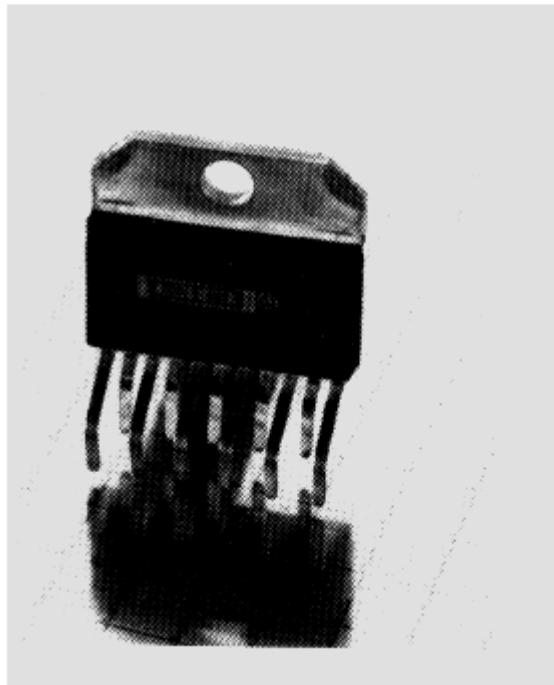


6 Definition des Operationsverstärkers

Um den Begriff zu definieren, muß man nicht weit ausholen. Wie schon im Vorwort erwähnt, handelt es sich grundsätzlich um einen Verstärkerbau, mit dem sich mathematische Operationen auf elektronischem Wege durchführen lassen.

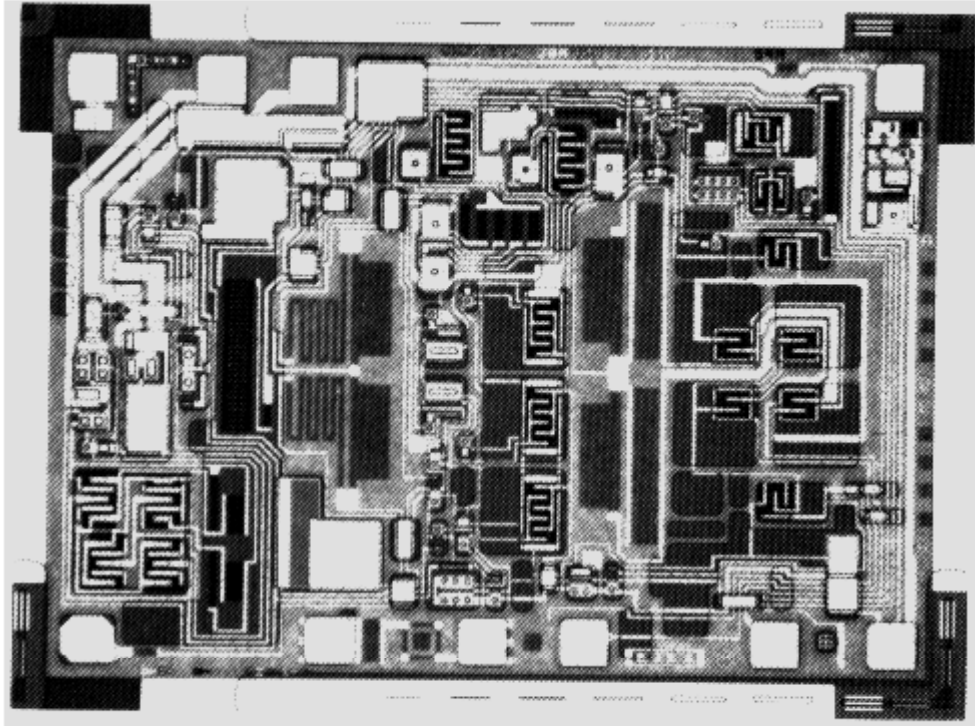
Es soll hier ausdrücklich betont werden, daß jeder Verstärker, der hierzu in der Lage ist als Operationsverstärker bezeichnet werden kann.

b) einbaufertiger Operationsverstärker



Der Begriff beschränkt sich also keineswegs auf eine bestimmte Bauform. So können Operationsverstärker auf herkömmlichem Wege mit Röhren oder aktiven Halbleiterbauelementen als Verstärker-Vierpole aufgebaut sein, Teil einer komplexeren Schaltung sein oder für sich alleine ein Gerät darstellen. Operationsverstärker sind in einer Vielzahl von Fällen Schaltungsteile in kompletten Anlagen und Geräten; so handelt es sich zum Beispiel bei Regelverstärkern in stabilisierten Stromversorgungen um Operationsverstärker. Andererseits werden Operationsverstärker als industriemäßig gefertigte Produkte mit „Bauelemente-Charakter“ angeboten. Bei diesen handelt es sich einmal um diskret, also unter Verwendung von Einzel-Bauelementen aufgebaute, andererseits um in monolithischen Fertigungstechnologien hergestellte „integrierte-Operationsverstärker. Leider hat es sich in jüngster Zeit eingebürgert, ausschließlich den Operationsverstärker im Bauelemente-Format als solchen zu bezeichnen.

a) Chip-Aufnahme eines schnellen Operationsverstärkers



Nun werden die meisten in Betrieb genommenen Operationsverstärker nicht für Anwendung in der analogen Rechentechnik eingesetzt, vielmehr erfüllen sie in fast allen Fällen allgemeiner gestellte Aufgaben. Deshalb soll einmal zusammengefaßt werden, was ein Operationsverstärker global gesehen Zutun hat.

Sind mathematische Größen auf elektronischem Wege zu berechnen, so kann es sich bei den bekannten und demzufolge auch bei den unbekannt zu berechnenden Größen sowohl um nicht veränderliche als auch um veränderliche, sogar ziemlich schnell veränderliche Werte handeln, Die Ergebnisse sollen stets mit hoher Genauigkeit vorliegen
Daraus ergeben sich die Forderungen an *jeden* Operationsverstärker

1. **Er muß Gleich- und Wechsellspannungssignale mit hoher Genauigkeit verarbeiten können.**
2. **Linear (konstanter Verstärkungsfaktor)**
3. **Hochohmiger Eingang (für die Spannungsverstärkung)**
4. **Niederohmiger Ausgang (für die Spannungsverstärkung)**
5. **Nullpunktstabilität**
6. **Unempfindlich gegen äußere Einflüsse (Temperatur, EMV etc)**

Diese Fähigkeit ist nicht nur bei Anwendungen in der analogen Rechentechnik von nutzen. Vor der Erfindung des Operationsverstärker-Prinzips gab es zwar schon hinreichend genaue Breitbandverstärker - man denke nur an die Verstärker in Kathodenstrahl-Oszillografen - doch konnte man eine aus der analogen Rechentechnik stammende Forderung nicht erfüllen.

Es ist nämlich von größter Bedeutung, daß sich bei Analogrechnern die Parameter, z.B. Multiplikationsfaktoren, einfach und jederzeit verändern lassen. Was nützte ein Analogrechner, mit dem sich nur immer ein und dieselbe Aufgabe lösen ließe?

Nun, bei Linearverstärkern - Verstärkern mit vielen Stufen, wobei jede dieser Verstärkerstufen für sich alleine gegengekoppelt ist - wird die Forderung an variablen Verstärkungsgrad zwar auch erfüllbar sein, doch unter einem Aufwand, der für die analoge Rechen-technik nicht tragbar ist

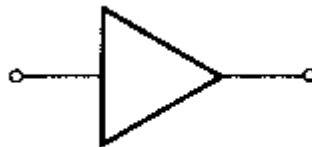
Beim Operationsverstärker ist das anders, Nur wenige an den Verstärkereingang und -ausgang angeschlossene Bauelemente, im einfachsten Falle zwei (!) Widerstandswerte, bestimmen den Verstärkungsgrad der gesamten Anordnung. Das aktive Element einer solchen Anordnung, den Operationsverstärker, kann man als Vierpol, als „Schwarzen Kasten“ mit lediglich zwei Eingang und zwei Ausgangsklemmen betrachten.

Beim Einsatz eines Operationsverstärkers interessieren lediglich die technischen Daten des „Schwarzen Kastens“, den man wie ein Gerät oder Bauelement, also nicht weiter auflösbar betrachten kann. Die interne Schaltung eines Operationsverstärkers ist für den Anwender eigentlich ohne Bedeutung. Nur die technischen Eigenschaften und die äußere Beschaltung interessieren.

6.1 Die Schaltungssymbole von Operationsverstärkern

Gerade wenn ein Operationsverstärker in Bauelemente-Form innerhalb einer Schaltung beschrieben werden soll, verwendet man ein spezifisches Symbol.

Geringfügig unterscheiden sich die drei Versionen von Operationsverstärkern, die industriemäßig hergestellt werden. Es gibt da zunächst die einfachste Ausführung, einen invertierenden - die Polarität zwischen Ein- und Ausgang drehenden - Operationsverstärker, wie er in *Abb. 1.1.1* gezeigt ist.

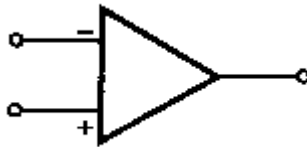


1.1.1 Symbol für einen
Operationsverstärker
mit einem Eingang

Die Version verfügt über insgesamt drei Anschlüsse, wenn man die Anschlüsse für die notwendige Stromversorgung außer Betracht läßt. Ein Anschluß ist der Eingang, ein anderer der Ausgang und der dritte ist gleichermaßen für Ein- und Ausgang Bezugspunkt. (Da der

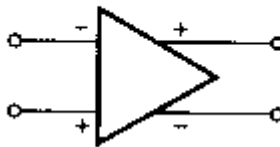
Ausdruck „Masse“ eigentlich für die elektrisch leitende größte Oberfläche in einer elektrischen Anlage gilt, die gleichzeitig das niedrigste Potential gegen Erde führt, wird der Ausdruck „Masse“ in diesem Buch nur in diesem Sinne, ansonsten der Begriff „Bezugspunkt“ verwendet.)

Die *Abb. 1.1.2* zeigt die am häufigsten vorkommende Ausführung von Operationsverstärkern. Sie besitzt zwei Eingänge, einen Ausgang und den für Ein- und Ausgang gemeinsamen Bezugspunkt.



**1.1.2 Symbol für einen
Operationsverstärker
mit Differenz-Eingang**

In *Abb. 1.1.3* ist ein Operationsverstärker mit Differenz-Eingang und -Ausgang dargestellt bei dem die Eingänge und Ausgänge symmetrisch gegen den Bezugspunkt liegen.



**1.1.3 Symbol für einen
Operationsverstärker
mit Differenz-Eingang
und -Ausgang**

Diese Version wird zum Beispiel zum Treiben erdsymmetrischer Leitungen und Transformatoren verwendet.

In allen drei Abbildungen sehen wir die verschiedenen Eingänge mit Polaritätszeichen gekennzeichnet. Diese besagen folgendes:

Legt man an den mit „+“ bezeichneten Eingang ein gegenüber dem Bezugspunkt positives Signal, so erhält man auch am Ausgang ein positives Signal. legt man dagegen an den „-“ Eingang gegenüber dem Bezugspunkt ein positives Signal an, so erhält man am Ausgang (beim Operationsverstärker nach *Abb. 1.1.3* der „+“-Ausgang) gegenüber dem Bezugspunkt ein negatives Signal.

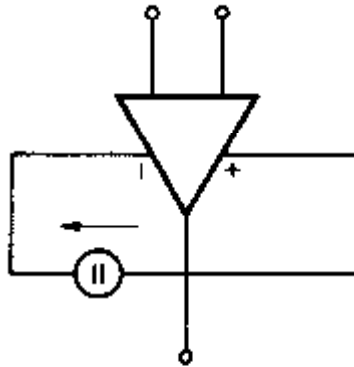
Bei Umpolung des Eingangssignals (nur möglich bei den Operationsverstärker-Ausführungen gemäß *Abb. 1.1.2* und *1.1.3*) dreht sich auch die Richtung des Ausgangssignals um.

Aus diesem Grunde nennt man den „-“-Eingang *invertierend*, den „+“-Eingang *nicht invertierend*.

Diese Tatsache ist von grundlegender Bedeutung.

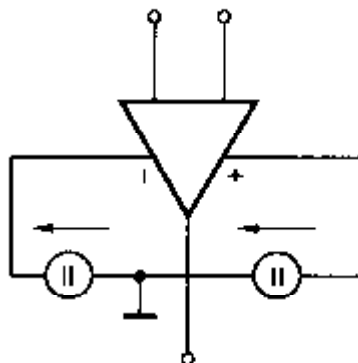
6.2 Operationsverstärker und ihre Stromversorgung

Es gibt zwei verschiedene Möglichkeiten, Operationsverstärker mit Betriebsspannung zu versorgen. Die Versorgung mit einer Spannungsquelle nach *Abb. 1.2.1* nennt man *unipolar* (einpolig),



1.2.1 Unipolare Stromversorgung
eines Operationsverstärkers

die Versorgung nach *Abb. 1.2.2* *bipolar* (zweipolig).



1.2.2 Bipolare Stromversorgung
eines Operationsverstärkers

Bei bipolaren Stromversorgungen bildet die Verbindung zwischen den beiden in Reihe liegenden Einzel-Spannungsquellen den Bezugspunkt, der sowohl für Eingänge als auch für den Ausgang die Rückführung darstellt.

Der wesentliche Unterschied zwischen unipolarer und bipolarer Stromversorgung ist der, daß der Operationsverstärker, der von zwei Quellen versorgt wird, ausgangsseitig beide Polaritäten gegenüber dem Bezugspunkt abgeben kann. Wenn bestimmte Eingangsbedingungen erfüllt sind, kann am Ausgang des bipolar versorgten Operationsverstärkers sogar 0 V liegen, was beim unipolar versorgten infolge von Transistor-Restspannungen vollkommen unmöglich ist.

Er würde dieses bei Vollaussteuerung gegen das Bezugspunkt-Potential am Ausgang nie erreichen. Bei derselben Eingangsbedingung, die beim Operationsverstärker mit bipolarer Spannungsversorgung 0 V am Ausgang ergäbe, würde der unipolar versorgte Verstärker die halbe Betriebsspannung an seinem Ausgang abgeben.

