

Grundlagen der Elektrotechnik 3

Kapitel 7

Operationsverstärker

Prof. Dr.-Ing. I. Willms

UNIVERSITÄT
DUISBURG
ESSEN

Grundlagen der Elektrotechnik 3

S. 1

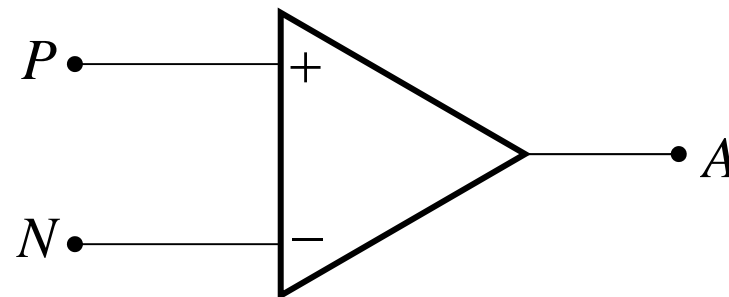
Fachgebiet
Nachrichtentechnische Systeme



7.1 Eigenschaften von Operationsverstärkern

- Verstärker ist ein wesentlicher Bestandteil vieler elektronischer Geräte
- Signalverstärkung wird häufig mit Hilfe des Operationsverstärkers realisiert
- Dies ist durch integrierten Halbleiterschaltungen seit vielen Jahren möglich geworden
- Operationsverstärker (OP's) sind genügend preiswert herzustellen
- Sie finden einem sehr breiten Anwendungsbereich
- Die Bezeichnung Operationsverstärker stammt aus der Analog-Rechentechnik
- Die Anwendungen gehen über den Rahmen von Rechenoperationen weit hinaus

Schaltsymbol eines OP (ohne Spannungsversorgungs-Anschlüsse):



7.1 Eigenschaften von Operationsverstärkern

Geeignete äußere Beschaltungen eines Operationsverstärkers erlaubt die Realisierung nahezu jeder gewünschten Übertragungseigenschaft!

Das Schaltungsdesign mittels OP's ist vergleichsweise einfach!

Dies ergibt eine universelle Einsatzfähigkeit dieser Bauelemente

Die Beschaltungen beinhalten fast immer Rückkopplungen, meist Gegenkopplungen.

Damit die Eigenschaften eines so aufgebauten Verstärkers möglichst nur von der äußeren Beschaltung abhängen, müssen an den OP einige Anforderungen gestellt werden.

Eigenschaften eines „idealen Operationsverstärkers“:

- Unendlich hohe Differenz-Spannungsverstärkung
- Unendlich hoher Eingangswiderstand
- Verschwindend geringer Ausgangswiderstand

Den „idealen OP“ gibt es in der Praxis natürlich nicht.

Abhängig z.B. vom Frequenzbereich kommen moderne Bauelemente diesem Ideal aber schon recht nahe!



7.1 Eigenschaften von Operationsverstärkern

Ein Operationsverstärker ist im wesentlichen ein Differenzverstärker.

Steigt die Spannung am nicht-invertierenden Eingang P relativ zum invertierenden Eingang N an, so nimmt auch die Spannung am Ausgang A zu.

Reale OP's weisen häufig weitere Anschlüsse auf:

- Positive und negative Betriebsspannung (incl. Masse).
- Weitere Anschlüsse zur Korrektur des Frequenzganges der Leerlaufverstärkung
- Zur Verbesserung der Stabilität
- Zur Nullpunkteinstellung (Kompensation von Offset-Strömen/Spannungen)



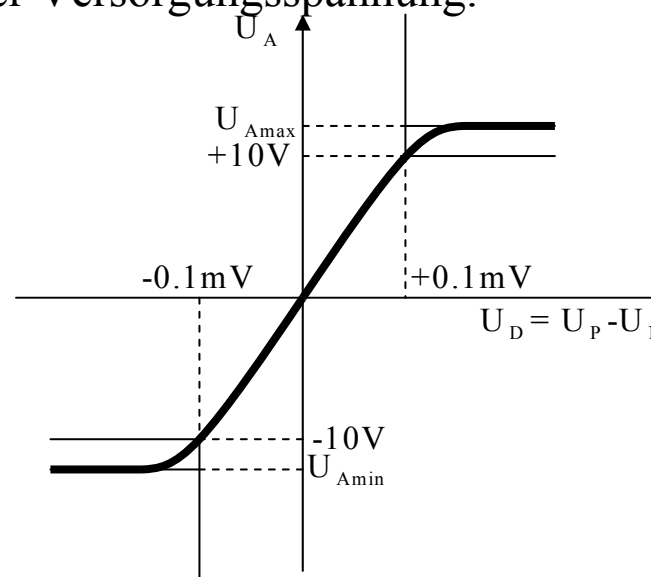
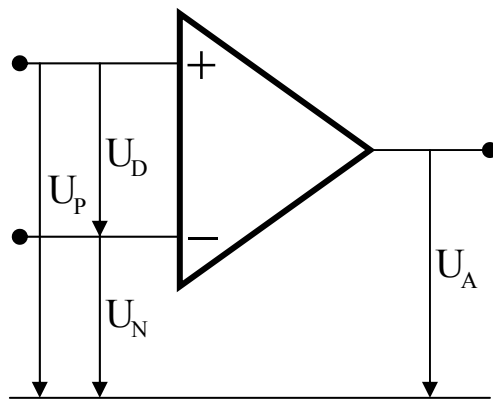
7.1 Eigenschaften von Operationsverstärkern

Die Eingangsspannungs-Ausgangsspannungs-Kennlinie eines Operationsverstärkers ändert sich nahezu linear mit der Eingangsspannung $U_D = U_P - U_N$.

Wie bei jedem aktiven Bauelement ist jedoch die Aussteuerfähigkeit begrenzt. Bei größerer Aussteuerung mündet die Kennlinie in die Sättigungswerte.

Der Verstärker wird also übersteuert.

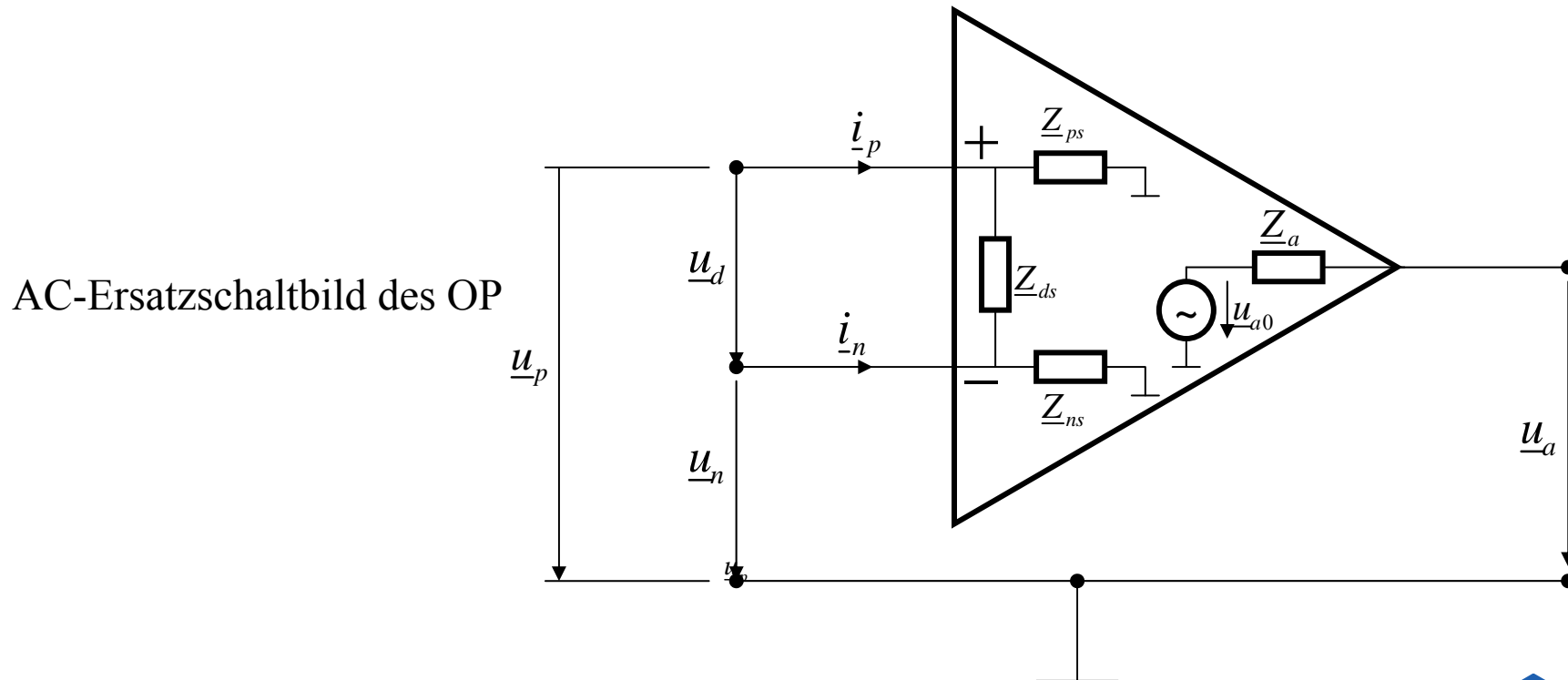
Der maximale Aussteuerbereich ist immer etwas kleiner (Größenordnung 2 V) als die Summe von positiver und negativer Versorgungsspannung.



