

1

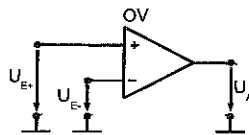
Opamp

Vorlesung

Elektronische Systeme und EMV

SS 2015

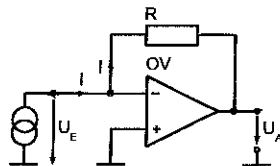
Der ideale Operationsverstärker



$$U_A = V(U_{E+} - U_{E-})$$

Verstärkung $V \rightarrow \infty$
Kein Eingangsstrom

Gegengekoppelt über ohmschen Widerstand (Strom-Spannungs-Wandler):



Mit: $U_A = V(U_{E+} - U_{E-})$

$$U_{E+} = 0$$

$$U_{E-} = U_A + R I$$

folgt: $U_A = -\frac{V}{V+1} R I$

$$U_{E-} = \left(1 - \frac{V}{V+1}\right) R I$$

$$V \rightarrow \infty: U_A = -R I$$

$$U_{E-} = 0$$

Bei vielen Anwendungen in der Schaltungstechnik benötigt man Kleinsignal-Verstärker mit recht unterschiedlichen Anforderungen an die Verstärkung, den Frequenz- sowie den Phasengang. Operationsverstärker sind universelle Verstärker, deren Verhalten durch eine einfache äußere Beschaltung vorgegeben werden kann. Es gibt sie seit den 60er-Jahren. Die ersten Operationsverstärker wurden noch mit diskreten Transistoren aufgebaut. Heute gibt es sie natürlich als integrierte Schaltkreise. Ein Operationsverstärker ist ein hochverstärkender Differenzverstärker. Im unbeschalteten Fall ergibt sich die Ausgangsspannung aus der Spannungsdifferenz zwischen nichtinvertierendem und invertierendem Eingang, multipliziert mit einem hohen Verstärkungsfaktor von etwa 10.000 bis 100.000. Die Grenze bildet natürlich die Betriebsspannung. Bei einer Verstärkung von typischerweise etwa 10^5 würde der unbeschaltete Operationsverstärker bereits bei einer Eingangsspannungsdifferenz von wenigen 10-100 µV an die betriebsspannungsbedingte Aussteuerungsgrenze stoßen. Die Eingangsimpedanz ist sehr hoch (einige MΩ bis GΩ), so dass der Eingangsstrom für viele Anwendungen vernachlässigt werden kann.

Für viele Betrachtungen kann man den Operationsverstärker als ideal annehmen:

$$V \rightarrow \infty$$

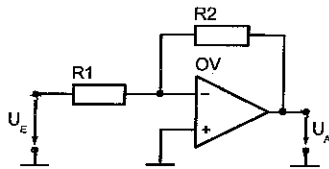
$$R_{\text{ein}} \rightarrow \infty$$

Um einen Operationsverstärker als Verstärker zu betreiben, muss man ihn gegenkoppeln, im einfachsten Fall durch einen Widerstand zwischen Ausgang und invertierendem Eingang. Dadurch wird das Potential des invertierenden Eingangs dem des nicht-invertierenden Eingangs nachgeführt. Der OP arbeitet dann wie ein P-Regler, der die Eingangsspannungsdifferenz im idealen Fall zu Null ausregelt.

Legt man das Potential des nicht-invertierenden Eingangs auf Masse, und erzwingt über den Rückkopplungswiderstand einen Stromfluss, erhält man einen einfachen invertierenden Strom-Spannungs-Wandler, der einen Eingangsstrom I in die Ausgangsspannung $U = -R I$ wandelt. Diese Beziehung ist auf Folie 1 hergeleitet. Die Reglerabweichung für die Eingangsspannungsdifferenz $U_{E+} - U_{E-}$ wird nur für einen unendlich hohen Verstärkung Null. Bei realen Operationsverstärkern bleibt also immer eine geringe, meist vernachlässigbare Eingangsspannungsdifferenz.

P-Regler!

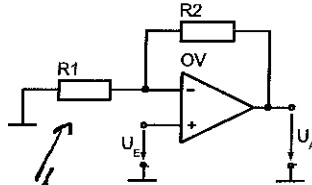
Grundsaltungen: Verstärker



Invertierender Verstärker:
Strom-Spannungs-Wandler erweitert um
eingangsseitigen Widerstand:

Mit: $I = \frac{U_E}{R_1}$ folgt: $U_A = -\frac{R_2}{R_1} U_E$

$R_{\text{Ein}} = R_1$



Nichtinvertierender Verstärker:

Mit: $U_A = V(U_{E+} - U_{E-})$ $U_{E+} = U_E$ $U_{E-} = U_A \frac{R_1}{R_1 + R_2}$

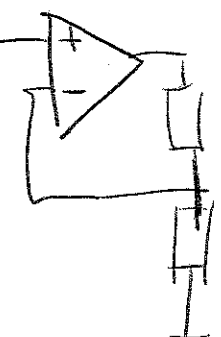
folgt: $U_A = U_E \left(\frac{1}{V} + \frac{R_1}{R_1 + R_2} \right)^{-1}$

$V \rightarrow \infty$: $U_A = U_E \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right)$

$R_{\text{Ein}} \rightarrow \infty$

Impedanz-Wandler:

Spezialfall des nichtinvertierenden Verstärkers.



ca. 1-10kOhm
niedrig
hoher Strom
vorhanden

zu groß
gewählt
EMV
Probleme

Erweitert man den invertierenden Strom-Spannungs-Wandler um einen eingangsseitigen Widerstand, erhält man den invertierenden Verstärker. Da das Potential am invertierenden Eingang aufgrund der Gegenkopplung auf Massepotential eingeregelt wird, fließt über den eingangsseitigen Widerstand ein Strom, der proportional zur Eingangsspannung ist. Die Verstärkung des invertierenden Verstärkers ist über das Verhältnis von Gegenkopplungswiderstand R_2 zu eingangsseitigem Widerstand R_1 festgelegt. Für spezielle Anwendungen ist auch eine Signalabschwächung möglich. Als Eingangswiderstand ist der eingangsseitige Widerstand R_1 wirksam.

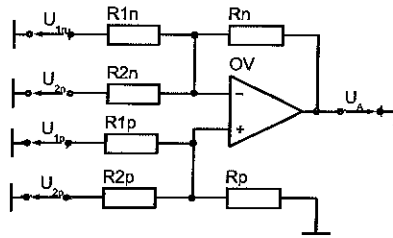
Üblicherweise wählt man die Widerstände so, dass ein Strom in der Größenordnung von einigen $10\mu\text{A}$ bis zu wenigen mA bei Vollaussteuerung fließt. Bei üblichen Betriebsspannungen bis zu $\pm 15\text{V}$ ergibt dies Widerstände um ca. $10\text{k}\Omega$ ($1\text{k}\Omega$ bis einige $100\text{k}\Omega$). Eine zu hochohmige Auslegung macht die Schaltung empfindlich gegenüber elektrischen Einkopplungen, eine zu niederohmige Auslegung belastet unnötig den Operationsverstärker.

→ Stromverbrauch

Legt man den freien Anschluss von R_1 an Masse und schaltet das Eingangssignal statt dessen an den nicht-invertierenden Eingang, erhält man den nicht-invertierenden Verstärker. Folie 2 zeigt noch einmal die Herleitung des Übertragungsverhaltens aus den Grundgleichungen. Auch hier ergibt sich die ideale Reglerabweichung von Null nur für eine ideale unendliche innere Verstärkung des OPs. Mit einem nicht-invertierenden Verstärker können nur Verstärkungen von eins und größer eingestellt werden. Da das Eingangssignal direkt an den OP-Eingang geschaltet ist, hat der nicht-invertierende Verstärker einen sehr hohen Eingangswiderstand. Er kann daher als Impedanzwandler ($V=1$) eingesetzt werden. Dazu wird statt R_2 eine Brücke eingesetzt und R_1 entfällt.

