

IV. Operationsverstärker

IV.1 Daten von Operationsverstärkern

a) Auswahl eines Operationsverstärkers

Die wichtigsten Kriterien für die Auswahl eines Operationsverstärkers sind geforderte Genauigkeit und die Bandbreite der Schaltung. Aus der Genauigkeit und der Größe der Eingangssignale geht der zulässige Eingangs-Spannungsfehler hervor. Dieser setzt sich zusammen aus der Eingangs-Offsetspannung und dem Spannungsabfall des Eingangs-Ruhestroms am Innenwiderstand der Schaltung. Bei der Bandbreite prüft man die Schleifenverstärkung des selektierten Verstärkers an der Obergrenze des Frequenzbereichs. Durch gegenseitiges Abwägen dieser Werte für verschiedene Verstärker und einen Seitenblick in die Preisliste muß man den optimalen Kompromiß finden. Leider haben diese 3 Parameter eines Verstärkers gegenläufige Tendenz.

Sind die Eingangsspannungen extrem klein, so muß auch das Rauschen berücksichtigt werden. Die Rauschdaten und Rauschberechnung von Operationsverstärkern werden in Abschnitt VI.5 behandelt.

b) Eingangs-Offsetspannung (Input Offset Voltage): U_{EOS} (Eingangs-Nullspannung)

Die Eingangs-Offsetspannung (kurz: Offsetspannung) eines Operationsverstärkers ist die Spannungsdiffe-

renz zwischen den Eingängen bei einer Ausgangsspannung $U_{aus} = 0$ V und unbelastetem Ausgang. Diese Spannung addiert sich als Fehler zur Signalspannung an den Eingängen und kann von dieser nicht unterschieden werden. Die Offsetspannung soll darum möglichst klein sein.

Die Angabe der Offsetspannung im Datenblatt gilt für den Operationsverstärker ohne Nullabgleich. Eine von Haus aus sehr kleine Offsetspannung kann dem Anwender den arbeitsintensiven Abgleichvorgang und ein Potentiometer ersparen. Dies kann den Einsatz eines besseren, teureren Verstärkers rechtfertigen.

Bei den meisten Operationsverstärkern läßt sich die Offsetspannung mit einem Potentiometer exakt auf 0 V abgleichen. Mit und ohne Nullabgleich sind Temperaturkoeffizient und Langzeitkonstanz der Eingangs-Offsetspannung wichtig, um die Genauigkeit temperaturunabhängig und auf Dauer zu erhalten.

Der exzellente Operationsverstärker OP27 hat beispielsweise folgende Spezifikationen für die Eingangs-Offsetspannung U_{EOS} :

ungetrimmter Wert:
30 (< 60) μ V
Temperaturkoeffizient:
0,2 (<0,6) μ V/ K
Langzeitstabilität:
0,2 (<0,6) μ V/Monat

c) Eingangsstrom (Input bias current): I_E

Der Eingangsstrom ist der im linearen (= nicht übersteuerten) Betrieb in die Eingänge fließende Strom. Dieser Strom ist beim idealen Operationsverstärker = 0, erreicht aber bei Operationsverstärkern mit bipolaren Eingangstransistoren Werte im nA bis μA -Bereich. Der Spannungsabfall des Eingangsstroms am Innenwiderstand der Schaltung bewirkt eine Abweichung vom Idealwert ohne Eingangsstrom. Entsprechend der zulässigen Abweichung muß ein Verstärker mit ausreichend kleinem Eingangsstrom ausgewählt werden.

Operationsverstärker mit Feldeffekt-Eingangstransistoren haben Eingangsströme bis unter 1 pA. Dies geht allerdings mit deutlich schlechteren Werten für die Eingangs-Offsetspannung einher.

d) Eingangs-Offsetstrom (Input offset current). IEOS (Eingangs-Nullstrom)

Der Eingangs-Offsetstrom (kurz: Offsetstrom) ist die Differenz der Eingangsströme der beiden Eingänge des Operationsverstärkers. Ein kleiner Wert des Offsetstroms ist deswegen wichtig, weil durch eine zweckmäßige Beschaltung des Operationsverstärkers der Einfluß der Eingangsströme kompensiert werden kann. Diese soll am Beispiel eines invertierenden Verstärkers erläutert werden:

Der Eingangsstrom des - Eingangs erzeugt am Innenwiderstand des Spannungsteilers R1, R2 eine Fehler-spannung, die sich zur richtigen Spannung addiert. Sie ist gleich dem Eingangsstrom mal dem Innenwiderstand R_k . Legt man nun einen Widerstand mit dem Wert

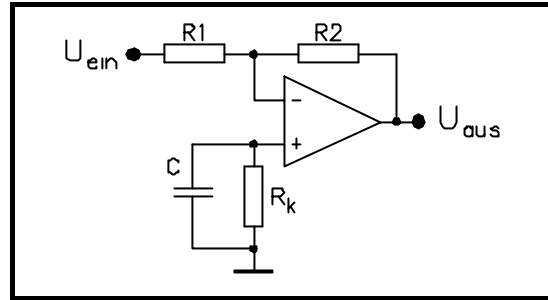


Abb. 4-1: Biasstrom Kompensation

$$R_k = (R1 \parallel R2) = \frac{R1 \cdot R2}{R1 + R2}$$

zwischen den + Eingang und Masse, so tritt an ihm durch den Eingangsstrom des + Eingangs eine gleich große Fehlerspannung auf. Die beiden Fehlerspannungen heben sich damit auf. Das funktioniert aber nur bei exakt gleichen Eingangsströmen des + und - Eingangs, also einem verschwindenden Eingangs-Offsetstrom.

Der Kondensator parallel zum Kompensationswiderstand R_k verhindert in hochohmigen Schaltungen eine kapazitive Rückkopplung auf den + Eingang.

e) Leerlaufspannungsverstärkung (Voltage gain): V_o

Alle für den Operationsverstärker abgeleiteten Formeln gelten exakt nur für den "idealen" Operationsverstärker mit unendlich großer Leerlaufverstärkung V_o . Eine endliche Leerlaufverstärkung führt zum Auftreten einer Spannung ΔU zwischen den Eingängen, wenn U_{aus} verschieden von 0 V wird:

$$\Delta U = U_{aus} / V_o$$

Beim OP-27:

$$\Delta U = 10 \text{ V} / 1,5 \cdot 10^6 = 6,66 \mu\text{V}$$

Diese kleine Spannungs-differenz stört nur bei höchstpräzisen Schaltungen.

Eine große Leerlaufverstärkung ist vor allem wichtig bei einer hohen Außenverstärkung V_a . Die Schleifenverstärkung V_s ist gleich der Leerlaufverstärkung V_u mal der "Verstärkung" V_g des Gegenkopplungsnetzwerks. Alle Fehler des Operationsverstärkers werden um den Wert von V_s verkleinert, so daß $1/V_s$ eine Abschätzung für die vom Operationsverstärker her rührenden Fehler der Schaltung angibt.

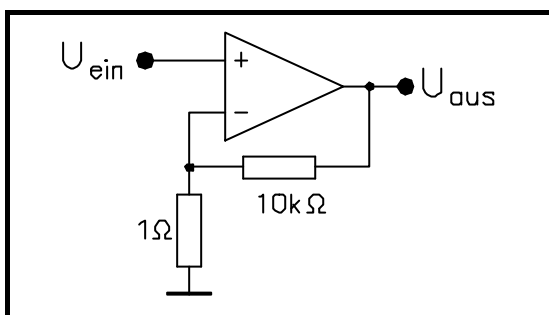


Abb. 4-3: 10000-fach Verstärker

Der Verstärker in Abb. 4-2 hat eine Außenverstärkung von 10^4 . Die Schleifenverstärkung der Schaltung beträgt:

$$V_s = V_u \cdot V_g = 1,5 \cdot 10^6 \cdot 10^{-4} = 1,5 \cdot 10^2.$$

Der Fehler liegt also im Bereich von ca. 1/150, also um 0,66 %.