7.1.1. Wechselstromeigenschaften

Mit Hilfe eines Ersatzschaltbildes können die wichtigsten Wechselstromeigenschaften eines Operationsverstärkers beschrieben werden.

Kleine Buchstaben mit kleinen Indizes bezeichnen Wechselstromkomponenten, also Signale. Komplexe Größen sind durch Unterstreichen gekennzeichnet.



7.1.1. Wechselstromeigenschaften

Wie beim Differenzverstärker gilt:

$$\underline{u}_d = \underline{u}_p - \underline{u}_n \quad (7.1-1)$$

Den Mittelwert der Eingangsspannungen nennt man auch Gleichtakt-Eingangsspannung:

$$\underline{u}_{gl} = \frac{\underline{u}_p + \underline{u}_n}{2} \quad (7.1-2)$$

Für die Ströme gilt:

$$\underline{i}_d = \frac{\underline{i}_p - \underline{i}_n}{2} \quad \text{Differenz-Eingangsstrom} \quad (7.1-3)$$

$$\underline{i}_{gl} = \underline{i}_p + \underline{i}_n \quad \text{Gleichtakt-Eingangsstrom} \quad (7.1-4)$$

Die Ausgangs-Wechselspannung \underline{u}_a hängt im wesentlichen von der Differenz-Eingangsspannung \underline{u}_d ab, jedoch hat auch die Gleichtakt-Eingangsspannung \underline{u}_{gl} einen nicht immer zu vernachlässigenden Einfluß auf die Ausgangsspannung.

Man muß daher zwischen zwei verschiedenen Verstärkungen unterscheiden.



7.1.1. Wechselstromeigenschaften

$$\underline{v}_d = \frac{\underline{u}_a}{\underline{u}_d} \quad \text{mit} \quad \underline{u}_{gl} = 0 \quad (7.1-5)$$

ist die Differenz-Spannungsverstärkung.

Die Gleichtaktverstärkung ist wie folgt definiert:

$$\underline{v}_{gl} = \frac{\underline{u}_a}{\underline{u}_{gl}} \quad \text{mit} \quad \underline{u}_d = 0 \quad (7.1-6)$$

Beide Definitionen gelten bei einem bestimmten Ruhezustand und einer bestimmten Last.

Eine wichtige Kenngröße bei Operationsverstärkern ist die Differenz-Spannungsverstärkung ohne äußere Last:

$$\underline{v}_d \Big|_{Z_L \rightarrow \infty} = \underline{v} \quad (7.1-7)$$

Diese Größe wird auch offene Spannungsverstärkung (Open Loop Gain) genannt.

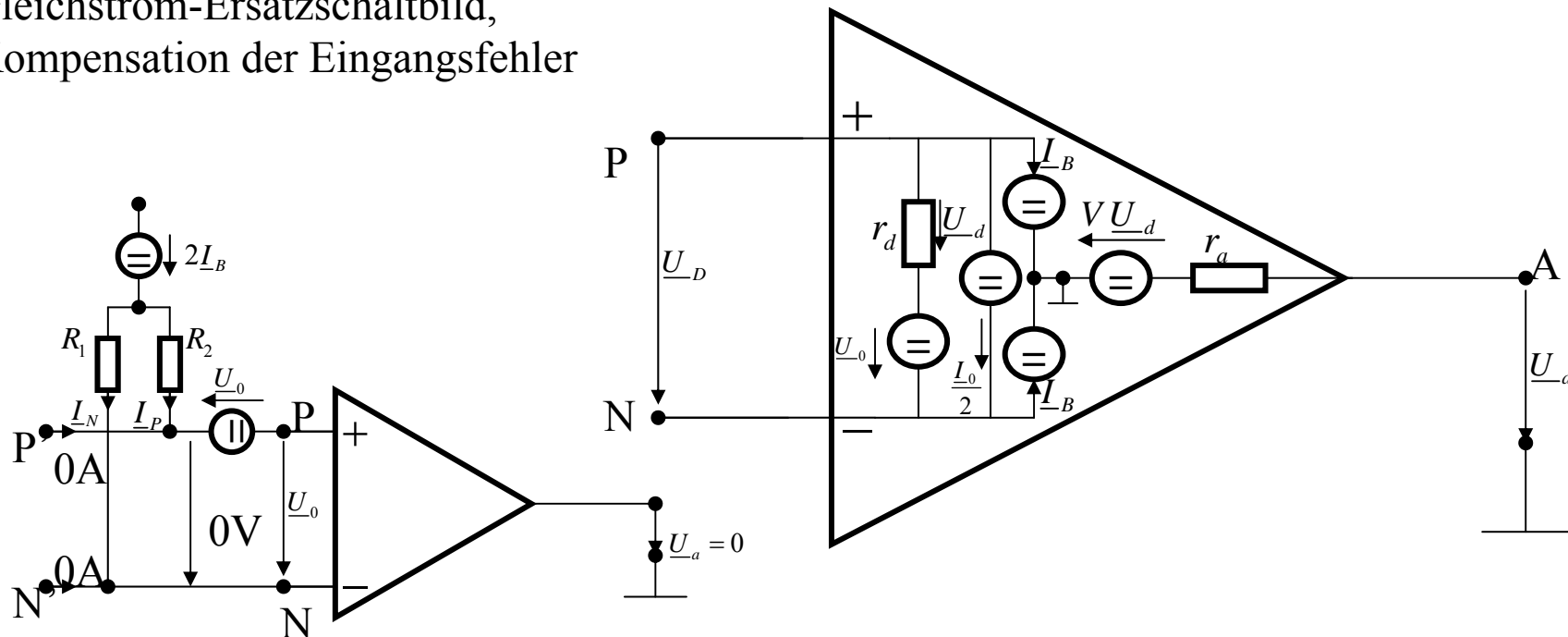


7.1.2. Gleichstrom-Eigenschaften

Die bisher erläuterten Kenngrößen für Wechselstrom sind konstant, solange man sich im linearen Arbeitsbereich des Operationsverstärkers befindet.

Durch praktisch immer vorhandene Unsymmetrien in der Eingangsstufe (Differenzverstärker) erhält man zusätzliche Fehler, welche außerdem temperaturabhängig sind.

- a) Gleichstrom-Ersatzschaltbild,
- b) Kompensation der Eingangsfehler



7.1.2. Gleichstrom-Eigenschaften

Beim realen Operationsverstärker ist die Ausgangsspannung U_A auch dann nicht Null, wenn $U_P = U_N = 0$ ist. Man definiert eine Offsetspannung U_0 als die Spannungsdifferenz, die zwischen den beiden Eingängen liegen muß, damit $U_A = 0$ wird:

$$U_0 = U_P - U_N \quad \text{bei} \quad U_A = 0 \quad (7.1-12)$$

Die Offsetspannung läßt sich im Operationsverstärker selbst oder in einer externen Schaltung kompensieren.

Störend macht sich dann nur noch die Offsetspannungsdrift bemerkbar:

$$\Delta U_0(\mathcal{G}, t, U_B) = \frac{\partial U_0}{\partial \mathcal{G}} \Delta \mathcal{G} + \frac{\partial U_0}{\partial t} \Delta t + \frac{\partial U_0}{\partial U_B} \Delta U_B \quad U_0 = U_N = 0$$

$$\frac{\partial U_0}{\partial \mathcal{G}}$$

ist der Temperaturkoeffizient (Typische Werte: 1...100µV je Grad)

$$\frac{\partial U_0}{\partial t}$$

ist der Langzeitkoeffizient (Größenordnung: 10µV ... 1 mV je Tag)

$$\frac{\partial U_0}{\partial U_B}$$

berücksichtigt den Einfluß der Betriebsspannungsschwankungen (Größenordnung: 10 µV /V ... 1 mV/V)



7.1.2. Gleichstrom-Eigenschaften

Weiterhin weist ein realer Operationsverstärker Eingangsruhestrome auf. Sie sind durch die Basisströme der Eingangstransistoren bedingt.

