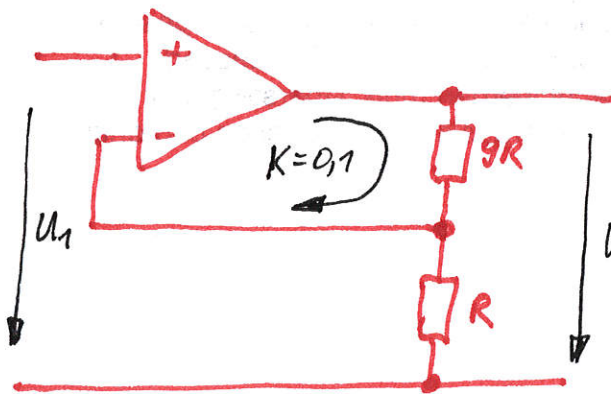


Der Kondensator C1 bildet zusammen mit dem hohen Ausgangswiderstand des Transistors T_4 eine frequenzabhängige Gegenkopplung, welche die Verstärkung bei höheren Frequenzen verringert und dadurch ein unerwünschtes Schwingen verhindert.

Der positive Ausgangsstrom ist auf ungefähr 20 mA begrenzt. Wird er überschritten, dann fallen an R_9 , mehr als 0,5 V ab, T_{15} beginnt zu leiten und verbraucht den für T_{14} vorgesehenen Basisstrom. Ist der negative Ausgangsstrom zu groß, dann fließt er über T_{20} , dessen Basisstrom über T_{17} und den Widerstand R_{12} aufgebracht werden muß. Übersteigt der Spannungsabfall an R_{12} die 0,5 V-Grenze, so beginnt der Transistor T_{22} zu leiten und entzieht dem Transistor T_{16} den Basisstrom.

FESTLEGUNG DER BETRIEBSWEISE DURCH DIE ART DER GEGENKOPPLUNG



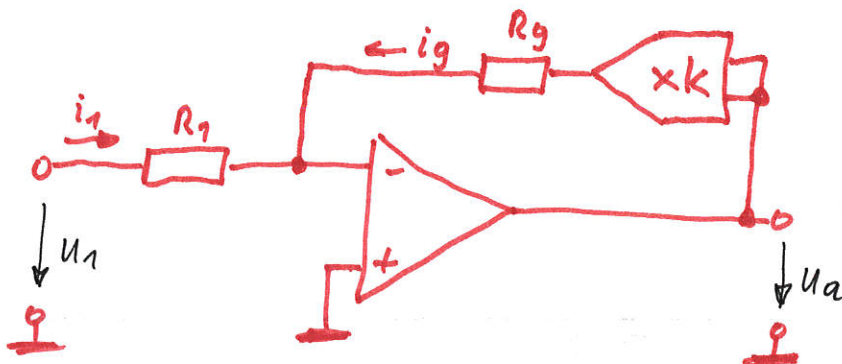
$K = \text{RÜCKKOPPLUNGSFAKTOR}$

$$U_a = \frac{U_1}{K}$$

DIE VERSTÄRKUNG IN VORWÄRTSRICHTUNG IST IMMER DIE UMKEHRUNG DER VERSTÄRKUNG IN DER RÜCKFÜHRUNG.
MIT EINANDER SIND SO VERBUNDEN:

DIVIDIEREN - MULTIPLIZIEREN
RADIZIEREN - QUADRIEREN
INTEGRIEREN - DIFFERENZIEREN
LOGARITHMIEREN - POTENZIEREN

BEISPIEL: WILL MAN RADIZIEREN, SO MUSS EIN QUADRIERER (GLEICHBESCHALTETER MULTIPLIZIERER) IN DEN RÜCKFÜHRUNGSZWEIG



6.6 Stabilitätsbetrachtung

Die Rückkopplung eines Operationsverstärkers führt bei falscher Dimensionierung zur *Selbsterregung* und damit zu unerwünschten Schwingungen.

Operationsverstärker werden stets mit einer *Rückkopplung* vom Ausgang auf den invertierenden Eingang betrieben. Der Signalfluß vom invertierenden Eingang zum Ausgang entspricht 180° Phasendrehung. Eine ohmsche Beschaltung verursacht keine zusätzliche Phasendrehung, und es entsteht eine ideale Gegenkopplung.

Mit zunehmender Arbeitsfrequenz erzeugt der Operationsverstärker selbst eine *zusätzliche Phasendrehung*; denn seine Verstärkerstufen bestehen aus Transistoren mit endlicher Grenzfrequenz sowie Widerständen und Kondensatoren im Arbeitskreis.

Erreicht diese zusätzliche Phasendrehung 180° , dann wirkt das zurückgekoppelte Signal nicht gegen das Eingangssignal, sondern mit ihm und verstärkt seine Wirkung. Aus der Gegenkopplung ist eine Mitkopplung geworden.

Jede Störung, beispielsweise Rauschen, erscheint wieder verstärkt am Eingang und durchläuft den Verstärker erneut solange, bis der Verstärker die Aussteuergrenze erreicht, d.h. Regelkreis *schwingt*.

Im regelungstechnischen Sinn ist der Operationsverstärker eine Reihenschaltung mehrerer Tiefpässe, die mit zunehmender Frequenz die Verstärkung verringern und durch die Signallaufzeit eine Phasenverschiebung zwischen dem Eingangs- und dem Ausgangssignal verursachen.

Bild 8-15a zeigt die drei Verstärkerstufen als in Reihe geschaltete Tiefpässe. Diese verstärkenden Tiefpässe verursachen die in Bild 8-15 b dargestellte frequenzabhängige Verstärkung und die zugehörige Phasenverschiebung (Bild 8-15 c)

Die Gesamtverstärkung entsteht aus dem Produkt der Einzelverstärkungen, deren logarithmisches Maß (in dB) man leicht zur Gesamtverstärkung addieren kann. Die Phasenverschiebung der einzelnen Stufen läßt sich direkt addieren und als Gesamtverschiebung darstellen.

Beide Kurven ergeben das Bode-Diagramm eines Operationsverstärkers.

In Abschn. 10 wird gezeigt, daß ein Regelkreis nur dann stabil ist, wenn bei 360° Phasendrehung die Verstärkung $v < 1$ ist. Diese Voraussetzung muß bei der Beschaltung immer erfüllt sein.

Die einfachste Lösung besteht aus einem Regelkreis mit möglichst wenig Verzögerungsgliedern wovon eines eine niedrige Grenzfrequenz, die übrigen eine hohe Grenzfrequenz haben. Durch eine zusätzliche Beschaltung wird die Frequenz der ersten vorhandenen Polstelle (des Tiefpasses mit der niedrigsten Grenzfrequenz) des Operationsverstärkers soweit verringert, daß die Verstärkung im ganzen Regelkreis auf eins abgesunken ist, bevor die Phasendrehung der nächsten Polstelle weitere 90° verursacht.

Die gestrichelten Linien in Bild 8-15a, 8-15b und 8-15c zeigen die neue frequenzabhängige Verstärkung und Phasendrehung.