Beim Operationsverstärker mit Differenz-Eingang und -Ausgang (siehe Abb. 1.1.3) wäre in diesem Falle die Differenz zwischen beiden Ausgängen Null, sie lägen beide auf halber Betriebsspannung gegenüber dem Bezugspunkt.

Abbildung 7.2 zeigt den typischen Verlauf der Ausgangsspannung als Funktion von U_D . Die Ausgangsspannung ist im Bereich $U_{a \min} < U_a < U_{a \max}$ näherungsweise linear von U_D abhängig. Dieser Bereich heißt **Ausgangsaussteuerbarkeit**. Wenn diese Grenze erreicht ist, steigt U_a bei einer weiteren Vergrößerung von U_D nicht weiter an, d.h. der Verstärker wird übersteuert. Die Aussteuerungsgrenzen $U_{a \max}$ und $U_{a \min}$ liegen betragsmäßig um ca. 3V unter der negativen Betriebsspannung. Beim Betrieb eines Operationsverstärkers mit $\pm 15V$ ergibt sich demnach eine typische Ausgangsaussteuerbarkeit von $\pm 12V$.

Beim idealen Operationsverstärker geht die Übertragungskennlinie durch den Nullpunkt. Beim realen Operationsverstärker ist sie jedoch, wie in Abb. 7.2 gestrichelt eingezeichnet, geringfügig verschoben, d.h. man muß eine kleine Spannungsdifferenz an die Eingänge anlegen, um die Ausgangsspannung auf Null zu bringen. Diese Differenzspannung heißt **Offsetspannung U_o** (input offset voltage).

Sie liegt in der Größenordnung von einigen mV und kann in vielen Anwendungsfällen vernachlässigt werden. In kritischen Fällen kann man sie auf Null abgleichen. Für diesen Zweck sind bei den meisten integrierten Operationsverstärkern geeignete Anschlußpunkte herausgeführt.

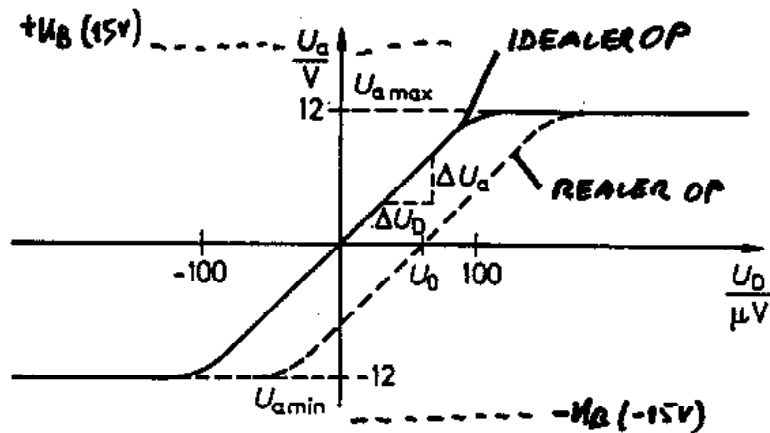


Abb. 7.2 Ausgangsspannung als Funktion der Eingangsspannungsdifferenz. Gestrichelt eingezeichnet: ohne Offsetspannungsabgleich

Beschaltung für die Offsetkompensation:

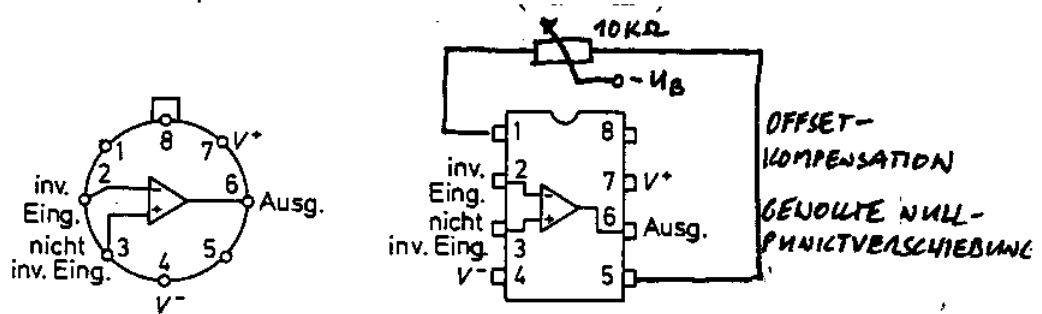


Abb. 7.7 Anschlußschema von Operationsverstärkern im runden Metallgehäuse und im 8-poligen Dual-Inline-Gehäuse jeweils von oben gesehen

Die gängige Anschlußbelegung für alle gebräuchlichen Operationsverstärker ist in Abb. 7.7 dargestellt. Unterschiede bestehen lediglich beim Anschluß eines Nullpunkteinstellers.

6.3 Idealer und realer Operationsverstärker

Moderne Operationsverstärker bestehen aus vielen Transistoren und Widerständen. Trotz guter Schaltungstechnik und fortgeschrittener Herstellungstechnologie verursachen Bauteileigenschaften und deren Toleranzen Abweichungen von den angestrebten Eigenschaften des idealen Operationsverstärkers. Sind die Abweichungen im genutzten Arbeitsbereich ausreichend klein, dann kann man die Schaltung mit einem idealen Verstärker berechnen.

Tabelle 8-1. Vergleich eines idealen und eines realen Operationsverstärkers.

Eigenschaft des Operationsverstärkers (OPV)	Symbol	Einheit	Idealer OPV	Realer OPV
Eingangsfehlspannung	U_{10}	mV	0	10 μ V bis 10 mV
Temperatureinfluß auf U_{10}	$\alpha_{U_{10}}$	μ V/K	0	0,2 μ V/K bis 10 μ V/K
Rauschen (Noise)	U_n	nV/\sqrt{Hz}	0	2,5 nV/\sqrt{Hz} bis 100 nV/\sqrt{Hz}
Eingangsstrom	I_1	nA	0	0,1 pA bis 1 μ A
Eingangswiderstand	R_1	M Ω	∞	100 k Ω bis 10 ¹⁵ Ω (MOSFET)
Gleichtaktunterdrückung	$CMMR$	dB	∞	70 dB bis 120 dB
Einfluß der Speisespannung	$PSRR$	μ V/V	0	0,1 μ V/V bis 0,1 mV/V
Verstärkung bei Gleichstrom	V_{U0}	V/mV	∞	10 V/mV bis 10 ⁴ V/mV
Frequenzabhängigkeit der Verstärkung (Grenzfrequenz)	f_g		∞	1 Hz bis 10 kHz Abfall V_{U0} mit 20 dB/Dekade
Anstiegsgeschwindigkeit der Ausgangsspannung	S	V/ μ s	∞	0,5 V/ μ s bis 2000 V/ μ s
Ausgangswiderstand	R_0	Ω	0	10 Ω bis 1 k Ω

Tabelle 8-4 vergleicht die wichtigsten Kenndaten eines idealen und eines realen Operationsverstärkers und gibt den Wertebereich der Kenndaten bei realen Operationsverstärkern an

Preisgünstige Operationsverstärker besitzen sowohl gute als auch schlechte Werte. Für viele Anwendungen ist dies ausreichend. In einer ersten, sehr einfachen Näherung betrachtet man den Verstärker als ideal; lediglich die *Eingangsfehlspannung* (Offsetspannung U_{10}) und der Frequenzgang $v = f(f)$ werden besonders betrachtet (grau gekennzeichnete Zeilen in Tabelle 8-1).

Tabelle 8-2. Begriffe beim Operationsverstärker.

Grenzwerte (Absolute maximum ratings)	Werte	Diese Werte dürfen nicht überschritten werden, ohne den Verstärker zu beschädigen.
Speisespannung (Supply voltage)	$U_s = \pm 18 \text{ V}$	höchstzulässige Versorgungsspannung
Eingangsspannung (Input voltage range)	$U_i = \pm 15 \text{ V}$	höchstzulässige Eingangsspannung
Differenzeingangsspannung (Differential input range)	$U_{ID} \pm 30 \text{ V}$	höchstzulässige Spannung zwischen den Eingängen
Kurzschlußdauer (Duration of output short circuit)	$t_z = \infty$	Diese Zeit darf der OPV bei 25°C Umgebungstemperatur gegen 0V kurzgeschlossen sein.
Sperrschichttemperatur (Junction temperature)	$T_j = 150^\circ\text{C}$	höchstzulässige Sperrschichttemperatur im Betrieb
Lagertemperatur (Storage temperature)	$T_{\text{stg}} = -55^\circ\text{C}$ 125°C	zulässiger Bereich der Umgebungstemperatur ohne Betrieb
Funktionsbereich (Operating range)		In diesem Bereich hält der Verstärker die angegebenen Daten ein.
Speisespannung (Supply voltage)	$U_s = \pm 3 \text{ V}$ $\pm 18 \text{ V}$	In diesem Bereich arbeitet der Verstärker linear.
Umgebungstemperatur (Operating free-air temperature)	$T_U = 0^\circ\text{C}$ bis 70°C T_A	In diesem Bereich hält der Verstärker die angegebenen Daten ein.
Kennwerte (Electrical characteristics)		
Eingangsnullspannung, Eingangsfehlspannung (Input offset voltage)	$U_{i0} = \pm 2 \text{ mV}$	Bei dieser Eingangsspannung wird die Ausgangsspannung des Operationsverstärkers 0 V.
Temperaturkoeffizient der Eingangsfehlspannung (Temperature coefficient of input offset voltage)	$\alpha_{U_{i0}} = 3 \mu\text{V/K}$ $\alpha_{V_{i0}}$	Änderung der Eingangsfehlspannung als Funktion der Sperrschichttemperatur
Eingangsnullstrom, Eingangsfehlstrom (Input offset current)	$I_{i0} = \pm 20 \text{ nA}$	Bei dieser Eingangsstromdifferenz wird die Ausgangsspannung des Operationsverstärkers 0 V.
Temperaturkoeffizient des Eingangsfehlstroms (Temperature coefficient of input offset current)	$\alpha_{I_{i0}} = 0,5 \text{ nA/K}$	Änderung des Eingangsfehlstroms als Funktion der Sperrschichttemperatur.
Eingangsstrom (Input bias current)	$I_1 = 60 \text{ nA}$ I_{IB}	Mittelwert der beiden Eingangsströme bei Eingangs- und Ausgangsspannung gleich 0 V
Eingangswiderstand (Input resistance differential mode)	$R_1 = 2 \text{ M}\Omega$	Eingangswiderstand zwischen den beiden Eingängen des OPV bei kleinen Eingangssignalen
Eingangskapazität (Input resistance differential mode)	$C_1 = 1,5 \text{ pF}$	Eingangskapazität zwischen den beiden Eingängen des OPV bei kleinen Eingangssignalen

Tabelle 8-2. Begriffe beim Operationsverstärker (Fortsetzung).

Grenzwerte (Absolute maximum ratings)	Werte	Diese Werte dürfen nicht überschritten werden, ohne den Verstärker zu beschädigen.
Rauschdichte der Eingangsspannung (Input noise voltage density)	$U_n = 15 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$	Effektivwert der scheinbaren Eingangsspannung, die über den Verstärker die Rauschspannung am Ausgang in einem vorgegebenen Frequenzbereich erzeugt
Rauschdichte des Eingangsstroms (Input noise current density)	$I_n = 3 \text{ pA}/\sqrt{\text{Hz}}$	Effektivwert des scheinbaren Eingangsstroms, der über den Verstärker die Rauschspannung am Ausgang in einem vorgegebenen Frequenzbereich erzeugt
Gleichtaktunterdrückung (Common mode rejection ratio: CMRR)	$CMRR = 90 \text{ dB}$	Um dieses Verhältnis werden gleichsinnige Änderungen der Eingangsspannung weniger verstärkt als Differenzeingangsspannungen.
Betriebsspannungsunterdrückung (Power supply rejection ratio: PSRR):	$PSRR = 20 \text{ } \mu\text{V/V}$	Die Änderung der Betriebsspannung U_S um 1 V verursacht die gleiche Änderung der Ausgangsspannung wie 20 μV Eingangsspannungsänderung. Die Werte können für die positive und die negative Ausgangsspannung verschieden sein.
Spannungsverstärkung, Leerlaufspannungsverstärkung (Large signal voltage gain)	$v_{UO} = 110 \text{ dB}$ 220 V/mV A_{VO}	Spannungsverstärkung im linearen Bereich für Gleichspannungen und niedrige Frequenzen. Angabe als U_O/U_I in V/mV oder als $A_{VO} = 20 \lg U_O/U_I$ in dB.
Aussteuerbereich der Ausgangsspannung (Output voltage swing)	$U_{OSS} = \pm 12 \text{ V}$ V_{OM}	Linearer Bereich der Ausgangsspannung bei vorgegebener Betriebsspannung und vorgegebenem Lastwiderstand
Anstiegsgeschwindigkeit der Ausgangsspannung (Slew rate)	$S = 0,8 \text{ V}/\mu\text{s}$ SR	Bauartbedingte schnellste Änderung der Ausgangsspannung. Der Wert liegt beim kompensierten OPV fest und kann beim unkompensierten durch externe Beschaltung reduziert werden.
Verstärkungs-Bandbreite-Produkt (Unity-gain bandwidth)	$B_1 = 3 \text{ MHz}$	Frequenz, bei der die offene Verstärkung auf 1 abgesunken ist
Leistungsbandbreite (Full power bandwidth)	$B_{max} = 15 \text{ kHz}$	Höchste Frequenz, bei der der Verstärker noch den vollen Hub der Ausgangsspannung erreicht
Phasenreserve bei der Verstärkung $v = 1$ (Phase margin at unity gain)	$\varphi_m = 60^\circ$	Reserve bis zur kritischen Phasendrehung (180°) bei hohen Frequenzen mit der Verstärkung 1
Ausgangswiderstand (Open loop output resistance)	$R_O = 100 \text{ } \Omega$	Ausgangs-(Innen-)Widerstand des nicht gegengekoppelten Verstärkers
Ausgangskurzschlußstrom (Short circuit output)	$I_{OS} = 10 \text{ mA}$	Strom im Ausgang, wenn dieser nach Masse kurzgeschlossen ist
Stromaufnahme (Supply current)	$I_S = 2 \text{ mA}$	Stromaufnahme des Verstärkers beim Ausgangsstrom 0. Ist der Ausgangsstrom $\neq 0$, dann erhöht sich die Stromaufnahme entsprechend.