Ist I_P der Eingangsruhestrom am nichtinvertierenden Eingang und I_N der Eingangsruhestrom am invertierenden Eingang, dann gilt für den Eingangsruhestrom (input bias current):

$$I_B = \frac{I_P + I_N}{2} \quad \text{bei} \quad U_A = 0 \quad (7.1-13)$$

Die beiden Eingangsruhestrome sind normalerweise nicht genau gleich. Die Differenz beträgt:

$$I_0 = I_P - I_N \quad I_0 \approx 0.1 I_B \quad (7.1-14)$$

Diese Differenz wird Eingangsfehlstrom (Offsetstrom) genannt.

In Bild auf S. 9 ist das Gleichstrom-Ersatzschaltbild eines Operationsverstärkers angegeben.

Mittels der dargestellten Kompensationsschaltung erhält man einen Verstärker, dessen Eingangsfehlspannung und dessen Eingangsruhestrome nahezu verschwinden.

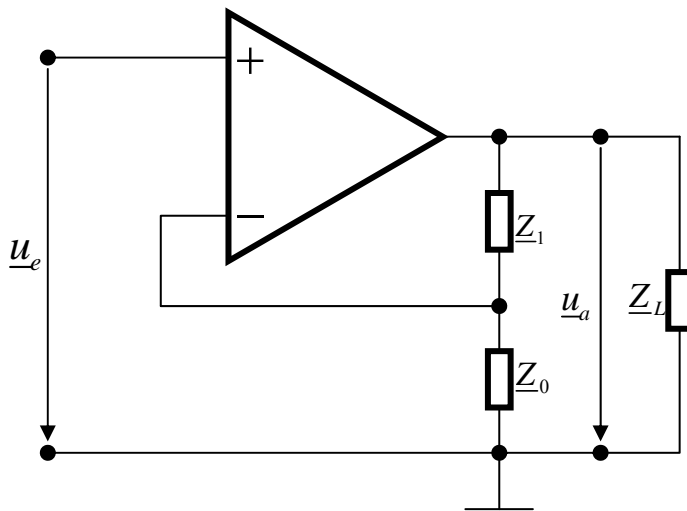


7. 2. Rückgekoppelte Operationsverstärker

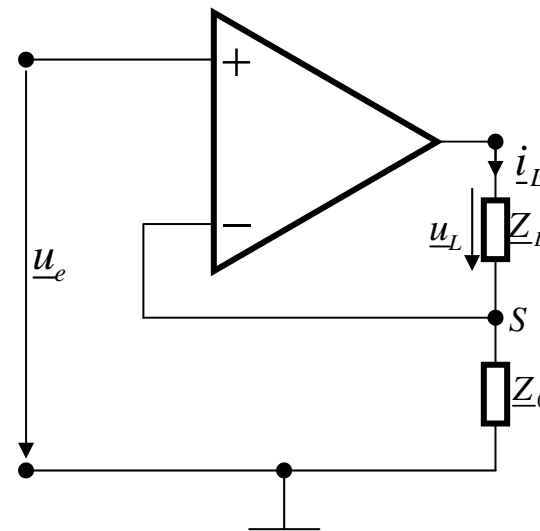
Rückkopplungsschaltungen lassen sich je nach Abnahme und Einspeisung des Rückkopplungssignals in vier Gruppen einteilen:

Das Rückkopplungssignal kann proportional zur Ausgangsspannung (spannungsgesteuert) oder proportional zum Ausgangsstrom (stromgesteuert, eher seltene Anwendung) sein.

Die Einspeisung des Rückkopplungssignals kann parallel oder in Serie zum Eingang erfolgen. Im ersten Fall summieren sich Eingangs- und Rückkopplungsstrom, im zweiten Fall Eingangs- und Rückkopplungsspannung.



Spannungsgesteuerte Spannungsrückkopplung



Stromgesteuerte Spannungsrückkopplung

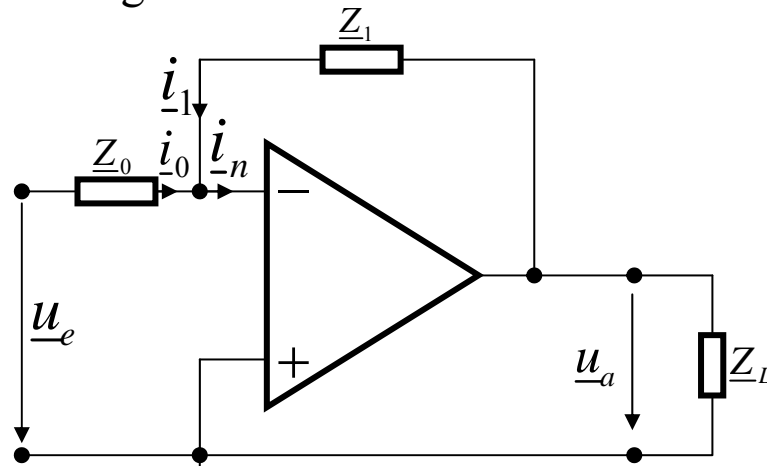
7. 2. Rückgekoppelte Operationsverstärker

Durch Eingangs- und Ausgangsnetzwerke können die Schaltungen noch erweitert werden.

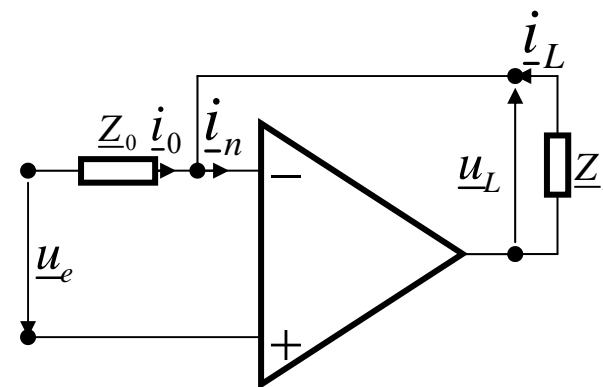
Die Rückführung kann an den invertierenden oder nichtinvertierenden Eingang angeschlossen werden (Mit- oder Gegenkopplung).

Welche Art der Kopplung auftritt, hängt nicht nur von der Polung der Anschlußklemmen ab - von grossem Einfluss ist auch der Phasenfrequenzgang.

Die Schaltungen (auf dieser und der vorigen Seite) sind so dargestellt, daß bei Verwendung von Widerständen bei tiefen Frequenzen eine Gegenkopplung auftritt.



Spannungsgesteuerte Stromrückkopplung



Stromgesteuerte Stromrückkopplung

Prof. Dr.-Ing. I. Willms

UNIVERSITÄT
DUISBURG
ESSEN

Grundlagen der Elektrotechnik 3

S. 13

Fachgebiet
Nachrichtentechnische Systeme



7. 2. Rückgekoppelte Operationsverstärker

Spannungsgesteuerter Spannungsrückkopplung:

Der durch die Widerstände Z_0 und Z_1 fließende Strom ist proportional zur Ausgangsspannung. Die am Widerstand Z abfallende Spannung wird in den invertierenden Eingang eingespeist. Die Eingangsspannung wird an den nichtinvertierenden Eingang gelegt.

Stromgesteuerte Spannungsrückkopplung:

Die an Z_0 abfallende Rückkopplungsspannung ist proportional zum Laststrom.

Spannungsgesteuerter Stromrückkopplung:

Der Knotenpunkt S besitzt nahezu Massepotential.

Der der Ausgangsspannung proportionale Rückkopplungsstrom i_1 addiert sich am Punkt S zum Eingangsstrom i_0 .

Stromgesteuerter Stromrückkopplung:

Hier entspricht der Rückkopplungsstrom dem Laststrom. Am Knotenpunkt S summieren sich wieder Eingangs- und Rückkopplungsstrom.



7. 3. Invertierender Verstärker

In folgenden ist ein invertierenden Verstärkers mit reeller Beschaltung in spannungsgesteuerter Stromrückkopplung angegeben.

