

4.4 Operationsverstärker im Wechselspannungsbetrieb

Wechselspannungskennwerte

Die Wechselspannungskennwerte (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).

4.4.1 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 4.4.1). 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 4.4.2).
- der Durchlauf einer Signaländerung vom Eingang zum Ausgang erfordert Zeit. Es ergeben sich somit Verzögerungen bzw. Phasenverschiebungen (Abbildung 4.4.3). 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 4.4.4).

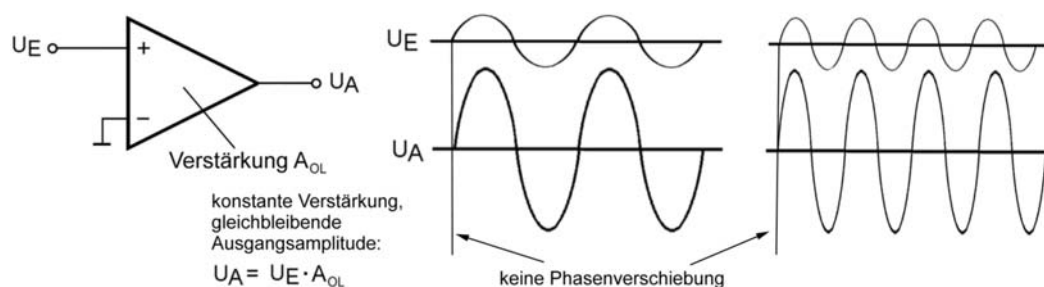


Abbildung 4.4.1 So sollte sich ein idealer Verstärker verhalten - und zwar bei jeder Signalfrequenz

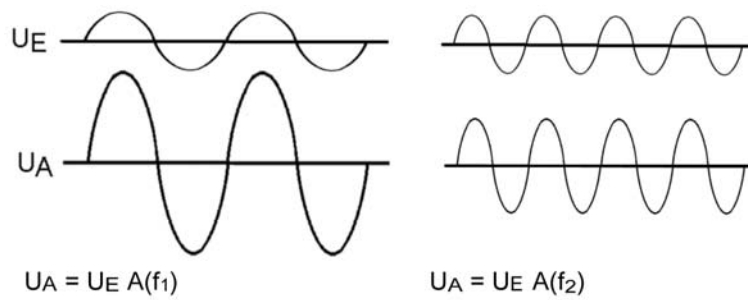


Abbildung 4.4.2 Die Ausgangsamplitude nimmt mit wachsender Signalfrequenz ab (Amplitudengang)

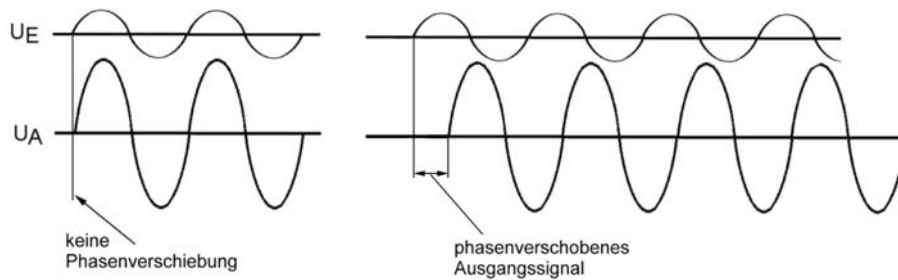


Abbildung 4.4.3 Die Phasenverschiebung zwischen Ein- und Ausgangssignal nimmt mit wachsender Frequenz zu (Phasengang)

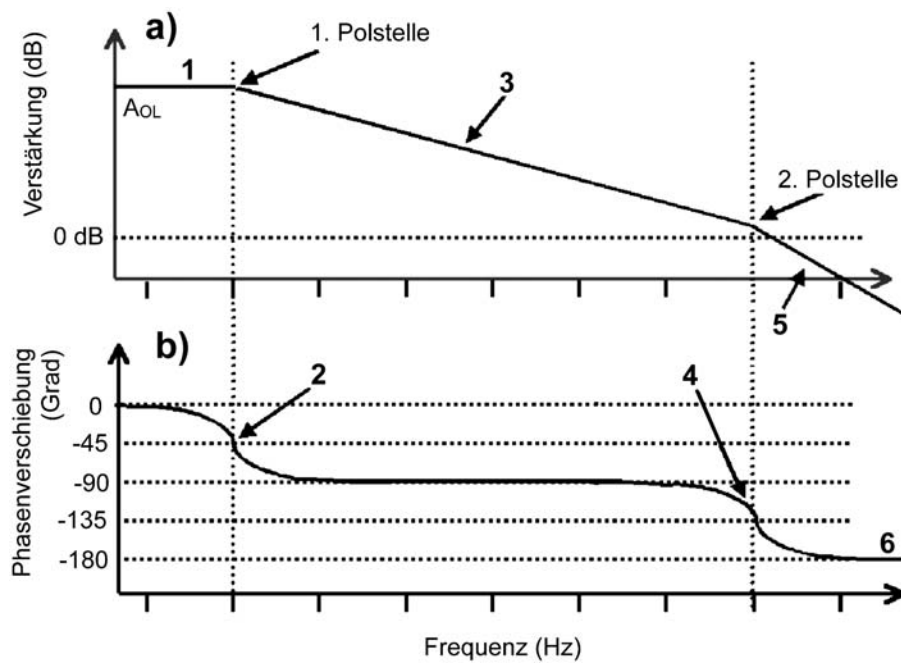


Abbildung 4.4.4 Beispiel eines Bode-Diagramms (nach: Microchip)

Erklärung zu Abbildung 4.4.4:

- a) Amplitudengang. Kennzeichnet die Abhängigkeit der Verstärkung von der Signalfrequenz (Frequency Response, Gain). Gibt Auskunft darüber, bis zu welchen Signalfrequenzen der Verstärker einsetzbar ist.
- b) 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:

- 1) 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 $\sim -6^\circ$).
- 2) an der 1. Polstelle erreicht die Phasenverschiebung -45° . Phasenreserve (s. weiter unten) = 135° .
- 3) 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)).
- 4) an der 2. Polstelle erreicht die Phasenverschiebung -135° . Phasenreserve = 45° .
- 5) nach der 2. Polstelle fällt die Verstärkung mit 40 dB/Dekade ab.
- 6) Phasenverschiebung erreicht 180° ; Verstärker wirkt praktisch als Inverter.

Verstärkungs-Bandbreiten-Produkt (Gain Bandwidth Product GBWP, Unity-Gain Bandwidth B_1)

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 = $360^\circ : 2\pi \approx 57^\circ 18' \approx 57,295^\circ$.

$$1^\circ \approx 0,017453 \text{ rad.}$$

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

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 (0 Verstärkung des Differenzsignals) wirken (Abbildung 4.4.5). Hierdurch kann der Verstärker ins Schwingen geraten (Instabilität).

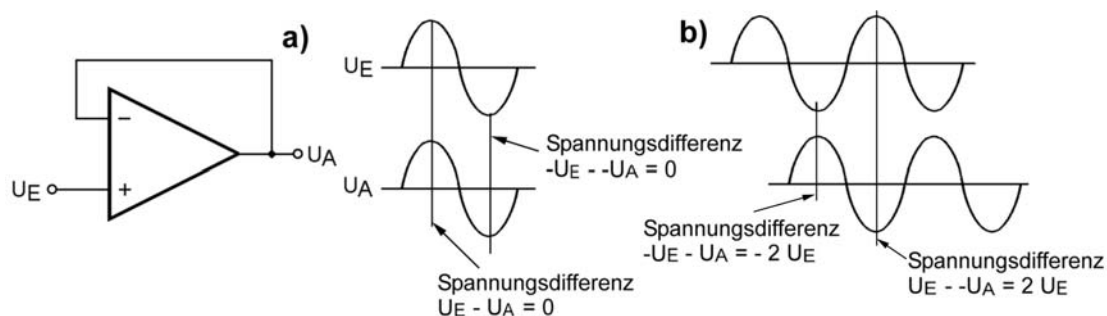


Abbildung 4.4.5 Gegenkopplungsfälle. a) ohne, b) mit Phasenverschiebung

Erklärung:

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.

- keine Phasenverschiebung. Spannungsdifferenz $U_{E+} - U_{E-}$ ist stets = 0. Schaltung funktioniert.
- Phasenverschiebung um eine Halbwelle = 180° . 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 4.4.12). 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 4.4.6 zeigt ein typisches Praxisbeispiel.

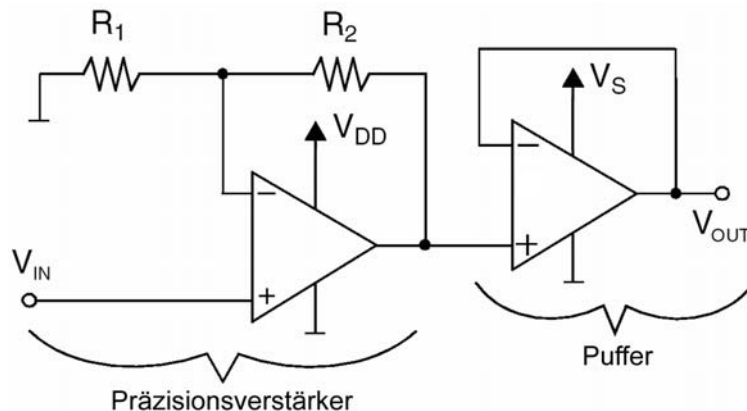


Abbildung 4.4.6 Impedanzwandler im Einsatz (Anwendungsbeispiel; nach: Microchip)

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 4.4.7).

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 4.4.8).

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).

Denksportaufgabe:

Welcher der folgenden beiden Verstärkertypen könnte ohne weiteres mit Verstärkung 1 eingesetzt werden? Typ A: Phase Margin at Unity Gain = 56° , Typ B: Phase Margin at Unity Gain = 40° ?

Es sollten mehr als 45° sein. Also: A ist o.k., B nicht.

