

Grundsaltungen mit Operationsverstärkern

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. In manchen Schaltungen kann man durchaus Bauelemente einsetzen, die an sich 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: $V^+ - 1V \dots V^- + 1,1V$. Also: Bei Single Rail Operation negativer Eingang wenigstens 1,1 V über Masse – es wird nichts, wenn man diesen Eingang mit einer niedrigeren Spannung ansteuert oder gar einfach an Masse anschließt.

Die Gegenkopplung

Ein Bauelement mit einer Verstärkung von nahezu ∞ ist für wirklich "lineare" Anwendungen an sich unbrauchbar, d. h. für Anwendungen, die erfordern, daß eine bestimmte Eingangsspannungsänderung möglichst exakt eine bestimmte Ausgangsspannungsänderung bewirkt (denn die kleinste Spannungsdifferenz am Eingang würde dazu führen, daß die Ausgangsspannung „gegen den Anschlag läuft“, also eine Aussteuerungsgrenze erreicht). Deshalb muß der Operationsverstärker durch Zusatzbeschaltung an den jeweiligen Anwendungsfall angepaßt werden. Diese Zusatzbeschaltung beruht meist auf dem Prinzip der Gegenkopplung. Gegenkopplung bedeutet, daß Rückführungen von der Ausgangs- auf die Eingangsseite geschaltet sind, die der Eingangsänderung entgegengerichtet (also abschwächend) wirken.

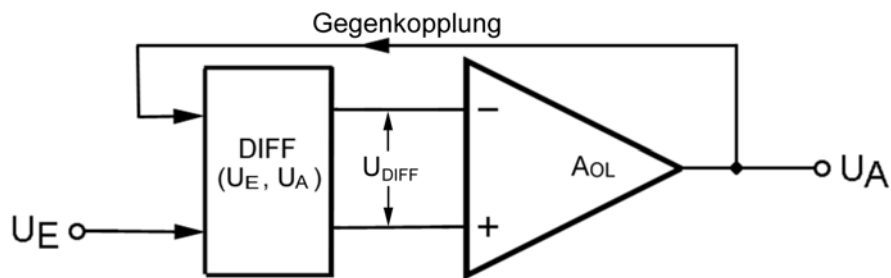


Abb. 1.1 Zum Prinzip der Gegenkopplung

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

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

Wir dividieren beide Seiten der Gleichung durch A_{OL} :

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

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

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

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.

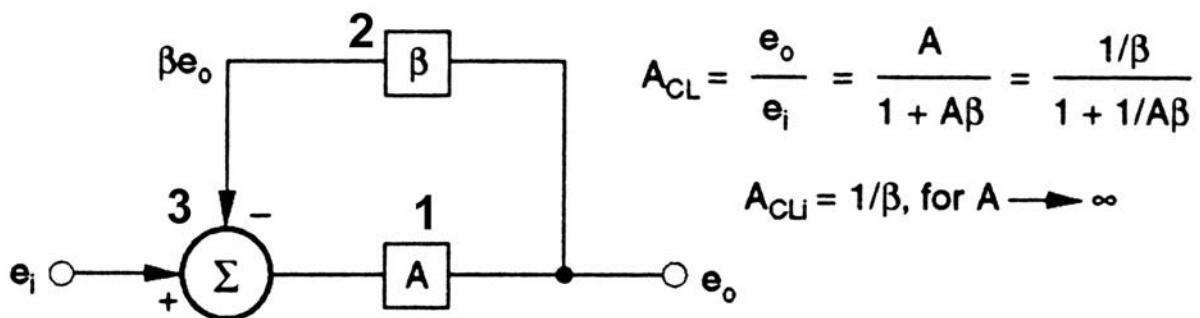


Abb. 1.2 Der gegengekoppelte Verstärker - eine klassische Darstellung (nach Black)

1 - Verstärker mit Verstärkungsfaktor (Open-loop Gain) A; 2 - Gegenkopplungsnetzwerk mit Gegenkopplungsfaktor β ; 3 - Subtraktionsnetzwerk (= die eingangsseitige

Differenzverstärkerstufe). Die Abbildung veranschaulicht einen nichtinvertierenden Verstärker. Am Subtraktionsnetzwerk 3 liegen an: (1) das Eingangssignal e_i , (2) das gemäß Gegenkopplungsfaktor β abgeschwächte Ausgangssignal e_o , also $\beta \cdot e_o$. Somit gilt:

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

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

Daraus ergibt sich die Schleifenverstärkung (Closed-loop Gain) $A_{CL} = e_o / e_i$ gemäß der Formel in der Abbildung:

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

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 $A_{CLi} = 1 / \beta$.

Der Impedanzwandler (Spannungsfolger)

Der Impedanzwandler bzw. Spannungsfolger verstärkt nicht; die Ausgangsspannung ist stets gleich der Eingangsspannung, nur ist die Ausgangsimpedanz um ein viel niedriger als die Eingangsimpedanz. Weil die Schaltung eine Spannungsverstärkung von 1 hat, heißt sie auch Unity Gain Amplifier.