Abb. 4-3 zeigt das Absinken von V_0 mit steigender Frequenz. Bei der maximalen Arbeitsfrequenz der Schaltung muß genügend Schleifenverstärkung bleiben, um die nötige Genauigkeit einzuhalten.

f) Verstärkungs-Bandbreite Produkt Gain-Bandwidth Product: GBW

Die Stabilitätsbedingung nach Nyquist sagt aus, daß für Stabilität einer Schaltung die Schleifenverstärkung bei zunehmender Frequenz mit 6 - 12 dB/Oktave zurückgehen muß. Die Leerlaufverstärkung aller intern kom-

pensierten Operationsverstärker geht deswegen von einer bestimmten Frequenz an linear mit einer Steilheit von 6 dB/Oktave zurück. In diesem Bereich sinkt bei einer Verdopplung der Frequenz die Leerlaufverstärkung auf die Hälfte ab. Das Produkt aus beiden, das Verstärkungs-Bandbreite Produkt, ist daher konstant.

Die Leerlaufverstärkung am oberen Ende der Bandbreite ist damit einfach GBW/Maximalfrequenz. Für eine ausreichende Genauigkeit der Schaltung muß die Außenverstärkung der Schaltung mindestens 15 dB (Faktor

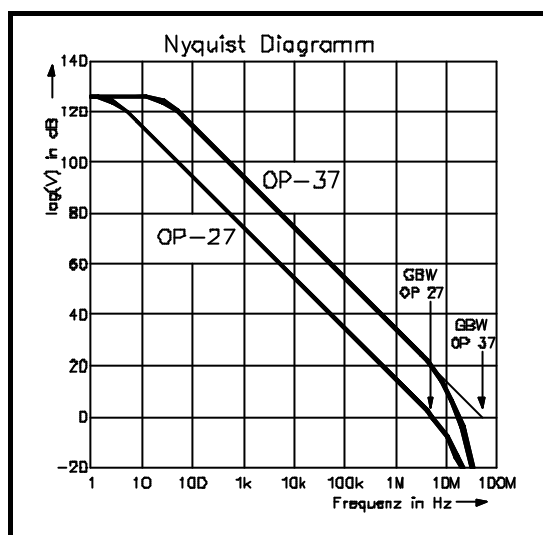


Abb. 4-2: Frequenzgang der Leerlaufverstärkung V_0

6) unter dieser Grenze bleiben. In Abb. 4-3 sind die GBW-Produkte des OP-27 (ca. 5 MHz) und des OP-37 (ca. 40 MHz) markiert.

Operationsverstärker, wie auch der OP27, sind normalerweise so frequenzkompensiert, daß sie bei $V_g = 1$ stabil sind. Dafür muß der lineare Abfall von V_0 mit der Frequenz sich bis zur Frequenz GBW erstrecken ($V_0 = 1$). Deutlich höhere Leerlaufverstärkungen sind möglich, wenn sich der lineare Verstärkungsabfall nur bis zu einer Frequenz erstreckt, bei der V_0 noch über 1 liegt. Für Stabilität darf

die Schleifenverstärkung bei dieser Frequenz maximal den Wert 1 haben und das Gegenkopplungsnetzwerk muß entsprechend dämpfen. Die Außenverstärkung hat dann mindestens den Wert von V_o bei dieser Frequenz.

Der Operationsverstärker OP-37 ist für eine minimale Außenverstärkung von 5 kompensiert. Er hat dadurch im Bereich des linearen Verstärkungsabfalls die 5-fache Leerlaufverstärkung des OP-27 und den 5-fachen Wert von GBW. Entsprechend können Genauigkeit, Außenverstärkung oder Bandbreite um diesen Faktor verbessert werden.

g) Gleichtaktunterdrückung (Common mode rejection ratio): CMRR

Trotz großen schaltungstechnischen Aufwands hat die Eingangs-Gleichtaktspannung realer Operationsverstärker einen kleinen Einfluß auf die Eingangsstufe des Verstärkers. Die Gleichtaktunterdrückung gibt an, um wieviel schwächer eine Gleichtaktspannung an den Eingängen auf den Ausgang wirkt als eine Spannung zwischen den Eingängen.

Eine hohe Gleichtaktunterdrückung ist bei allen Anwendungen mit Gleichtaktspannungen wichtig, z.B. beim nichtinvertierenden und beim Differenzverstärker. Hochwertige Operationsverstärker haben Gleichtaktunterdrückungen von 80 - 130 dB. Leider sinkt die Unterdrückung mit wachsender Frequenz.

h) Betriebsspannungsunterdrückung (Power supply rejection ratio): PSRR

Die Betriebsspannungsunterdrückung wird beim Einsatz von Operationsverstärkern gerne übersehen. Sie eliminiert den Einfluß instabiler, verbrummt oder rauschender Ver-

sorgungsspannungen und ist daher besonders wichtig bei der Verstärkung sehr kleiner Eingangssignale.

Eine Änderung der Betriebsspannung wirkt auf alle Stufen des Verstärkers, wobei die Eingangsstufe am empfindlichsten ist. Die Betriebsspannungsunterdrückung gibt an, um wieviel schwächer eine Änderung der Betriebsspannung auf den Ausgang wirkt als eine Spannung zwischen den Eingängen. Hochwertige Operationsverstärker haben Betriebsspannungsunterdrückungen von 80 - 120 dB. Auch diese Unterdrückung sinkt mit wachsender Frequenz, was sich aber durch eine kapazitive Abblockung der Versorgungsspannung entschärfen läßt.

i) Anstiegsgeschwindigkeit (Slew rate SR): dU_A/dt

Durch die internen Kapazitäten der Schaltung und die Ergiebigkeit der internen Stromquellen kann sich die Ausgangsspannung nur mit einer gewissen Maximalgeschwindigkeit ändern. Die Anstiegsgeschwindigkeit wird in $V/\mu s$ angegeben. Bei geringer Verstärkung und großem Hub der Ausgangsspannung begrenzt die Anstiegsgeschwindigkeit die obere Grenzfrequenz einer Schaltung.

j) Maximale Ausgangsspg.: U_{ASS}
Eingangsgleichtaktbereich: U_{EG}

Der heutige Standard für Operationsverstärker und analoge Funktionsmodule spezifiziert Betriebsspannungen von $\pm 15V$ und einen Signalbereich von $\pm 10 V$. Das heißt, daß die Ausgänge auch mit Belastung einen Spannungshub von mindestens $\pm 10 V$ erreichen müssen. Typische Werte liegen bei $\pm 11 V$ bis $\pm 13 V$ mit einem auch unter Last garantierten Minimalwert von $\pm 10 V$.

Diesem Ausgangsspannungshub müssen die Eingänge folgen können. Zum Beispiel beim Spannungsfolger können die Eingänge im Betrieb den vollen Spannungsbereich durchlaufen. Dementsprechend beträgt der Eingangsgleichtaktbereich typisch $\pm 11\text{ V}$ bis $\pm 13\text{ V}$ mit einem Mindestwert von $\pm 10\text{ V}$. Eine spezielle Schaltungsauslegung kann den Eingangsgleichtaktbereich bis zur negativen Versorgungsspannung erweitern (siehe II.5). Dies ist für batteriegespeiste Geräte wichtig, in denen man mit einer Betriebsspannung auskommen muß.

Mit Hilfe der in Kapitel II.5a beschriebenen Schaltungstechnik kann man Gleichtaktbereiche erzielen, welche beide Versorgungsspannungen einschließen. Solche Eingänge werden als rail-to-rail Eingänge bezeichnet. Legt man den Ausgang mit Transistoren in Emitterschaltung an den Versorgungsspannungen aus, so können diese den Ausgang bis zu ihrer Sättigungsspannung an die Versorgungsleitungen ziehen, also bis auf ca. 150 mV. Solche rail-to-rail Ausgänge sind hilfreich beim Betrieb an kleinen Versorgungsspannungen.

RRIO (rail-to-rail input/output) Verstärker kombinieren diese beiden Eigenschaften.

IV.2 Operationsverstärker-Schaltungen

Die nachfolgenden Schaltungen sollen möglichst verschiedenartige Anwendungen aufzeigen und stellen eine willkürlich getroffene Auswahl dar. Einige Schaltungen von Stromquellen und aktiven Filtern folgen noch in den jeweiligen Kapiteln. Die Formeln werden nicht theoretisch hergeleitet. Zum Ausgleich wird in Abschnitt IV.3 die Berechnung von Operationsverstärker Schaltungen beschrieben.