Im Prinzip kann man das Verhalten für alle gegengekoppelten Operationsverstärkerschaltungen mit idealisiertem Operationsverstärker nach der beschriebenen Methode durch Aufstellen der Knoten- und Maschengleichungen, Einsetzen in die Gleichung für die Differenzverstärkung und den Grenzübergang für sehr hohe Verstärkungen herleiten. Für die Praxis ist es jedoch häufig einfacher, sobald man sich davon überzeugt hat, dass ein Operationsverstärker gegengekoppelt ist, die Spannungsdifferenz zwischen seinen Eingängen zu Null anzunehmen, was wegen der geschlossenen Regelschleife zulässig ist. Dies vereinfacht die Schaltungsanalyse.

Grundsaltungen: Verstärker



Mehrfach-Subtrahierer:

Kombination aus invertierendem und nichtinvertierendem Verstärker.

Knotenregel am invertierenden Eingang (N):

$$\sum_{i=1}^m \frac{U_{i,N} - V_N}{R_{i,N}} + \frac{U_A - V_N}{R_N} = 0$$

$$\sum_{i=1}^m \frac{U_{i,N} \cdot R_N}{R_{i,N}} - V_N \left[\sum_{i=1}^m \frac{R_N}{R_{i,N}} + 1 \right] + U_A = 0$$

Entsprechend für den nicht-invertierenden Eingang (P):

$$\sum_{i=1}^n \frac{U_{i,P} \cdot R_P}{R_{i,P}} - V_P \left[\sum_{i=1}^n \frac{R_P}{R_{i,P}} + 1 \right] = 0$$

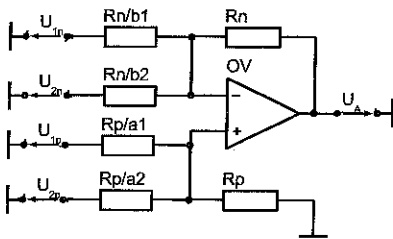
Subtraktion beider Gleichungen:

$$\text{Mit } V_N = V_P \text{ und } \sum_{i=1}^m \frac{R_P}{R_{i,P}} = \sum_{i=1}^m \frac{R_N}{R_{i,N}}$$

$$U_A = \sum_{i=1}^n \frac{U_{i,P} \cdot R_P}{R_{i,P}} - \sum_{i=1}^m \frac{U_{i,N} \cdot R_N}{R_{i,N}}$$

$$\text{Mit } a_i = \frac{R_P}{R_{i,P}} \text{ und } b_i = \frac{R_N}{R_{i,N}}$$

$$U_A = \sum_{i=1}^n a_i \cdot U_{i,P} - \sum_{i=1}^m b_i \cdot U_{i,N}$$



Mischkopplung

ElSys Folie 4

Dr.-Ing. M. Sack

Kombiniert man die Schaltungen von invertierendem und nicht-invertierendem Verstärker, erhält man eine Schaltung, mit der verschiedene Spannungen mit konstanten Faktoren gewichtet und anschließend addiert bzw. subtrahiert werden können, den Mehrfach-Subtrahierer.

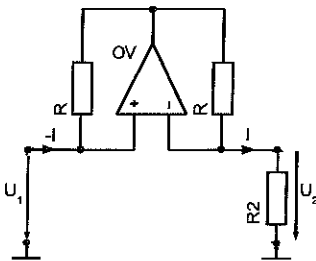
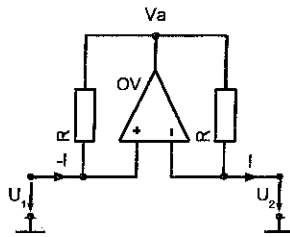
Zur Herleitung der Übertragungsfunktion setzt man die Knotenregel für beide Eingänge an, formt die Gleichungen etwas um und subtrahiert sie voneinander, siehe Folie 3. Damit die Schaltung als Subtrahierer arbeitet, müssen die Widerstandswerte folgender Nebenbedingung genügen:

$$\sum_{i=1}^m \frac{R_P}{R_{i,P}} = \sum_{i=1}^m \frac{R_N}{R_{i,N}}$$

Außerdem gilt wegen der Gegenkopplung: $V_N = V_P$

Die Übertragungsfunktion lässt sich etwas eleganter schreiben, wenn man die Widerstandsverhältnisse zu Koeffizienten zusammenfasst. Nun sieht man, dass sich die Ausgangsspannung aus den mit den Koeffizienten gewichteten Summen bzw. Differenzen der Eingangsspannungen ergibt.

Grundsaltungen: Negative Impedance Converter (NIC)



Als NIC beschalteter OP:

Aus $V_p = V_N$ folgt: $U_1 = U_2$ (Gegenkopplung)

Ausgangsspannung des OPs: $V_a = U_2 + I_2 \cdot R$

Strom am Tor 1: $I_1 = \frac{U_2 + V_a}{R} = -I_2 = I$

Am Tor 1 fließt betragsmäßig der gleiche Strom wie am Tor 2.

Stabilitätsbetrachtung:

Mitgekoppelte Spannung: $V_p = V_a \frac{R_1}{R_1 + R}$

Gegengekoppelte Spannung: $V_N = V_a \frac{R_2}{R_2 + R}$

Stabilität für: $V_p < V_N$; $R_1 < R_2$ (Gegenkopplung überwiegt)

Erzeugung negativer Widerstände:

$$I = I_1 = -I_2 = -\frac{U_1}{R_2}$$

Bei positiver Spannung U_1 am Tor 1 fließt ein Strom aus dem Tor heraus.

Widerstände als Bauteile haben bekanntlich nur positive Werte. Für manche Anwendungen wären jedoch auch negative Widerstände von Vorteil. Mit einer Spannungsquelle mit einem negativen Innenwiderstand könnte beispielsweise der Spannungsabfall an einer Leitung kompensiert werden, wenn der Innenwiderstand betragsmäßig gleich dem Leitungswiderstand wäre.

Ein als NIC (negative impedance converter) beschalteter OP verhält sich an Tor 1 wie ein negativer Widerstand $-R$, wenn an Tor 2 der Widerstand R angeschlossen wird:

Folie 4 zeigt die Beschaltung: Da aufgrund der Gegenkopplung die Spannungsdifferenz über den Eingängen nahezu Null ist, sind die Spannungen U_1 und U_2 an beiden Toren gleich. Die Ausgangsspannung des OPs ergibt sich ähnlich wie beim nicht-invertierenden Verstärker zu $V_a = U_2 + I_2 \cdot R$.

Da alle Widerstände der Schaltung gleich sind, fließt aus Tor 1 genau der gleiche Strom wie aus Tor 2.

Außer der von den Verstärkerschaltungen her bekannten Gegenkopplung weist die Schaltung zusätzlich einen Mitkopplungspfad über den linken Widerstand zum nicht-invertierenden Eingang auf. Die Schaltung arbeitet nur dann stabil, wenn die Gegenkopplung die Mitkopplung überwiegt, d.h. wenn gilt $V_p < V_N$; $R_1 < R_2$. Überwiegt die Mitkopplung, läuft die Ausgangsspannung des OP gegen eine Betriebsspannungsgrenze und verbleibt auf diesem Potential.

Das Verhalten eines negativen Widerstands erhält man, indem man an Tor 2 einen Widerstand mit dem gewünschten Betrag anschließt. Legt man an Tor 1 beispielsweise eine positive Spannung, so fließt aus diesem Tor ein Strom $I = U_1/R_2$ heraus, statt hinein, wie bei einem positiven Widerstandswert.

Simulation große Indukt.

