2 Operationsverstärker

2.1 Überblick

Operationsverstärker stammen ursprünglich aus der Analogrechnertechnik. Grob gesehen, verstärken sie die an den Eingängen liegende Differenzspannung $u_D = u_+ - u_-$.

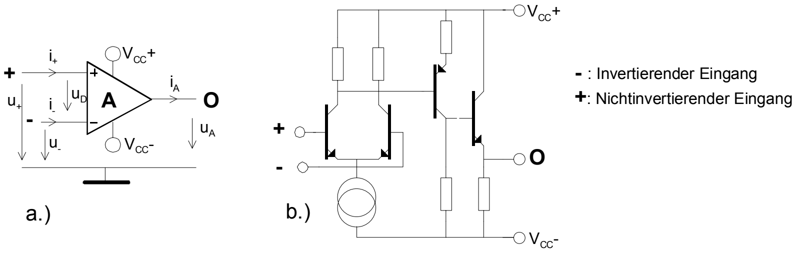


Bild 2-1
Operationsverstärker Schaltsymbol und vereinfachte Detailschaltung.

Die Differenzverstärkerstufe am Eingang verstärkt die Differenzspannung u_D beim idealen Operationsverstärker um den Leerlauf(-differenz-)verstärkungsfaktor A_D=A. Die Ausgangsstufe koppelt das Signal niederohmig auf den Ausgang O aus. Die Versorgungsspannung V_{CC} ist im Regelfall symmetrisch zur Masse. Unsymmetrische Speisungen haben eine schlechtere Aussteuerbarkeit zur Folge.
Die Mehrzahl der Operationsverstärker arbeitet daher als spannungsgesteuerte Spannungsquelle. Ein Sonderfall ist der sog. Transkonduktanz-Verstärker. Er zeigt das Verhalten einer spannungsgesteuerten Stromquelle.
Durch die teilweise extrem hohen Eingangswiderstände und Leerlaufverstärkungsfaktoren können Operationsverstärker universell eingesetzt werden. Sie ersetzen in vielen Fällen teilweise komplexe Schaltungen in diskreter Schaltungstechnik. Dies vereinfacht die Schaltungstechnik, vermindert den Stromverbrauch und verbessert die Zuverlässigkeit.

Die Operationsverstärker können in Bipolar-, CMOS- oder gemischter Technologie gefertigt werden. Bei gemischter und CMOS-Technologie wird der Differenzverstärker mit FETs realisiert. Diese Typen zeichnen sich durch extrem hohe Eingangswiderstände aus.

2.2 Ausführungen

Operationsverstärker werden heute praktisch ausschliesslich in monolithischer Technik gefertigt. Hybrid- und in diskreter Technik aufgebaute Module waren bis in die 80er Jahre für hochwertige Schaltungen üblich. Sie sind jedoch heute vollständig durch monolithische IC verdrängt.

Neue Typen werden mittlerweile nur noch in den SMD-Plastikgehäuse Mini-DIP und SOIC angeboten. Standard-DIP wird vor allem für ältere Typen verwendet. Bausteine, welche MIL Spezifikationen erfüllen, werden zudem noch in TO- und Keramik-DIP (DIC) angeboten. Zahlreiche Sondergehäuse werden für Isolationsverstärker und andere Spezial-OpAmp benutzt.

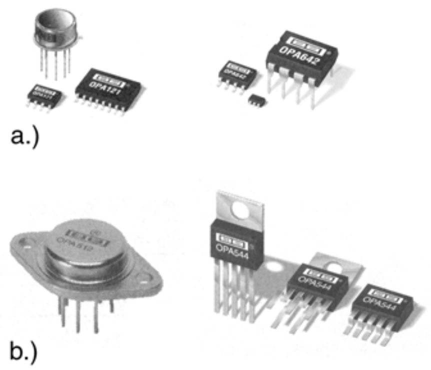


Bild 2-2: Ausführungen von Operationsverstärker.
a.) Monolithische OpAmp im TO, SOIC, Mini-DIP und DIP Gehäuse

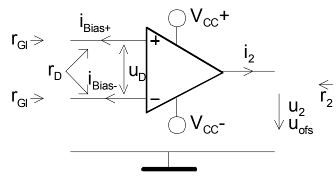
b.) Leistungs- OpAmp im TO-3, TO-220 und DDPACK Gehäuse.

Quelle: Burr-Brown IC Databook 1998

2.3 Idealer Operationsverstärker

Er stellt eine Vereinfachung des realen Operationsverstärkers dar und ist wie folgt typisiert:

$=\infty\ [\Omega]$	Eingangswiderstand	frequenzabhängig
$=0\ [\Omega]$	Ausgangswiderstand	
$_D=\infty$	Differenzverstärkung	
$_G=0$	Gleichtaktverstärkung	
R=∞ [V/S]	Max. Anstiegsgeschw. der Ausgangsspannung (Slew Rate)	
$=0\ [A]$	Eingangsstrom	
$_{ofs}=0\ [V]$	Offsetspannung	
$_N=0\ [V]$	Rauschspannung	



Wie wir sehen werden, sind diese Vereinfachungen in vielen Fällen durchaus zulässig. Die realen Einflussfaktoren werden in späteren Kapiteln berücksichtigt.

2.4 Grundschaltungen

Durch gezielte Rückführung (Gegenkopplung) wird die hohe Leerlaufverstärkung mit Widerständen gezielt auf die benötigte Betriebsverstärkung herabgesetzt. Neben einer genau definierten Verstärkung erhält man für die Praxis eine Reihe weiterer wünschenswerter Eigenschaften der Schaltung, wie niedriger Ausgangswiderstand, grössere Bandbreite, kleinerer Klirrfaktor, u.a.

Man unterscheidet bei reinen Verstärkerschaltungen zwischen invertierenden und nichtinvertierenden Schaltungen. Bei Invertierschaltungen wird die Phasenlage des Signals um 180° gedreht.

2.4.1 Invertierverstärker

Beim Invertierverstärker wird die Leerlaufdifferenzverstärkung (Verstärkung des unbeschalteten Operationsverstärkers) auf benötigte kleinere Betriebsverstärkung v_U dimensioniert. Wenn nicht ausdrücklich anders erwähnt, sind bei Operationsverstärkern immer Spannungsverstärkungen gemeint. Die Leerlaufverstärkung A beim Operationverstärker ist in der Praxis durchaus eine endliche Grösse und zudem stark frequenzabhängig. Daher ist es sinnvoll die Leerlaufverstärkung in den Herleitungen fallweise zu berücksichtigen.

Die Verstärkung des klassischen Invertierverstärkers wird mit einem Kontenansatz bestimmt:

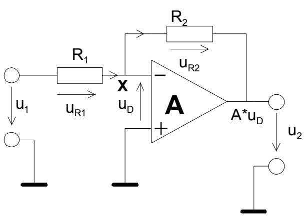


Bild 2-3:
Schaltbild zur Analyse der Verstärkung Invertierverstärkers mit endlicher Leerlaufverstärkung A. R_1 und R_2 definieren die Verstärkung v_U.

Mit den vorbereitenden Zusammenhängen

$$u_D+u_{R2}+u_2=0 \qquad \rightarrow u_{R2}=-u_2-u_D$$

$$u_2=A\cdot u_D \qquad \rightarrow u_D=\frac{u_2}{A} \qquad (2\text{-}1)$$

wird die Verstärkung durch Auswerten des Stromknotens X:

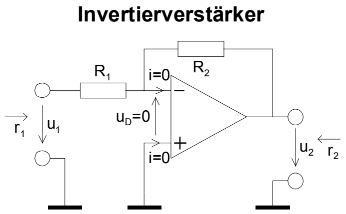
$$\frac{u_1 - u_D}{R_1} = \frac{-u_D - u_2}{R_2}$$

$$v_U = \frac{u_2}{u_1} = \frac{-R_2 A}{R_1 + R_2 + R_1 A} = \frac{-R_2 A}{R_1\left(1+A\right)+R_2} \overset{A\to\infty}{=} -\frac{R_2}{R_1} \qquad (2\text{-}2)$$

In der Gleichung ersieht man, dass für grosse Leerlaufverstärkungen A das v_u praktisch nur vom Verhältnis R_2/R_1 abhängt.
A ist typischerweise sehr gross, d.h. $A>10^5$. Durch Dimensionierung von R_1 und R_2 kann man daher die gewünschte Verstärkung exakt einstellen. Weiter ergeben sich durch die Gegenkopplung starke Einflussmilderungen von Toleranzen, Nichtlinearitäten, Exemplarstreuungen, Alterungseffekten, etc. des Operationsverstärkers.

Daher gilt bei Zugrundelegung eines idealen Operationsverstärkers mit den Eigenschaften nach Kap. 2.3. für die invertierende Operationsverstärkerschaltung:

$$v_U = \frac{u_2}{u_1} = -\frac{R_2}{R_1} \qquad (2\text{-}3)$$
$$r_1 = R_1$$
$$r_2 = 0$$



Beispiel 2-1: (Verstärkerschaltung mit 741)

Man dimensioniere mit dem Op-Amp 741 eine Verstärkerschaltung mit v_U=-86 und r_1=15kΩ.

Vorgaben: v_U ist negativ -> invertierender Verstärker!

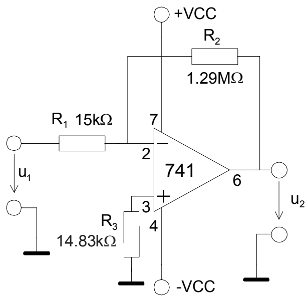
$r_1 := 15k\Omega$ $\quad v_U := -86$

Berechnungen:

$R_1 := r_1 \qquad R_1 = 15\times 10^3\,\Omega$

$R_2 := -v_U \cdot R_1 \qquad R_2 = 1.29\times 10^6\,\Omega$

$R_3 := \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}\right)^{-1} \qquad R_3 = 14.828\times 10^3\,\Omega$

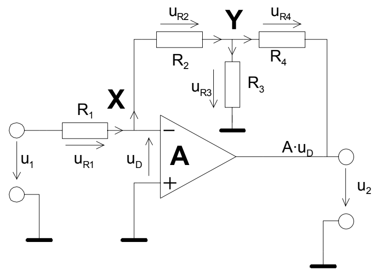


R_3 wird zur Symmetrierung der Bias-Ströme eingesetzt. Dadurch wird ein verbessertes Offsetverhalten erreicht (vgl. Kap. 2.7.2).

Beispiel 2-2: (Invertierverstärker mit endlicher Leerlaufverstärkung)

Von folgender Verstärkerstufe ist zu bestimmen:
a.) Die Spannungsverstärkung v_U mit Berücksichtigung der endlichen Leerlaufverstärkung A.
b.) Ein Op-Amp des Typs 741 wird eingesetzt. Dimensionieren Sie die Verstärkerstufe mit Berücksichtigung von A_0 für eine DC-Verstärkung v_U=100 und ein r_1=10kΩ.
Zur Realisation sind keine Widerstände grösser als 100kΩ zu benutzen.
c.) Wie b.) aber für idealen Op-Amp.

Lösung für a.):
a.)Um den Ansprüchen in c.) zu genügen wird die Rückführung nicht über einen einfachen Seriewiderstand sondern mit einem T-Glied realisiert. Dadurch können grosse Widerstandswerte für R_2 vermieden werden.



Maschengleichungen:

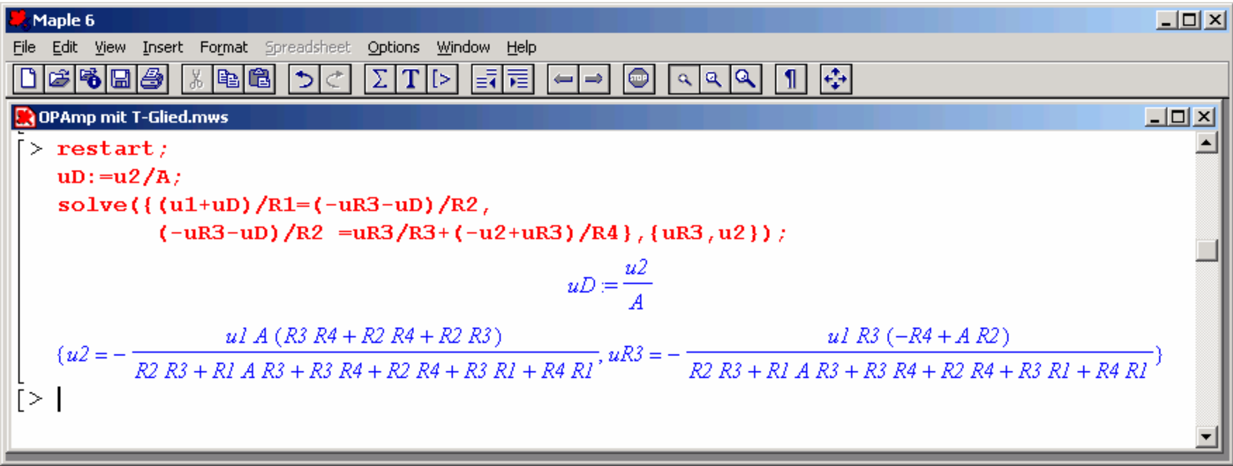
$$\begin{aligned} I:&\quad u_1 = u_{R1} - u_D \\ II:&\quad u_D + u_{R2} + u_{R3} = 0 \\ III:&\quad u_{R3} = u_2 + u_{R4} \end{aligned}$$

Bild 2-4:
Invertierverstärker mit T-Glied..
Durch das T-Glied im Rückführzweig lassen sich grosse Wider

Mit den Maschengleichungen werden die Ströme in den Knoten X und Y:

$$X: \frac{u_1 + u_D}{R_1} = \frac{-u_{R3} - u_D}{R_2} \qquad Y: \frac{-u_{R3} - u_D}{R_2} = \frac{u_{R3}}{R_3} + \frac{-u_{R3} - u_2}{R_4} \tag{2-4}$$

Die formale Auflösung des Gleichungssystems nach u_2 und u_{R3} erfolgt unter Zuhilfenahme von Maple V:



Nach Umstellen von u_2 nach v_u erhalten wir einen Formelsatz, der sowohl für den idealen Operations-verstärker mit $A \rightarrow \propto$->, wie auch für $R_3 \rightarrow \propto$ mit den bereits bekannten Formeln konsistent ist:

$$v_U = \frac{u_2}{u_1} = \frac{-A(R_2R_3 + R_2R_4 + R_3R_4)}{R_1R_3 + R_1R_4 + R_2R_3 + R_2R_4 + R_3R_4 + AR_1R_3} \tag{2-5}$$

$$v_U \overset{A\to\infty}{=} -\frac{R_2R_3 + R_2R_4 + R_3R_4}{R_1R_3} \tag{2-6}$$

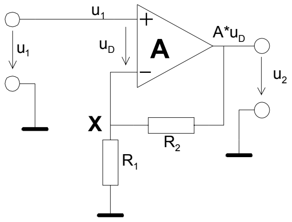
$$v_U \overset{R3\to\infty}{=} -\frac{-A(R_2 + R_4)}{A \cdot R_1 + R_1 + R_2 + R_4} \tag{2-7}$$

$$v_U \overset{\substack{A\to\infty \\ R_4\to 0}}{=} -\frac{R_2}{R_1} \tag{2-8}$$

In (2-8) erkennt man die Formel für den gewöhnlichen Invertierverstärker mit idealem OpAmp nach(2-3).

2.4.2 Nicht invertierender Verstärker

Analog zu Kap. 2.4.1 beschreiben wir die Grundschaltung des nicht invertierenden Verstärkers mit der Leerlaufverstärkung A.



Mit den vorbereitenden Zusammnehängen:

$$u_2 = u_{R2} + (u_1 - u_D) \qquad \rightarrow u_{R2} = u_2 - (u_1 - u_D)$$

$$u_2 = A \cdot u_D \qquad \rightarrow u_D = \frac{u_2}{A} \tag{2-9}$$

wird die Verstärkung durch Auswerten des Knotens X mit Einsetzen von (2-9) und Umformen nach v_U:

$$\frac{u_1 - u_D}{R_1} = \frac{u_2 - u_1 + u_D}{R_2}$$

$$v_U = \frac{u_2}{u_1} = \frac{A(R_1 + R_2)}{A \cdot R_1 + R_1 + R_2} = \frac{A(R_1 + R_2)}{R_1(1+A) + R_2} \overset{A\to\infty}{=} \frac{R_1 + R_2}{R_1} \tag{2-10}$$

Auch hier ersieht man, dass für grosse Leerlaufverstärkungen A das v_u praktisch nur vom Werteverhältnis der Widerstände R_1 und R_2 abhängt.

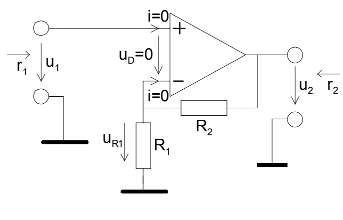
Bei Zugrundelegung eines idealen Operationsverstärkers gelten zusammengefasst die Eigenschaften für den nicht invertierenden Operationsverstärker:

$$v_U = \frac{u_2}{u_1} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} = 1 + \frac{R_2}{R_1} \tag{2-11}$$

$$r_e = \infty$$

$$r_a = 0$$

Nicht invertierender Verstärker



2.4.3 Messtechnische Bestimmung der Leerlaufverstärkung

Eine direkte Messung der Verstärkung ohne Rückführung erweist sich bei handelsüblichen Operationsverstärkern als schwierig. Bereits kleinste Störeinflüsse können das Resultat stark verfälschen. Besser ist eine indirekte Messung eines geeignet beschalteten Verstärkers. Aus dem Messwert wird dann direkt die zugehörige Leerlaufverstärkung A berechnet. Dieses Verfahren ist präzise und sowohl für DC wie auch für höhere Frequenzen geeignet.

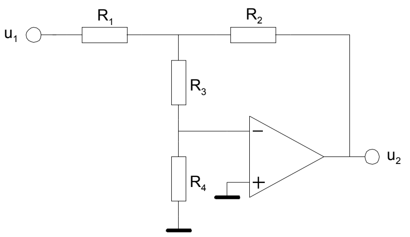


Bild 2-5: Messschaltung zur Bestimmung der Leerlaufverstärkung eines Operationsverstärkers.

Die Schaltung wird sinnvollerweise auf Einheitsverstärkung dimensioniert, d.h. $R_1 = R_2$. R_3 ist wesentlich grösser als R_4 . Für handelsübliche Operationsverstärker sind Werte $R_1 = R_2 = 100\text{k}\Omega$, $R_3 = 10\text{k}\Omega$ und $R_4 = 100\Omega$ praktikabel. Bei kleinen oder sehr grossen Leerlaufverstärkungen kann das Widerstandsverhältnis R_3 / R_4 entsprechend angepasst werden, so dass gut messbare Verstärkungen erreicht werden.
Mit einem Knotenansatz findet man für die Schaltung nach Bild 2-5 die Gleichung für die Leerlaufverstärkung:

$$A = \frac{R_1\left(R_2 + R_3 + R_4\right) + R_2\left(R_3 + R_4\right)}{R_4\left(R_1 + \dfrac{R_2}{v_U}\right)} \tag{2-12}$$

Beispiel 2-3: Bestimmung der Leerlaufverstärkung A.

Man bestimme die Lerlaufverstärkung eines Operationsverstärkers aus der Messschaltung mit den Werten nachBild 2-6.

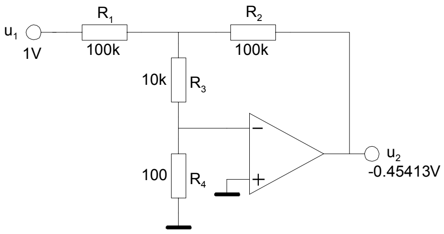


Bild 2-6: Messschaltung und Werte zur Bestimmung der Leerlaufverstärkung in Beispiel 2-3.

Lösung
Die Werte werden direkt in (2-12) eingesetzt:

$$A = \frac{R_1\left(R_2 + R_3 + R_4\right) + R_2\left(R_3 + R_4\right)}{R_4\left(R_1 + \dfrac{R_2}{v_U}\right)} = \frac{100K\left(100K + 10K + 100\right) + 100K\left(10K + 100\right)}{100\left(100K + \dfrac{100K}{-0.45413}\right)} = 999.99 \approx 1000$$

2.4.4 Summierverstärker

Er bildet die arithmetische Summe der an den Eingängen anliegenden Spannungen $u_{11}..u_{12}$.

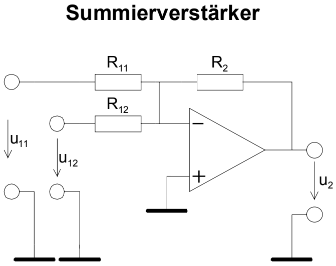


Bild 2-7: Grundschaltung des invertierenden Summierverstärkers.

$$u_2 = -R_2\left(\frac{u_{11}}{R_{11}} + \frac{u_{12}}{R_{12}}\right) \tag{2-13}$$

$r_{11} = R_{11}$ $r_{12} = R_{12}$

$r_2 = 0$

Die Schaltung kann durch Zufügen von weiterer Widerstände R_{1k} um zusätzliche invertierende Eingänge erweitert werden. Für diesen Fall gilt die allgemeine Formel:

$$u_2 = -R_2 \sum_k \frac{u_{1k}}{R_{1k}} \tag{2-14}$$

2.4.5 Differenzverstärker

Er bildet die arithmetische Differenz an den Eingängen anliegenden Spannungen $u_{11}..u_{12}$.

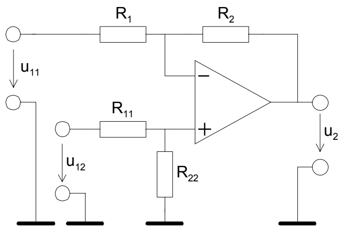


Bild 2-8: Grundschaltung des Differenzverstärkers mit zwei Eingängen.

Die Verstärkungen des invertierenden und nicht invertierenden Teils werden „Gewichtsfaktoren" genannt. Sie beschreiben die Einzelverstärkungen. Es gilt somit für die Schaltung nach Bild 2-8:

$$u_2 = g_{11} \cdot u_{11} + g_{12} \cdot u_{12} \tag{2-15}$$

mit den Gewichten:

$$g_{11} = \frac{-R_2}{R_1} \tag{2-16}$$

$$g_{12} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)\frac{R_{22}}{R_{11} + R_{22}} = v_{UNI}\,\frac{R_{22}}{R_{11} + R_{22}} \tag{2-17}$$

Beim Gewichtsfaktor g_{12} erkennt man die Verstärkung des nicht invertierenden Teiles v_{UNI}.
Bei der Dimensionierung muss die Randbedingung für die Gewichtsfaktoren eingehalten werden:

$$g_{11} + g_{12} \leq 1 \tag{2-18}$$

Die Schaltung kann durch Erweitern im invertierenden wie auch im nicht invertierenden Teil mit zusätzlichen Eingängen zu einem Summier-Differenzverstärker erweitert werden. Die Dimensionierung wird aber bei zusätzlichen nicht invertierenden Eingängen durch die zu lösenden Gleichungssysteme aufwändig. Im übertragenen Sinne gilt auch für erweiterte Systeme die Randbedingung nach (2-18) wonach die Summe der positiven und negativen Gewichte ≤ 1 sein muss.

Ein weiterer Nachteil dieser Schaltung ist die schlechte Abgleichbarkeit der Verstärkung und der niedrige Eingangswiderstand. Diese Nachteile weist die Zusammenschaltung zum Instrumenten-verstärker nicht auf.

Beispiel 2-4: Differenzverstärker mit 4 Eingängen

Zu realisieren ist die nachfolgende Transferfunktion mit einer Differenzverstärkerschaltung..

$$u_2 = -2u_{11} - 4u_{12} + u_{13} + 2u_{14}$$

Lösung:
Die Transferfunktion erfüllt die erweiterte Randbedingung nach (2-18) und ist somit mit einer Struktur nach Bild 2-8 realisierbar.Die Schaltung wird um je einen invertierenden und nicht invertierenden Eingang erweitert. Die prinzipielle Schaltung wird somit nach Bild 2-9:

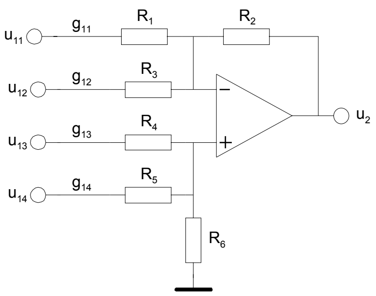


Bild 2-9: Differenzverstärkers mit vier Eingängen nach Beispiel 2-4.

Der invertierende Teil wird mit Erweiterung von (2-15),(2-16) berechnet..

$$R_{11} = \frac{-R_2}{g_{11}} = \frac{R_2}{2} \qquad R_{12} = \frac{-R_2}{g_{12}} = \frac{R_2}{4}$$

Mit Superposition erhält man für die Gewichtsfaktoren des nicht invertierenden Teiles die Beziehungen:

$$g_{13} = \frac{R_5 \| R_6}{R_4 + R_5 \| R_6} \cdot v_{UNI} = \frac{R_5 \| R_6}{R_4 + R_5 \| R_6}\left(1 + \frac{R_2}{R_1 \| R_3}\right)$$

$$g_{14} = \frac{R_4 \| R_6}{R_5 + R_4 \| R_6} \cdot v_{UNI} = \frac{R_4 \| R_6}{R_5 + R_4 \| R_6}\left(1 + \frac{R_2}{R_1 \| R_3}\right)$$

Für dieses Gleichungssystem wird R_6 durch Wahl vorgegeben und nach R_4, R_5 aufgelöst. Die formalen Lösungen werden:

$$R_4 = R_6 \frac{1 - g_{11} - g_{12} - g_{13} - g_{14}}{g_{13}} = 4R_6 \qquad R_5 = R_6 \frac{1 - g_{11} - g_{12} - g_{13} - g_{14}}{g_{14}} = 2R_6$$

2.4.6 Instrumentenverstärker

Durch Verwendung von drei Operationsverstärkern kann ein echter Differenzverstärker konstruiert werden. Beide Eingänge haben einen sehr hohen Eingangwiderstand, besonders bei Verwendung von Op-Amp mit FET-Eingangsstufen. Die Verstärkung v_U ist in einem weiten Bereich mit dem Widerstand R einstellbar. Die restlichen Widerstände sollten eng toleriert (1% oder besser) eingesetzt werden. Diverse Hersteller bieten Instrumentenverstärker direkt als IC an.

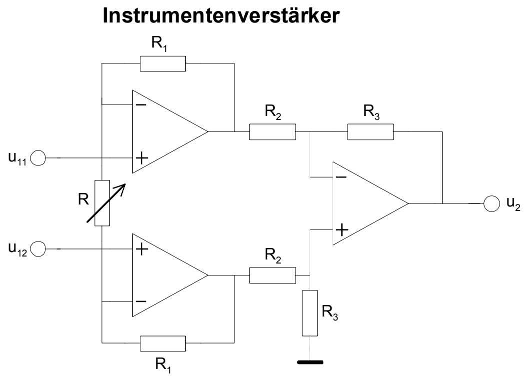


Bild 2-10: Grundschaltung des Instrumentenverstärkers.

$$u_2 = -\left(1 + \frac{2R_1}{R}\right)\frac{R_3}{R_2}\left(u_{11} - u_{12}\right) \qquad V_U = \frac{u_2}{u_{11} - u_{12}} \tag{2-19}$$

Instrumentenverstärker sind auch mit nur zwei Operationsverstärker realisierbar. Diese Form ist dort von Interesse wo teuere Operationsverstärker eingesetzt werden und somit eine Stufe eingespart werden kann. Nachteilig ist die fehlende einfache Abgleichmöglichkeit wie in Bild 2-10.

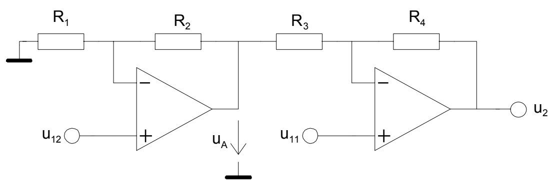


Bild 2-11: Instrumentenverstärker mit zwei Operationsverstärkern.

