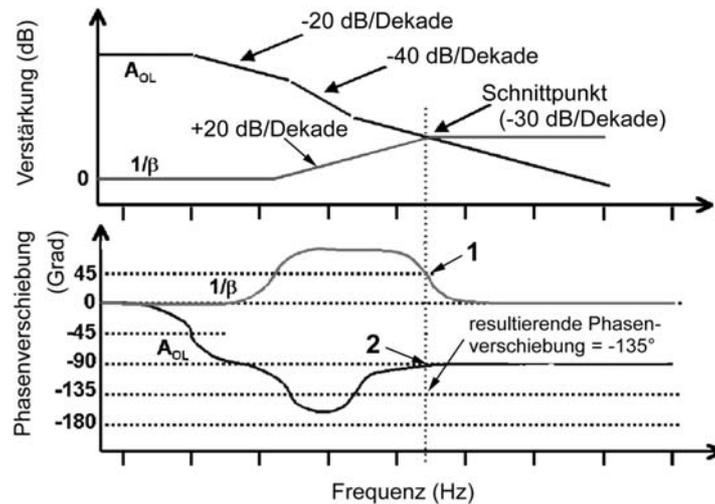


Abb. 5.39 Amplituden- und Phasengang eines gegengekoppelten Verstärkers. 2. Beispiel. Diese Anordnung ist „gerade so“ stabil (nach Microchip). 1 - Phasengang des nicht gegengekoppelten Verstärkers; 2 - Phasengang des Kehrwerts des Gegenkopplungsfaktors.

Im Schnittpunkt ist die Phasenverschiebung der Gegenkopplung = 45° (1) und die des Verstärkers = -90° (2). Das ergibt insgesamt -135° . Theoretisch o. k., aber in der Praxis recht knapp. Eine derartige Anordnung wird bei Ansteuerung mit Rechteckimpulsen ein beträchtliches Überschwingen aufweisen.

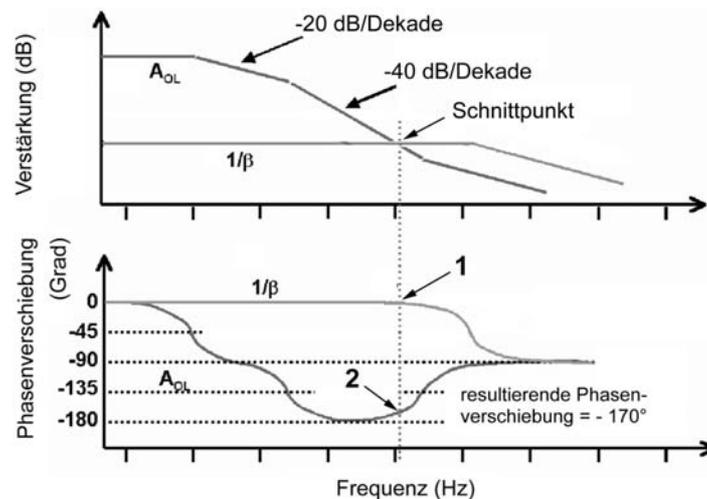


Abb. 5.40 Amplituden- und Phasengang eines gegengekoppelten Verstärkers. 3. Beispiel. Diese Anordnung ist instabil = unbrauchbar (nach Microchip). 1 - Phasengang des nicht gegengekoppelten Verstärkers; 2 - Phasengang des Kehrwerts des Gegenkopplungsfaktors.

Im Schnittpunkt ist die Phasenverschiebung der Gegenkopplung ≈ 0 (1). Der Verstärker hat aber ca. -170° (2). Also ergeben sich auch insgesamt -170° . Der Theorie nach müßte das immer noch reichen, in der Praxis reicht es aber nicht...

Amplitudengang und Phasenverschiebung

Je steiler der Abfall (Rolloff) des Amplitudengangs, desto größer die Phasenverschiebung¹.

Günstig (im Sinne der Stabilität): ein gleichmäßig flach abfallender Amplitudengang bis zur Verstärkung 1 (Impedanzwandler) oder bis zum Schnittpunkt mit dem $1/\beta$ -Amplitudengang. Richtwert: 20 dB/Dekade = 6 dB/Oktave², auf jeden Fall aber geringer als 40 dB/Dekade = 12 dB/Oktave.

Fällt der Amplitudengang im Bereich der Verstärkung 1 bzw. des Schnittpunktes steiler ab, wird das System hinsichtlich der Stabilität bedenklich, wenn nicht gar definitiv instabil (Abbildung 5.41).