1. Grundlagen Operationsverstärker

Grundsaltungen: Gyrator

Realisierung mit zwei NICs:

Es gilt:

Knoten P_1 : $\frac{V_3 - U_1}{R_g} - \frac{U_1}{R_g} + I_1 = 0$

Knoten N_1 : $\frac{V_3 - U_1}{R_g} + \frac{U_2 - U_1}{R_g} = 0$

Knoten P_2 : $\frac{V_4 - U_2}{R_g} + \frac{U_1 - U_2}{R_g} - I_2 = 0$

Knoten N_2 : $\frac{V_4 - U_2}{R_g} - \frac{U_2}{R_g} = 0$

→ $I_1 = \frac{U_2}{R_g} \quad I_2 = \frac{U_1}{R_g}$

Schließt man an Tor 2 eine komplexe Impedanz an, verhält sich Tor 1 proportional zu ihrer dualen Impedanz:

Mit $I_2 = \frac{U_2}{Z_2}$ erhält man $Z_1 = \frac{R_g^2}{Z_2}$

Beispiel:
Kondensator an Tor 2: $Z_2 = \frac{1}{j\omega C}$

ergibt induktives Verhalten an Tor 1: $Z_1 = R_g^2 \cdot j\omega C$ (Ersatzinduktivität: $L = R_g^2 C$)

EISys Folie 6 Dr.-Ing. M. Sack

Eine andere interessante Anwendung ist die Kehrwertbildung einer Impedanz: $Z_2 = 1/Z_1$. Dadurch ist es möglich, das Verhalten einer großen Induktivität mit wenigen kleinen Bauteilen nachzubilden. Eine Schaltung, die das leistet, heißt Gyrator. Das Bild auf Folie 5 zeigt eine Realisierungsmöglichkeit mit zwei NICs. Stellt man die Knotengleichungen für die OP-Eingänge auf und eliminiert die OP-Ausgangsspannungen V_3 und V_4 , erhält man die Beziehungen für einen Gyrator:

$$I_1 = \frac{U_2}{R_g}, \quad I_2 = \frac{U_1}{R_g}$$

Schließt man an Tor 2 eine komplexe Impedanz an, verhält sich Tor 1 proportional zur zugehörigen dualen Impedanz. Mit einem Kondensator an Tor 2 erhält man also an Tor 1 induktives Verhalten.

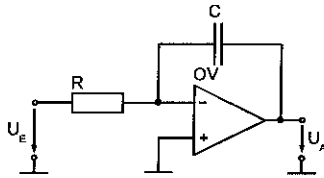
Die Ersatzinduktivität beträgt $L = R_g^2 C$

Mit einer Kapazität von 100 nF und einem Widerstand $R_g = 10 \text{ k}\Omega$ ergibt sich eine Ersatzinduktivität von 10 H. Möchte man zusätzlich noch die resistiven Verluste einer Induktivität nachbilden, schaltet man einen Widerstand R_V zur Kapazität C parallel. In der dualen Schaltung ergibt dies den Serienwiderstand $1/R_V$. Bei der Umsetzung mit dem Gyrator wird er noch mit R_g^2 gewichtet.

Zusammen mit einem (echten) Kondensator können mit einer nachgebildeten Induktivität Schwingkreise mit hoher Güte und sehr tiefer Frequenz aufgebaut werden.

Achtung bei hohen Freq.

Grundsaltungen: Integratoren

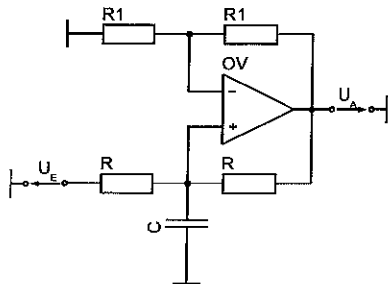


Umkehr-Integrator:

$$U_A = \frac{Q}{C} = \frac{1}{C} \cdot \left[\int_0^t I_C(\tau) d\tau + Q_0 \right]$$

Mit $I_C = \frac{-U_E}{R}$ folgt:

$$U_A = -\frac{1}{RC} \int_0^t U_E(\tau) d\tau + U_{A0}$$



Nicht invertierender Integrator:

Realisierung mit NIC:

Knoten P: $\frac{U_A - V_P}{R} + \frac{U_E - V_P}{R} - C \frac{dV_P}{dt} = 0$

Mit $V_P = V_N = \frac{1}{2} U_A$ folgt:

$$U_A = \frac{2}{RC} \int_0^t U_E(\tau) d\tau + U_{A0}$$

Nachteil: Ungenauigkeiten durch Differenzbildung zweier großer Größen

Ersetzt man den Rückkopplungswiderstand in einem invertierenden Verstärker durch einen Kondensator, erhält man einen invertierenden Integrator oder Umkehr-Integrator. Aufgrund der Gegenkopplung liegt auch bei dieser Schaltung der invertierende Eingang virtuell auf Massepotential. Die Ausgangsspannung ist direkt durch den Ladezustand des Kondensators vorgegeben. Legt man eine Eingangsspannung an, wird über R ein Strom durch C eingepreßt und die Ausgangsspannung ändert sich entsprechend.

Für genaue Integrationen sollten Kondensatoren mit geringem Leckstrom eingesetzt werden, also keine Elektrolytkondensatoren, die aufbaubedingt eine höheren Leckstrom aufweisen.

Bei einem realen OP, der mit Bipolartransistoren aufgebaut ist, kann der geringe, aber merkbare Eingangsruhestrom zu Integrationsfehlern führen. Ein Strom von beispielsweise 1 µA bewirkt an einer Kapazität von 100 nF eine Spannungsänderung von 1 V in 0,1 s! Um die Spannungsänderung bei gegebenem Strom klein zu halten, muss man große Integrationskapazitäten wählen. Dem sind jedoch Grenzen gesetzt, denn Kapazitäten ab einigen Mikrofarad sind in kleinen Bauformen nur als Elektrolytkondensatoren erhältlich. Abhilfe schafft hier entweder der Einsatz von OPs mit FET-Eingang, die einen sehr geringen Eingangsruhestrom besitzen, oder man schaltet zwischen den nicht-invertierenden Eingang und Masse ebenfalls einen Widerstand R. Die meist nahezu gleichen Leckströme beider Eingänge bewirken an beiden Widerständen nahezu gleiche Spannungsabfälle, so dass sich der Einfluss in der Differenz nahezu aufhebt.

Desweiteren muss man auf eine geringe Offset-Spannung des OPs achten.

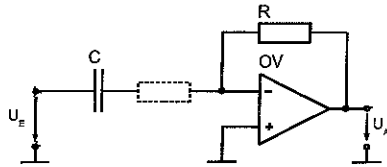
Einen nicht-invertierenden Integrator kann man realisieren, indem man dem invertierenden Integrator einen invertierenden Verstärker nachschaltet. Eine Lösung mit nur einem OP bietet der Einsatz eines NIC. Der NIC bildet einen negativen Widerstand -R nach, der parallel zum Kondensator eines RC-Glieds geschaltet ist. Er gleicht damit die Entladung von C durch R aus.

Die Übertragungsfunktion erhält man aus der auf den nicht-invertierenden Eingang angewandten Knotenregel und der

Bedingung $V_P = V_N = \frac{1}{2} U_A$.

Da bei dieser Schaltung jedoch die Differenz zweier großer Größen gebildet wird, ist die Schaltung empfindlich gegenüber Parameterstreuungen und daher ungenau.

Grundsaltungen: Differenzierer



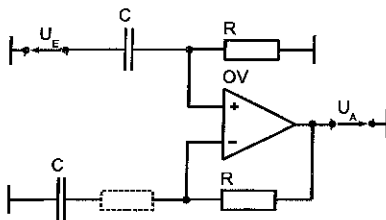
Invertierender Differenzierer:

$$U_A = -RC \cdot \frac{dU_E}{dt}$$

RC-Gegenkopplungsnetzwerk bewirkt bei hohen Frequenzen eine zusätzliche Phasennacheilung von 90° zur Phasenverschiebung des OPs von günstigenfalls 90°.
 ➔ Mitkopplung, Schwingungsneigung.

Abhilfe:

Reduzierung der Phasenverschiebung durch Widerstand in Serie zu C



Nicht-invertierender Differenzierer mit hohem Eingangswiderstand:

$$U_A = RC \cdot \frac{dU_E}{dt}$$

Kleine Frequenzen:
 Differentiation durch das Eingangs-RC-Glied
 OP arbeitet als Spannungsfolger

Große Frequenzen:
 C am Eingang überträgt Wechselspannung vollständig
 Differentiation durch den gegengekoppelten Verstärker

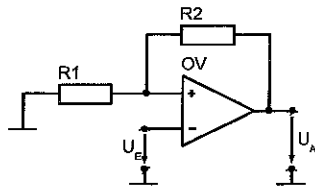
Tauscht man beim invertierenden Integrierer den Kondensator mit dem Widerstand, erhält man einen invertierenden Differenzierer.