Für die Schaltung nach Bild 2-11 erkennt man für den Eingang u_{12} eine nicht invertierende Verstärkerstufe. Sie liefert die Ausgangsspannung u_A. Diese wird in der nachfolgenden Differenzverstärkerstufe zugeführt. Daher gilt mit (2-11), (2-16)-(2-17):

$$u_A = u_{12}\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \tag{2-20}$$

$$u_2 = u_{11}\left(1 + \frac{R_4}{R_3}\right) + u_A \frac{-R_4}{R_3} = u_{11}\left(1 + \frac{R_4}{R_3}\right) - u_{12}\frac{R_4}{R_3}\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \tag{2-21}$$

Legt man für $\frac{R_2}{R_1} = \frac{R_4}{R_3}$ zugrunde erhält man aus (2-21) die vereinfachte Transfergleichung:

$$u_2 = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)(u_{11} - u_{12}) \qquad \left(\frac{R_2}{R_1} = \frac{R_4}{R_3}\right) \tag{2-23}$$

2.4.7 Spannungs-Stromwandler

Sie wandeln die Eingangsspannung u_1 in einen proportionalen Strom i_2. Die Steilheit S ergibt sich aus dem Widerstand R_1:

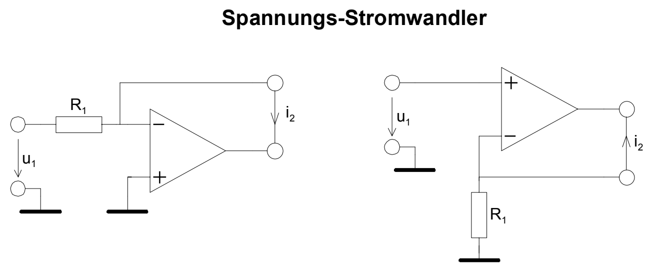


Bild 2-12: Grundschaltung des Spannungs- und Stromwandlers.

$$S = \frac{i_2}{u_1} = \frac{1}{R_1} \tag{2-24}$$

$r_1 = R_1$

$r_2 = \infty$

$$S = \frac{i_2}{u_1} = -\frac{1}{R_1} \tag{2-25}$$

$r_1 = \infty$

$r_2 = \infty$

Ein Nachteil dieser Schaltungen ist der fehlende Massebezug am Ausgang. Mit Hilfe eines Negativ-Impedanzkonverters kann nach [FRA97] mit der Current-Pump-Schaltung nach Howland ein massebezogner U/I-Wandler realisiert werden.

$$S = \frac{i_2}{u_1} = \frac{1}{R_1} \tag{2-26}$$

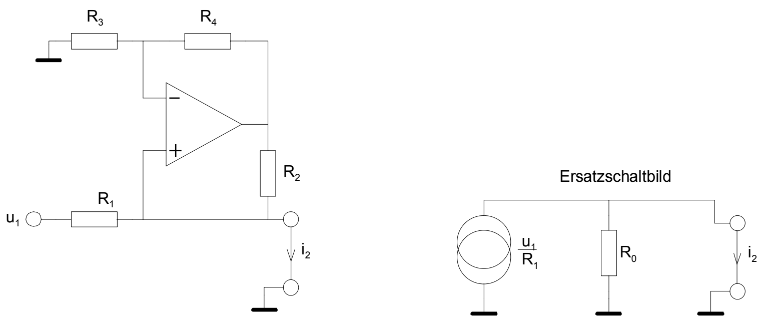


Bild 2-13: Massebezogner Spannungs- und Stromwandler mit „Howland Current Pump“.

Der Ausgangswiderstand der Schaltung R_0 muss so dimensioniert werden, dass R_1 in der Parallelschaltung kompensiert wird. Mit einem Knotensatz findet man den Ausgangswiderstand R_0 (vgl. auch Herleitung in Kap. 2.5):

$$R_0 = \frac{R_2}{\frac{R_2}{R_1} - \frac{R_4}{R_3}} \tag{2-27}$$

Für ein ideales Stromquellenverhalten muss $R_0 \rightarrow \infty$ streben. Daher folgt aus dem Nenner von (2-27):

$$\frac{R_2}{R_1} = \frac{R_4}{R_3} \tag{2-28}$$

Unter dieser Voraussetzung wird

$$i_2 = \frac{u_1}{R_1} \tag{2-29}$$

Für die Praxis sollte R_1 wesentlich grösser als R_2 gewählt werden um eine gute Aussteuerbarkeit zu gewährleisten.

2.4.8 Spannungsfolger

Er stellt den Spezialfall des nichtinvertierenden Verstärkers dar mit v_U=1. Wegen seines hohen Eingangswiderstandes wird er häufig zur Entkopplung und als Impedanzwandler eingesetzt.

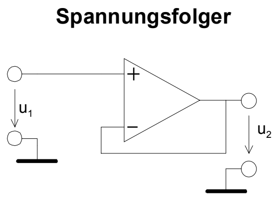


Bild 2-14: Spannungsfolgerstufe indem beim nichtinvertierenden Verstärker R_2=0 gesetzt wird.

$$v_U = 1 \tag{2-30}$$
$$r_1 = \infty$$
$$r_2 = 0$$

2.4.9 Strom-Stromwandler

Sie werden als Stromverstärker oder Stromspiegel benutzt. Ein invertierender Stromverstärker mit Last an Masse kann nach Bild 2-15 realisiert werden.

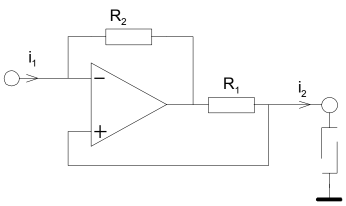


Bild 2-15: Stromverstärker (Stromspiegel) mit Last an Masse.

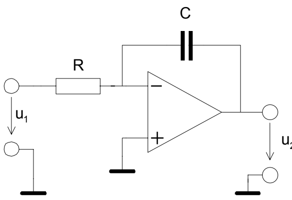
$$v_I = \frac{i_2}{i_1} = -\frac{R_2}{R_1} \tag{2-31}$$

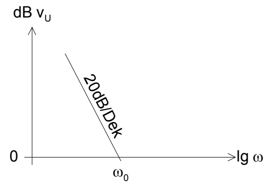
2.4.10 Integrator, Tiefpass 1. Ordnung

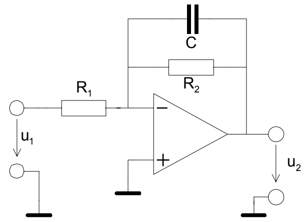
Invertierende Integratoren werden meist nach Bild 2-16 realisiert. Gegenüber einfachen RC-Gliedern erfolgt die Integration der Eingangsspannung präzise so dass gilt:

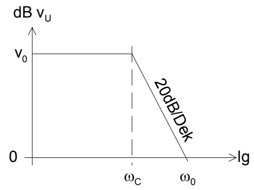
$$u_2(t) = \frac{-1}{R \cdot C} \int_0^t u_1(T)\,dT \qquad \text{(2-32)}$$

Dies wird in der Praxis gut eingehalten solange der Aussteuerbereich nicht überschritten wird und die frequenzabhängige Leerlaufverstärkung genügend gross ist.









$$\omega_0 = \frac{1}{R \cdot C} \qquad G(s) = \frac{-1}{sRC} \qquad \text{(2-33)}$$

$$r_1 = R$$

$$r_2 = 0$$

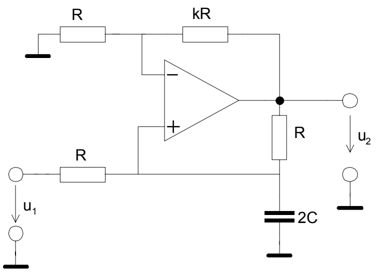
$$v_0 = -\frac{R_2}{R_1} \qquad G(s) = \frac{-v_0}{1 + sR_2C} \qquad \text{(2-34)}$$

$$\omega_C = \frac{1}{R_2 \cdot C} \qquad \omega_0 = \frac{1}{R_1 \cdot C}$$

$$r_1 = R_1$$

$$r_2 = 0$$

Ein nicht invertierender Integrator kann mit der Deboo-Schaltung nach [FRA97] realisiert werden. Kernstück ist ein Negativ-Impedanzkonverter (NIC) nach Kap. 2.5:



$$G(s) = \frac{1+k}{2sRC + 1 - k} \overset{k=1}{=} \frac{1}{sRC} \qquad \text{(2-35)}$$

Bild 2-17: Schaltbild des Deboo-Integrators.

Durch Variation des Faktors *k* kann die Pollage beeinflusst werden. Die Pollage ergibt sich aus der Nennernullstelle in (2-35):

$$2s_P RC + 1 - k = 0 \qquad \rightarrow s_P = -\frac{1-k}{2RC} \qquad \text{(2-36)}$$

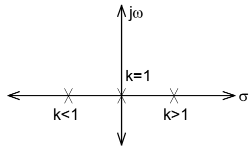
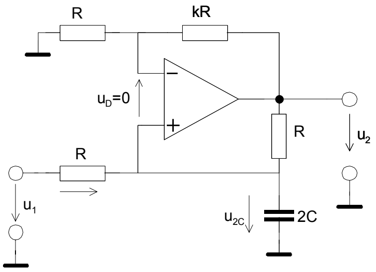


Bild 2-18: Die Pollage beim Deboo-Integrator ist vom Faktor *k* abhängig.

Im zugehörigen PN-Diagramm erkennt man, dass die Schaltung nur für $k \leq 1$ stabil ist.

Die Begründung der Übertragungsfunktion für den Deboo-Integrator:



$$u_2 = u_{2C}\left(1+\frac{kR}{R}\right) = u_{2C}\left(1+k\right)$$

$$\frac{u_2 - u_{2C}}{R} + \frac{u_1 - u_{2C}}{R} = 2u_{2C}sC$$

$$G(s) = \frac{u_2}{u_1} = \frac{1+k}{2sRC+1-k}$$

2.4.11 Differenziator, Hochpass 1. Ordnung

Grundsätzlich kann ein Differenziator mit einer einfachen RC-Beschaltung realisiert werden. Durch die in der Praxis endliche Leerlaufverstärkung arbeitet die Schaltung ab ω_C nicht mehr als Differenziator, sondern als Verstärker und aufgrund der internen Kapazitäten ab ω_C sogar als Integrator. Um Rauschen oder Schwingen zu vermeiden, werden zusätzlich R_X und C_X vorgesehen.

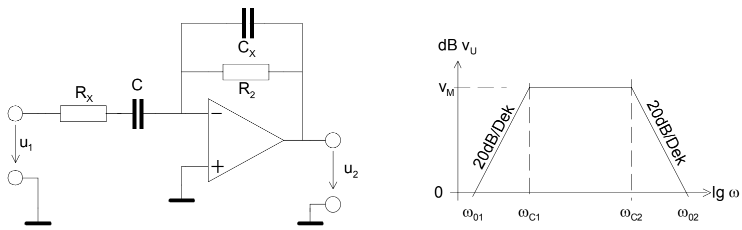


Bild 2-19: Grundschaltung Differenziator.

$$V_M = -\frac{R_2}{R_X} \tag{2-37}$$

$$G(s) = \frac{-sR_2C}{(1+sR_2C_X)(1+sR_XC)} \overset{ideal}{=} -sR_2C$$

$$\omega_{01} = \frac{1}{R_2C} \qquad \omega_{C1} = \frac{1}{R_XC}$$

$$\omega_{02} = \frac{1}{R_XC_X} \qquad \omega_{C1} = \frac{1}{R_2C_X}$$

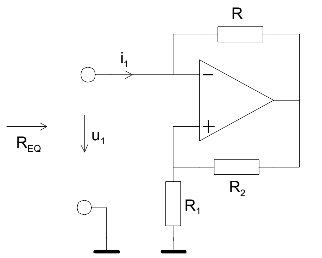
$$Z_1 = \frac{1}{j\omega C} + R_X$$

$$r_2 = 0$$

Filterschaltungen höherer Ordnung und Einflüsse vom nicht idealen Operationsverstärker werden in gesonderten Kapiteln behandelt.

2.5 NIC Negativ Impedanz Konverter

Der NIC stellt als Gesamtschaltung einen negativen reellen Widerstand dar. Man benutzt diese Schaltung hauptsächlich um parasitäre relle Widerstände zu kompensieren. Ein Nachteil der Schaltung ist der Massebezug des negativen Widerstandes.



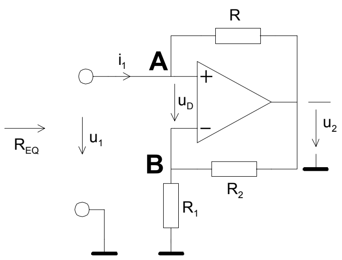
$$R_{EQ} = -R \cdot \frac{R_1}{R_2} \overset{R_1=R_2}{=} -R \qquad (2\text{-}38)$$

Bild 2-20: NIC – Negativ Impedanzkonverterschaltung. R_{EQ} verkörpert einen negativen rellen Widerstand.

In der Praxis spricht nichts dagegen R_1=R_2 zu wählen. Für diesen Fall wird die Berechnung trivial.

Begründung

Für einen idealen Operationsverstärker wird u_D=0V. Den Widerstand R_{EQ} bestimmt man durch Auswerten der Gleichungen für die Knoten A und B:



$$B: \frac{u_2 - u_1}{R_2} = \frac{u_1}{R} \qquad \rightarrow u_2 = u_1\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)$$

$$A: i_1 = \frac{u_1 - u_2}{R} = \frac{u_1 - u_1\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)}{R} = u_1 \frac{-\frac{R_2}{R_1}}{R} = u_1\left(-\frac{R_2}{R_1}\frac{1}{R}\right)$$

$$R_{EQ} = \frac{u_1}{i_1} = -R\frac{R_1}{R_2}$$

Beispiel 2-5: Kompensation eines Innenwiderstandes mit NIC

Der Innenwiderstand von 150kΩ einer realen Konstantstromquelle soll mit einem NIC kompensiert werden.

Lösung

Man wählt R_1=R_2=10kΩ. Mit (2-38) wird $R = -R_{EQ} = -(-150k\Omega) = 150k\Omega$.

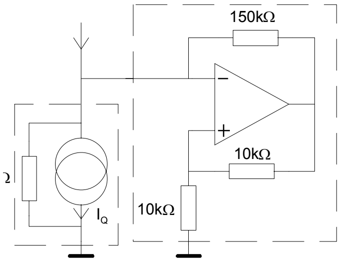
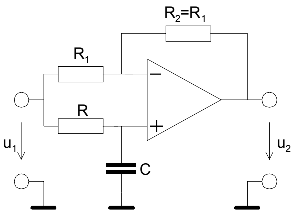
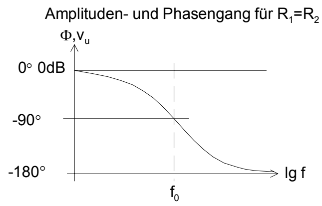


Bild 2-21: Kompensation des Innenwiderstandes einer realen Stromquelle mit NIC gemäss Beispiel 2-5.

2.6 Phasenschieber - Allpassfilter 1. Ordnung

Das Allpassfilter 1. Ordnung arbeitet als reiner Phasenschieber. Es zeigt einen konstanten Amplitudengang. Die Phase läuft von 0°..180°. Bei der Frequenz f_0 wird eine Phasenverschiebung von 90° erreicht. Durch die Phasenverschiebung entsteht eine Zeitverzögerung. Sie kann beispielsweise zur Kompensation von Laufzeitverzerrungen benutzt werden.





$$G(s) = \frac{1 - sRC}{1 + sRC} \quad (2\text{-}39)$$

$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC} \quad (2\text{-}40)$$

Bild 2-22: Schaltung , Bode-Diagramm des Allpass 1. Ordnung.

Man erkennt in der Übertragungsfunktion (2-39) eine Polstelle bei $\omega_P = -\frac{1}{RC}$ und eine Nullstelle bei $\omega_N = +\frac{1}{RC}$. Die nullsymmetrische Lage ist für ein Allpassfilter charakteristisch.

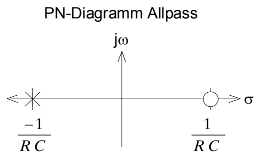


Bild 2-23: Pol-Nullstellen-Diagramm des Allpass 1. Ordnung.

Die Übertragungsfunktion begründet sich direkt durch algebraische Umformung aus den Einzelverstärkungen des inervertierenden und nicht invertierenden Teiles. Es handelt sich hier im Prinzip um einen Differenzverstärker nach 2.4.5.

$$u_2 = u_1\left[\frac{-R_2}{R_1} + \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)\frac{1}{1 + sRC}\right] \qquad \rightarrow G(s) = \frac{u_2}{u_1}(s) = \frac{1 - sRC}{1 + sRC} \quad (2\text{-}41)$$

2.7 Nichtidealer Operationsverstärker

Die folgenden Kapitel beschreiben die wesentlichen störenden Einflussgrössen des realen Operationsverstärkers und des rechnerischen Umgangs.
Im Gegensatz zum idealen Operationsverstärker untersuchen wir daher die für die Praxis relevanten Themen:

- Offsetprobleme,. d.h DC-Spannungsversatz am Ausgang
- Endliche und vor allem frequenzabhängige Leerlaufverstärkung
- Ein- und Ausgangswiderstände
- Maximale Anstiegsgeschwindigkeiten der Ausgangssignale

2.7.1 DC Offset und Temperatureinflüsse

Sie stellen hauptsächlich in DC-Verstärkern ein Problem dar. Durch geeignete schaltungstechnische Massnahmen können Offsetfehler minimiert oder kompensiert werden. Bei idealen Operationsverstärkern geht man davon aus, dass bei einer Differenzeingangsspannung u_D=0V immer eine Ausgangsspannung u_A=0V erscheint.
Durch den Arbeitspunkt der Eingangsstufe notwendigen Eingangsstroms und Restströme erscheint immer am Ausgang ein mehr oder weniger grosser Spannungsversatz, die Ausgangsoffsetspannung. Dieser grundsätzlich unerwünschte Effekt ist zudem temperatur- und speisespannungsabhängig.

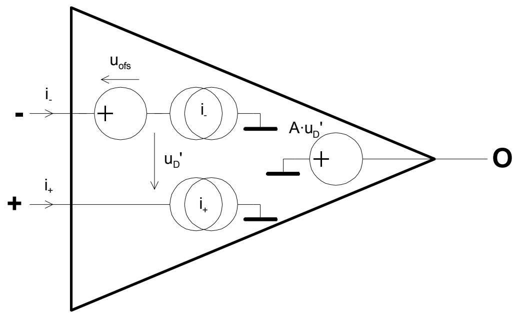


Bild 2-24:
Ersatzschaltbild für die Betrachtung der Offseteinflüsse beim Operationsverstärker nach [WAI75].

Das Offsetverhalten des Operationsverstärkers wird mit den folgenden Parameter beschrieben und in den Herstellerdatenblättern ausgewiesen:

u_{ofs} Differenzial-DC-Offsetspannung, üblicherweise Eingangsoffsetspannung genannt. Sie verkörpert die am Eingang anzulegende Gleichspannung damit am Ausgang eine Spannung von u_2=0V erreicht wird, wenn die Eingänge sonst direkt an Masse liegen.

i_{Boas+} i_{Bias-} Eingangs-Biasströme. Sie verkörpern die Ströme zur Arbeitspunkteinstellung der Eingangsstufen so, dass ohne Eingangsoffsetspannung am Ausgang eine Spannung von u_A=0V erscheint.

i_{ofs} Eingangsoffsetstrom. Differenz der beiden Eingangs-Biasströme

$$i_{ofs} = i_{Bias-} - i_{Bias+}$$

Im Regelfall werden Maximalwerte spezifiziert, da eine Offsetbetrachtung generell Worst-Case Rechnung ist. Im Regelfall sind i_{Bias+} und i_{Bias-} etwa gleich gross und haben dieselbe Polarität. Die Drift der Ströme bei Temperatur- und Speisespannungsschwankungen erfolgt miteinander.

Typische Werte für Offsetkenngrössen sind gemäss [WAI75] und [BBR98]:

Technologie	Monolitisch mit Bipolar-Eingang	Monolitisch mit FET Eingang	Monolitisch mit FET Eingang (High Class)
Offsetspannung u_{ofs}	±5mV	±3.5mV	±0.5mV
Eingangs-Biasstrom (i_{Bias+} oder i_{Bias-})	50nA*	-10nA*	±75fA
Eingangs-Offsetstrom i_{ofs}	±5nA	±5pA	±30fA
Temperaturdrift von u_{ofs}	±5uV/°C	±10uV/°C	±0.3uV/°C
Temperaturdrift von i_{Bias+},i_{Bias-}	±0.5nA/°C	*2 pro 10°C	*2 pro 10°C
Temperaturdrift von i_{ofs}	±0.05nA/°C	*2 pro 10°C	*2 pro 10°C

* Oft haben i_1, i_2 bekannte Polarität,
aber das Vorzeichen von i_{ofs} ist undefiniert.

Durch den Offset entsteht ein Versatz der Transferkennlinie wie das folgende Beispiel zeigt:

Gemäss Datenblatt fliesst ein typischer Eingangsbiasstrom von i_{Bias}=80nA, ein Eingangsoffsetstrom von i_{ofs}=±20nA und eine Eingangsoffsetspannung von u_{ofs}=1mV bei U_{CC}=15V und 25°C Umgebungstemperatur.

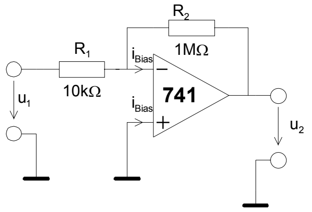


Bild 2-25: Beschaltung eines einfachen Invertierverstärkers zur Betrachtung der Ausgangsoffsetspannung.

Durch den Biasstrom entsteht am Widerstand R_1 ein Spannungsabfall. Zusätzlich wirkt der Eingangsoffsetstrom und die Eingangsoffsetspannung mit unbekannter Polarität und Grösse. Sie erscheint um den Faktor v_U als Offsetspannung am Ausgang.

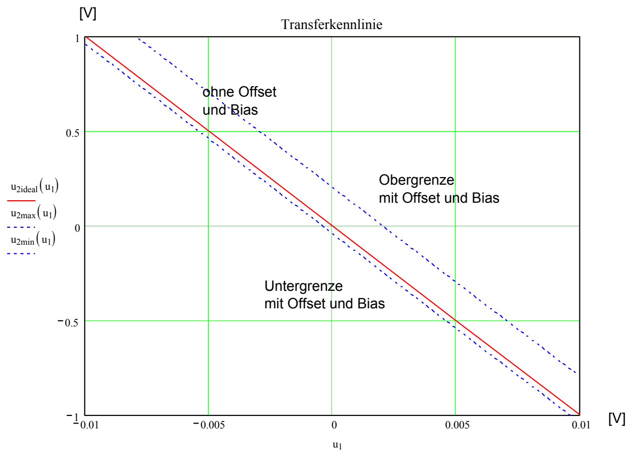


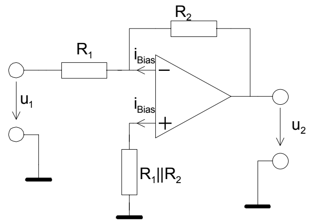
Bild 2-26:
Transferkennlinie des Invertierverstärkers nach Bild 1.4 mit v_U=-100. Durch Offseteinfluss wird die Kennlinie verschoben.

Hinweis: Die in dieser Schaltung gezeigte Rückführung mit 1MΩ ist in der Praxis für diesen Op-Amp etwas gross. Sie dient nur zum Aufzeigen der Problematik.

2.7.2 Offset-Kompensation

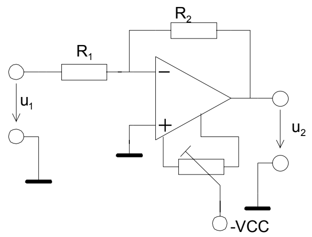
Wird in einer Schaltung DC-Stabilität gefordert, muss im Regelfall schaltungstechnisch eine Offsetkompensation vorgesehen werden. Bei der Inbetriebnahme erfolgt der Abgleich so, dass bei Betriebsbedingungen (z.B. kurzgeschlossenem Eingang) am Ausgang eine Spannung von 0V herrscht. Neben der Auswahl eines offsetminimierten Op-Amp sind drei schaltungstechnische Methoden gebräuchlich:

1. Offsetverminderung durch **Symmetrierwiderstand** R_3. Die etwa gleich grossen Biasströme am Eingang erzeugen an beiden Eingängen denselben Spannungsabfall gegenüber Masse.



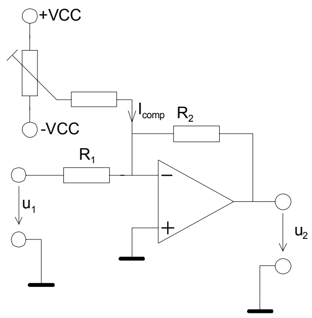
Es verbleibt hierbei noch der Einfluss der Unsymmetrie der beiden Biasströme,d.h. des Eingangsoffsetstromes. Grundsätzlich könnte man R1||R2 abgleichbar machen, es wird aber zu Gunsten Methode 2. kaum praktiziert.

2. Vor allem Einfach-Operationsverstärker verfügen direkt über eine Offsetabgleichmöglichkeit. Diese ist nach Herstellervorschrift zu beschalten. Bei Zweifach- oder Vierfach-Op-Amps ist meist keine direkte Abgleichmöglichkeit vorgesehen.



Je nach Typ erfolgt die Beschaltung über ein, zwei oder drei Anschlüsse. Die Einstellung erfolgt häufig über ein Trimmpotentiometer.

3. Op-Amp ohne Anschluss zum Offsetabgleich können durch definiertes Einspeisen eines **Kompensationsstromes** i_{comp} am Eingang abgeglichen werden.



Häufig werden Methoden 1 und 2 kombiniert, da ein besseres Driftverhalten erreicht wird. Weiter ist zu beachten, dass alle Offsetgrössen ausgeprägt temperatur- und etwas alterungsabhängig sind.

Beispiel 2-6: (Offsetabgleich beim Op-Amp OP-07)

Ein invertierender Verstärker mit r_1=10kΩ und v_U=-10 soll nach Herstellervorschrift offsetkompensiert werden.

PMI OP-07 ULTRA-LOW OFFSET VOLTAGE OPERATIONAL AMPLIFIER

ELECTRICAL CHARACTERISTICS at $V_S = \pm 15V$, $-55°C \le T_A \le +125°C$, unless otherwise noted.

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	OP-07A MIN	OP-07A TYP	OP-07A MAX	OP-07 MIN	OP-07 TYP	OP-07 MAX	UNITS
Input Offset Voltage	V_{OS}	(Note 1)	—	25	60	—	60	200	μV
Average Input Offset Voltage Drift Without External Trim	TCV_{OS}	(Note 2)	—	0.2	0.6	—	0.3	1.3	μV/°C
With External Trim	TCV_{OSn}	R_P = 20kΩ (Note 3)	—	0.2	0.6	—	0.3	1.3	μV/°C
Input Offset Current	I_{OS}		—	0.8	4	—	1.2	5.6	nA
Average Input Offset Current Drift	TCI_{OS}	(Note 2)	—	5	25	—	8	50	pA/°C
Input Bias Current	I_B		—	±1	±4	—	±2	±6	nA
Average Input Bias Current Drift	TCI_B	(Note 2)	—	8	25	—	13	50	pA/°C
Input Voltage Range	IVR		±13	±13.5	—	±13	±13.5	—	V
Common-Mode Rejection Ratio	CMRR	$V_{CM} = \pm 13V$	106	123	—	106	123	—	dB
Power Supply Rejection Ratio	PSRR	$V_S = \pm 3V$ to $\pm 18V$	—	5	20	—	5	20	μV/V
Large-Signal Voltage Gain	A_{VO}	$R_L \ge 2k\Omega$, $V_O = \pm 10V$	200	400	—	150	400	—	V/mV
Output Voltage Swing	V_O	$R_L \ge 2k\Omega$	±12	±12.6	—	±12	±12.6	—	V

NOTES:
1. OP-07A grade V_{OS} is measured approximately one minute after application of power. For all other grades V_{OS} is measured approximately 0.5 seconds after application of power.
2. Sample tested.
3. Guaranteed by design.