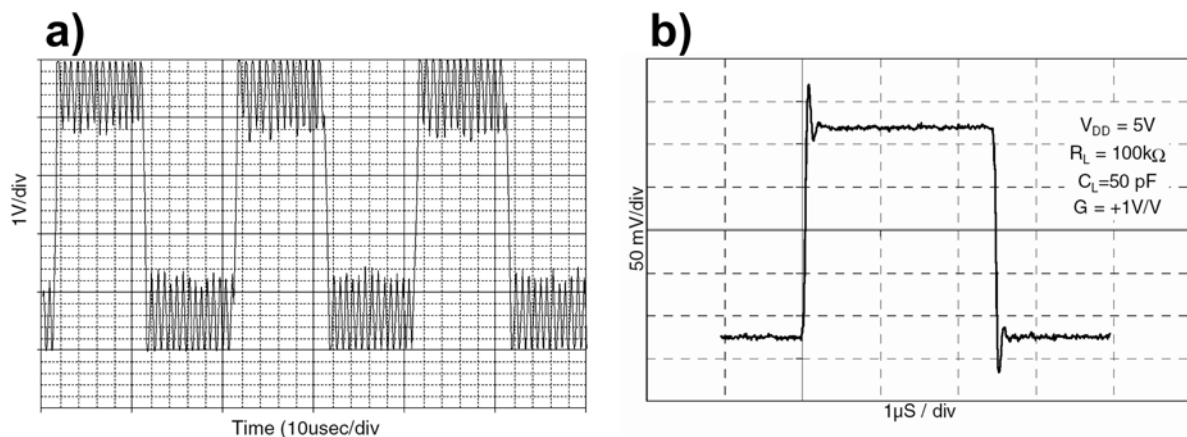


Abbildung 4.4.7 Ausgangssignale bei Erregung mit Rechteckimpulsen (Step Response; nach: Microchip)

Erklärung:

- instabiler Verstärker (not unity gain stable). Erkennbar an den Schwingungen.
- stabiler Verstärker (unity gain stable). Der einzelne Überschwinger am Anfang ist zulässig. Sonst schwingt nichts. Kann z. B. in der Schaltung von Abbildung 4.4.6 eingesetzt werden.

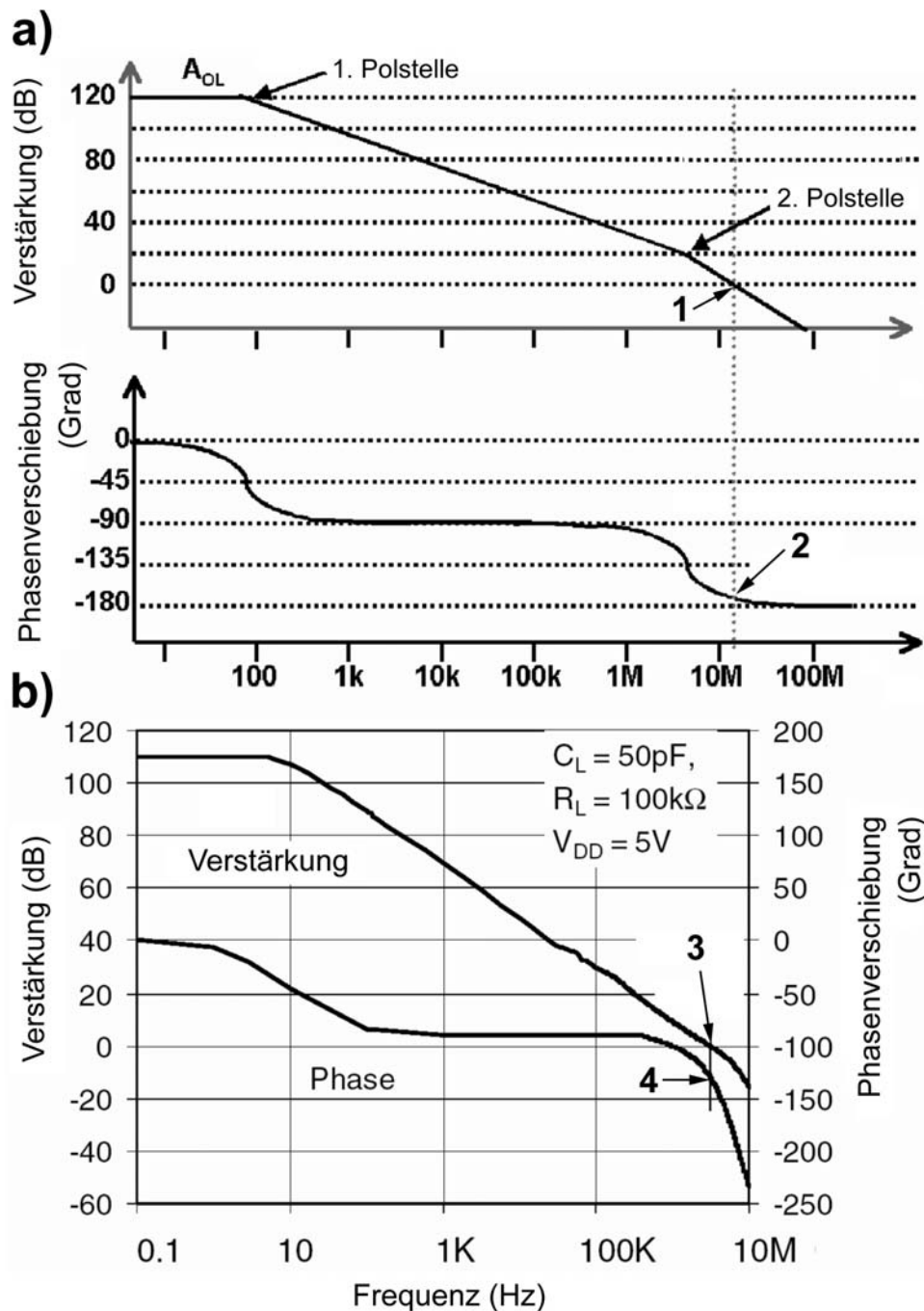


Abbildung 4.4.8 Bode-Diagramme im Vergleich (nach: Microchip)

Erklärung:

- 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).
- so sehen „echte“ Bode-Diagramme (in Datenblättern) typischerweise aus. 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 (vgl. Abbildung 4.2.2). Bei Wechselspannungsbetrieb sind die parasitären Kapazitäten nicht zu vernachlässigen (Abbildung 4.4.9). 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 4.4.10 bis 4.4.13).

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

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

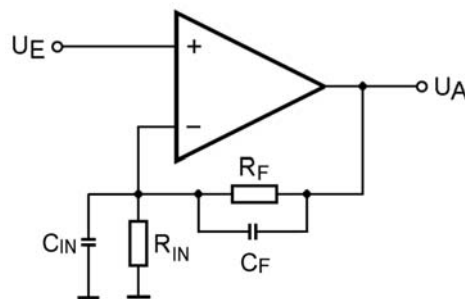


Abbildung 4.4.9 Der gegengekoppelte nichtinvertierende Verstärker mit den wesentlichen parasitären Kapazitäten

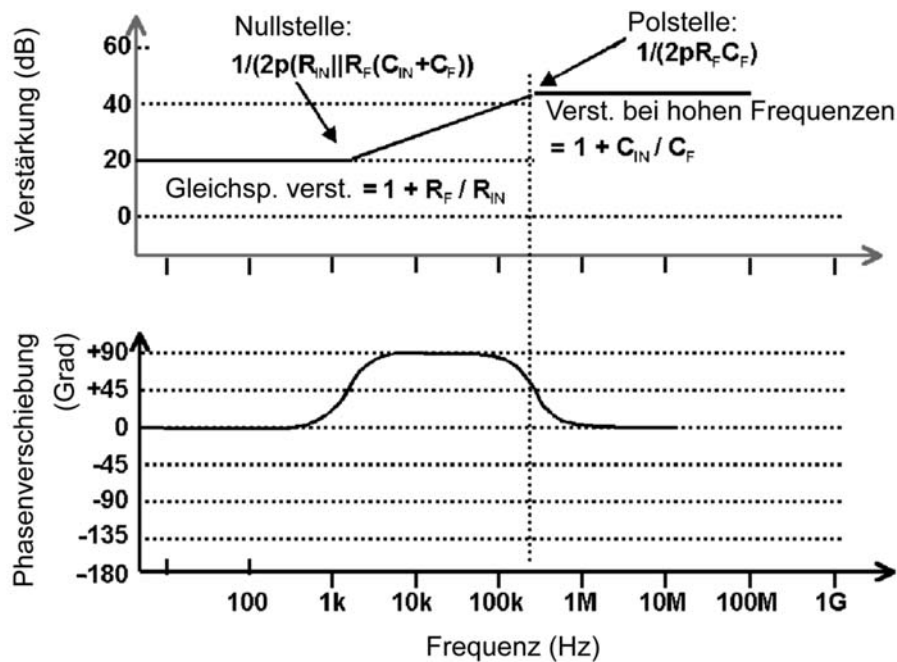


Abbildung 4.4.10 Amplituden- und Phasengang des Kehrwerts des Gegenkopplungsfaktors (nach: Microchip)

Erklärung zu Abbildung 4.4.10:

Der Amplitudengang hat eine Nullstelle und eine Polstelle. Bei Gleichspannung und geringen Frequenzen wird die Verstärkung von den Widerständen bestimmt, bei höheren Frequenzen mehr und mehr von den parasitären Kapazitäten (vgl. Abbildung 4.4.9). Zwischen Nullstelle und Polstelle tritt eine Phasenverschiebung auf, die bis zu 90° erreichen kann.