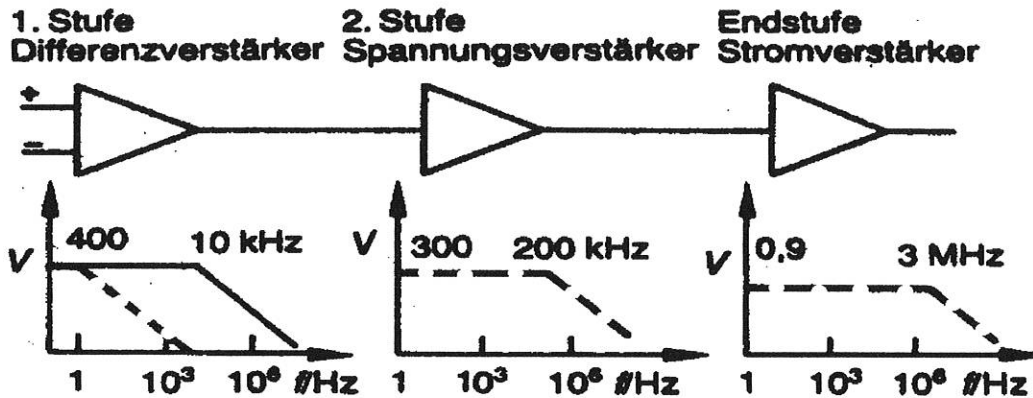
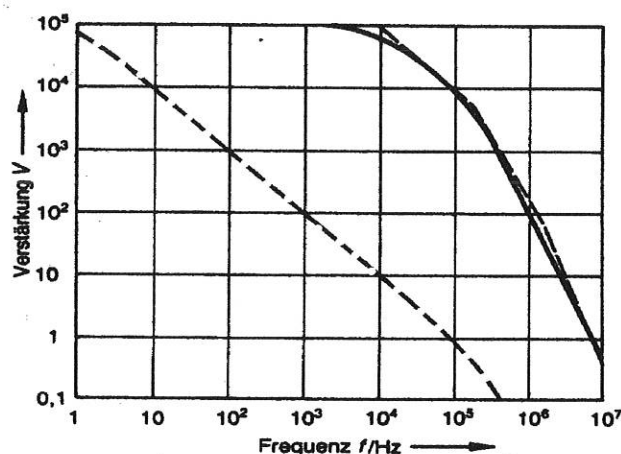
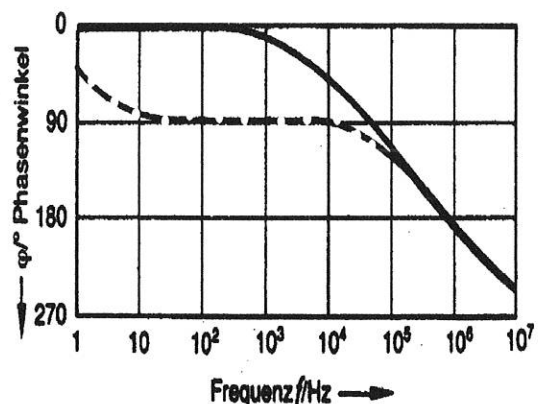
a) Stufen des Operationsverstärkers und ihr Frequenzgang

b) Frequenzgang

c) Phasengang


Bild 8-15. Bode-Diagramm eines Operationsverstärkers ohne Beeinflussung der Stufen.

Die Verstärkung im Regelkreis hängt vom Frequenzgang des Operationsverstärkers und der rückführenden Beschaltung ab.

Ist die Verstärkung der ganzen Schaltung $v > 1$, dann wird nur der Teil $k = 1/v$ der Ausgangsspannung auf den Eingang zurückgeführt, die Kreisverstärkung wird mit dem Rückkopplungsfaktor k ($k < 1$) multipliziert und der Operationsverstärker darf bei gleicher Phasendrehung eine entsprechend höhere Verstärkung haben, bevor er die Stabilitätsgrenze erreicht.

Die optimale Korrektur des Frequenzgangs berücksichtigt die Eigenschaften des Operationsverstärkers und die Verstärkung und Phasendrehung der Rückführung.

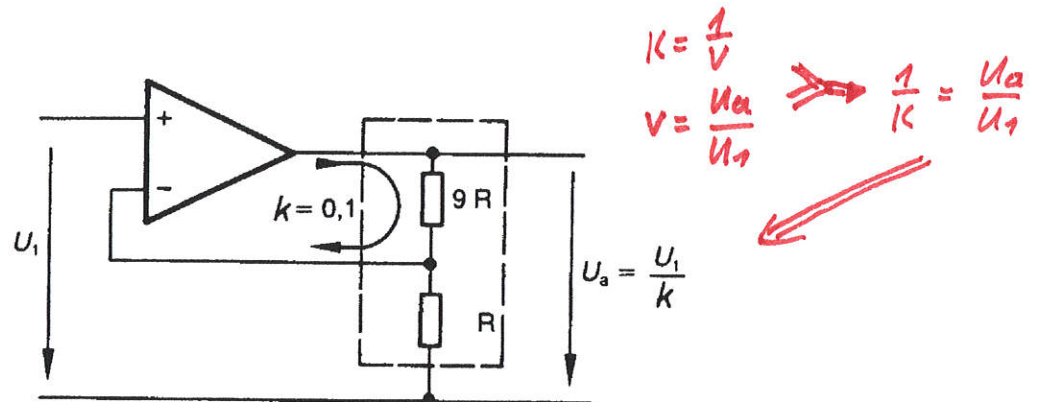


Bild 8-16. Signalweg im Regelkreis eines rückgekoppelten Operationsverstärkers.

Bild 8-16 veranschaulicht den Signalweg im Regelkreis. Bei der Spannungsverstärkung $v_u = 1$ ist die Abschwächung $k = 1$, weshalb die Stabilitätsbedingung am schwierigsten zu erfüllen ist.

Intern kompensierte Verstärker sind meistens für die Verstärkung 1 kompensiert. Sie arbeiten dadurch sicher, aber langsam.

Durch einen extern zugeschalteten Kondensator oder die Kombination von Kondensator und Widerstand kann man den Frequenzgang individuell korrigieren und an die Beschaltung anpassen.

Die Dimensionierung und die resultierende Verstärkung als Funktion der Frequenz ist in den

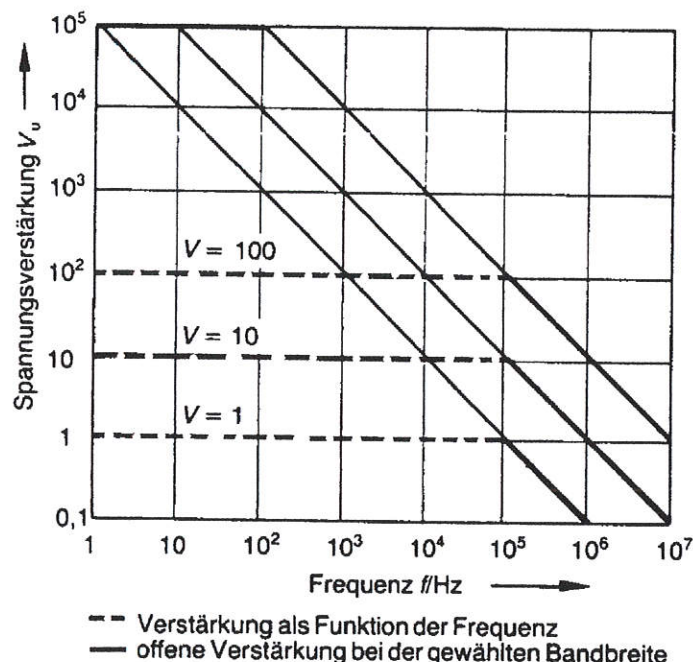


Bild 8-17. Verstärkung und Bandbreite eines extern kompensierten Operationsverstärkers.

Datenblättern der Hersteller angegeben. Die Verstärker bezeichnet man als *nicht frequenzkompensiert* (engl.: noncompensated). Sie arbeiten ohne externe Kompensation nicht stabil oder nur bei hoher Verstärkung, d.h. bei starker Abschwächung durch das Rückführnetzwerk. Bei einer externen Kompensation wird die Bandbreite nicht mehr als unbedingt notwendig eingeschränkt; der Verstärker arbeitet schneller als ein intern universell kompensierter Verstärker (Bild 8-17).

Der größte Teil der heute angebotenen integrierten Operationsverstärker ist *intern kompensiert*. Bei ihnen liegt die erste Grenzfrequenz so niedrig, daß der Verstärker mit der Verstärkung $v=1$, d.h. ohne abschwächende Rückkopplung stabil arbeitet. Diese Verstärker haben wenig Anschlüsse und sind einfach zu handhaben.

In der Praxis liegt der neue Pol eines intern kompensierten bipolaren Operationsverstärkers zwischen 1 Hz und 10 Hz. Ein Tiefpaß mit 3 Hz Grenzfrequenz besteht beispielsweise aus einem Widerstand mit 1 MOhm und einem Kondensator von 53 nF.

Operationsverstärker sollen am Ausgang nicht kapazitiv belastet werden. Der Kondensator bildet mit dem ohmschen Innenwiderstand des Verstärkers einen zusätzlichen Tiefpaß, der eine weitere Phasendrehung bewirkt und den gegengekoppelten Verstärker instabil machen kann.

Die zuvor genannte Stabilitätsbedingung ($v < 1$ bei 180° Phasendrehung) ist eine Grenzbedingung, die nur die Selbsterregung verhindert. In der Praxis reicht diese Dimensionierung nicht aus, da jede Störung eine Schwingung mit der Eigenfrequenz auslöst, die nur allmählich abklingt.