OPTIONAL OFFSET NULLING CIRCUIT

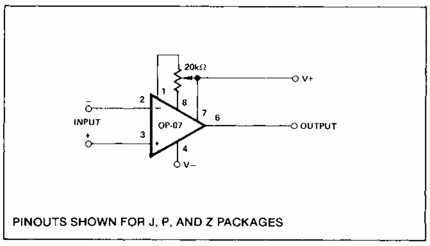


Bild 2-27:
Auszug Datenblatt OP-07.

Quelle: Analog IC Databook, PMI (Precision Monolithic IC) 1988, S. 5-65.

Lösung:

Vorgaben:

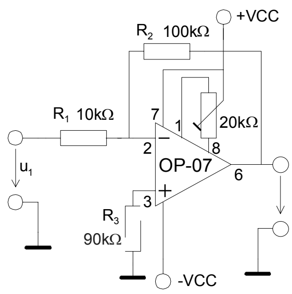
$r_1 := 10k\Omega$ $\quad v_U := -10$ (Vorgaben)

Berechnungen:

$R_1 := r_1$ $\quad R_1 = 1\times 10^4\,\Omega$ (nach Gl. 1-1)

$R_2 := -v_U \cdot R_1$ $\quad R_2 = 1\times 10^5\,\Omega$

$$R_3 := \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} \qquad R_3 = 9.091\times 10^3\,\Omega$$



2.8 Kleinsignalmodell des realen Operationsverstärkers

Das nachfolgende Modell beschreibt die wesentlichen Aspekte des realen Operationsverstärkers im linearen Betrieb. Linear heisst hier Kleinsignalbetrieb, alle Parameter werden linearisiert dargestellt. Daher erfüllt das System eine lineare Differenzialgleichung.

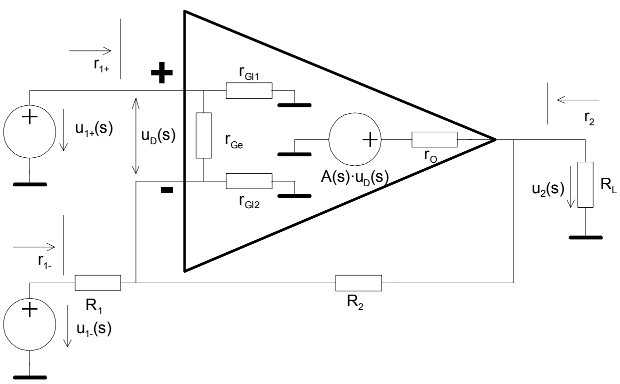


Bild 2-28:
Kleinsignalmodell eines beschalteten Operationsverstärkers.

Die nichtidealen Einflussgrössen sind:

1. Open-Loop Gain, Leerlaufverstärkung $A(s)$
2. Open-Loop Ausgangsimpedanz r_O
3. Gegentakt- (Differenzial-) Eingangsimpedanz r_G)
4. Gleichtakt- (Common-Mode) Eingangsimpedanz r_G

Sie werden als Kenngrössen des Operationsverstärkers im Datenblatt des Herstellers aufgeführt und beziehen sich immer auf den Betrieb in offener Schleife.

Die Impedanzen werden meist als reelle Widerstände betrachtet, obwohl bei höheren Frequenzen auch kapazitive Einflüsse zum Tragen kommen. Die Gleichtakteingangwiderstände r_{Gl1}, r_{Gl2} sind gleich gross und typischerweise sehr hoch, meist > $10^8\Omega$. Der Gegentakteingangswiderstand ist generell kleiner. Bei Bipolar-Eingangsstufen liegt er in der Grössenordnung von $10^6\Omega$. Bei guten FET-Eingangsstufen kommt r_{Ge} in die Grössenordnung von r_{Gl}.

Der Innenwiderstand der frequenzabhängigen spannungsgesteuerten Spannungsquelle $A(s)\cdot u_D$ verkörpert r_O. Er liegt im Bereich von ca. 10Ω bis einigen 100Ω.

Die Leerlaufverstärkung A ist ausgeprägt frequenzabhängig und beinflusst das Schaltungsverhalten vor allem bei höheren Frequenzen ungünstig. Sie ist wohl die als am stärksten wirkende nichtideale Einflussgrösse anzusehen. Sie wird normalerweise in dB spezifiziert. Praxiswerte für DC-Leerlaufverstärkungen liegen im Bereich 50-120dB je nach Typ und Technologie.

Die Grenzfrequenz f_C liegt meist bei einigen Hz. Nachher fällt die Amplitude asymptotisch mit 20dB/Dekade. Die Transitfrequenz zeigt wo Einheitsverstärkung erreicht wird, typischerweise im MHz-Bereich. Das System verkörpert das Verhalten eines Tiefpass 1. Ordnung. Daher ergibt sich der gezeigte Amplituden- und Phasengang.

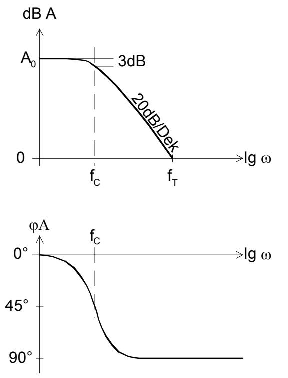


Bild 2-29: Verlauf des Open-Loop Gain eines Operationsverstärkers.

Das Verstärkungs-Bandbreite Produkt G_{BW} ist daher für Bandbreiten $\geq f_C$ immer konstant. Es ist eine wesentliche Kenngrösse des Operationsverstärkers:

$$G_{BW} = A \cdot f = const \qquad (f \geq f_C) \tag{2-42}$$

Beispiel 2-7: (Verstärkungs-Bandbreite Produkt)

Ein Operationsverstärker hat eine DC-Leerlaufverstärkung von 120dB und eine Transitfrequenz 2MHz. Man bestimme:
a.) G_{BW} Produkt
b.) –3dB Grenzfrequenz
c.) Leerlaufverstärkung bei 20kHz.

Lösung:

Vorgaben:

$A_{0dB} := 120$ $f_T := 2MHz$

Berechnungen:

a.) $A_{fT} := 1$ (A ist bei f_T = 1)

$G_{BW} := A_{fT} \cdot f_T$ $G_{BW} = 2 \times 10^6\,Hz$

b.) $A_0 := 10^{\frac{A_{0dB}}{20}}$ $A_0 = 1 \times 10^6$

$f_C := \frac{f_T}{A_0}$ $f_C = 2\,Hz$

c.) $f := 20kHz$

$A := \frac{G_{BW}}{f}$ $A = 100$

2.9 Ein- und Ausgangswiderstände

Durch Gegenkopplung werden die Ein- und Ausgangswiderstände stark beeinflusst. Da die Leerlaufverstärkung ausgeprägt frequenzabhängig ist, sind auch die Ein- und Ausgangswiderstände der Schaltung frequenzabhängig. Dieses Kapitel soll zeigen wie die Unterschiede zum idealen Operationsverstärker sind.

Wir betrachten dazu den nichtinvertierenden Verstärker, indem wir in Bild 2-28 die Quelle $u_{1-} = 0$ setzen.

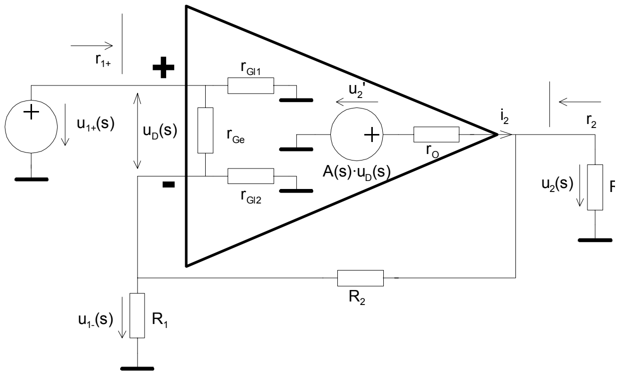


Bild 2-30:
Kleinsignalmodell des nichtinvertierenden Verstärkers zur Untersuchung der Ein- und Ausgangswiderstände.

Die frequenzabhängige Leerlaufverstärkung (Open Loop Gain) $A = \frac{u_2}{u_D}$ wird:

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

$$u_2' = A_0 \left(u_{1+} - k \cdot u_2 \right)$$

$$u_2 = u_2' \frac{R_L \| (R_1 + R_2)}{R_L \| (R_1 + R_2) + r_O} = u_2' \frac{1}{1 + \frac{r_O}{R_L} + \frac{r_O}{R_1 + R_2}}$$

$$\Rightarrow A = A_0 \frac{1}{1 + \frac{r_O}{R_L} + \frac{r_O}{R_1 + R_2}} \qquad (2\text{-}43)$$

Durch die Beschaltung sinkt die Leerlaufverstärkung A um den Faktor $\frac{1}{1 + \frac{r_O}{R_L} + \frac{r_O}{R_1 + R_2}}$.

Der Ausgangswiderstand des beschalteten Operationsverstärkers ergibt sich:

$$u_2' = A_0 \left(u_{1+} - k \cdot u_2 \right) = u_2 + i_2 \cdot r_O$$

$$u_2 = \frac{A_0 \cdot u_{1+} - i_2 \cdot r_O}{A_0 \cdot k + 1}$$

$$\Rightarrow r_2 = -\frac{du_2}{di_2} = \frac{r_O}{A_0 \cdot k + 1} \overset{A \cdot k \gg 1}{\approx} \frac{r_O}{A_0 \cdot k} \qquad (2\text{-}44)$$

Der Eingangswiderstand des beschalteten nicht invertierenden Operationsverstärkers wird:

$$A' = A_0 \frac{1}{1 + \frac{r_O}{R_L} + \frac{r_O}{R_1 + R_2}} \qquad k' = \frac{1}{1 + \frac{R_2}{R_1} + \frac{R_2}{r_{Ge}} + \frac{R_2}{r_{Gl}}}$$

$$i_{1+} = u_{1+} \left(\frac{1}{2 r_{Gl}} + \frac{1 + \frac{R_2}{R_1} + \frac{R_2}{r_{Ge}} + \frac{R_2}{r_{Gl}}}{\left(1 + \frac{1}{A'k'} \right) \cdot A' \cdot r_{Ge}} \right)$$

$$r_{1+} = \frac{2 \left(A'k' + 1 \right) \cdot A' \cdot r_{Ge} \cdot r_{Gl} \cdot k'}{\left(A'k' + 1 \right) \cdot A' \cdot r_{Ge} \cdot r_{Gl} \cdot k' + 2 r_{Gl} \cdot A'k'} \qquad (2\text{-}45)$$

$$r_{1+} = \frac{2 \cdot A_0 \cdot r_{Ge} \cdot r_{Gl} \cdot k}{A_0 \cdot r_{Ge} \cdot r_{Gl} \cdot k + 2 r_{Gl}} \qquad \left(k' \to k, A' \to A_0, A' \cdot k' \gg 1 \right) \qquad (2\text{-}46)$$

Eine analoge Betrachtung liefert den Eingangswiderstand für den Invertierverstärker:

$$r_{1-} = \frac{A' \cdot R_1^2 \left(1 + \frac{1}{A' \cdot k'} \right)}{\left(1 + \frac{1}{A' \cdot k'} \right) A' \cdot R_1 + R_2} \qquad (A' \text{ist als pos. Wert einzusetzen}) \qquad (2\text{-}47)$$

$$r_{1-} = R_1 \qquad \left(A' \cdot k' \gg 1 \right)$$

$$r_2 = \frac{r_O}{1 + A' \cdot k'} \qquad \left(A' \cdot k' \gg 1 \right) \qquad (2\text{-}48)$$

Beispiel 2-8: (Ein- und Ausgangswiderstände beim realen Operationsverstärker)

Ein Verstärker mit v_U=-100 wird mit einem Op-Amp des Typs uA777 realisiert. Aus dem Datenblatt und der Dimensionierung sind die folgenden Grössen bekannt:

Gegeben:

$R_1 := 1k\Omega$ $\quad R_2 := 100k\Omega$ $\quad R_L := 10k\Omega$

$r_{Ge} := 2M\Omega$ $\quad r_{Gl} := 100 \cdot r_{Ge}$

$r_O := 100\Omega$

$A_{0dB} := 105$

a.) Man vergleiche den die Grössen A_0-A', k-k'.
b.) Man bestimme die Ein- und Ausgangswiderstände r_1,r_2.
c.) Man bestimme die Betriebsverstärkung mit den Grössen A',k' aus a.).

Lösung:

a.) Vergleich A0-A, k-k' :

$$k := \frac{R_1}{R_1 + R_2} \qquad k = 9.901\times 10^{-3}$$

$$k' := \frac{1}{1 + \frac{R_2}{R_1} + \frac{R_2}{r_{Ge}} + \frac{R_2}{r_{Gl}}} \qquad k' = 9.896\times 10^{-3}$$

$$A_0 := 10^{\frac{A_{0dB}}{20}} \qquad A_0 = 1.778\times 10^5$$

$$A' := A_0 \cdot \frac{1}{1 + \frac{r_O}{R_L} + \frac{r_O}{R_1 + R_2}} \qquad A' = 1.759\times 10^5$$

b.) Ein- und Ausgangswiderstände:

$$r_1 := \frac{A' \cdot R_1^2 \cdot \left(1 + \frac{1}{A' \cdot k'}\right)}{A' \cdot R_1 \cdot \left(1 + \frac{1}{A' \cdot k'}\right) + R_2} \qquad r_1 = 999.432\Omega$$

$$r_2 := \frac{r_O}{1 + A' \cdot k'} \qquad r_2 = 0.057\Omega$$

c.) Verstärkung:

$$v_U := \frac{(k' - 1) \cdot A'}{1 + k' \cdot A'} \qquad v_U = -99.993$$

Man erkennt aus den Resultaten, dass die Abweichung gegenüber den Formeln für den idealen Op-Amp vernachlässigbar klein ist. Zur Dimensionierung werden daher meist die Formeln benutzt, die einem idealen Op-Amp zu Grunde liegen.
Bei höheren Frequenzen muss aber mindestens das frequenzabhängige A berücksichtigt werden.

2.10 Maximale Anstiegsgeschwindigkeit der Ausgangssignale (Slew-Rate)

Während das Verstärkungs-Bandbreitenprodukt als Kleinsignalgrösse die maximal mögliche Verstärkung bei einer gegebenen Frequenz definiert, beschreibt die Slew-Rate als Grosssignalgrösse die maximal mögliche Anstiegsgeschwindigkeit des Ausgangssignals.

Die Slew-Rate wird in der Regel bei Einheitsverstärkung im Datenblatt ausgewiesen und ist wie folgt definiert:

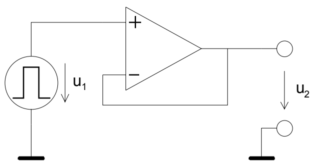


Bild 2-31:
Standardschaltung zur Messung der Slew-Rate. Sie wird immer bei Einheitsverstärkung gemessen.

$$SR = \left|\frac{du_2(t)}{dt}\right|_{max} \qquad \left[\frac{V}{s}\right] \qquad (2\text{-}49)$$

Normalerweise unterscheiden sich die positiven und negativen Anstiegsgeschwindigkeiten geringfügig. Bei Messungen wird dann der kleinere Wert benutzt.

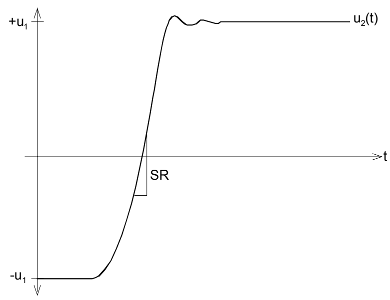


Bild 2-32:
Typisches Ausgangssignal bei Slew-Rate Messung.

Die Messung erfolgt mit einem Rechteckimpuls genügender Flankensteilheit. Im Ausgangssignal bestimmt man die Zone der maximalen Steilheit und daraus die maximale Anstiegsgeschwindigkeit. Die Aussteuerung erfolgt nach der Messschaltung des Herstellers, meist in der Grössenordnung von u_1=±10V.

Beispiel 2-9: (Slew-Rate Messung beim OpAmp MC1458S)
Man bestimme die maximale Anstiegsgeschwindigkeit des Ausgangssignals aufgrund folgender Messung:

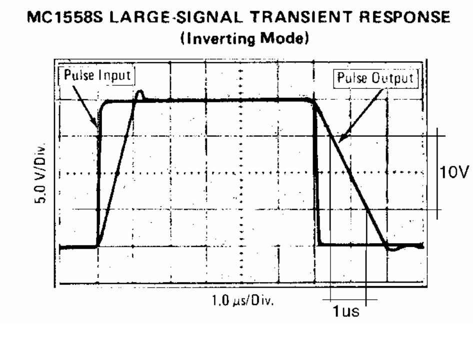


Bild 2-33:
Messung der Slew-Rate am OpAmp MC1458S.

Bild: Motorola Semiconductor Library Vol. 6, 1976

Lösung:

$$SR = \left|\frac{du_{out}}{dt}\right| \approx \frac{10V}{1us} = 10\left[\frac{V}{us}\right] \qquad (2\text{-}50)$$

Dieser Wert entspricht auch demjenigen, der im Datenblatt ausgewiesen wird.

2.11 Maximale Ausgangsspannung

Bei DC und tiefen Frequenzen liegt die maximale Ausgangsamplitude (Output Swing) etwas unter der Speisespannung. Bei ca. 90% der maximal möglichen Aussteuerung beginnt aber bereits eine merkliche Begrenzung des Signals.

Aus der Einschränkung durch die Slew-Rate folgt, dass bei höheren Frequenzen keine grossen Ausgangsamplituden (Output Swing) erreicht werden können.

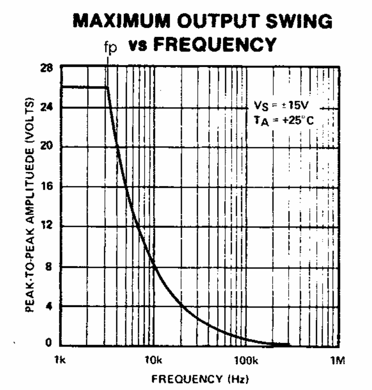


Bild 2-34:
Typischer Verlauf der maximal möglichen Ausgangsspannung (Output Swing) in Funktion der Frequenz.

Bild: OP-08, PMI Data Book 1988

Neben dem Verstärkungs-Bandbreitenprodukt stellt die Slew-Rate *SR* eine der grossen frequenzmässigen Einschränkungen dar.

Die maximal mögliche Ausgangsamplitude bei gegebener Slew-Rate *SR* wird:

$$u_2 = \hat{u}_2 \sin\omega t \qquad \rightarrow SR = \left|\frac{du_2(t)}{dt}\right|_{\max} = \hat{u}_2 \cdot 1 \cdot \omega \qquad \rightarrow \hat{u}_2(\omega) = \frac{SR}{\omega}$$

$$\rightarrow \hat{u}_2(f) = \frac{SR}{2\pi f} \qquad (2\text{-}51)$$

Der Schnittpunkt der Hyperbelfunktion mit der maximalen Amplitude für tiefe Frequenzen wird Grosssignal-Bandbreite f_p (Full Power Bandwidth) genannt (siehe auch Bild 2-34).

Beispiel 2-10: (Grosssignal-Bandbreite)
Gegeben sei ein Operationsverstärker mit einer Slew-Rate SR=10^6V/s und einer maximalen Ausgangsspannung von ±10V bei tiefen Frequenzen.
a.) Man bestimme die Grosssignal-Bandbreite f_p.
b.) Bei welcher Frequenz beträgt die maximale Ausgangsspannung $2V_S$?
(Beispiel aus [WAI75], S. 120.)

Lösung:

$a.)\qquad f_p = \dfrac{SR}{2\pi \cdot \hat{u}_2} = \dfrac{10^6}{2\pi \cdot 10} = 15.915 kHz$

$b.)\qquad$ analog a.), aber $u_2 = 2V_S$:

$$f_p = \frac{SR}{2\pi \cdot \hat{u}_2} = \frac{10^6}{2\pi \cdot 2} = 79.577 kHz$$

2.12 Einschwingzeit (Settling Time)

Bei der Sprungantwort in Bild 2-33 ist ein kleiner Einschwingvorgang zu beobachten. Er lässt sich durch den Ausregelmechanismus der Schaltung erklären. Die Einschwingzeit definiert die Zeit von 50% des Signalanstieges am Eingang bis der Fehler am Ausgangssignal auf einen bestimmten Wert abgeklungen ist, meist 0.1%.

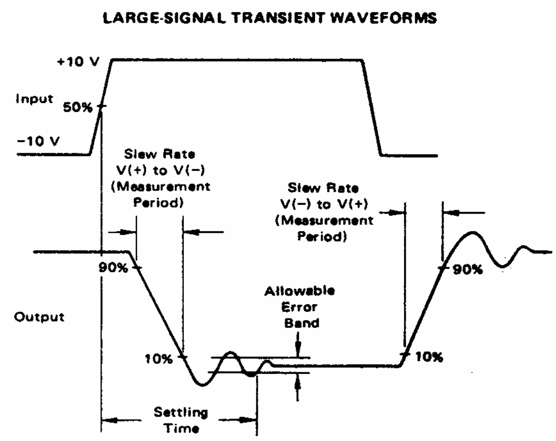


Bild 2-35:
Verlauf und Definition der Einschwingzeit (Settling Time).

Bild: Motorola Semiconductor Library, Vol. 6, 1976.

Die Einschwingzeit muss vor allem bei getakteten Anwendungen beachtet werden, z.B. D/A-Wandler, Sample&Hold-Schaltungen.

2.13 Overload recovery

Wird der maximale Ausgangsstrom eines Operationsverstärkers überschritten, erfolgt eine Begrenzung des Ausgangsstromes. Diese wirkt als Kurzschlusssicherung, so dass der Operationsverstärker durch Überlast nicht zerstört werden kann.

Die Kurzschlusssicherung erfolgt generell durch Strombegrenzung in der Ausgangsstufe. In Bild 2-36 werden über den Spannungsabfall an den Emitterwiderständen R_6,R_7 die Transistoren Q2 im Begrenzungsfall durchgeschaltet. So entsteht ein Regelmechanismus, der den Emitterstrom auf die Grösse $I_{E\max} \approx \frac{0.6}{R_6}$ begrenzt. Klein-OpAmp haben Maximalströme in der Grössenordnung von ca. 20mA.

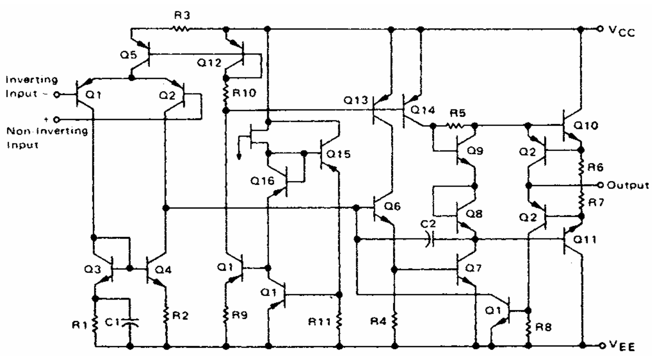


Bild 2-36:
Vereinfachtes Detailschaltbild des OpAmp MC4558. Die Transistoren Q2 und die Widerstände R6,R7 sind für die Ausgangsstrombegrenzung verantwortlich.

Bild: Motorola Semiconductor Library, Vol. 6, 1976.

Bei Wegnahme der Überlast erfolgt bei den meisten OpAmp keine sofortige Rückkehr in den normalen Zustand. Weiter erfolgt durch die Überlastung eine Erwärmung, die verschiedene Parameter ungünstig beeinflusst. Manche Hersteller weisen hierzu eine Zeitverzögerung (overload recovery) aus , die bei 100% Überlast gemessen wird.

2.14 Rauschen

Rauscheinflüsse können vor allem bei Verstärkung kleiner Signale ein Problem darstellen. Durch Auswahl geeigneter, rauscharmer Bausteine und Impedanzanpassungen kann viel verbessert werden.

Die Hersteller spezifizieren das Rauschverhalten der Bausteine nicht einheitlich. Häufig werden die äquivalente Rauschströme und -Spannungen spezifiziert. Manche zeigen auch die spektrale Dichte. Verteilung:

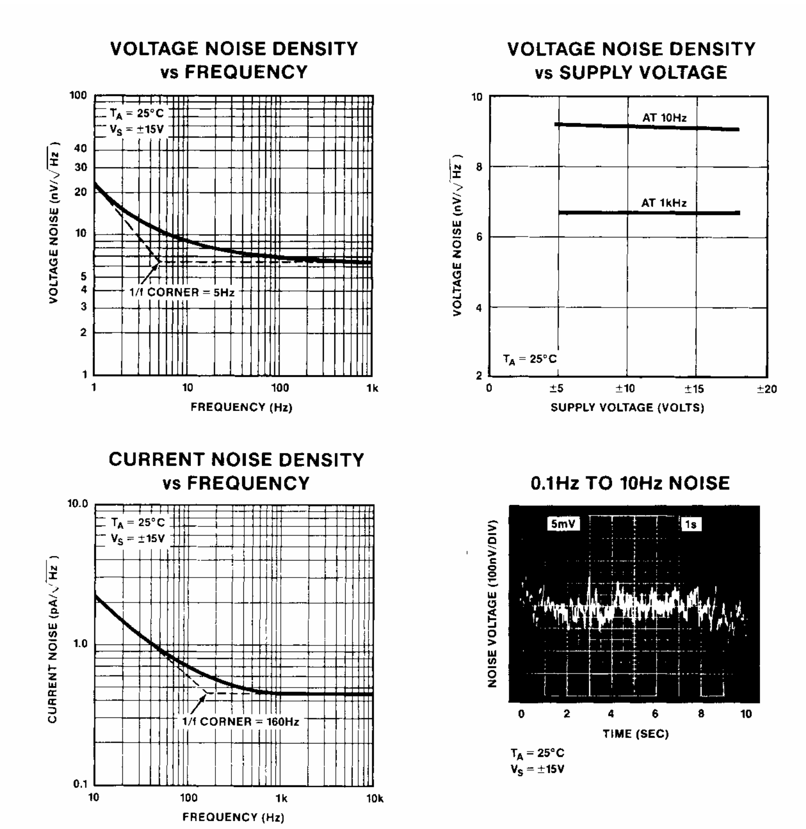


Bild 2-37:
Herstellerbeschreibungen zum Rauschverhalten der Operationsverstärker.

Bild: PMI.

Man unterscheidet im Spektrum zwei wesentliche Bereiche:
- niederfrequentes (rosa) 1/f-Rauschen im Bereich 0.01Hz..10Hz
- mittelfrequentes (weisses) Rauschen im Bereich 10Hz..10kHz

Detaillierte Ausführungen sind in [DEN88] nachzulesen.

2.15 Gleichtaktunterdrückung (Common Mode Rejection)

Idealerweise verstärkt ein Operationsverstärker ausschliesslich die Differenzspannung an den Eingängen. In der Realität ist aber eine, wenn auch kleine, Gleichtaktverstärkung *CMG* zu beobachten:

$$CMG = \frac{u_2}{u_1} \tag{2-52}$$

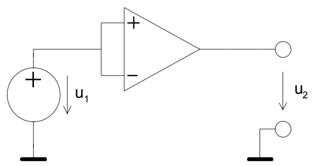


Bild 2-38: Messschaltung und Definition für Gleichtaktverstärkung.