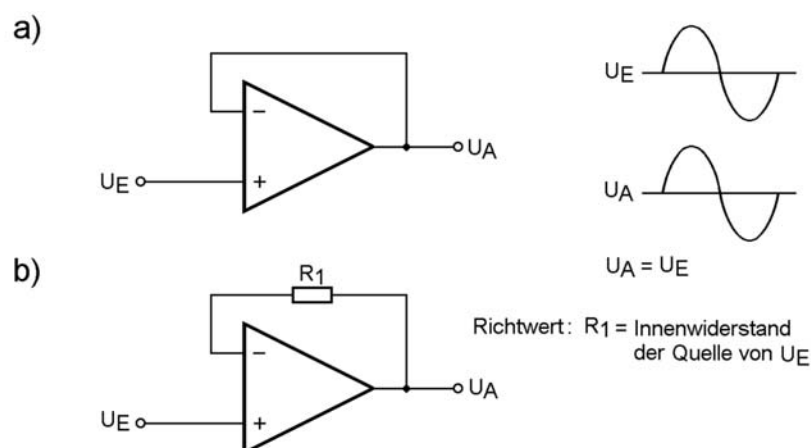


Abb. 1.3 Impedanzwandler (Spannungsfolger). a) einfachste Ausführung, b) verändert, um den Offsetfehler zu minimieren

Der invertierende Verstärker

Beim invertierenden Verstärker ist die Richtung der Ausgangsspannungsänderung jener der Eingangsspannungsänderung entgegengesetzt (gegenphasige Änderung). Der Eingangswiderstand ist näherungsweise gleich R_1 .

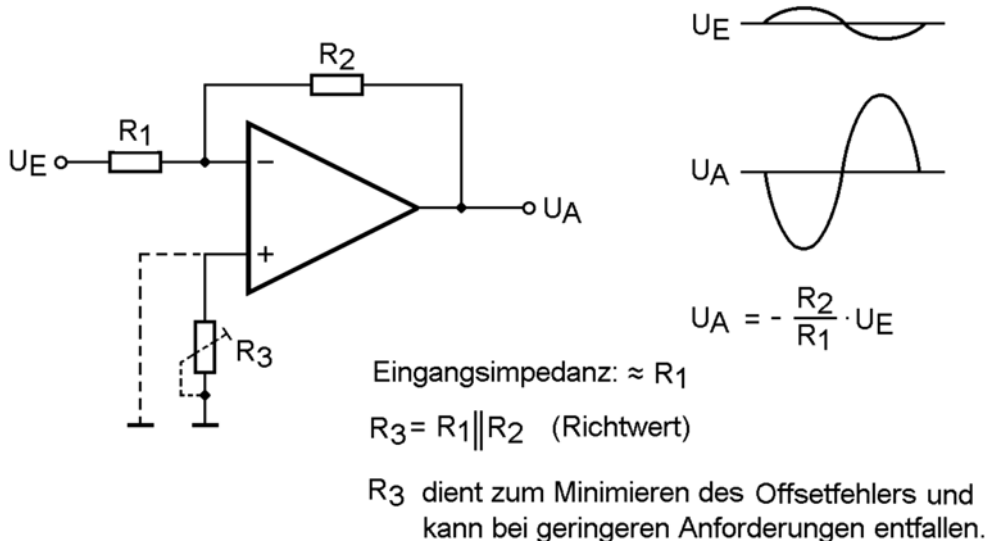


Abb. 1.4 Invertierender Verstärker

Der nichtinvertierende Verstärker

Der nichtinvertierende Verstärker 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.