Das zurückgeführte Signal durchläuft den Verstärker und die Rückführung und erscheint wieder als gleichphasiges und nahezu gleich großes Signal am Eingang, weshalb die Schwingung entsprechend langsam abklingt.

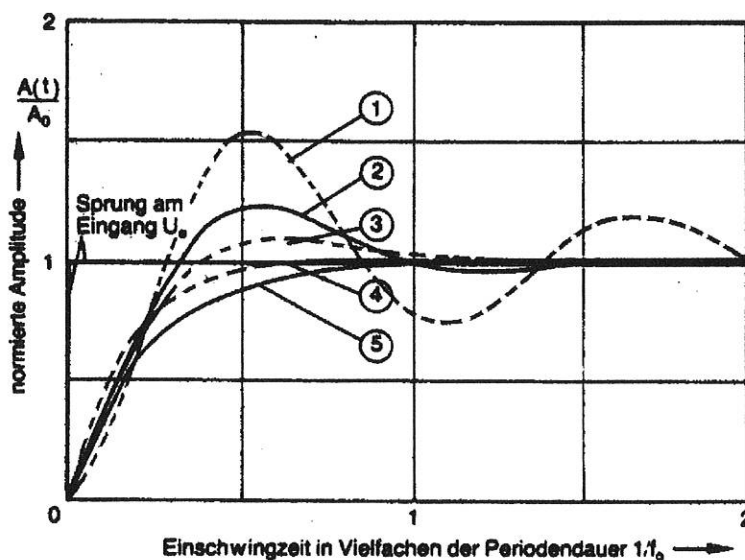


Bild 8-19. Einschwingen eines Operationsverstärkers bei unterschiedlicher Verstärkung des Regelkreises.

Eine sprunghafte Störung am Eingang des Verstärkers erzeugt die Ausgangsspannung nach Bild 8-19, Kurve 2 (Kurve 1 entspricht dem schwach gedämpften Verlauf).

Gute praktische Ergebnisse liefert ein Regelkreis, der bei der Verstärkung $v = 1$ nicht mehr als 120° Phasendrehung verursacht und damit noch 60° Phasenreserve bis zur kritischen Rückkopplung aufweist. Dieser Regelkreis hat bei 180° Phasendrehung nur noch die Verstärkung $v = 0,3$.

Nach einem Spannungssprung am Eingang schwingt der Ausgang nach der Kurve 3 in Bild 8-19 ein. Wird die Verstärkung weiter vermindert, so verschwindet das Überspringen. Bei $v = 1$ und 90° Phasenreserve entsteht der *aperiodische Grenzfall* und der Ausgang schwingt nach Kurve 4 ein.

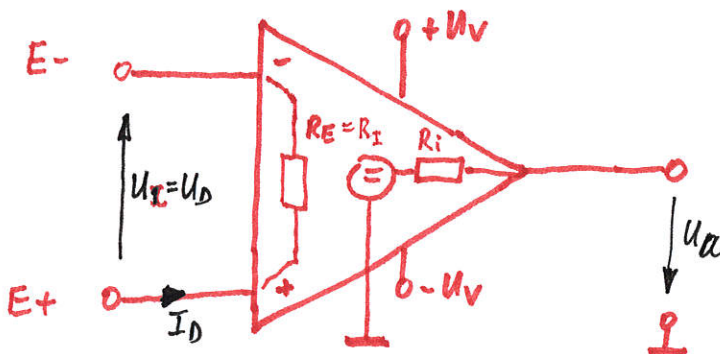
6.7 Operationsverstärker mit statischer Beschaltung

Dieser Abschnitt beschreibt nur die *statischen Schaltungen*. Das sind Schaltungen zur Verstärkung *zeitlich gleichbleibender* oder niederfrequenter Signale, bei denen das vollständige Eingangssignal unverfälscht verstärkt wird, d.h. alle Frequenzen werden mit der gleichen Verstärkung und der gleichen Laufzeit verarbeitet. Die Berechnung berücksichtigt deshalb keine zeit- und frequenzabhängigen Zusammenhänge.

In Bild 8-20 sind die einzelnen Beschaltungen zusammengestellt, ihre Besonderheiten erwähnt, der Eingangswiderstand angegeben sowie die Übertragungsfunktionen aufgestellt und graphisch veranschaulicht. Ausgehend vom Schaltbild des Operationsverstärkers werden für alle Schaltungen die Knoten- und Maschengleichungen aufgestellt, vereinfacht und gelöst.

Daraus läßt sich die *Übertragungsfunktion* $U_a = f(U_e)$ errechnen, aus der sich die speziellen Anwendungen ergeben. Bei der Berechnung der Schaltung sei von einem idealen Operationsverstärker ausgegangen. Deshalb sind von den in Tabelle 8-1 dargestellten Eigenschaften insbesondere folgende gültig:

- Die Eingangsströme I_e des Verstärkers sind null. $\Rightarrow I_D = 0$
- Wegen der sehr großen Verstärkung ($v = \infty$) ist die Spannung U_i zwischen den Eingängen des Verstärkers null. $U_D = 0$



BEISPIEL: $U_{A\max} = \pm 15V$
 $V_0 = 86 \dots 100dB$
 $R_E = 2k\Omega$

$$V_{[dB]} = 20 \lg V \Rightarrow V_{0\max} = 10^{\frac{100}{20}}$$

$$V_{0\max} = 100000$$

$$V_0 = \frac{U_A}{U_D} \Rightarrow \text{für } U_{A\max} \Rightarrow U_D = \frac{U_A}{V_0} = \frac{15V}{100000}$$

$$U_D = 150\mu V$$

$$\underline{I_D} = \text{DIFFERENZ-EINGANGSSTRICH} = \frac{U_D}{R_E} = \frac{150\mu V}{2k\Omega} = \underline{75pA}$$

338 8 Analoge integrierte Schaltungen

Schaltung	Eigenschaft Besonderheiten	Eingangs- widerstand	Gleichung der Übertragungsfunktion	Bild der Übertragungsfunktion
	invertierender Spannungsverstärker	$R_e = R_1$	$U_a = -U_e \frac{R_2}{R_1}$ $V = -\frac{R_2}{R_1}$	
	nicht invertierender Spannungsverstärker Elektrometerverstärker sehr hoher Eingangs- widerstand	$R_e = R_{\infty} \frac{V_o}{V}$	$U_a = U_e \left(\frac{R_2}{R_1} + 1 \right)$ $V = \frac{R_2}{R_1} + 1$	
	Subtrahierverstärker U_1 invertierend U_2 nicht invertierend verstärkt nur die Differenz ($U_2 - U_1$)	$R_{e1} \approx R_1$ $R_{e2} = R_3 + R_4$	$U_a = U_2 \frac{R_2(R_1/R_2) + 1}{R_1(R_3/R_4) + 1} - U_1 \frac{R_2}{R_1}$ für $R_1/R_2 = R_3/R_4$ gilt: $U_a = \frac{R_2}{R_1} (U_2 - U_1)$	
	Schmitt-Trigger schaltet bei der Schwelle Die Schaltunkte der an- steigenden und der ab- fallenden Flanke unter- scheiden sich um die Hysteresespannung U_H	$R_e = R_1$ Rück- wirkung auf den Eingang beim Schalten	$U_a = U_{+ \text{ sätt}} \text{ oder } U_{- \text{ sätt}}$ $V = \infty \text{ beim Schalten}$ $V = 0 \text{ in Ruhe}$ $U_H = (U_{+ \text{ sätt}} - U_{- \text{ sätt}}) \frac{R_1}{R_2}$	
	invertierender Spannungsverstärker mit nichtlinearer Rückführung	$R_e = R_1$	$U_a = U_e \frac{G_1}{G_2 + G_3 + \dots}$ Die Verstärkung hängt von der Ausgangsspannung ab. siehe Text	
	addierender und invertierender Spannungsverstärker keine Rückwirkung der verschiedenen Eingangs- spannungen aufeinander	$R_{e1} = R_1$ $R_{e2} = R_2$ $R_{e3} = R_3$	$U_a = R_4 \left(\frac{U_{a1}}{R_1} + \frac{U_{a2}}{R_2} + \frac{U_{a3}}{R_3} + \frac{U_{an}}{R_n} \right)$ $V_1 = \frac{R_4}{R_1}$ $V_2 = \frac{R_4}{R_2} \text{ u.s.w.}$	
	addierender und nicht invertierender Spannungsverstärker Rückwirkung der Ein- gangsspannungen über die Widerstände $R_{3,x}$	$R_{e1} = R_{31} + R_{32} \parallel R_{33}$ $R_{e2} = R_{32} + R_{31} + R_{33}$	$U_a = \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) f(U_1, U_2, U_n, R_1, R_2, R_n)$ siehe Text	

Bild 8-20. Zusammenstellung statisch beschalteter Operationsverstärker.