Weitere Schaltungen finden sich in Kapitel VII: Stromquellen.

a) Invertierender Verstärker

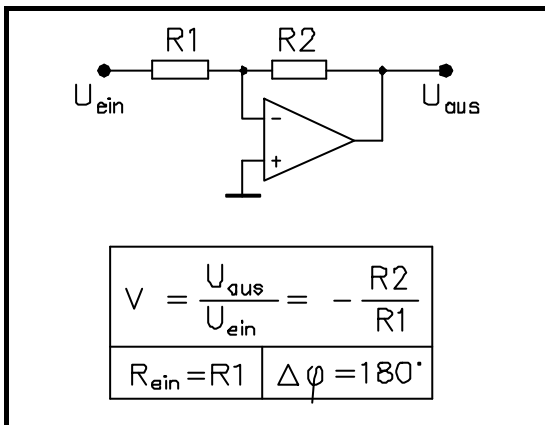


Abb. 4-5: Invertierender Verstärker

Beim invertierenden Verstärker fließt durch R1 Strom zum - Eingang. Der Verstärker gibt eine solche Ausgangsspannung U_{aus} ab, daß der - Eingang auf Massepotential bleibt und der Strom durch R2 zum Ausgang abfließt. Die Schaltung hat den Eingangswiderstand R1

b) Strom-Spannungs Wandler

Im invertierenden Verstärker wandelt R1 die Eingangsspannung in einen Strom um. Läßt man einen Strom direkt zum - Eingang fließen, so wird er

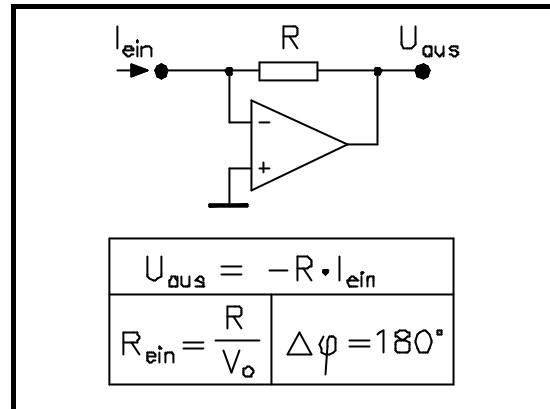


Abb. 4-6: Strom-Spannungs Wandler

durch den Widerstand R zum Ausgang abgeleitet. Der ganz große Vorteil dieser Schaltung liegt im verschwindend kleinen Spannungsabfall bei der Strommessung, der in einem sehr kleinen Eingangswiderstand resultiert. Sein Wert beträgt R/V_o .

c) Nichtinvertierender Verstärker

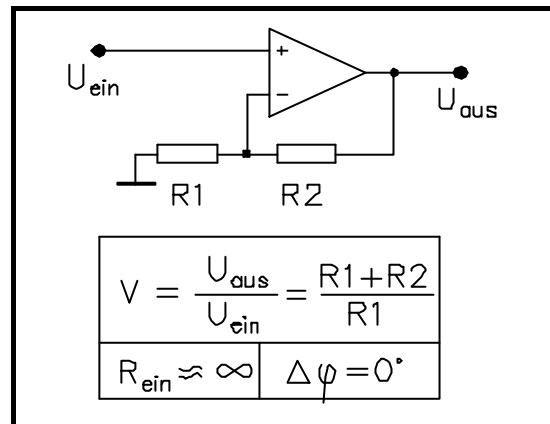


Abb. 4-4: Nichtinvertierender Verstärker

Die Eingangsspannung liegt direkt am hochohmigen + Eingang. Die Ausgangsspannung stellt sich so ein, daß die durch R1 / R2 heruntergeteilte Spannung gleich der Eingangsspannung ist. In dieser Schaltung tritt eine Gleichaktspannung auf, die gleich der Eingangsspannung ist.

d) Spannungsfolger

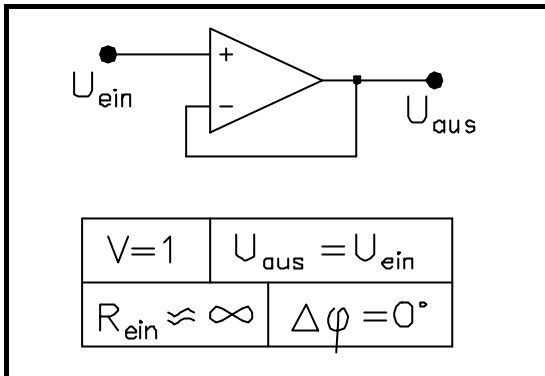


Abb. 4-8: Spannungsfolger

Im Spannungsfolger wird die Ausgangsspannung exakt der Eingangsspannung nachgeführt. Er wird als Impedanzwandler mit sehr großem Eingangs- und sehr kleinem Ausgangswiderstand eingesetzt. Die Gleichtaktspannung überstreicht den vollen Signalbereich. Die Schleifenverstärkung ist gleich der Leerlaufverstärkung, was hohe Forderungen an deren Frequenzgang stellt.

e) Summierer

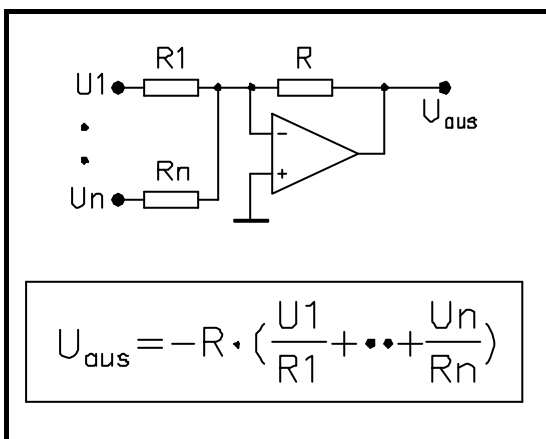


Abb. 4-9: Summierer

Gibt man dem invertierenden Verstärker mehrere Eingänge, so muß der Ausgang die Summe der Ströme ableiten und die Ausgangsspannung gibt die Summe der Eingangsspannungen wieder. Der Verstärker hält die Spannung am Summierpunkt der

Schaltung stets auf Massepotential fest, dadurch können keine Rückwirkungen zwischen den Eingängen auftreten. Die Schaltung ist prädestiniert für Mischpulte etc.

f) Integrierer und Differenzierer

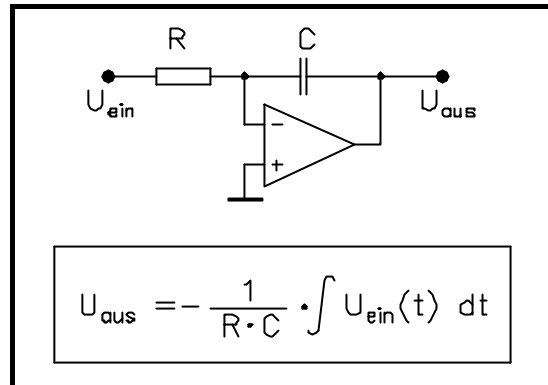


Abb. 4-10: Integrierer

Ersetzt man im invertierenden Verstärker einen der beiden Widerstände durch einen Kondensator C, so entstehen der Integrierer und der Differenzierer. Im Integrierer sitzt C im Gegenkopplungszweig und wird mit dem Strom U_{ein} / R aufgeladen. Die Ausgangsspannung ist exakt gleich dem Integral über die Eingangsspannung bzw. des Eingangsstroms.

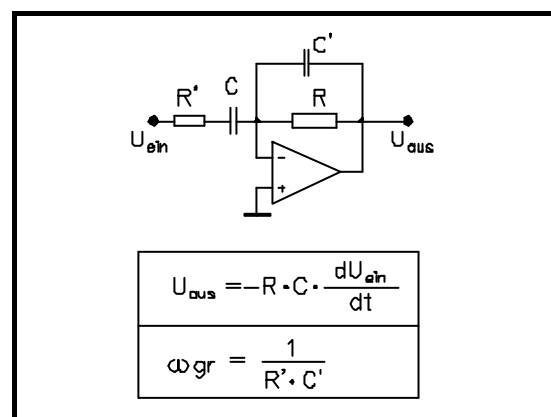


Abb. 4-7: Differenzierer

Im Differenzierer wird der Widerstand R1 des invertierenden Verstärkers durch einen Kondensator C ersetzt. Änderungen der Eingangsspannung

werden am Kondensator C in einen Strom umgesetzt, der an R die Ausgangsspannung hervorruft. Die Schaltung hat die Komplikation, daß im Gegenkopplungsweg ein RC-Glied liegt, das einen Verstärkungsabfall von 6dB/Oktave hat. Zusammen mit den 6dB/Oktave des Verstärkers selbst liegt man damit an der Grenze der Stabilität gemäß Nyquist. Für kontrolliertes Verhalten müssen R' und C' eingefügt werden, welche die Schleifenverstärkung leicht anheben, leider aber die obere Grenzfrequenz der Schaltung herabsetzen. Genaueres hierzu siehe in Abschnitt IV.4.