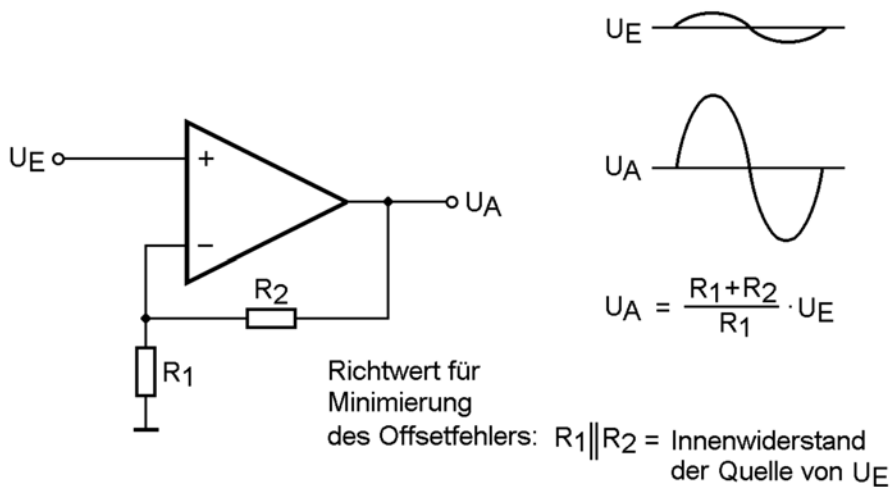


Abb. 1.5 Nichtinvertierender Verstärker

Der summierende Verstärker

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

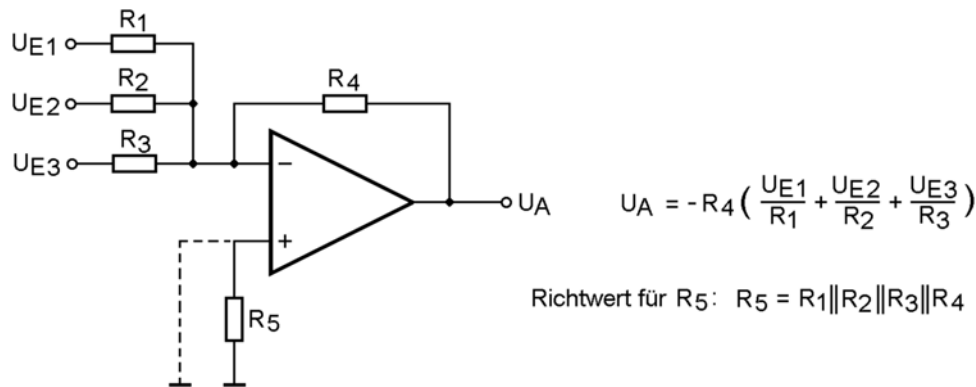


Abb. 1.6 Summierender Verstärker

Der subtrahierende Verstärker

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

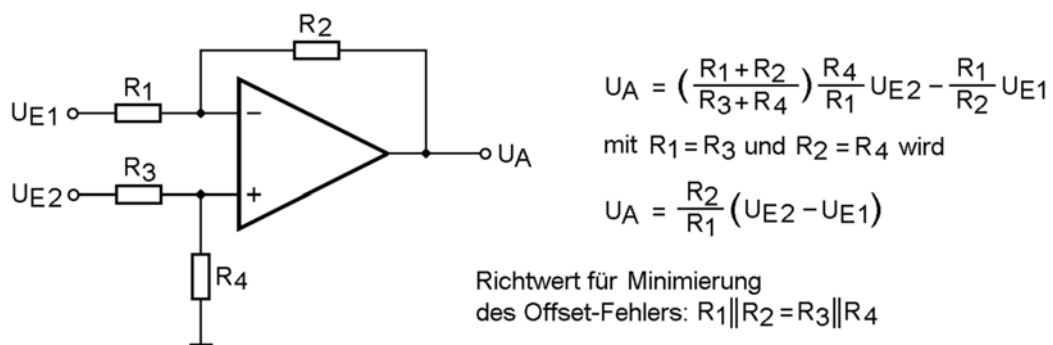


Abb. 1.7 Subtrahierender Verstärker

Der Strom-Spannungs-Wandler

Ein gegengekoppelter Operationsverstärker gibt eine Ausgangsspannung ab, die dem Eingangstrom entspricht.

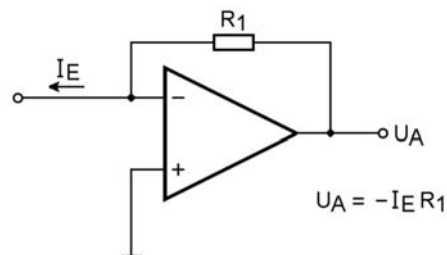


Abb. 1.8 Strom-Spannungs-Wandler (Transimpedanzverstärker)

Ansätze zur Dimensionierung der Rückkopplungsnetzwerke

Die Rückkopplungsnetzwerke zur Beschaltung der Operationsverstärker werden durch Widerstandsverhältnisse definiert.

$$\text{Invertierender Verstärker: } A = -\frac{R_2}{R_1}$$

$$\text{Nichtinvertierender Verstärker: } A = 1 + \frac{R_2}{R_1}$$

Welche Größenordnung der Widerstände wählen?

$\frac{30\text{k}\Omega}{10\text{k}\Omega}$, $\frac{3\text{M}\Omega}{1\text{M}\Omega}$, $\frac{3\Omega}{1\Omega}$ ergeben jeweils die gleiche Verstärkung.

R_1 = Eingangswiderstand; R_2 = Rückkopplungswiderstand.

Ansätze:

- möglichst niederohmig, damit genug Strom fließen kann, um die parasitären Kapazitäten umzuladen,
- so, daß sich für die vorgegebene Grenzfrequenz/Anstiegszeit eine hinreichend niedrige Zeitkonstante ergibt,
- so, daß sich eine bestimmte Größenordnung des Eingangswiderstands ergibt (beim invertierenden Verstärker ist $R_e = R_1$),
- so, daß die Grenzfrequenz des aus den Widerständen und parasitären Kapazitäten gebildeten Tiefpasses nicht zu niedrig ist,
- so, daß die Phasenverschiebung des aus den Widerständen und parasitären Kapazitäten gebildeten Tiefpasses nicht zu hoch ist,
- gemäß der Mindestbelastung, mit der die minimale Closed-Loop-Verstärkung gemessen wurde (Datenblattwert). Ggf. Belastung etwas höher. S. AD-Handbuch S. 44.