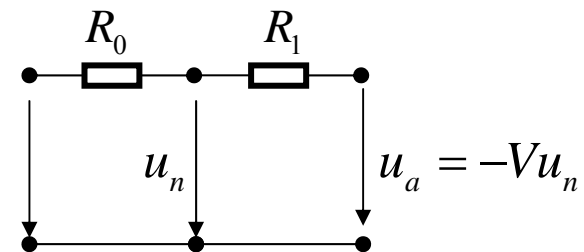
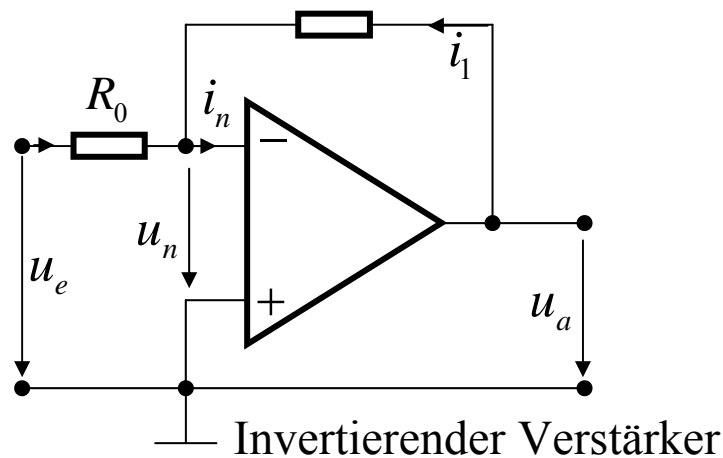
Ein idealer Operationsverstärker (mit verschwindenden Offsets) ist durch folgende Eigenschaften gekennzeichnet:

Offene Spannungsverstärkung $|\underline{v}| = V \rightarrow \infty$

Gleichtaktunterdrückung $|\underline{G}| \rightarrow \infty, |\underline{v}_{gl}| = V_{gl} = 0$

Ausgangsimpedanz $Z_a = 0$

Eingangsruheströme $I_P = I_N = 0$



Zur Berechnung der Spannung u_n und der Ausgangsspannung u_a

Prof. Dr.-Ing. I. Willms

Grundlagen der Elektrotechnik 3

S. 15

7.3. Invertierender Verstärker

Legt man an die Schaltung eine positive Eingangsspannung u_e an, so wird sich am invertierenden Eingang - da die Ausgangsspannung u_n im ersten Augenblick noch Null ist - eine Spannung der folgenden Höhe einstellen:

$$u_n = u_e \frac{R_1}{R_1 + R_0} \quad (7.3-1)$$

Diese Spannung wird verstärkt, und die Ausgangsspannung würde auf hohe negative Werte entsprechend der Beziehung $u_a = -Vu_n$ ansteigen. Da jedoch der Ausgang auf den invertierenden Eingang zurückwirkt, wird die Spannung u_n gleichzeitig wieder verkleinert. Es liegt also eine Gegenkopplung vor. Im Gleichgewichtszustand wird sich am Punkt S die gegenüber dem Anfangszustand eine wesentlich kleinere Spannung einstellen:

$$u_n = u_e \frac{R_1}{R_1 + R_0(1+V)} \quad (7.3-2)$$

Wegen $V \gg 1$ gilt dann:

$$u_n = u_e \frac{R_1}{R_1 + VR_0} \quad (7.3-3)$$



7.3. Invertierender Verstärker

Damit läßt sich die Größe der im Gleichgewichtszustand auftretenden Ausgangsspannung berechnen:

$$u_n = u_e \frac{R_1}{R_1 + VR_0}$$

$$u_a = -Vu_n = -\frac{VR_1}{R_1 + R_0V} u_e = -\frac{R_1}{R_1/V + R_0} u_e \quad (7.3-4)$$

Für $V \gg \frac{R_1}{R_0}$ erhält man:

$$u_a = -\frac{R_1}{R_0} u_e \quad (7.3-5)$$

$$\frac{u_a}{u_e} = -\frac{R_1}{R_0} \quad (7.3-6)$$



7. 3. Invertierender Verstärker

Das Minuszeichen besagt, daß die Ausgangsspannung gegenüber der Eingangsspannung invertiert ist. Bei großer offener Spannungsverstärkung V ist die Verstärkung des beschalteten Operationsverstärkers nur noch durch das Verhältnis der Widerstände R_1 und R_0 gegeben. Änderungen von V infolge vom Exemplarstreuungen, Temperaturänderungen und Nichtlinearitäten wirken sich auf den beschalteten Verstärker praktisch nicht aus.

Der Gleichgewichtszustand der Schaltung stellt sich so ein, daß $u_n = -\frac{u_a}{V} \approx 0$ wird, d.h. der Punkt S in Bild 5.3-1 liegt praktisch auf Massepotential. Er wird daher als „virtuelle Masse“ bezeichnet.

Damit lassen sich in der Regel die Operationsverstärkerschaltungen in vereinfachter Form berechnen.



7. 3. Invertierender Verstärker

Zusammenfassend kann man feststellen:

Bei jedem beschalteten Operationsverstärker muss geprüft werden, ob Mit- oder Gegenkopplung vorliegt. Maßgeblich für eine Gegenkopplung ist, daß die Ausgangsgröße der Eingangsgröße entgegenwirkt.

Bei Gegenkopplung kann man die sich einstellende Ausgangsspannung berechnen.

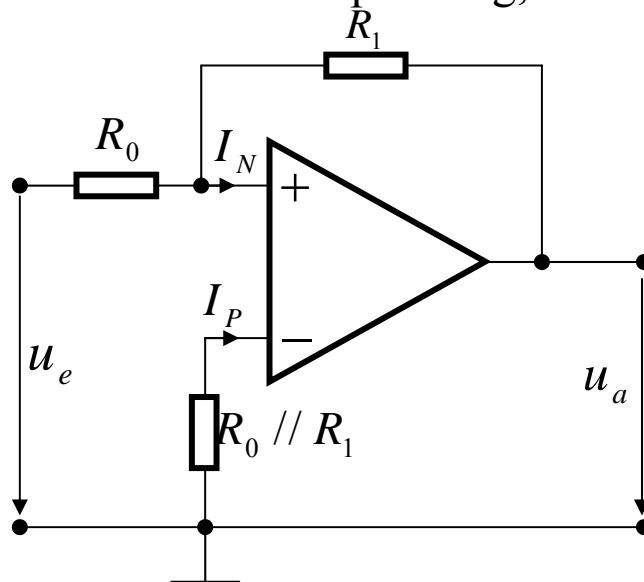
Bei Mitkopplung tritt in vielen Fällen eine Schwingneigung der Schaltung auf. Dazu reicht jede auch extrem geringe phasenrichtige Einkopplung des Ausgangssignals für $V > 1$.



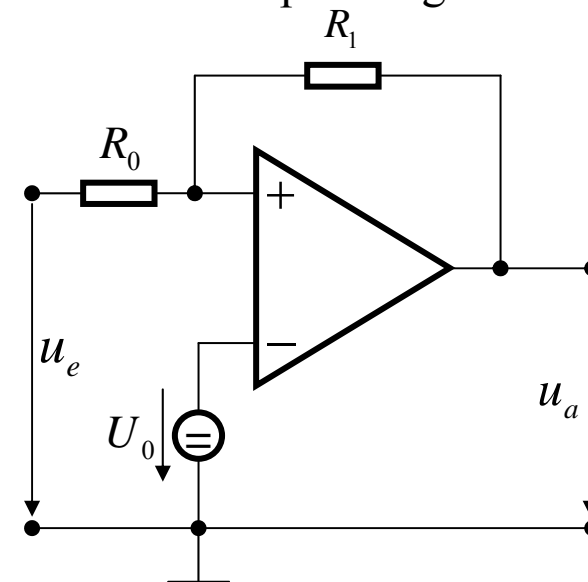
7.3.1. Kompensation von Eingangsruehstrom und Offsetspannung

Bisher wurden die bei einem realen Operationsverstärker die Eingangsruehströme vernachlässigt: $I_P \approx I_N \approx I_B$

Diese erzeugen je nach der Größe des jeweiligen Widerstandes am Eingang des Operationsverstärkers eine Spannung, die wie eine zusätzliche Offsetspannung wirkt.



Kompensation des Eingangsruehstromes



Zur Berechnung der Auswirkung der Offsetspannung auf den Ausgang

7.3.1. Kompensation von Eingangsruehestrom und Offsetspannung

In der Schaltung nach obigem Bild bewirkt der Ruhestrom I_N am N-Eingang einen Spannungsabfall $I_N(R_0 \parallel R_1)$. Wird nun der P-Eingang des Verstärkers nicht direkt, sondern über einen Widerstand $R_0 \parallel R_1$ mit Masse verbunden, so fällt wegen $I_P \approx I_N$ an diesem Eingang etwa die gleiche Spannung ab. Damit kann die Wirkung des Eingangsruehestromes weitgehend kompensiert werden. Lediglich der Offsetstrom $I_0 = I_P - I_N$ bewirkt noch eine kleine Spannungsdifferenz. Die auftretende Gleichtaktaussteuerung $U_{Gl} = I_B(R_0 \parallel R_1)$ kann meistens vernachlässigt werden.