8.3 Operationsverstärker mit statischer Beschaltung 339

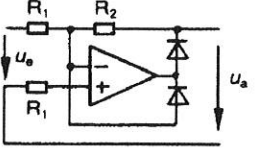
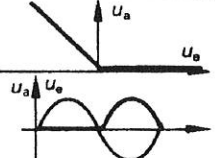
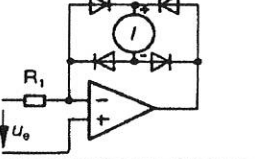
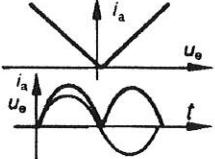
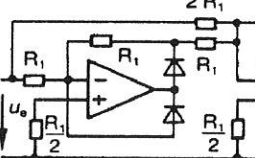
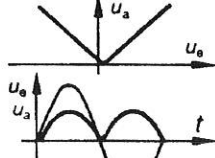
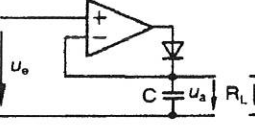
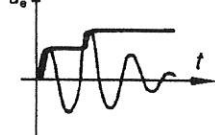
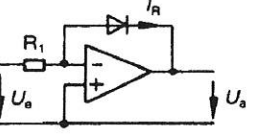
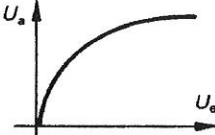
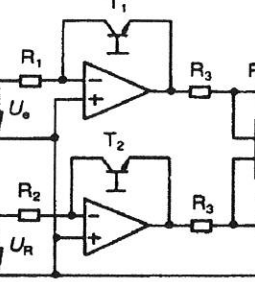
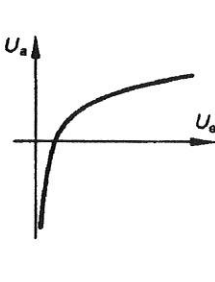
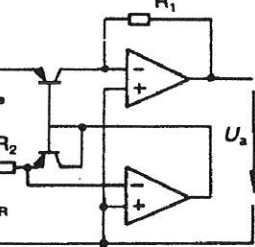
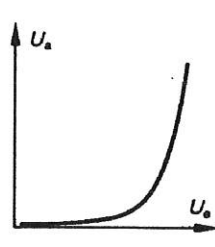
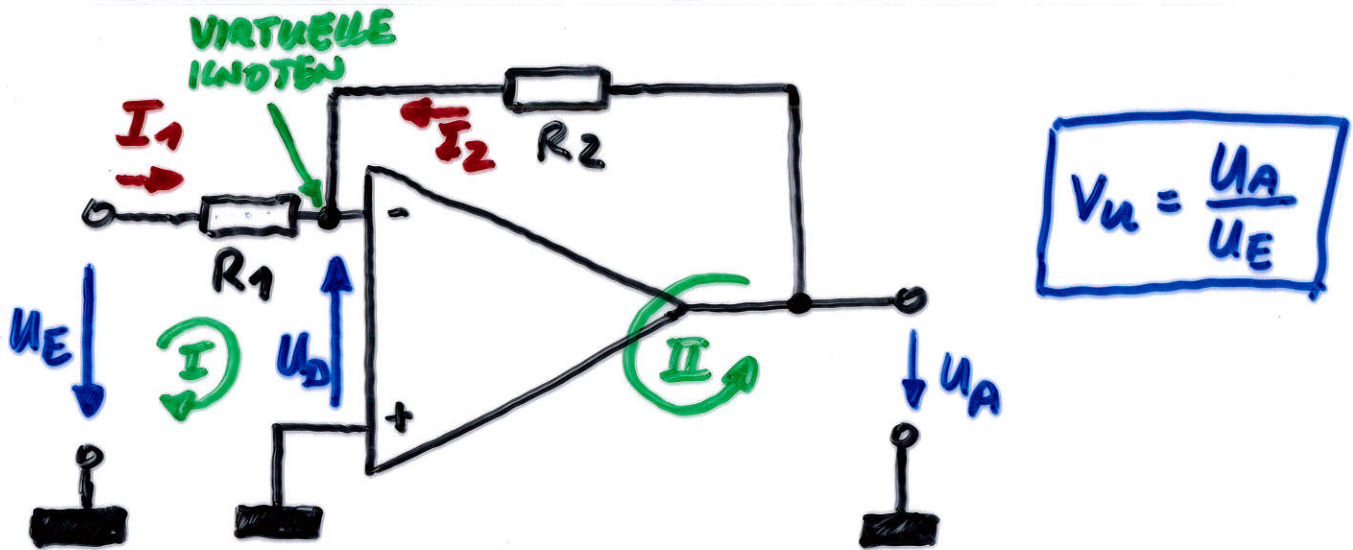
Schaltung	Eigenschaft Besonderheiten	Eingangs- widerstand	Gleichung der Übertragungsfunktion	Bild der Übertragungsfunktion
	Einweg-Gleichrichter mit gemeinsamen Bezugspotential geeignet als Präzi- sionsgleichrichter zur elektrischen Weiterverarbeitung.	$R_e = R_1$	$u_a = u_e \cdot \frac{R_2}{R_1} \text{ für } u_e < 0$ $u_a = 0 \text{ für } u_e > 0$	
	Zweiweg-Gleichrichter ohne gemeinsames Bezugspotential geeignet als Präzi- sionsgleichrichter für mA-Meter	$R_e = R_1$	$i_a = i_e $ $i_a = \frac{u_e}{R_1}$	
	Zweiweg- Gleichrichter mit gemeinsamen Bezugspotential Präzisions- gleichrichter zur elektri- schen Weiter- verarbeitung	$R_e = 2 R_1 \parallel 2 R_1$ $R_e = \frac{2}{3} R_1$	$u_a = \frac{R_2}{2 R_1} u_e $	
	Spitzenwertgleich- richter Die Schaltung hält einen kurzen Spitzen- wert bis zum nächsten größeren fest.	$R_e \approx R_{i0} V_o$ R_e sehr groß	Der Kondensator C hält den den Spitzenwert der Eingangs- spannung u_e , bis er von einem höheren Wert überschrieben wird. Der Kondensator C wird nur über den Lastwiderstand R_L entladen	
	Einfache Loga- rithmierschaltung Prinzipschaltung	$R_e = R_1$	$i_R = e^{\frac{u_a}{U_T}}$ $U_a = U_T R_1 \ln u_e$ mit der Temperaturspannung $U_T \approx 25 \text{ mV}$	
	Logarithmier- schaltung verbesserte Logarith- mierschaltung temperatur- kompensiert, für positive und negative Eingangsspannung.	$R_e = R_1$	$U_a = \frac{R_4}{R_3} \ln \left(\frac{u_e}{U_R} \cdot \frac{R_2}{R_1} \right)$	
	De- logarithmierschaltung (Exponentialverstärker) verbesserte De- logarithmierschaltung temperaturkompen- siert, für positive und negative Eingangsspannung	$R_e = \frac{U_a}{U_e} R_1$	$U_a = U_R \frac{R_1}{R_2 (1 + 1/2)} e^{\frac{u_e}{U_T}}$	

Bild 8-20. Zusammenstellung statisch beschalteter Operationsverstärker (Fortsetzung).