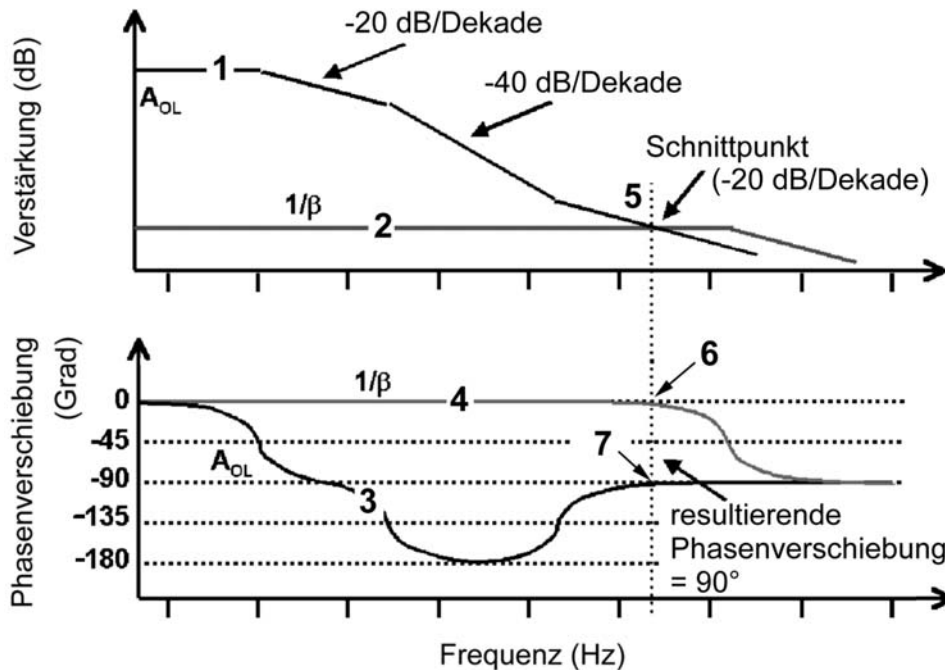


Abbildung 4.4.11 Amplituden- und Phasengang eines gegengekoppelten Verstärkers. 1. Beispiel.
Diese Anordnung ist stabil (nach: Microchip)

Erklärung:

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 4.4.12, 4.4.13).

Im Beispiel 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).

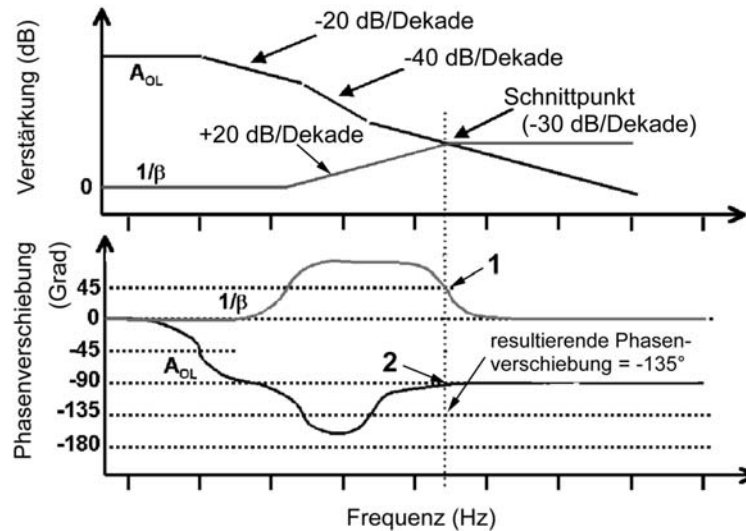


Abbildung 4.4.12 Amplituden- und Phasengang eines gegengekoppelten Verstärkers. 2. Beispiel. Diese Anordnung ist „gerade so“ stabil (nach: Microchip)

Erklärung:

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.

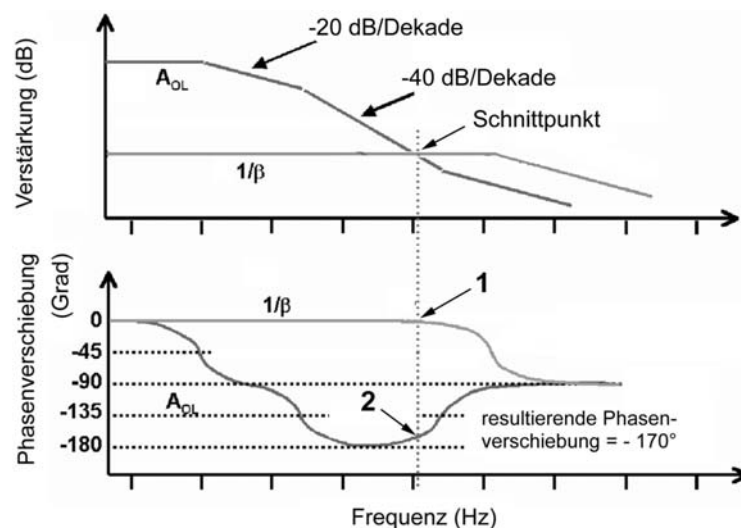


Abbildung 4.4.13 Amplituden- und Phasengang eines gegengekoppelten Verstärkers. 3. Beispiel. Diese Anordnung ist instabil = unbrauchbar (nach: Microchip)

Erklärung zu Abbildung 4.4.13:

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 Phasenverschiebung.

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/Oktave^{*}, auf jeden Fall aber geringer als 40 dB/Dekade = 12 dB/Oktave.

^{*}): 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.

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 4.4.14)

Der Zusammenhang zwischen Steilheit des Abfalls und Phasenverschiebung gilt sinngemäß für die Gegenkopplung ($1/\beta$).

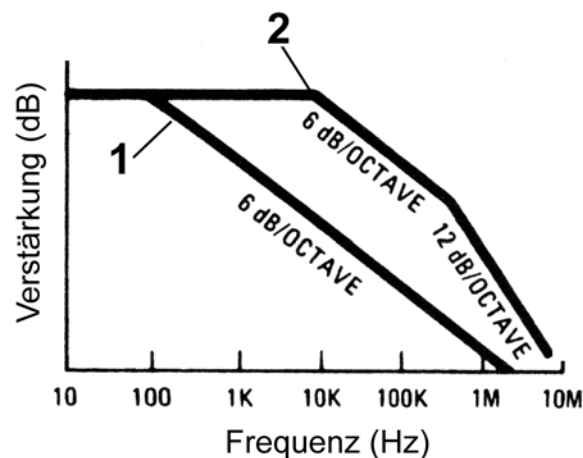


Abbildung 4.4.14 Amplitudengänge im Vergleich (nach: National Semiconductor)

Erklärung:

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.

Hinweis:

Betrachten wir nochmals die Abbildungen 4.4.11 bis 4.4.13:

Abb. 4.4.11: Der Amplitudengang des Verstärkers geht mit -20dB/Dekade durch den Schnittpunkt. $1/\beta$ hat dort keine Phasenverschiebung. System stabil.

Abb. 4.4.12: Der Amplitudengang des Verstärkers geht mit -30dB/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).

Abb. 4.4.13: Der Amplitudengang des Verstärkers geht mit -40dB/Dekade durch den Schnittpunkt. Das ist zu steil (vgl. Kurve 2 in Abbildung 4.4.14). 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 4.4.15).

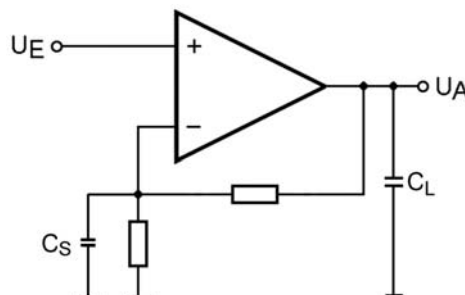


Abbildung 4.4.15 Diese Kapazitäten haben beträchtlichen Einfluß auf das Frequenzverhalten

Diese 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 4.4.14), so kann die Anordnung instabil werden. Abbildung 4.4.16 zeigt eine Möglichkeit, den Einfluß der Streukapazität C_S zu kompensieren.

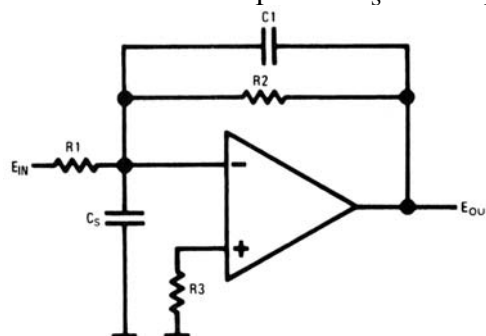


Abbildung 4.4.16 Kompensation der eingangsseitigen Streukapazität (nach: National Semiconductor)

Erklärung zu Abbildung 4.4.16:

Kompensation der Streukapazität C_S durch Kondensator C_1 über dem Gegenkopplungswiderstand. Richtwert: $C_S : C_1 =$ 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 4.4.16.
- 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 k Ω an aufwärts). Abhilfe: mittels Bypass-Kondensator (beispielsweise in Abbildung 4.4.16 parallel zu R3).

Lastkapazität und Ausgangsimpedanz

Die Last am Verstärkerausgang beeinflusst die Verstärkung (Abbildung 4.4.17). Bei entsprechend hoher kapazitiver Belastung^{*)} (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 4.4.18).

*): Richtwert: von 100 pF an aufwärts.