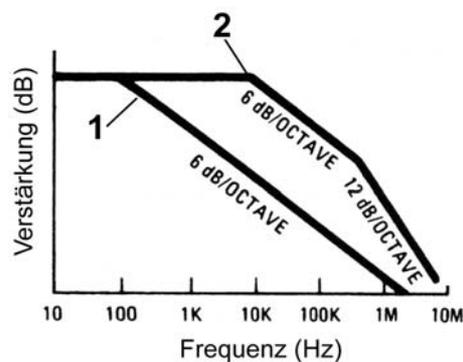


Abb. 5.41 Amplitudengänge im Vergleich (nach National Semiconductor)

1 - so sollte es sein: ein gleichmäßiger Abfall mit 6 dB/Oktave = 20 dB/Dekade bis zur Verstärkung 0. Ein solcher Verstärker darf als Impedanzwandler (= mit direkter Gegenkopplung) betrieben werden (unity gain stable). 2 - der Amplitudengang dieses Verstärkers fällt bei höheren Frequenzen steiler ab (im Beispiel mit 12 dB/Oktave = 40 dB/Dekade; es können aber durchaus auch 18 dB/Oktave = 60 dB/Dekade vorkommen). Wird der Ausgang eines solchen Verstärkers auf den invertierten Eingang zurückgeführt, kann die Anordnung ins Schwingen kommen.

Betrachten wir nochmals die Abbildungen 5.38 bis 5.40³:

Abb. 5.38: Der Amplitudengang des Verstärkers geht mit -20 dB/Dekade durch den Schnittpunkt. $1/\beta$ hat dort keine Phasenverschiebung. System stabil.

Abb. 5.39: Der Amplitudengang des Verstärkers geht mit -30 dB/Dekade durch den Schnittpunkt und trifft auf den Amplitudengang von $1/\beta$, der von einem Anstieg mit 20 dB/Dekade auf einen nahezu konstanten Wert übergeht. Es treffen also zwei entgegengesetzte Phasenverschiebungen aufeinander, die Differenz der Phasenverschiebungen wird größer, das System liegt hinsichtlich der Stabilität an der Grenze (nur noch geringe Phasenreserve).

-
- 1: Das gilt auch für die Gegenkopplung ($1/\beta$).
 - 2: Anschaulich: die Verstärkung fällt proportional zum Kehrwert der Frequenz: $A \sim 1/f$. In der logarithmischen Darstellung wird aus der Hyperbel ($1/f$) eine abwärts geneigte Gerade
 - 3: Es ist in allen drei Abbildungen der gleiche Verstärker (Amplitudengang, Phasengang). Die Unterschiede liegen allein in der Gegenkopplung ($1/\beta$).

Abb. 5.40: Der Amplitudengang des Verstärkers geht mit -40dB/Dekade durch den Schnittpunkt. Das ist zu steil (vgl. Kurve 2 in Abbildung 5.41). Da nützt es auch nichts, daß der Amplitudengang von $1/\beta$ konstant bleibt.

Außenbeschaltung und Frequenzverhalten

Es sind vor allem kapazitive Einflüsse, die sich auf das Frequenzverhalten auswirken. Das betrifft in erster Linie die Lastkapazität C_L und die parasitäre Kapazität (Streukapazität) C_S am invertierenden Eingang (Abbildung 5.42).

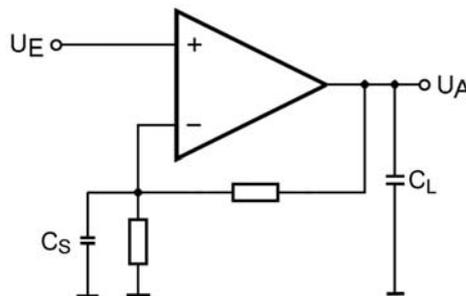


Abb. 5.42 Diese Kapazitäten haben beträchtlichen Einfluß auf das Frequenzverhalten.

Die Kapazitäten führen dazu, daß die Verstärkung mit wachsender Frequenz steiler abfällt. Tritt dieser Abfall auf, bevor die Verstärkung den Wert 1 (0 dB) erreicht (vgl. das Abknicken von Kurve 2 in Abbildung 5.41), so kann die Anordnung instabil werden. Abbildung 5.43 zeigt eine Möglichkeit, den Einfluß der Streukapazität C_S zu kompensieren.

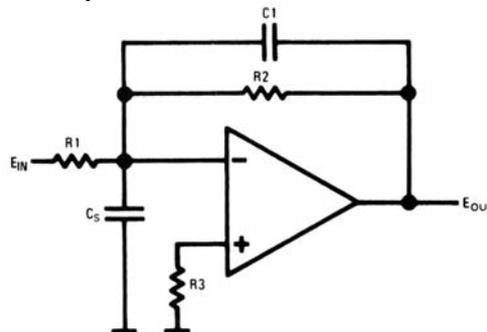


Abb. 5.43 Kompensation der eingangsseitigen Streukapazität (nach National Semiconductor).