Beim Vergleich der Eigenschaften stellt man fest, daß der Integrierer dem Ideal sehr nahe kommt, der Differenzierer aber nicht. Will man die Differentialgleichungen irgendwelcher zeitlichen Vorgänge im Analogrechner mit Operationsverstärker-Schaltungen nachbilden, so wählt man immer die Ausführungsform mit Integrierern. Differenzierer werden nur eingesetzt, wenn ihre Funktion unverzichtbar ist. Ein Beispiel dafür ist die Gewinnung der Geschwindigkeit aus einer ortsabhängigen Spannung.

g) Komparator

Ein Komparator ist ein schneller Operationsverstärker ohne Frequenzkompensation. Natürlich kann man auch einen Operationsverstärker einsetzen. Je nach der Spannung zwischen den Eingängen schaltet der Ausgang. Kritisch wird es bei Spannungsgleichheit der Eingänge. Die extrem hohe Leerlaufverstärkung führt bei Rauschen der Eingangsspannung und auch bei der geringsten Kopplung vom Ausgang zum +Eingang zum Oszillieren des Ausgangs. Dagegen gibt es 2 Abhilfen:

Hysteresese: Der Ausgang des Verstär-

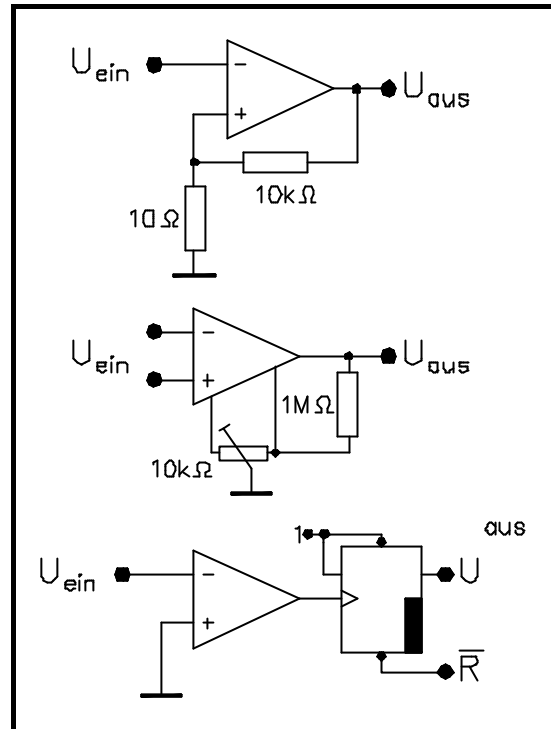


Abb. 4-11 Komparator mit Hysteresese und mit Latch

kers wird über einen Spannungsteiler auf den +Eingang zurückgeführt, was eine Mitkopplung bewirkt. Diese Hysteresese Spannung ist gleich dem Spannungshub am +Eingang. Beim Umschalten des Ausgangs wird der Schaltungspunkt des Komparators um die Hysteresese Spannung versetzt, was auch den Schaltvorgang beschleunigt. Die Spannung am -Eingang muß erst wieder um die Hysteresese Spannung absinken, damit der Komparator zurückschaltet. Erfahrungsgemäß reichen 5 - 10 mV zur Unterbindung von Oszillationen.

Benötigt die Anordnung den +Eingang, so kann man den Ausgang auch auf den passenden Nullungseingang des Komparators führen.

Latch: Am Ausgang des Komparators ist ein D-Flipflop angeschlossen, das beim ersten Schalten des Ausgangs gesetzt wird und gesetzt bleibt, bis es am \bar{R} -Eingang zurückgesetzt wird. Ein kleiner Nachteil ist die geringfügige Verzögerung durch das Flipflop.

h) Phasenschieber Allpaß

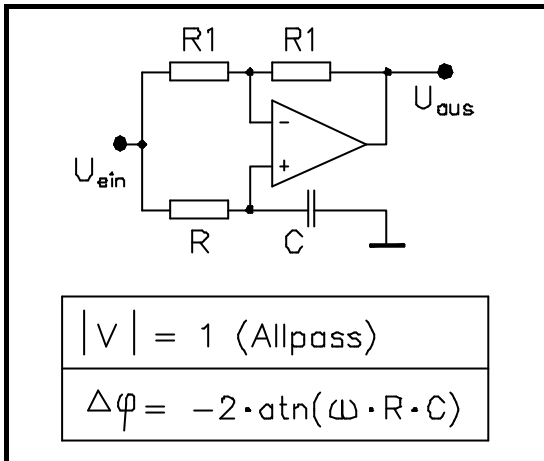


Abb. 4-11: Phasenschieber-Allpaß

Die Schaltung verhält sich als Allpaß. Die Verstärkung ist konstant, frequenzabhängig ist nur der Phasenunterschied zwischen Ein- und Ausgangsspannung. Am einfachsten versteht man die Schaltungen durch Betrachtung bei sehr tiefen und sehr hohen Frequenzen:

Bei tiefen Frequenzen ist der Kondensator sehr hochohmig und man kann ihn völlig wegdenken. Die Eingangsspannung gelangt also unverfälscht auf den +Eingang des Operationsverstärkers. Beide Enden des linken Widerstands R1 liegen an der gleichen Spannung, dadurch ist dieser stromlos. Damit muß auch der rechte Widerstand R1 stromlos sein und U_{aus} ist genau gleich U_{ein} .

Bei sehr hohen Frequenzen ist der Kondensator sehr niederohmig und legt den +Eingang wechsellspannungsmäßig an Masse. Die Schaltung arbeitet als invertierender Verstärker.

Einsatzgebiete dieser Schaltung sind Filter und Entzerrer zur Kompensation von Phasen- und Laufzeitabweichungen.

i) Differenzverstärker

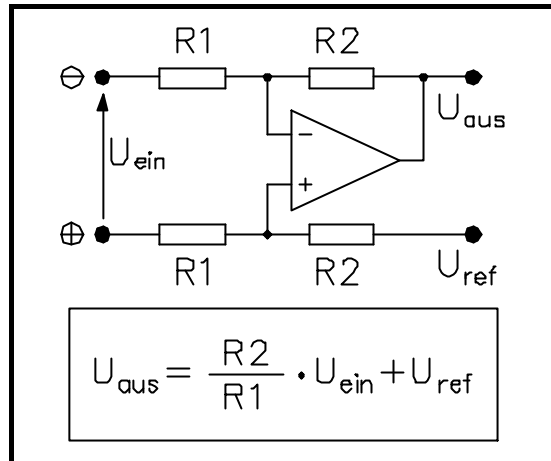


Abb. 4-12: Differenzverstärker

Der Differenzverstärker verstärkt die Spannungsdifferenz zwischen seinen beiden Eingängen um einen definierten Faktor. Seine Eingänge sind nicht hochohmig und der + Eingang wirkt auf den - Eingang zurück. Seine Schaltung wird in Abschnitt IV.3 explizit durchgerechnet.

Sehr gut eignet sich der Differenzverstärker zum Versatz von Gleichspannungen. Die Schaltung hält die Spannung zwischen Ausgang U_{aus} und Bezugsspannung U_{ref} konstant, solange Gleichtakt- und Ausgangsspannungsbereich des Operationsverstärkers eingehalten werden.