In den Datenblättern wird meist die Gleichtaktunterdrückung CMRR (Common Mode Rejection Ratio) ausgewiesen, meist in dB. Sie wird direkt aus der DC-Leerlaufverstärkung A_0 und der Gleichtaktverstärkung CMR bestimmt:

$$CMRR = \left|\frac{A_0}{CMG}\right| \tag{2-53}$$

Wir untersuchen nun den Einfluss auf das Verstärkerverhalten durch Einführen der Modelle:

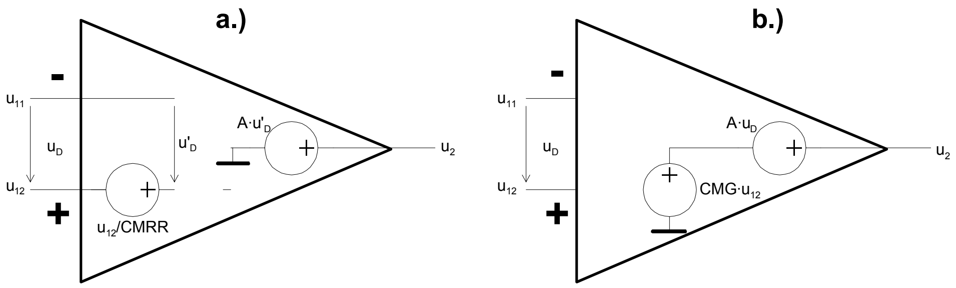
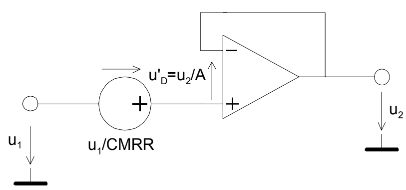


Bild 2-39:
Äquivalente Modelle zur Beschreibung der Gleichtakteinflüsse nach [WAI75].
a.) Einflussmodellierung am Eingang.
b.) Einflussmodellierung am Ausgang

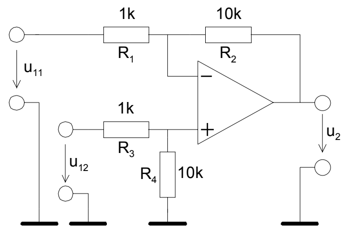
In Bild a.) verkörpert. $\frac{u_{12}}{CMRR}$ die Gleichtakteingangsspannung. Unter Anwendung von Modell a.) finden wir für den Spannungsfolger:



$$u_1 = \frac{u_1}{CMRR} + \frac{u_2}{A} + u_2$$

$$v_U = \frac{u_2}{u_1} = \frac{1 - \frac{1}{CMRR}}{1 + \frac{1}{A}} \tag{2-54}$$

Beispiel 2-11: (Gleichtaktunterdrückung)
Der folgende Differenzverstärker sei bis auf die Gleichtaktunterdrückung von 90dB als ideal anzunehmen. (Beispiel nach [WUP94], S. 82.)



a.) Wie gross wird die Gleichtakteingangsspannung?
b.) Man bestimme formal die Ausgangsspannung.
c.) Wie gross wird die Ausgangsspannung und der Fehler am Ausgang, wenn u_{11}=10.0V und u_{12}=10.01V beträgt?

Lösung:

a.)
$$\frac{u_{12} \cdot R_4}{R_3 + R_4} \frac{1}{CMRR}$$

b.)
$$u_2 = \frac{R_1 + R_1}{R_2}\left(1 + \frac{1}{CMRR}\right)\frac{u_{12} \cdot R_4}{R_3 + R_4} - \frac{R_2}{R_1} \cdot u_{11}$$
$$= \underbrace{u_{12} \cdot \frac{R_1 + R_1}{R_2} \frac{R_4}{R_3 + R_4} - \frac{R_2}{R_1} \cdot u_{11}}_{\text{gewünschtes Signal}} + \underbrace{\frac{u_{12}}{CMRR} \frac{R_4}{R_3 + R_4} \frac{R_1 + R_1}{R_2}}_{\text{unerwünschtes Signal}}$$

c.)

Vorgaben:

$R_1 := 1k\Omega$ $R_2 := 10k\Omega$ $R_3 := 1k\Omega$ $R_4 := 10k\Omega$

$CMRR_{dB} := 90$ $u_{11} := 10.00V$ $u_{12} := 10.01V$

Berechnungen:

$$CMRR := 10^{\frac{CMRR_{dB}}{20}} \qquad CMRR = 3.162 \times 10^4$$

$$u_2 := u_{12} \cdot \frac{R_1 + R_2}{R_1} \cdot \frac{R_4}{R_3 + R_4} - u_{11} \cdot \frac{R_2}{R_1} + \frac{u_{12}}{CMRR} \frac{R_1 + R_2}{R_1} \cdot \frac{R_4}{R_3 + R_4} \qquad u_2 = 0.103V$$

$$u_{err} := \frac{u_{12}}{CMRR} \cdot \frac{R_1 + R_2}{R_1} \cdot \frac{R_4}{R_3 + R_4} \qquad u_{err} = 3.165 \times 10^{-3}\,V$$

$$u_{2ideal} := u_{12} \cdot \frac{R_1 + R_2}{R_1} \cdot \frac{R_4}{R_3 + R_4} - u_{11} \cdot \frac{R_2}{R_1} \qquad u_{2ideal} = 0.1V$$

2.16 Nichtlineare Schaltungen

Darunter fallen alle Anwendungen, die einen nicht linearen Zusammenhang zwischen Ein- und Ausgangsspannung zeigen:

- Gleichrichter
- Begrenzer
- Logarithmierer, Exponentialverstärker
- Komparatoren, Schmitt-Trigger
- Generatoren

Wie für den linearen Fall, lassen sich auch hier mit Operationsverstärker teilweise (fast) ideale Übertragungscharakteristiken erreichen.

2.16.1 Aktive Gleichrichter

Sie werden zur präzisen Gleichrichtung kleiner Signale benutzt. Je nach Schaltung ist Halbwellen- oder Vollwellengleichrichtung möglich.
Der aktive Gleichrichter verfügt über eine ideale Gleichrichterkennlinie, d.h. die Gleichrichtung erfolgt mit linearer Kennlinie ab 0V.

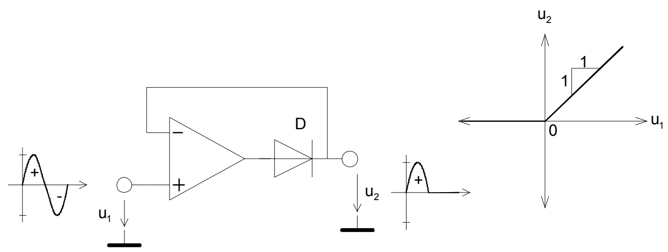


Bild 2-40:
Einfacher aktiver Halbwellengleichrichter. Charakteristisch ist die saubere lineare Kennlinie ab 0V.

Für ein gutes Gleichrichterverhalten ist ein schnelles Umschalten der Diode in den Nulldurchgängen erforderlich. Dies wird massgeblich durch die Slew-Rate des Operationsverstärkers beeinflusst. Ebenfalls spielt die in der Durchlassphase eingespeicherte Ladung der Diode und die Erholzeit des Operationsverstärkers eine Rolle.

Mit den hier gezeigten Gleichrichterschaltungen lassen sich mit handelsüblichen Operationsverstärkern problemlos Wechselspannungen im Bereich 50mV..10V ohne zusätzliche Kompensationen bis einige kHz gleichrichten, bei einem Fehler < 1%.

2.16.2 Einweggleichrichter

Die einfache Schaltung gemäss Bild 2-40 wird praktisch nie benutzt, da der Operationsverstärker für u_1<0 in die Begrenzung läuft. Durch Zuschalten einer weiteren Diode wird die Begrenzung vermieden und man erhält einen brauchbaren Präzisionsgleichrichter:

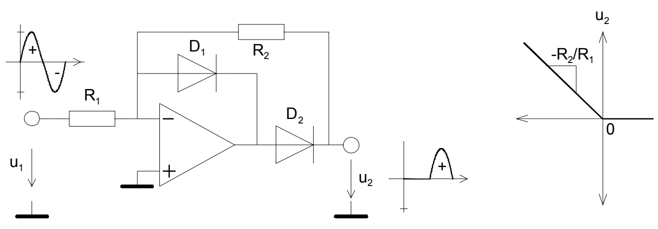


Bild 2-41:
Aktiver Präzisions-Einweggleichrichter.

Für u_1>0V ist D_1 leitend und D_2 gesperrt. Daher liegt der Ausgang über R_2 an der virtuellen Masse. Es ergeben sich die Ersatzschaltbilder:

Bild 2-42:
Ersatzschaltbilder für das statische Durchlass- und Sperrverhalten des aktiven Einweggleichrichter nach Bild 2-41 .

Beispiel 2-12: (Aktiver Einweggleichrichter)

Man realisiere AC-Voltmeter zur Messung des Effektivwertes von reinen Sinusspannungen bis $10V_{eff}$. Hierzu ist folgende Schaltung zu dimensionieren: (Idee aus [WAI75], S.162)

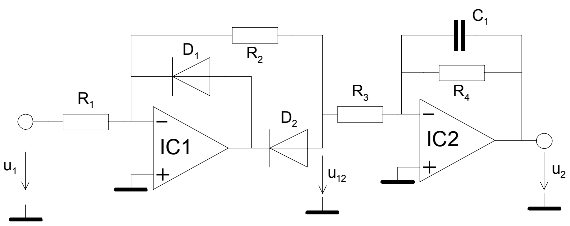


Bild 2-43:
Aktiver Einweggleichrichter mit nachgeschaltetem Tiefpassfilter nach Beispiel 2-12 .

Die Ausgangsstufe mit Tiefpasscharakteristik wirkt als Glättungsstufe mit niedriger Ausgangsimpedanz. Die Grenzfrequenz ist auf 0.5Hz zu legen. Die Speisespannung ist ±10V.

Lösung:
Die am Gleichrichtereingang zu erwartende Spannung beträgt maximal:

$$\hat{u}_1 \leq \sqrt{2} \cdot \pm u_1 = \pm\sqrt{2} \cdot 10V = \pm 14.14V$$

Damit der Operationsverstärker IC1 nicht übersteuert wird, muss sichergestellt sein, dass

$$\hat{u}_1 \frac{R_2}{R_1} \leq U_{O\max} - U_F$$

wobei U_{Omax} die maximale Ausgangsspannung des Operationsverstärkers IC1 ist und U_F die Vorwärtsspannung der Diode. Wir erfüllen diese Bedingung mit der Wahl von

$$R_1 = 10k\Omega \qquad R_2 = 5k\Omega \,.$$

Der Mittelwert der Ausgangsspannung u_{12} am Gleichrichter wird:

$$\overline{u_{12}} = \hat{u}_1 \frac{R_2}{R_1} \frac{1}{\pi} = \frac{\hat{u}_1}{2\pi}$$

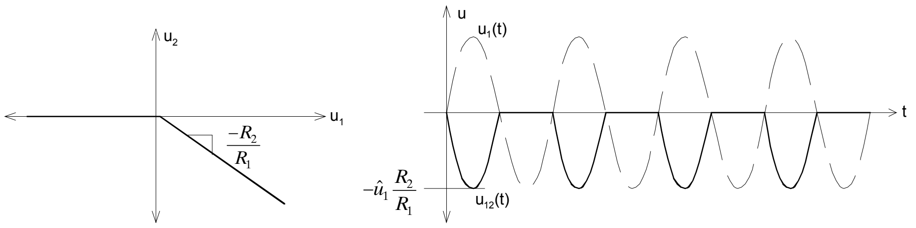


Bild 2-44:
Spannungsverläufe am Gleichrichter nach Beispiel 2-12 .

Die Verstärkung der zweiten Stufe mit IC2 berücksichtigt den Formfaktor und die kompensiert die Dämpfung der ersten Stufe:

$$\frac{\overline{u_2}}{\overline{u_{12}}} = \frac{\frac{\hat{u}_1}{\sqrt{2}}}{\frac{\hat{u}_1}{2\pi}} = \pi\sqrt{2} = 4.44$$

$$R_3 = \frac{R_4}{\pi\sqrt{2}} = 0.225 \cdot R_4$$

Mit der geforderten Grenzfrequenz von 0.5Hz werden die Widerstände:

$$f_C = \frac{1}{2\pi R_4 C} = 0.5Hz \qquad \text{Wahl:} C = 2uF$$

$$R_4 = \frac{1}{2\pi f_C C} = \frac{1}{2\pi \cdot 0.5 \cdot 2 \cdot 10^{-6}} = 159.154k\Omega$$

$$R_3 = 0.225 \cdot R_4 = 35.809k\Omega$$

2.16.3 Zweiweggleichrichter

Durch Zuschalten eines Summierers kann aus der Grundschaltung für Einweggleichrichtung nach Bild 2-41 ein aktiver Zweiweggleichrichter konstruiert werden:

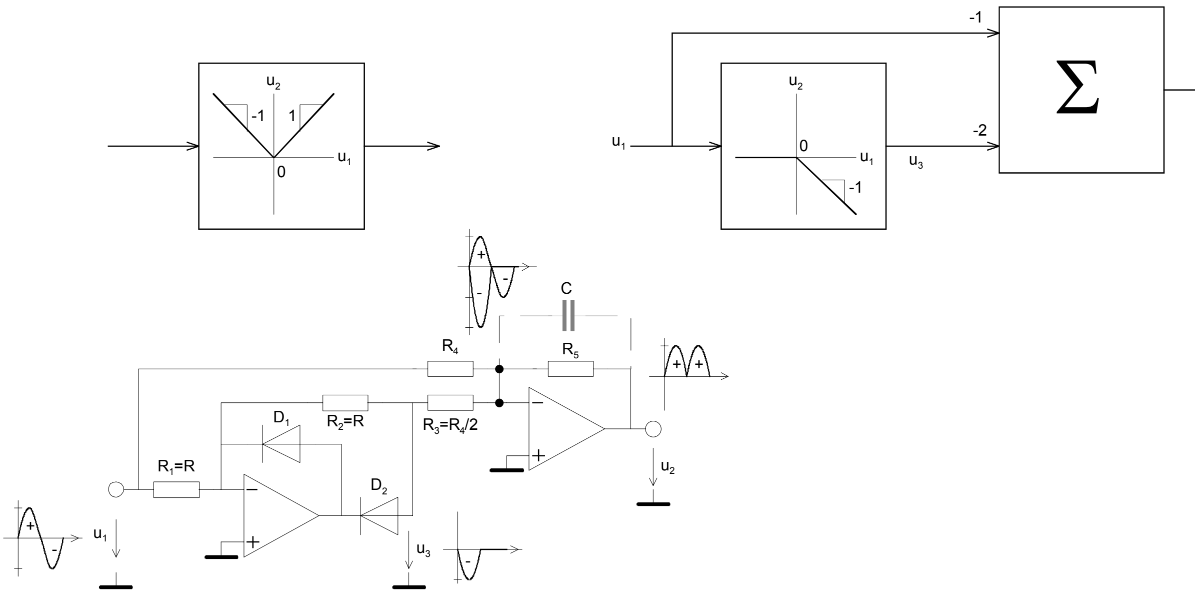


Bild 2-45:
Block- und Detailschaltbilder des aktiven Zweiweggleichrichters.

Eine weitere Schaltung zur Zweiweggleichrichtung ergibt sich aus dem Einweggleichrichter, der jeweils negative und positive Halbwelle gleichrichtet und die Differenz bildet:

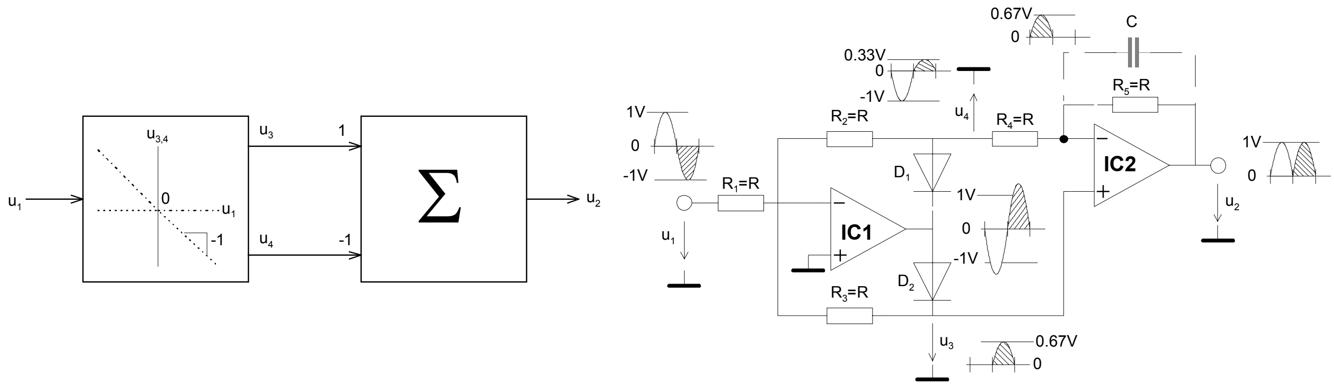


Bild 2-46:
Andere Realisation eines aktiven Zweiweggleichrichters mit typischen Verläufen der Spannungen.
Quelle: [WDL91]

IC1 arbeitet solange als invertierender Verstärker mit $v_{U+} = -\frac{R_2}{R_1}, v_{U-} = -\frac{R_3}{R_1}$ wie eine der beiden Dioden in Durchlassrichtung arbeitet. Ist am Ausgang von IC1 die Spannung kleiner als die Vorwärtsspannung der Dioden regelt der OpAmp nach, so dass bereits bei kleinsten Eingangsspannungen (ideal 0V) eine der beiden Dioden im Durchlass ist. Die Dioden-Flussspannung wird etwa um den Faktor A reduziert:

$$u'_F = \frac{u_F}{A} \xrightarrow{A \to \infty} u'_F = 0V \qquad (2\text{-}55)$$

Daher werden auch kleinste Eingangsspannungen präzise gleichgerichtet. Sinkt bei höheren Frequenzen die Leerlaufverstärkung ab, ist bei kleineren Eingangsspannungen eine Nichtlinearität wegen des ansteigenden u'_F zu beobachten.

2.16.4 Probleme bei Gleichrichtern mit realen Operationsverstärkern

Aktive Gleichrichterschaltung für höhere Frequenzen stellen hohe Anforderung an die Slew Rate und GBW des Operationsverstärkers.

Sinkt bei höheren Frequenzen die Leerlaufverstärkung ab, ist bei kleineren Eingangsspannungen eine Nichtlinearität wegen des ansteigenden u'_F zu beobachten. Dies ist vor allem bei kleinen Eingangsspannungen ein Problem.

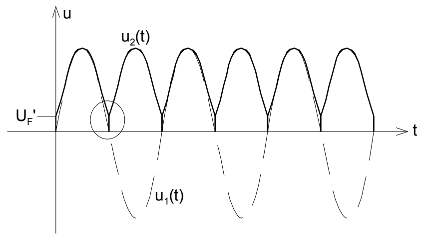


Bild 2-47:
Verzerrung der Ausgangsspannung bei höheren Frequenzen aufgrund der absinkenden, endlichen Leerlaufverstärkung.

Bei zu kleiner Slew Rate hingegen vermag der Operationsverstärker dem Signal nicht zu folgen. Die Ausgangsspannung erscheint in diesem Bereich verzerrt. Bei Sinussignalen ist dies in den Nulldurchgängen zu beobachten. Bei grösseren Eingangsamplituden wird auch der Maximalpegel nicht mehr erreicht.

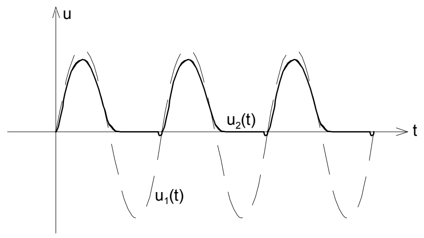


Bild 2-48:
Verzerrung der Ausgangsspannung bei grossen Amplituden und Frequenzen aufgrund zu kleiner Slew Rate des Operationsverstärkers.

Durch geschickte Wahl der Widerstände und Last kann das Verhalten erheblich verbessert werden.

2.16.5 Begrenzerschaltungen

Sie dienen zur amplitudenmässigen Begrenzung von Signalen. Eine Zusammenstellung der Funktionsblöcke mit möglichen Realisationen und Kennlinien:

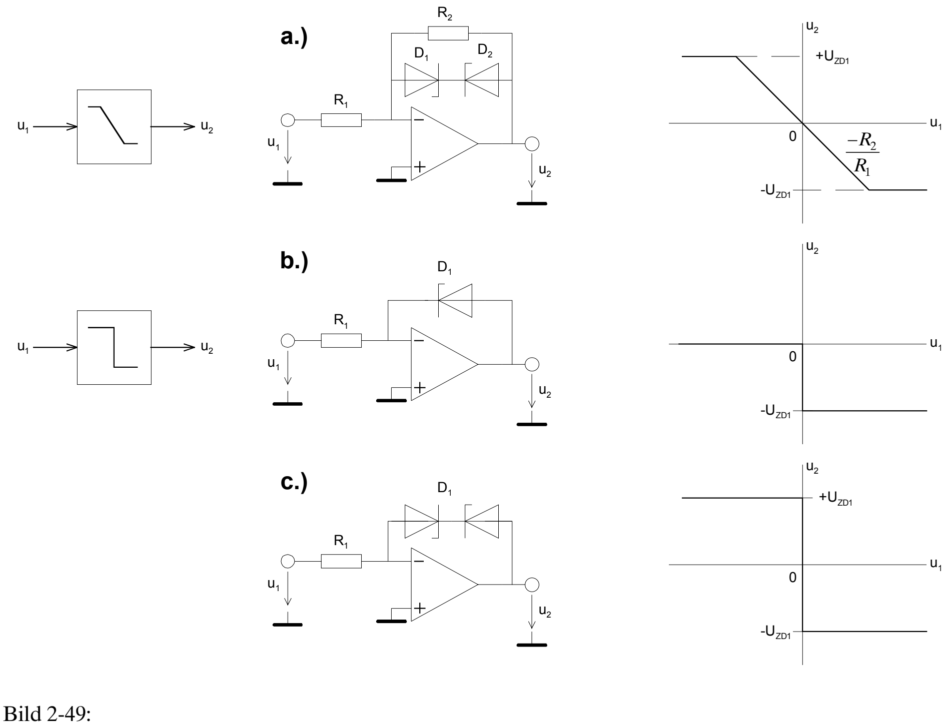


Bild 2-49:
Begrenzer-Grundschaltungen.
a.) Verstärker mit definierter symmetrischer Begrenzung.
b.), c.) Nullspannungskomparatoren
Quelle: [WAI75]

Die Schaltung a.) ist der klassische Verstärker mit Begrenzung. In der Kennlinie sind drei Betriebszustände zu unterscheiden:

1. D_1 und D_2 gesperrt. Der Verstärker arbeitet im linearen Bereich und es gilt $u_2 = \frac{-R_2}{R_1} u_1$.
2. D_1 ist im Durchlass, D_2 ist gesperrt. Durch zu grosse positive Eingangsspannung ist die Stufe negativer Begrenzung gelaufen und es gilt $u_2 = u_{ZD1}$.
3. D_2 ist im Durchlass, D_1 ist gesperrt. Durch zu grosse positive Eingangsspannung ist die Stufe negativer Begrenzung gelaufen und es gilt $u_2 = u_{ZD2}$.

Die Schaltungen b.) und c.) stellen Nullspannungskomparatoren dar, die eine Digitalisierung des Signals um einen Schwellwert von 0 bewirken. Variable Schwellwerte sind durch Zuführen einer Vergleichsspannung u_S möglich:

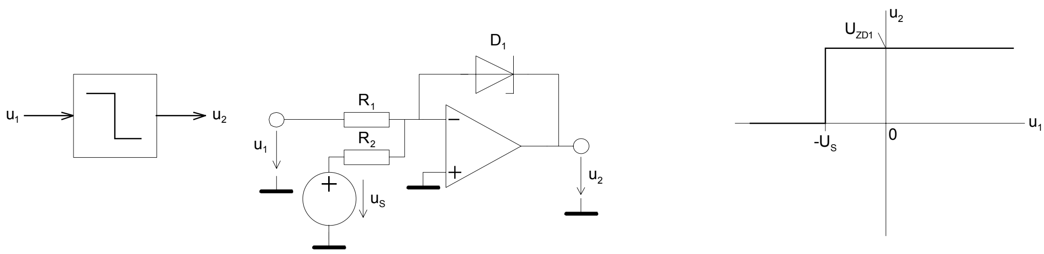


Bild 2-50: Begrenzer-Grundschaltung mit variablem Schwellwert. Quelle: [WAI75]

Für die Ausgangsspannung gilt dann:

$$u_2 = \begin{cases} u_Z & u_1 \le -u_S \\ 0 & u_1 > -u_S \end{cases}$$

Alle Begrenzerschaltungen sind auch nichtinvertierend realisierbar.

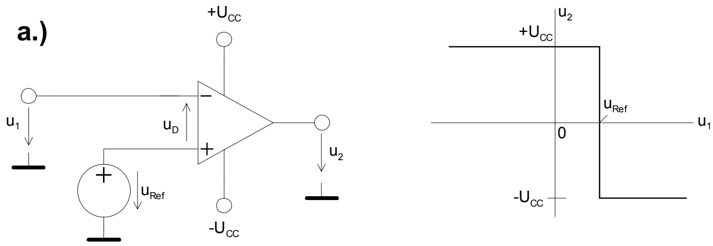
Festzuhalten bleibt, dass eine hochwertige, d.h. präzise und schnelle Begrenzung mit den gezeigten Schaltungen schlecht realisierbar ist. Dazu werden aufwendigere Schaltungen benötigt. Wir verweisen hierzu auf die einschlägige Literatur, z.B. [WAI75], [TOB71].

2.16.6 Komparatorschaltungen

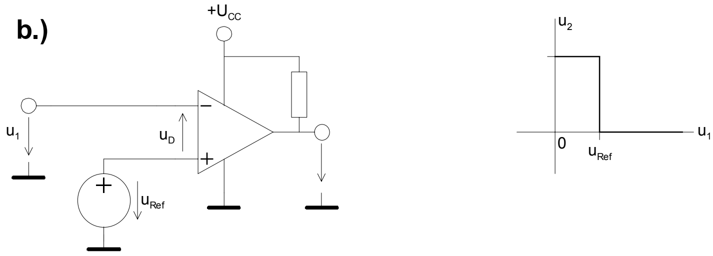
Komparatorschaltungen nehmen am Ausgang genau zwei Zustände an, je nachdem ob der Eingang grösser oder kleiner als eine Referenzspannung ist. Sie werden grundsätzlich nicht mit Gegenkopplung betrieben. Daher kann die Differenzspannung an den Eingängen beliebige Werte annehmen.

Komparatoren können zwar mit handelsüblichen Operationsverstärkern realisiert werden, jedoch wird man meist spezielle Komparatoren einsetzen. Sie haben im Gegensatz zu normalen OpAmps einen Open Collector Ausgang, der ein besseres Anstiegsverhalten für digitale Signale zeigt.

Die einfachste Form eines invertierenden Komparators ist:



$$u_2 = \begin{cases} -U_{CC} & u_1 > u_{Ref} \\ U_{CC} & u_1 < u_{Ref} \end{cases} \tag{2-56}$$



$$u_2 = \begin{cases} 0 & u_1 > u_{Ref} \\ U_{CC} & u_1 < u_{Ref} \end{cases} \tag{2-57}$$

Bild 2-51:
Invertierende Komparatorschaltungen.
a.). Realisation mit Operationsverstärker
b.) Realisation mit Open-Collector Komparator IC

Für den nichtinvertierenden Komparator gelten analoge Zusammenhänge.

Wird ein realer Operationsverstärker oder Komparator eingesetzt, erfolgt kein schlagartiger Wechsel der Ausgangsspannung, da die endliche Leerlaufverstärkung eine minimale Differenzspannung u_D um das Ausgangssignal in der Grösse $\pm U_{CC}$ zu erzeugen.

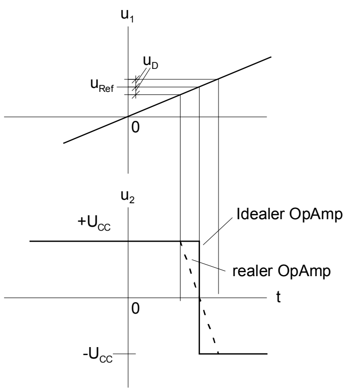


Bild 2-52:
Umschaltvorgang bei Komparator mit idealem und realen Operationsverstärker oder Komparator- IC.
Quelle: [WDL91]

Diese minimale Differenzspannung u_D ist vor allem bei langsamen Änderungen störend, wenn z.B. ein Relais angesteuert wird. In diesem Fall erfolgt ein langsames Anziehen oder Abfallen was unerwünscht ist. Bei sehr schnellen Eingangssignalen wirkt die Slew Rate zusätzlich einschränkend.