Kompensation der Streukapazität C_S durch Kondensator C_1 über dem Gegenkopplungswiderstand. Richtwert: $C_S : C_1 = \text{Schleifenverstärkung}$. Weitere Vergrößerung von C_1 ist möglich, verringert aber die Bandbreite der Anordnung.

Zum Einfluß der Widerstände

Hochohmige Widerstände führen dazu, daß der Verstärkungsabfall bei höheren Frequenzen steiler wird. Das betrifft vor allem:

- Hochohmige Gegenkopplungswiderstände. Abhilfe: gemäß Abbildung 5.43.
- Hochohmige Widerstände am nichtinvertierenden Eingang. Der differentielle Eingangswiderstand des Verstärkers nimmt bei hohen Frequenzen ab (vor allem bei bipolaren Typen), so daß der außen angeschlossen Widerstand den Frequenzgang unerwünscht beeinflussen kann (Richtwert: von etwa $10\text{ k}\Omega$ an aufwärts). Abhilfe: mittels Bypass-Kondensator (beispielsweise in Abbildung 5.43 parallel zu R_3).

Lastkapazität und Ausgangsimpedanz

Die Last am Verstärkerausgang beeinflusst die Verstärkung (Abbildung 5.44). Bei entsprechend hoher kapazitiver Belastung⁴ (Load Capacitance C_L) können auch an sich stabile Verstärkeranordnungen ins Schwingen geraten (das passiert auch mit Verstärkern, die eigentlich unity gain stable sind; Abbildung 5.45).

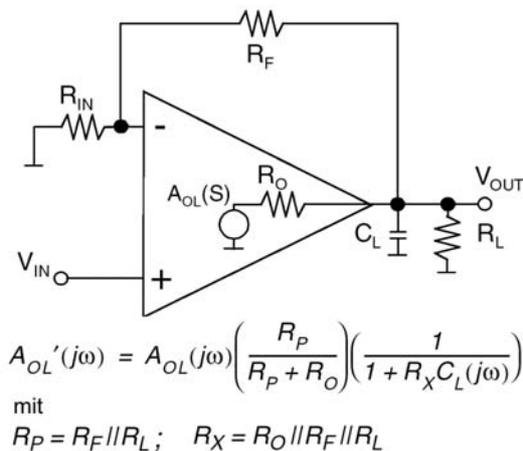


Abb. 5.44 Gegengekoppelter Operationsverstärker mit kapazitiver und ohmscher Last. Die Formel gibt an, wie sich die frequenzabhängige Open-Loop-Verstärkung infolge der Last ändert (nach Microchip).

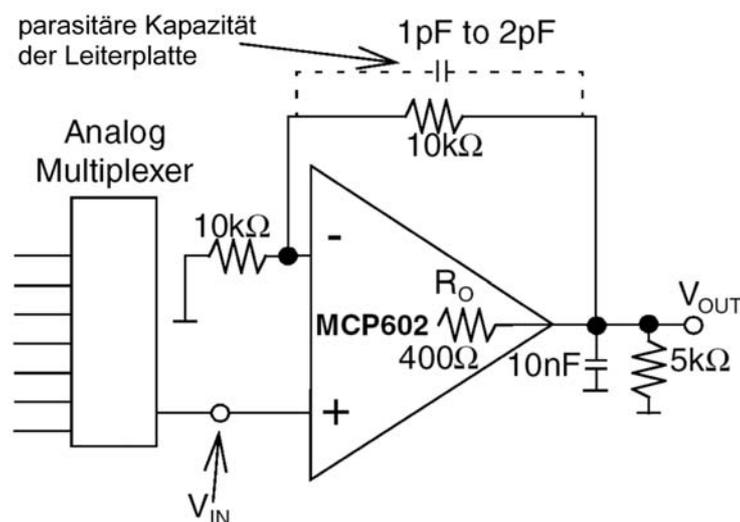


Abb. 5.45 Einsatzbeispiel mit hoher kapazitiver Belastung (nach Microchip).

Die kapazitive Belastung ist hoch (10 nF), die Schleifenverstärkung gering (= 2). In dieser Kombination neigt die Anordnung zur Instabilität (Abbildung 5.46); bereits kleine Einflüsse seitens der Leiterplatte, der Anschlußleitungen usw. können instabiles Verhalten herbeiführen.

4: Richtwert: von 100 pF an aufwärts.