Ein weiterer Fehler entsteht durch die Offsetspannung U_0 , die eine überlagerte Gleichspannung am Ausgang bewirkt. Aus dem obigen Ersatzschaltbild ergibt sich:

$$\frac{u_e - U_0}{R_0} + \frac{u_a - U_0}{R_1} = 0 \Rightarrow u_a - U_0 = \frac{(-u_e + U_0)R_1}{R_0} = 0 \quad (7.3-24)$$
$$u_a = -\frac{R_1}{R_0}u_e + \left(1 + \frac{R_1}{R_0}\right)U_0$$

Die überlagerte Gleichspannung hat also die Größe:

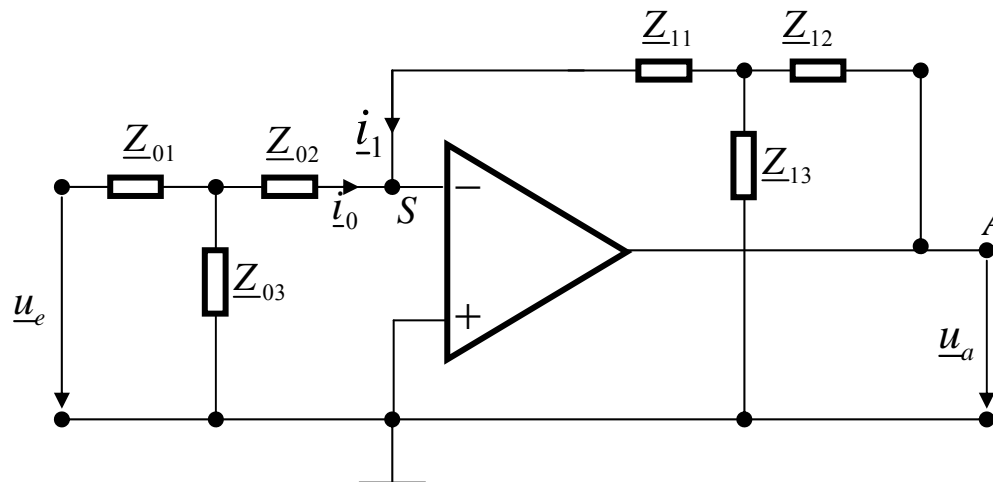
$$U_{a0} = \left(1 + \frac{R_1}{R_0}\right)U_0 \quad (7.3-25)$$



7.3.2. Mit Vierpolen beschalteter invertierender Verstärker

Bisher kamen als Eingangsbeschaltung und zur Rückkopplung Zweipole zur Anwendung.

In der Praxis werden aber auch Vierpole, und zwar meistens T-Glieder verwendet



Bei der Ermittlung des Frequenzganges der Schaltung wird ein idealer OP vorausgesetzt.

Der Punkt S liegt praktisch auf Massepotential.

Da in den idealen Verstärker kein Strom hineinfließt, gilt für den Summenpunkt S:

$$\underline{i}_0 + \underline{i}_1 = 0$$

7.3.2. Mit Vierpolen beschalteter invertierender Verstärker

Die Berechnung der Ströme ergibt:

$$\underline{i}_0 = \frac{\underline{u}_e}{\underline{Z}_{01} + \underline{Z}_{02} + \frac{\underline{Z}_{01}\underline{Z}_{02}}{\underline{Z}_{03}}} \quad (7.3-26)$$

$$\underline{i}_1 = \frac{\underline{u}_a}{\underline{Z}_{11} + \underline{Z}_{12} + \frac{\underline{Z}_{11}\underline{Z}_{12}}{\underline{Z}_{13}}}$$

Damit gilt:

$$\frac{\underline{u}_e}{\underline{Z}_{01} + \underline{Z}_{02} + \frac{\underline{Z}_{01}\underline{Z}_{02}}{\underline{Z}_{03}}} = - \frac{\underline{u}_a}{\underline{Z}_{11} + \underline{Z}_{12} + \frac{\underline{Z}_{11}\underline{Z}_{12}}{\underline{Z}_{13}}} \quad (7.3-27)$$

$$A(p) = \frac{\underline{u}_a}{\underline{u}_e} = - \frac{\underline{Z}_{11} + \underline{Z}_{12} + \frac{\underline{Z}_{11}\underline{Z}_{12}}{\underline{Z}_{13}}}{\underline{Z}_{01} + \underline{Z}_{02} + \frac{\underline{Z}_{01}\underline{Z}_{02}}{\underline{Z}_{03}}} \quad (7.3-28)$$

7.4. Nichtinvertierender Verstärker

Prof. Dr.-Ing. I. Willms

UNIVERSITÄT
DUISBURG
ESSEN

Grundlagen der Elektrotechnik 3

S. 24

Fachgebiet
Nachrichtentechnische Systeme



7.4. Nichtinvertierender Verstärker

Ein nichtinvertierenden Verstärker verwendet die spannungsgesteuerte Spannungsgegenkopplung.

Die von der Ausgangsspannung u_a abhängige Spannung u_n wird in den invertierenden Eingang eingespeist.

Es liegt hier eine Gegenkopplung vor.

Beim idealen Operationsverstärker verschwindet die Differenzspannung.



7.4. Nichtinvertierender Verstärker

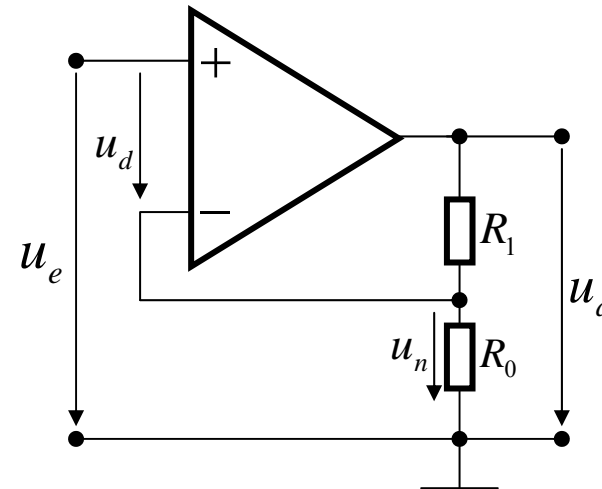
Im nebenstehend skizzierten Fall gilt außerdem:

$$u_p = u_e$$
$$u_n = u_e = \frac{R_0}{R_1 + R_0} u_a \quad (7.4-1)$$

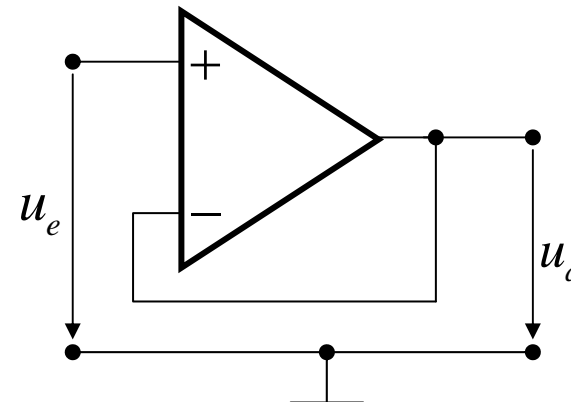
Damit folgt:

$$u_a = u_e \frac{R_1 + R_0}{R_0} \quad (7.4-2)$$

$$\frac{u_a}{u_e} = 1 + \frac{R_1}{R_0} \quad (7.4-3)$$



Nichtinvertierender Verstärker



Spannungsfolger

7.4. Nichtinvertierender Verstärker

Der nichtinvertierende Verstärker hat folgende Eigenschaften:

- Keine Invertierung des Eingangssignals
- Die Verstärkung ist größer bzw. im Grenzfall gleich Eins
- Unendlich großer Eingangswiderstand (bei Verwendung des idealen OP's)

Da der Ausgangswiderstand des Verstärkers sehr niederohmig ist, wird der nichtinvertierende Verstärker in der Praxis oft als Impedanzwandler eingesetzt.

In der folgenden Betrachtung soll der Einfluss einer endlichen Leerlaufverstärkung untersucht werden:

$$u_n = \frac{R_0}{R_1 + R_0} u_a \quad (7.4-4)$$

$$u_d = \frac{u_a}{V} = u_e - u_n \quad (7.4-5)$$

$$\frac{u_e}{u_a} = \frac{1}{V} + \frac{u_n}{u_a} = \frac{1}{V} + \frac{R_0}{R_1 + R_0} \quad (7.4-6)$$

Man erkennt, daß für $V \rightarrow \infty$ dieses Ergebnis in Gl. (7.4-3) übergeht.