Ganz roh: den maximalen Ausgangsstrom (lt. Datenblatt) ausnutzen:

$$R_{\text{gesamt}} = \frac{\text{max. Ausgangsspannungshub}}{I_{\text{omax}} - \text{Eingangsstrom der nachgeschalteten Stufe}}$$

Etwas subtiler: es ist eine bestimmte 3dB-Grenzfrequenz f_g vorgegeben.

Hierfür ist eine Eigenanstiegszeit $t_r = \frac{0,35}{f_g}$ zu gewährleisten. Der Gesamtwiderstand $R = R_1$

+ R_2 bildet zusammen mit der parasitären Kapazität C (Last- und Streukapazität) ein RC-Glied (Tiefpaß) mit der Zeitkonstante $\tau = RC$. Bei einer Anstiegszeit von 4τ ergibt sich nahezu der volle Spannungshub.

$$\tau = \frac{t_r}{4}; \tau = RC; R = \frac{t_r}{4C} = \frac{0,35}{4Cf_g} = \frac{0,0875}{Cf_g}$$

Beispiel: $f_g = 100 \text{ kHz}$; $C = 20 \text{ pF}$.

$$R = \frac{0,0875}{20 \cdot 10^{-12} \frac{\text{As}}{\text{V}} \cdot 100 \cdot \frac{10^3}{\text{s}}} \approx 40 \text{ k}\Omega$$

Ansatz über die umzuladenden parasitären Kapazitäten:

$$Q = I \cdot t; C = \frac{Q}{U}; R = \frac{U}{I}; I = \frac{Q}{t} = \frac{C \cdot U}{t}; R = \frac{U}{\frac{C \cdot U}{t}} = \frac{t}{C}$$

Mit $t = \frac{t_r}{4}$ ergibt sich die obige Formel.

Dimensionierung des invertierenden Verstärkers:

$$|A| = \frac{R_2}{R_1} = \frac{R - R_1}{R_1}; AR_1 = R - R_1; R_1(A + 1) = R$$

$$R_1 = \frac{R}{A + 1}$$

Beispiel: $|A| = 2$; $R = 6 \text{ k}\Omega$.

$$R_1 = \frac{6 \text{ k}\Omega}{3} = 2 \text{ k}\Omega; R_2 = R - R_1 = 4 \text{ k}\Omega$$

Alternative: $R_1 =$ geforderter Eingangswiderstand R_e .

$$R_2 = |A| \cdot R_1$$

Dimensionierung des nichtinvertierenden Verstärkers:

$$A = 1 + \frac{R_2}{R_1}; A - 1 = \frac{R - R_1}{R_1}; (A - 1) \cdot R_1 = R - R_1; AR_1 = R$$

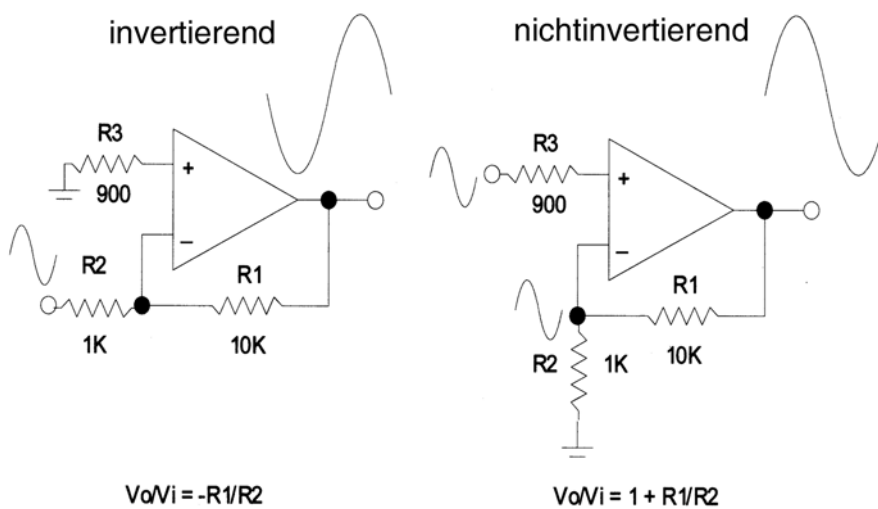
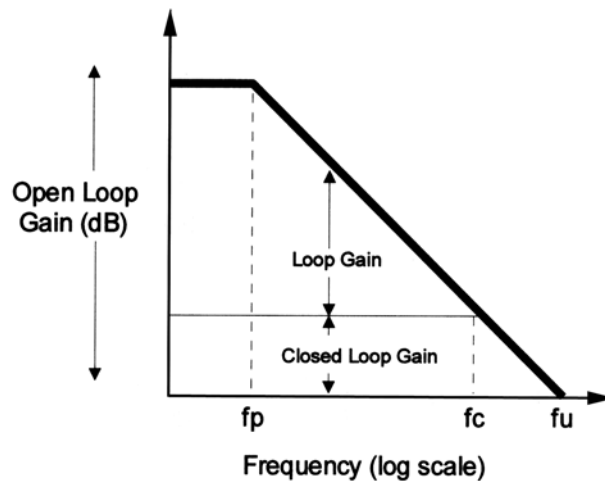
$$R_1 = \frac{R}{A}$$