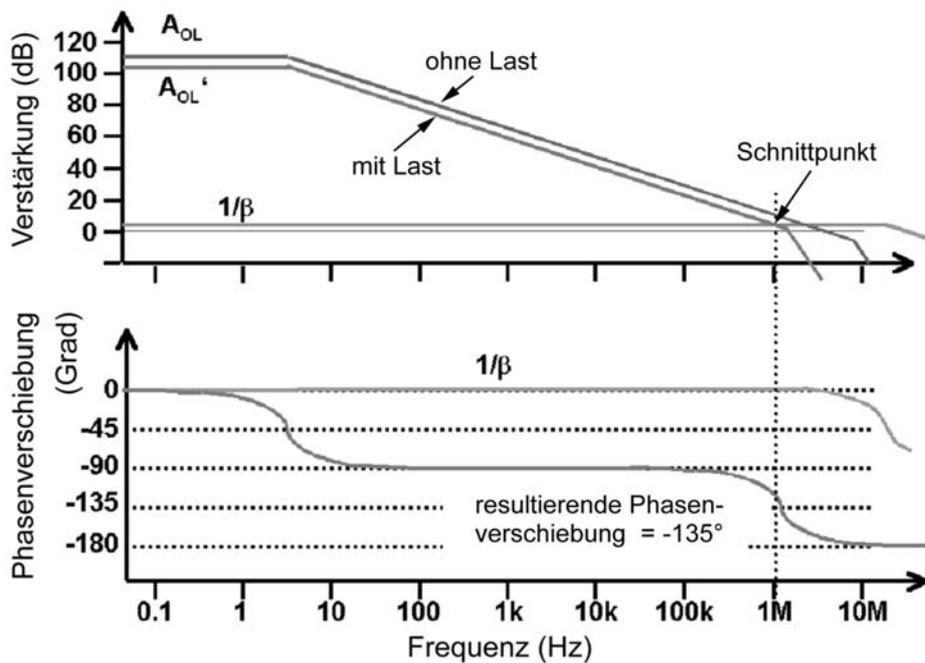


Abb. 5.46 Das Bode-Diagramm der Anordnung von Abbildung 5.45 (nach Microchip).

Die Schwingneigung unterdrücken

Die typische Maßnahme: Serienwiderstände einfügen (Abbildung 5.47).

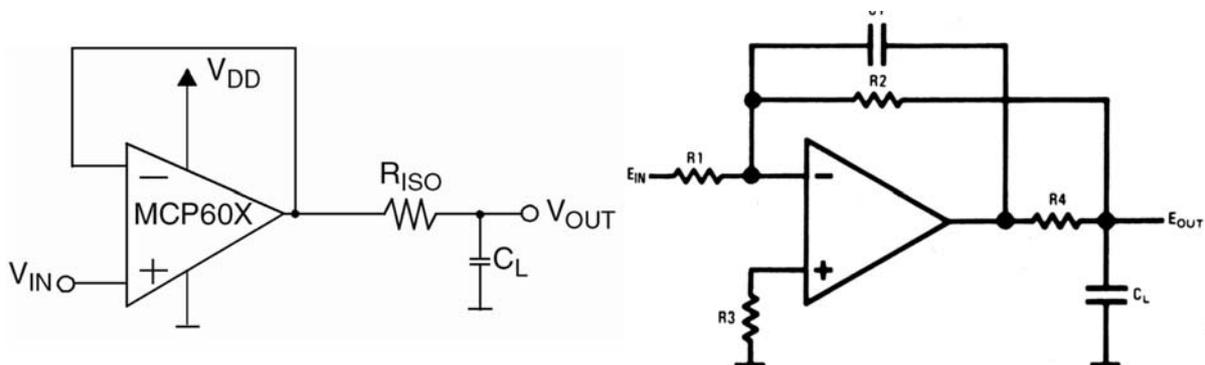


Abb. 5.47 Maßnahmen zum Unterdrücken der Schwingneigung bei vorwiegend kapazitiver Last (nach Microchip und National Semiconductor).

Frequenzgangkorrektur (Frequency Compensation)

Der Grundgedanke: die Abschwächung der Verstärkung muß geringer sein als 12 dB/Oktave = 40 dB/Dekade, wenn sich der Amplitudengang der Verstärkung 1 (0 dB) nähert. Die Frequenzgangkorrektur soll praktisch aus einem Amplitudengang ähnlich der Kurve 2 in Abbildung 5.41 einen gemäß Kurve 1 machen.

Praxistip: Die jeweiligen Datenblätter und Applikationshinweis beachten. Kapazitätswerte (der Kondensatoren in den Korrektornetzwerken) können höher gewählt werden, sofern die Anforderungen an Bandbreite und Anstiegsgeschwindigkeit nicht zu extrem sind (Verstärker wird „sicherer“ (größere Phasenreserve), aber „langsamer“).