Damit löst man das Problem der Ansteuerung von Digital-Panelmetern, deren Eingangs-Bezugspunkt nicht am Minuspol der Versorgungsspannung liegt. Es wird einfach der U_{ref} -Anschluß an den Bezugspunkt gelegt. Auch Erdschleifen können mit ihrer Hilfe aufgetrennt werden.

j) Instrumentenverstärker mit 3 Operationsverstärkern

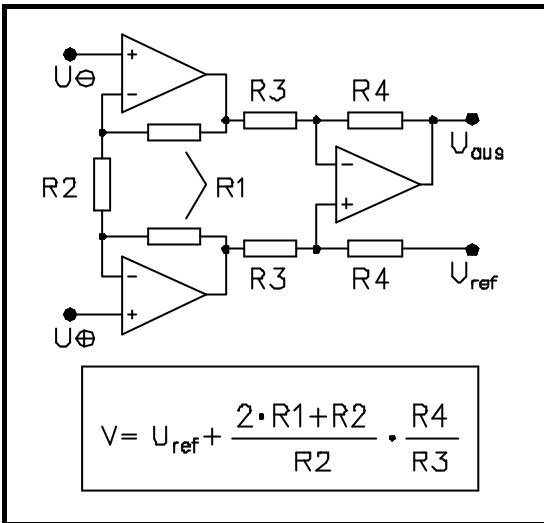


Abb. 4-13: Instrumentenverstärker mit 3 Op.verstärkern

Ein Instrumentenverstärker ist ein Differenzverstärker mit hochohmigen Eingängen. Durch den symmetrischen Aufbau hat er bis zu hohen Frequenzen eine gute Gleichtakterdrückung. Die erste Stufe kann man als 2 nichtinvertierende Verstärker ansehen mit R1 und R2/2 als Widerstandsbeschaltung. Die "Mitte" von R2 liegt auf dem Mittelwert der beiden Eingangsspannungen. Die erste Stufe verstärkt nur die Spannungsdifferenz zwischen den Eingängen, nicht aber die Gleichtaktspannung. Als 2. Stufe dient der schon bekannte Differenzverstärker, der die Gleichtaktspannung unterdrückt und die Ausgangsspannung U_{aus} auf U_{ref} bezieht. R2 als einziger nicht paarweise vorhandener Widerstand ist prädestiniert zur Verstärkungseinstellung.

k) Instrumentenverstärker mit 2 Operationsverstärkern

Dieser Instrumentenverstärker kommt mit 2 Operationsverstärkern aus. Mit dem Widerstand R_G kann die Verstär-

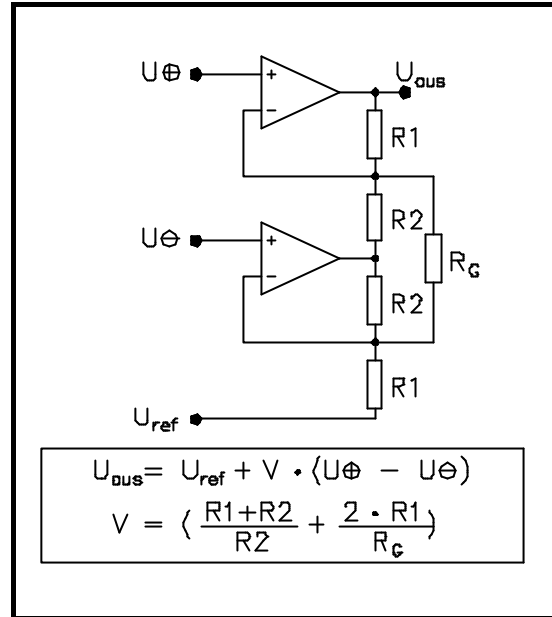


Abb. 4-14: Instrumentenverstärker mit 2 Op.verstärkern

kung zusätzlich erhöht werden, ohne ihn entfällt der rechte Term in der Formel für die Verstärkung. Bei hoher Außenverstärkung V muß der obere Verstärker sehr hoch verstärken, der untere dagegen sehr wenig. Hohe Genauigkeit ist durch diese Unsymmetrie nur bei niedrigen Frequenzen erzielbar.

l) Slew-Rate Filter

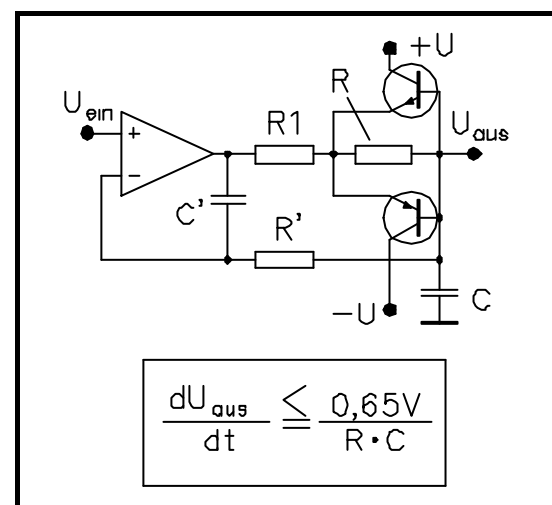


Abb. 4-15: Slew-Rate Filter

Das Filter dämpft Störimpulse durch Begrenzung der Änderungsgeschwin-

digkeit (=Slew-Rate) der Ausgangsspannung. Steigt die Spannung an R über 0,65 V, so wird einer der beiden Emitterfolger leitend und begrenzt die Spannung. Das begrenzt den Ladestrom für C und damit die Anstiegs-geschwindigkeit von U_{aus} . Die Schaltung ist im Prinzip ein Spannungsfolger, in dem die Ausgangsspannung über R1, R und R' zum - Eingang zurückgeführt wird. R und C im Gegenkopplungspfad senken die Schleifenverstärkung mit 6 dB/Okt. Ihr schädlicher Einfluß auf die Stabilität wird durch R' und C' ausgeschaltet.

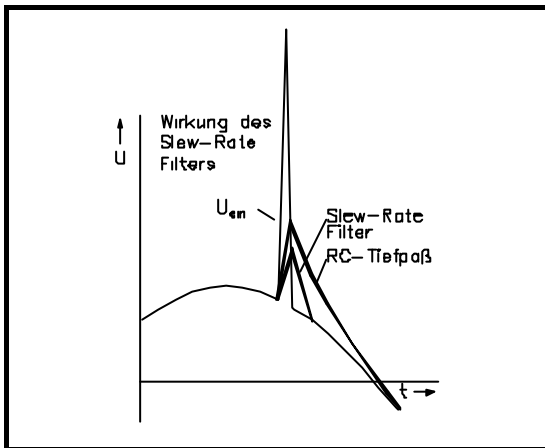


Abb. 4-16: Wirkg. Slew-Rate Filter

Liegt am Eingang ein Störimpuls, so steigt die Ausgangsspannung während des Impulses mit Maximalgeschwindigkeit an, um danach auf den Wert der Eingangsspannung zurückzukehren. Vom hohen Störimpuls bleibt nur eine dreiecksförmige Exkursion der Ausgangsspannung übrig, die von einem nachfolgenden RC-Filter leicht unterdrückt wird. Ein einfacher RC-Tiefpaß integriert die gesamte Spannungszeitfläche eines Störimpulses auf und bewirkt eine sehr viel größere Spannungsabweichung der Ausgangsspannung.

m) Bipolarer Koeffizient

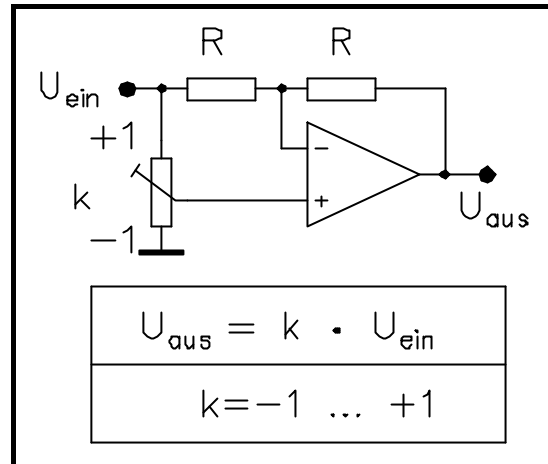


Abb. 4-17: Bipolarer Koeffizient

Schleifer oben: $k=1$, Spannungsfolger mit $U_{aus} = U_{ein}$.

Schleifer mittig: $k=0$, Differenzverstärker mit gleicher Spannung an beiden Eingängen, $U_{aus} = 0$.

Schleifer unten: $k=-1$, invertierender Verstärker, $U_{aus} = -U_{ein}$.