Beispiel: $A = 3$; $R = 6 \text{ k}\Omega$.

$$R_1 = \frac{6 \text{ k}\Omega}{3} = 2 \text{ k}\Omega; R_2 = R - R_1 = 4 \text{ k}\Omega$$

Die Frequenzgangangaben der Operationsverstärker:

- f_p = Grenzfrequenz bei vollem Ausgangsspannungshub (Full-Power Bandwidth),
- $f_c = f_{3\text{dB}}$ = Grenzfrequenz bei $0,707 \cdot \text{max.}$ Ausgangsspannungshub,
- f_u = Grenzfrequenz bei Verstärkung 1 (Unity Gain; Verstärkungs-Bandbreiten-Produkt).



R_1 = Eingangswiderstand, R_2 = Rückkopplungswiderstand. Das Verhältnis $\frac{R_2}{R_1}$ bestimmt die Schleifenverstärkung A_{CL} .

$$f_{3dB} = \frac{f_u}{|A_{CL}|}$$

$$3dB - \text{Grenzfrequenz} = \frac{\text{Verstärkung} - \text{Bandbreiten} - \text{Produkt}}{\text{Schleifenverstärkung}}$$

Eine Erhöhung der Schleifenverstärkung hat eine Verringerung der Grenzfrequenz zur Folge und umgekehrt.

Eigenanstiegszeit und 3-dB-Grenzfrequenz:

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

Grenzfrequenz und Amplitudenfehler

Das Verhältnis von Ausgangsspannung zur Eingangsspannung (Verstärkung) V :

$$\frac{U_2}{U_1} = V = \frac{f_{3dB}}{\sqrt{f^2 + f_{3dB}^2}}$$

$V < 1$ (Abschwächung).

$$V = 1 - \frac{\text{Amplitudenfehler [\%]}}{100}$$

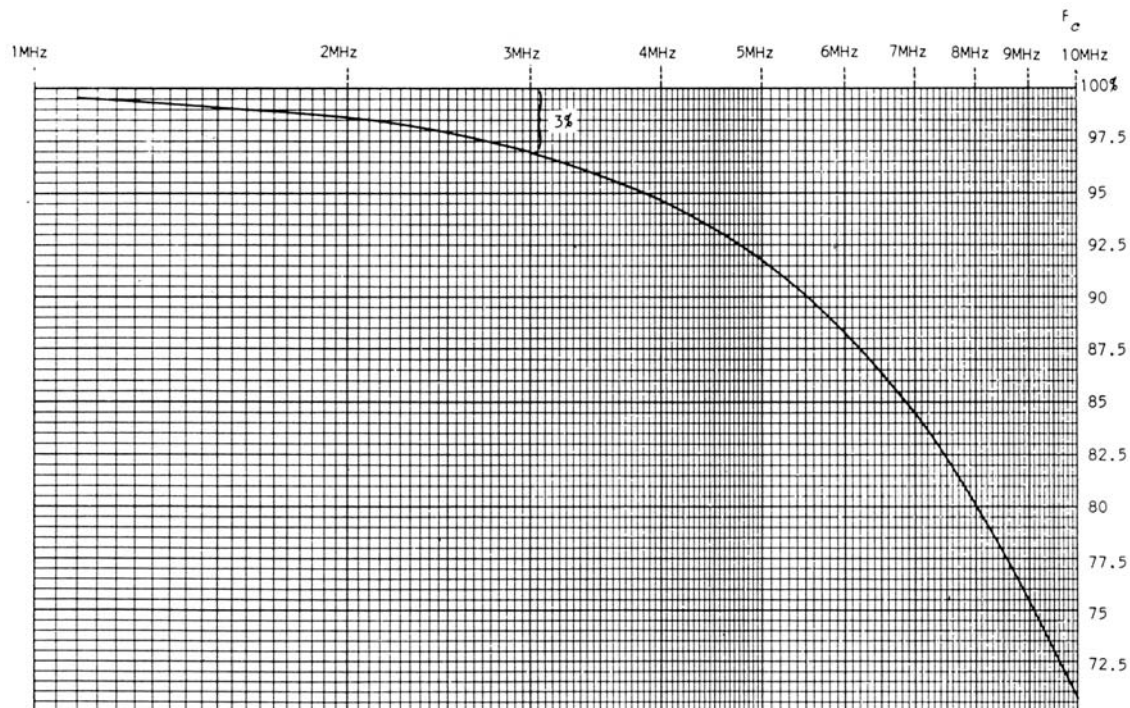
1. Problem: Welche 3dB-Grenzfrequenz muß der Verstärker mindestens aufweisen, damit bei einer bestimmten Signalfrequenz f der Amplitudenfehler einen bestimmten Prozentwert nicht übersteigt?