Bei hohen Frequenzen zeigt ein Operationsverstärker eine Phasennacheilung von 90° oder mehr. Das RC-Gegenkopplungsnetzwerk bewirkt bei hohen Frequenzen eine zusätzliche Phasennacheilung von 90°, die sich zur Phasenverschiebung des OPs zu etwa 180° addiert. Dann wird aus der Gegenkopplung eine Mitkopplung und die Schaltung gerät ins Schwingen.

Um dies zu vermeiden, fügt man in Serie zum Kondensator einen Widerstand ein, der die Phasennacheilung des Rückkopplungsnetzwerks begrenzt. Die Schaltung verhält sich dann für hohe Frequenzen wie ein invertierender Verstärker. Der invertierende Integrator besitzt den Nachteil, dass er für die vorgeschaltete Stufe einen nahezu kapazitiven Last darstellt. Besteht die Vorstufe ebenfalls aus einem OP, kann dies zu Instabilitäten führen. Die dargestellte Schaltung des nicht-invertierenden Integrators besitzt diesen Nachteil nicht, weil der Eingangswiderstand immer die ohmsche Komponente R besitzt.

Die Schaltung besteht aus einem RC-Glied mit nachgeschaltetem über ein RC-Glied gegengekoppeltem Verstärker. Bei kleinen Frequenzen arbeitet dieser OP als Spannungsfolger. Die Differentiation nimmt das Eingangs-RC-Glied vor. Bei höheren Frequenzen erfolgt die Differentiation durch den gegengekoppelten OP. Der Eingangskondensator überträgt die Wechselspannung vollständig. Sind beide Zeitkonstanten gleich groß, geht die Differentiation für kleine und große Frequenzen ineinander über.

Grundsaltungen: Schmitt-Trigger

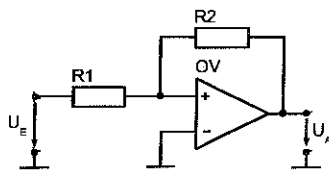


Invertierender Schmitt-Trigger:

$$\text{Einschaltsschwelle: } U_{E, \text{ein}} = -\frac{R_1}{R_1 + R_2} U_{A, \text{min}}$$

$$\text{Ausschaltsschwelle: } U_{E, \text{aus}} = -\frac{R_1}{R_1 + R_2} U_{A, \text{max}}$$

$$\text{Hysteresis: } \Delta U_E = \frac{R_1}{R_1 + R_2} (U_{A, \text{max}} - U_{A, \text{min}})$$



Nicht-invertierender Schmitt-Trigger:

$$\text{Einschaltsschwelle: } U_{E, \text{ein}} = -\frac{R_1}{R_2} U_{A, \text{min}}$$

$$\text{Ausschaltsschwelle: } U_{E, \text{aus}} = -\frac{R_1}{R_2} U_{A, \text{max}}$$

$$\text{Hysteresis: } \Delta U_E = -\frac{R_1}{R_2} (U_{A, \text{max}} - U_{A, \text{min}})$$

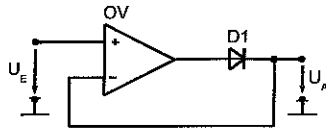
Häufig besteht die Aufgabe, einen Analogwert mit einem eingestellten Schwellwert zu vergleichen und beim Über- oder Unterschreiten der Schwelle einen Schaltvorgang auszulösen. Ein unbeschalteter Operationsverstärker kann als Komparator (Vergleich) verwendet werden, wenn man an einen Eingang das zu überwachende Signal, an den anderen den Schwellwert anlegt. Abhängig vom Vorzeichen der Differenz liegt die Ausgangsspannung wegen der großen Verstärkung meist an der oberen oder unteren Betriebsspannungsgrenze. Lediglich im Umschaltbereich, wenn beide Signale nahezu gleich sind, kann es durch Einstreuungen oder Rauschen der Signale zu unerwünschtem Hin- und Herschalten kommen.

Abhilfe schafft die Einführung einer Hysteresis. Bevor der Schwellwertschalter nach dem Überschreiten der Schwelle wieder in seinen Ruhezustand zurückkippen kann, muss das Eingangssignal sich merklich verkleinert haben. Beim OP erzielt man dies durch eine Mitkopplung.

Der invertierende Schmitt-Trigger besitzt symmetrische Schaltpunkte um das Massepotential. Nehmen wir an, der Ausgang sei an der positiven Aussteuerungsgrenze. Dann liegt an seinem nicht-invertierenden Eingang ein Bruchteil davon, der durch den Spannungsteiler R_1 / R_2 bestimmt wird. Die Eingangsspannung liegt am invertierenden Eingang. Solange sie kleiner als die Teilerspannung ist, ergibt die Differenzbildung im OP einen positiven Wert und die Ausgangsspannung verbleibt an der positiven Aussteuerungsgrenze. Überschreitet sie den Wert, beginnt der Ausgang des OPs in Richtung negativer Aussteuerungsgrenze zu wandern. Die Mitkopplung verstärkt diesen Vorgang. Am Ende des Umschaltvorgangs liegt der Ausgang des OPs an der negativen Aussteuerungsgrenze und am nicht-invertierenden Eingang die entsprechende negative Teilerspannung. Die Differenz der Eingangsspannungen wird erst wieder positiv, wenn die Eingangsspannung die negative Teilerspannung unterschreitet.

Der nicht-invertierende Schmitt-Trigger funktioniert in ähnlicher Weise. Im Vergleich zum nicht-invertierenden Schmitt-Trigger ist hier allerdings der invertierende OP-Eingang nach Masse geschaltet und das Eingangssignal liegt statt dessen am Widerstand R_1 .

Grundsaltungen: Messgleichrichter

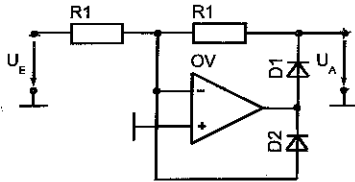


Einweg-Gleichrichter:

$$U_A = \begin{cases} U_E & \text{für } U_E \geq 0 \\ 0 & \text{für } U_E < 0 \end{cases}$$

Operationsverstärker kompensiert Durchlassspannung der Diode.

Nachteil: Totzeit beim Umschalten zur pos. Ausgangsspg

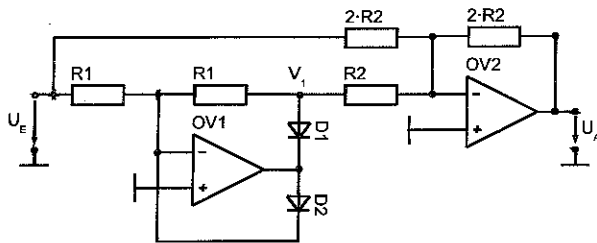


Invertierender Einweg-Gleichrichter:

$$U_A = \begin{cases} -U_E & \text{für } U_E \leq 0 \\ 0 & \text{für } U_E > 0 \end{cases}$$

Operationsverstärker kompensiert Durchlassspannung der Diode.

Geringere Totzeit beim Umschalten als bei obiger Schaltung



Vollweg-Gleichrichter:

Kombination aus inv. Einweg-Gleichrichter und Verstärker.

$$\begin{aligned} U_A &= -(U_E + 2 \cdot V_1) \\ &= -(U_E + 2 \cdot \begin{cases} -U_E & \text{für } U_E \geq 0 \\ 0 & \text{für } U_E < 0 \end{cases}) \\ &= |U_E| \end{aligned}$$

Für Messzwecke müssen Wechselspannungen häufig gleichgerichtet werden. Möchte man mit einem Diodengleichrichter kleine Wechselspannungen gleichrichten, führt die Durchlassspannung der Dioden (ca. 0,5V bis 0,8 V bei Si-Dioden, ca. 0,3 V bei Ge-Dioden) zu einem Messfehler. Spannungen unterhalb der Durchlassspannung können nicht gleichgerichtet werden. Abhilfe schafft eine Kompensation der Durchlassspannung mittels OP. Solche Schaltungen werden Mess- oder Präzisionsgleichrichter genannt. Das Prinzip der Kompensation besteht darin, dass die Diode in den Regelkreis des OPs mit eingebunden ist. Als Ist-Wert dient die Ausgangsspannung des Gleichrichters, die auf den Soll-Wert, den Eingangswert eingeregelt wird.