Bandbreitenangaben

Die typischen Bandbreitenangaben sind sog. Kleinsignalkennwerte. Sie gelten nur bei vergleichsweise kleinen Spannungshüben, also nicht bei extremer Aussteuerung. Das betrifft vor allem:

- die Grenzfrequenz (Bandbreite) bei Open-Loop-Verstärkung 1 (Unity Gain Bandwidth),
- den typischen Verlauf des Frequenzgangs (Abbildung 5.48),
- die 3dB-Bandbreite (Abbildung 5.49).

Bandbreite bei vollem Ausgangsspannungshub (Full Power Bandwidth FPBW)

Der Kleinsignalbetrieb endet dann, wenn die Anstiegsgeschwindigkeit (Slew Rate) die Bandbreite bestimmt. Die einschlägige Angabe im Datenblatt heißt Full Power Bandwidth (FPBW). Sie betrifft die maximale Signalfrequenz, bei der der Verstärker noch mit dem vollen Ausgangsspannungshub arbeiten kann. Bei niedrigen Frequenzen wird diese Bandbreite durch den Ausgangsspannungshub (Output Voltage Swing) begrenzt, bei höheren Frequenzen durch die Anstiegsgeschwindigkeit (Slew Rate). Manche Datenblätter enthalten Diagramme, aus denen ersichtlich ist, wie der nutzbare Ausgangsspannungshub von der Signalfrequenz abhängt (Abbildung 5.50).

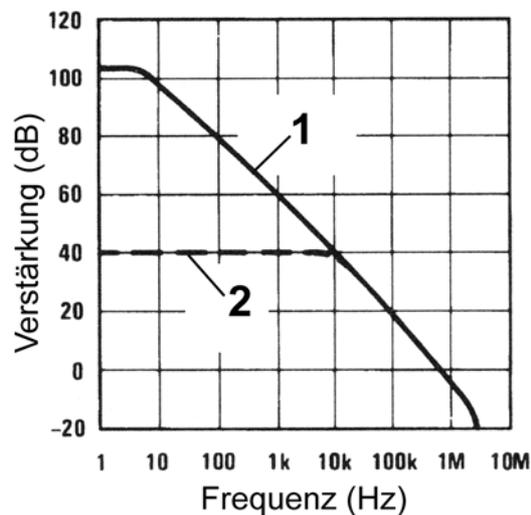


Abb. 5.48 Ein typischer Frequenzgang (nach National Semiconductor. 1 - Open-loop-Verstärkung mit Abfall von 20 dB/Dekade (vgl. Bode-Diagramm); 2 - Verstärkung durch Gegenkopplung auf 40 dB (1:100) festgelegt (Schleifenverstärkung).

Der Verlauf des Verstärkungsabfalls ändert sich nicht; er setzt nur bei einer höheren Frequenz ein (hier bei 10 kHz).

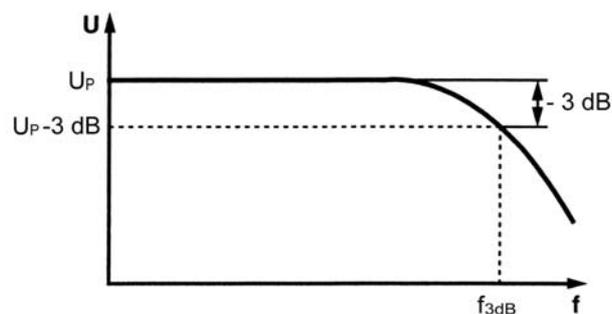


Abb. 5.49 Die 3dB-Bandbreite.

Typische Bandbreitenangaben betreffen eine obere Grenzfrequenz, bei der die Ausgangsspannung bzw. Verstärkung um 3 dB gegenüber dem vollen Spannungswert U_p abgefallen ist, d. h. auf $1/\sqrt{2} \approx 0,707 U_p$.

Die 3dB-Bandbreite entspricht dem Schnittpunkt der Amplitudengänge von A_{OL} und $1/\beta$ ($A_{OL} = 1/\beta$). Der Betrag der Schleifenverstärkung bei f_{3dB} entspricht $1/\sqrt{2} \cdot 1/\beta$.