7.4. Nichtinvertierender Verstärker

Beim nichtinvertierenden Verstärker mit realem OP tritt eine vergleichsweise hohe Gleichtaktspannung auf.

Die folgende Rechnung zeigt, wie dadurch zusätzliche Fehler entstehen können.

$$\text{Mit } u_n = \frac{R_0}{R_1 + R_0} u_a \quad u_d = u_e - u_n \quad u_{gl} \approx u_e \quad (7.4-7)$$

$$u_a = -V u_d + V_{gl} u_{gl} = V(u_e - u_n) + V_{gl} u_{gl}$$

$$\text{resultiert: } u_a \left(1 + V \frac{R_0}{R_1 + R_0} \right) = u_e (V + V_{gl}) \Rightarrow \frac{u_e}{u_a} = \frac{1 + \frac{VR_0}{R_1 + R_0}}{V + V_{gl}} = \frac{\frac{1}{V} + \frac{R_0}{R_1 + R_0}}{1 + \frac{V_{gl}}{V}}$$

Nutzt man die Näherung $\frac{1}{1+x} \approx 1-x$ dann ergibt sich:

$$\frac{u_e}{u_a} = \left(\frac{1}{V} + \frac{R_0}{R_1 + R_0} \right) \left(1 - \frac{V_{gl}}{V} \right) \quad (7.4-8) \quad (7.4-9)$$

Der Vergleich mit Gl. (7.4-6) zeigt den Einfluss der endlichen Gleichtaktunterdrückung auf die Verstärkung.



7.5. Niederfrequenz-Verstärker

Prof. Dr.-Ing. I. Willms

UNIVERSITÄT
DUISBURG
ESSEN

Grundlagen der Elektrotechnik 3

S. 29

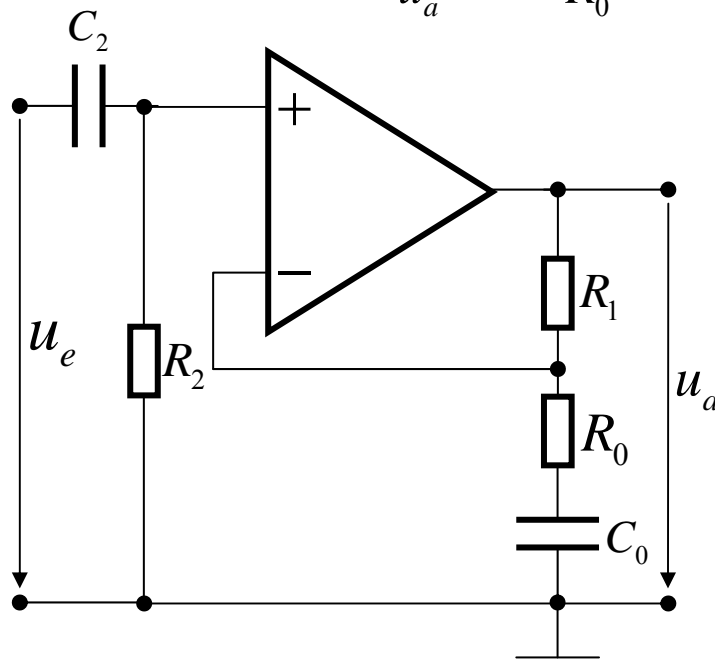
Fachgebiet
Nachrichtentechnische Systeme



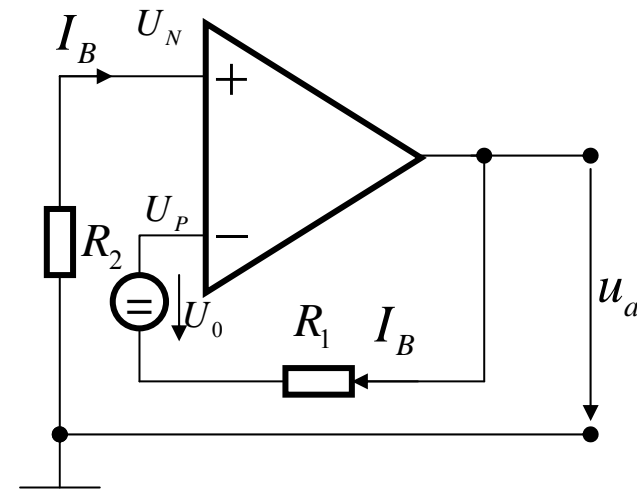
7.5. Niederfrequenz-Verstärker

Die Kondensatoren C_0 und C_2 bilden hier für Wechselspannungen höherer Frequenz einen Kurzschluß. Die Schaltung arbeitet dann als nichtinvertierender Verstärker mit der Verstärkung

$$\frac{u_e}{u_a} = 1 + \frac{R_1}{R_0} \quad (7.5-1)$$



Niederfrequenz-Verstärker



Zur Erläuterung der Gleichstromverhältnisse beim Niederfrequenz-Verstärker

7.5. Niederfrequenz-Verstärker

Erläuterung der Gleichspannungsverhältnisse (Berücksichtigung der Eingangsruhestrome):

Die Offsetspannung kann man sich in Reihe mit einem der beiden Eingänge des Verstärkers geschaltet denken. Damit gilt:

$$U_P = -I_B R_2 \qquad U_N = U_{a0} + U_0 - I_B R_1$$

Damit erhält man mit $U_P = U_N$ für die Ausgangsoffsetspannung:

$$U_{a0} = -U_0 - I_B (R_1 - R_2) \qquad (7.5-2)$$

Damit der Einfluss des Eingangsruhestromes klein bleibt, wählt man $R_1 \approx R_2$.

Der Eingangswiderstand der Schaltung ist praktisch gleich R_2 .

Bei $U_P = 1 \text{ V}$, $I_B = 1 \mu\text{A}$ ergibt sich z.B. $R_2 = 1 \text{ M}\Omega$.



7.5. Niederfrequenz-Verstärker

Für die Systemfunktion der Schaltung erhält man:

$$u_p(p) = u_e(p) \frac{R_2}{R_2 + 1/pC_2} = u_e(p) \frac{pT_2}{1 + pT_2} \quad \text{mit } T_2 = R_2C_2$$

$$u_n(p) = u_a(p) \frac{R_0 + 1/pC_0}{R_1 + R_0 + 1/pC_0} = u_a(p) \frac{1 + pT_0}{1 + pT_1} \quad \begin{array}{l} T_1 = (R_1 + R_0)C_0 \\ T_0 = R_0C_0 \end{array}$$

$$u_p(p) = u_n(p)$$

$$A(p) = \frac{u_a(p)}{u_e(p)} = \frac{(1 + pT_1) pT_2}{(1 + pT_0)(1 + pT_2)} \quad (7.5-3)$$

Für $p \rightarrow \infty$ ergibt sich wieder:

$$\frac{u_a(p)}{u_e(p)} = \frac{pT_1 pT_2}{pT_0 pT_2} = \frac{T_1}{T_0} = 1 + \frac{R_1}{R_0}$$



7.6. Analoge Rechenschaltungen

Prof. Dr.-Ing. I. Willms

UNIVERSITÄT
DUISBURG
ESSEN

Grundlagen der Elektrotechnik 3

S. 33

Fachgebiet
Nachrichtentechnische Systeme



7.6.1. Umkehraddierer

Da der Knotenpunkt S der folgenden Schaltung praktisch Massepotential hat, können hier über Widerstände R_{0v} weitere Spannungsquellen angeschlossen werden, ohne dass eine gegenseitige Beeinflussung der Spannungsquellen auftritt.

Jede der Eingangsspannungen u_{ev} speist einen Strom in den Knotenpunkt S ein.

Die Schaltung eignet sich zum Addieren von Spannungen oder auch zum Summieren von Strömen.

Beim Summieren von Strömen können die Widerstände $R_{0v} = 0$ gesetzt werden.