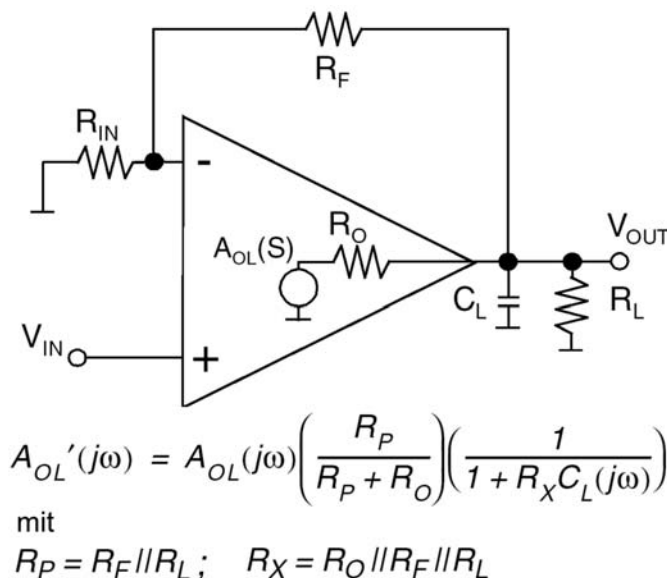


Abbildung 4.4.17 Gegengekoppelter Operationsverstärker mit kapazitiver und ohmscher Last. Die Formel gibt an, wie sich die frequenzabhängige Open-Loop-Verstärkung infolge der Last ändert (nach: Microchip)

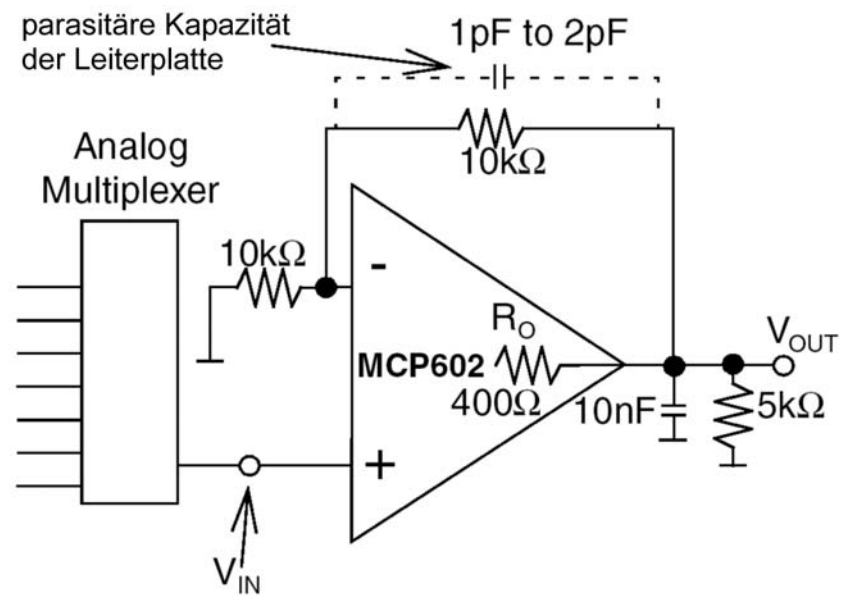


Abbildung 4.4.18 Einsatzbeispiel mit hoher kapazitiver Belastung (nach: Microchip)

Erklärung:

Die kapazitive Belastung ist hoch (10 nF), die Schleifenverstärkung gering (= 2). In dieser Kombination neigt die Anordnung zur Instabilität (Abbildung 4.4.19); bereits kleine Einflüsse seitens der Leiterplatte, der Anschlußleitungen usw. können instabiles Verhalten herbeiführen.

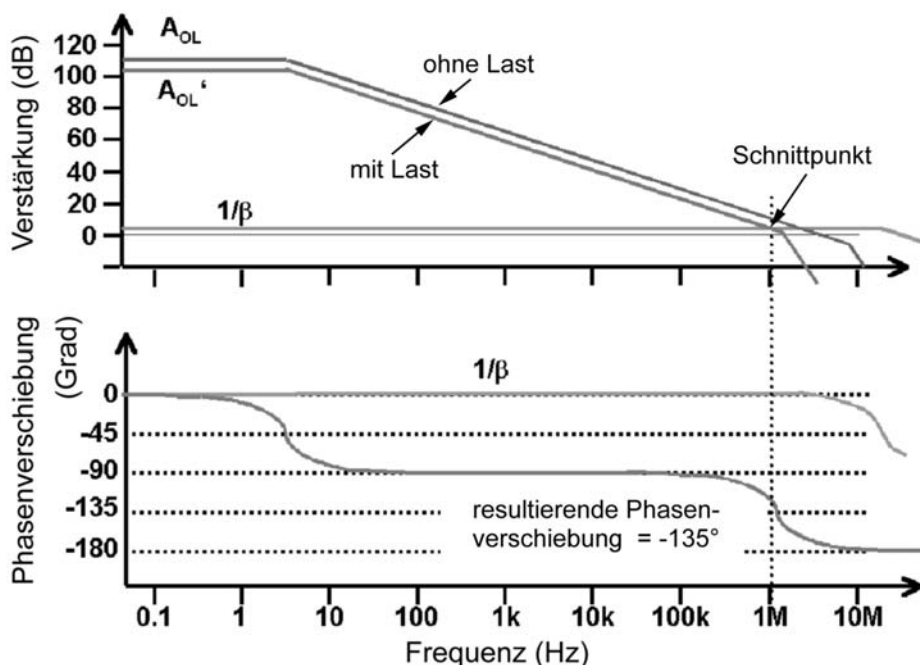


Abbildung 4.4.19 Das Bode-Diagramm der Anordnung von Abbildung 4.4.18 (nach: Microchip)

Die Schwingneigung unterdrücken

Die typische Maßnahme: Serienwiderstände einfügen (Abbildung 4.4.20).

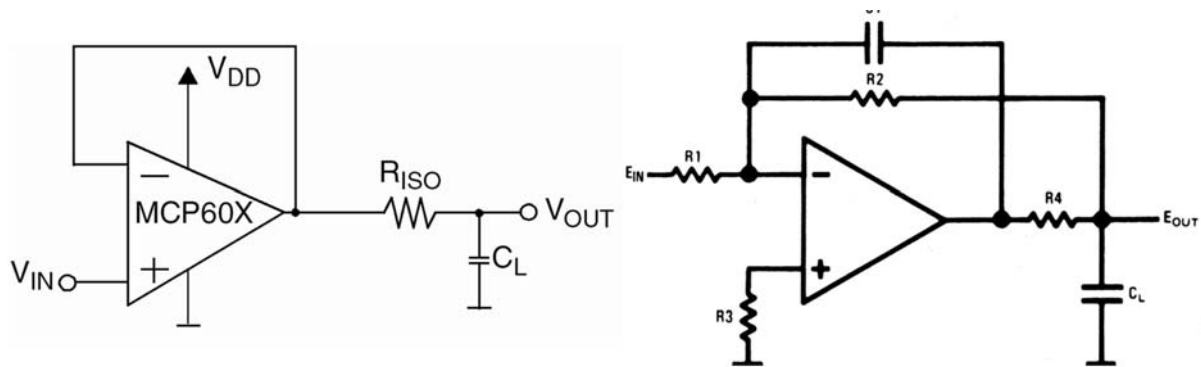


Abbildung 4.4.20 Maßnahmen zum Unterdrücken der Schwingneigung bei vorwiegend kapazitiver Last (nach: Microchip und National Semiconductor)

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 Kurve 2 in Abbildung 4.4.14 einen gemäß Kurve 1 machen.

Praxistip:

Die jeweiligen Datenblätter und Applikationshinweis beachten. Kapazitätswerte (der Kondensatoren in den Korrekturnetzwerken) 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 4.4.21),
- die 3dB-Bandbreite (Abbildung 4.4.22).

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 4.4.23).

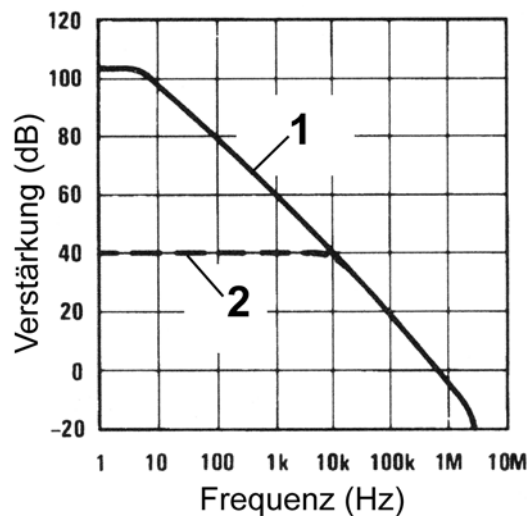


Abbildung 4.4.21 Ein typischer Frequenzgang (nach: National Semiconductor)

Erklärung:

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).

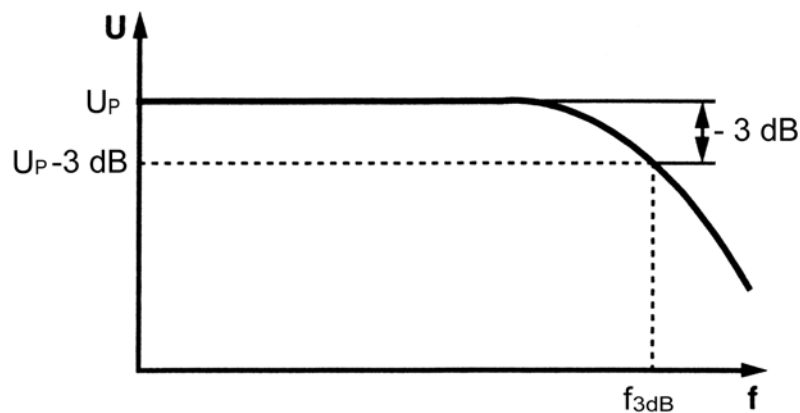


Abbildung 4.4.22 Die 3dB-Bandbreite

Erklärung:

Typische Bandbreitenangaben betreffen eine obere Grenzfrequenz, bei der die Ausgangsspannung bzw. Verstärkung um 3 dB gegenüber dem vollen Wert 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 $1/\sqrt{2} \cdot 1/\beta$.