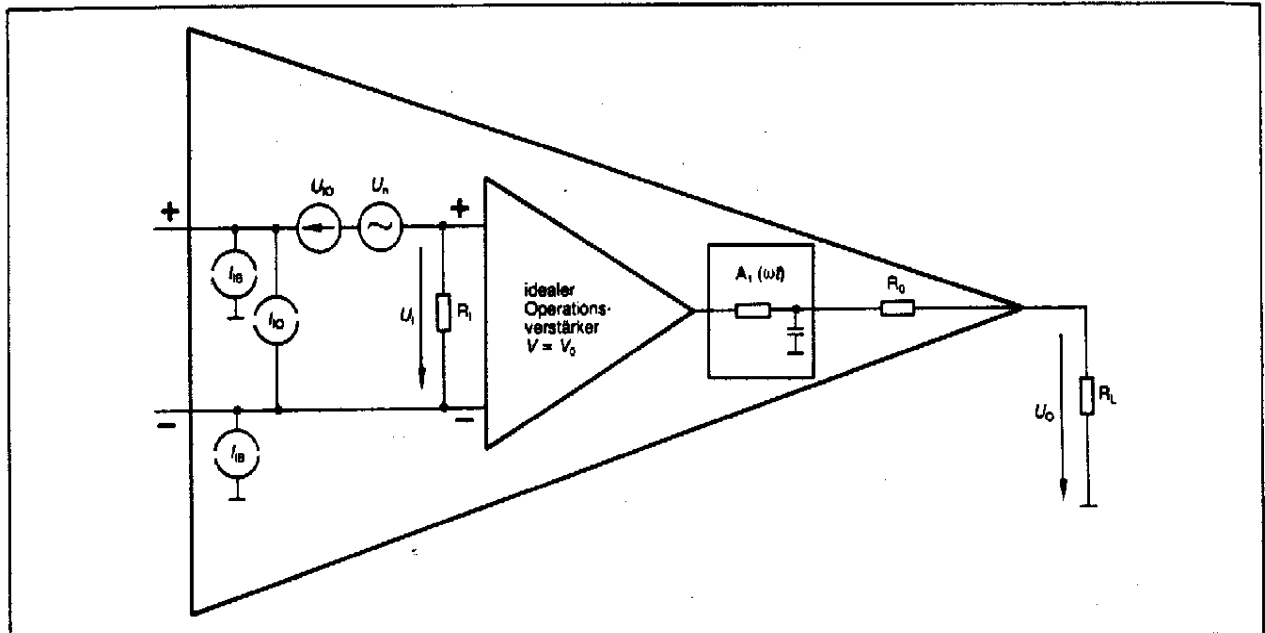


Bild 8-5. Ersatzschaltbild eines realen Operationsverstärkers.

Bild 8-5 zeigt das Ersatzschaltbild eines Operationsverstärkers, der aus einem idealen Verstärker und extern zugeschalteten Störquellen besteht.

Die Tabelle 8-2 erläutert deren Wirkung und gibt Richtwerte eines Standardverstärkers an. Das RC-Netzwerk am Ausgang stellt einen Tiefpaß dar, der die Anstiegszeit begrenzt.

+ U_S und - U_S werden wegen der besseren Übersicht meistens weggelassen.

6.4 Schaltungstechnischer Aufbau

Der folgende Abschnitt zeigt den Aufbau eines Operationsverstärkers. Die Eigenschaften des Verstärkers und ihre jeweilige schaltungstechnische Ursache sind hierin beschrieben. Ein Vergleich mit den erklärten Begriffen des Operationsverstärkers (Tabelle 8-2) sei empfohlen. Der einfachste Operationsverstärker besteht aus drei *gleichspannungsgekoppelten Verstärkerstufen*. Bild 8-7 zeigt seine Prinzipschaltung.

In der Praxis enthalten die Verstärker viele weitere Bauelemente, um die erwünschte Funktion unter den geforderten Bedingungen sicherzustellen.

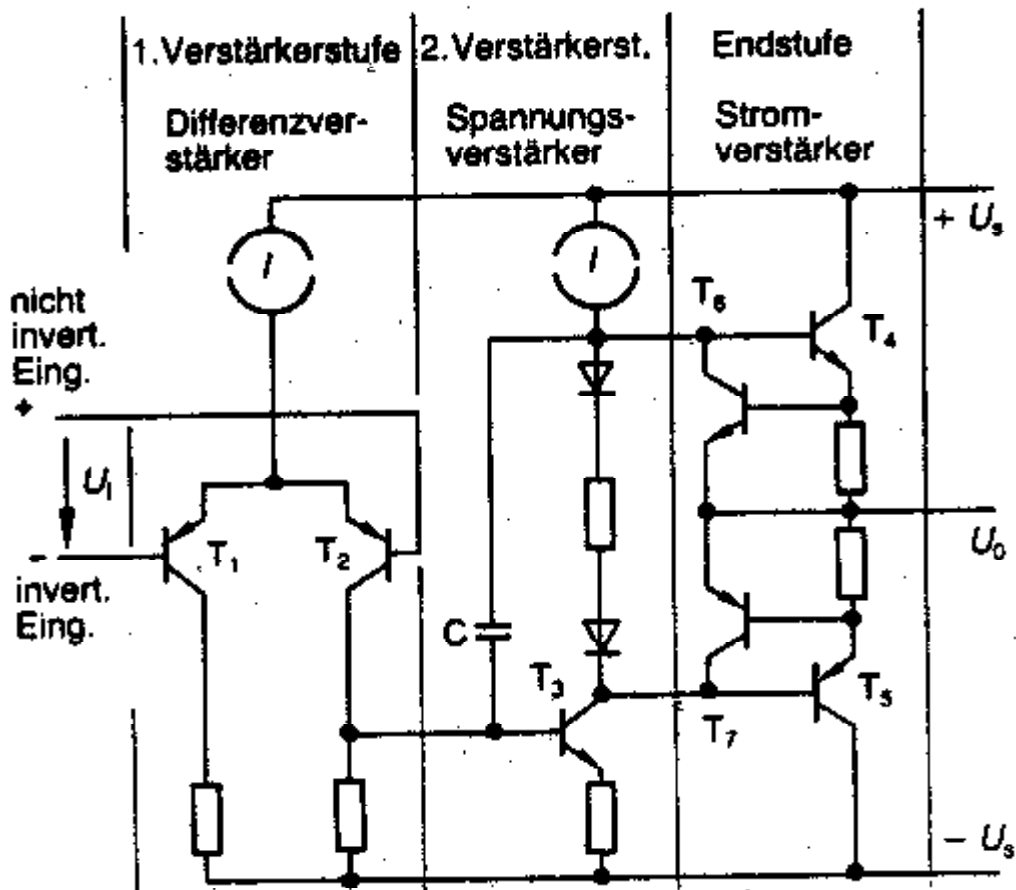


Bild 8-7. Prinzipschaltung eines einfachen Operationsverstärkers.

Die *erste Verstärkerstufe* ist stets ein *Differenzverstärker* (Bild 8-7). Er hat zwei Eingänge, einen invertierenden (-) und einen nicht invertierenden (+), die in der Schaltung meist mit + und - bezeichnet sind. Das Eingangssignal U_1 erscheint verstärkt und gleichphasig am Kollektor des Transistors T_2 und am Kollektor von T_1 verstärkt und gegenphasig.

Der Kollektor C_2 steuert die Basis des Transistors T_3 , der als zweite Spannungsverstärkerstufe arbeitet.

Sein Kollektor steuert die Basisanschlüsse der Endstufentransistoren T_4 und T_5 , die in Kollektorschaltung betrieben werden. Der Transistor T_4 liefert positive Ausgangsströme, T_5 negative Ausgangsströme. Beide sind reine Stromverstärker: die Spannungsverstärkung V_3 dieser Stufe ist $v_3 \sim 1$. In jeder Stufe besitzt der Verstärker andere Eigenschaften (Bild 8-7).

6.4.1 Eingangsstufe als Differenzverstärker

Der Verstärker soll bei der Eingangsspannung $U_1 = 0$ am Ausgang die Spannung $U_Q = 0V$ abgeben.

Dies ist nur näherungsweise möglich. Hierzu muß die stark temperatur- und strom-abhängige Basis-Ernterspannung der verstärkenden Transistoren kompensiert werden.

Im Differenzverstärker erzeugt eine zweite, unter gleichen Bedingungen betriebene Verstärkerstufe die gleiche Fehlspannung und kompensiert damit den unerwünschten Fehler fast vollständig. Die Eingangsfehlspannung (engl.: offset voltage; von offset: Versatz) liegt bei guten Verstärkern erheblich unter $100 \mu V$. Bild 8-8 zeigt einen möglichen Verlauf der Eingangsfehlspannung als Funktion der Kristalltemperatur.

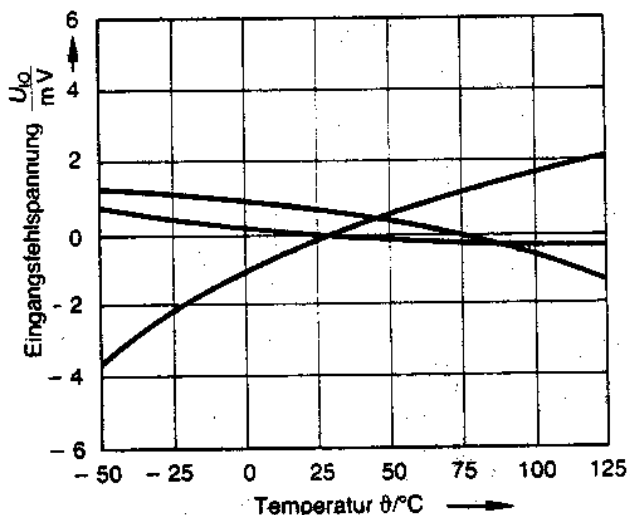


Bild 8-8. Möglicher Verlauf der Eingangsfehlspannung verschiedener Operationsverstärker als Funktion der Kristalltemperatur.

Bei $25^\circ C$ ist der Betrag dieser Spannung stets kleiner als der angegebene Grenzwert, der bei größeren Temperaturänderungen überschritten werden kann.

Bei vielen Operationsverstärkern kann man die Eingangsfehlspannung durch eine externe Beschaltung zu null korrigieren:

Die Kurve in Bild 8-8 verschiebt sich parallel, so daß sie bei der *Abgleichtemperatur* durch 0 mV geht.

Der *Eingangswiderstand* R_1 soll einen möglichst hohen Wert haben. Der dazu erforderliche sehr kleine Basisstrom I_B wird durch hochverstärkende npn-Transistoren T_1 und T_2 ($\beta \sim 150$) sowie einen kleinen Kollektorstrom erreicht.

R_1 liegt bei Verstärkern mit bipolaren Eingangstransistoren zwischen $100\text{ k}\Omega$ und $50\text{ M}\Omega$, abhängig von der Art der Eingangsstufe. Besteht die Eingangsstufe aus Feldeffekttransistoren, dann kann der Eingangswiderstand erheblich höher sein.

6.4.2 Zweite Stufe als Spannungsverstärker

Die zweite Spannungsverstärkerstufe kann ein *weiterer Differenzverstärker* sein. Bei einfachen Operationsverstärkern besteht sie aus einem Verstärkertransistor, der wegen der höheren Stromverstärkung auch ein *Darlingtontransistor* sein kann.

Die gemeinsame Spannungsverstärkung der ersten und der zweiten Stufe beträgt meist $v = 100000$ oder 100dB . Die zweite Verstärkerstufe enthält häufig einen Tiefpaß, der die Verstärkung mit zunehmender Frequenz verkleinert, damit der rückgekoppelte Verstärker nicht schwingt.

Der Innenwiderstand der ersten Stufe und der Kompensationskondensator C bestimmen den Frequenzgang, der in Bild 8-9 nicht gestrichelt dargestellt ist.

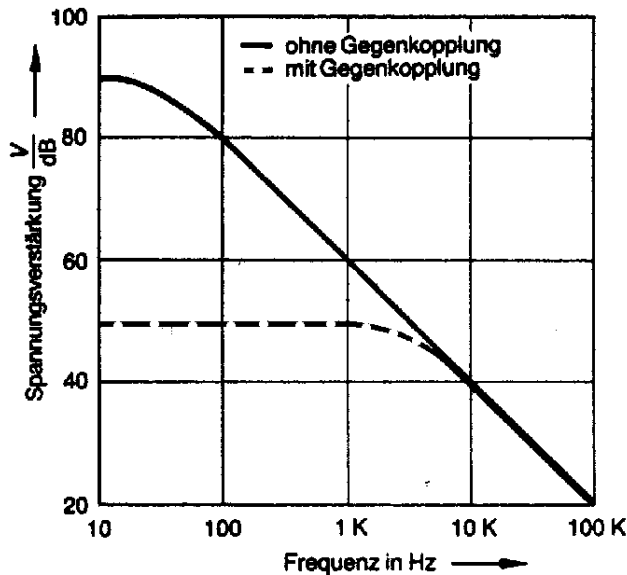


Bild 8-9. Verstärkung als Funktion der Frequenz.

Verringert man die offene Verstärkung durch eine Beschaltung, dann erhöht sich die Grenzfrequenz, bei der die Verstärkung um 3 dB abfällt (gestrichelte Kurve). Das Produkt aus Verstärkung und Bandbreite bleibt aber konstant.

Die Frequenzkompensation in der zweiten Stufe bestimmt die *Anstiegsgeschwindigkeit* der Ausgangsspannung du_0/dt als eine weitere typische Eigenschaft der Operationsverstärker. Die *Anstiegsgeschwindigkeit* S (engl.: slew rate).