Die Verstärkung k kann kontinuierlich zwischen 1 und -1 eingestellt werden. Interessant ist der Einsatz mit einer Referenzspannung am Eingang, wobei die Ausgangsspannung kontinuierlich durch 0 hindurch eingestellt werden kann.

n) Sample & Hold Schaltung

Eine Sample&Hold Schaltung ist ein analoger Spannungsspeicher. Bei geschlossenem Schalter (Sample-Zustand) folgt der Ausgang der Eingangsspannung. Die kapazitive Belastung der OP-Ausgänge durch den Speicherkondensator erfordert hohe Ströme bei raschen Spannungsänderungen und stellt erhebliche Anforderungen an die Stabilität. Bei offenem Schalter im Hold-Zustand speichert der Kondensator den letzten Spannungswert und die Ausgangsspannung bleibt konstant. Die obere Schaltung in Abb. 4-19 enthält den Spannungsfolger OP1, der den Aus-

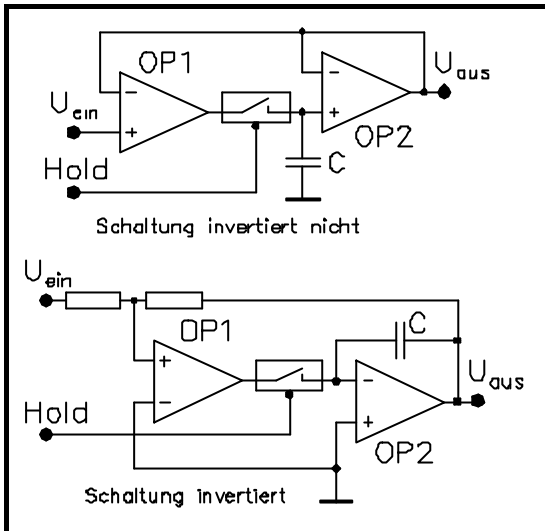


Abb. 4-18: Sample & Hold Schaltung

gang dem Eingang nachführt. Der Spannungsfolger OP2 belastet den Kondensator minimal bei offenem Schalter und der hält die Ausgangsspannung konstant. Die Schaltung invertiert nicht.

Die untere Schaltung enthält einen invertierenden Verstärker OP1, der den Ausgang des Integrierers OP2 dem Eingang nachführt. Bei offenem Schalter bleibt die Ausgangsspannung des Integrierers konstant. Diese Schaltung invertiert die Eingangsspannung.

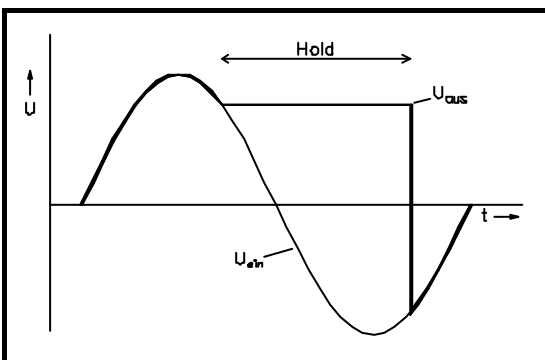


Abb. 4-19: Wirkung der Sample&Hold Schaltung

Eine Track&Hold Schaltung ist mit einer Sample&Hold Schaltung funkti-

onsmäßig identisch. Man will damit nur andeuten, ob im Normalzustand die Ausgangsspannung dem Eingang folgt (Track) oder, ob die Eingangsspannung kurzzeitig abgetastet (Sample) und danach festgehalten wird.

o) Präzisions Gleichrichter

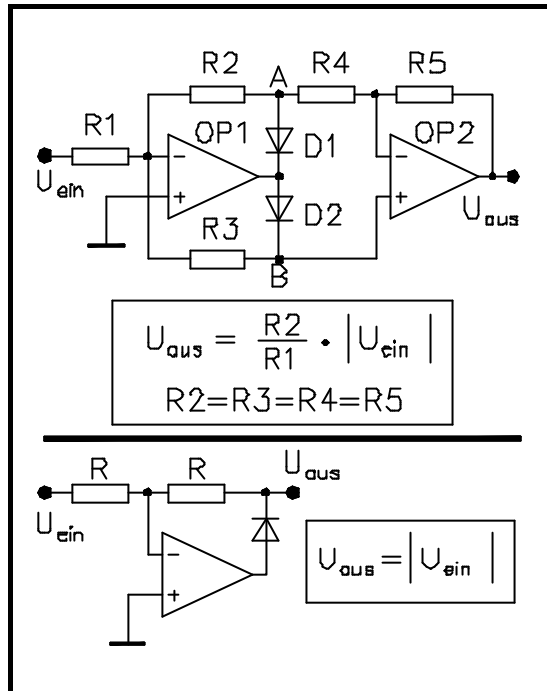


Abb. 4-20: Präzisions Gleichrichter

Die Schaltungen bilden mit hoher Genauigkeit den Betrag der Eingangsspannung. In der oberen Schaltung invertiert OP1 und die beiden Dioden D1 und D2 entscheiden über den Weg der Gegenkopplung. Bei positivem Eingang leitet D1 und an Punkt A liegt die invertierte Eingangsspannung. Diese Spannung wird von OP2 noch einmal invertiert, so daß am Ausgang wieder die Eingangsspannung auftritt.

Bei negativer Eingangsspannung leitet D2 und die invertierte Eingangsspannung liegt an Punkt B. Sie wird von OP2 nichtinvertierend verstärkt, so daß sie am Ausgang mit positivem Wert auftritt. Der durch R2, R4 und

R5 zum Eingang von OP1 zurückfließende Strom gleicht die 1,5-fache Verstärkung von OP2 exakt aus, so daß negative Eingangsspannungen um den gleichen Faktor verstärkt werden, wie positive.

In der unteren Schaltung wird eine positive Eingangsspannung über die beiden Widerstände R einfach durchgereicht. Die Diode sperrt und der Verstärker ist voll in negativer Sättigung. Bei negativer Spannung leitet die Diode und der Verstärker invertiert die Eingangsspannung. Die Ausgangsspannung ist in beiden Fällen positiv.

Ungünstig für das dynamische Verhalten ist die Tatsache, daß bei positiver Eingangsspannung der Verstärker in Sättigung geht. Die Rückkehr aus der Sättigung in den linearen Betrieb dauert einige μs und beim Einsatz der Gegenkopplung kann ein Überschwingen auftreten.

p) High-Side Strommessung

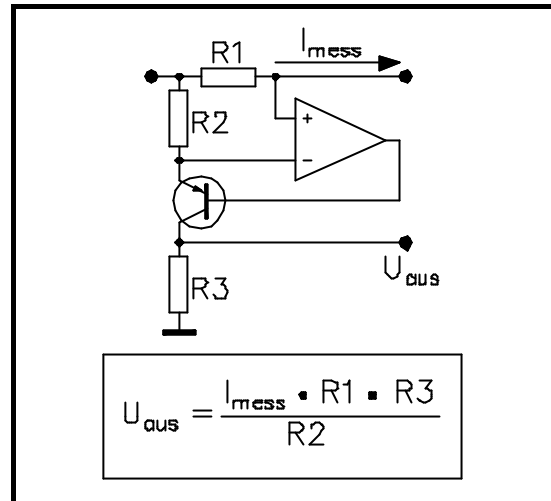


Abb. 4-21: High-Side Strommessung

Die Schaltung setzt den Strom I_{mess} in der +Leitung in eine Spannung gegen Masse um. Der Operationsverstärker erzwingt gleiche Spannungen an R1 und R2. Der Strom durch R2 fließt auch durch R3, der Spannungsabfall ist die Ausgangsspannung.

IV.3 Berechnung von Operationsverstärker-Schaltungen

Die Grundschaltungen des Operationsverstärkers lassen sich in Kenntnis der Spannungsgleichheit und Stromlosigkeit der beiden Eingänge sehr einfach berechnen. In komplizierteren Anordnungen tut man sich oft schwer mit der Aufstellung der Formeln. Die hier beschriebene "Holzhammer"-Methode beruht auf einfachsten Prinzipien und führt immer zum Ziel.