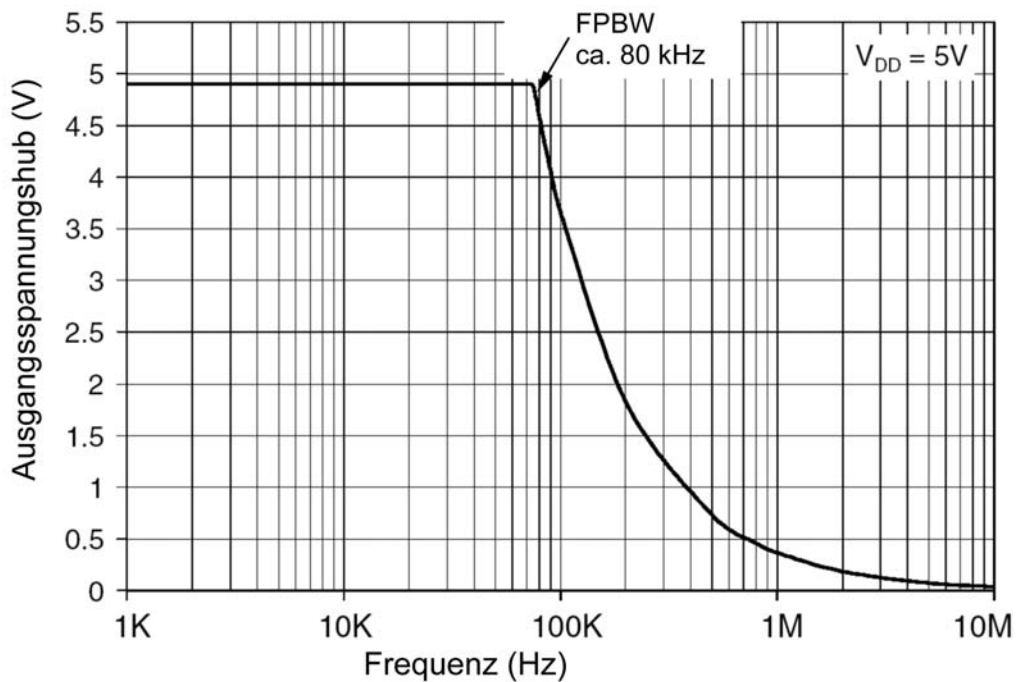


Abbildung 4.4.23 Der Ausgangsspannungshub in Abhängigkeit von der Signalfrequenz. Praxisbeispiel (nach: Microchip)

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 4.4.24), 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 4.4.23: Full Power Bandwidth = 80 kHz, Unity Gain Bandwidth = 2,8 MHz.

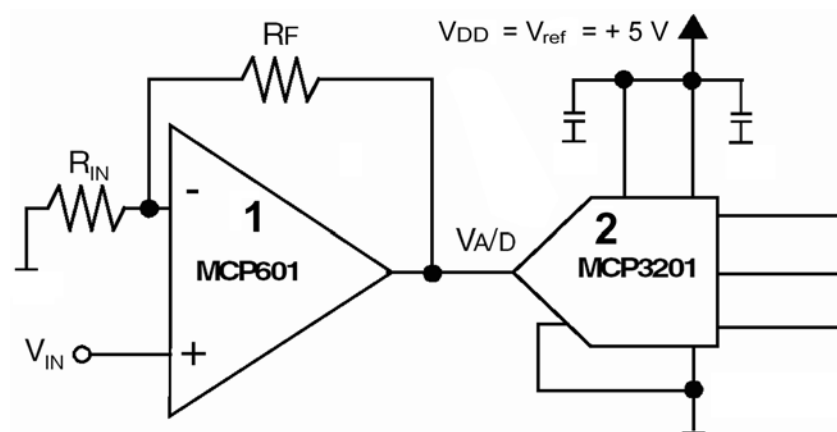


Abbildung 4.4.24 Ein Einsatzbeispiel - hier wird der volle Spannungshub am Ausgang benötigt (nach: Microchip)

Erklärung zu Abbildung 4.4.24:

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, bei der der Operationsverstärker in der Lage sein muß, das Ausgangssignal bis auf ca. 5 V zu treiben, um den Wertebereich des Wandlers voll auszunutzen.

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 obige 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 4.4.25 veranschaulicht den Zusammenhang.

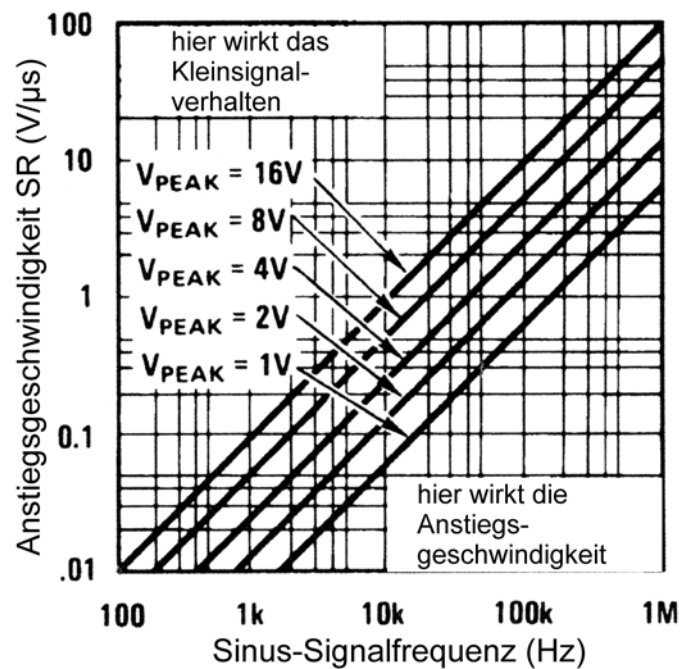


Abbildung 4.4.25 Kleinsignalverhalten und Anstiegsgeschwindigkeit (nach: National Semiconductor)

Kleinsignalverhalten und Ausgangsspannungshub

Das Kleinsignalverhalten eines „vernünftigen“ (= stabilen) Verstärkers mit einem Verstärkungsabfall von 20 dB/Dekade entspricht näherungsweise dem eines Tiefpasses 1. Ordnung. Abbildung 4.4.26 zeigt eine entsprechende Ersatzschaltung.

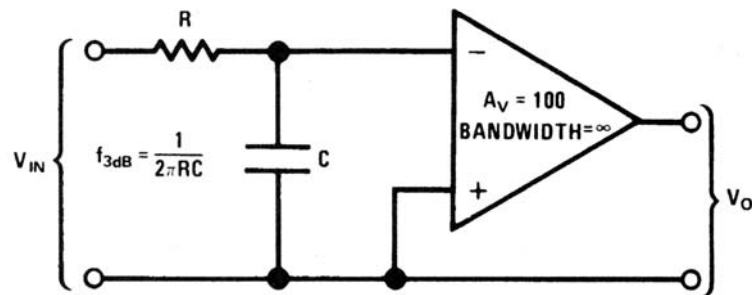


Abbildung 4.4.26 Der Operationsverstärker als Tiefpaß 1. Ordnung (Ersatzschaltung; nach: National Semiconductor)

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 4.4.27).

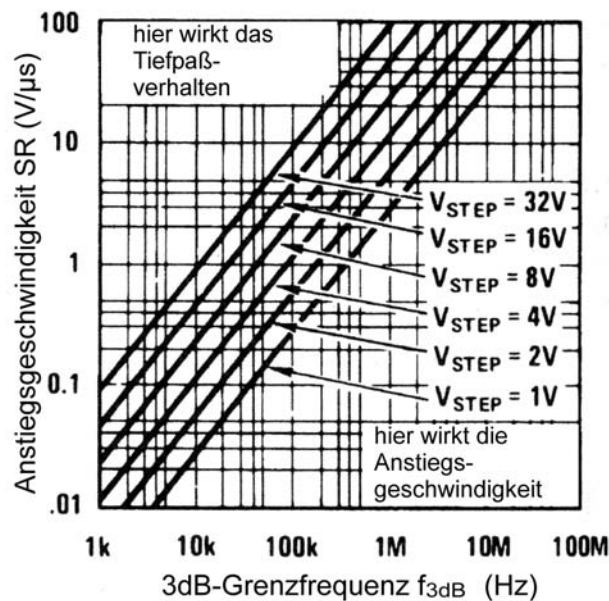


Abbildung 4.4.27 Tiefpaßverhalten und Anstiegsgeschwindigkeit (nach: National Semiconductor)

4.4.2 Zeitbereichskennwerte

Zeitbereichskennwerte beziehen sich auf Rechteckimpulse, mit denen der Operationsverstärker erregt wird (Abbildung 4.4.28).

Anstiegsgeschwindigkeit (Slew Rate SR)

Diese Angabe (in V/µs) kennzeichnet die Dauer der Ausgangsänderung bei einseitiger 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 4.4.18) - und zwar auch dann, wenn die eigentlichen Signale der Ausgangsspannungshub bei weitem nicht ausnutzen. Abhilfe: nachgeordnete Funktionen (z. B. eine Analog-Digital-Wandlung) entsprechend verzögert auslösen.

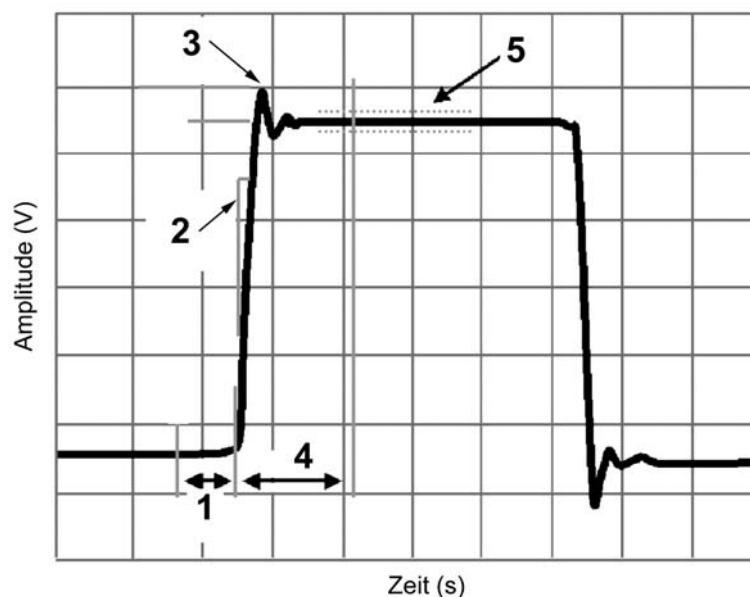


Abbildung 4.4.28 Zeitbereichskennwerte im Überblick (nach: Microchip)

Erklärung zu Abbildung 4.4.28:

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

4.5 Treiberverstärker (Buffer Amplifiers)

Leistungsverstärker

Leistungsverstärker sind in der Lage, ausgangsseitig sowohl stärkere Ströme als auch größere Spannungshübe zu liefern (Leistung = Strom · Spannung). Wir können folgende grundsätzliche Auslegungen unterscheiden:

- spezielle Verstärker für bestimmte Anwendungen (Audio, Video, Motorsteuerung usw.),
- Leistungs-Operationsverstärker. Für Ausgangsleistungen bis zu einigen hundert W. Differenzeingänge. Einsatz in Schaltungen mit Gegenkopplung (typische Anwendungsbeispiele: Servoverstärker und programmierbare Spannungsquellen).
- universelle Treiberverstärker (Puffer, Buffer Amplifiers). Ein Eingang. Verstärkung = 1. Wirken als Spannungsfolger bzw. Impedanzwandler. Entsprechende Schaltkreise sind durch große Bandbreite und hohe Treibfähigkeit gekennzeichnet. Einsatz: vor allem als Leitungstreiber.