Die minimale Umschaltzeit für einen Komparator mit einem Operationsverstärker 741 (SR=0.5V/us) bei ±15V Versorgungsspannung wird daher:

$$t_{\min} = \frac{\left(u_{2\max} - u_{2\min}\right)}{SR} = \frac{15-(-15))}{0.5}\left[\frac{V \cdot us}{V}\right] = 60us \tag{2-58}$$

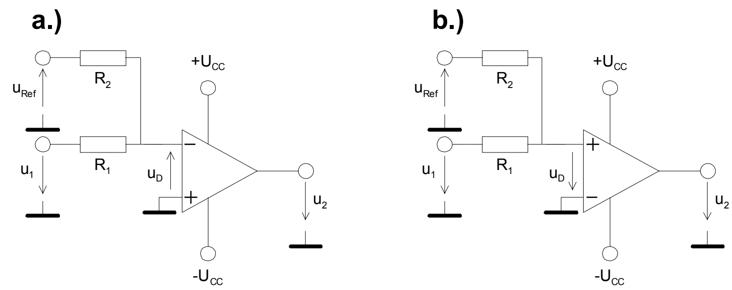
Da bei den Komparatorschaltungen in Bild 2-51 die Eingänge nicht auf gleichem Pegel liegen, muss der Operationsverstärker (oder Komparator) eine hohe Gleichtaktunterdrückung aufweisen, besonders wenn kleine Differenzen präzise erfasst werden sollen.

Weniger hohe Anforderungen an die Gleichtaktunterdrückung stellt eine Komparatorschaltung mit einem nicht gegengekoppelten Summierer:

$$a.)\qquad u_2 = \begin{cases} +U_{CC} & u_1 > u_{Ref}\dfrac{R_1}{R_2} \\ -U_{CC} & u_1 < u_{\mathrm{Ref}}\dfrac{R_1}{R_2} \end{cases} \tag{2-59}$$

$$b.)\qquad u_2 = \begin{cases} -U_{CC} & u_1 > u_{Ref}\dfrac{R_1}{R_2} \\ +U_{CC} & u_1 < u_{\mathrm{Ref}}\dfrac{R_1}{R_2} \end{cases} \tag{2-60}$$

Bild 2-53:
Alternative Komparatorschaltungen, welche weniger hohe Anforderungen an die Gleichtaktunterdrückung stellen.
Quelle: [WDL91]



Der Umschaltpunkt wird bei u_D=0V erreicht. Da bei diesen Schaltungen der Vergleich immer bei 0V stattfindet, wird keine hohe Anforderung an die Gleichtaktunterdrückung des OpAmp gestellt.

Nachteile der Schaltung sind der kleinere Eingangswiderstand, sowie die Verlangsamung der Eingangsspannung um den Faktor $\dfrac{R_2}{R_1 + R_2}$ durch den Spannungsteiler R_1-R_2. Dies hat beim realen Operationsverstärker die Folge, dass man noch einen flacheren Übergang hat.

In der Nähe des Umschaltpunktes sind Komparatoren ausserordentlich empfindlich auf Störungen. Sie können beim Umschalten daher mehrfach oszillieren. Eine Schmitt-Triggerschaltung verhindert durch Hysterese ein Oszillieren und hat vom Ausgangssignal unabhängige Umschaltgeschwindigkeit.

2.16.7 Beispiele für Komparatoren

Nachfolgend eine Zusammenstellung gängiger Komparatorbausteine nach [TIE99], S.661, und Anderen:

Typ	Hersteller	Anzahl/IC	Ausgang	Leistung/Komp.	Schaltzeit
CMP401	Analog Dev.	4	TTL	40mW	23ns
AD9687	Analog Dev.	2	ECL	210mW	2ns
AD9698	Analog Dev.	2	TTL	300mW	6ns
LT1394	Lin. Tech	1	TTL	70mW	7ns
LT1443	Lin. Tech	4	CMOS	6uW	12us
LT1671	Lin. Tech	1	CMOS	3uW	60us
LT1720	Lin. Tech	2	TTL	12mW	4ns
MAX944	Maxim	4	CMOS	3mW	75ns

MAX964	Maxim	4	CMOS	40mW	4ns
MAX970	Maxim	4	CMOS	20uW	10us
MAX978	Maxim	4	CMOS	3mW	20ns
MAX993	Maxim	4	CMOS	100uW	300ns
MAX996	Maxim	4	CMOS	400uW	120ns
LM311	National	1	TTL	70mW	200ns
LP311	National	1	TTL	1mW	4us
LM393	National	2	TTL	8mW	600ns
LMC6764	National	4	CMOS	50uW	4us
TL710	Texas Instr.	1	TTL	90mW	40ns
TLC372	Texas Instr.	2	CMOS	2mW	200ns
SPC9689	Signal Proc.	2	ECL	350mW	0.6ns

2.17 Schmitt-Trigger

Schmitt-Trigger sind Komparatorschaltungen mit Mitkopplung. Sie werden hauptsächlich zur Impulsformung und Rechteckwandler eingesetzt.
Im Gegensatz zur konventionellen Komparatorschaltung wird die Referenzspannung nicht fest vorgegeben, sondern mit einem Spannungsteiler aus der Ausgangsspannung gewonnen. Dadurch entsteht eine Mitkopplung. Sie bewirkt zwei Umschaltpunkte u_{T+}, u_{T-}. Die Differenz zwischen den Umschaltpunkten nennt man Hysterese u_H.

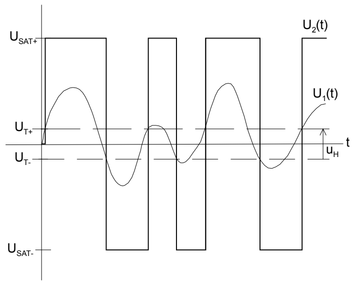


Bild 2-54 :
Spannungsverläufe am Beispiel des nicht invertierenden Schmitt-Triggers. Der Bereich u_{T+}-u_{T-} nennt man Hysterese.
$u_1(t)$: Eingangssignal
$u_2(t)$: Ausgangssignal

Durch die Hysterese kann ein Schmitt-Trigger auch bei langsamen Umschaltvorgängen nicht schwingen und hat eine von der Eingangsspannung unabhängige Umschaltzeit.

2.17.1 Invertierender Schmitt-Trigger

Die Grundschaltung für den invertierenden Schmitt Trigger ist in Bild 2-55 gezeigt. Die Quelle u_V bewirkt eine seitliche Verschiebung der Hysteresekurve. Setzt man $u_V = 0V$ und $-u_{SAT-} = u_{SAT+}$, erhalten wir den vereinfachten Fall des nullpunktsymmetrischen Schmitt-Triggers.

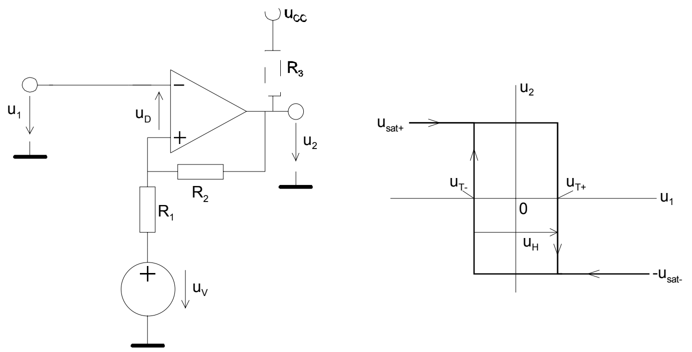


Bild 2-55:
Grundschaltung und Hysteresekennlinie des invertierenden Schmitt-Triggers.

Es gelten folgende Zusammenhänge:

$$u_H = u_{T+} - u_{T-} = \frac{R_1\left(u_{SAT+} - u_{SAT-}\right)}{R_1 + R_2} = \frac{2R_1 u_{SAT}}{R_1 + R_2} \qquad \left(u_{SAT} = -u_{SAT-} = u_{SAT+}\right) \qquad (2\text{-}61)$$

$$u_{T\pm} = \frac{u_V R_2 + u_{SAT\pm} \cdot R_1}{R_1 + R_2} \qquad \left(u_{T+} > u_{T-}\right) \qquad (2\text{-}62)$$

$$u_V = \frac{u_{T-} \cdot u_{SAT+} - u_{T+} \cdot u_{SAT-}}{u_{SAT+} - u_{SAT-} - u_{T+} + u_{T-}} = \frac{u_{SAT}\left(u_{T+} + u_{T-}\right)}{2u_{SAT} - u_{T+} + u_{T-}} \qquad (2\text{-}63)$$

$$R_1 = \frac{\left(u_{T+} - u_{T-}\right)R_2}{u_{SAT+} - u_{SAT-} - u_{T+} + u_{T-}} = \frac{R_2\left(u_{T+} - u_{T-}\right)}{2u_{SAT} - u_{T+} + u_{T-}} \qquad (2\text{-}64)$$

Die Dimensionierung erfolgt im Regelfall durch Vorgabe der Schaltpunkte u_{T+}, u_{T-} und der Wahl eines Widerstandes, z.B. R_2.

Wird der Schmitt-Trigger mit Komparatorbausteinen realisiert, ist R_3<<(R_1+R_2) für den Open-Collector Ausgang vorzusehen. In diesem Fall kann ohne grossen Fehler $u_{SAT}=u_{CC}$ gesetzt werden. Bei der Verwendung eines Operationsverstärkers ist jedoch u_{SAT} betragsmässig in der Grössenordnung von 1V kleiner als u_{CC}.

U_V kann über einen Spannungsteiler nach Bild 2-56 realisiert werden. R_1 in Bild 2-56 geht dabei in den Spannungsteiler R_3/R_4. über. Je nach benötigter Polarität von u_V wird u_{CC} entweder positiv oder negativ verwendet.

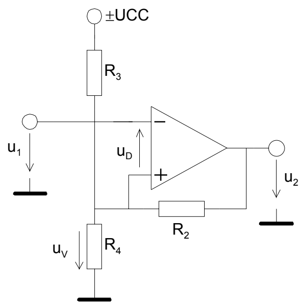


Bild 2-56:
Invertierender Schmitt-Trigger mit Erzeugung der Offsetspannung u_V über einen Spannungsteiler R_3/R_4.

Die Offsetspannung u_V wird hierzu mit einer Thevenin-Ersatzquelle u_V mit Innenwiderstand R_1 aus der Versorgungsspannung u_{CC} modelliert:

$$R_1 = R_3 \| R_4$$
$$u_V = \pm u_{CC} \frac{R_4}{R_3 + R_4} \tag{2-65}$$

Die Dimensionierungsgleichungen für R_4 ,R_3 werden unter Vorgabe von R_1 und u_V:

$$R_3 = \frac{\pm u_{CC} \cdot R_1}{u_V} \tag{2-66}$$

$$R_4 = \frac{\pm u_{CC} \cdot R_1}{\pm u_{CC} - u_V} \tag{2-67}$$

2.17.2 Analyse des invertierenden Schmitt-Triggers

Die Analyse erfolgt durch Auswerten der Maschengleichungen in (2-68).

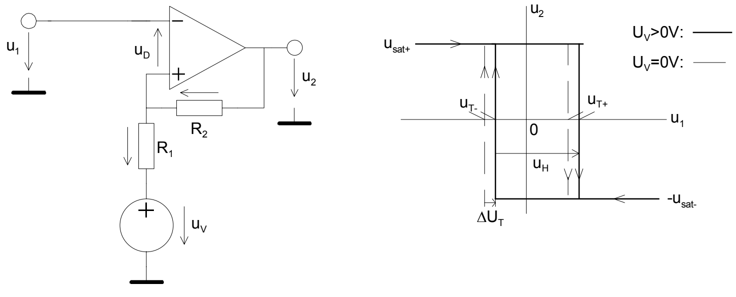
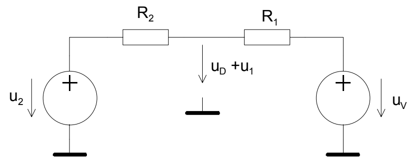


Bild 2-57:
Schaltbild und Hysteresekurve zur Analyse des invertierenden Schmitt-Triggers.

Die beiden Spannungen u_1, u_2 sind nach Kirchhoff aus Bild 2-57:

$$u_1 = u_{R1} + u_V + u_D$$
$$u_2 = u_{R2} + u_V + u_D \quad (2\text{-}68)$$

Zur weiteren Betrachtung bestimmen wir die Spannung u_I+u_D mittels Superposition:



$$u_1 + u_D = u_V \frac{R_2}{R_1 + R_2} + u_2 \frac{R_1}{R_1 + R_2} \quad (2\text{-}69)$$

Die beiden Schaltpunkte u_{T+}, u_{T-} werden erreicht, wenn u_D=$0V$ wird. Dabei sind zwei Fälle zu unterscheiden:

1. Fall u_2=u_{SAT-}:
Der Umschaltpunkt u_I=u_{T-} wird:

$$u_{T-} = u_V \frac{R_2}{R_1 + R_2} + u_2 \frac{R_1}{R_1 + R_2} = u_V \frac{R_2}{R_1 + R_2} + u_{SAT-} \frac{R_1}{R_1 + R_2} = \frac{u_V R_2 + u_{SAT-} R_1}{R_1 + R_2} \quad (2\text{-}70)$$

2. Fall u_2=u_{SAT+}:
Der Umschaltpunkt u_I=u_{T+} wird analog dem 1. Fall:

$$u_{T+} = u_V \frac{R_2}{R_1 + R_2} + u_{SAT+} \frac{R_1}{R_1 + R_2} = \frac{u_V R_2 + u_{SAT+} R_1}{R_1 + R_2} \quad (2\text{-}71)$$

Für die Umschaltpunkte beim invertierenden Schmitt-Trigger gilt allgemein:

$$u_{T\pm} = \frac{u_V R_2 + u_{SAT\pm} R_1}{R_1 + R_2}$$

Normalerweise ist die Ausgangsspannung symmetrisch. Dann vereinfacht sich (2-72) wegen $-u_{SAT-} = u_{SAT+} = u_{SAT}$:

$$u_{T\pm} = \frac{u_V R_2 \pm u_{SAT} R_1}{R_1 + R_2} \quad (2\text{-}73)$$

Die Hysterese u_H wird mit der Definition der Hysterese $u_H = u_{T+} - u_{T-}$:

$$u_H = u_{T+} - u_{T-} = \frac{u_V R_2 + u_{SAT+} R_1}{R_1 + R_2} - \frac{u_V R_2 + u_{SAT-} R_1}{R_1 + R_2}$$
$$u_H = \frac{R_1 \left(u_{SAT+} - u_{SAT-}\right)}{R_1 + R_2} = \frac{2 u_{SAT} R_1}{R_1 + R_2}$$

Man erkennt in (2-74), dass die Hysterese nur durch R_1 und R_2 bestimmt wird . Die Dimensionierungsgleichung für R_1 kann direkt aus(2-74) abgeleitet werden. U_V wird durch Einführen der Hilfsspannung Δu_T bestimmt. Δu_T ist der seitliche Versatz der Hysteresekurve bezüglich der Mitte des möglichen Aussteuerbereiches:

$$\Delta u_T = u_{T+}\Big|_{u_V \neq 0} - u_{T+}\Big|_{u_V = 0} - \frac{u_{SAT+} + u_{SAT-}}{2} = \frac{u_V R_2 + u_{SAT+} R_1}{R_1 + R_2} - \frac{u_{SAT+} R_1}{R_1 + R_2} - \frac{u_{SAT-} + u_{SAT-}}{2} =$$
$$= \frac{2 u_V R_2 - \left(R_1 + R_2\right)\left(u_{SAT+} + u_{SAT-}\right)}{2\left(R_1 + R_2\right)} \overset{\substack{u_{SAT+} = u_{SAT} \\ u_{SAT-} = -u_{SAT}}}{=} \frac{u_V R_2}{R_1 + R_2}$$

Anderseits ist der Versatz Δu_T auch wie Graph in Bild 2-57 ersichtlich:

$$\Delta u_T = u_{T+} - \frac{u_{T+} - u_{T-}}{2} - \frac{u_{SAT+} + u_{SAT-}}{2} = \frac{1}{2}\left(u_{T+} + u_{T-} - u_{SAT+} - u_{SAT-}\right) \overset{\substack{u_{SAT+} = u_{SAT} \\ u_{SAT-} = -u_{SAT}}}{=} \frac{1}{2}\left(u_{T+} + u_{T-}\right)$$

Mit dem Ansatz über (2-74),(2-75) und (2-76) werden die Gleichungen formuliert und nach R_1 und u_V aufgelöst:

$$u_H = u_{T+} - u_{T-} = \frac{\left(u_{SAT+} - u_{SAT-}\right) R_1}{R_1 + R_2} \rightarrow \quad R_1 = \frac{\left(u_{T+} - u_{T-}\right) R_2}{u_{SAT+} - u_{SAT-} - u_{T+} + u_{T-}} = \frac{-u_H R_2}{u_{T+} - u_{T-} - u_{SAT+} + u_{SAT-}}$$
$$= \frac{R_2 \left(u_{T+} + u_{T-}\right)}{2 u_{SAT} - u_{T+} + u_{T-}}$$
$$u_V - \frac{u_{SAT+} + u_{SAT-}}{2} = \frac{\Delta u_T \left(R_2\right)}{R_2} \quad \rightarrow \quad u_V = \frac{u_{T-} \cdot u_{SAT+} - u_{T+} \cdot u_{SAT-}}{u_{SAT+} - u_{SAT-} - u_{T+} + u_{T-}} = \frac{u_{SAT} \left(u_{T+} + u_{T-}\right)}{2 u_{SAT} - u_{T+} + u_{T-}}$$

Diese Gleichungen erlauben eine präzise Dimensionierung. Wesentlich ist aber die genaue Kenntnis von u_{SAT}. Sie wird aus dem Datenblatt oder aus der Simulation mit dem entsprechenden OpAmp oder Komparator bestimmt.

Beispiel 2-13: (Invertierender Schmitt-Trigger)

Ein invertierender Schmitt-Trigger mit einem OpAmp LF411 soll für folgende Vorgaben dimensioniert werden:

$u_{T+} = 4V \qquad u_{T-} = -1V \qquad u_{CC} = \pm 12V$

$u_{SAT} = 11.3V$

Lösung:

Wir wählen den Widerstand R_2=10kΩ. Mit den Gleichungen (2-77), (2-78) wird die Offsetspannung u_V und der Widerstand R_1:

$$u_V = \frac{u_{SAT}\left(u_{T+} + u_{T-}\right)}{2u_{SAT} - u_{T+} + u_{T-}} = \frac{11.3(4-1)}{2\cdot 11.3 - 4 - 1} = 1.92614V$$

$$R_1 = \frac{R_2\left(u_{T+} - u_{T-}\right)}{2u_{SAT} - u_{T+} + u_{T-}} = \frac{10K(4+1)}{2\cdot 11.3 - 4 - 1} = 2.84091k\Omega$$

Der Spannungsteiler zur Erzeugung der Offsetspannung u_V wird mit (2-66) und (2-67):

$$R_3 = \frac{\pm u_{CC}\cdot R_1}{u_V} \overset{u_V=positiv}{=} \frac{+u_{CC}\cdot R_1}{u_V} = \frac{12\cdot 2.84091K}{1.92614} = 17.69912k\Omega$$

$$R_4 = \frac{\pm u_{CC}\cdot R_1}{\pm u_{CC} - u_V} \overset{u_V=positiv}{=} \frac{+u_{CC}\cdot R_1}{+u_{CC} - u_V} = \frac{12\cdot 2.84091K}{12 - 1.92614} = 3.384095k\Omega$$

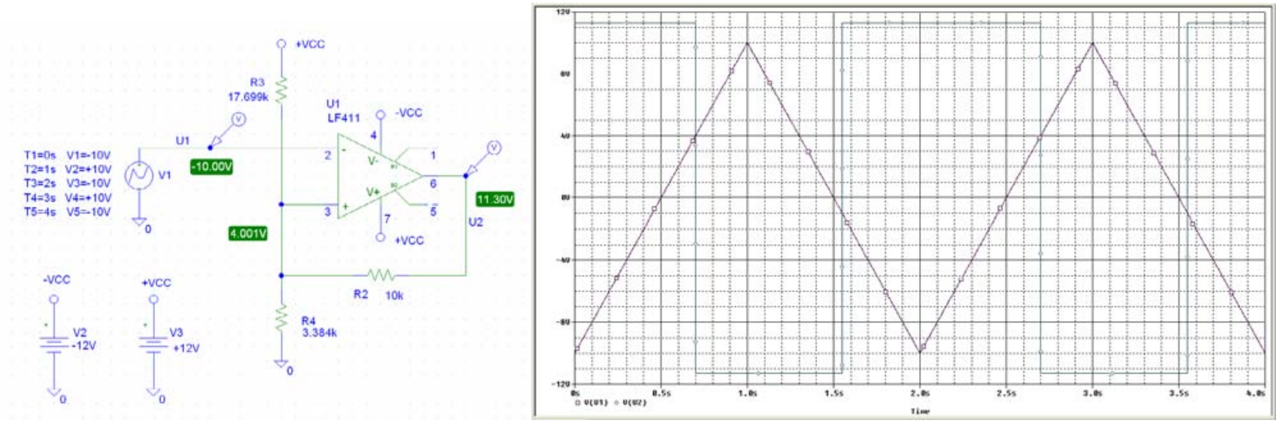


Bild 2-58:
Schema und Übertragungsverhalten des invertierenden Schmitt-Triggers nach Beispiel 2-13.

Beispiel 2-14: (Invertierender Schmitt-Trigger mit ungleichen $U_{SAT\pm}$)
Ein invertierender Schmitt-Trigger mit einem OpAmp soll für folgende Vorgaben dimensioniert werden:

$u_{T+} = 5V \qquad u_{T-} = 1V \qquad u_{SAT-} = -7V \qquad u_{SAT+} = 12V$

Lösung:
Wir wählen den Widerstand R_2=10kΩ. Mit den Gleichungen (2-77), (2-78) wird die Offsetspannung u_V und der Widerstand R_1:

$$R_1 = \frac{\left(u_{T+} - u_{T-}\right)R_2}{u_{SAT+} - u_{SAT-} - u_{T+} + u_{T-}} = \frac{\left(5V - 1V\right)\cdot 10K}{12V - \left(-7V\right) - 5V + 1V} = 2.667k\Omega$$

$$u_V = \frac{u_{T-}\cdot u_{SAT+} - u_{T+}\cdot u_{SAT-}}{u_{SAT+} - u_{SAT-} - u_{T+} + u_{T-}} = \frac{1V\cdot 12V - 5V\cdot\left(-7V\right)}{5V - 1V - 12V + \left(-7V\right)} = 3.133V$$

Die Kontrolle der Schaltpunkte ergibt:

$$u_{T+} = \frac{u_V R_2 + u_{SAT+}R_1}{R_1 + R_2} = \frac{3.133V\cdot 10K + \left(12V\right)\cdot 2.667K}{2.667K + 10K} = 5V$$

$$u_{T-} = \frac{u_V R_2 + u_{SAT-}R_1}{R_1 + R_2} = \frac{3.133V\cdot 10K + \left(-7\right)\cdot 2.667K}{2.667K + 10K} = 1V$$

Beispiel 2-15: (Invertierender Schmitt-Trigger für Single-Supply Betrieb)

Ein invertierender Schmitt-Trigger mit einem Komparator LM393 soll zum Betrieb an einer Speisespannung für folgende Vorgaben dimensioniert werden:

$$u_{T+} = 9V \qquad u_{T-} = 2V \qquad u_{CC} = 12V$$
$$u_{SAT-} = 0.1242V \qquad u_{SAT+} = 11.975V$$

Lösung:

Wir wählen den Widerstand R_2=100kΩ. Mit den Gleichungen (2-77), (2-78) wird die Offsetspannung u_V und der Widerstand R_1 berechnet. Die Spannung u_V wird aus der Versorgungsspannung u_{CC} mit einem Spannungsteiler R_3/R_4 gemäss (2-66), (2-67) erzeugt. Der Pull-Up Widerstand R_5 am Ausgang wird mit 1kΩ gewählt:

Vorgaben:

$u_{CC} := 12V \qquad u_{SATP} := 11.975V \qquad u_{SATN} := 124.2mV$

$R_2 := 100k\Omega \qquad u_{TP} := 9V \qquad u_{TN} := 2V$

Berechnungen:

$$R_1 := \frac{(u_{TP} - u_{TN}) \cdot R_2}{u_{SATP} - u_{SATN} - u_{TP} + u_{TN}} \qquad R_1 = 1.443\times 10^5\,\Omega$$

$$u_V := \frac{u_{TN} \cdot u_{SATP} - u_{TP} \cdot u_{SATN}}{u_{SATP} - u_{SATN} - u_{TP} + u_{TN}} \qquad u_V = 4.707V$$

$$R_3 := \frac{u_{CC} \cdot R_1}{u_V} \qquad R_3 = 3.679\times 10^5\,\Omega$$

$$R_4 := \frac{u_{CC} \cdot R_1}{u_{CC} - u_V} \qquad R_4 = 2.374\times 10^5\,\Omega$$

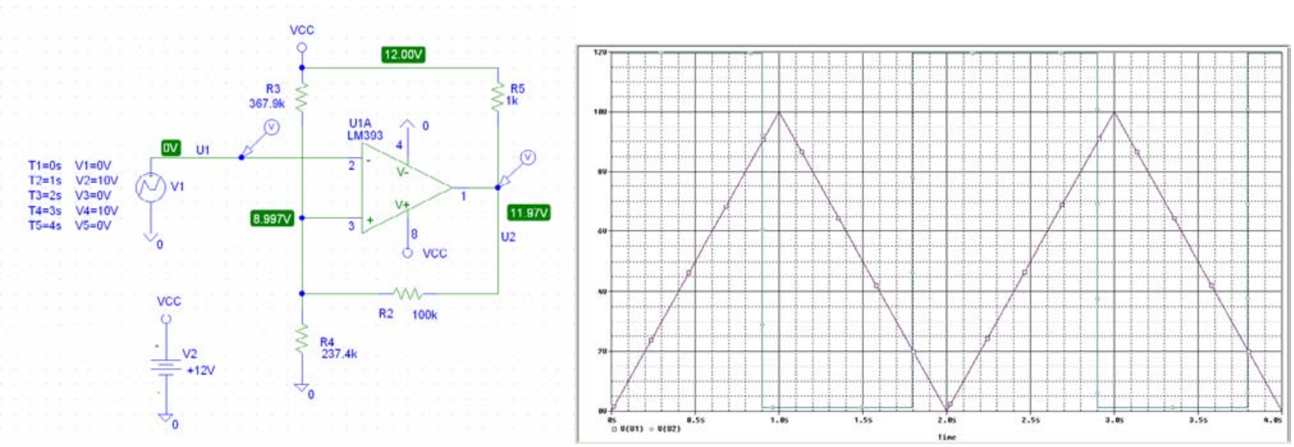


Bild 2-59:
Schema und Übertragungsverhalten des invertierenden Schmitt-Triggers nach Beispiel 2-15.

Bemerkung:
Der Wert des Pull-Ups R_5 beinflusst die Werte für R_3/R_4 minimal und sollte in die Dimensionierung einfliessen. Vor allem dann, wenn nicht gilt $R_5 << (R_4 \| R_3 + R_2)$.

2.17.3 Nicht invertierender Schmitt-Trigger

Die Grundschaltung für den nicht invertierenden Schmitt Trigger ist in Bild 2-60 gezeigt. Mittels Quelle $u_V \neq 0V$ oder $-u_{SAT-} \neq u_{SAT+}$ kann ein nullpunktunsymmetrisches Schaltverhalten erreicht werden.

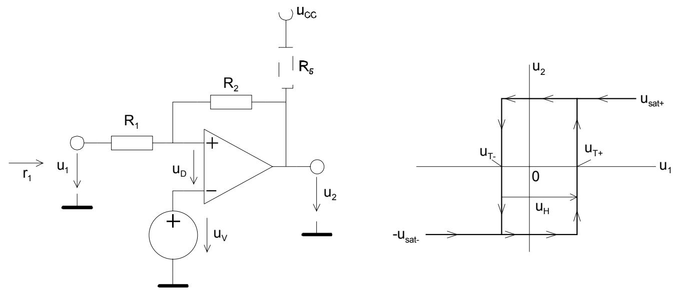


Bild 2-60:
Grundschaltung und Hysteresekennlinie des nicht invertierenden Schmitt-Triggers.