$S = du_0/dt$ hat die Einheit V/ms und gibt an, wie schnell sich die Ausgangsspannung u_0 höchstens ändern kann. Oberhalb einer bestimmten Frequenz, der *Leistungsbandbreite*

(engl.: full power bandwidth), nimmt die Amplitude der Ausgangsspannung mit zunehmender Frequenz linear ab. Bild 8-10 zeigt die größtmögliche Ausgangsspannung U_0 bei verschiedenen Arbeitsfrequenzen. Bei beiden Frequenzen ist die Anstiegsgeschwindigkeit gleich.

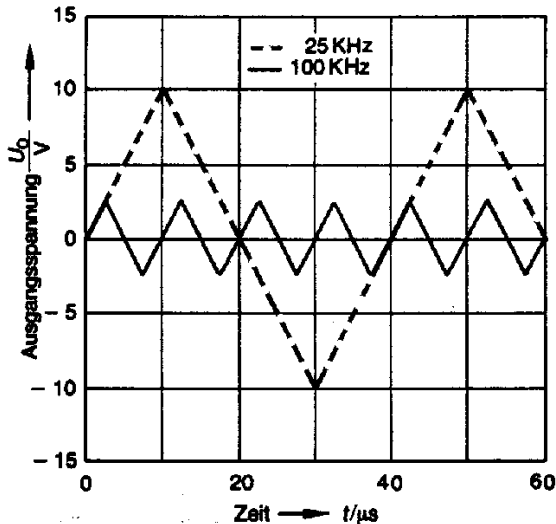


Bild 8-10. Größtmögliche Ausgangsspannung eines Operationsverstärkers als Funktion der Frequenz.

6.4.3 Endstufe als Stromverstärker

Die zweite Spannungsverstärkerstufe liefert zwar den vollen Spannungshub, aber nur einen geringen Strom, der für die praktische Anwendung zu klein ist.

Ein nachgeschalteter Endstufentransistor soll die Ausgangsspannung erhalten und den Ausgangsstrom verstärken. Hierzu eignet sich ein Transistor in Kollektorschaltung.

Dieser Transistor kann den Ausgangsstrom nur in einer Richtung, zwischen einer Versorgungsspannung und dem Ausgang, steuern. Da der Operationsverstärker positive und negative Ausgangsströme aufbringen muß, sind zwei symmetrisch angeordnete Endstufentransistoren T_4 und T_5 in Kollektorschaltung erforderlich, die parallel geschaltet sind und bei verschiedenen Halbwellen arbeiten (Bild 8-7).

Im nicht immer vermeidbaren Kurzschlußfall würde die Endstufe dieses Operationsverstärkers durch Oberstrom und Wärme zerstört. Deshalb erzeugt der Ausgangsstrom durch T_4 und R_{E4} eine Spannung, die den Transistor T_6 bei Überstrom ansteuert. Sein Kollektor verbraucht den für T_4 vorgesehenen Basisstrom und begrenzt den Ausgangsstrom des Verstärkers auf einen unschädlichen Wert.

Diesen Schutz wendet man auch beim komplementären Ausgangstransistor an. Dadurch erhält der Ausgangsstrom die in Bild 8-11 dargestellte Charakteristik.

Heute sind alle Operationsverstärker *dauerkurzschlußfest*. Steigt die Temperatur des Verstärkers, dann sinkt die erforderliche Basis-Emitterspannung auch von T_6 ; der Ausgangsstrom wird auf niedrigere und ungefährliche Werte begrenzt.

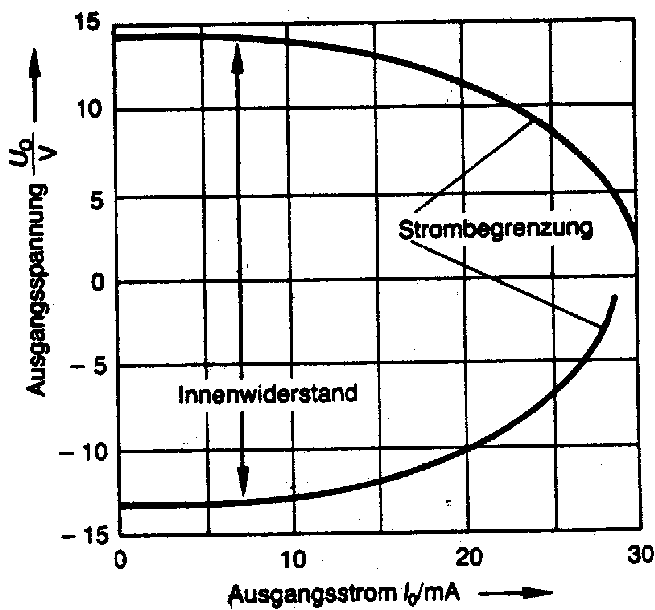


Bild 8-11. Größte Ausgangsspannung eines Operationsverstärkers als Funktion des Ausgangsstroms.

6.5 Beispiel eines Standardverstärkers

Die realen Stufen eines Operationsverstärkers seien am Beispiel des klassischen Verstärkertyps $\mu A741$ beschrieben, der in wenig geänderter Schaltung als robuster und preisgünstiger Doppelverstärker 1458 von vielen Herstellern weitergebaut und in großem Umfang eingesetzt wird.

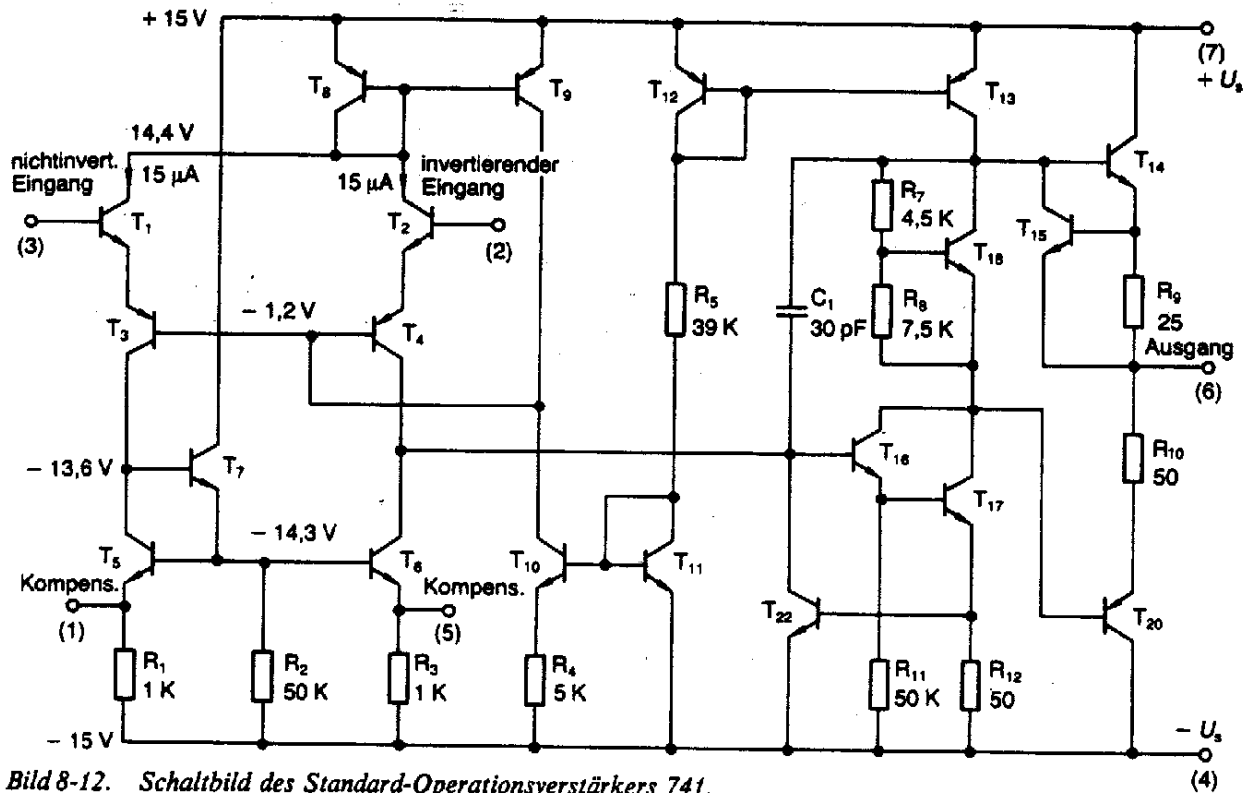


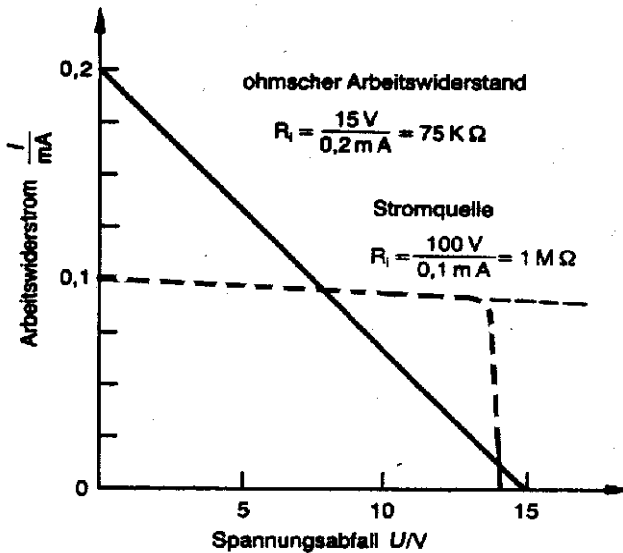
Bild 8-12. Schaltbild des Standard-Operationsverstärkers 741.

Der Differenzverstärker 741 in Bild 8-12 unterscheidet sich in zwei Punkten von dem in Bild 8-7.

Die Einzeltransistoren T_1 und T_2 sind jeweils durch eine abgewandelte Kaskodeschaltung ersetzt. Dadurch erreicht man im Differenzverstärker einen nahezu konstanten Ruhestrom über den Eingangsspannungsbereich. Bei großer Eingangsspannungsdifferenz $U_1 > 5\text{ V}$ nehmen die pnp-Transistoren T_3 und T_4 die überhöhte Eingangsspannung auf. Die Basis-Emitter-Strecke eines pnp-Transistors kann in Sperrichtung 30 V aushalten, während ein npn-Transistor schon bei 5 V durchbricht.

Die Spannungsverstärkung der Stufe hängt von der Stromverstärkung der npn-Transistoren T_1 und T_2 und den Arbeitswiderständen der Transistoren T_3 und T_4 ab. Hochohmige Widerstände sind nicht nur schlecht zu integrieren; sie würden an dieser Stelle auch einen untragbar großen Spannungsabfall verursachen. Deshalb arbeiten die Kollektoren der Transistoren T_3 und T_4 nicht auf ohmsche Widerstände, sondern jeweils auf eine Stromquelle, die einen konstanten Arbeitsstrom mit einem hohen Innenwiderstand kombiniert (Bild 8-13 a).

a) Vergleich ohmscher Arbeitswiderstand oder Stromquelle



b) Ausgangskennlinien des Transistors und der Stromquelle als Arbeitswiderstand

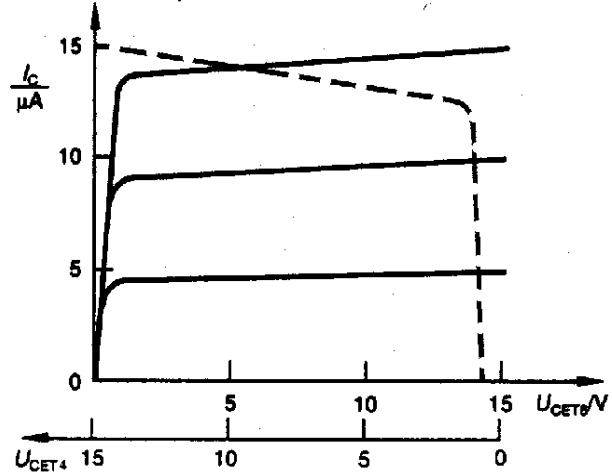


Bild 8-13. Stromquelle als Arbeitswiderstand.

Die Transistoren T_1 und T_3 , sowie T_2 und T_4 arbeiten in einer *modifizierten Kaskodeschaltung*. Der Stromverstärker T_1 ($\beta \sim 150$) in Kollektorschaltung steuert T_3 in Basisschaltung. In der Kaskodeschaltung bestimmt T_1 die Stromverstärkung und die Grenzfrequenz, während T_3 für die Spannungsfestigkeit der Gesamtschaltung maßgebend ist.

pnp-Transistoren in integrierten Schaltungen auf p-Substrat haben eine geringe Stromverstärkung ($\beta \sim 5$ bis 15) und eine niedrige Transitfrequenz ($f_T \sim 5$ MHz). Beide Parameter haben hier wenig Einfluß, da T_3 in Basisschaltung betrieben wird.

Diese Schaltung zeichnet sich durch einen sehr hohen Innenwiderstand aus und kann mit einem hochohmigen Arbeitswiderstand eine hohe Spannungsverstärkung erreichen. Die Transistoren T_1 und T_3 sowie T_2 und T_4 bilden zusammen einen *Differenzverstärker*. T_1 und T_2 erhalten ihren Kollektorstrom von T_8 , der zusammen mit T_9 einen *Stromspiegel* bildet, wodurch die Summe der Arbeitsströme I_{C1} und I_{C2} über einen großen Eingangsspannungsbereich konstant bleibt.

Die Stromquellen aus T_5 und T_6 sind über T_7 so gekoppelt, daß ein Stromspiegel entsteht. Dabei stellt der Transistor T_5 eine Stromquelle mit dem differentiellen Innenwiderstand $R_i \sim 2$ M Ω dar.

Durch die positive Aussteuerung des Differenzverstärkers am nichtinvertierenden Eingang steigt der Kollektorstrom I_{C3} ; die Basisspannung und der Basisstrom von T_7 steigen ebenfalls. Der daraus resultierende Emitterstrom I_{E7} teilt sich gleichmäßig auf die Basisströme I_{B5} und I_{B6} und die zugehörigen Kollektorströme I_{C5} und I_{C6} steigen gleich stark an.