Die erste Schaltung stellt einen Einweg-Gleichrichter dar. Die Diode ist zwischen den Ausgang des OPs und den Gleichrichterausgang geschaltet. Liegt eine positive Eingangsspannung an, ist sie in Durchlassrichtung gepolt. Die Gegenkopplung bewirkt, dass die Ausgangsspannung des OPs auf einen Wert eingeregelt wird, der um die Durchlassspannung der Diode über den Soll-Wert liegt. Bei einer negativen Eingangsspannung sperrt die Diode und der Rückkopplungskreis ist unterbrochen. Daher läuft die Ausgangsspannung des OPs gegen die negative Aussteuerungsgrenze.

Bevor der Ausgang der Schaltung bei der nächsten positiven Eingangsspannung diese Spannung annehmen kann, muss die OP-Ausgangsspannung erst wieder auf diese Spannung angestiegen sein. Die dafür benötigte Zeit ist vom OP-Typ abhängig und schränkt die Einsatzfähigkeit der Schaltung bei höheren Frequenzen ein. Die Schaltung besitzt eine Totzeit beim Umschalten in den Durchlassbetrieb. Bei der zweiten Schaltung wird diese Totzeit verkürzt.

Die zweite Schaltung stellt einen invertierenden Einweg-Gleichrichter dar. Bei einer negativen Eingangsspannung arbeitet die Schaltung wie ein invertierender Verstärker mit der Verstärkung -1.

Die Diode D1 leitet. Ihre Durchlassspannung wird vom OP kompensiert. Am Ausgang der Schaltung erscheint eine dem Betrag der Eingangsspannung entsprechende positive Spannung. Die Diode D2 sperrt. Bei einer positiven Eingangsspannung wandert die Ausgangsspannung des OPs zu negativen Werten und die Diode D1 sperrt. Statt dessen leitet D2 und schließt den Rückkopplungskreis für negative OP-Ausgangsspannungen. Nun arbeitet der OP ähnlich einem Spannungsfolger. Da der invertierende Eingang auf Massepotential ausgeregt wird, kann über den Rückkopplungswiderstand R1 kein Strom zum Gleichrichterausgang fließen. Während dem Umschalten zwischen den beiden Rückkopplungskreisen läuft der Ausgang der OPs nur für einen Spannungshub von zweifacher Durchlassspannung frei. Entsprechend kürzer ist die Totzeit im Vergleich zur oberen Schaltung. Dennoch ist ein Operationsverstärker mit hoher Anstiegsgeschwindigkeit für eine kurze Totzeit empfehlenswert.

Die untere Schaltung stellt einen Vollweg-Gleichrichter dar. Die Schaltung besteht aus einem invertierenden Einweg-Gleichrichter und einem Verstärker. Der Verstärker bildet den Ausdruck $U_A = -(U_E + 2 V_1)$. V_1 ist die Ausgangsspannung des Gleichrichters. Vereinfacht man die Gleichung weiter, sieht man, dass die Schaltung eine Betragshildung, d.h. Gleichrichtung durchführt. Gegenüber einer Gleichrichterbrücke hat die Schaltung den weiteren Vorteil, dass sowohl Eingangs- als auch Ausgangsspannung auf Masse bezogen sind.

Benötigt man eine geglättete Ausgangsspannung, kann man parallel zum Gegenkopplungswiderstand von OV2 einen Kondensator schalten. Man wählt ihn so, dass die Zeitkonstante genügend groß gegenüber der Periodendauer ist.

1. Grundlagen	Operationsverstärker
Reale Operationsverstärker	
Eigenschaften:	
Endliche Verstärkung	ca. $10^5 \dots 10^7$
Eingangsoffset-Spannung	ca. 3 mV ... 0,5 μ V
(abhängig von Temperatur und Betriebsspannung)	
Eingangsruhestrom	ca. 50 nA ... 50 fA
Anstiegsgeschwindigkeit:	ca. 0,01 V/ μ s ... 6000 V/ μ s
Leistungsbandbreite:	bis zu 150 MHz
Rauschen:	bis herab zu $U_R = 0,7 \frac{nV}{\sqrt{Hz}}$ $I_R = 0,5 \frac{pA}{\sqrt{Hz}}$
Ausgangsstrom:	üblich ca. 20 mA (Spezialtypen bis zu 30 A)
Ausgangsspannung:	üblich bis ca. ± 15 V (Spezialtypen bis zu ± 500 V)
Betriebsspannung:	üblich: ± 5 V ... ± 15 V (Spezialtypen von $\pm 0,5$ V bis zu ± 500 V) unipolar: bis herab zu +1,1V

ganze Regelabweichung (Behandlung als P-Regler) wenn groß

Schneller $C_p \rightarrow$ hoher Eingangskapazität

Aus der Rauschleistungsdichte $= \sqrt{\frac{U^2}{B}}$

Je nach Einsatzzweck hat man die Wahl zwischen unterschiedlichen OP-Typen, Universal- und Spezialtypen, deren Eigenschaften mehr oder weniger stark vom Ideal abweichen.

Für Universaltypen sind Verstärkungen in der Größenordnung von 10^5 üblich. Präzisionstypen sind mit Differenzverstärkungen in der Größenordnung von 10^7 erhältlich. Wie wir schon gesehen haben, ist eine hohe Differenzverstärkung für eine geringe Regelabweichung notwendig.

Operationsverstärker sind als Differenzverstärker symmetrisch aufgebaut. Besteht eine Unsymmetrie zwischen dem invertierenden und dem nicht-invertierenden Zweig, die sich nie ganz vermeiden lässt, gibt der Operationsverstärker eine Ausgangsspannung ab, wenn die Eingangsdifferenz exakt Null ist. Dies ist die Offsetspannung. Bei vielen OP-Typen kann diese Offsetspannung über externe Widerstände zu Null abgeglichen werden. Sie ist jedoch temperatur- und betriebsspannungsabhängig. Benötigt man für eine Anwendung eine besonders geringe Offset-Spannung sollte man einerseits einen diesbezüglich passenden OP-Typ auswählen und ihn an einer gut stabilisierten Betriebsspannung betreiben. Auch sollte er im Betrieb nicht übermäßig warm werden.

Der Eingangsruhestrom bei OP-Typen mit Bipolartransistor-Eingängen ist naturgemäß höher als bei OPs mit FET-Eingängen. Ein geringer Eingangsruhestrom ist beispielsweise bei Integrationsschaltungen oder bei der Anschaltung an sehr hochohmige Signalquellen von Bedeutung.

Die Anstiegsgeschwindigkeit und die Stromaufnahme des OPs müssen zusammen betrachtet werden. Stromsparende Typen, beispielsweise für batteriebetriebene Geräte, besitzen in der Regel geringere Anstiegszeiten. Bei ihnen sind die internen Stromquellen auf geringere Ströme eingestellt, so dass das Laden der internen Transistor- und Streukapazitäten mehr Zeit in Anspruch nimmt. So gehört die langsame Anstiegszeit zu einem stromsparenden OP mit nur 10 μ A Stromaufnahme pro Verstärker. Schnelle, breitbandige OPs nehmen einige mA auf.

Die Leistungsbandbreite ist die Bandbreite, bei der der OP noch voll angesteuert werden kann. Schnelle OPs für Video-Anwendungen schaffen mehrere 100 MHz.

Bei hochverstärkenden und breitbandigen Verstärkerschaltungen, wie sie beispielsweise beim Verstärkern von kleinen Impulsen (TE-Messgeräte) benötigt werden, sollte man insbesondere in den vorderen Verstärkerstufen auf rauscharme Verstärker achten, um einen guten Abstand zwischen Rauschschwelle und Nutzsignal zu erzielen. Die Angabe leitet sich aus der Rauschleistung ab, die in einem bestimmten Frequenzband gemessen wird. Die Angaben beziehen sich auf eine Frequenz um 1 kHz.