BETRIEBSVERSTÄRKUNG DES INVERTIERERS



I = EINGANGSMASCHINE

$$U_E = I_1 \cdot R_1 - U_D$$

$$R_1 = \frac{U_E}{I_1} = R_{\text{EING.}}$$

$U_D = \text{VERNACHLÄSSIGBAR}$
DA I_D NUR 75 pA

II = AUSGANGSMASCHINE

$$U_A = I_2 \cdot R_2 - U_D$$

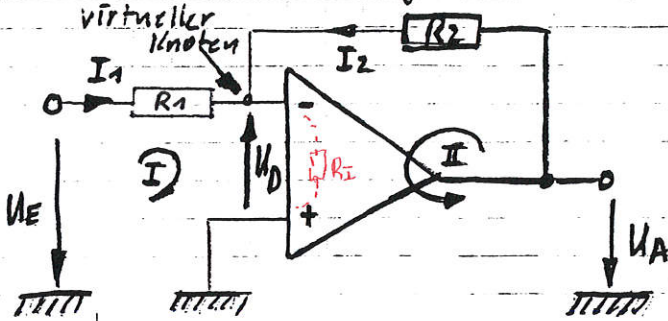
VIRTUELLER KNOTEN

$$I_1 + I_2 + I_D = 0 \Rightarrow I_1 = -I_2$$

$$I_1 = \frac{U_E}{R_1} ; I_2 = \frac{U_A}{R_2} \rightarrow \frac{U_E}{R_1} = -\frac{U_A}{R_2}$$

$$V_u = \frac{U_A}{U_E} = -\frac{R_2}{R_1}$$

Invertierende Schaltung (Betrieb)



I_1 = Eingangsmasche

$$I_1 = U_E = I_1 \cdot R_1 - \cancel{U_D}$$

$$\boxed{\frac{U_E}{I_1} = R_1 = R_{\text{eing.}}}$$

VERNACHLÄSSIGEN
da
 I_D nur 75 pA
dadurch
fährt auch
 $R_E = 2 \text{ M}\Omega$
Heraus!

$$U_D = I_D \cdot R_i$$

$$\textcircled{II} \quad U_A = I_2 \cdot R_2 - \cancel{U_D}$$

VERNACHLÄSSIGBAR

Wo I_1 und I_2 zusammen-
treffen, nennt man die
Stelle den
VIRTUELLEN KNOTEN

(SIEHE SEITE
151, TABELLE)

$$\text{Knoten: } I_1 + I_2 + \cancel{I_D} = 0$$

$$I_1 = -I_2$$

$$I_1 = \frac{U_E}{R_1} \quad -I_2 = \frac{U_A}{R_2}$$

Gibt Aufschluss über
die Schaltungsart

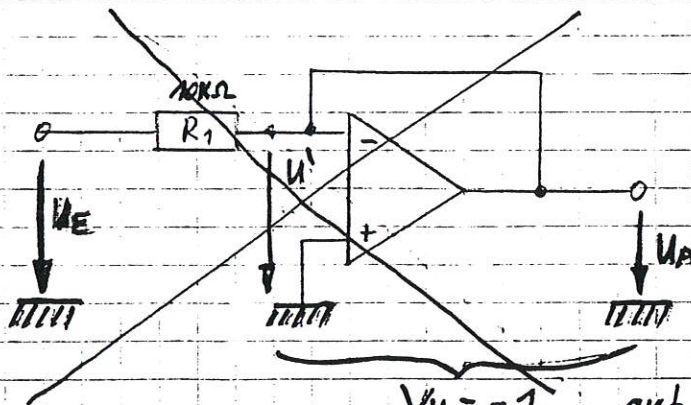
$$\boxed{V_u = \frac{U_A}{U_E} = -\frac{R_2}{R_1}}$$

$$\Leftarrow -\frac{U_E}{U_A} = \frac{R_1}{R_2}$$

$$-\frac{U_A}{R_2} = \frac{U_E}{R_1}$$

V_u = Betriebsverstärkungsfaktor

R_1, R_2 sollten im $\text{k}\Omega$ -Bereich liegen!



(siehe 3 Seiten weiter)

! Schaltung funktioniert
so nicht!

$V_u = -1$ auf U' bezogen und nicht auf U_E

$$U_A = -U'$$

6.7.1 Invertierender Spannungsverstärker

Bild 8-21 zeigt die Schaltung des invertierenden Spannungsverstärkers. Zur Verdeutlichung sind die Versorgungsspannungen $+U_S$ und $-U_S$ eingezeichnet, aus denen die Schaltung gespeist wird. In den folgenden Schaltungen sei der Übersicht wegen darauf verzichtet. Die offene Verstärkung v_0 des Operationsverstärkers sei groß, aber nicht ∞ . Deshalb gilt:

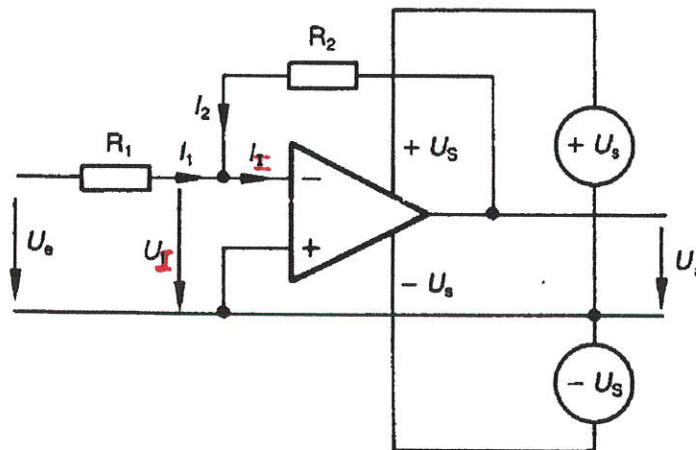


Bild 8-21. Invertierender Spannungsverstärker.

$$U_a = -U_T v_0,$$

$$U_e = U_1 + I_1 R_1 \quad \text{und}$$

$$I_2 = (U_a - U_T)/R_2.$$

Nach der Knotenregel ist die Summe der Ströme im Knoten null: $I_1 + I_2 - I_T = 0$. Gegenüber den Strömen durch die Widerstände R_1 und R_2 ist der Eingangsstrom I_T des Operationsverstärkers sehr klein. Man kann ihn in der Berechnung vernachlässigen, so daß mit guter Näherung gilt $I_1 + I_2 = 0$.

Die Näherung $I_T = 0$ sei bei der Berechnung aller folgenden Schaltungen zugrundegelegt. Für die Ströme gilt:

$$I_1 = -I_2 = -(U_a - U_1)/R_2 \quad \text{oder}$$

$$I_1 = (U_1 - U_a)/R_2$$

$$I_2 = (U_a/v_0 + U_e)/R_2$$

$$I_2 = -I_1 = -U_e/R_1$$

$$I_2 = -U_e/R_1 = (U_a/v_0 + U_a)/R_2$$

Die Eingangsspannung U_e beträgt: $U_e = -R_1/R_2 (U_a/v_0 + U_a)$.

Bei realen Operationsverstärkern liegt die offene Verstärkung v_0 zwischen 10^4 und 10^6 , die erforderliche Eingangsspannung $U_T = -U_a/v_0$ ist gegenüber den übrigen Größen vernachlässigbar klein und kann bei der Berechnung entfallen.

Die Näherung $U_T = 0$ wird bei der Berechnung aller folgenden Schaltungen verwendet. Nach U_a aufgelöst ergibt sich für die Übertragungsfunktion

$$U_a = -R_2/R_1 U_e.$$

Die Verstärkung v ist demnach

$$v = U_a/U_e = -R_2/R_1$$

Es ist zu erkennen, daß die Eingangsspannung U_e im Verhältnis der Widerstände R_2/R_1 vergrößert und mit invertiertem Vorzeichen am Ausgang erscheint.

Der Wert v ist unabhängig von der offenen Verstärkung v_0 des Operationsverstärkers, solange diese sehr groß gegenüber R_2/R_1 ist.

Der Eingangswiderstand R_e der Schaltung ist $R_e = U_e/I_1 = R_1$. Der Verstärker regelt die Ausgangsspannung so, daß die Eingangsspannung U_1 stets null ist. Solange die Schaltung linear arbeitet, hat der Knoten am invertierenden Eingang immer das Potential des nicht invertierenden Eingangs. Liegt der nicht invertierende Eingang auf Nullpotential, dann stellt der Knoten einen virtuellen Nullpunkt dar. Der Eingangswiderstand R_e ist in diesem häufig vorkommenden Fall gleich dem Widerstand R_1 zwischen der Eingangsspannung und dem virtuellen Nullpunkt:

$$R_e = R_1 \quad (8-3)$$

Beispiel 1:

Eine Spannungsquelle mit dem Innenwiderstand $R = 500 \text{ Ohm}$ liefert 200 mV Leerlaufspannung. Sie soll mit einem invertierenden Spannungsverstärker nach Bild 8-21 auf 10 V verstärkt werden.