Man nimmt einfach an, die Ein- und Ausgangsspannung zu kennen und rechnet aus ihnen und der Beschaltung die Spannung an den beiden Eingängen des Verstärkers aus. Im zweiten Schritt setzt man die Spannungen an den Eingängen gleich und löst auf nach U_{aus} . Die Vorgehensweise soll an zwei einfachen Beispielen gezeigt werden:

a) Differenzverstärker

Als erstes Beispiel soll die Verstärkung des in IV.2 j vorgestellten und in Abb. 4-23 nochmals gezeigten Differenzverstärkers berechnet werden:

1. Schritt: Spannungen an den Eingängen:

Beim -Eingang wird zur Spannung U_{aus} die vom Spannungsteiler R_1 , R_2 heruntergeteilte Spannungsdifferenz zwischen U_- und U_{aus} addiert:

$$U_{\text{Op-}} = U_{\text{aus}} + (U_- - U_{\text{aus}}) \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

Am +Eingang liegt die heruntergeteilte Spannung U_+ :

$$U_{\text{Op+}} = U_+ \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

2. Schritt: Gleichsetzen:

$$\begin{aligned} U_{\text{Op+}} &= U_+ \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} = \\ &= U_{\text{aus}} + (U_- - U_{\text{aus}}) \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} \\ U_+ &= U_{\text{aus}} \cdot \frac{R_1 + R_2}{R_2} + U_- - U_{\text{aus}} \\ U_+ - U_- &= U_{\text{aus}} \cdot \frac{R_1 + R_2}{R_2} - U_{\text{aus}} \cdot \frac{R_2}{R_2} \\ &= U_{\text{aus}} \cdot \frac{R_1}{R_2} \end{aligned}$$

Damit erhält man die gesuchte Beziehung:

$$U_{\text{aus}} = \frac{R_2}{R_1} \cdot (U_+ - U_-)$$

b. Instrumentenverstärker mit 2 Operationsverstärkern:

(Siehe IV.2 I und Abb. 4-15)

"Unterer" Operationsverstärker. U^* ist die Spannung an seinem Ausgang:

1. Schritt: Spannungen berechnen:

Spg. am Op. +Eingang:

$$U_{\text{Op+}} = U_-$$

Spg. am Op. -Eingang::

$$U_{\text{Op-}} = U_{\text{ref}} + (U^* - U_{\text{ref}}) \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

2. Schritt: Gleichsetzen:

$$U_{\text{Op+}} = U_{\text{Op-}}$$

$$U_- = U_{\text{ref}} + (U^* - U_{\text{ref}}) \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

Nach U^* auflösen:

$$\begin{aligned} U_- &= U_{\text{ref}} + U^* \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2} - \\ &\quad - U_{\text{ref}} \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} U^* \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2} &= \\ &= U_- + U_{\text{ref}} \cdot \left(\frac{R_1}{R_1 + R_2} - 1 \right) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 &= U_- + U_{\text{ref}} \cdot \left(\frac{R_1}{R_1 + R_2} - \frac{R_1 + R_2}{R_1 + R_2} \right) \\
 &= U_- + U_{\text{ref}} \cdot \frac{-R_2}{R_1 + R_2} \\
 &= U_- - U_{\text{ref}} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2}
 \end{aligned}$$

Nun wird $\frac{R_1}{R_1 + R_2}$ auf die rechte Seite gebracht:

$$\begin{aligned}
 U^* &= U_- \cdot \frac{R_1 + R_2}{R_1} - \\
 &\quad - U_{\text{ref}} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot \frac{R_1 + R_2}{R_1}
 \end{aligned}$$

Damit ist der Wert von U^* gefunden:

$$U^* = U_- \cdot \frac{R_1 + R_2}{R_1} - U_{\text{ref}} \cdot \frac{R_2}{R_1}$$

Jetzt wird der "obere" Operationsverstärker berechnet:

1. Schritt: Spannungen berechnen:
Spg. am Op. +Eingang:

$$U_{\text{Op}+} = U_+$$

Spg. am Op. -Eingang:

$$U_{\text{Op}-} = U^* + (U_{\text{aus}} - U^*) \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

2. Schritt: Gleichsetzen:

$$U_{\text{Op}+} = U_{\text{Op}-}$$

$$U_+ = U^* + (U_{\text{aus}} - U^*) \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

Nach U_{aus} auflösen:

$$\begin{aligned}
 U_+ &= U^* + U_{\text{aus}} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} - \\
 &\quad - U^* \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2}
 \end{aligned}$$

$$U_{\text{aus}} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} =$$

$$\begin{aligned}
 &= U^* \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} - U^* + U_+ \\
 &= U^* \cdot \left(\frac{R_2}{R_1 + R_2} - 1 \right) + U_+
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 &= U^* \cdot \left(\frac{R_2}{R_1 + R_2} - \frac{R_1 + R_2}{R_1 + R_2} \right) + U_+ \\
 &= U^* \cdot \frac{-R_1}{R_1 + R_2} + U_+ \\
 &= U_+ - U^* \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2}
 \end{aligned}$$

Beide Seiten werden durch $\frac{R_2}{R_1 + R_2}$ dividiert:

$$\begin{aligned}
 U_{\text{aus}} &= U_+ \cdot \frac{R_1 + R_2}{R_2} - \\
 &\quad - U^* \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot \frac{R_1 + R_2}{R_2}
 \end{aligned}$$

$$U_{\text{aus}} = U_+ \cdot \frac{R_1 + R_2}{R_2} - U^* \cdot \frac{R_1}{R_2}$$

zum Abschluß U^* einsetzen:

$$\begin{aligned}
 U_{\text{aus}} &= U_+ \cdot \frac{R_1 + R_2}{R_2} - \\
 &\quad - \left(U_- \cdot \frac{R_1 + R_2}{R_1} - U_{\text{ref}} \cdot \frac{R_2}{R_1} \right) \cdot \frac{R_1}{R_2} \\
 &= U_+ \cdot \frac{R_1 + R_2}{R_2} - U_- \cdot \frac{R_1 + R_2}{R_1} \cdot \frac{R_1}{R_2} + \\
 &\quad + U_{\text{ref}} \cdot \frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{R_1}{R_2}
 \end{aligned}$$

$$= U_+ \cdot \frac{R_1 + R_2}{R_2} - U_- \cdot \frac{R_1 + R_2}{R_2} + U_{\text{ref}}$$

Ergebnis:

$$U_{\text{aus}} = U_{\text{ref}} + \frac{R_1 + R_2}{R_2} \cdot (U_+ - U_-)$$

Für eigene Rechenübungen eignet sich sehr gut die Howland Stromquelle aus Kapitel VII.2c. Ihre Formeln fallen am Ende wie ein Kartenhaus in sich zusammen.

IV.4 Stabilität von Operationsverstärkern

Nach Nyquist ist es hinreichend für die Stabilität einer Operationsverstärker-Schaltung, daß die Schleifenverstärkung ab einer bestimmten Frequenz mit einer Steigung zwischen 6 und 12 dB/Oktave abfällt. Bei Verdopplung der Frequenz muß die Verstärkung mindestens auf die Hälfte und darf maximal auf 1/4 abfallen. Wir wollen jetzt Maßnahmen studieren, mit denen man einer real vorhandenen Schaltung das Schwingen abgewöhnen kann. Das Wissen um die Theorie ist zwar auch hier sehr hilfreich (es ist nichts so praktisch wie eine gute Theorie), aber die Maßnahmen müssen wirklich am Arbeitstisch ausgeführt werden und zum Erfolg führen.

a) Ursachen des Schwingens und Abhilfe

Das erste praktische Problem liegt darin, daß eine schwingende Schaltung durchaus arbeitet, aber teilweise merkwürdige Eigenschaften zeigt. Selbst so behäbige Operationsverstärker wie der 741 können mit kleiner Amplitude bei unerwartet hohen Frequenzen schwingen. Indizien für Schwingen sind Handempfindlichkeit der Schaltung und jähe Spannungsänderungen beim Anschließen von Prüfspitzen oder beim Stochern mit einem Schraubenzieher. Handempfindlichkeit kann aber auch von antiparallelen Schutzdioden zwischen den Eingängen herrühren, die bei wechselnder Beleuchtung schwankende Photoströme abgeben.

Sehr oft ist das Schwingen auf einen zu schnellen Verstärkungsabfall bei hohen Frequenzen zurückzuführen und so sollten als erste Maßnahme die Betriebsspannungen unmittelbar

am Verstärker auf kürzestem Weg mit induktionsarmen Kondensatoren nach Masse abgeblockt werden. Gut eignen sich hierfür keramische Scheibenkondensatoren mit 0,1 μF .

Dadurch sind die Versorgungsspannungen des Verstärkers auch bei hohen Frequenzen stabil und Spannungsabfälle an Zuleitungsinduktivitäten können nicht über die Betriebsspannung die Verstärkung herabsetzen.

Diese Methode wird auch beim Einsatz von 3-beinigen Spannungsreglern dringend empfohlen. Ein 0,1 μF Kondensator zwischen Eingang und Masse direkt am Spannungsregler sorgt für Ruhe. Auch ein Mensch steht beim Arbeiten lieber auf festem Boden als auf einem wackligen Stuhl oder Glatteis.