RFH Rheinische Fachhochschule Köln	Meßtechnik für Elektrotechnik	Fachbereich: Elektrotechnik Studiengang: Allgemeine E-Technik Dipl.-Ing. M. Trier
--	--------------------------------------	--

Im Differenzverstärker ist aber die Summe aus I_{C3} und I_{C4} konstant, d.h. wenn I_{C3} zunimmt, muß I_{C4} abnehmen. Um den Strom *im* Stromspiegel (T6) aufrecht zu erhalten, steigt die Kollektor-Emitter-Spannung U_{CE4} am Transistor T_4 soweit an, daß der Strom durch den Transistor T6 ausreichend groß bleibt.

Gegenüber einer festen Stromquelle als Arbeitswiderstand für T_4 verdoppelt der Stromspiegel die Spannungsverstärkung des Differenzverstärkers. Gleichsinnige Änderungen der Eingangsspannungen verschieben das Basis-Emitter-potential der Transistoren T_1 bis T_4 , aber nicht deren Kollektorpotential. Die dadurch verursachte, geringe ebenfalls gleichsinnige Kollektorstromänderung I_{C3} und I_{C4} belastet beide Anschlüsse des Stromspiegels gleich, weshalb an den Kollektoren T_4 und T_6 keine Spannungsänderung auftritt.

Gleichsinnige Änderungen der Eingangsspannung werden nicht verstärkt, sondern abgeschwächt. Diese Eigenschaft bezeichnet man als **Gleichtaktunterdrückung** (engl.: Common Mode Rejection Ratio, CMRR) und gibt sie in dB an. Sie wird durch die erste Stufe bestimmt und kann heute schaltungstechnische Maßnahmen und eine gut entwickelte Technologie über 110 dB betragen.

Die Stromquellen bestimmen die Kollektor-Ströme. Die Ausgangsspannung der ersten Stufe hängt von der Eingangsdifferenzspannung U_1 , nicht aber vom gemeinsamen Potential der Eingänge gegenüber der Versorgungsspannung ab.

Gleiche Änderungen beider Eingangsspannungen wirken sich auf den Transistor T_{16} als zweite Verstärkerstufe nicht mehr aus (Bild 8-12).

Die angegebene hohe **Gleichtaktunterdrückung** trifft nur für Gleichspannungen und Frequenzen bis zu einigen hundert Hertz zu. Bei höheren Frequenzen nimmt sie wegen der parasitären Kapazitäten in der Eingangsstufe um 20 dB/ Dekade ab. Die Spannungsverstärkung der ersten Stufe beträgt $v_u \sim 400$. In Bild 8-12 arbeiten die Transistoren T_{11} und T_{12} als Dioden und erzeugen mit dem Widerstand R_5 die *Basisspannungen* der als Stromquelle arbeitenden Transistoren T_{10} und T_{13} , T_{10} bestimmt mit T_9 den *Ruhestrom* des Differenzverstärkers, während die Stromquelle T_{13} der *Arbeitswiderstand* der zweiten Spannungsverstärkerstufe ist.

Das Ausgangssignal des Differenzverstärkers am Kollektor von T_4 speist den Darlingtontransistor aus T_{16} und T_{17} , dessen Arbeitswiderstand die Stromquelle aus T_{13} ist. Auch hier wird ein konstanter Strom über einen großen Spannungshub und ein großer differentieller Arbeitswiderstand benötigt. Der Transistor T_{18} wirkt mit den Widerständen R_7 und R_8 wie eine Z-Diode mit der Spannung $U_Z = 2 U_{BE}$. Dadurch fließt in beiden Endstufen transistoren T_{14} und T_{20} ein kleiner Ruhestrom, wodurch beim Nulldurchgang der Ausgangsspannung der Übernahmeknick entfällt. Der Spannungshub am Ausgang erreicht bis auf jeweils 2 V den Bereich der Versorgungsspannungen U_{S+} und U_{S-} . Die Spannungsverstärkung der zweiten Stufe beträgt $v_u \sim 300$.

RFH Rheinische Fachhochschule Köln	Meßtechnik für Elektrotechnik	Fachbereich: Elektrotechnik Studiengang: Allgemeine E-Technik Dipl.-Ing. M. Trier
--	--------------------------------------	--

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

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

6.6 Stabilitätsbetrachtung

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

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

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

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

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

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

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

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

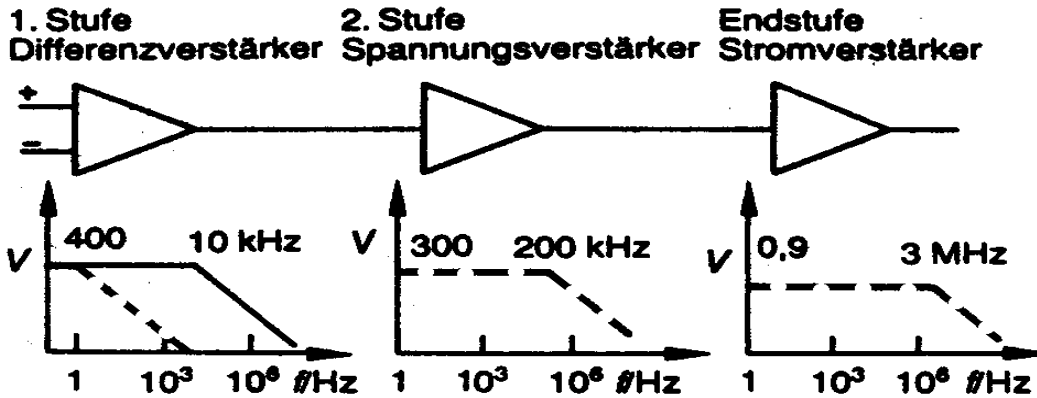
Beide Kurven ergeben das Bode-Diagramm eines Operationsverstärkers.

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

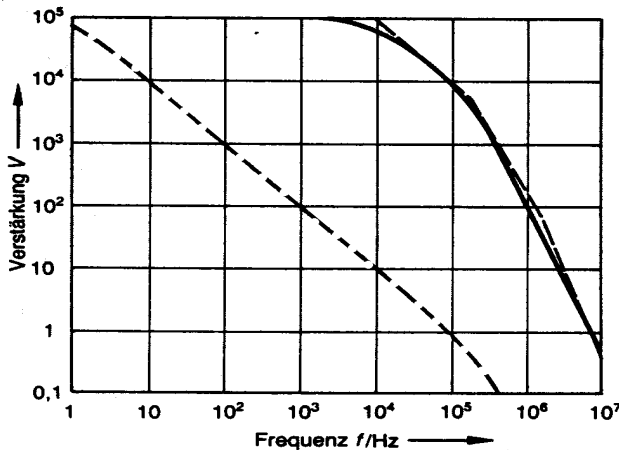
Die einfachste Lösung besteht aus einem Regelkreis mit möglichst wenig Verzögerungsgliedern wovon eines eine niedrige Grenzfrequenz, die übrigen eine hohe Grenzfrequenz haben. Durch eine zusätzliche Beschaltung wird die Frequenz der ersten vorhandenen Polstelle (des Tiefpasses mit der niedrigsten Grenzfrequenz)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

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

a) Stufen des Operationsverstärkers und ihr Frequenzgang



b) Frequenzgang



c) Phasengang

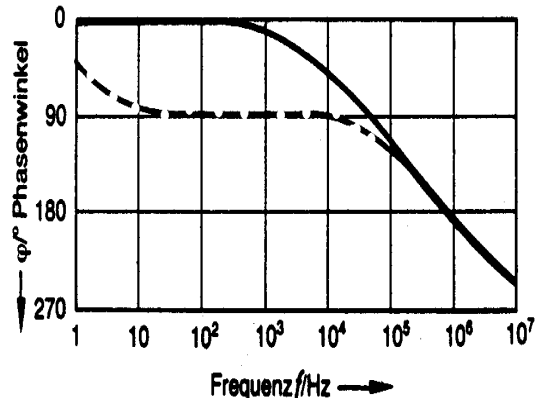


Bild 8-15. Bode-Diagramm eines Operationsverstärkers ohne Beeinflussung der Stufen.

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

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

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

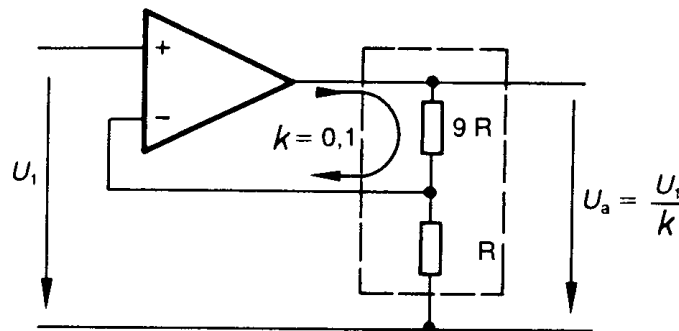


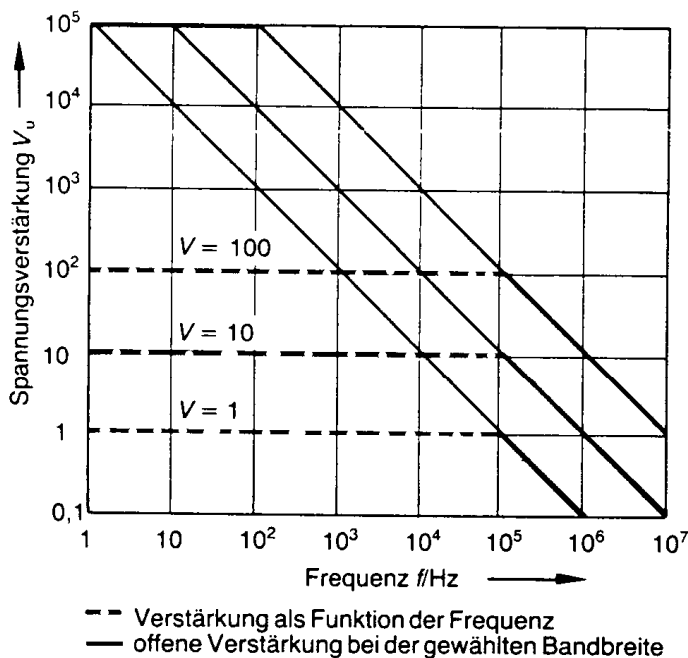
Bild 8-16. Signalweg im Regelkreis eines rückgekoppelten Operationsverstärkers.

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

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

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

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



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

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

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

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

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

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

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

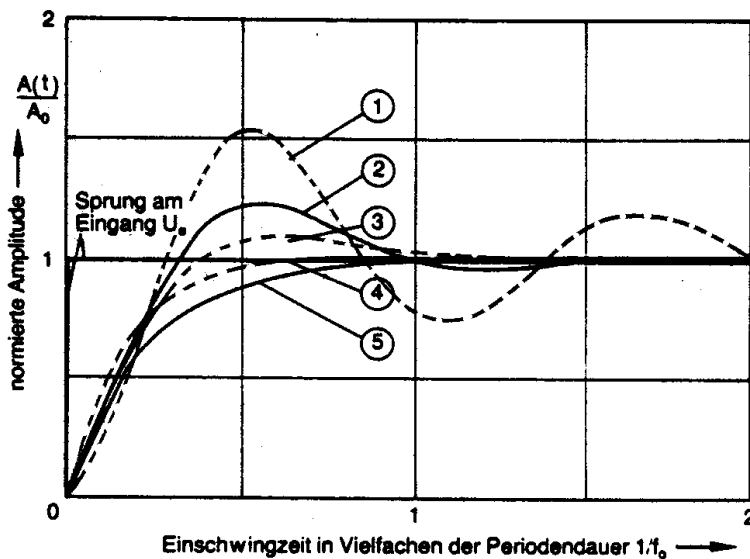


Bild 8-19. Einschwingen eines Operationsverstärkers bei unterschiedlicher Verstärkung des Regelkreises.

Eine sprunghafte Störung am Eingang des Verstärkers erzeugt die Ausgangsspannung nach Bild 8-19, Kurve 2 (Kurve 1 entspricht dem schwach gedämpften Verlauf). Gute praktische Ergebnisse liefert ein Regelkreis, der bei der Verstärkung $\nu = 1$ nicht mehr als 120° Phasendrehung verursacht und damit noch 60° Phasenreserve bis zur kritischen Rückkopplung aufweist. Dieser Regelkreis hat bei 180° Phasendrehung nur noch die Verstärkung $\nu = 0,3$.

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

6.7 Operationsverstärker mit statischer Beschaltung

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

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

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

- Die Eingangsströme I_e des Verstärkers sind null.
- Wegen der sehr großen Verstärkung ($v = \infty$) ist die Spannung U_1 zwischen den Eingängen des Verstärkers null.

338 8 Analoge integrierte Schaltungen

Schaltung	Eigenschaft Besonderheiten	Eingangswiderstand	Gleichung der Übertragungsfunktion	Bild der Übertragungsfunktion
	invertierender Spannungsverstärker	$R_e = R_1$	$U_a = -U_e \frac{R_2}{R_1}$ $V = -\frac{R_2}{R_1}$	
	nicht invertierender Spannungsverstärker Elektrometerverstärker sehr hoher Eingangswiderstand	$R_e = R_{\infty} \frac{V_0}{V}$	$U_a = U_e \left(\frac{R_2 + 1}{R_1} \right)$ $V = \frac{R_2}{R_1} + 1$	
	Subtrahierverstärker U_1 invertierend U_2 nicht invertierend verstärkt nur die Differenz ($U_2 - U_1$)	$R_{e1} \approx R_1$ $R_{e2} = R_3 + R_4$	$U_a = U_2 \frac{R_2(R_1/R_2) + 1}{R_1(R_3/R_4) + 1} - U_1 \frac{R_2}{R_1}$ für $R_1/R_2 = R_3/R_4$ gilt: $U_a = \frac{R_2}{R_1} (U_2 - U_1)$	
	Schmitt-Trigger schaltet bei der Schwelle Die Schaltpunkte der ansteigenden und der abfallenden Flanke unterscheiden sich um die Hysteresespannung U_H	$R_e = R_1$ Rückwirkung auf den Eingang beim Schalten	$U_a = U_{+ \text{ satt}}$ oder $U_{- \text{ satt}}$ $V = \infty$ beim Schalten $V = 0$ in Ruhe $U_H = (U_{+ \text{ satt}} - U_{- \text{ satt}}) \frac{R_1}{R_2}$	
	invertierender Spannungsverstärker mit nichtlinearer Rückführung	$R_e = R_1$	$U_a = U_e \frac{G_1}{G_2 + G_3 + \dots}$ Die Verstärkung hängt von der Ausgangsspannung ab. siehe Text	
	addierender und invertierender Spannungsverstärker keine Rückwirkung der verschiedenen Eingangsspannungen aufeinander	$R_{e1} = R_1$ $R_{e2} = R_2$ $R_{e3} = R_3$	$U_a = R_4 \left(\frac{U_{e1}}{R_1} + \frac{U_{e2}}{R_2} + \frac{U_{e3}}{R_3} + \frac{U_{en}}{R_n} \right)$ $V_1 = \frac{R_4}{R_1}$ $V_2 = \frac{R_4}{R_2}$ u.s.w.	
	addierender und nicht invertierender Spannungsverstärker Rückwirkung der Eingangsspannungen über die Widerstände $R_{3,x}$	$R_{e1} = R_{3.1} + R_{3.2} \parallel R_{3.3}$ $R_{e2} = R_{3.2} + R_{3.1} + R_{3.3}$	$U_a = \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) f(U_1, U_2, U_n, R_1, R_2, R_n)$ siehe Text	

Bild 8-20. Zusammenstellung statisch beschalteter Operationsverstärker.