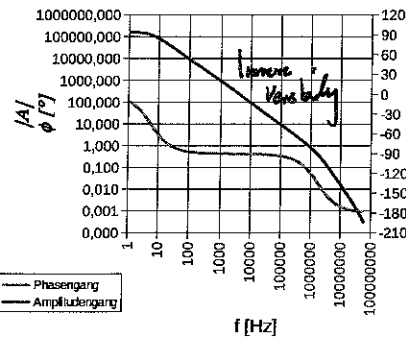
Übliche OPs liefern bis zu ca. 20 mA. Leistungstreiber bis zu ca. 100 mA. Spezielle Leistungsverstärker gibt es für Ausgangsströme bis zu 30 A. Solche OPs sind in Hybridtechnik aufgebaut.

Der übliche Ausgangsspannungsbereich liegt bei ± 15 V. Es gibt jedoch auch Typen für bis zu ± 500 V.

Als Differenzverstärker benötigen Operationsverstärker normalerweise eine bipolare Spannungsversorgung. Üblich sind ± 5 V bis ± 15 V. Für batteriebetriebene Geräte gibt es Spezialtypen, die bereits bei $\pm 0,5$ V arbeiten. Da eine bipolare Spannung aufwändiger bereitzustellen ist als eine unipolare Spannung können manche OPs auch mit unipolarer Spannung betrieben werden. Solche OPs können dann bis zur Betriebsspannungsgrenze angesteuert werden, um auch 0V am Ausgang liefern zu können. Normale OPs können üblicherweise nur maximal 2/3 bis 3/4 der Betriebsspannung am Ausgang bereitstellen.

Differenzverstärkung eines unbeschalteten Operationsverstärkers

LM741: Open-Loop-Gain & Phase



Typischer Frequenz- und Phasengang:

Tiefpassverhalten 1. Ordnung:

Oberhalb der 3 dB-Grenzfrequenz:

Abnahme des Amplitudengangs
mit -20 dB/DekadePhasenverschiebung von -90°
über weiten Frequenzbereich

Transitfrequenz:

bei $|A| = 1$: $f_t = 1 \text{ MHz}$

Verstärkungs-Bandbreite-Produkt:

 $|A| \cdot f = A_0 \cdot f_{3dB} = f_t$

konst für Typ
Auf Phasenreserve bei Rückkopplung achten

Das Bild auf Folie 12 zeigt den Amplituden- und Phasengang der Differenzverstärkung des unbeschalteten OPs über der Frequenz am Beispiel des LM741. Man sieht, dass der OP sich im Frequenzbereich bis ca. 1 MHz wie ein Tiefpass 1. Ordnung verhält: Die Verstärkung nimmt mit -20 dB pro Dekade ab und die Phasenverschiebung liegt über weite Bereiche bei -90°. Oberhalb 1 MHz wird ein weiterer Tiefpass zusätzlich wirksam und die Verstärkung fällt mit -40 dB/Dekade. Die Phasenverschiebung erhöht sich auf -180°. Der OP wird bei allen Verstärkeranwendungen bekanntlich gegengekoppelt betrieben. Eine gesamte Phasenverschiebung von -180° in der Rückkopplungsschleife macht aus der Gegenkopplung eine Mitkopplung und die Schaltung wird instabil. Daher ist es wichtig, dass die Differenzverstärkung den Wert 1 dann bereits unterschritten hat. Bei $A=1$ hat der LM741 eine interne Phasenverschiebung von 120°.

Das gezeigte Tiefpassverhalten ist typisch für OPs. Für einen stabilen gegengekoppelten Betrieb sind Phasenverschiebungen von maximal 90° wichtig. Gerade bei der Beschaltung als Differenzierer, die im hohen Frequenzbereich selbst bereits -90° bewirkt, muss man an Phasenverschiebung „sparen“.

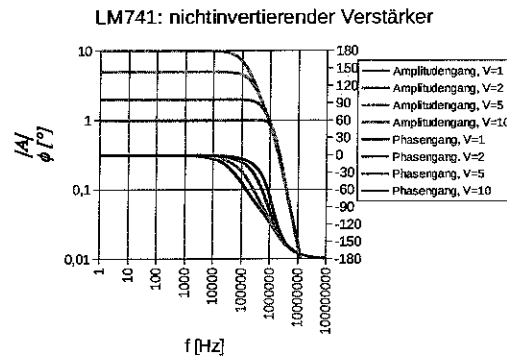
In Datenblättern wird häufig das Verstärkungs-Bandbreite-Produkt, auch Transitfrequenz genannt, angegeben. Das ist die Frequenz, bei der der Amplitudengang 1 erreicht. Im Falle des LM741 wäre das bei 1 MHz der Fall.

Da die Verstärkung oberhalb der 3 dB-Grenzfrequenz des 1. Tiefpasses und der Transitfrequenz proportional zu

Frequenz abnimmt, kann man schreiben: $|A| \cdot f = A_0 \cdot f_{3dB} = f_t$

Das Produkt aus Bandbreite und Grenzfrequenz eines Verstärkers ist konstant.

Amplituden- und Phasengang eines beschalteten LM741



OP beschaltet als nicht-invertierender Verstärker.

Teilungsmittel:
 sparen an Phasenreserve
 nicht mehr bei $A=1$ in der unity
 stabil
 → dafür höhere Grenzfrequenz

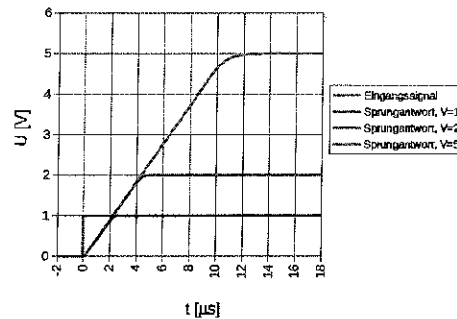
EISys Folie 13

Dr.-Ing. M. Sack

Entsprechend dem Verstärkungs-Bandbreite-Produkt ergibt sich eine geringere obere Grenzfrequenz, wenn man den Operationsverstärker mit höherer Verstärkung betreibt. Das Diagramm zeigt den Frequenz- und Phasengang für den LM741, der als nicht-invertierender Verstärker mit unterschiedlichen Verstärkungsfaktoren beschaltet ist. Wie man sieht, liegt die Grenzfrequenz bei der Verstärkung 10 bei etwa 100kHz, bei der Verstärkung 1 bei etwa 1MHz. Bei zehnfach höherer Verstärkung sinkt die Bandbreite auf 1/10.

Sprungantwort

LM741: Sprungantworten



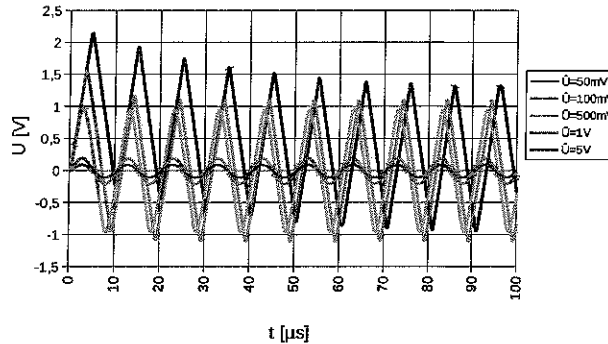
OP beschaltet als nicht-invertierender Verstärker, $V=2$.

Die Sprungantwort gibt Aufschluss über die Anstiegszeit eines Verstärkers. Das Diagramm zeigt für einen als nicht-invertierenden Verstärker beschalteten LM741 für unterschiedliche Verstärkungen die Sprungantwort. Die Anstiegszeit des Verstärkerausgangs ist durch den inneren Aufbau des Operationsverstärkers vorgegeben. Für den gegebenen OP beträgt sie etwa $0,6 \text{ V}/\mu\text{s}$. Sie wird durch die von außen eingestellte Verstärkung nicht beeinflusst. Die Anstiegszeit ist durch die Stromquellen und die über sie geladenen Kapazitäten im Operationsverstärker bestimmt. Sie ist nicht das Resultat des Tiefpassverhaltens.

Dies zeigt sich auch im Unterschied des Kleinsignalverhaltens und des Großsignalverhaltens.