Eine weitere Ursache für Schwingen von ansonsten unkritischen Schaltungen kann eine kapazitive Belastung des Ausgangs sein. Zusammen mit dem Innenwiderstand des Ausgangs ergibt eine kapazitive Last einen Tiefpaß mit 6 dB/Oktave Verstärkungsabfall. Abhilfe bringt ein Entkopplungswiderstand (Richtwert 47 Ω) zwischen Ausgang und Last. Die Gleichstromgegenkopplung wird an der Last abgegriffen, eine eventuelle Wechselspannungsgegenkopplung direkt am Ausgang des Operationsverstärkers.

b) Die Wald- und Wiesenmethode

Diese Maßnahmen sind noch kein Allheilmittel. Schwingt die Schaltung immer noch, so kann man versuchen, die Schleifenverstärkung so weit herabzusetzen, daß sie die Verstärkung 1 mit einer Steigung zwischen 6 und 12 dB/Oktave durchläuft. Dies ist die "Wald- und Wiesenmethode", die immer zum Erfolg führt, aber wegen des Absenkens der Schleifenverstärkung die Regelgenauigkeit herabsetzt.

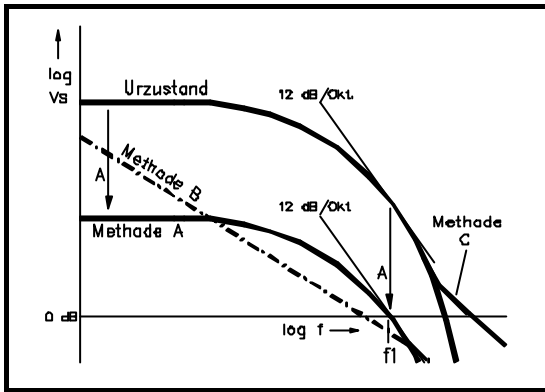
Abb. 4-22: Nyquist Diagramm von V_s

Abb. 4-24 zeigt den Frequenzgang der Schleifenverstärkung V_s einer instabilen Schaltung und die Frequenz f_1 , oberhalb derer die Verstärkung mit mehr als 12 dB/Oktave absinkt. Die schon besprochene Möglichkeit (A) zur Beruhigung besteht in einer Absenkung der Schleifenverstärkung. Die Schleifenverstärkung der Schaltung ist jetzt so weit herabgesetzt, daß sie bei der Frequenz f_1 gleich 1 wird. Damit ist die Schaltung stabil, aber auf Kosten der Genauigkeit. Dies Verfahren ist bei Temperaturreglern üblich. Dort umschreibt man die rigorose Herabsetzung der Schleifenverstärkung vornehm als "Proportionalbereich", also einen Temperaturbereich, in dem sich die Stellgröße proportional zur Regelabweichung ändert. Übliche Werte liegen um 1°C und sind mittels Potentiometer einstellbar.

c) Durchführung der Verstärkungsabsenkung

Die einfachste Möglichkeit zur probeweisen Herabsetzung der Schleifenverstärkung ist ein Widerstand von $1\text{k}\Omega$ direkt zwischen den beiden Eingängen des Operationsverstärkers. Von den Auswirkungen vor allem auf den Biasstrom wollen wir lieber schweigen, aber der Einbau ist rasch ausgeführt. Will man den Widerstand auf Dauer installieren, so lege man

probeweise einen Kondensator (ca. $0,1\ \mu\text{F}$) in Reihe mit dem Widerstand, um die Gleichstromgenauigkeit zu erhalten. Wichtig sind in jedem Fall kurze Verbindungen, um Rückwirkungen vom Ausgang auf den +Eingang zu vermeiden.

Die andere Möglichkeit (B) besteht im Einführen einer Zeitkonstante in die Gegenkopplungsschleife, die deutlich (ca. Faktor 10) größer ist, als alle vorhandenen Zeitkonstanten. Man legt dazu einen Kondensator vom Ausgang des Operationsverstärkers zum -Eingang und steuert den -Eingang mit einem ausreichend großen Innenwiderstand an. Dies Verfahren funktioniert gut bei höheren Frequenzen, erfordert aber unrealistisch große Zeitkonstanten bei Temperaturregelungen. Hier erzielt man Stabilität auf Kosten eines langsameren Einschwingverhaltens. Natürlich kann man die Möglichkeiten A und B kombinieren.

Mathematisch Bewanderte entnehmen dem Ausdruck "hinreichend" im Nyquist-Kriterium, daß eine Schaltung stabil sein kann, obwohl die Bedingung nicht erfüllt ist. Ein weniger scharfes Kriterium sagt aus, daß es für Stabilität ausreicht, wenn die Verstärkung bei hohen Frequenzen mit 6-12 dB/Oktave abfällt und mit dieser Steigung die Frequenz durchläuft, bei welcher die Schleifenverstärkung = 1 wird. Der Verstärkungsverlauf in der Nähe dieser Frequenz ist also für die Stabilität entscheidend. Damit wird das Nyquist Kriterium aber nicht wertlos, denn eine nach Nyquist stabiler Regelkreis hat ein viel besseres Einschwingverhalten als ein gerade noch stabiler Kreis nach dem anderen Kriterium.

Wir haben die Anwendung dieses Kriteriums schon beim Differenzierer und beim Slew-Rate Filter kennengelernt, wo R' und C' die Schleifenverstärkung bei hohen Frequenzen wieder anheben. Bei Einsatz in einem Regelkreis legt man ein RC-Glied vom Ausgang zum -Eingang des Operationsverstärkers (Methode C). Der Kondensator sperrt Gleichstrom und erhält so die Regelgenauigkeit bei tiefen Frequenzen, während der Widerstand bei hohen Frequenzen einen Bruchteil der Ausgangsspannung zum Eingang zurückführt. Aus Sicht des Operationsverstärkers wird die Schleifenverstärkung so weit angehoben, bis sie beim Wert 0 dB bei der Frequenz f_1 mit maximal 12 dB/Oktave abfällt. Diese Rückkopplung stellt Ruhe her, sie behandelt aber nur die Symptome und verbessert nicht das Regelverhalten. Das RC-Glied muß für diejenige Frequenz bemessen sein, bei der die Schleifenverstärkung den Wert 1 durchläuft.

Bei der Temperaturregelung eines Peltierkühlers erwiesen sich 100 μF in Reihe mit 100 $\text{k}\Omega$ als optimal, nachdem anfangs lange mit kleineren Werten des Kondensators und vor allem des Widerstands herumprobiert wurde.

d) Ein Beispiel aus der Praxis Temperaturregelungen z.B. eines Wärmeofens zeigen oft hartnäckige Schwingungen bei recht tiefen Frequenzen. Die Wald- und Wiesenmethode A hilft auch hier, doch sollte man zuvor die Anordnung des Temperaturfühlers betrachten:

Die Wärme wird vom Heizwiderstand zum Fühler vor allem durch die Ofenwände geleitet, die sowohl einen Wärmewiderstand als auch eine Wärmekapazität haben. Dem entspricht elektrisch eine Reihenschaltung sehr vieler RC-Glieder, die ab einer Grenzfrequenz einen immer steiler werdenden Verstärkungsabfall bewirken. Dies ist ein Kettenleiter (gefürchtet bei Regelungstechnikern!).

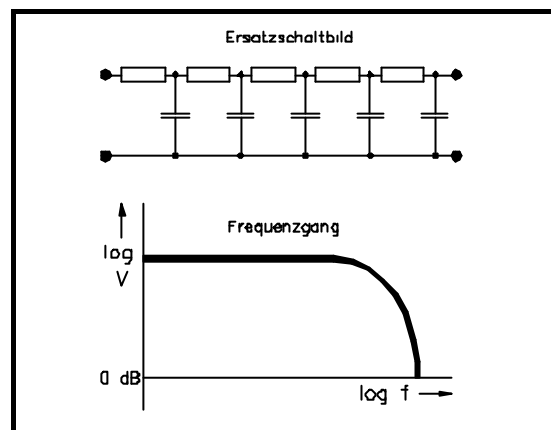


Abb. 4-23: Ein Kettenleiter

Um den Kettenleiter kurz zu halten, darf der Temperaturfühler nicht allzu weit vom Heizwiderstand entfernt sein. Als Anhaltswert seien 10 % der Ofenabmessungen genannt. Dies widerspricht der intuitiven Absicht, durch eine weit entfernte Anordnung eine völlige Durchwärmung der Ofenwände zu erreichen und wird deswegen ausdrücklich erwähnt.