8.3 Operationsverstärker mit statischer Beschaltung 339

Schaltung	Eigenschaft Besonderheiten	Eingangswiderstand	Gleichung der Übertragungsfunktion	Bild der Übertragungsfunktion
	Einweg-Gleichrichter mit gemeinsamen Bezugspotential geeignet als Präzisionsgleichrichter zur elektrischen Weiterverarbeitung.	$R_e = R_1$	$u_a = u_e \frac{R_2}{R_1}$ für $u_e < 0$ $u_a = 0$ für $u_e > 0$	
	Zweiweg-Gleichrichter ohne gemeinsames Bezugspotential geeignet als Präzisionsgleichrichter für mA-Meter	$R_e = R_1$	$i_a = i_e $ $i_a = \frac{u_e}{R_1}$	
	Zweiweg-Gleichrichter mit gemeinsamen Bezugspotential Präzisionsgleichrichter zur elektrischen Weiterverarbeitung	$R_e = R_1 \parallel 2 R_1$ $R_e = \frac{2}{3} R_1$	$u_a = \frac{R_2}{2 R_1} u_e $	
	Spitzenwertgleichrichter Die Schaltung hält einen kurzen Spitzenwert bis zum nächsten größeren fest.	$R_e \approx R_{iO} V_o$ R_e sehr groß	Der Kondensator C hält den den Spitzenwert der Eingangsspannung u_e , bis er von einem höheren Wert überschrieben wird. Der Kondensator C wird nur über den Lastwiderstand R_L entladen	
	Einfache Logarithmierschaltung Prinzipschaltung	$R_e = R_1$	$i_R = e \frac{u_a}{U_T}$ $U_a = U_T R_1 \ln U_e$ mit der Temperaturspannung $U_T \approx 25 \text{ mV}$	
	Logarithmierschaltung verbesserte Logarithmierschaltung temperaturkompensiert, für positive und negative Eingangsspannung.	$R_e = R_1$	$U_a = \frac{R_4}{R_3} \ln \left(\frac{U_e}{U_R} \cdot \frac{R_2}{R_1} \right)$	
	De-logarithmierschaltung (Exponentialverstärker) verbesserte De-logarithmierschaltung temperaturkompensiert, für positive und negative Eingangsspannung	$R_e = \frac{U_a}{U_e} R_1$	$U_a = U_R \frac{R_1}{R_2 (1 + 1/e)} e^{\frac{u_e}{U_T}}$	

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

6.7.1 Invertierender Spannungsverstärker

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

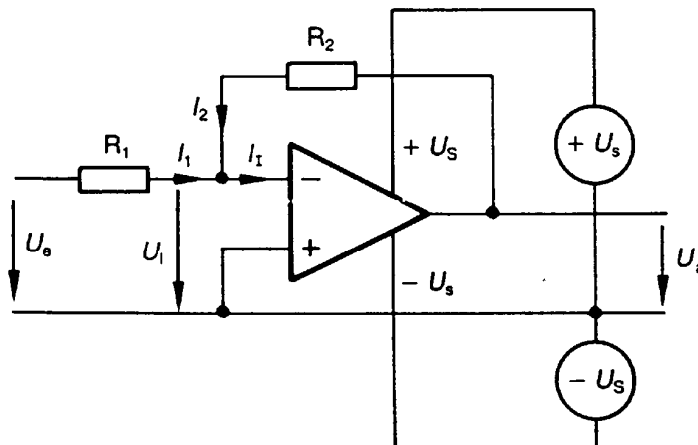


Bild 8-21. Invertierender Spannungsverstärker.

$$\begin{aligned}
 U_a &= -U_1 v_0, \\
 U_e &= U_1 + I_1 R_1 \quad \text{und} \\
 I_2 &= (U_a - U_1) / R_2.
 \end{aligned}$$

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

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

$$\begin{aligned}
 I_1 &= -I_2 = -(U_a - U_1) / R_2 \quad \text{oder} \\
 I_1 &= (U_1 - U_a) / R_2 \\
 I_2 &= (U_a / v_0 + U_e) / R_2
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 I_2 &= -I_1 = -U_e / R_1 \\
 I_2 &= -U_e / R_i = (U_a / v_0 + U_a) / R_2
 \end{aligned}$$

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

Bei realen Operationsverstärkern liegt die offene Verstärkung v_0 zwischen 10^4 und 10^6 , die

erforderliche Eingangsspannung $U_1 = -U_a/v_0$ ist gegenüber den übrigen Größen vernachlässigbar klein und kann bei der Berechnung entfallen.

Die Näherung $U_1 = 0$ wird bei der Berechnung aller folgenden Schaltungen verwendet. Nach U_a aufgelöst ergibt sich für die Übertragungsfunktion

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

Die Verstärkung v ist demnach

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

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

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

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

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

Beispiel 1:

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

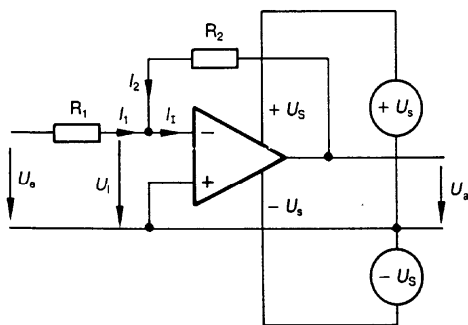


Bild 8-21. Invertierender Spannungsverstärker.

Lösung:

Die erforderliche Verstärkung beträgt:

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

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

Nach Gl. (8-1) gilt

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

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

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

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

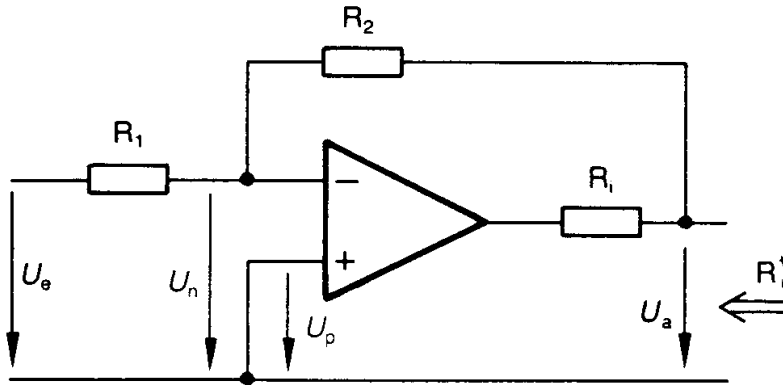


Bild 8-22. Berechnung des Innenwiderstandes R_i^* .

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

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

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

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

Den invertierenden Spannungsverstärker kann man auch aus einer Stromquelle speisen.

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

6.7.2 Nicht invertierender Spannungsverstärker

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

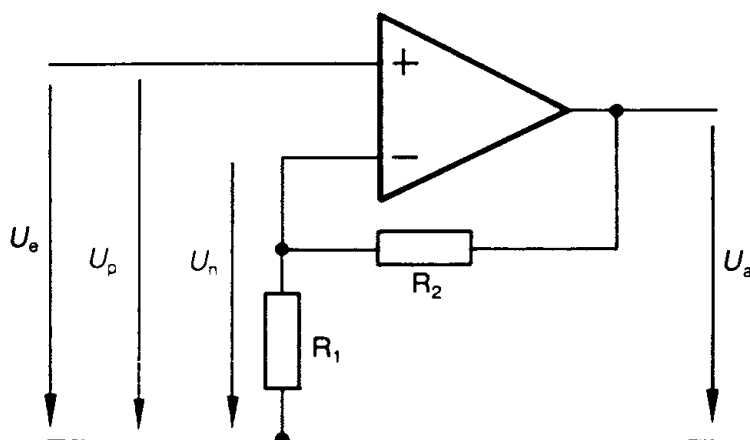


Bild 8-23. Nicht invertierender Spannungsverstärker.

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

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

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

RFH Rheinische Fachhochschule Köln	Meßtechnik für Elektrotechnik	Fachbereich: Elektrotechnik Studiengang: Allgemeine E-Technik Dipl.-Ing. M. Trier
--	--------------------------------------	--

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

oder

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

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

Beispiel 2:

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

Lösung

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

R_2 wird wegen parasitärer Kapazitäten auf 100 kOhm festgelegt.

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

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

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

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

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

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

RFH Rheinische Fachhochschule Köln	Meßtechnik für Elektrotechnik	Fachbereich: Elektrotechnik Studiengang: Allgemeine E-Technik Dipl.-Ing. M. Trier
--	--------------------------------------	--

6.8 Operationsverstärker mit dynamischer Beschaltung

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

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

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

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

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

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

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

Bild 8-47. Zusammenstellung dynamisch beschalteter Operationsverstärker.

Schaltung	Eigenschaften Besonderheiten	Übertragungs- funktion	Amplitudengang	Phasengang	Sprungantwort
	Bandpaß 1. Ordnung	$\frac{U_a}{U_e} = -\frac{R_2}{R_1} \frac{j \frac{\omega}{\omega_2}}{(1 + j \frac{\omega}{\omega_2})(1 + j \frac{\omega}{\omega_1})}$ $\omega_2 = \frac{1}{R_2 C_2} \text{ (Tiefpaß)}$ $\omega_1 = \frac{1}{R_1 C_1} \text{ (Hochpaß)}$			
	Bandpaß 2. Ordnung	$\frac{U_a}{U_e} = v_0 \frac{j \frac{\Omega}{Q}}{1 - \Omega^2 + j \frac{\Omega}{Q}}$ $\Omega = \frac{\omega}{\omega_0}$ $Q = \text{Güte}$			
	Bandsperre mit Notch-Filter	$\frac{U_a}{U_e} = -v \frac{\Omega^2}{1 - \Omega^2 + (1-a)4j\Omega}$ $\Omega = \frac{\omega}{\omega_0}$ $\omega_0 = \frac{1}{RC}$			

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

6.9 Weitere wichtige integrierte Analogschaltungen

Neben der großen Gruppe der Operationsverstärker gibt es weitere standardmäßig genutzte integrierte Analogschaltungen.

Hierzu gehören die den Operationsverstärkern sehr ähnlichen *Komparatoren*, *integrierte Spannungsregler*, *Spannungsstabilisatoren*, die nicht nach dem Zener- oder Avalancheeffekt arbeiten.

Diese *Bandabstands-Referenzelemente* und zahlreiche andere Analogschaltungen gibt es für viele besondere Anwendungsfälle preisgünstig. Die letzte Gruppe ist so vielfältig, daß die entsprechenden Schaltungen zweckmäßigerweise den Datenbüchern und Übersichtslisten analoger integrierter Schaltungen zu entnehmen sind.

6.9.1 Komparatoren

Ein *Komparator* (Vergleicher) ist im Prinzip ein Operationsverstärker, der an der Schnittstelle zwischen analogen und digitalen Schaltungen Verwendung findet (z.B. in Analog-Digital-Wandlern).

Er hat zwei Eingänge, einen Differenzverstärker, eine Spannungsverstärkerstufe und eine Endstufe. Die Ausgangsspannung u_o hängt nur von der Polarität der Differenz der Eingangsspannungen ab.

An beiden Eingängen gleichsinnig auftretende Steuerspannungen führen nicht zu einem Ausgangssignal; denn der Komparator hat eine gute Gleichtaktunterdrückung. Der Ausgangsspannungsbereich ist kleiner als beim Operationsverstärker, da nur die beiden logischen Pegel der Folgeschaltung erreicht werden müssen, 0 V für „0“ und 2,5 V bis 5 V für „1“.

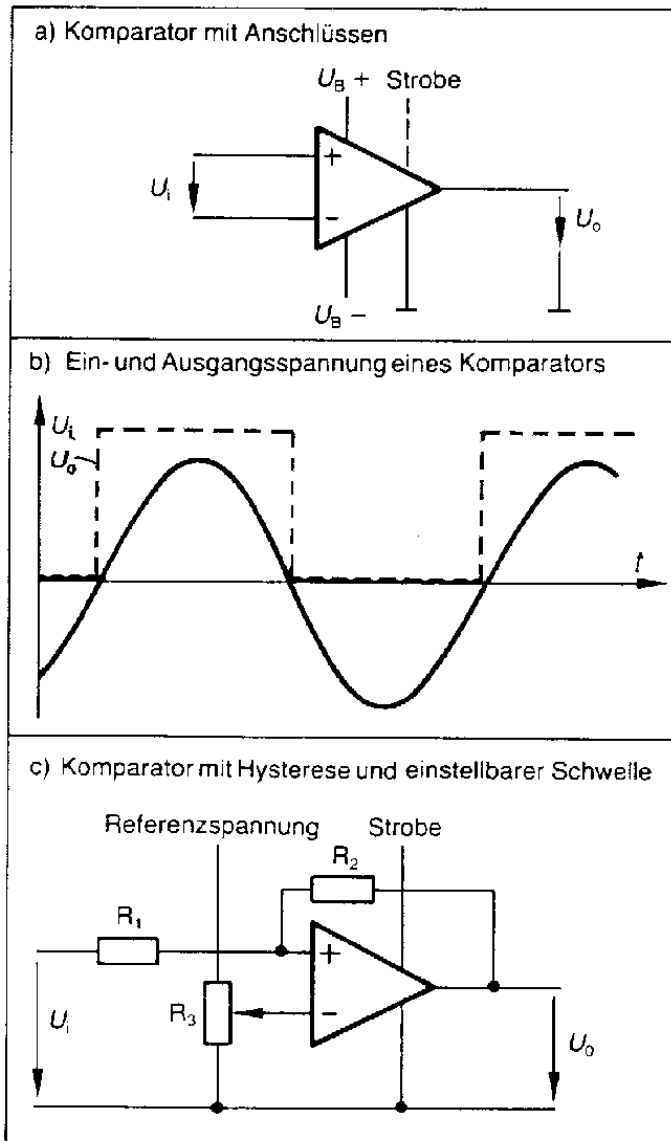
Als digitales Bezugspotential hat der Komparator meistens auch einen Masseanschluß.