Treiberverstärker

Bei hoher Bandbreite führt die direkte Gegenkopplung zu Stabilitätsproblemen. Deshalb wird die Verstärkung von 1 nicht mittels Gegenkopplung, sondern durch entsprechende interne Schaltungsauslegung erreicht (Open-loop-Verstärker). Anhand der Abbildungen 4.5.1 bis 4.5.13 wollen wir Schaltungstechnik, Kennwerte und Einsatzmöglichkeiten kurz vorstellen.

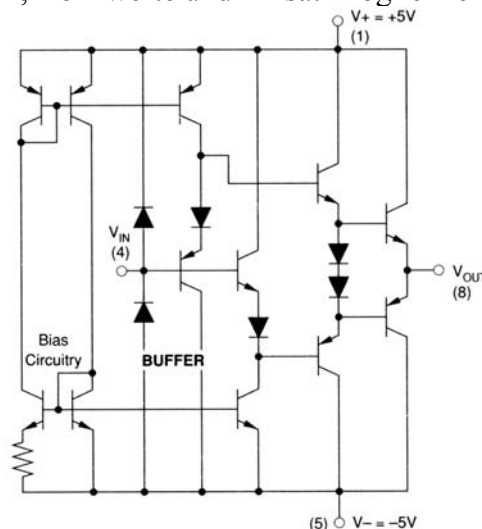


Abbildung 4.5.1 Ein Treiberverstärker von innen (nach: Burr-Brown)

Es handelt sich um einen dreistufigen „Geradeaus“-Verstärker, bestehend aus komplementären Emitterfolgern und einer symmetrischen Darlington-Ausgangsstufe. Die Verstärkung bei niedrigen Frequenzen ist (bedingt durch die Emitterfolger) geringfügig < 1 (Richtwerte: 0,94...0,99 V/V). Der Eingang verhält sich wie ein hochohmiger Widerstand, dem eine Kapazität von wenigen pF parallelgeschaltet ist (Abbildung 4.5.2). Beispiel: $2,5 \text{ M}\Omega \parallel 1 \text{ pF}$. Die Ausgangsimpedanz: einige Ohm parallel einige pF (Richtwerte: $3 \dots 6 \text{ }\Omega \parallel 3 \text{ pF}$). Richtwerte zur Treibfähigkeit: $\pm 20 \dots 100 \text{ mA}$ bei Spannungshüben bis $\pm 2 \dots 10 \text{ V}$ (Auslenkung nach beiden Seiten, also betragsmäßig 4...20 V).

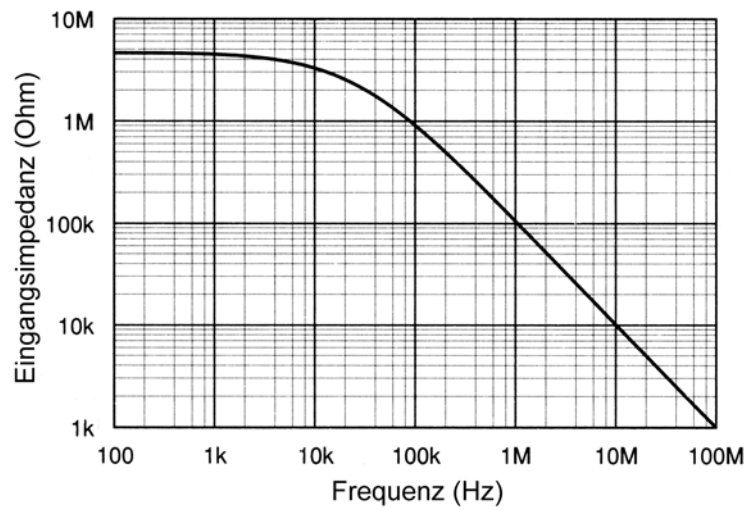


Abbildung 4.5.2 Die Eingangsimpedanz in Abhängigkeit von der Signalfrequenz (nach: Burr-Brown)

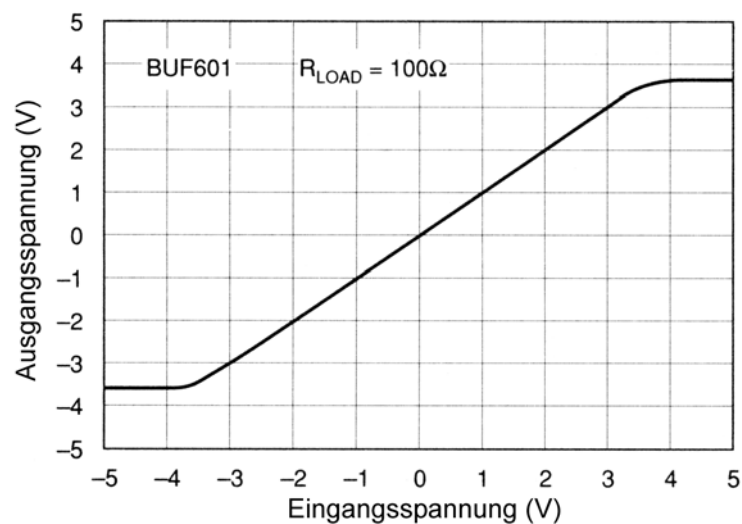


Abbildung 4.5.3 Die Übertragungskennlinie (nach: Burr-Brown)

Es ist ersichtlich, in welchem Bereich der Eingangsspannung die Übertragungskennlinie linear verläuft (Verstärkung = 1).

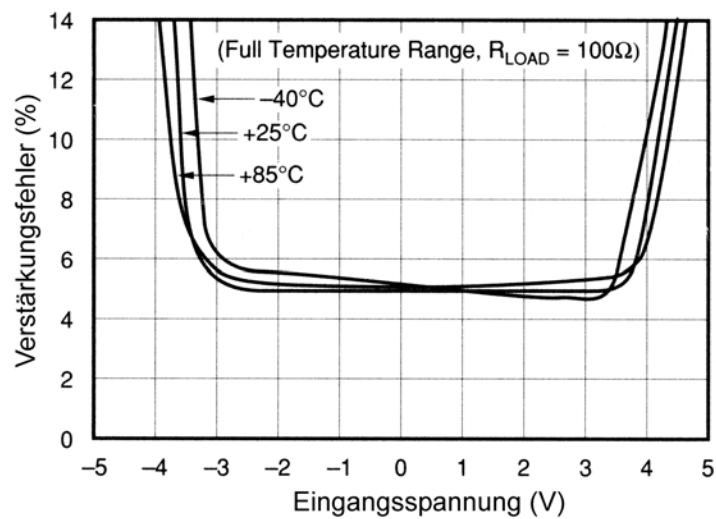


Abbildung 4.5.4 Der prozentuale Verstärkungsfehler in Abhängigkeit von der Eingangsspannung (nach: Burr-Brown)

Der Treiberverstärker ist praktisch ein Impedanzwandler in Einfachbauweise. Die Einfachheit hat gewisse Einschränkungen in Hinsicht auf die Genauigkeit zur Folge (Linearität nur in einem beschränkten Aussteuerungsbereich, Verstärkungsfehler von einigen %). Hinzu kommen Eingangsruhestrom und Offsetspannung (Abbildung 4.5.5). Abhilfe: durch Einbeziehen in den Gegenkopplungsweg eines Operationsverstärkers (s. weiter unten Abbildung 4.5.13).

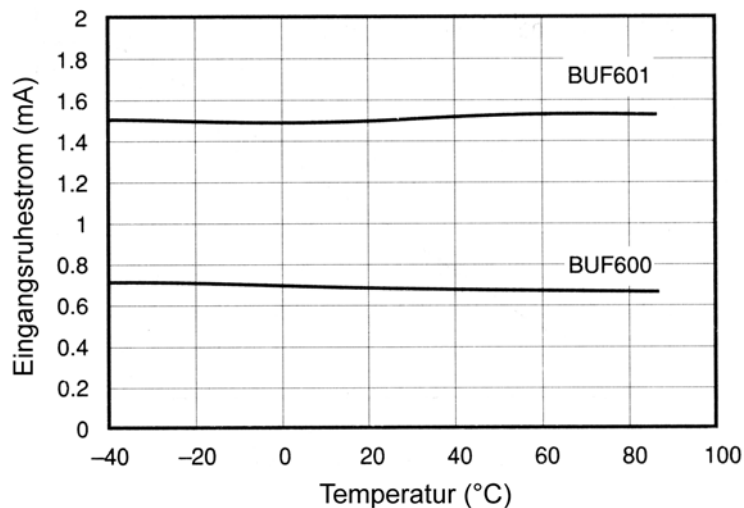


Abbildung 4.5.5 Der Eingangsruhestrom (Input Bias Current) in Abhängigkeit von der Temperatur (nach: Burr-Brown)

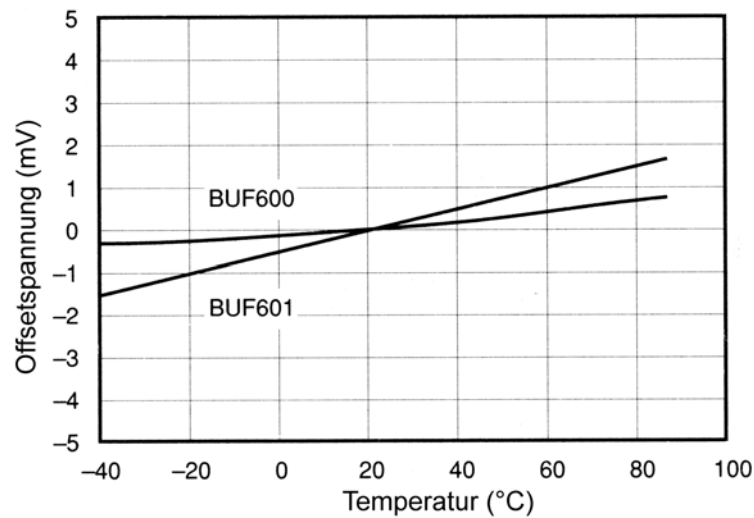


Abbildung 4.5.6 Die (normierte) Offsetspannung in Abhängigkeit von der Temperatur (nach: Burr-Brown)

Hinweis:

Die Offsetspannung hängt von der Speisespannung ab. Richtwerte (Beispiel): je nach Spannungsbereich zwischen - 72 bis - 54 dB (Rechenbeispiel: - 60 dB = 0,001 · Speisespannung). Wertebereich: typisch - 4 mV bis ± 30 mV (Maximalwerte).