Wendet man die Knotenregel auf den Summationspunkt S an, dann erhält man:

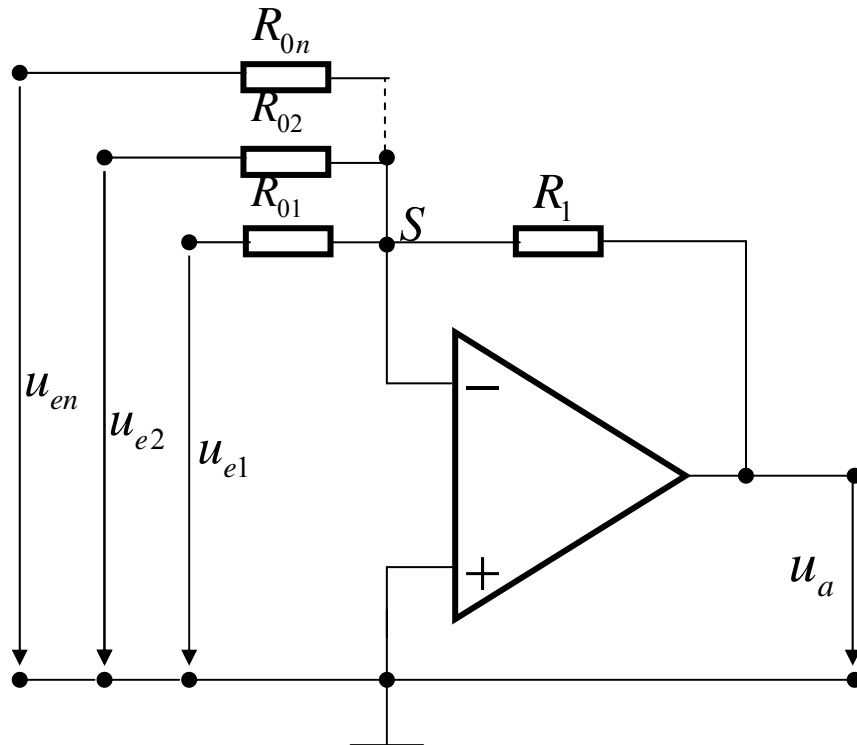
$$\frac{u_{e1}}{R_{01}} + \frac{u_{e2}}{R_{02}} + \dots + \frac{u_{ev}}{R_{0v}} + \dots + \frac{u_{en}}{R_{0n}} + \frac{u_a}{R_1} = 0$$



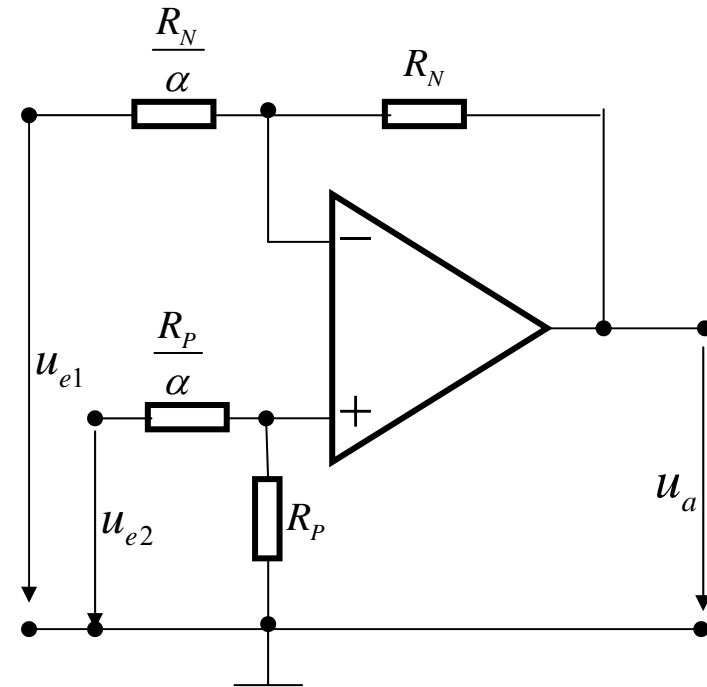
7.6.1. Umkehraddierer

Daraus folgt:

$$-u_a = \frac{R_1}{R_{01}} u_{e1} + \frac{R_1}{R_{02}} u_{e2} + \dots + \frac{R_1}{R_{0v}} u_{ev} + \dots + \frac{R_1}{R_{0n}} u_{en} \quad (7.6-1)$$



Umkehraddierer



Subtrahierschaltung

7.6.2. Subtrahierer

In der Subtrahierer-Schaltung liegen die Eingänge des OP's nicht auf Nullpotential. Zur Berechnung der Ausgangsspannung soll daher von den Spannungen am P- bzw. N-Eingang ausgegangen werden. Für den idealen Operationsverstärker gilt dann:

$$u_p = \frac{R_p}{R_p + \frac{R_p}{\alpha}} u_{e2} = \frac{1}{1 + \frac{1}{\alpha}} u_{e2} = \frac{\alpha}{1 + \alpha} u_{e2} \quad u_n = \frac{R_N u_{e1} + \frac{R_N}{\alpha} u_a}{R_N + \frac{R_N}{\alpha}} = \frac{u_{e1} + \frac{1}{\alpha} u_a}{1 + \frac{1}{\alpha}} = \frac{\alpha u_{e1} + u_a}{1 + \alpha}$$

Mit $u_p = u_n$
folgt dann:

$$u_a = \alpha(u_{e2} - u_{e1})$$

(7.6-3)

Die Schaltung bildet also die Differenz der beiden Eingangsspannungen und multipliziert sie mit dem Faktor α .

Da die Eingänge des Verstärkers nicht auf Nullpotential liegen, muss überprüft werden, ob der zulässige Gleichtaktbereich des Verstärkers nicht überschritten wird.

7.6.3. Integrator

Das Bild zeigt die Schaltung eines Umkehrintegrators. Unter Voraussetzung eines idealen Operationsverstärkers erhält man die folgenden Gleichungen:

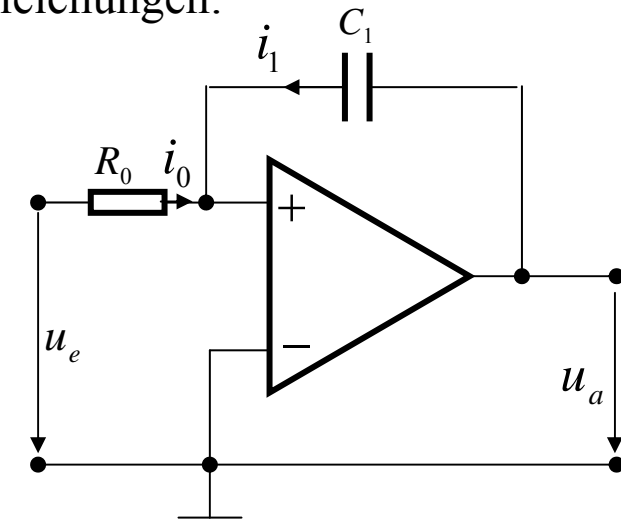
$$i_0 + i_1 = 0$$

$$i_0 = \frac{u_e}{R_0} \quad i_1 = C_1 \frac{du_a}{dt}$$

$$\frac{u_e}{R_0} + C_1 \frac{du_a}{dt} = 0 \Rightarrow \frac{du_a}{dt} = -\frac{u_e}{R_0 C_1} \quad (7.6-19)$$

Daraus berechnet sich die Ausgangsspannung u_a zu :

$$u_a = -\frac{1}{R_0 C_1} \int_0^t u_e dt + U_{a0}$$



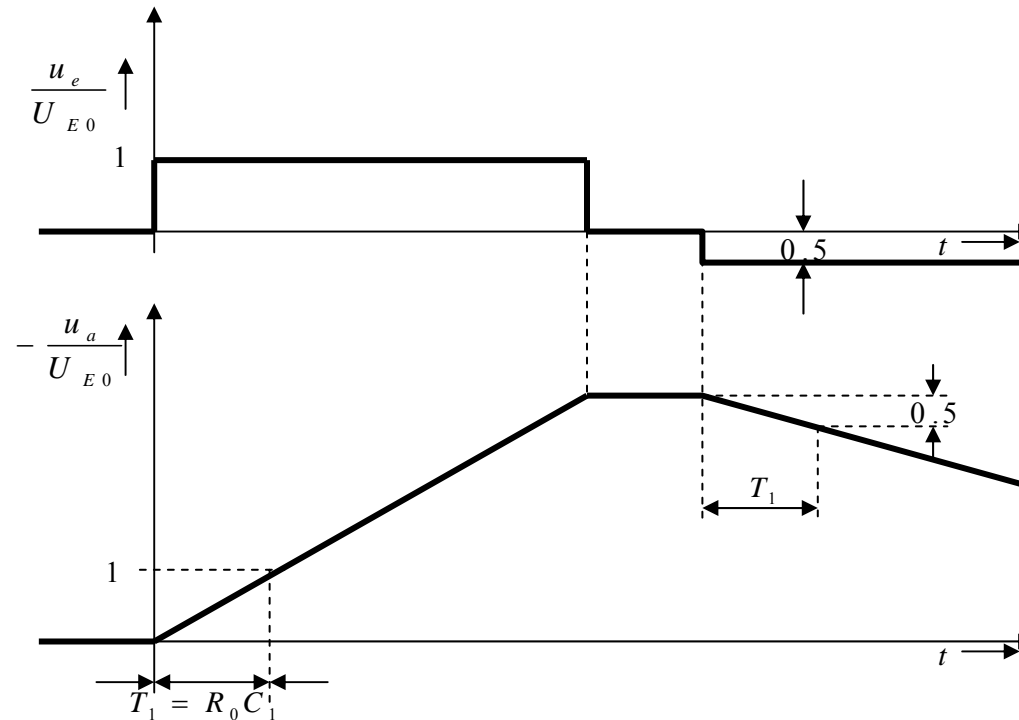
Umkehrintegrator

$$(7.6-20)$$

U_{a0} ist die Spannung, die zu Beginn der Integration am Ausgang der Schaltung vorhanden ist. Das Produkt $R_0 C_1 = T_I$ hat die Dimension einer Zeit (Integrierzeit).