Verzerrung durch begrenzte Anstiegszeit

LM741: Verzerrung durch begrenzte Anstiegszeit

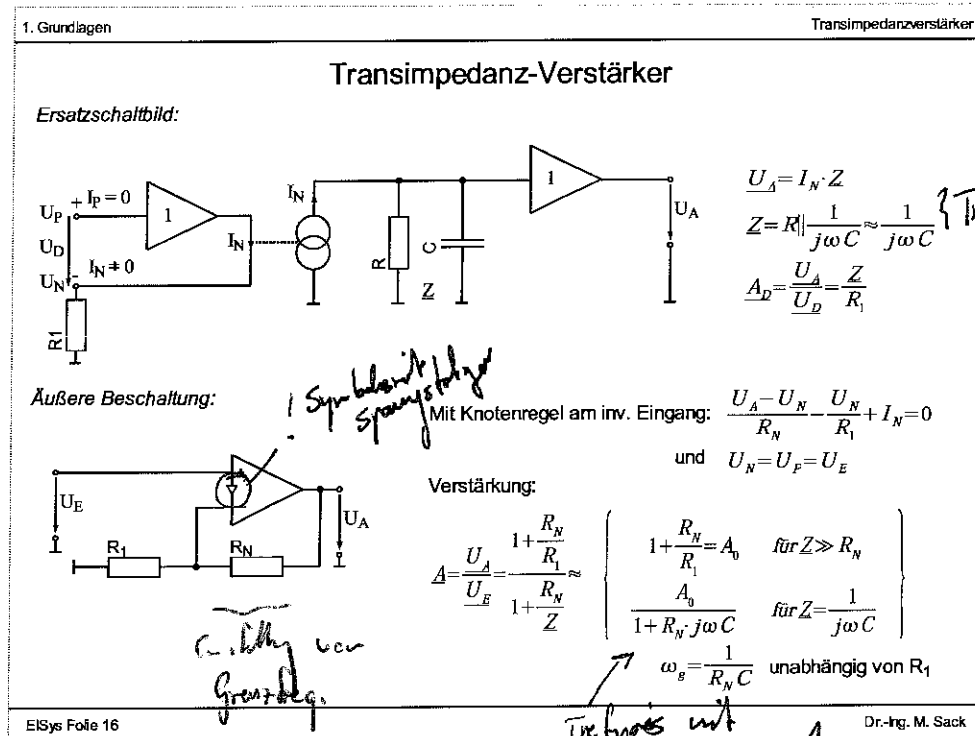


OP beschaltet als nicht-invertierender Verstärker, $V=2$.

Nun wird der Operationsverstärker als nicht-invertierender Verstärker mit $V=2$ beschaltet und mit einer sinusförmigen Wechselspannung mit einer Frequenz von 100 kHz bei unterschiedlicher Amplitude betrieben. Nach dem Verstärkungs-Bandbreite-Produkt liegt die Grenzfrequenz der Schaltung bei ca. 0,5 MHz. Wie man sieht, wird das Signal bei kleinen Amplituden auch exakt übertragen. Bei den größeren Amplituden ist insbesondere in den Spannungsnulldurchgängen die Steilheit des Signals größer als die zur Verfügung stehende slew rate des Operationsverstärkers. Die Ausgangsspannung des OPs kann dem exakten Signalverlauf nicht mehr folgen und es kommt zu Verzerrungen des Signals. Für eine Verstärkerauslegung müssen also stets das Verstärkungs-Bandbreite-Produkt *und* die Anstiegszeit des OPs berücksichtigt werden.

Bei Operationsverstärkern, wie wir sie bisher betrachtet haben, ist die Differenzverstärkung des OPs durch den inneren Aufbau unveränderbar vorgegeben. Soll der rückgekoppelte Verstärker auch bei der Gesamtverstärkung 1 (oder -1) noch stabil sein, muss er bis hinauf zu seiner Transitfrequenz noch eine genügend große Phasenreserve aufweisen. Andererseits kann man durch eine gezielte Reduktion der Phasenreserve zur Transitfrequenz hin ein späteres Abfallen des Amplitudengangs und damit eine höhere Grenzfrequenz erreichen. Betreibt man den OP allerdings nur bei höheren Verstärkungen als betragsmäßig 1, verschenkt man einen Teil des Frequenzbandes. Daher gibt es bestimmte Operationsverstärkertypen, die bei der Transitfrequenz eine geringere Phasenreserve haben, so dass es hier bereits zum Schwingen kommt. Dafür wird die optimale Phasenreserve bei einer Verstärkung größer als 1 erzielt. Diese OPs nennt man teilkompensiert.

Current Feedback Amp



Bei einer anderen Verstärkerart lässt sich die Differenzverstärkung und die Phasenreserve durch die äußere Beschaltung variieren. Das ist der sog. Transimpedanzverstärker (current feedback amplifier). Äußerlich betrachtet ähnelt der Transimpedanzverstärker dem Operationsverstärker: Er besitzt ebenfalls einen invertierenden und einen nicht-invertierenden Eingang und wird oberflächlich betrachtet genauso beschaltet wie ein „üblicher“ Operationsverstärker. Beim Transimpedanzverstärker ist allerdings der invertierende Eingang niederohmig.

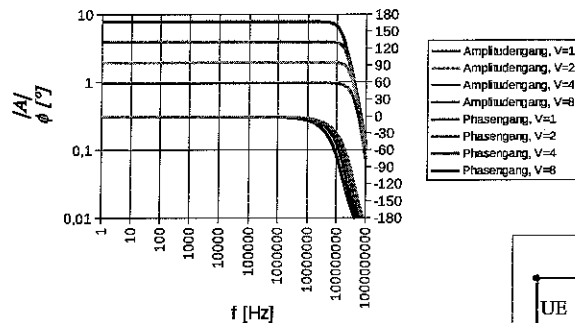
Folie 15 zeigt das Ersatzschaltbild des Transimpedanzverstärkers: Er besitzt einen Spannungsfolger zwischen dem nichtinvertierenden und dem invertierenden Eingang. Dieser treibt einen Strom durch den Widerstand der am invertierenden Eingang angeschlossen wird. Dieser Strom wird intern gespiegelt, d.h. er steuert eine stromgesteuerte Stromquelle. Deren Strom erzeugt an einer gedachten inneren Impedanz des Verstärkers einen Spannungsabfall, der über einen weiteren, ausgangsseitigen Spannungsfolger ausgangsseitig entkoppelt wird. Die innere Impedanz Z bildet das Tiefpassverhalten des eigentlichen Verstärkers nach. Die Spannungsverstärkung dieser Ersatzschaltung wird also durch den Quotienten aus innerer Impedanz Z und am invertierenden Eingang angeschaltetem Widerstand R_1 bestimmt. Sie lässt sich also durch die Wahl von R_1 variieren. In Anlehnung an den Operationsverstärker spricht man auch hier von einer Differenzverstärkung, daher der Index „D“. Streng genommen trifft das aber nicht zu, denn die Spannungsdivergenz zwischen den beiden Eingängen wird über den Spannungsfolger garantiert und nicht durch die Gegenkopplung eingeregelt. Würde der Verstärker allerdings direkt ohne Gegenkopplung betrieben werden, hätte er ein schlechtes Übertragungsverhalten. Statt dessen wird er wie ein üblicher OP gegengekoppelt. Die Folie zeigt die Beschaltung als nicht-invertierender Verstärker. Die Differenzverstärkung des Transimpedanzverstärkers bestimmt jetzt die Parallelschaltung aus R_1 und R_N . Mit der Knotenregel für den invertierenden Eingang und der Bedingung, dass die Spannungsdivergenz zwischen den Eingängen Null ist, erhält man den Ausdruck für die Verstärkung der Schaltung. Ist die innere Impedanz des Verstärkers groß gegenüber dem äußeren Widerstand, erhält man die bekannte Beziehung für einen nicht-invertierenden Verstärker.

Für höhere Frequenzen wirkt näherungsweise nur der kapazitive Anteil von Z . Das Übertragungsverhalten ähnelt dann dem eines RC-Gliedes. Interessanterweise ist die Grenzfrequenz nur abhängig von R_N und C , also unabhängig von R_1 .

Wenn man also die Verstärkung nur durch Variation von R_1 ändert und R_N konstant lässt, bleibt auch die Grenzfrequenz der Schaltung konstant. Das ist ein entscheidender Unterschied zum spannungsrückgekoppelten Operationsverstärker.