Im Gegensatz zum Operationsverstärker wird der Komparator normalerweise *ohne Rückkopplung* betrieben. Dadurch entsteht kein geschlossener Regelkreis, der durch ein Verzögerungsglied stabilisiert werden muß und deshalb langsam wird.

Der Komparator reagiert auch dann *schnell* auf eine Änderung der Eingangsspannung, wenn er vorher in hohem Maß übersteuert wurde, während dieser Betrieb bei Operationsverstärkern zu interner Sättigung und entsprechend langen und unberechenbaren Verzögerungszeiten führt.

Viele Komparatoren haben einen *Austastanschluß* (Strobe), mit dem der Komparator unwirksam gemacht wird. Er gibt dann, unabhängig vom Eingangssignal, entweder eine „0“ oder den vorhergehenden logischen Zustand aus (Schaltzeichen s. Bild 8-69 a).

Bei integrierten einfachen Komparatoren liegen die Eingänge, wie bei Operationsverstärkern, oft auf den Anschlüssen 2 und 3; sie haben gegenüber diesen jedoch die umgekehrte Polarität. Damit wird ein elektrisch fragwürdiger Tausch durch die Anschlußbelegung verhindert.



Das Verhältnis von Ein- und Ausgangssignalen gleicht denen des Schmitt-Triggers ohne Hysterese (Bild 8-69 b). Beim Schaltungsaufbau ist auf eine gute Entkopplung des analogen Eingangs- und des digitalen Ausgangskreises zu achten. Bei ungünstiger Leitungsführung kann die steile Flanke der Ausgangsspannung über einen gemeinsamen ohmschen Pfad oder induktiv auf den Eingang zurückkoppeln, wodurch die Schaltung schwingen kann. Man kann den Komparator durch eine Schmitt-Trigger-Beschaltung mit kleiner Hysterese gegen diese Störungen unempfindlich machen (Bild 8-69 c).

Bild 8-69. Komparator.

6.10 Filterschaltungen

Vorwiegend in der Nachrichtentechnik ist es häufig erforderlich, aus einem breitbandigen Frequenzgemisch einen Teil zu entnehmen oder zu sperren. *Filter* sind Schaltungen, die bestimmte *Frequenzbereiche durchlassen, andere sperren*.

Der Übergang vom Durchlaßbereich zum Sperrbereich erfolgt gleitend. Durch mehrere in Reihe geschaltete Einzelfilter entstehen Filter höherer Ordnung, und der Übergang erfolgt schneller. Das Filter hat eine höhere *Flankensteilheit*, die man meist in dB/Dekade oder dB/Oktave angibt.

Filter wurden früher aus Kondensatoren und Spulen hergestellt. Spulen sind groß, teuer und für niedrige Frequenzen nur mit einer geringen Güte herstellbar. Deshalb haben sich mit den Operationsverstärkern auch die *aktiven Filter* durchgesetzt, die auf Spulen verzichten und alle Filtertypen aus einem Operationsverstärker mit einer Widerstands- und Kondensatorbeschaltung in ausreichender Güte verwirklichen.

Filter entfernen Teile aus dem Frequenzgemisch eines Signals und *verformen* damit das Signal im Zeitbereich. Unter diesem Gesichtspunkt kann man auch den Integrierer und den Differenzierer als *Filter* ansehen.

Bei allen aktiven Filtern finden *RC-Glieder* Verwendung. Filter erster Ordnung besitzen ein RC-Glied und sind mathematisch durch relativ einfache Differentialgleichungen zu beschreiben.

Filter höherer Ordnung bestehen aus der entsprechenden Anzahl von RC-Gliedern. In der Praxis spielen im wesentlichen Filter erster und zweiter Ordnung eine Rolle. In Bild 8-47 sind die unterschiedlichen Filterarten mit ihrer Bezeichnung, ihrer Schaltung, der Darstellung ihrer Sprungantwort (Verlauf von U_a , wenn U_e eine Sprungfunktion ist), der frequenzabhängigen Übertragungsfunktion $U_a = f(U_e)$ und des Amplitudenganges zusammengestellt.

Als Bezugsfrequenz dient üblicherweise die *Grenzfrequenz* ω_g bzw. f_g .

Bei dieser Frequenz sind die Blindwiderstände des Filters gerade so groß wie die Wirkwiderstände, bzw. das Amplituden-Übertragungsmaß ist um 3 dB zurückgegangen. Der Bandpaß und die Bandsperre bestehen aus zwei RC-Gliedern mit zwei unterschiedlichen Grenzfrequenzen f_{g1} bzw. f_{g2} . In diesem Fall wird der geometrische Mittelwert f_m beider Frequenzen berücksichtigt:

$$f_m = \sqrt{f_{g1} f_{g2}}$$

Die einzelnen Filtertypen werden im folgenden ausführlich besprochen. Die verwendeten Gleichungen enthalten stets die Kreisfrequenz ω und häufig die Grenz- oder Resonanzfrequenz ω_0 .

Für alle angegebenen Gleichungen gelten die Zusammenhänge:

$$\omega = 2\pi f, \quad (8-31)$$

$$\Omega = \omega/\omega_0. \quad (8-32)$$

6.10.1 Tiefpaß 1. Ordnung

Tiefpaß 1. Ordnung

Bild 8-54 zeigt einen passiven Tiefpaß 1. Ordnung.

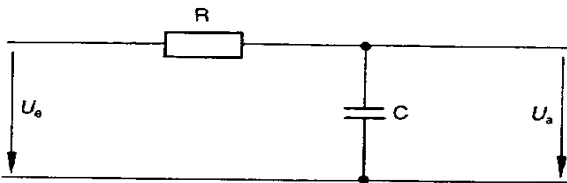


Bild 8-54. Passiver Tiefpaß 1. Ordnung.

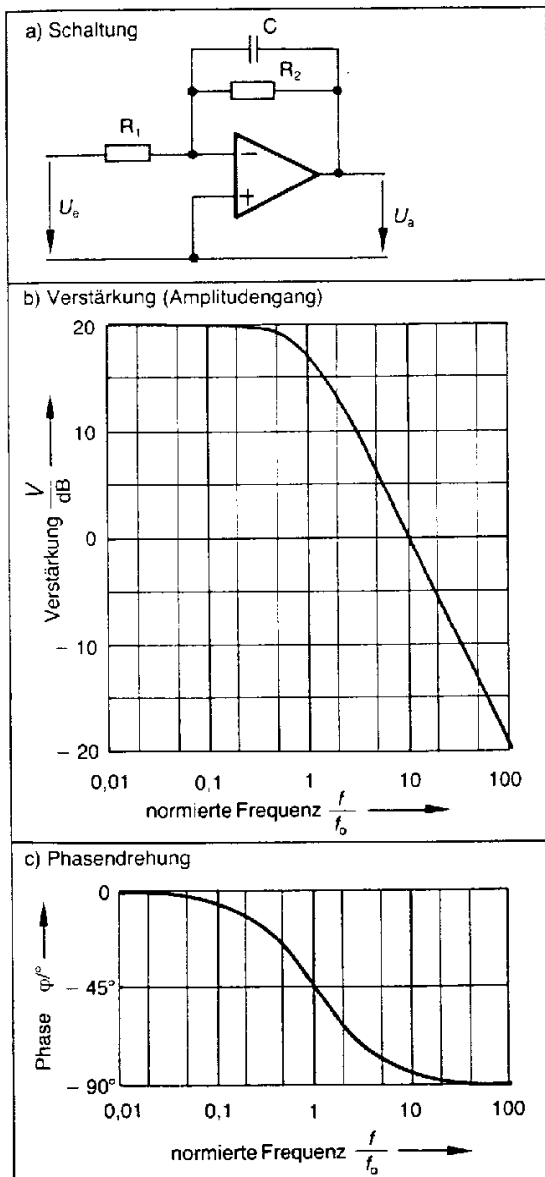


Bild 8-55. Aktiver Tiefpaß 1. Ordnung.

Wird keine Verstärkung benötigt, dann genügt oft ein *einfacher passiver Tiefpaß*. Er läßt sich mit einem aktiven Tiefpaß kombinieren und erhöht dessen Ordnung um eins.

Bild 8-55 zeigt einen *aktiven Tiefpaß* 1. Ordnung. Die Schaltung gleicht dem Integrator mit Gleichstrompfad (Bild 8-49). Die statische Verstärkung $v = R_2/R_1$ ist jedoch meistens wesentlich kleiner als beim Integrator.

Vergleicht man Bild 8-55a mit Bild 8-21, so kann man die Widerstände R_1 und R_2 durch die Scheinwiderstände Z_c und Z_a ersetzen, so

daß für die Ausgangsspannung u_a gilt

$$U_a = - U_e \frac{Z_a}{Z_e} \tag{8-33}$$

Die komplexen Widerstände Z_a und Z_e betragen

$$Z_a = \frac{1}{1/R_2 + j\omega C_2} = \frac{R_2}{1 + j\omega C_2 R_2};$$

$$Z_e = R_1.$$

Eingesetzt in obige Gleichung ergibt sich für die komplexe Übertragungsfunktion

$$\frac{U_a}{U_e} = - \frac{R_2}{R_1} \frac{1}{1 + j\omega C_2 R_2} \tag{8-34}$$

Man kann sie zur besseren Übersicht in Betrag und Phase aufteilen und graphisch darstellen. Hierzu wird in Gl. (8-34) der Nenner reell gemacht, und es gilt

$$|v| = \frac{v_0}{\sqrt{Re^2 + Im^2}}, \tag{8-35}$$

$$\tan \varphi = \frac{Im}{Re} \tag{8-36}$$

Den entsprechenden Verlauf der Verstärkung $v(\omega)$ zeigt Bild 8-55b; der Phasengang $\varphi(\omega)$ ist in Bild 8-55c dargestellt. Oberhalb der Grenzfrequenz f_g bzw. ω_g sinkt die Verstärkung mit 6 dB/Oktave oder mit 20 dB/Dekade.

6.10.2 Hochpaß 1. Ordnung

Werden Kondensatoren und Widerstände oder Kondensatoren und Spulen vertauscht, dann entsteht aus dem Tiefpaß ein *Hochpaß*.

Bild 8-60 zeigt einen passiven Hochpaß 1. Ordnung. Wird keine Verstärkung benötigt, dann genügt oft ein einfacher passiver Hochpaß.

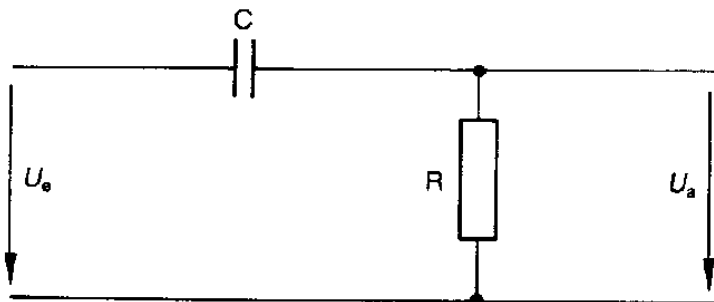


Bild 8-60. Passiver Hochpaß 1. Ordnung.

Bild 8-61 zeigt einen aktiven Hochpaß 1. Ordnung. Die Schaltung entspricht dem verbesserten Differenzierer in Bild 8-52. Die Verstärkung bei Gleichspannung ist $v = 0$.

Im Durchlaßbereich gelten folgende Werte:

$$v_{\omega} = R_2/R_1 \quad \text{und} \quad \omega_g = 1/R_1 C_1.$$

Der Kondensator C_2 soll die Verstärkung erst oberhalb des Arbeitsbereiches der Schaltung verringern. Deshalb gilt $R_2 C_2 \ll R_1 C_1$.