Es gelten folgende Zusammenhänge:

$$u_V = \frac{u_{T+} \cdot u_{SAT+} - u_{T-} \cdot u_{SAT-}}{u_{SAT+} - u_{SAT-} + u_{T+} - u_{T-}} = \frac{u_{SAT}\left(u_{T+} + u_{T-}\right)}{2u_{SAT} + u_{T+} - u_{T-}} \qquad (u_{SAT} = -u_{SAT-} = u_{SAT+}) \qquad \text{(2-79)}$$

$$u_{T\pm} = \frac{u_V\left(R_1 + R_2\right) - u_{SAT\mp} R_1}{R_2} = \frac{u_V\left(R_1 + R_2\right) \pm u_{SAT} R_1}{R_2} \qquad (u_{T+} > u_{T-}) \qquad \text{(2-80)}$$

$$R_1 = \frac{R_2\left(u_{T+} - u_{T-}\right)}{u_{SAT+} - u_{SAT-}} = \frac{R_2\left(u_{T+} - u_{T-}\right)}{2u_{SAT}} \qquad \text{(2-81)}$$

$$u_H = \frac{\left(u_{SAT+} - u_{SAT-}\right) R_1}{R_2} = \frac{2R_1 u_{SAT}}{R_2} \qquad \text{(2-82)}$$

$$r_1 = R_1 + R_2 \qquad \text{(2-83)}$$

Die Dimensionierung erfolgt im Regelfall durch Vorgabe der Schaltpunkte u_{T+}, u_{T-} und der Wahl eines Widerstandes, z.B. R_2.
Wird der Schmitt-Trigger mit Komparatorbausteinen realisiert ist $R_5 \ll (R_1+R_2)$ für den Open-Collector Ausgang vorzusehen. In diesem Fall kann ohne grossen Fehler $u_{SAT} = u_{CC}$ gesetzt werden. Bei der Verwendung eines Operationsverstärkers ist jedoch u_{SAT} betragsmässig in der Grössenordnung von 0.5..1V kleiner als u_{CC}.

u_V kann über einen Spannungsteiler R_3/R_4 nach Bild 2-61 realisiert werden. Je nach benötigter Polarität von u_V wird u_{CC} entweder positiv oder negativ verwendet.

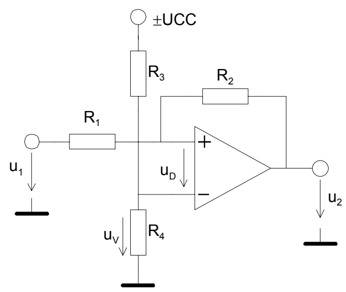


Bild 2-61:
Invertierender Schmitt-Trigger mit Erzeugung der Offsetspannung u_V über einen Spannungsteiler R_3/R_4.

R_3 oder R_4 kann frei gewählt werden. Bei der Vorgabe von R_3 wird R_4 :

$$R_4 = \frac{u_V R_3}{\pm u_{CC} - u_V} \qquad \text{(2-84)}$$

2.17.4 Analyse des nicht invertierenden Schmitt-Triggers

Die Analyse erfolgt durch Auswerten der Maschengleichungen in Formelblock(2-85).

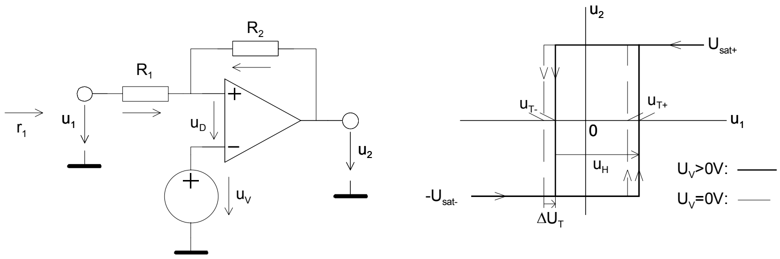
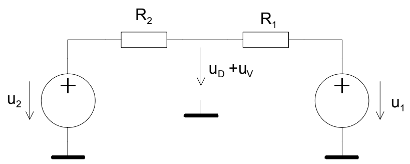


Bild 2-62:
Schaltbild und Hysteresekurve zur Analyse des invertierenden Schmitt-Triggers

Ein Maschenansatz liefert die Spannungen u_1, u_2:

$$u_1 + u_D = u_{R1} + u_V$$
$$u_2 + u_D = u_{R2} + u_V$$

Die Spannung u_V+u_D wird mittels Superposition:



$$u_V + u_D = u_1 \frac{R_2}{R_1 + R_2} + u_2 \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

Die Schaltpunkte u_{T+}, u_{T-} werden erreicht, wenn $u_D = 0V$. Dabei sind zwei Fälle zu unterscheiden:

1. Fall $u_2 = u_{SAT-}$:
Der Umschaltpunkt $u_1 = u_{T-}$ wird mit (2-86):

$$u_{T+} = \frac{u_V \left(R_1 + R_2\right) - u_{SAT-} R_1}{R_2} \tag{2-87}$$

2. Fall $u_2 = u_{SAT+}$:
Der Umschaltpunkt $u_1 = u_{T+}$ wird analog dem 1. Fall:

$$u_{T-} = \frac{u_V \left(R_1 + R_2\right) - u_{SAT+} R_1}{R_2} \tag{2-88}$$

Daher gilt für die Umschaltpunkte beim nicht invertierenden Schmitt-Trigger allgemein, wobei $u_{SAT} = -u_{SAT-} = u_{SAT+}$:

$$u_{T\pm} = \frac{u_V \left(R_1 + R_2\right) - u_{SAT\mp} R_1}{R_2} = \frac{u_V \left(R_1 + R_2\right) \pm u_{SAT} R_1}{R_2} \tag{2-89}$$

Die Hysterese u_H wird analog (2-74) bestimmt:

$$u_H = u_{T+} - u_{T-} = \frac{u_V\left(R_1 + R_2\right) - u_{SAT-}R_1}{R_2} - \frac{u_V\left(R_1 + R_2\right) - u_{SAT+}R_1}{R_2}$$

$$u_H = \frac{\left(u_{SAT+} - u_{SAT-}\right)R_1}{R_2} = \frac{2u_{SAT}R_1}{R_2} \qquad (2\text{-}90)$$

Die Dimensionierungsgleichung für R_1 ergibt sich direkt aus (2-90). U_V wird über die Hilfsspannung Δu_T bestimmt. Sie verkörpert die seitliche Abweichung der Hysteresekurve bezüglich der Mitte des möglichen Aussteuerbereiches:

$$\Delta u_T = u_{T+}\Big|_{u_V \neq 0} - u_{T+}\Big|_{u_V = 0} - \frac{u_{SAT+} + u_{SAT-}}{2} = \frac{u_V\left(R_1 + R_2\right) - u_{SAT-}R_1}{R_2} - \frac{u_{SAT-}R_1}{R_2} - \frac{u_{SAT-} + u_{SAT-}}{2} =$$

$$= \frac{2u_V(R_1 + R_2) - R_2\left(u_{SAT+} + u_{SAT-}\right)}{2R_2} \overset{\substack{u_{SAT+}=u_{SAT} \\ u_{SAT-}=-u_{SAT}}}{=} \frac{u_V(R_1 + R_2)}{R_2}$$

$$\Delta u_T = u_{T+} - \frac{u_{T+} - u_{T-}}{2} - \frac{u_{SAT+} + u_{SAT-}}{2} = \frac{1}{2}\left(u_{T+} + u_{T-} - u_{SAT+} - u_{SAT-}\right) \overset{\substack{u_{SAT+}=u_{SAT} \\ u_{SAT-}=-u_{SAT}}}{=} \frac{1}{2}\left(u_{T+} + u_{T-}\right)$$

Nun kann der Ansatz über (2-91), (2-92) nach R_1 und u_V aufgelöst werden.

$$u_H = \frac{\left(u_{SAT+} - u_{SAT-}\right)R_1}{R_2} \quad \rightarrow \quad R_1 = \frac{\left(u_{T+} - u_{T-}\right)R_2}{u_{SAT+} - u_{SAT-}} = \frac{u_H R_2}{u_{SAT+} - u_{SAT-}} \qquad (2\text{-}93)$$

$$u_V - \frac{u_{SAT+} + u_{SAT-}}{2} = \frac{\Delta u_T \cdot R_2}{R_1 + R_2} \quad \rightarrow \quad u_V = \frac{u_{T+} \cdot u_{SAT+} - u_{T-} \cdot u_{SAT-}}{u_{SAT+} - u_{SAT-} + u_{T+} - u_{T-}} = \frac{u_{SAT}\left(u_{T+} + u_{T-}\right)}{2u_{SAT} + u_{T+} - u_{T-}} \qquad (2\text{-}94)$$

Diese Gleichungen erlauben eine präzise Dimensionierung. Es gelten die gleichen Anmerkungen wie bei (2-77), (2-78).

Da der (+) Eingang nicht mehr einen virtuellen Massepunkt verkörpert, wird der Eingangswiderstand:

$$r_1 = R_1 + R_2 \qquad (2\text{-}95)$$

Beispiel 2-16: (Nicht invertierender Schmitt-Trigger)
Ein nicht invertierender Schmitt-Trigger mit einem OpAmp LF411 soll für folgende Vorgaben dimensioniert werden:

$u_{T+} = 4V \qquad u_{T-} = -1V \qquad u_{CC} = \pm 12V$

$u_{SAT} = 11.3V$

Lösung:
Wir wählen den Widerstand R_2=10kΩ. Mit den Gleichungen (2-79), (2-81) werden die Offsetspannung u_v und der Widerstand R_1:

$$u_V = \frac{u_{SAT}\left(u_{T+} + u_{T-}\right)}{2u_{SAT} + u_{T+} - u_{T-}} \frac{11.3(4-1)}{2 \cdot 11.3 + 4 + 1} = 1.22826V$$

$$R_1 = \frac{R_2\left(u_{T+} - u_{T-}\right)}{2u_{SAT}} \frac{10K(4+1)}{2 \cdot 11.3} = 2.21239k\Omega$$

Der Spannungsteiler zur Erzeugung der Offsetspannung u_V wird mit (2-84):

$$R_3 = 10k\Omega \quad (Wahl)$$

$$R_4 = \frac{u_V R_3}{\pm u_{CC} - u_V} \overset{u_V = positiv}{=} = \frac{1.22826 \cdot 10\text{K}}{12\text{-}1.22826} = 1.14026k\Omega$$

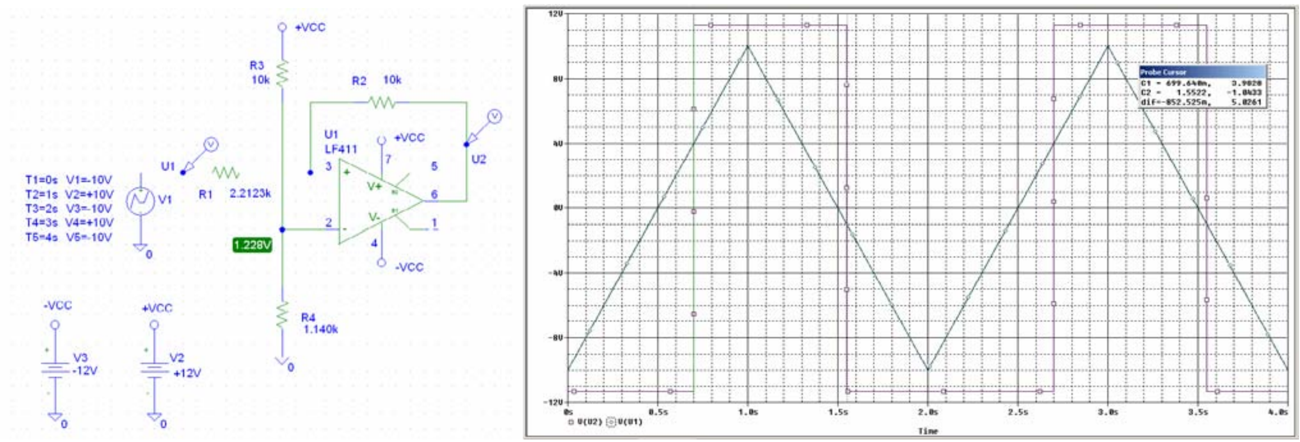


Bild 2-63:
Schema und Übertragungsverhalten des nicht invertierenden Schmitt-Triggers nachBeispiel 2-16.

Beispiel 2-17: (Bestimmung der Umschaltpunkte am nicht invertierenden Schmitt-Trigger)
Man bestimme die Umschaltpunkte des Schmitt-Triggers in Bild 2-64. Die Sättigungsspannung beträgt $u_{SAT}= \pm 11.3V$.

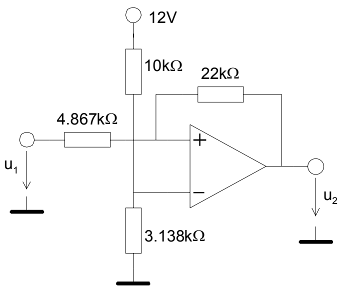


Bild 2-64:
Nicht invertierender Schmitt-Trigger in Beispiel 2-17 zur Bestimmung der Umschaltpunkte.

Lösung:
Die Umschaltpunkte werden mit (2-89) und (2-94):

$$u_V = \frac{u_{CC} \cdot R_4}{R_3 + R_4} = \frac{12 \cdot 3.138K}{10K + 3.138K} = 2.8662V$$

$$u_{T+} = \frac{u_V\left(R_1 + R_2\right) + u_{SAT} R_1}{R_2} = \frac{2.8662\left(4.867K + 22K\right) + 11.3 \cdot 4.867K}{22K} = 6V$$

$$u_{T-} = \frac{u_V\left(R_1 + R_2\right) - u_{SAT} R_1}{R_2} = \frac{2.8662\left(4.867K + 22K\right) - 11.3 \cdot 4.867K}{22K} = 1V$$

Beispiel 2-18: (Nicht invertierender Schmitt-Trigger für Single-Supply Betrieb)

Ein invertierender Schmitt-Trigger mit einem OpAmp LM741 soll zum Betrieb an einer Speisespannung für folgende Vorgaben dimensioniert werden:

$$u_{T+} = 3.5V \qquad u_{T-} = 3V \qquad u_{CC} = 5V$$
$$u_{SAT-} = 0.1837V \qquad u_{SAT+} = 4.82V$$

Lösung:
Wir wählen den Widerstand R_2=10kΩ. Mit den Gleichungen (2-93),(2-94) wird die Offsetspannung u_V und der Widerstand R_1 berechnet. Die Spannung u_V wird aus der Versorgungsspannung u_{CC} mit einem Spannungsteiler R_3/R_4 gemäss (2-84) erzeugt:

Vorgaben:

$u_{CC} := 5 \cdot V$ $\quad u_{SATP} := 4.82V$ $\quad u_{SATN} := 183.7mV$

$R_2 := 10k\Omega$ $\quad u_{TP} := 3.5V$ $\quad u_{TN} := 3V$

Berechnungen:

$$R_1 := \frac{(u_{TP} - u_{TN}) \cdot R_2}{u_{SATP} - u_{SATN}} \qquad R_1 = 1.078 \times 10^3 \Omega$$

$$u_V := \frac{u_{TP} \cdot u_{SATP} - u_{TN} \cdot u_{SATN}}{u_{SATP} - u_{SATN} + u_{TP} - u_{TN}} \qquad u_V = 3.177V$$

$R_3 := 10k\Omega$ (Wahl) $\qquad R_3 = 1 \times 10^4 \Omega$

$$R_4 := \frac{u_V \cdot R_3}{u_{CC} - u_V} \qquad R_4 = 1.743 \times 10^4 \Omega$$

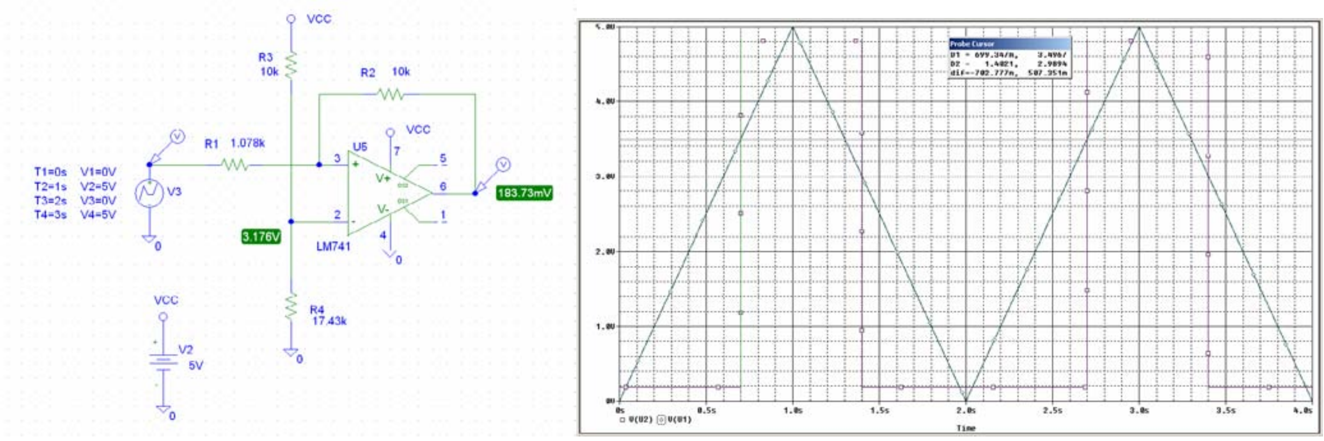
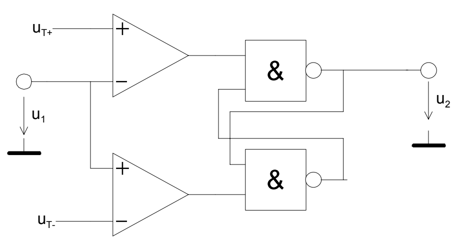


Bild 2-65:
Schema und Übertragungsverhalten des nicht invertierenden Schmitt-Triggers nach Beispiel 2-18.

Bemerkung:
Für kleine Speisespannungen ist ein Bipolar-OpAmp, wie der LM741, besser geeignet als ein LF411, da die $U_{SAT\pm}$ wesentlich näher an der Speisespannung liegen.

2.17.5 Präzisions-Schmitt-Trigger

Obwohl die vorgängig gezeigten Dimensionierungsgleichung eine präzise Dimensionierung ermöglichen, ist eine genaue Kenntnis der Sättigungsspannung u_{SAT} Bedingung für präzise Schaltpunkte. In der Praxis ist aber u_{SAT} oft nicht genau bekannt und zudem last- und speisespannungsabhängig. Durch Verwendung zweier Komparatoren und einem RS-Flip-Flop kann nach [TIE99eine von u_{SAT} unabhängige Dimensionierung der beiden Schaltpunkte erreicht werden:



Einschaltpegel: $u_{1+} = u_{T+}$ $\qquad (u_{T+} > u_{T-})$

Ausschaltpegel: $u_{1-} = u_{T-}$

Bild 2-66:
Präzisions-Schmitt-Trigger mit zwei Komparatoren.

2.18 Rechteck Generator

Eine Anwendung des Schmitt-Triggers als Multivibrator stellt der folgende Rechteckgenerator dar:

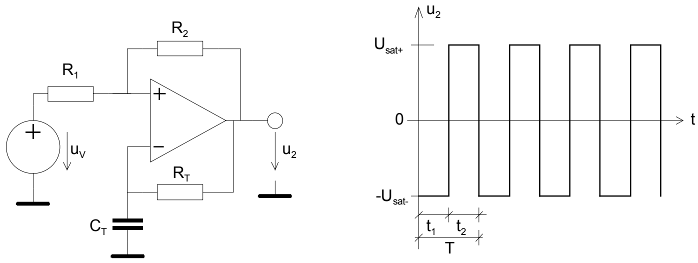


Bild 2-67:
Rechteckgenerator mit invertierendem Schmitt-Trigger.

Die Schaltung arbeitet mit u_V,R_1 und R_2 als invertierender Schmitt-Trigger. Die Ausgangsspannung u_2 wird über die Zeitkonstante R_T/C_T zurück geführt und definiert die Oszillatorfrequenz.

Mit $u_V \neq 0$ und Vorgabe der Hysterese für den Schmitt-Trigger kann ein weitgehend beliebiges Tastverhältnis $V = \frac{T}{t_1}$ realisiert werden. In der Standardliteratur wird meist nur die Vereinfachung für $t_1=t_2$ und symmetrischer Speisung betrachtet. Für die Praxis ist es aber wünschenswert, wenn eine Dimensionierung mit unsymmetrischer Speisung und wahlfreiem Tastverhältnis erfolgen kann.

Zusammenfassen lauten die Dimensionierungsgleichungen bei beliebigem t_1,T, u_{SAT+}, u_{SAT-}:

$$T = \tau \ln\left(\frac{2T-2t_1-kT}{2T-2t_1+kT} \cdot \frac{2t_1+kT}{2t_1-kT}\right) \qquad (2\text{-}96)$$

$$\tau = R_T C_T = \frac{T}{\ln\left(\frac{2T-2t_1-kT}{2T-2t_1+kT} \cdot \frac{2t_1+kT}{2t_1-kT}\right)} \qquad \text{Bedingung: } k < \frac{2t_1}{T} \qquad (2\text{-}99)$$

$$R_1 = \frac{kR_2}{1-k} \qquad R_2 = Wahl \qquad (2\text{-}97)$$

$$u_V = \frac{(R_1+R_2)\left(u_{SAT+}(2t_1+kT)+u_{SAT-}(2T-2t_1-kT)\right)-u_{SAT+}2R_1T}{R_2T} \qquad (2\text{-}98)$$

Für den vereinfachten Fall mit $u_{SAT+}=-u_{SAT-}=u_{SAT}$, $t_1=t_2$ und $u_H = \frac{u_{SAT}}{2}$ gilt:

$$R_1 = R_2 = Wahl$$

$$T = \tau \ln(9)$$

$$\tau = R_T C_T = \frac{T}{\ln(9)} \qquad (2\text{-}100)$$

Begründung:
Für den invertierenden Eingang am Schmitt Trigger gilt nach [KRU02-1] für den Umschaltpunkt u_{T+}:

$$u_{T+} = \frac{u_V R_2 + u_{SAT+} R_1}{R_1 + R_2} \tag{2-101}$$

Der Spannungsverlauf am invertierenden Eingang des Schmitt-Triggers wird durch die Lade-/Entladekurve am Kondensator C_T bestimmt:

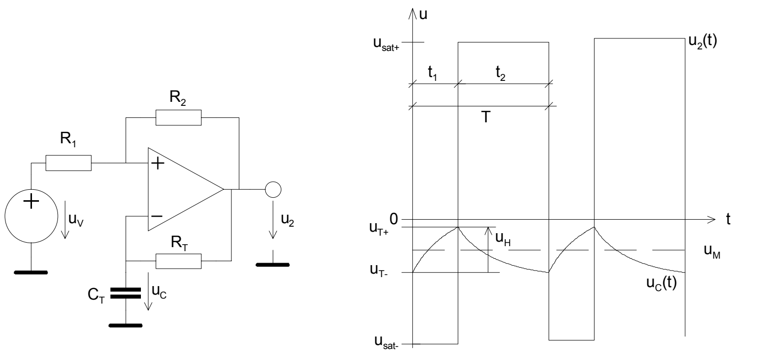


Bild 2-68:
Schaltbild und Spannungsverläufe am Rechteckgenerator mit Schmitt-Trigger.

Am Kondensator erscheint der Mittelwert u_M der Ausgangsspannung u_2. Er wird für ein beliebiges Tastverhältnis V und Periodendauer T:

$$T = t_1 + t_2 \qquad t_1 = \frac{T}{V}$$

$$u_M = \frac{u_{SAT+} t_1 + u_{SAT-} t_2}{t_1 + t_2} = \frac{u_{SAT+} t_1 + u_{SAT-}(T - t_1)}{T} \tag{2-102}$$

Für die Aufladung des Kondensators im Zeitabschnitt t_1 gilt:

$$u_M + \frac{u_H}{2} = u_{SAT+} + \left(u_{T-} - u_{SAT+}\right) e^{\frac{-t_1}{R_T C_T}} = u_{SAT+} + \left(u_M - \frac{u_H}{2} - u_{SAT+}\right) e^{\frac{-t_1}{\tau}} \tag{2-103}$$

Die algebraische Umformung ergibt die benötigte Ladezeit t_1 um von u_{T-} den Wert u_{T+} zu erreichen:

$$t_1 = \tau \ln\left(\frac{2t_2\left(u_{SAT+} - u_{SAT-}\right) + u_H\left(t_1 + t_2\right)}{2t_2\left(u_{SAT+} - u_{SAT-}\right) - u_H\left(t_1 + t_2\right)}\right) \tag{2-104}$$

Analog findet man die Entladezeit t_2:

$$t_2 = \tau \ln\left(\frac{2t_1\left(u_{SAT+} - u_{SAT-}\right) + u_H\left(t_1 + t_2\right)}{2t_1\left(u_{SAT+} - u_{SAT-}\right) - u_H\left(t_1 + t_2\right)}\right) \tag{2-105}$$

Die gesamte Periode setzt sich aus der Summe t_1+t_2 und der Umschaltzeit t_u des Schmitt-Triggers zusammen. Bei kleinen Frequenzen und schnellen Operationsverstärkern kann t_U vernachlässigt werden, weil $t_U << T$. Die Umschaltzeit kann aus der Slew-Rate des OpAmp und einem zusätzlichen Faktor für die Zeitverzögerung durch die Sättigung der Stufen abgeschätzt werden.

Für ein beliebiges Tastverhältnis V muss die Hysteresepannung u_H frei wählbar sein. Dies wird mit dem Faktor k für die Hysterese erreicht:

$$u_H = k\left(u_{SAT+} - u_{SAT-}\right) \tag{2-106}$$

Die gesamte Periodendauer T wird ohne Berücksichtigung der Umschaltzeit mit (2-104) und (2-105):

$$\begin{aligned} T &= t_1 + t_2 = \tau \ln\left(\frac{2(T-t_1)(u_{SAT+}-u_{SAT-}) + k(u_{SAT+}-u_{SAT-})T}{2(T-t_1)(u_{SAT+}-u_{SAT-}) - k(u_{SAT+}-u_{SAT-})T}\right) + \tau \ln\left(\frac{2t_1(u_{SAT+}-u_{SAT-}) + k(u_{SAT+}-u_{SAT-})T}{2t_1(u_{SAT+}-u_{SAT-}) - k(u_{SAT+}-u_{SAT-})T}\right) \\ T &= \tau \ln\left(\frac{2T-2t_1+kT}{2T-2t_1-kT}\cdot\frac{2t_1+kT}{2t_1-kT}\right) \qquad k \in (0,1) \end{aligned} \tag{2-107}$$

Soll ein beliebiges Tastverhältnis V realisiert werden, darf der Logarithmus in (2-107) nicht negativ werden. Dies ist erfüllt, wenn der Faktor k der Forderung genügt:

$$k < \frac{2t_1}{T} \tag{2-108}$$

Zweckmässigerweise geht man bei k nicht an die obere Grenze, da sonst R_T klein und R_1 sehr gross wird. Andereseits sollte k nicht zu klein gewählt werden, weil sonst u_H klein wird. Dies würde sich ungünstig auf die Genauigkeit der Schaltpunkte auswirken. Eine vernünftige Wahl erscheint für viele Fälle $k=t_1/T$.