$$f_{3dB} = \frac{V \cdot f}{\sqrt{1 - V^2}}$$

2. Problem: Wie hoch darf die Signalfrequenz f höchstens sein, wenn bei gegebener 3dB-Grenzfrequenz ein bestimmter Amplitudenfehler nicht überschritten werden soll?

$$f = \frac{f_{3dB} \sqrt{1 - V^2}}{V}$$

maximale Signalfrequenz	Amplitudenfehler
f_{3dB}	29%
$0,5 f_{3dB}$	10%
$0,14 f_{3dB}$	1%
$0,014 f_{3dB}$	0,01%



Graphische Darstellung des Amplitudenfehlers. 3dB-Grenzfrequenz = 10 MHz.

Wechselspannungskennwerte

Die Wechselspannungskennwerte (AC Specifications) geben Auskunft darüber, wie sich der Operationverstärker 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).

Das Bode-Diagramm

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

- Die Ausgangsamplitude nimmt mit wachsender Signalfrequenz ab (Amplitudengang).
- Die Phasenverschiebung zwischen Ein- und Ausgangssignal nimmt mit wachsender Frequenz zu (Phasengang).

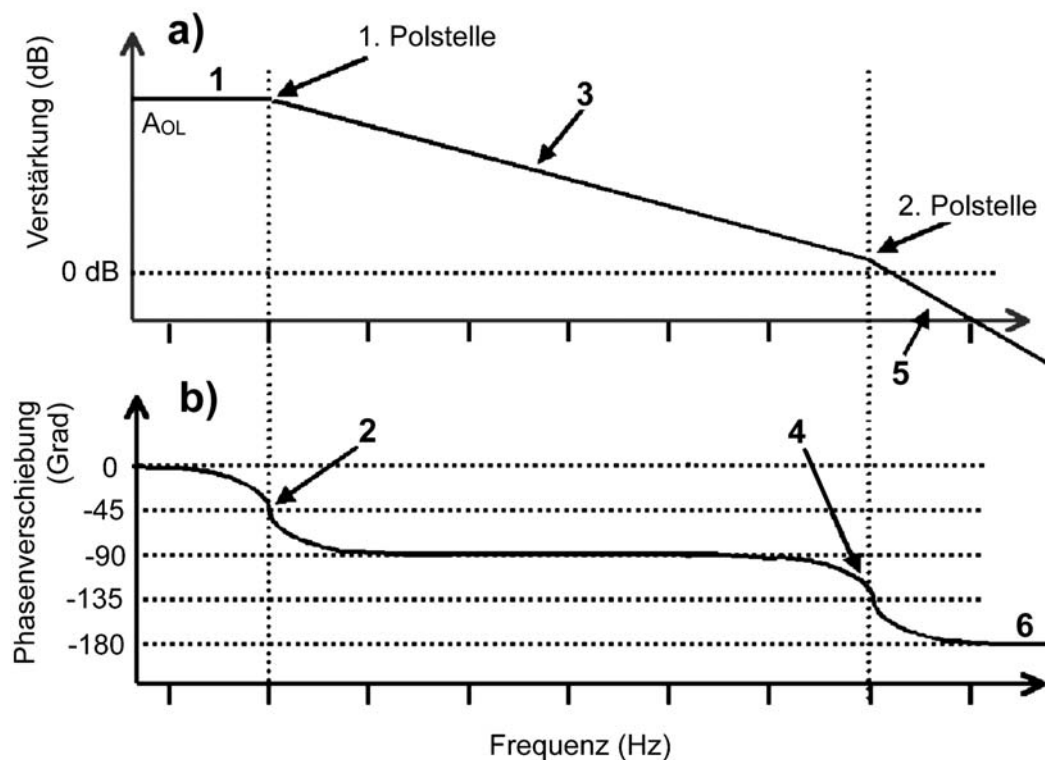


Abb. 1.9 Beispiel eines Bode-Diagramms (nach: Microchip)

- 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.

1. und 2. Polstelle:

Betrifft die Ortskurve in der komplexen Ebene (soll hier nicht näher ausgeführt werden).

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):

$$\text{GBWP} = \text{Open-Loop-Verstärkung} \cdot \text{Signalfrequenz} = \text{Signalfrequenz bei Verstärkung 1 (0 dB)}$$

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. 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.