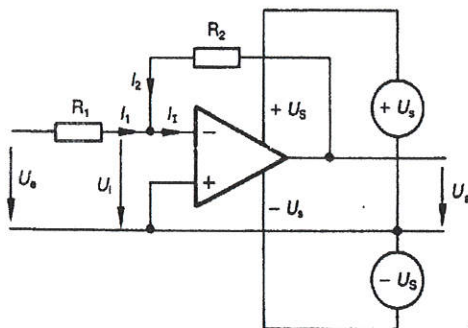


Bild 8-21. Invertierender Spannungsverstärker.

Lösung:

Die erforderliche Verstärkung beträgt:

$$v = 10 \text{ V}/0,2 \text{ V} = 50.$$

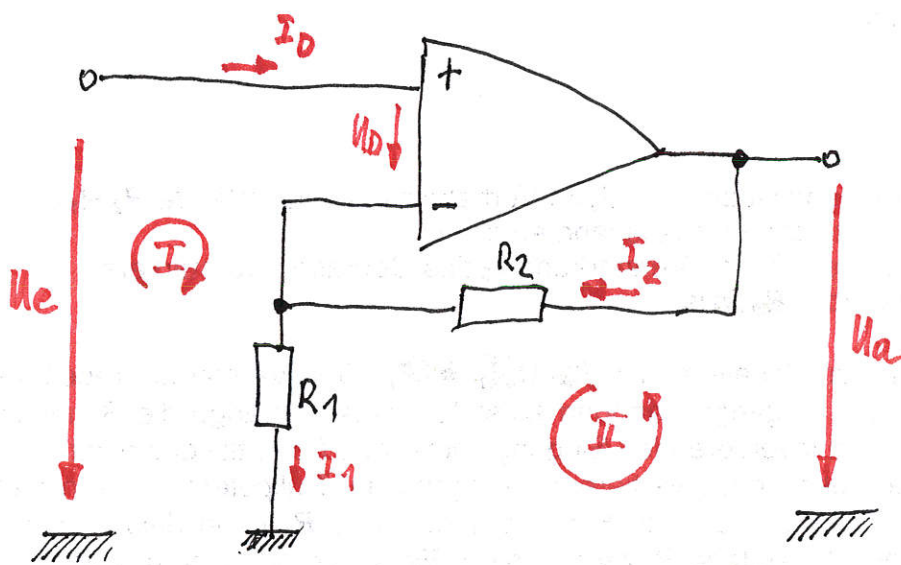
Um Einflüsse parasitärer Kapazitäten in Grenzen zu halten, soll der Rückführwiderstand R_2 nicht größer als 100 kOhm sein,

Nach Gl. (8-1) gilt

$$u = R_2/R_1, \quad R_1 = R_2/v, \quad R_2 = 2 \text{ kOhm}.$$

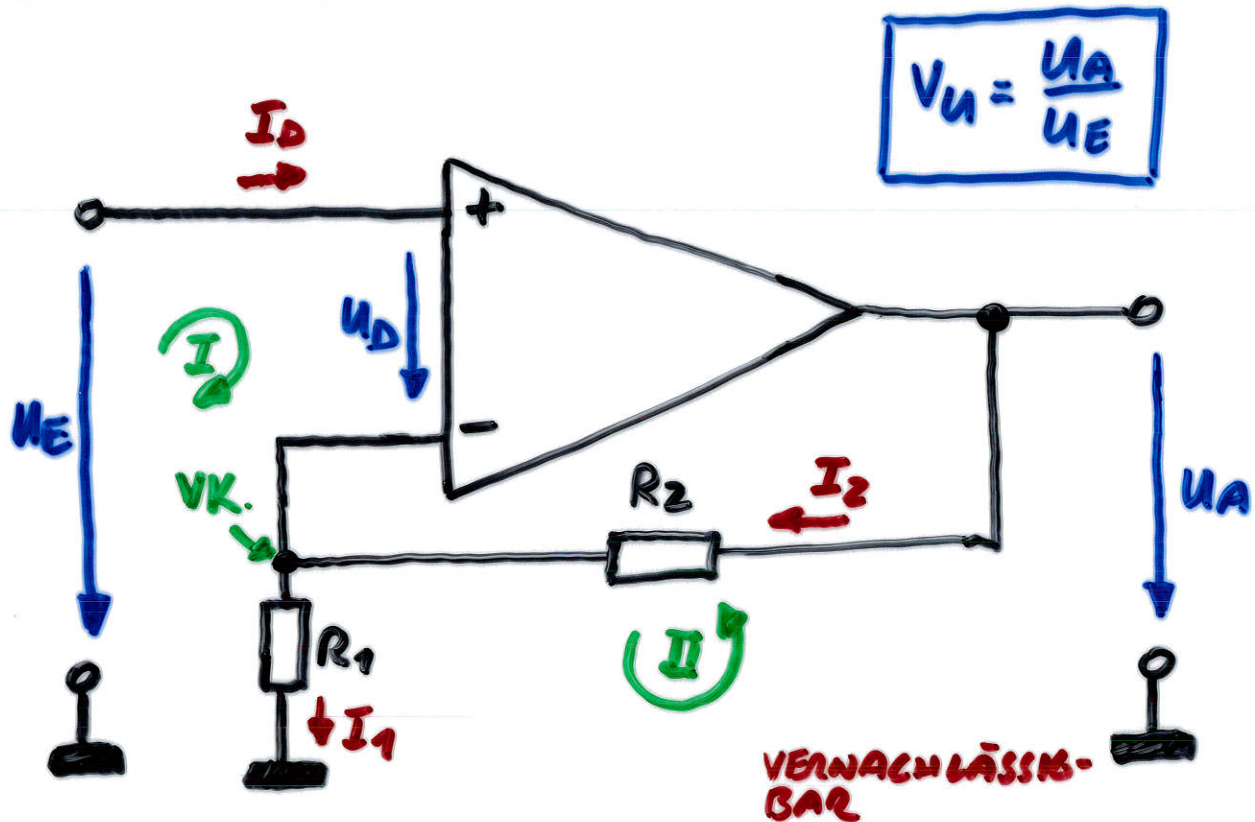
Dieser Widerstand besteht aus R_1 und dem Innenwiderstand R_i der Spannungsquelle. Der noch benötigte Widerstand beträgt:

$$R_1 = 2 \text{ kOhm} - 500 \text{ Ohm} = 1,5 \text{ kOhm}.$$



$\Rightarrow$

BETRIESSSPANNUNGSVERSTÄRKUNG DES NICHT INVERTIERENDS



$I_1 = \text{EINGANGSMASCHINE: } -U_E + U_D + I_1 \cdot R_1 = 0$
 $U_E = R_1 \cdot I_1$

$I_2 = \text{AUSGANGSMASCHINE: } -U_A + I_2 \cdot R_2 + R_1 \cdot I_1 = 0$
 $U_A = R_2 \cdot I_2 + R_1 \cdot I_1$

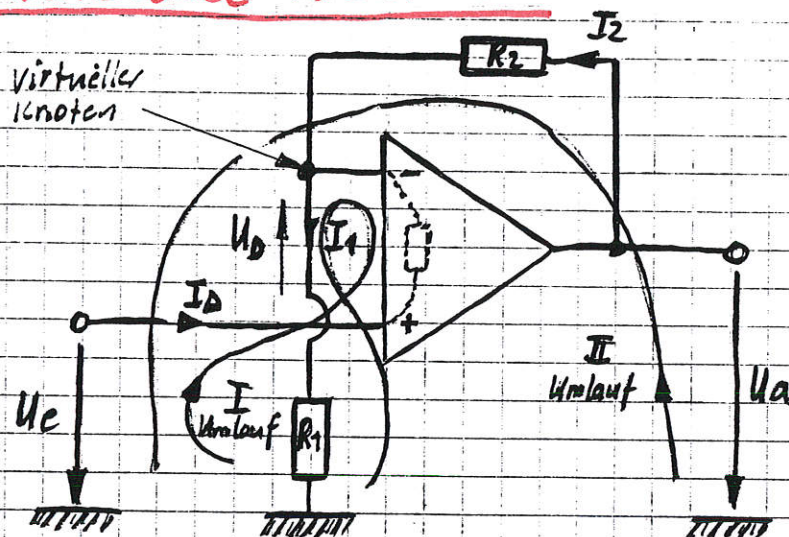
$\text{VIRTUELLER KNOTEN: } I_2 + I_D - I_1 = 0$
 $I_2 = I_1$

$$V_u = \frac{(R_1 + R_2) \cdot I_1}{R_1 \cdot I_1}$$

$$V_u = \frac{R_1 + R_2}{R_1}$$

$$V_u = \frac{U_A}{U_E} = 1 + \frac{R_2}{R_1}$$

NICHT INVERTIERENDE VERSTÄRKER



gilt nur für
 $R_2, R_1 \ll R_E$

$$\text{I) } -U_e + \cancel{U_a} + R_1 \cdot \bar{I}_1 = 0 \Rightarrow U_e = R_1 \cdot \bar{I}_1$$