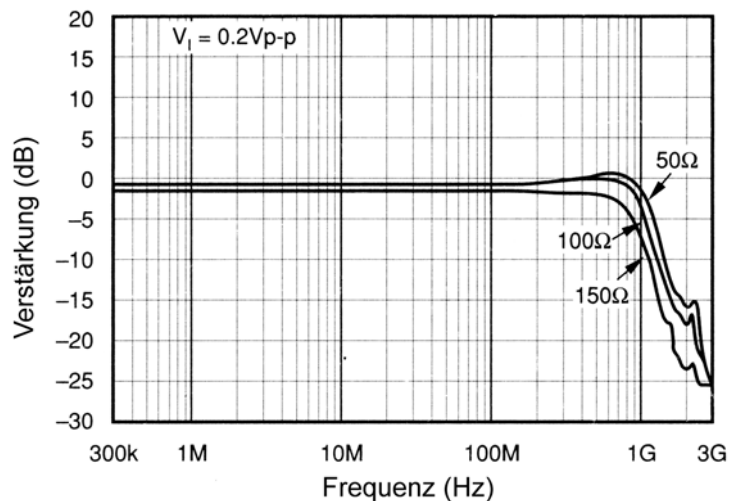


Abbildung 4.5.7 Der Amplitudengang bei verschiedenen Ausgangsbelastungen (nach: Burr-Brown)

Ein typisches Merkmal der hier vorgestellten Verstärker ist die extreme Bandbreite. Der dargestellte Frequenzgang ist offensichtlich vollkommen flach bis ca. 200 MHz. Die 3dB-Bandbreite liegt zwischen 320 MHz (bei Aussteuerung bis 5 V_{pp}) und 900 MHz (bei Aussteuerung bis 0,2 V_{pp}).

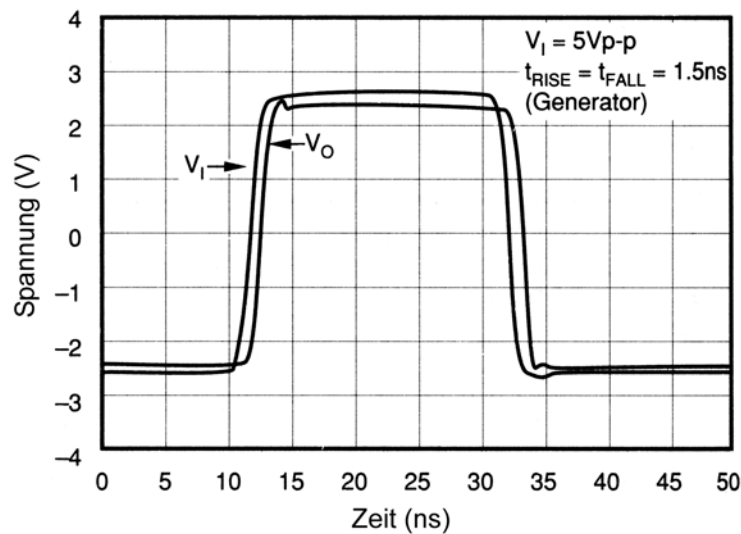


Abbildung 4.5.8 Ein Blick auf den Zeitbereich: die Großsignal-Impulsantwort (nach: Burr-Brown)

Die Anstiegsrate liegt bei $3600 \text{ V}/\mu\text{s}$. Demgemäß erfordert ein Spannungshub von 5 V etwa 1,4 ns. Das Überschwingen der Ausgangsspannung (V_O) ist erkennbar gering.

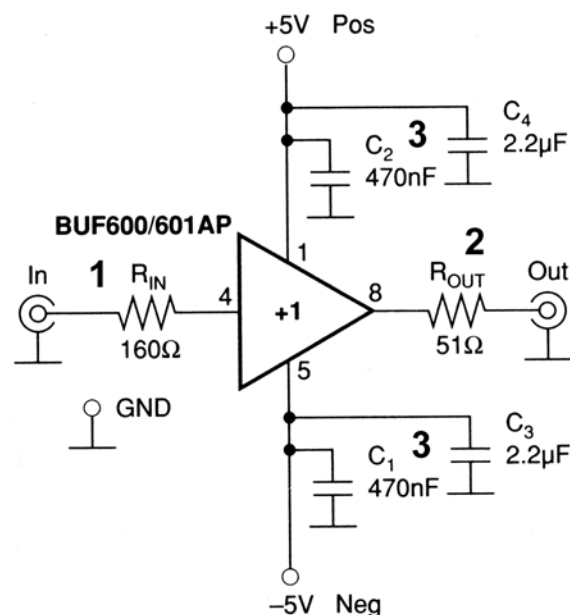


Abbildung 4.5.9 Eine Grundschaltung (nach: Burr-Brown)

Erklärung:

Der Verstärker wird vor allem als Kabeltreiber eingesetzt. Hier für ein Kabel mit 50Ω Wellenwiderstand. 1 - Eingangswiderstand (Strombegrenzung); 2 - Abschlußwiderstand; 3 - Stützkondensatoren. Abbildung 4.5.11 zeigt weitere Einzelheiten dieses Einsatzfalls.

Bauelemente mit derart extremen Anstiegsraten erfordern eine sorgfältige Auslegung der Leiterplatte: alles so kompakt wie möglich - induktivitätsarme Speisespannungszuführung -

Masseebene auf Bestückungsseite - *keine* Masseebene unter Anschlüssen mit hoher Impedanz (wegen der Streukapazität) - keine Fassungen - vorzugsweise SMD-Bauelemente usw. (Abbildung 4.5.10).

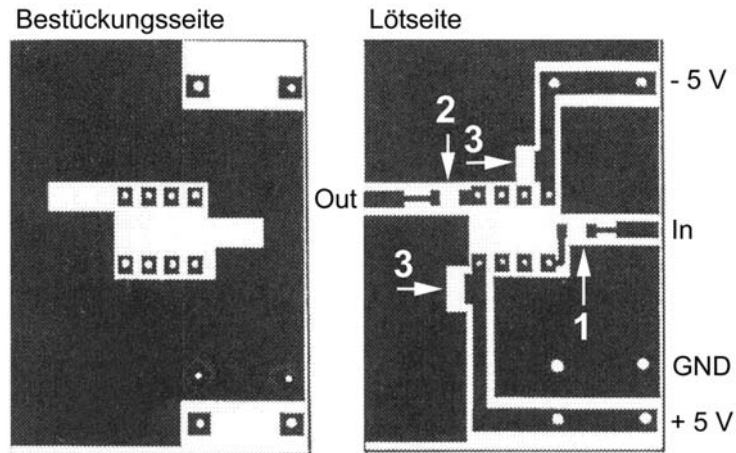


Abbildung 4.5.10 Die Leiterplatte für die Schaltung von Abbildung 4.5.9 (nach: Burr-Brown). 1...3: Lötflächen für SMD-Bauelemente. Bezugszeichen entsprechen Abbildung 4.5.9

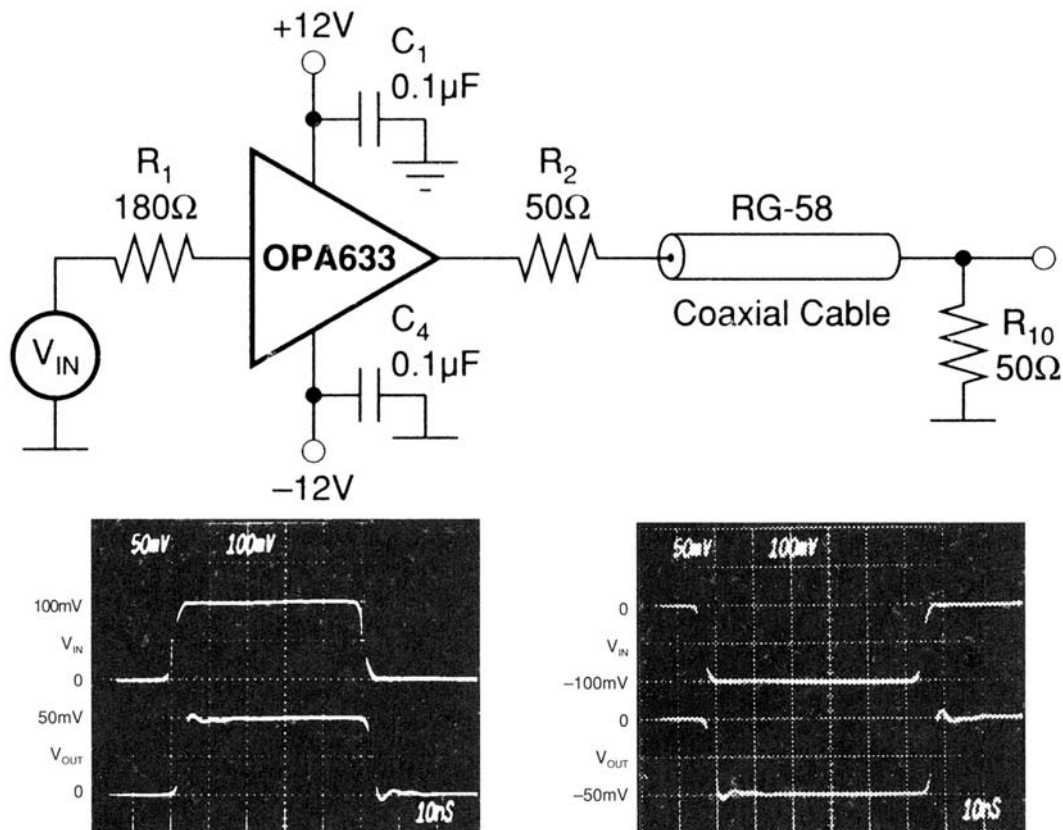


Abbildung 4.5.11 Kabeltreiber im Einsatz (nach: Burr-Brown)