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 -35° bereits als kritisch zu betrachten. Deshalb:

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

Unity Gain Stability

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

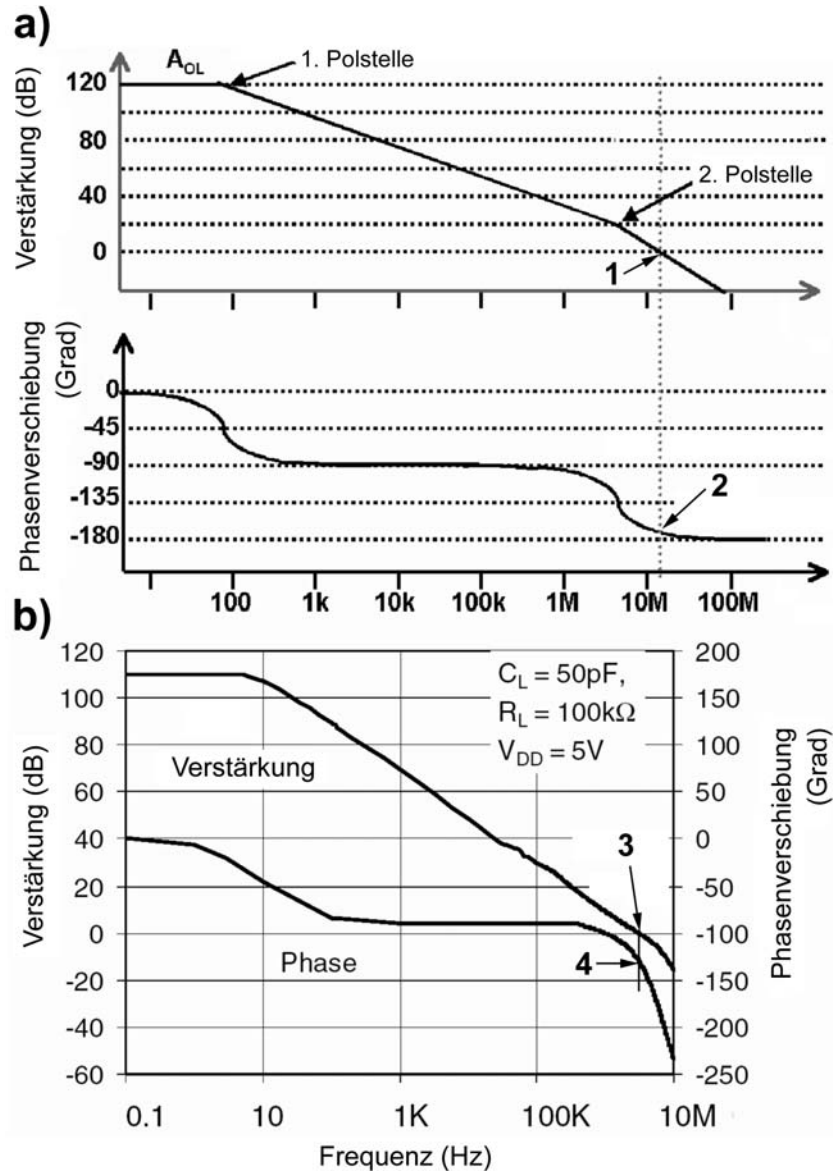


Abb. 1.10 Bode-Diagramme im Vergleich (nach: Microchip)

- a) 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).
- b) 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).

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,
- die 3dB-Bandbreite.

Die 3dB-Bandbreite

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 $1/\sqrt{2} \cdot 1/\beta$.

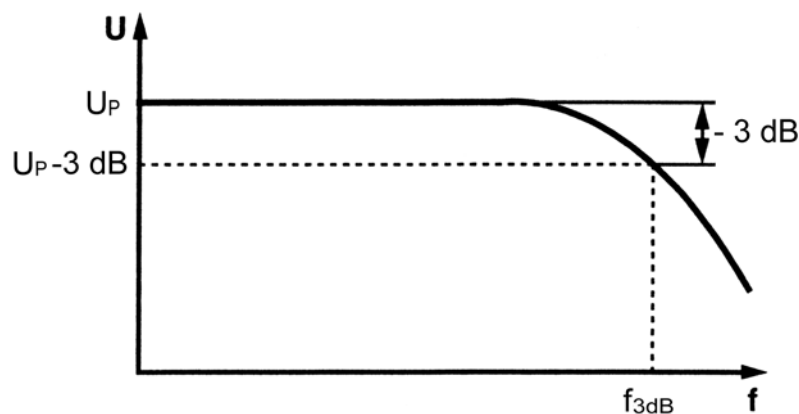


Abb. 1.11 Die 3dB-Bandbreite

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.

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.