~~vernachlässigbar~~

$$\text{II) } -U_a + \bar{I}_2 \cdot R_2 + R_1 \cdot \bar{I}_1 = 0 \Rightarrow U_a = R_2 \cdot \bar{I}_2 + R_1 \cdot \bar{I}_1$$

virtueller Knoten: $\bar{I}_2 + \cancel{\bar{I}_1} = \bar{I}_1 \Rightarrow \bar{I}_2 = \bar{I}_1$

~~vernachlässigbar~~

$$U_a = \frac{(R_1 + R_2) \cdot \bar{I}_1}{R_1 \cdot \bar{I}_1} \Rightarrow V_u = \frac{U_a}{U_e}$$

$V_u = 1 + \frac{R_2}{R_1}$

$$V_u = \frac{R_1 + R_2}{R_1} = \frac{R_1}{R_1} + \frac{R_2}{R_1} \Rightarrow$$

$$V_{u \min} \geq 1$$

Der Innenwiderstand des offenen Operationsverstärkers sei R_i . Er liegt, wie Bild 8-22 zeigt, innerhalb des gegengekoppelten Verstärkers. Sein Einfluß wird durch die Beschaltung weitgehend ausgegletzt.

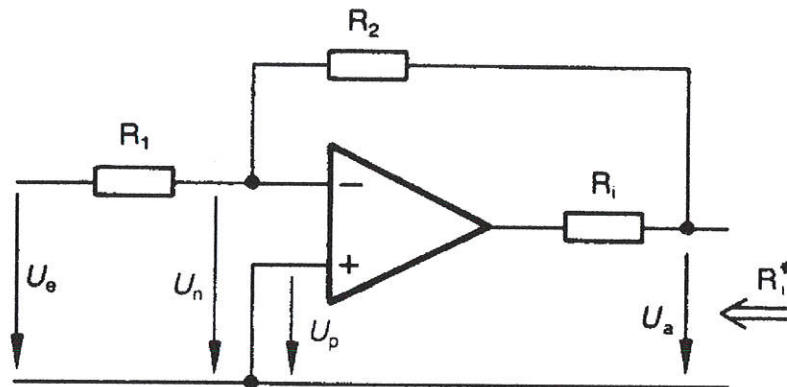


Bild 8-22. Berechnung des Innenwiderstandes R_i^* .

Maßgebend ist die offene Verstärkung v_0 und die durch die Beschaltung bedingte Verstärkung $v = R_2/R_1$. Es läßt sich zeigen, daß der Innenwiderstand R_i^* des beschalteten Verstärkers näherungsweise $R_i^* = R v/v_0$ beträgt.

Mit $R_i = 200 \text{ Ohm}$, $v_0 = 10^5$ und $v = 100$ wird der wirksame dynamische Innenwiderstand $R_i^* = 0,2 \text{ Ohm}$.

Diesen Wert kann man in den meisten Fällen vernachlässigen. Er gilt, solange der Ver-

stärker im linearen Bereich arbeitet und die Ausgangsstrombegrenzung noch nicht wirkt. Die Näherung $R^* = 0$ wird bei der Berechnung aller folgenden Schaltungen verwendet.

Den invertierenden Spannungsverstärker kann man auch aus einer Stromquelle speisen.

Die Ausgangsspannung beträgt dann $U_a = I_e R_2$. Der Widerstand R_1 geht in die Verstärkung nicht ein und kann entfallen.

6.7.2 Nicht invertierender Spannungsverstärker

Beim nicht invertierenden Spannungsverstärker (Bild 8-23) wird die Ausgangsspannung U_a über den Spannungsteiler aus R_2 und R_1 auf den invertierenden Eingang zurückgekoppelt.

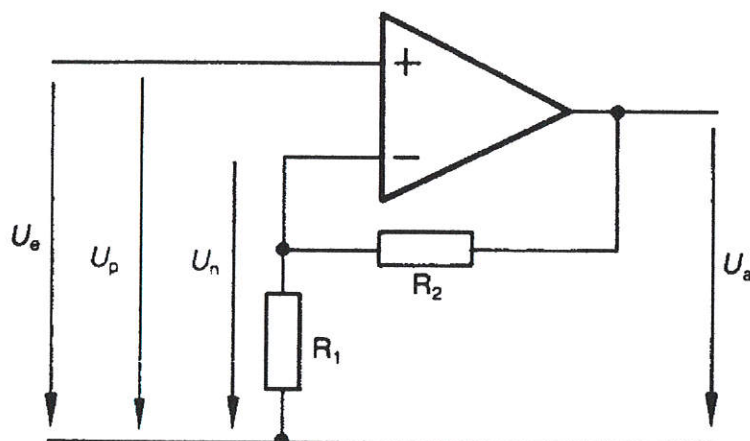


Bild 8-23. Nicht invertierender Spannungsverstärker.

Die geteilte Spannung U_n an R_1 ist gleich groß wie die Eingangsspannung U_e , so daß gilt

$$U_e = U_n = U_a \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

Wird die Gleichung für den Spannungsteiler aus R_1 und R_2 nach U_a aufgelöst, so entsteht die Übertragungsfunktion

$$U_a = U_e \frac{(R_1 + R_2)}{R_1} = U_e (1 + R_2/R_1) \quad (8-4)$$

oder

$$v = R_2/R_1 + 1. \quad (8-5)$$

Man erkennt, daß die Ein- und die Ausgangs-Spannung *in Phase* sind. Für $R_2 = 0$ sind die Ausgangsspannung und die Eingangsspannung gleich **groß** ($U_a = U_e$), d.h. die Verstärkung v ist 1. Eine kleinere Spannungsverstärkung als $v = 1$ ist mit dieser Schaltung nicht möglich.

Beispiel 2:

Die Aufgabe besteht darin, die Spannung aus dem Beispiel 1 mit einem nicht invertierenden Verstärker nach Bild 8-23 zu verstärken.

Lösung

Da diese Schaltung einen sehr hohen Eingangswiderstand hat, braucht man den Innenwiderstand R_i der Quelle nicht zu berücksichtigen.

R_2 wird wegen parasitärer Kapazitäten auf 100 kOhm festgelegt.

Mit $v = R_2/R_1 + 1$ (Gl. (8-5)) gilt $R_1 = R_2/(v - 1)$.

$$R_1 = 100 \text{ kOhm} / 49 = 2,04 \text{ kOhm}.$$

Ist $R_2 = 0$, so wird auch R_1 überflüssig, und man erhält eine Schaltung, welche die Bezeichnung *Impedanzwandler* oder *Elektrometerverstärker* hat.

Der Eingangswiderstand R_e dieser Schaltung ist sehr groß, da die Signalquelle nur den sehr kleinen Eingangsstrom des Operationsverstärkers aufbringen muß. Die Spannung am Verstärkereingang ist aber durch die Gegenkopplung viel kleiner als die Signalspannung.

Der Eingangswiderstand dieser Schaltung ist $R_e = R_{e0} v$.

Dabei ist R_{e0} der Eingangswiderstand des unbeschalteten Operationsverstärkers. Der Ausgangswiderstand R_i ist entsprechend der Überlegung in Abschn. 8.7.1 sehr klein.

6.8 Operationsverstärker mit dynamischer Beschaltung

Operationsverstärkerschaltungen mit *statischer* Rückkopplung erzeugen zu jeder Eingangsspannung eine fest *zugeordnete* Ausgangs-Spannung. Die Rückkopplung besteht aus Bauteilen (z.B. aus Widerständen, Dioden oder Transistoren), bei denen der Strom der angelegten Spannung ohne Verzögerung folgt.