Erklärung zu Abbildung 4.5.11:

Der Einsatzfall betrifft ein Koaxialkabel mit $50\ \Omega$ Wellenwiderstand (Meßtechnik, 10Base-2 Ethernet). Das Kabel ist beidseitig mit dem Wellenwiderstand abgeschlossen. Ein eingangseitiger Spannungshub von $\pm 100\ \text{mV}$ ruft am Kabel einen Hub von $\pm 50\ \text{mV}$ hervor (die Spannungsteilung durch die beiden Abschlußwiderstände ergibt eine resultierende Verstärkung von $-6\ \text{dB}$ (ohne Leitungsverluste)). Man beachte die extrem steilen Signalfanken und das vernachlässigbare Überschwingen.

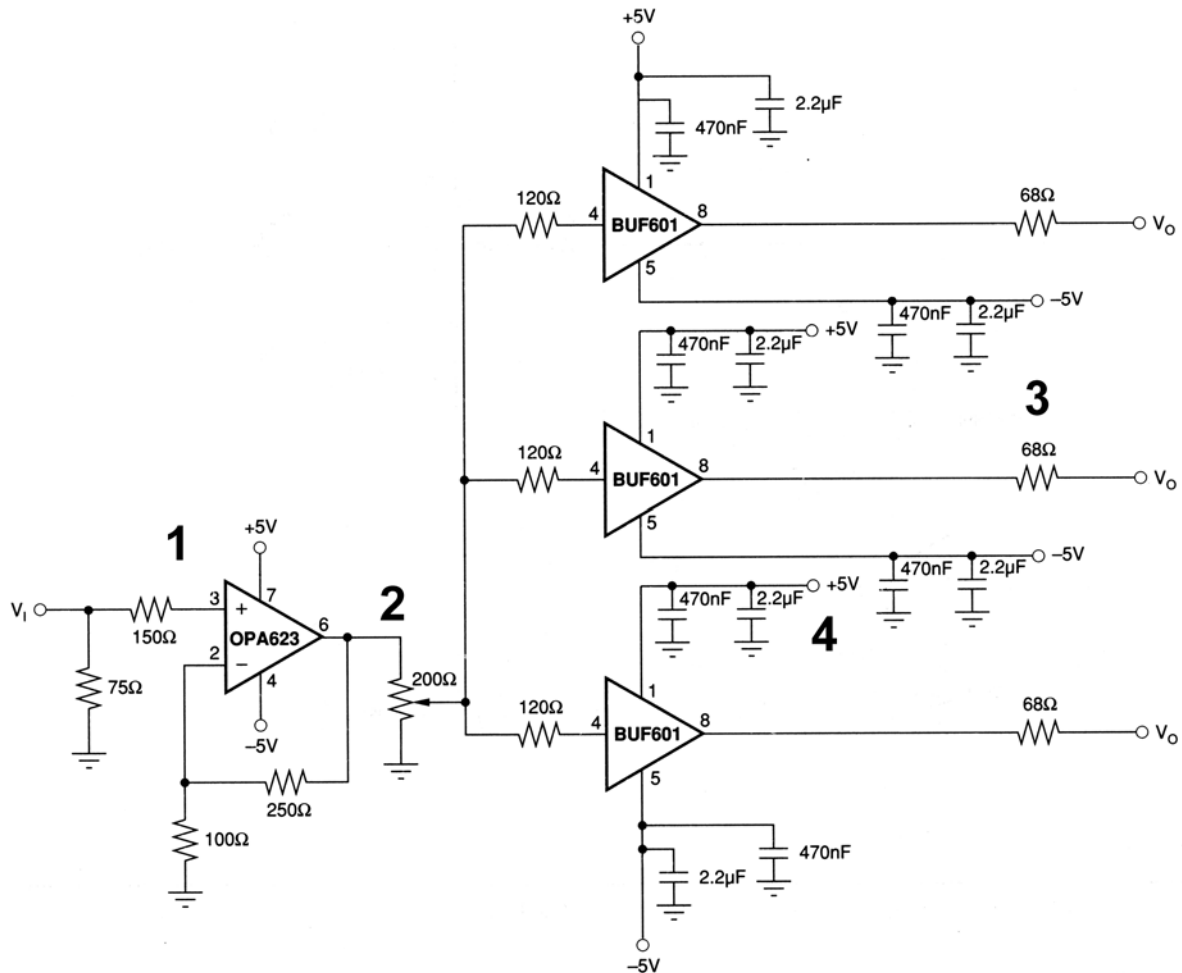


Abbildung 4.5.12 Videosignalverteilung (nach: Burr-Brown)

Erklärung:

1 - Vorverstärker (hier: $2,5\ \text{V/V}$); 2 - Pegelfeineinstellung; 3 - Abschlußwiderstände; 4 - Stützkondensatoren. Kabelmaterial: Koaxialkabel mit $75\ \Omega$ Wellenwiderstand.

Hinweis:

Das Kabel kann auch dem Treiberausgang direkt nachgeschaltet werden, sofern es am anderen Ende richtig (= mit dem Wellenwiderstand) abgeschlossen ist. Der Spannungshub auf dem Kabel entspricht dann dem am Treiberausgang (keine 2:1-Teilung).

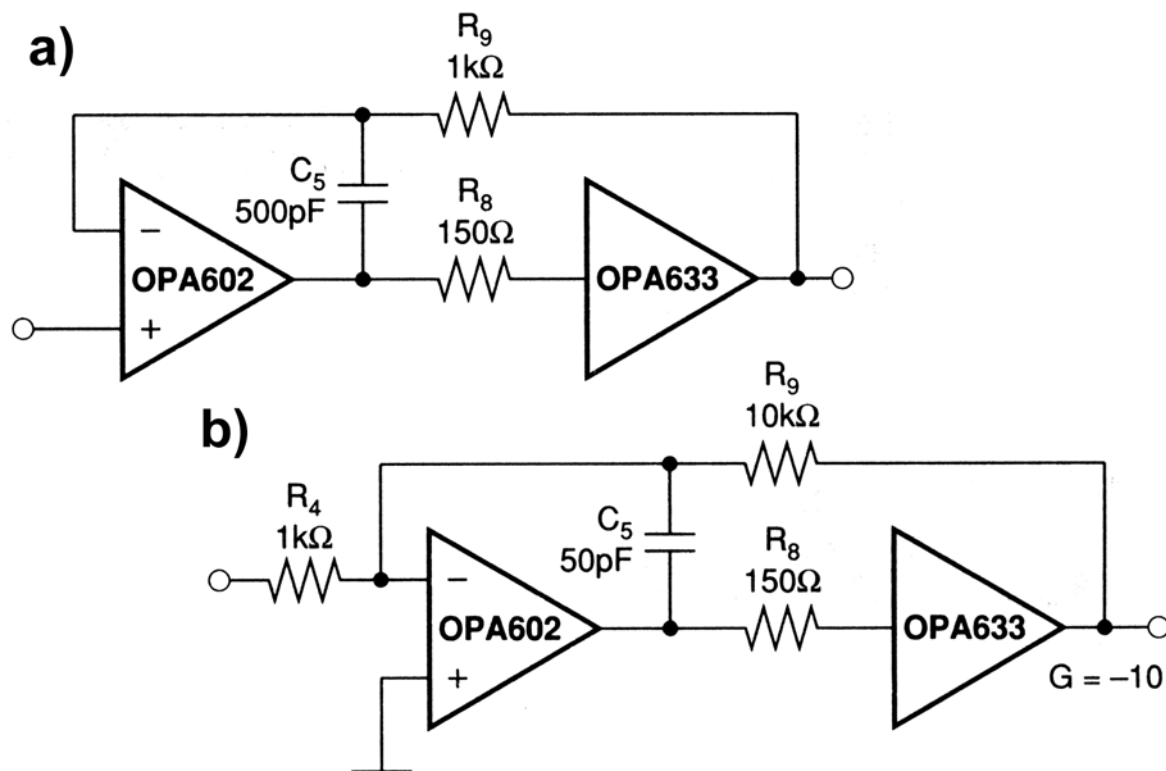


Abbildung 4.5.13 Puffer und Operationsverstärker im Verbund (nach: Burr-Brown)

Erklärung:

a) - Präzisionspuffer. Verstärkung = 1, hohe Eingangsimpedanz, Offsetspannung des Puffers wird auf nahe 0 kompensiert. b) - invertierender Verstärker mit Hochstromausgang. Der Puffer ist in den Gegenkopplungsweg des Operationsverstärkers eingeschleift. Der Operationsverstärker bringt die Präzision, der Puffer die Treibfähigkeit. Gleichspannungsfehler des Puffers machen sich kaum noch bemerkbar (Reduktion gemäß 1 : Open-loop-Verstärkung des Operationsverstärkers). Das betrifft auch den Temperaturgang und die Lastabhängigkeit.

Zur Stabilität:

Die Stabilitätsgrenze (ohne jede Phasenreserve) ist gegeben, wenn Open-loop-Verstärkung des Operationsverstärkers = Schleifenverstärkung der gesamten Anordnung. Der Puffer darf also keine übermäßige Phasenverschiebung einfügen. Datenblattbeispiel: typischerweise $> 10^\circ$ bis zu 70 MHz.