7.6.3. Integrator

Ist die Eingangsgröße $u_e(t)$ zur Zeit $t=0$ eine Sprungfunktion, so ist die Integrierzeit die Zeit, bei der von Null an beginnend die Ausgangsspannung u_a gerade die Größe der Eingangsspannung u_e erreicht hat:



Zeitlicher Verlauf der Ausgangsspannung bei sprunghaftem Verlauf am Eingang

7.6.4. Differentiator

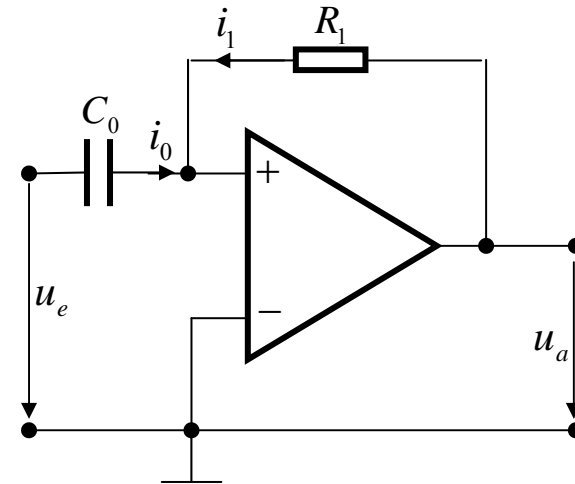
Hier ist die Prinzipschaltung eines Differentiators dargestellt. Bei idealem OP gilt:

$$i_0 + i_1 = 0$$

$$i_0 = C_0 \frac{du_e}{dt} \quad i_1 = \frac{u_a}{R_1}$$

$$C_0 \frac{du_e}{dt} + \frac{u_a}{R_1} = 0$$

$$u_a = -R_1 C_0 \frac{du_e}{dt}$$



Prinzipschaltung des Differentiators

Die Systemfunktion des Differentiators hat die Form:

$$A(p) = -\frac{u_a(p)}{u_e(p)} = pT_D \quad \text{mit} \quad T_D = R_1 C_0$$

7.6.4. Differentiator

Die angegebene Prinzipschaltung des Differentiators ist in dieser einfachen Form meistens nicht brauchbar (z.B. nicht reeller Eingangswiderstand und Verstärkung des Rauschens bei hohen Frequenzen).

Durch Einfügen eines Widerstandes R_0 in Reihe zur Kapazität C_0 erhält man eine besser brauchbare Schaltung (mit niedrigerem Rauschen).

Für die Systemfunktion der Schaltung erhält man:

$$-\frac{u_a(p)}{u_e(p)} = \frac{Z_1(p)}{Z_0(p)}$$



7.6.4. Differentiator

Mit $R_1 C_1 = T_1$ und $R_0 C_0 = T_0$ ergibt sich :

$$Z_1(p) = \frac{R_1 / pC_1}{R_1 + 1 / pC_1} = \frac{R_1}{1 + pT_1}$$

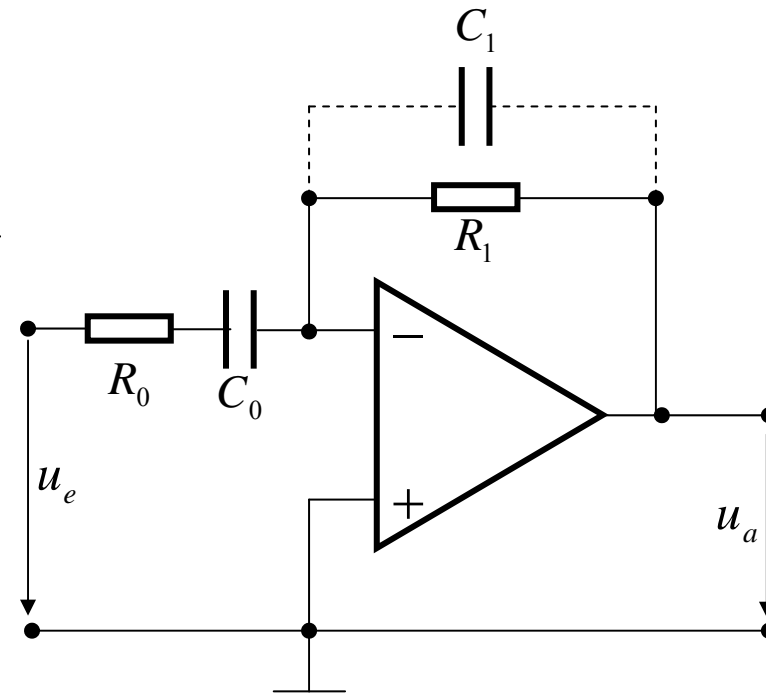
$$Z_0(p) = R_0 + 1 / pC_0 = R_0 \frac{1 + pT_0}{pT_0}$$

$$\Rightarrow -\frac{u_a(p)}{u_e(p)} = \frac{R_1}{R_0} \cdot \frac{pT_0}{(1 + pT_0)(1 + pT_1)}$$

Für $pT_0 \ll 1$ und $pT_1 \ll 1$ gilt:

$$-\frac{u_a(p)}{u_e(p)} = \frac{R_1}{R_0} \cdot pT_0$$

$$\text{Für } p \rightarrow \infty \text{ gilt: } -\frac{u_a(p)}{u_e(p)} = \frac{R_1}{R_0} \cdot \frac{1}{pT_1}$$



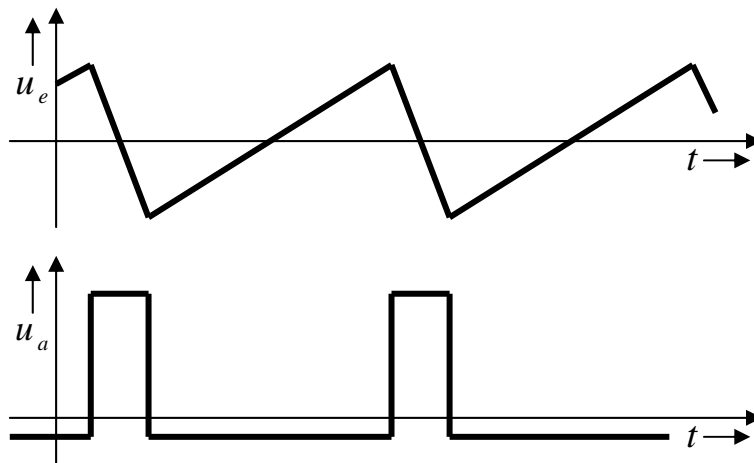
Verbesserte Schaltung des Differentiators

7.6.4. Differentiator

Die Schaltung arbeitet damit für Frequenzen $0 < \omega < \omega_0 = 1/T_0$ als Differentiator, darüber hinaus integriert sie. Durch Zuschalten der Kapazität C_1 parallel zum Widerstand R_1 tritt eine Absenkung der Verstärkung bei höheren Frequenzen auf, wodurch auch das Rauschen verringert wird. Wählt man $R_0 C_0 = R_1 C_1$, dann sinkt die Verstärkung oberhalb ω_0 ab.

Der zum Differenzieren nutzbare Frequenzbereich wird hierdurch aber nicht weiter eingeschränkt als es durch den Widerstand R_0 ohnehin schon der Fall ist.

Im Bild ist der zeitliche Verlauf der Ausgangsspannung eines Differentiators dargestellt, wenn die Eingangsspannung einen sägezahnförmigen Verlauf hat.



Prof. Dr.-Ing. I. Willms

UNIVERSITÄT
DUISBURG
ESSEN

Grundlagen der Elektrotechnik 3

S. 42

Fachgebiet
Nachrichtentechnische Systeme