Operationsverstärkerschaltungen mit *dynamischer Rückkopplung* erzeugen Ausgangssignale, die nicht nur vom Augenblickswert der Eingangsspannung, sondern auch von deren bisherigen Verlauf abhängen. Die Beschaltung enthält Bauteile (z.B. Kondensatoren), bei denen der Strom und die Spannung zeitlich gegeneinander versetzt verlaufen.

Die im Prinzip ebenfalls verwendbaren Induktivitäten sind praktisch nicht in Gebrauch, da sie schlechtere elektrische Eigenschaften als Kondensatoren aufweisen und teurer sind. Statt dessen baut man alle passiven Filterschaltungen aus Kondensatoren und Induktivitäten heute als *aktive Filterschaltungen*, bestehend aus Operationsverstärkern, Widerständen und Kondensatoren.

Bei beiden Schaltungstypen ist, wie bei allen Schaltungen mit Operationsverstärkern, die Summe des Eingangsstroms und des zurückgekoppelten Stroms gleich null, und der Eingangsstrom des Operationsverstärkers wird stets vernachlässigt.

Der Verstärker muß dabei den Signalen *ohne spürbare Verzögerung* folgen können; sonst gelten die angegebenen Übertragungsfunktionen nicht oder nur näherungsweise.

Beim *Integrierer* und *Differenzierer* wird der zeitliche Verlauf des Eingangssignals durch Integration bzw. Differentiation in einen anderen zeitlichen Verlauf der Ausgangsspannung umgeformt, während *Hoch-, Tief- und Bandpässe* verschiedene *Frequenzen trennen* und damit den Frequenzbereich betrachten, Bild 8-47 gibt eine Übersicht über die wichtigsten dynamischen Schaltungen und ihre Eigenschaften.

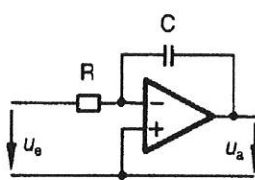
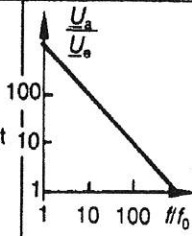
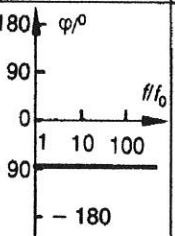
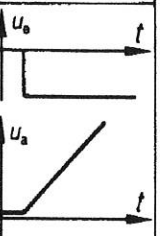
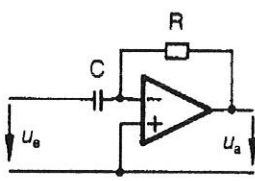
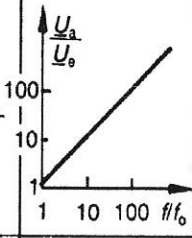
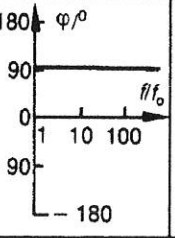
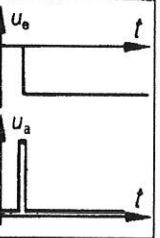
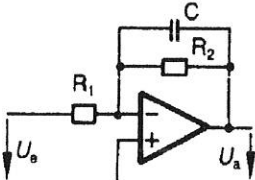
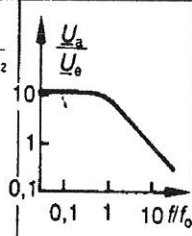
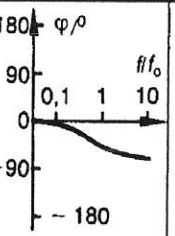
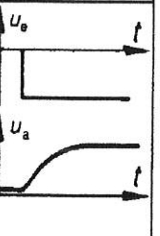
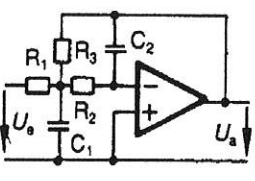
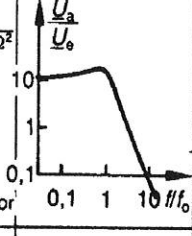
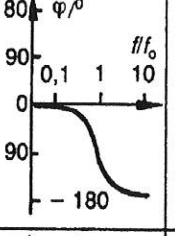
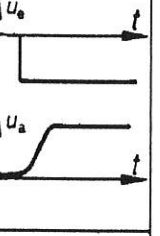
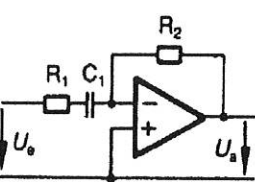
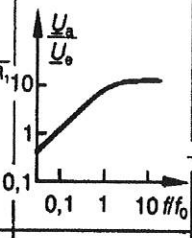
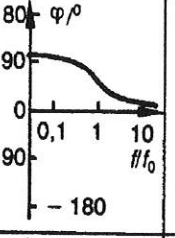
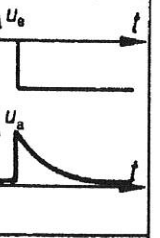
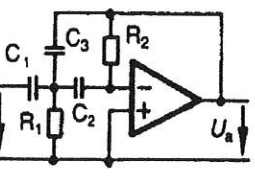
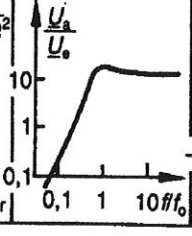
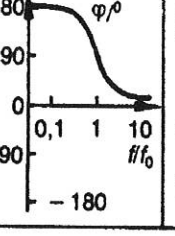
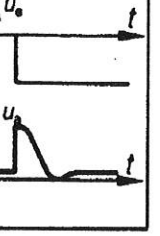
Schaltung	Eigenschaften Besonderheiten	Übertragungs- funktion $f = u_a/u_e$	Amplitudengang	Phasengang	Sprungantwort
	Integrator	$u_a = -\frac{1}{RC} \int u_e dt$			
	Differenzierer	$u_a = -RC \frac{du_e}{dt}$			
	Tiefpaß 1. Ordnung	$\frac{u_a}{u_e} = -\frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{1}{1 + j\omega CR_2}$ $\omega_g = \frac{1}{R_2 C}$ $f_0 = \frac{1}{2\pi R_2 C}$			
	Tiefpaß 2. Ordnung	$\frac{u_a}{u_e} = \frac{-V_0}{1 + j\Omega\alpha - \Omega^2}$ $\Omega = \frac{\omega}{\omega_g}$ $V_0 = \frac{R_3}{R_1}$ $\alpha = \text{Dämpfungsfaktor}$			
	Hochpaß 1. Ordnung	$\frac{u_a}{u_e} = -\frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{j\omega C_1 R_1}{1 + j\omega C_1 R_1}$ $\omega_0 = \frac{1}{R_1 C}$			
	Hochpaß 2. Ordnung	$\frac{u_a}{u_e} = \frac{-V_\infty \Omega^2}{1 + j\Omega\alpha - \Omega^2}$ $\Omega = \frac{\omega}{\omega_g}$ $V_\infty = \frac{C_1}{C_3}$ $\alpha = \text{Dämpfungsfaktor}$			

Bild 8-47. Zusammenstellung dynamisch beschalteter Operationsverstärker.

Schaltung	Eigenschaften Besonderheiten	Übertragungs- funktion	Amplitudengang	Phasengang	Sprungantwort
	Bandpaß 1. Ordnung	$\frac{U_a}{U_e} = -\frac{R_2}{R_1} \frac{j \frac{\omega}{\omega_2}}{(1 + j \frac{\omega}{\omega_2})(1 + j \frac{\omega}{\omega_1})}$ $\omega_2 = \frac{1}{R_2 C_2} \text{ (Tiefpaß)}$ $\omega_1 = \frac{1}{R_1 C_1} \text{ (Hochpaß)}$			
	Bandpaß 2. Ordnung	$\frac{U_a}{U_e} = v_0 \frac{j \frac{\Omega}{Q}}{1 - \Omega^2 + j \frac{\Omega}{Q}}$ $\Omega = \frac{\omega}{\omega_0}$ $Q = \text{Güte}$			
	Bandsperr mit Notch-Filter	$\frac{U_a}{U_e} = -v \Omega^2 \frac{1}{1 - \Omega^2 + (1-a)j\Omega}$ $\Omega = \frac{\omega}{\omega_0}$ $\omega_0 = \frac{1}{RC}$			

Bild 8-47. Zusammenstellung dynamisch beschalteter Operationsverstärker (Fortsetzung).