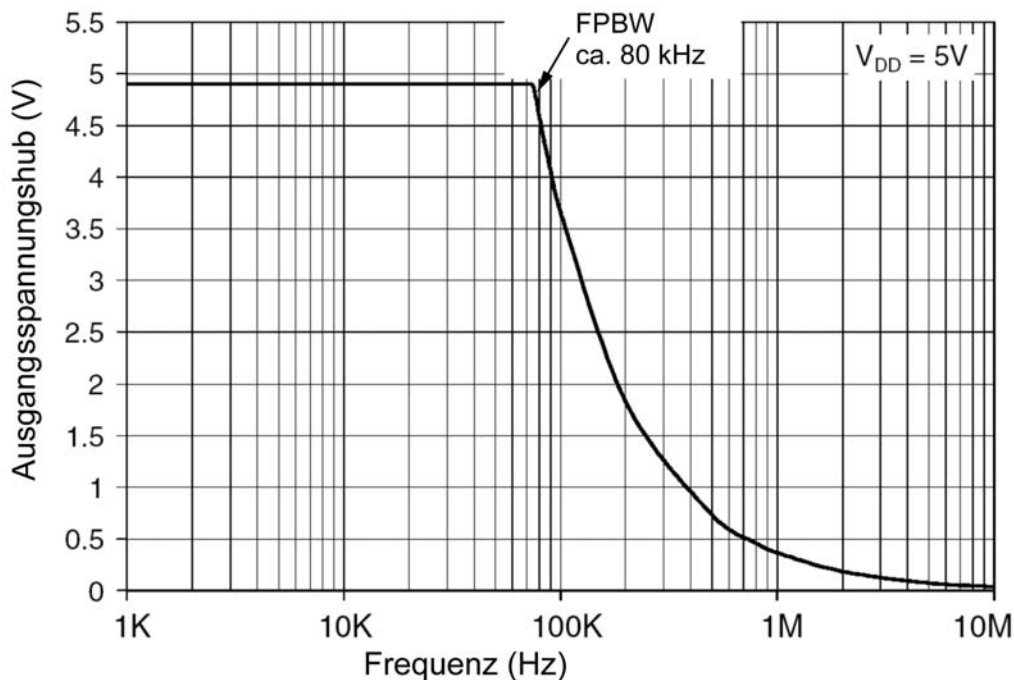


Abb. 1.12 Der Ausgangsspannungshub in Abhängigkeit von der Signalfrequenz. Praxisbeispiel (nach: Microchip)

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, 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 1.12: Full Power Bandwidth = 80 kHz, Unity Gain Bandwidth = 2,8 MHz.

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)

Zeitbereichskennwerte

Zeitbereichskennwerte beziehen sich auf Rechteckimpulse, mit denen der Operationsverstärker erregt wird.

Anstiegsgeschwindigkeit (Slew Rate SR)

Diese Angabe (in $V/\mu s$) kennzeichnet die Dauer der Ausgangsänderung bei eingangsseitiger 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 $\text{soundsoviel} \%$ 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.

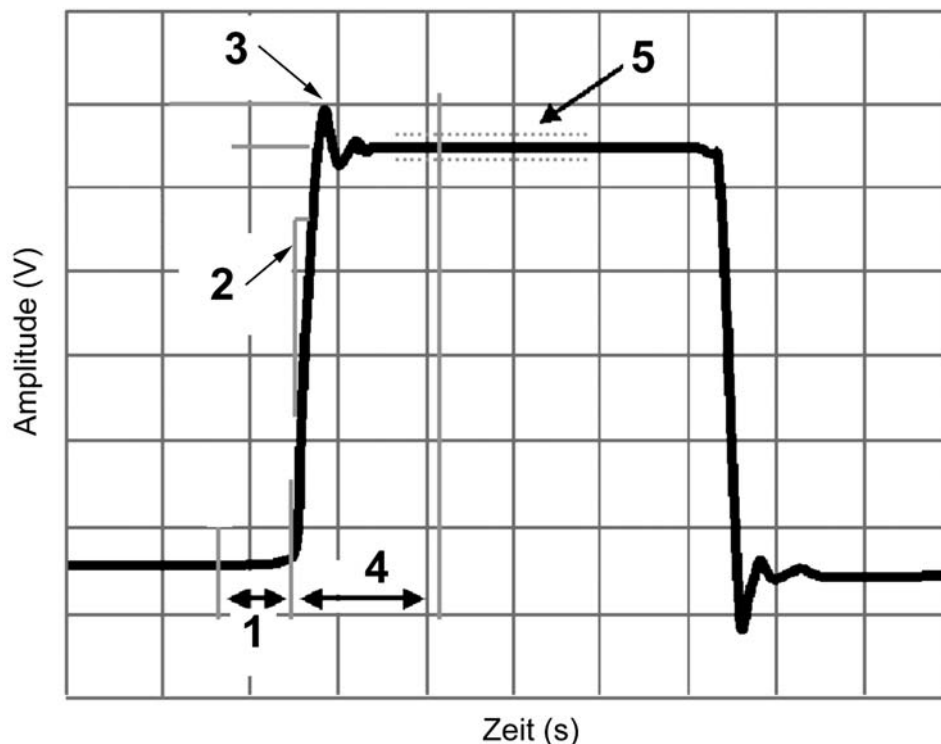


Abb. 1.13 Zeitbereichskennwerte im Überblick (nach: Microchip)

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