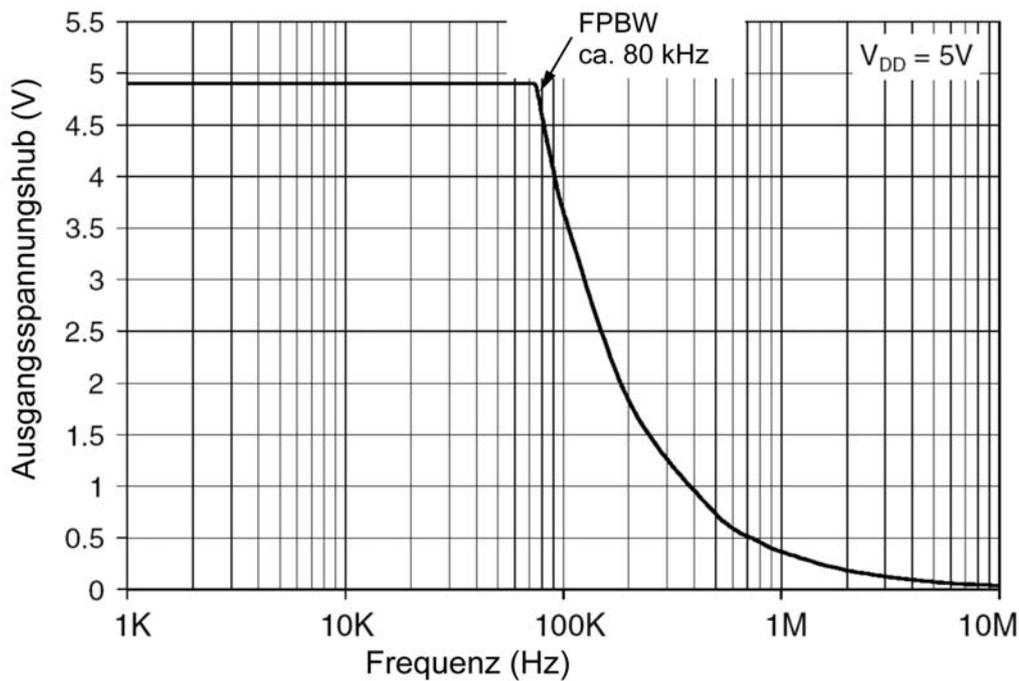


Abb. 5.50 Der Ausgangsspannungshub in Abhängigkeit von der Signalfrequenz. Praxisbeispiel (nach Microchip).

Der Bandbreitenkennwert (FPBW) entspricht der höchsten Frequenz, bei der noch der volle Ausgangsspannungshub nutzbar ist. Im Beispiel sind das etwa 80 kHz (Pfeil).

Wenn man den vollen Ausgangsspannungshub ausnutzen muß (Abbildung 5.51), ist stets die Full Power Bandwidth maßgebend, auch dann, wenn nur eine geringe Verstärkung erforderlich ist (bis hin zum Impedanzwandler mit Verstärkung 1). Im Beispiel von Abbildung 5.50: Full Power Bandwidth = 80 kHz, Unity Gain Bandwidth = 2,8 MHz.

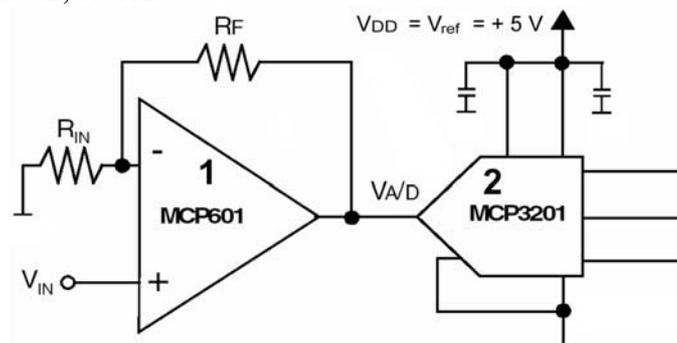


Abb. 5.51 Ein Einsatzbeispiel. Hier wird der volle Spannungshub am Ausgang benötigt (nach Microchip).

Der Operationsverstärker 1 ist dem Analog-Digital-Wandler 2 als Puffer und Vorverstärker vorgeschaltet. Der Wandler arbeitet mit einer Referenzspannung von 5 V. Die Abtastfrequenz beträgt 50 kHz. Daraus ergibt sich eine höchste Signalfrequenz von 25 kHz. Um den Wertebereich des Wandlers voll auszunutzen, muß der Operationsverstärker in der Lage sein, das Ausgangssignal bis auf ca. 5 V zu treiben.

Näherungsweise Bestimmung der FPBW-Grenzfrequenz

Eine Sinusschwingung hat ihren steilsten Anstieg in der Mitte ihres Amplitudenbereichs. Der Operationsverstärker kann sein Ausgangssignal nicht schneller ändern, als es seine Anstiegsgeschwindigkeit (Slew Rate SR) zuläßt. Wir setzen deshalb die Slew Rate dem steilsten Anstieg einer Sinusschwingung gleich und errechnen daraus deren Frequenz:

$$f_{\text{FPBW}} = \frac{\text{SR}}{2\pi \cdot U_{\text{P}}} ; f_{\text{FPBW}} = \frac{\text{SR}}{\pi \cdot U_{\text{PP}}}$$

(SR = Slew Rate; U_{P} = Ausgangsspannungshub Bezugspotential - Spitze; U_{PP} = Ausgangsspannungshub Spitze-Spitze.) Die Gleichung kann folgendermaßen hergeleitet werden:

Der Verlauf der sinusförmigen Ausgangsspannung U_{A} wird beschrieben durch:

$$U_{\text{A}} = U_{\text{P}} \cdot \sin 2\pi ft$$

Der Spannungsanstieg entspricht der Ableitung:

$$\frac{dU_{\text{A}}}{dt} = 2\pi f U_{\text{P}} \cos 2\pi ft$$

Der steilste Anstieg ergibt sich bei $\cos 2\pi ft = 1$. Diesen setzen wir gleich der Slew Rate SR:

$$\text{SR} = 2\pi f U_{\text{P}}$$

Die Umstellung nach $f = f_{\text{PBW}}$ ergibt sofort die obige Formel. Abbildung 5.52 veranschaulicht den Zusammenhang.

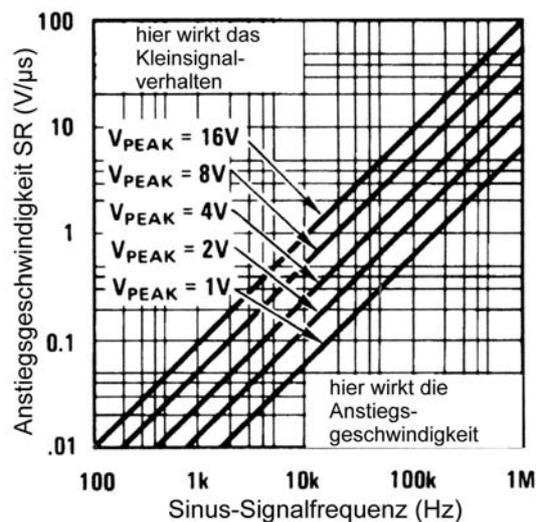


Abb. 5.52 Kleinsignalverhalten und Anstiegsgeschwindigkeit (nach National Semiconductor).

Kleinsignalverhalten und Ausgangsspannungshub

Das Kleinsignalverhalten eines „vernünftigen“ (= stabilen) Verstärkers mit einem Verstärkungsabfall von 20 dB/Dekade entspricht näherungsweise dem eines Tiefpasses 1. Ordnung. Abbildung 5.53 zeigt eine entsprechende Ersatzschaltung.

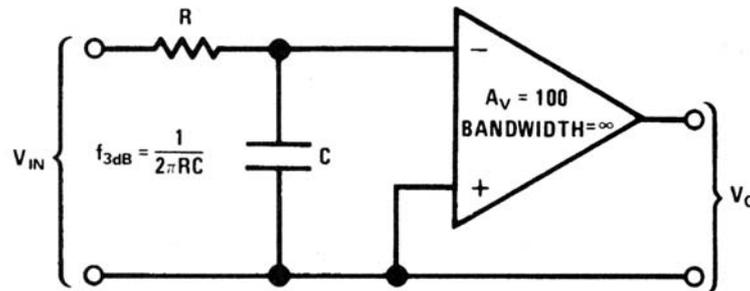


Abb. 5.53 Der Operationsverstärker als Tiefpaß 1. Ordnung (Ersatzschaltung; nach National Semiconductor).

Eigenanstiegszeit t_r und Grenzfrequenz f_{3dB} hängen folgendermaßen zusammen:

$$t_r = \frac{0,35}{f_{3dB}}$$

Bei kleineren Spannungshüben „bremst“ die Eigenanstiegszeit t_r , bei größeren die Slew Rate SR. Offensichtlich kann die Ausgangsspannung nicht schneller ansteigen, als es die Slew Rate SR zuläßt. Also:

$$\frac{U_P}{t_r} \leq SR$$

Wenn die Slew Rate begrenzend wirkt, hat die schnellstmögliche Spannungsänderung am Ausgang folgende Anstiegszeit t_{rs} :

$$t_{rs} = \frac{U_P}{SR}$$

Im Grenzfall entspricht die Eigenanstiegszeit t_r der Anstiegszeit t_{rs} ($t_r = t_{rs}$).

$$\frac{0,35}{f_{3dB}} = \frac{U_P}{SR}$$

Wenn also $\frac{U_P f_{3dB}}{0,35} \geq SR$, wirkt die Slew Rate begrenzend (Abbildung 5.54).