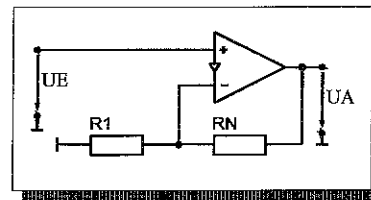
Im Symbol für den Transimpedanzverstärker ist der Spannungsfolger zwischen nicht-invertierendem und invertierendem Eingang angedeutet, um es vom Symbol für den Operationsverstärker zu unterscheiden.

Verschiedene Verstärkungen bei gleichem Rückkopplungswiderstand



Beschaltung:

V:	R_N :	R_1 :
1	240 Ω	entfällt
2	240 Ω	240 Ω
4	240 Ω	80 Ω
8	240 Ω	34,3 Ω



Amplitudengang ist nahezu unabhängig von der Verstärkung.

Das Diagramm auf dieser Folie zeigt die Amplituden- und Phasenverläufe für nicht-invertierende Verstärker mit unterschiedlichen Verstärkungen bei gleichem Rückkopplungswiderstand R_N . Die Widerstände sind in der Tabelle aufgelistet. Wie man sieht, ist der Amplitudengang für alle Verstärkungen nahezu gleich. Bei der Herleitung auf der vorherigen Folie sind wir von einem idealen Verstärker ausgegangen. Hier sieht man für die höheren Verstärkungen ein geringes Nachlassen der Bandbreite. Beim Einsatz eines Operationsverstärkers wäre die Abnahme nach dem Verstärkungs-Bandbreite-Produkt jedoch ausgeprägter.

Als Verstärker kommt der EL400 zum Einsatz. Er ist ausgelegt für eine 3 dB-Bandbreite von 200 MHz und hat eine settling time von 12 ns auf 0,05 %. Er kann einen Ausgangsstrom bis zu 70 mA liefern. Mit diesen Daten eignet er sich beispielsweise als Video-Verstärker, Treiber für einen AD-Wandler oder als Verstärker für Photodiodenströme bei der LWL-Übertragung.

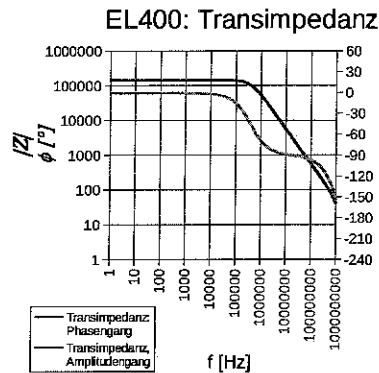
Transimpedanz-Verstärker:
EL 400 (Elantec)
3dB-Bandbreite: 200 MHz ($A=2$)
Settling-time: 12 ns zu 0,05 %
Verstärkung: $\pm 1 \dots \pm 8$
Betriebsspannung: ± 5 V
Ausgangsstrom: max. 70 mA

Anwendung:

- Video-Verstärker
- Treiber für AC-Wandler
- Photodioden-Vorverstärker

Immer R₁ eingepipett in Anwendung

Frequenzverlauf der Transimpedanz



Ohne Rückkopplung: $A_D = \frac{U_A}{U_D} = \frac{Z}{R_1}$

Mit Gegenkopplung: $A_{D0} = \frac{R}{R_N \parallel R_1} = \frac{R}{R_N} \cdot A_0$ d.h. Schleifenverstärkung $\frac{R}{R_N}$ unabhängig von R_1

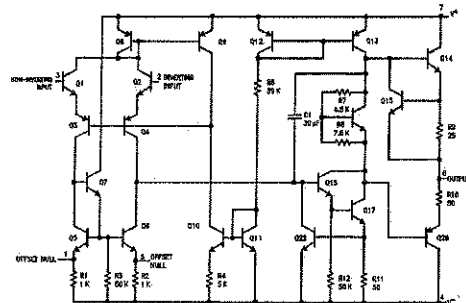
→ Phasenreserve und damit Frequenzgang der gegengekoppelten Schaltung mit R_N beeinflussbar.

Diese Folie zeigt nun den Frequenzverlauf der Transimpedanz für diesen Verstärkerbaustein. Man kann sie messen, indem man mit einer Stromquelle einen geringen Strom in den invertierenden Eingang einspeist, während der nicht-invertierende Eingang mit Masse verbunden ist. Das Verhältnis aus Ausgangsspannung zu Eingangsstrom ist die Transimpedanz. Damit Offset-Ströme das Messergebnis nicht beeinflussen, muss man sie vorab bestimmen und bei der eigentlichen Messung berücksichtigen.

Entscheidend für die Stabilität ist bekanntlich die Tatsache, dass der Betrag der Schleifenverstärkung kleiner als 1 sein muss, wenn die Phasenverschiebung von -180° erreicht wird. Bei spannungsrückgekoppelten OPs ist die Schleifenverstärkung die Differenzverstärkung mal dem Teilerfaktor des Rückkopplungsnetzwerks. Sie hängt also von beiden Widerständen des Rückkopplungsnetzwerks ab. Beim Transimpedanzverstärker wird die Schleifenverstärkung extern nur vom Rückkopplungswiderstand R_N bestimmt, nicht aber von R_1 . Da auch der Phasengang unverändert bleibt - Z wird ja nicht beeinflusst -, bleibt auch die Grenzfrequenz der Stabilitätsgrenze konstant. Das bedeutet, dass man bei konstantem R_N mit dem Widerstand R_1 die Verstärkung ändern kann, ohne dass sich die Phasenreserve des Verstärkers ändert.

Die Phasenreserve selbst lässt sich durch die Wahl von R_N beeinflussen: R_N wirkt direkt auf die Schleifenverstärkung, ohne den Phasengang zu beeinflussen. Durch die Wahl von R_N lässt sich also der Frequenzgang des rückgekoppelten Verstärkers beeinflussen. Man wählt ihn im Allgemeinen so, dass sich ein flacher Frequenzgang bei möglichst hoher Grenzfrequenz ergibt.

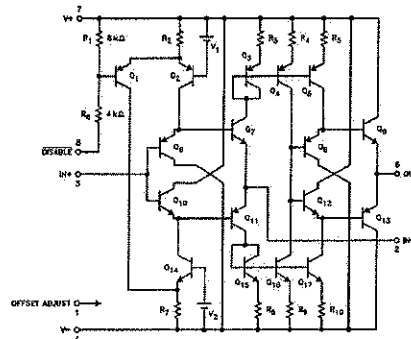
Aufbau von Operations- und Transimpedanzverstärker



LM741

Operationsverstärker:

- Eingangsstufe: Differenzverstärker
- Offset-Abgleich über externe Widerstände
- Interne Frequenzkompensation : C1

EL2070 *Abh. von Cyprian*

Transimpedanzverstärker:

- Eingangsstufe: Spannungsfolger
- Offset-Abgleich über Beeinflussung von V1 und V2
- Stromgeregelte Stromquelle: Q3/Q4 bzw. Q15/Q16

Diese Folie zeigt nun die internen Stromlaufpläne eines Operationsverstärkers und eines Transimpedanzverstärkers im Vergleich. Der Operationsverstärker verfügt über eine Differenzverstärker-Eingangsstufe, die symmetrisch für beide Eingänge aufgebaut ist. Eine Unsymmetrie der Ströme in beiden Differenzverstärker-Zweigen kann durch externe Widerstände ausgeglichen werden. Sie würde sonst zu einem Spannungsoffset führen. Für die interne Frequenzkompensation sorgt C1. Bei Transimpedanzverstärker kann man den Spannungsfolger zwischen nicht-invertierendem und invertierendem Eingang erkennen (Q6/Q7 und Q10/Q11). Der Offset-Abgleich erfolgt durch Beeinflussung der Vorspannungsquellen V1 und V2. Diesen Teil gibt das vereinfachte Schaltbild nicht detailliert wider. Als stromgeregelte Stromquelle fungieren die Transistoren Q3/Q4 bzw. Q15/Q16 mit ihren Emittierwiderständen. Der Spannungsabfall an R3 bzw. R8 steuert die nachgeschalteten Stromquellen. Q3 und Q15 sind als Dioden verschaltet zwecks Temperaturkompensation.