Der Faktor k ergibt sich nach [KRU02-1] direkt aus der Hysteresespannung u_H des invertierenden Schmitt-Triggers und ist eine wählbare Grösse im gesamten Bereich u_{SAT-}... u_{SAT+}.

$$u_H = \frac{R_1\left(u_{SAT+} - u_{SAT-}\right)}{R_1 + R_2} = k\left(u_{SAT+} - u_{SAT-}\right) \tag{2-109}$$

Bei Vorgabe von R_2 wird daher der Widerstand R_1 aus (2-109):

$$R_1 = \frac{kR_2}{1-k} \tag{2-110}$$

Die Zeitkonstante ergibt durch einfache Umformung von (2-107):

$$\tau = R_T C_T = \frac{T}{\ln\left(\frac{2T-2t_1+kT}{2T-2t_1-kT}\cdot\frac{2t_1+kT}{2t_1-kT}\right)} \qquad k \in (0,1) \tag{2-111}$$

Diese Formel erlaubt eine präzise Dimensionierung der. Bei höheren Frequenzen wird die Umschaltzeit des Schmitt-Triggers als parasitäre Zeit die Periodendauer erhöhen. Sie bewegt sich bei normalen OpAmp in der Grössenordnung von einigen us für eine Slew-Rate≈10V/us. Die Frequenz des Generators ist daher immer etwas tiefer als dimensioniert. Vgl. hierzu auch Beispiel 2-20 und Beispiel 2-21.

Einen besonders einfachen Spezialfall der Dimensionierung findet man für (2-111), wenn $u_H = \frac{u_{SAT+}-u_{SAT-}}{2}$ und $t_1 = t_2$. Dies verkörpert einen Rechteckgenerator mit symmetrischer Ausgangsspannung und Tastverhätnis $V=2$:

$$\tau = R_T C_T \overset{\substack{u_H = \frac{u_{SAT+} - u_{SAT-}}{2} \\ t_1 = t_2}}{=} \frac{T}{\ln(9)} = \frac{T}{2\ln(3)} \tag{2-112}$$

Die Offsetspannung u_V wird über den Mittelwert den Kondensatorspannung und einem Umschaltpunkt, z.B. u_{T+} , bestimmt:

$$u_{T+} = \frac{u_V R_2 + u_{SAT+} R_1}{R_1 + R_2} = u_M + \frac{u_H}{2} = \frac{u_{SAT+} t_1 + u_{SAT-}(T - t_1)}{T} + \frac{k}{2}\left(u_{SAT+} - u_{SAT-}\right) \tag{2-113}$$

Die Umformung nach u_V wird:

$$u_V = \frac{(R_1 + R_2)\left[u_{SAT+}\left(2t_1 + kT\right) + u_{SAT-}\left(2T - 2t_1 - kT\right)\right] - u_{SAT+} 2R_1 T}{2R_2 T} \tag{2-114}$$

Der Spezialfall für $u_{SAT+} = -u_{SAT-}$, und $t_1 = t_2$ ergibt in (2-114) , wie zu erwarten, ein $u_V = 0V$.

Beispiel 2-19: 100Hz-Rechteckgenerator mit Tastverhältnis 2
Mit einem OpAmp 741 soll ein Rechteckgenerator mit f=100Hz realisiert werden. Die Speisung beträgt $u_{CC\pm} = u_{SAT\pm} = \pm 12V$. Die Hysterese ist mit $u_H = u_{CC}$ zu wählen.

Lösung:
Bei 100Hz ist die Aussteuerbarkeit des Operationsverstärkers bei einer Slew Rate 0.7V/us auch bei Sättigung sichergestellt. Durch die Vorgabe $u_H = u_{CC}$ und $V=2$ sind die Bedingungen zur Dimensionierung mit (2-112) erfüllt:

$$u_H = \frac{R_1\left(u_{CC+} - u_{CC-}\right)}{R_1 + R_2} = \frac{2u_{CC} R_1}{R_1 + R_2} \overset{R_1 = R_2}{=} u_{CC} \qquad R_1 = R_2 = 10k\Omega \qquad \text{(Wahl)}$$

$$T = R_T \cdot C_T \cdot \ln(9) \qquad C_T = 100nF \qquad \text{(Wahl)}$$

$$R_T = \frac{T}{C_T \cdot \ln(9)} = \frac{1}{100 \cdot 100 \cdot 10^{-9} \cdot \ln(9)} = 45.511k\Omega$$

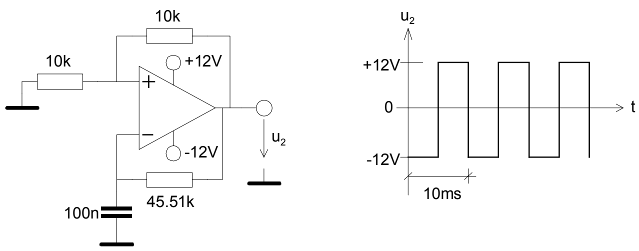


Bild 2-69:
Realisation des Rechteckgenerators nach Beispiel 2-19.

Beispiel 2-20: 1kHz-Rechteckgenerator mit Tastverhältnis 2 und unsymmetrischer Speisung
Mit einem OpAmp LF411 soll ein Rechteckgenerator mit den Vorgaben realisiert werden:

$$f = 1kHz \qquad V = 2 \qquad \text{Wählbare Widerstände: } 47k\Omega$$
$$u_{CC+} = 12V \qquad u_{CC-} = -6V \qquad C_T = 47nF$$
$$u_{SAT+} = 11.3V \qquad u_{SAT-} = -5.3V$$

Lösung:
Aus der Definition des Tastverhältnis wird t_1 bestimmt. Der Faktor k wird aus der Forderung in (2-108) mit k=0.5 gewählt. Durch diese Wahl werden mit (2-110) R_1 und R_2 gleich gross. R_2 wird nach Vorgabe mit 47kΩ gewählt:

$$V = \frac{T}{t_1} = 2 \qquad t_1 = \frac{T}{V} = \frac{1ms}{2} = 0.5ms$$
$$k < 2\frac{t_1}{T} = \frac{2 \cdot 0.5ms}{1ms} = 1 \qquad (Wahl: k = 0.5)$$
$$R_1 = \frac{kR_2}{1-k} = \frac{0.5 \cdot 47K}{1-0.5} = 47k\Omega$$

Der Kondensator C_T ist mit 47nF vorgegeben und wird mit Umstellung von (2-111):

$$R_T = \frac{\tau}{C_T} = \frac{T}{C_T \ln\left(\frac{2T-2t_1+kT}{2T-2t_1-kT} \cdot \frac{2t_1+kT}{2t_1-kT}\right)} = \frac{0.001}{47n \cdot \ln\left(\frac{2 \cdot 0.001 - 2 \cdot 0.0005 + 0.5 \cdot 0.001}{2 \cdot 0.001 - 2 \cdot 0.0005 - 0.5 \cdot 0.001} \cdot \frac{2 \cdot 0.0005 + 0.5 \cdot 0.001}{2 \cdot 0.0005 - 0.5 \cdot 0.001}\right)}$$
$$= \frac{0.001}{47n \cdot \ln\left(\frac{0.0015}{0.0005} \cdot \frac{0.0015}{0.0005}\right)} = \frac{0.001}{47n \cdot \ln(9)} = 9.683k\Omega$$

Wegen der unsymmetrischen Speisung wird $u_V \neq 0V$. Mit (2-114) findet man u_V:

$$u_V = \frac{(R_1+R_2)\left[u_{SAT+}(2t_1+kT) + u_{SAT-}(2T-2t_1-kT)\right] - u_{SAT+}2R_1T}{2R_2T}$$
$$= \frac{(47K+47K)\left[11.3(2 \cdot 0.0005 + 0.5 \cdot 0.001) - 5.3(2 \cdot 0.001 - 2 \cdot 0.0005 - 0.5 \cdot 0.001)\right] - 11.3 \cdot 2 \cdot 47K \cdot 0.001}{2 \cdot 47K \cdot 0.001} = 3V$$

Eine Simulation zeigt die Funktionsfähigkeit der Dimensionierung. Die minimale Abweichung der Periodendauer von 0.8% begründet sich durch die Umschaltzeit des Schmitt-Triggers:

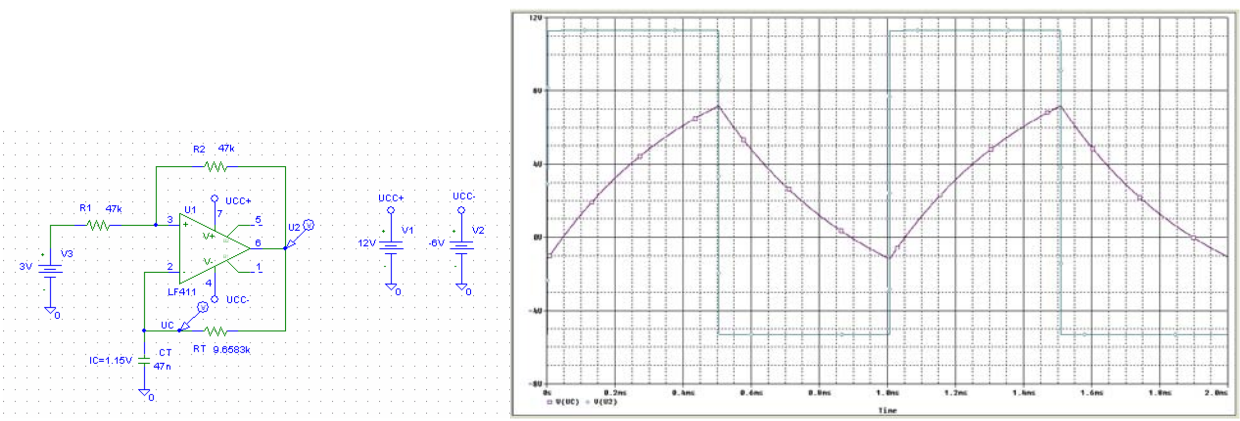


Bild 2-70:
Realisation und Simulation des Rechteckgenerators nachBeispiel 2-20.

Beispiel 2-21: 1kHz-Rechteckgenerator mit Berücksichtigung der Umschaltzeit t_U.
Mit einem OpAmp LF411 soll ein Rechteckgenerator mit den Vorgaben realsiert werden:

$f = 1kHz$	$V = 2$	Wählbare Widerstände: $47k\Omega$
$u_{CC+} = 12V$	$u_{CC-} = -6V$	$C_T = 47nF$
$u_{SAT+} = 11.3V$	$u_{SAT-} = -5.3V$	$t_U = 4us$

Lösung:
Die Rechnung erfolgt analog Beispiel 2-20, nur dass bei der Berechnung von R_T die Umschaltzeit einfliesst:

$$T = t_1 + t_2 + 2t_U = \tau \ln\left(\frac{2T - 2T_1 + kT}{2T - 2T_1 - kT} \cdot \frac{2T_1 + kT}{2T_1 - kT}\right) + 2t_U \qquad k \in (0,1)$$

$$R_T = \frac{\tau}{C_T} = \frac{T}{C_T \ln\left(\frac{2T - 2T_1 + kT}{2T - 2T_1 - kT} \cdot \frac{2T_1 + kT}{2T_1 - kT}\right) - 2t_U} = \frac{0.001}{47n \cdot \ln\left(\frac{2 \cdot 0.001 - 2 \cdot 0.0005 + 0.5 \cdot 0.001}{2 \cdot 0.001 - 2 \cdot 0.0005 - 0.5 \cdot 0.001} \cdot \frac{2 \cdot 0.0005 + 0.5 \cdot 0.001}{2 \cdot 0.0005 - 0.5 \cdot 0.001}\right) + 2 \cdot 4u}$$

$$= \frac{0.001}{47n \cdot \ln\left(\frac{0.0015}{0.0005} \cdot \frac{0.0015}{0.0005}\right) + 8u} = \frac{0.001}{47n \cdot \ln(9) + 8 \cdot 10^{-6}} = 9.60592k\Omega$$

Wir erhalten das Resultat:

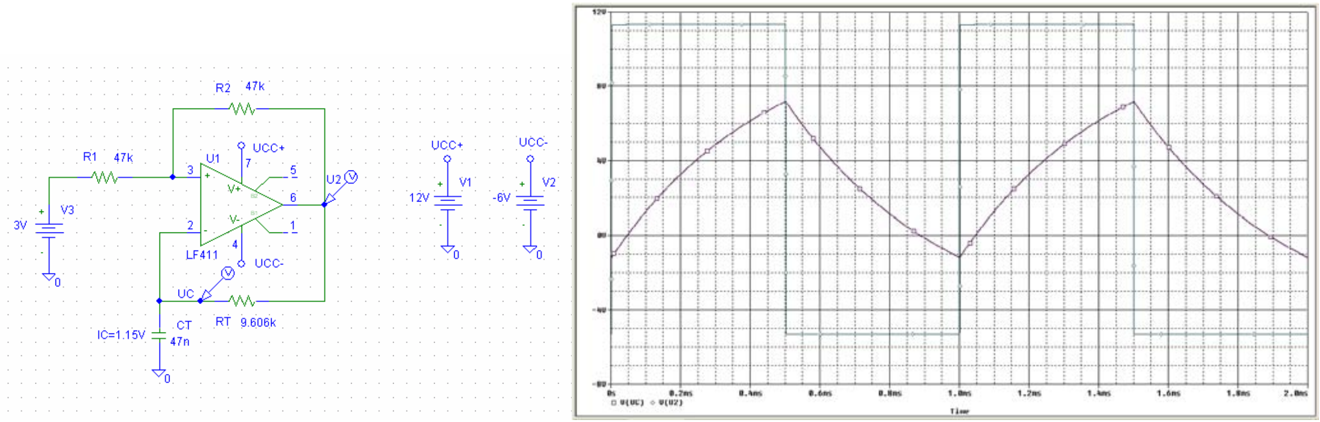


Bild 2-71:
Realisation und Simulation des Rechteckgenerators mit Berücksichtigung der Umschaltzeit t_U nach Beispiel 2-21.

Es ist aber fragwürdig, ob dieser Zusatzaufwand den Nutzen rechtfertigt. In der Praxis werden sowohl R_T wie auch C_T mit Normwerten eingesetzt. Zudem weisen die Bauteile Toleranzen auf und eine mehr oder weniger ausgeprägte Temperaturabhängigkeit/Altererung.

Beispiel 2-22: 50Hz-Rechteckgnerator mit Tastverhältnis 2 für Single Supply Speisung
Mit einem LinCMOS OpAmp TLC271 im Low Bias Mode soll ein Rechteckgenerator mit den Vorgaben realisiert werden:

$f = 50Hz$	$V = 2$
$u_{CC} = 7V$	$C_T = 1nF$
$u_{SAT+} = 5.4V$	$u_{SAT-} = 2mV$

Lösung:
Gemäss Datenblatt hat der TLC271 im Low-Bias Mode eine Slew-Rate von 0.04V/us bei einer Last > 1MΩ und einer typischen Stromaufnahme von 10uA. Aus einer Probesimulation werden die

Ausgangsspannungen mit u_{SAT+}=5.3V und u_{SAT-}=2mV bestimmt.
Man erkennt das das Umschalten mit Sicherheit noch gewähleistet ist weil noch t_u<<T, aber die Periodendauer T bereits spürbar beeinflusst wird. Aus der Forderung im Low-Bias Mode werden die wählbaren Widerstände mit 4.7MΩ gewählt.

Wie bei Beispiel 2-20 wird der Faktor k wird aus der Forderung in (2-108) mit k=0.5 gewählt. Wegen der geforderten gesamten Last > 1$M\Omega$ nach Datenblatt wird R_2 mit 4.7$M\Omega$ gewählt. Mit der Vorgabe V=2 werden R_1 und R_2 :

$$k < 2\frac{t_1}{T} = \frac{2 \cdot 0.5ms}{1ms} = 1 \qquad (Wahl: k = 0.5)$$

$$R_1 = \frac{kR_2}{1-k} = 4.7M\Omega$$

Bild 2-72:
Realisation und Simulation des Low-Power Rechteckgenerators nach Beispiel 2-22.

Der Kondensator C_T ist mit 1nF vorgegeben und wird mit (2-112):

$$R_T = \frac{T}{C_T} = \frac{0.02}{1 \cdot 10^{-9} \cdot \ln(9)} = 9.10239M\Omega$$

Wegen der unsymmetrischen Speisung wird $u_V \neq 0$V. Mit (2-114) findet man:

$$u_V = \frac{(R_1+R_2)\left[u_{SAT+}(2t_1+kT)+u_{SAT-}(2T-2t_1-kT)\right]-u_{SAT+}2R_1T}{2R_2T}$$

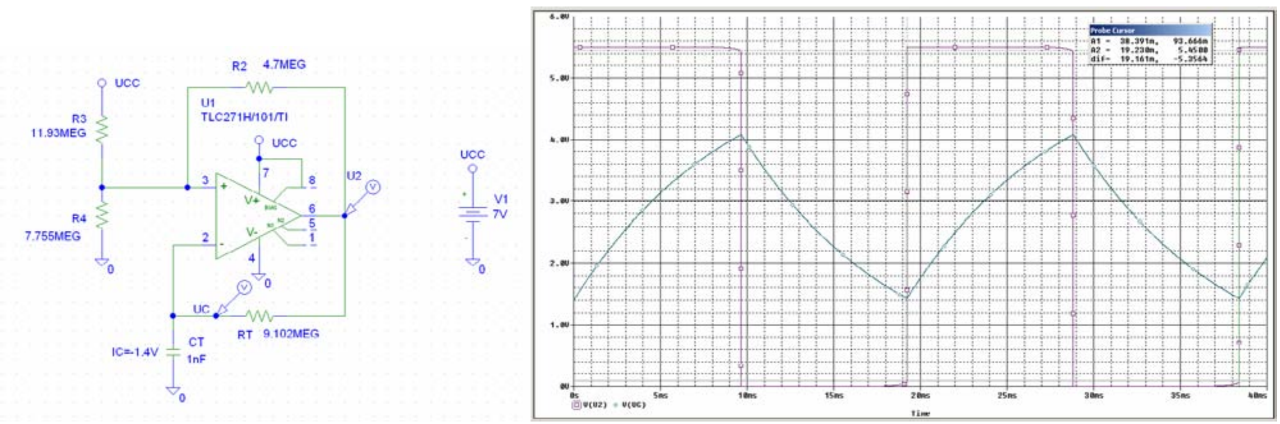
$$= \frac{(4.7M+4.7M)\left[5.3(2\cdot 0.001+0.5\cdot 0.002)+0.015(2\cdot 0.002-2\cdot 0.001-0.5\cdot 0.002)\right]-u_{SAT+}2\cdot 4.7M\cdot 0.001}{2\cdot 4.7M\cdot 0.002} = 2.7575V$$

Die Qulle u_V wird mit einem Spannungsteiler aus der Speisespannung u_{CC} gewonnen:

$$R_3 = \frac{u_{CC}\cdot R_1}{u_V} = \frac{7\cdot 220K}{2.757} = 11.93M\Omega$$

$$R_4 = \frac{u_{CC}\cdot R_1}{u_{CC}-u_V} = \frac{7\cdot 220K}{7-2.757} = 7.755M\Omega$$

Eine Simulation zeigt den Verlauf der Kondensator- und Ausgangsspannung. Deutlich erkennt man eine Abweichung 19.161ms-20ms0=-839us (ca. -4.2%) von der erwarteten Periodendauer. Da aber eine negative Abweichung vorliegt, ist sie nicht durch die Umschaltzeit erklärbar.



Die gemessene Differenz kann nun in eine korrigierte Dimensionierung einfliessen, indem $\Delta t = -839us$ direkt von der zu realisierenden Periodendauer abgezogen wird. Damit wird für T=20.839ms der neue Wert R_T:

$$R_T = 9.484M\Omega$$

Alle anderen Werte bleiben unverändert. Eine neue Simulation zeigt nun die erwartete Periodendauer von 20ms:

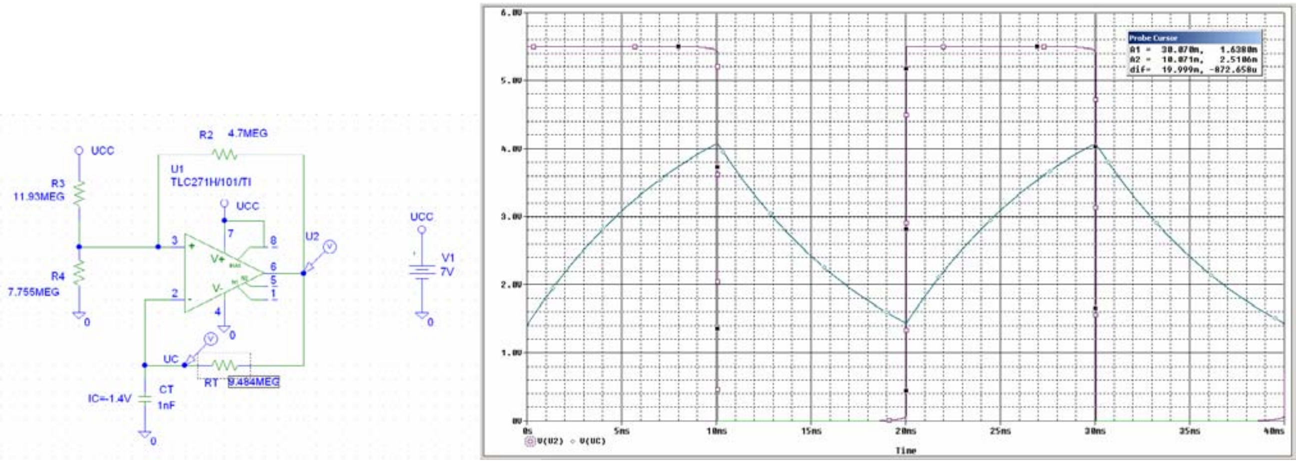


Bild 2-73:
Realisation und Simulation des Low-Power Rechteckgenerators nach Beispiel 2-22 mit Korrektur der Periodendauer.

Beispiel 2-23: 500Hz-Rechteckgenerator mit Tastverhältnis V=10 für Single-Supply Speisung.
Mit einem Bipolar-OpAmp LM741 soll ein Rechteckgenerator mit den Vorgaben realisiert werden:

$f = 500Hz$ $\quad V = 10$ $\quad$ Wählbare Widerstände: $10k\Omega$
$u_{CC} = 12V$ $\quad C_T = 100nF$
$u_{SAT+} = 11.81V$ $\quad u_{SAT-} = 0.18V$

Lösung:
Wie bei Beispiel 2-20 der Faktor k wird aus der Forderung in (2-108) mit k=0.1 gewählt. Die Widerstände R_1 und R_2 werden analog den vorherigen Beispielen:

$$t_1 = \frac{T}{V} = \frac{0.002}{10} = 200us$$
$$k < 2\frac{t_1}{T} = \frac{2 \cdot 0.0002}{0.002} = 0.2 \qquad (Wahl: k = 0.1)$$
$$R_2 = 10k\Omega \qquad (Vorgabe)$$
$$R_1 = \frac{kR_2}{1-k} = \frac{0.1 \cdot 10K}{1-0.1} = 1.111k\Omega$$

Der Kondensator C_T ist mit 100nF vorgegeben. R_T und u_V werden mit (2-111) und (2-114):

$$R_T=\frac{T}{C_T\ln\left(\frac{2T-2t_1+kT}{2T-2t_1-kT}\cdot\frac{2t_1+kT}{2t_1-kT}\right)}=\frac{0.002}{100\cdot10^{-9}\cdot\ln\left(\frac{2\cdot0.002-2\cdot0.0002+0.1\cdot0.002}{2\cdot0.002-2\cdot0.0002-0.1\cdot0.002}\cdot\frac{2\cdot0.0002+0.1\cdot0.002}{2\cdot0.0002-0.1\cdot0.002}\right)}=16.53k\Omega$$

$$u_V=\frac{(R_1+R_2)\left[u_{SAT+}(2t_1+kT)+u_{SAT-}(2T-2t_1-kT)\right]-u_{SAT+}2R_1T}{2R_2T}$$

$$=\frac{(10KM+1.111K)\left[11.8(2\cdot0.001+0.1\cdot0.002)+0.015(2\cdot0.002-2\cdot0.0002-0.1\cdot0.002)\right]-u_{SAT+}2\cdot1.111K\cdot0.002}{2\cdot10K\cdot0.002}=0.844V$$

Man erkennt in der Lösung für u_V bereits, dass aufgrund des kleinen Wertes für u_V diese Schaltung nicht problemlos mit jedem OpAmp realisierbar ist. Ein grösseres u_V könnte durch Verkleinern von k, z.B. auf $k=0.05$, erreicht werden.
Die Offsetspannung u_V wird mit einem Spannungsteiler aus u_{CC} realisiert:

$$R_3=\frac{u_{CC}\cdot R_1}{u_V}=\frac{12\cdot10K}{0.844}=15.79k\Omega$$

$$R_4=\frac{u_{CC}\cdot R_1}{u_{CC}-u_V}=\frac{12\cdot220K}{12-0.844}=1.195k\Omega$$

Die Simulation zeigt den Verlauf der Kondensator- und Ausgangsspannung. Die Abweichung von der Periodendauer ist minim und mit den erkennbaren Umschaltzeiten des Schmitt-Triggers zu erklären.

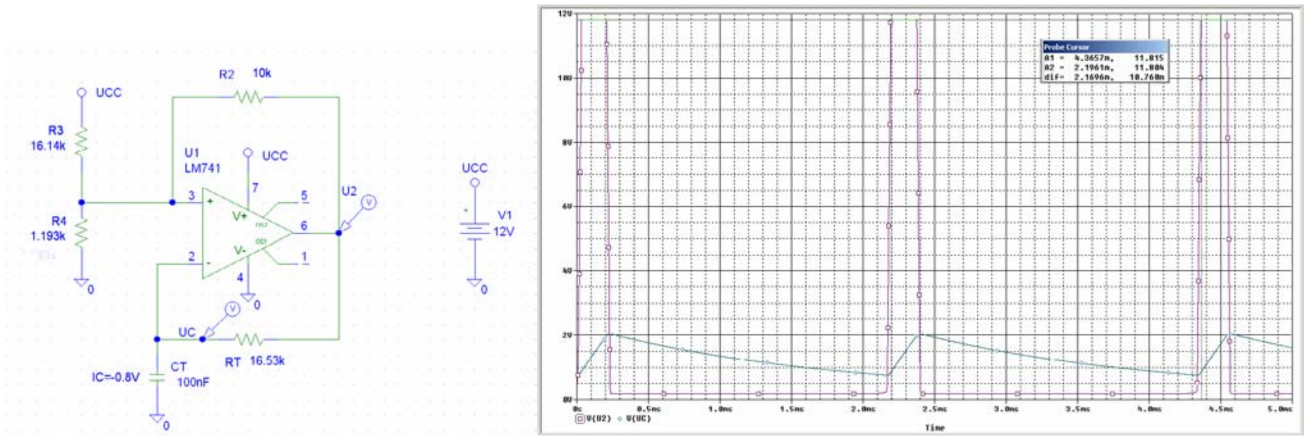


Bild 2-74:
Realisation und Simulation des Single-Supply Rechteckgenerators mit Tastverhältnis V=10 nachBeispiel 2-23.

2.19 Funktionsnetzwerke

Sie verkörpern Analogrechnerbausteine. Die Ausgangsspanung u_2 kann durch eine beliebige Funktion f beschrieben werden:

$$u_2 = f(u_1)$$

Häufig benutzte Vertreter dieser Klasse sind Logarithmierer, Exponentialverstärker und Sinuskonverter.

Zur Realisation gibt es nach [TIE99] drei Möglichkeiten:

- Heranziehen eines phys. Effektes der den Zusammenhang vorgibt
- Funktion durch Polynomzüge approximieren
- Funktion durch Potenzreihen approximieren

Grosse Bedeutung haben Logarithmierer und Exponentialverstärker. Durch Zusammenschaltung dieser Funktionsbausteine können beispielsweise die folgenden mathematischen Funktionen durchgeführt werden.

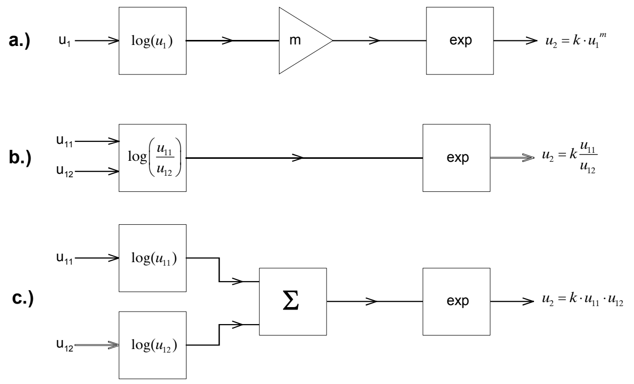


Bild 2-75:
Beispiele analoger Rechnertechnik: Potenzieren, Multiplizieren und Dividieren mit analogen Funktionsblöcken unter Verwendung von Logarithmierer und Exponentialverstärker.