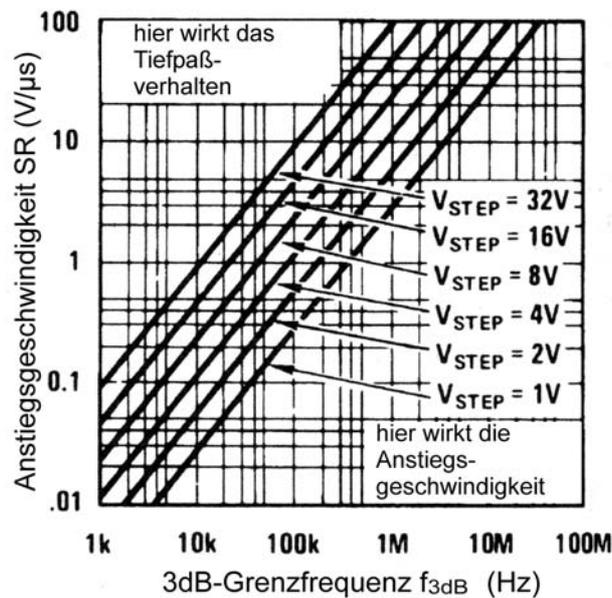


Abb. 5.54 Tiefpaßverhalten und Anstiegsgeschwindigkeit (nach National Semiconductor).

5.8.2 Zeitbereichskennwerte

Zeitbereichskennwerte beziehen sich auf Rechteckimpulse, mit denen der Operationsverstärker erregt wird (Abbildung 5.55).

Anstiegsgeschwindigkeit (Slew Rate SR)

Diese Angabe (in V/μs) kennzeichnet die Dauer der Ausgangsänderung bei eingangseitiger Erregung mit einem Spannungssprung großer Amplitude. Die Ausgangsänderung wird zwischen 10 und 90 % des maximalen Ausgangsspannungshubs gemessen.

Überschwingen (Overshoot)

An das Durchlaufen des vollen Spannungshubs schließt sich typischerweise in kurzzeitiges Überschwingen an. Der Datenblattwert ist eine Prozentangabe, die sich auf die höchste Spitze bezieht (Überhöhung von soundsoviel % gegenüber Impulsamplitude).

Beruhigungszeit (Settling Time t_s)

Dieser Zeitkennwert gibt an, wie lange der Operationsverstärker braucht, um sich auf einen stationären Endwert (in den Grenzen eines zulässigen Fehlerbereichs) einzuschwingen. Die Zeit wird gemessen vom Beginn des Schaltens bis zum letztmaligen Überschreiten des zulässigen Fehlerbereichs.

Hinweis:

Auf die Beruhigungszeit ist vor allem dann zu achten, wenn der Operationsverstärker tatsächlich den gesamten Ausgangsspannungsbereich in kurzer Zeit durchläuft. Damit ist u. a. dann zu rechnen, wenn ein vorgeordneter Analogmultiplexer umschaltet (vgl. Abbildung 5.45) – und zwar auch dann, wenn die eigentlichen Signale den Ausgangsspannungshub bei weitem nicht ausnutzen. Abhilfe: nachgeordnete Funktionen (z. B. eine Analog-Digital-Wandlung) entsprechend verzögert auslösen.

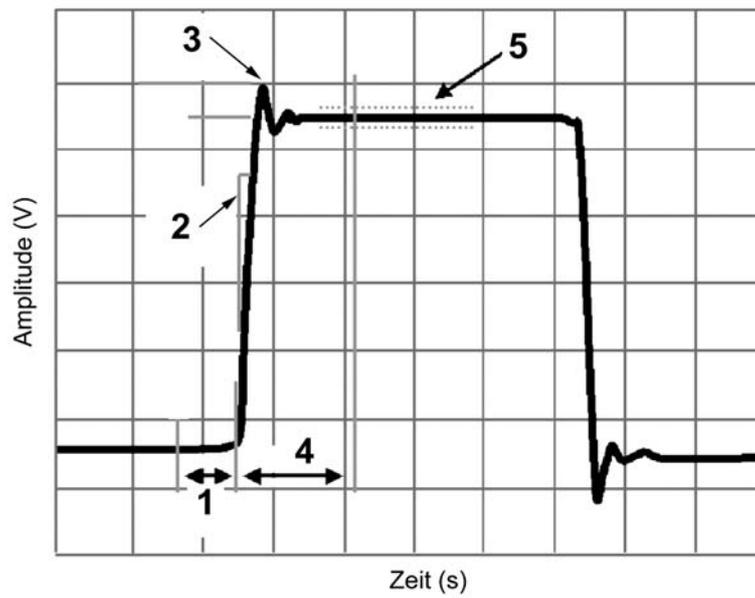


Abb. 5.55 Zeitbereichskennwerte im Überblick (nach Microchip).

- 1) Verzögerungszeit (Propagation Delay),
- 2) Anstiegsgeschwindigkeit (Slew Rate),
- 3) Überschwingen (Overshoot),
- 4) Beruhigungszeit (Settling Time),
- 5) zulässiger Einschwingfehler (Allowable Settling Time Error).