Eine Anwendung wäre z.B. die analoge Berechnung von Effektivwerten von Spannungen und Strömen.

2.19.1 Logarithmierer

Der Logarithmierer dient als Analogrechnerbaustein, um z.B. im Zusammenwirken mit Summierer und Exponentialverstärker Multiplikationen oder Wurzelberechnungen durchzuführen.

Die Grundschaltung des Logarithmierers:

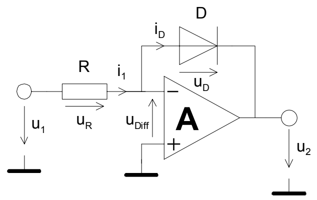


Bild 2-76:
Grundschaltung des Logarithmierers. Der logarithmische Zusammenhang U_D-I_D in der Rückführung bewirkt die Logarithmusfunktion.

$$u_2 = -n \cdot U_T \cdot \ln\left(\frac{u_1}{R_1 I_S} + 1\right) \approx -n \cdot U_T \cdot \ln\left(\frac{u_1}{R_1 I_S}\right)$$

Begründung der Formel(2-115):

$$\frac{u_1 + u_{Diff}}{R_1} = I_S \left(e^{\frac{-u_2 - u_{Diff}}{n \cdot U_T}} - 1 \right) \qquad \left| A \to \infty \Rightarrow u_{Diff} = 0 \right.$$

$$\frac{u_1}{R_1} = I_S \left(e^{\frac{-u_2}{n \cdot U_T}} - 1 \right)$$

$$\frac{u_1}{R_1 I_S} + 1 = e^{\frac{-u_2}{n \cdot U_T}} \qquad \Rightarrow u_2 = -n \cdot U_T \cdot \ln\left(\frac{u_1}{R_1 I_S} + 1\right)$$

In der Praxis arbeitet diese Schaltung meist nicht befriedigend, da sie nur über ein bis zwei Dekaden brauchbare logaritmische Linearität zeigt. Grund: Die Diode besitzt einen nicht zu vernachlässigenden Seriewiderstand und der stromabhängige Emissionskoeffizient *n* verfälscht vor allem bei grösseren Strömen die Logarithmierung.

Eine wesentliche Verbesserung kann durch den Einsatz eines Transistors anstatt der Diode als nichtlineares Element erfolgen.

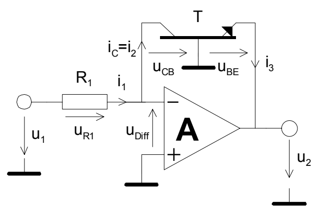


Bild 2-77:
Verbesserte Logarithmierschaltung durch Verwendung eines Transistors.

$$u_2 = -U_T \cdot \ln\left(\frac{u_1}{I_{ES} \cdot R_1} + 1\right) \qquad (u_1 > 0V) \qquad \textbf{(2-116)}$$

Begründung der Formel (2-116):
Der Kollektorstrom des Transistors lautet mit dem statischen Ebers-Moll-Modell:

$$I_C = A_N \cdot I_{ES} \left(e^{\frac{u_{BE}}{U_T}} - 1 \right) - I_{CS} \left(e^{\frac{u_{BC}}{U_T}} - 1 \right)$$

I_{CS} und I_{ES} verkörpern die Sättigungsperrströme der Transistoren und sind Materialkonstanten. A_N ist die Gleichstromverstärkung der Basisschaltung für den Normalbetrieb und liegt in der Grössenordnung A_N=0.98..0.9998, also fast 1.

Die Temperaturspannung U_T ist gemäss Halbleiterphysik:

$$U_T = \frac{k \cdot T}{q}$$

k : Boltzmann-Konstante $1.38 \cdot 10^{-23}$
q : Elementarladung des Elektrons $1.6 \cdot 10^{-19}$
T : Temperatur in K

Bei Raumtemperatur (20°C) wird U_T daher:

$$U_T = \frac{k \cdot T}{q} = \frac{1.38 \cdot 10^{-23} \cdot 293}{1.6 \cdot 10^{-19}} = 25.3mV$$

Da der (-) Eingang virtuell auf Masse liegt folgt U_{CB}=0 und der Strom i_2 wird daher:

$$i_2 = I_C = A_N \cdot I_{ES}\left(e^{\frac{u_{BE}}{U_T}} - 1\right)$$

$$= I_{ES}\left(e^{\frac{u_{BE}}{U_T}} - 1\right) \qquad (A_N = 1 \rightarrow H_{FE} \ \ gross)$$

Die Ausgangsspannung wird mit dem Vorgehen wie bei Formel (2-115) :

$$\frac{u_1}{R_1} = I_{ES}\left(e^{\frac{u_{BE}}{U_T}} - 1\right)$$

$$\frac{u_1}{R_1 I_{ES}} + 1 = e^{\frac{u_{BE}}{U_T}} \qquad u_{BE} = U_T \cdot \ln\left(\frac{u_1}{R_1 I_{ES}} + 1\right)$$

Mit dem Zusammenhang u_{BE}=-u_2 wird die Ausgangsspannung:

$$u_2 = -U_T \cdot \ln\left(\frac{u_1}{R_1 I_{ES}} + 1\right) \approx -U_T \cdot \ln\left(\frac{u_1}{R_1 I_{ES}}\right)$$

Der nutzbare Eingangsspannungsbereich kann repräsentativ aus Beispiel 2-24 entnommen werden.
Die Steilheit der Übertragungskennlinie beträgt ca. 59mV/Dekade:

$$u_{21} = -U_T \ln\left(\frac{u_{11}}{R_1 I_{ES}}\right) \qquad u_{22} = -U_T \ln\left(\frac{u_{12}}{R_1 I_{ES}}\right)$$

$$\Delta u_2 = u_{22} - u_{21} = -U_T\left(\ln\left(\frac{u_{12}}{R_1 I_{ES}}\right) - \ln\left(\frac{u_{11}}{R_1 I_{ES}}\right)\right) = -U_T \ln\left(\frac{u_{12}}{u_{11}}\right)$$

$$-U_T \ln\left(\frac{10u_1}{u_1}\right) = -0.0253 \cdot \ln(10) = -58.26 \frac{mV}{Dekade}$$

Wird eine Steilheit von z.B. 1V/Dekade gefordert, muss ein Skalierverstärker nachgeschaltet werden, der die Ausgangsspannung um den Faktor 16.9 (1/59mV) verstärkt.

Folgende nicht ideale Effekte sind zu beachten:
Der Transistor in der Logarithmierschaltung erhöht die Schleifenverstärkung. Daher kann die Schaltung zum Schwingen neigen. Die Spannungsverstärkung lässt sich aber durch Einfügen eines Emitterwiderstandes R_2 auf das Niveau R_1/R_2 herabsetzen. R_2 darf nur so gross gewählt werden, dass der Operationsverstärker nicht übersteuert werden kann. Durch Antiparallelschalten einer Diode D_1 kann Übersteuerung bei negativen Ausgangsspannungen vermieden werden. Sie verkürzt die Erholzeit und schont den Transistor vor zu hohen Basis-Emittersperrspannungen.

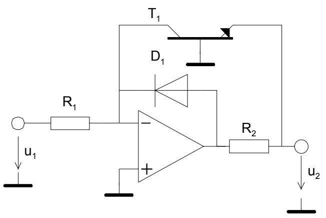
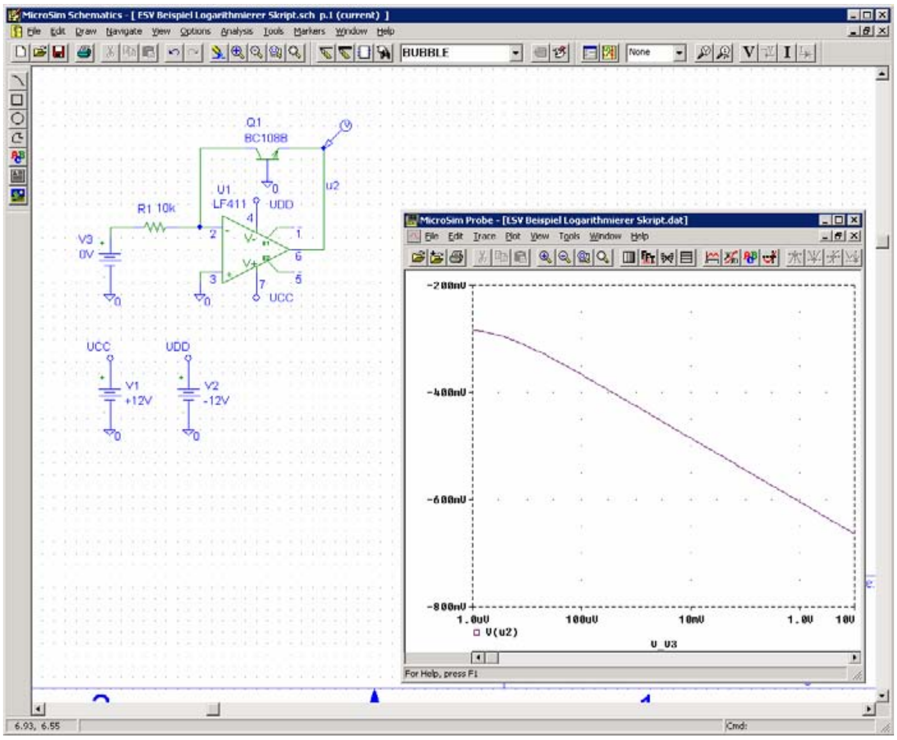


Bild 2-78:
Verbesserung der Erholzeit und Herabsetzen der Schwingneigung durch Einfügen von D_1 und R_2.

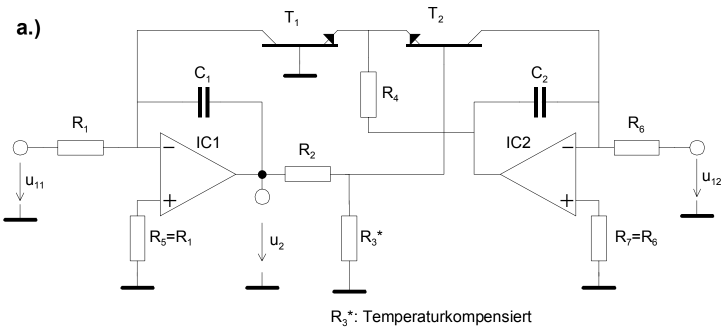
Beispiel 2-24: (Logarithmierer)
Simulation eines Logarithmierers mit FET-OpAmp LF411 und Transistor BC108B gemäss Schema. Zu zeigen ist der Verlauf der Ausgangsspannung u_2 bei einer Aussteuerung mit [0,10V].



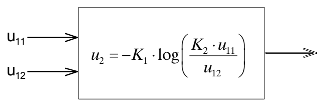
Ein weiterer Nachteil der gezeigten Schaltungen ist die ausgeprägte Temperaturabhängigkeit, weil U_T und I_{CS} temperaturabhängig sind. Bei einer Temperaturerhöhung von 20° auf 50° steigt U_T etwa um 10mV an und der Sättigungssperrstrom I_{CS} verzehnfacht sich. Es existieren aber zahlreiche Schaltungen zur Temperaturkompensation mit mehr oder weniger Aufwand, die Temperaturabhängigkeit (fast) eliminieren. Siehe hierzu [WAI75], [TIE99] u.v.a.

Stellvertretend sei eine Schaltung nach [WAI75], S.196 ausgewählt, die eine Temperaturkompensation bietet und eine skalierte Ausgangsspannung ermöglicht, z.B. 1V pro Dekade.

a.)



b.)



$$u_2 = -K_1 \cdot \ln\left(\frac{K_2 \cdot u_{11}}{u_{12}}\right)$$

$$K_1 = \frac{R_2 + R_3}{R_3}\frac{k \cdot T}{q} = \frac{R_2 + R_3}{R_3} U_T \qquad (2\text{-}117)$$

$$K_2 = \frac{R_6}{R_1}$$

Bild 2-79:
Temperaturkompensierter Logarithmierer für Spannungsverhältnisse nach [WAI75], S.197.
a.) Schema
b.) Funktionsblockdarstellung

Über die Konstanten K_1 und K_2 kann das Übertragungsverhalten gut beeinflusst werden. Wie aus dem Formsatz ersichtlich, ist K_1 temperaturabhängig. Daher ist der Widerstand R_3 so auszulegen, dass K_1 über den geforderten Temperaturbereich konstant bleibt. Hierzu würde sich eine NTC-Beschaltung anbieten, bei der R_3 einen Temperaturkoeffizienten von 0.3%/K aufweist. Die Kondensatoren C_1 und C_2 verbessern die Stabilität (Schwingneigung), allerdings auf Kosten der Einschwingzeit, vor allem bei kleinen Signalen. R4 ist an sich unkritisch und geht wertmässig nicht in die Berechnung ein. Man wählt ihn nach [TIE99], S.788 so, dass der Spannungsabfall kleiner bleibt als die Aussteuerbarkeit des Operationsverstärker IC2.

Beispiel 2-25: (Temperaturkompensierter Logarithmierer)

Man bestimme die Faktoren K_1, K_2 und $u_2(u_{11},u_{12})$ der Schaltung in Bild 2-80 . Man zeichne die Transferfunktion $u_2(u_{11})$.

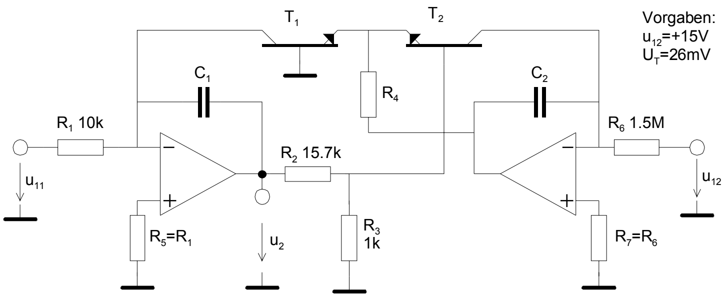


Bild 2-80:
Beispiel eines temperaturkompensierten Logarithmierers.

Lösung:

$$K_1 = U_T \frac{R_2 + R_3}{R_3} = 0.026 \frac{15.7K + 1K}{1K} = 0.433V$$

$$K_2 = \frac{R_6}{R_1} = \frac{1.5M}{10K} = 150$$

$$u_2 = -K_1 \cdot \ln\left(\frac{K_2 \cdot u_{11}}{u_{12}}\right) = -0.433 \cdot \ln\left(\frac{150 \cdot u_{11}}{15}\right) = -0.433 \cdot \ln(10 \cdot u_{11}) = -\log_{10}(10 \cdot u_{11})$$

Die Transferfunktion wird idealisiert für 4 Dekaden skizziert:

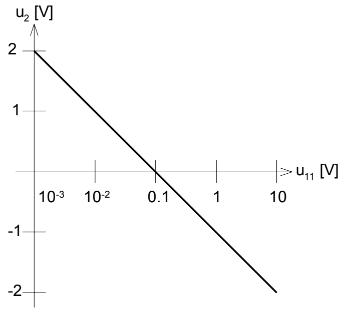
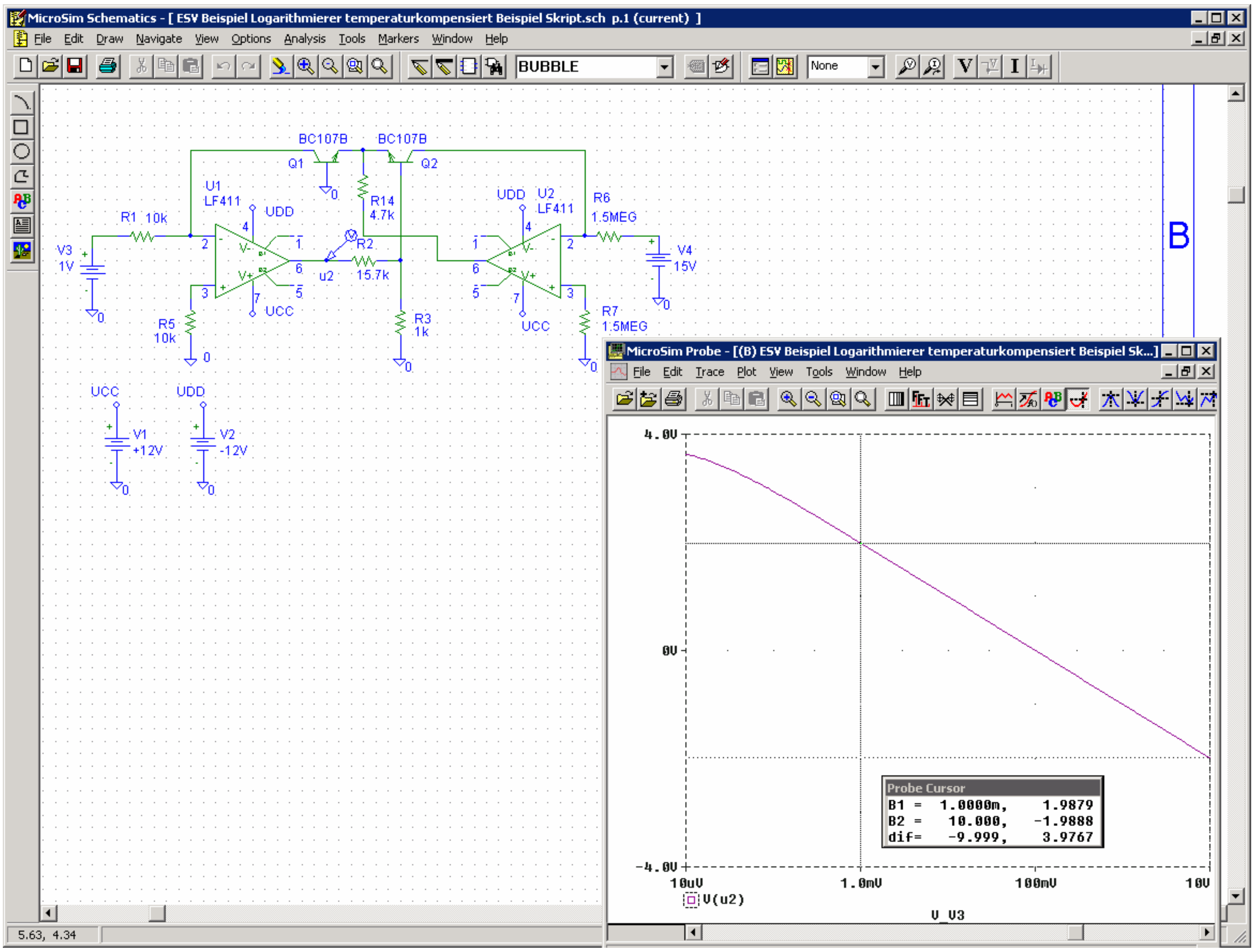


Bild 2-81:
Idealisierte Transferfunktion des temperaturkompensierten Logarithmierers nach Beispiel 2-25.

Eine Computersimulation mit Standardbauelementen bestätigt die Resultate:



2.19.2 Exponentialverstärker

Er stellt das Gegenstück zum Logarithmierer dar und wird meist auch zusammen mit der Logarithmier-schaltung verwendet. Die Grundschaltung des Exponentialverstärkers erhält man durch Vertauschen des Widerstandes und Transistor:

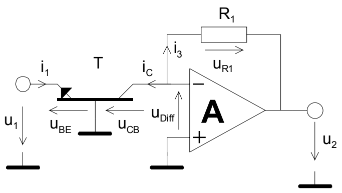


Bild 2-82:
Grundschaltung des Exponentialverstärkers.

$$u_2 = I_{CS} \cdot R_1 \cdot \left(e^{\frac{-u_1}{U_T}} - 1 \right) \qquad (u_1 < 0) \tag{2-118}$$

Wobei I_{CS} der Sättigungssperrstrom der CB-Diode ist. Die Herleitung der Transfergleichung ist analog dem Logarithmierer, nur dass T und R_1 vertauscht sind. Auch diese Schaltung zeigt neben der schlechten Skalierbarkeit eine ausgeprägte Temperaturdrift.
Deshalb wird in der Praxis eine temperaturkompensierte Schaltung mit zwei Operationsverstärkern vorgezogen.

Wir zeigen auch hier eine mögliche Schaltung nach [WAI75], S.199:

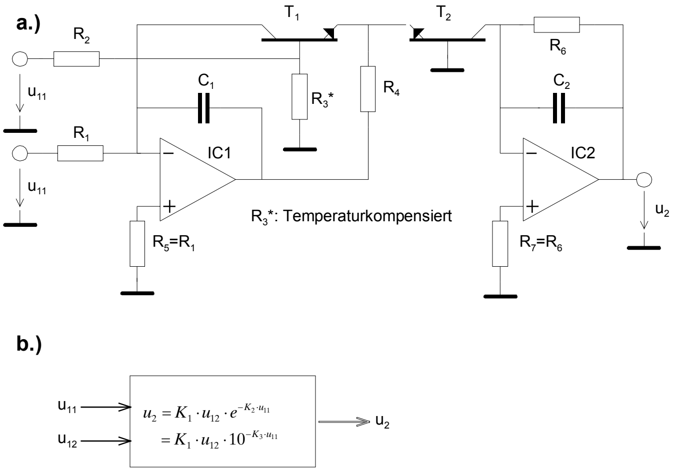


Bild 2-83:
Temperaturkompensierter Exponentialverstärker nach [WAI75], S.197.
a.) Schema
b.) Funktionsblockdarstellung

$$\begin{aligned}
u_2 &= K_1 \cdot u_{12} \cdot e^{-K_2 \cdot u_{11}} = K_1 \cdot u_{12} \cdot 10^{-K_3 \cdot u_{11}} \qquad (u_1 > 0) \\
K_1 &= \frac{u_{12} R_6}{R_1} \\
K_2 &= \frac{R_2 + R_3}{R_3} \frac{q}{k \cdot T} = \frac{R_2 + R_3}{R_3} \frac{1}{U_T} \\
K_3 &= \frac{R_2 + R_3}{R_3} \frac{q}{2.3 \cdot k \cdot T}
\end{aligned} \tag{2-119}$$

Der Widerstand R_3 sollte wiederum einen TK haben dass K_2 temperaturunabhängig wird (ca. -0.3%/K). R_4 ist an sich unkritisch, es gelten dieselben Gesichtspunkte wie beim Logarithmierer.

Beispiel 2-26: (Exponentialverstärker)

Man bestimme uns skizziere die Transferfunktion des Exponentialverstärkers nach Bild 2-83, wenn die Komponenten folgende Werte haben:

$R_1 = R_5 = 30k\Omega$ $\quad R_2 = 15.7k\Omega$ $\quad R_3 = 1k\Omega$

$R_4 = 2k\Omega$ $\quad R_5 = R_6 = 10k\Omega$

$u_{12} = +15V$

Lösung:

$u_2 = 5 \cdot 10^{-u_{11}} \qquad (u_{11} > 0)$

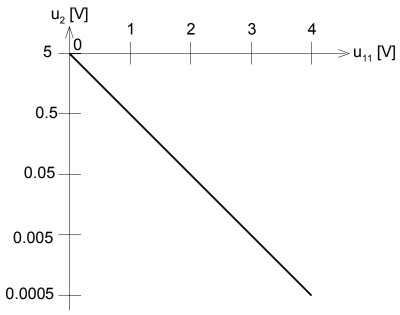


Bild 2-84:
Idealisierte Transferfunktion des temperaturkompensierten Exponentialverstärkers nach Beispiel 2-26.

2.19.3 Sinus-Cosinus Approximation

Funktionsgeneratoren erzeugen vielfach mit Hilfe einer sin-cos-Approximation aus einer Dreieck-spannung eine Sinusspannung. Je nach Aufwand der Schaltung sind Klirrfaktoren <0.1% ohne zusätzliche Filterung möglich.

Realisiert wird dies mit einer stückweisen Approximation. So muss das erzeugende Netzwerk für kleine Spannungen eine Verstärkung von 1 besitzen, die aber für Grössere Spannungen abnehmen muss. Dies kann durch vorgespannte Dioden erreicht werden, wie in gezeigt:

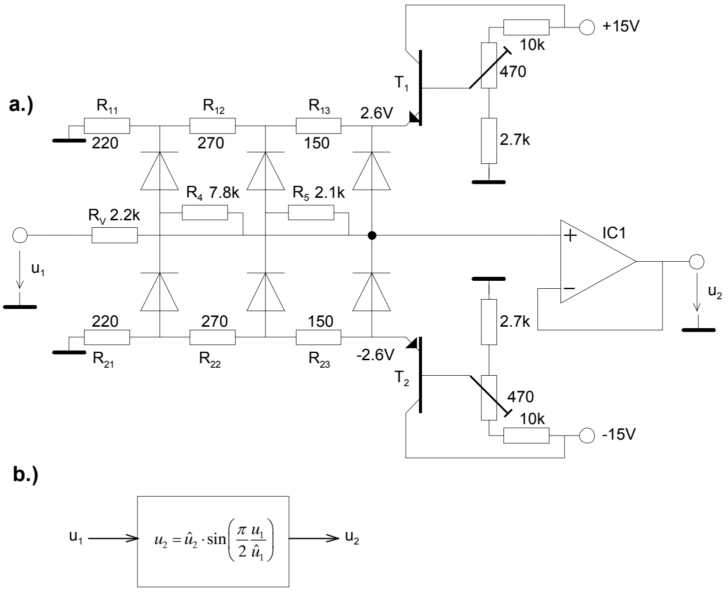


Bild 2-85:

Sinuskonverter mit 6 Knickpunkten nach [TIE99], S.792. Die Potentiometer dienen zum Abgleich auf minimalen Klirrfaktor.
a.) Schema
b.) Funktionsblockdarstellung

Da die Dioden nicht schlagartig leiten, sondern exponentielle Kennlinien besitzen, kann man auch mit wenigen Dioden kleine Klirrfaktoren erreichen. Bei der Dimensionierung des Netzwerkes muss man die Knickpunkte der Approximationskurve festlegen. Nach [TIE99] verschwinden die Oberwellen, wenn man *2n* Knickpunkte an die Stellen der Eingangsspannung legt:

$$u_{1k} = \pm \frac{2k}{2n+1} \hat{u}_1 \qquad 0 < k \le n$$

Die zugehörige Ausgangsspannung wird dann:

$$u_{2k} = \pm \frac{2}{\pi} \cdot \hat{u}_1 \cdot \sin\left(\frac{n \cdot k}{2n+1}\right) \qquad 0 < k \le n \tag{2-120}$$

Damit wird mit *2n=6* Knickpunkten ein theoretischer Klirrfaktor von 1.8% erreicht, bei *2n=12* einer von 0.8%. Durch die realen Verlauf Diodenkennlinien werden die Praxiswerte aber wesentlich günstiger.

2.20 Literaturverzeichnis zum Kapitel 2

Nachfolgende Literatur wurde referenziert oder ist als Ergänzung zu empfehlen:

[DEN88] Rauschen als Information, Wolfgang Denda, Verlag Hüthig, 1988, ISBN 3-7785-1663-9

[FRA97] Design with Operational Amplifiers and Integrated Circuits, McGraw-Hill 1997, ISBN0-07-115722-0

[TIE99] Halbleiter Schaltungstechnik, U.Tietze/ Ch. Schenk, Springer Verlag 1999, 11. Aufl., ISBN 3-540-64192-0

[TOB71] Operational Amplifiers, Tobey, Graeme, Huelsman 1971, McGraw-Hill, ISBN 07-064917-0

[WAI75] Introduction to Operational Amplifiers Theory and Applications, J. Wait/ L. Huelsman/ G. Korn, McGraw-Hill, 1975, ISBN 0-07-067765-4

[WDL91] Operationsverstärker Grundschaltungen, N. Waidelich 1991, Skript HTA Bern (nicht öffentlich verfügbar)

[WUP94] Professionelle Schaltungstechnik mit Operationsverstärkern, Horst Wupper,1994, Franzis Verlag , ISBN 3-7723-6732-1