Die komplexe Übertragungsfunktion berechnet man genau wie beim Tiefpaß:

$$\underline{U}_a = - \underline{U}_e \frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{j\omega C_1 R_1}{1 + j\omega C_1 R_1}. \quad (8-42)$$

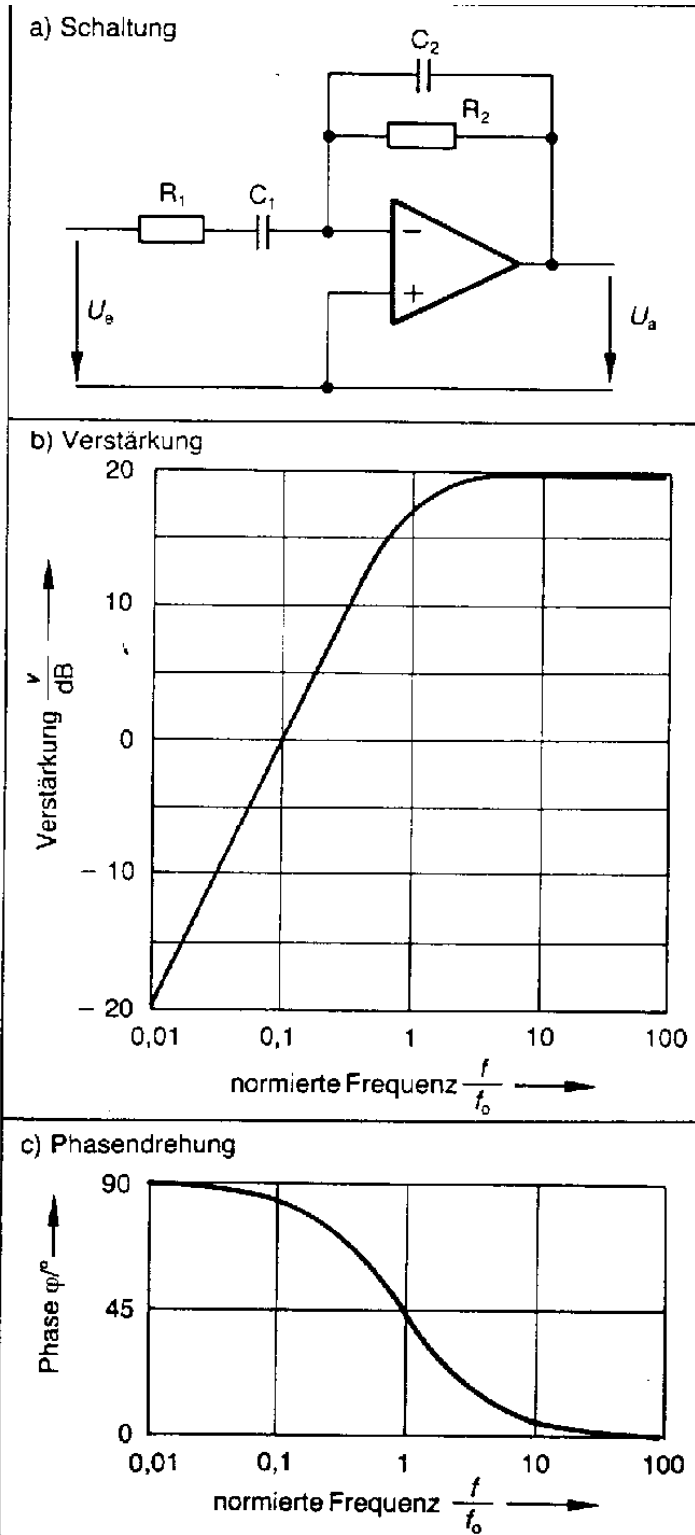


Bild 8-61. Aktiver Hochpaß 1. Ordnung.

Sie läßt sich zur besseren Übersicht in Betrag und Phase aufteilen und grafisch darstellen.

RFH Rheinische Fachhochschule Köln	Meßtechnik für Elektrotechnik	Fachbereich: Elektrotechnik Studiengang: Allgemeine E-Technik Dipl.-Ing. M. Trier
--	--------------------------------------	--

Bild 8-61 b und c gibt den Amplituden- und Phasengang des Hochpasses 1. Ordnung wieder.

Beispiel 3:

Ein Hochpaß soll Frequenzen oberhalb 1 kHz um den Faktor $v_0 = 10$ verstärken und Frequenzen unterhalb 20Hz nicht verstärken.

Lösung:

Hierzu eignet sich ein Hochpaß 1. Ordnung. Die Grenzfrequenz f_g wird auf 500 Hz festgelegt, damit Frequenzen $f \geq 1$ kHz **nicht** geschwächt werden.

Man wählt den aktiven Hochpaß nach Bild 8-61. Der Kondensator C_1 wird mit 10 nF festgelegt.

Damit gilt $\omega_g = 1/R_1 C_1$

$$R_1 = 1/(\omega_g * C_1) = 1/(1000 * \pi * 10^{-8}) = 1/s * F$$

$$R_1 = 31,4K\Omega$$

$$v_0 = 10 \rightarrow v_0 = R_2/R_1 \rightarrow R_2 = 314k\Omega$$

$C_2 R_2$ bestimmt die obere Grenzfrequenz, die bei 100 kHz liegen soll.

$$C_2 = 1/\omega R_2, C_2 = 50 \text{ pF.}$$

6.10.3 Bandpaß (selektives Filter)

Schaltet man einen Tiefpaß und einen Hochpaß in Reihe, so erhält man eine obere Grenzfrequenz ω_1 (Hochpaß) und eine niedrigere ω_2 (Tiefpaß).

Dadurch wird es möglich, zwischen diesen Grenzfrequenzen ein Frequenzband zu übertragen. Dieses Filter hat deshalb die Bezeichnung *Bandpaß*. Die Mittenfrequenz ω_m ist der geometrische Mittelwert beider Grenzfrequenzen:

$$\omega_m = \sqrt{\omega_1 * \omega_2}$$

Die Bandbreite ist die Differenz zwischen der oberen und der unteren Grenzfrequenz, bei der die Spannungsverstärkung v_u in der Bandmitte auf den Teil $1/\sqrt{2}$ der Spannungsverstärkung v_0 abgefallen ist.

Bild 8-64 zeigt die Schaltung und den Frequenzgang.

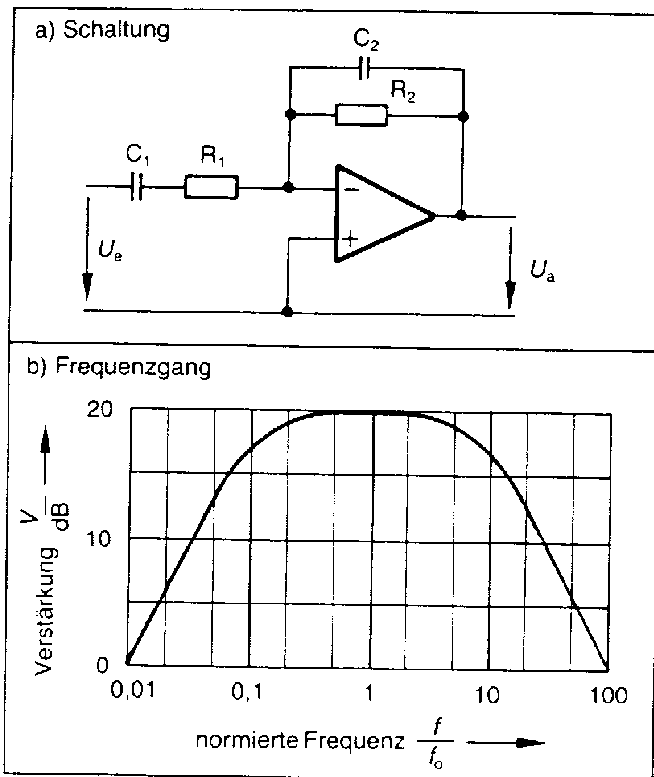


Bild 8-64. Bandpaß aus Hochpaß und Tiefpaß 1. Ordnung.

Diese Schaltung ist immer dann notwendig, wenn die Bandbreite b nicht klein gegen die Mittenfrequenz f_0 ist, d.h. wenn $b > 0,1f_0$ wird.

Die Grenze ist fließend. Die erreichbare Bandbreite ist um so kleiner, je höher die Flankensteilheit beim Übergang vom Durchlaß zum Sperrbereich sein soll. Hoch- und Tiefpaßfilter können zusammengesetzt sein und eine höhere Ordnung haben.

Oft muß aus einem Frequenzgemisch nur eine Frequenz oder ein verhältnismäßig schmales Frequenzband verwendet werden.

Bei höheren Frequenzen eignet sich ein Parallelschwingkreis vorzüglich für diese Aufgabe. Er muß jedoch aus einer hochohmigen Quelle angeregt und mit einem hochohmigen Verbraucher abgeschlossen werden, so daß je Schwingkreis mindestens ein Verstärker erforderlich ist.

Bei niedrigen Frequenzen erlaubt die

geringe Güte Q der verwendeten Spulen ($Q = L/R$) nur kleine Filtergüten, was zu einer geringen Flankensteilheit und oft unzureichender Unterdrückung unerwünschter Frequenzen führt.

Aktive Filter arbeiten nur mit Widerständen und Kondensatoren, die mit hoher Güte verfügbar sind. Werden zudem Operationsverstärker benutzt, deren Verstärkung bei der Arbeitsfrequenz ausreichend hoch ist, dann sind auch bei sehr niedrigen Arbeitsfrequenzen Filter mit hoher Güte herzustellen.

Wie bei den Tief- und Hochpässen, kann man auch Bandpässe mit Einfachgegenkopplung, beispielsweise mit dem Doppel-T-Filter, sowie Bandpässe mit Mehrfachgegenkopplung oder Einfachmitkopplung aufbauen.

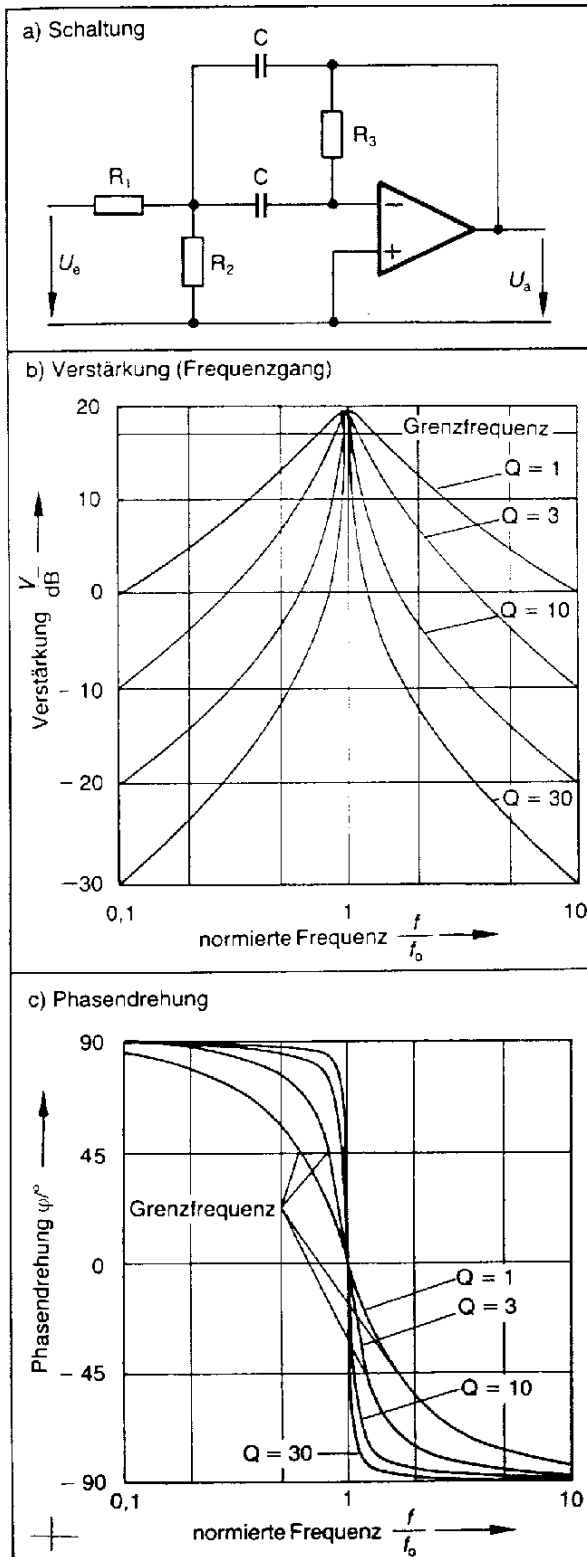


Bild 8-65. Bandpaß mit Mehrfachgegenkopplung.

Bild 8-65b und c zeigen die frequenzabhängige Verstärkung und die Phasendrehung für verschiedene Güten.

6.10.4 Bandsperre

Eine Bandsperre sperrt einen schmalen Frequenzbereich innerhalb eines breiteren Frequenz-band. Man kann sie als aktives Filter verwirklichen, wenn der Eingangswiderstand R_1 des invertierenden Operationsverstärkers durch ein *Doppel-T-Filter* ersetzt wird.

Das Doppel-T-Filter in Bild 8-67 besteht aus zwei T-Gliedern.

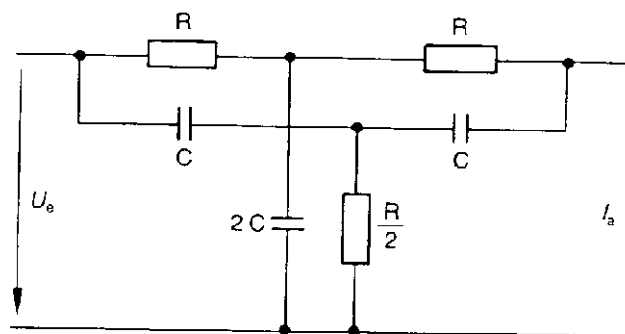


Bild 8-67. Doppel-T-Filter.

Das R-2C-R-Glied erzeugt zu einer Eingangswchelsspannung einen nacheilenden Strom, das zweite C-R/2-C-Glied einen voreilenden. Die Eingänge beider Glieder werden gemeinsam gespeist, weshalb sich die Ausgangsströme subtrahieren.

Bei der Resonanzfrequenz $\omega_0 = 1/(R C)$ sind die Ausgangs-Ströme beider T-Glieder gleich groß, aber gegenphasig und heben sich dadurch auf.

Die Durchlaßkurve für $a = 0$ in Bild 8-68 b zeigt den resultierenden Ausgangsstrom des Netzwerks als Funktion der Frequenz. Sie erklärt die ebenfalls übliche Bezeichnung *Notch-Filter* (engl.: notch. Kerbe, Einschnitt).

Die Güte dieses Filters ist verhältnismäßig gering. Bild 8-68 a stellt eine geänderte Schaltung mit einstellbarer Güte Q dar. Dabei wird die niederohmige Ausgangsspannung des Filters auf den Fußpunkt des Doppel-T-Netzwerks teilweise zurückgekoppelt und sein dämpfender Einfluß vermindert, solange der Ausgangsstrom des Netzwerks nicht null ist.

Die Verstärkung ist eins, wenn die Arbeitsfrequenz von der Resonanzfrequenz weit entfernt ist. Bei der Resonanzfrequenz ist sie idealerweise null. (Durch Bauteiltoleranzen bleibt leicht eine Restverstärkung $v = 0,01$).

Bild 8-68 b und c zeigen den Amplituden- und Phasengang der Bandsperre mit dem Notch-Filter.

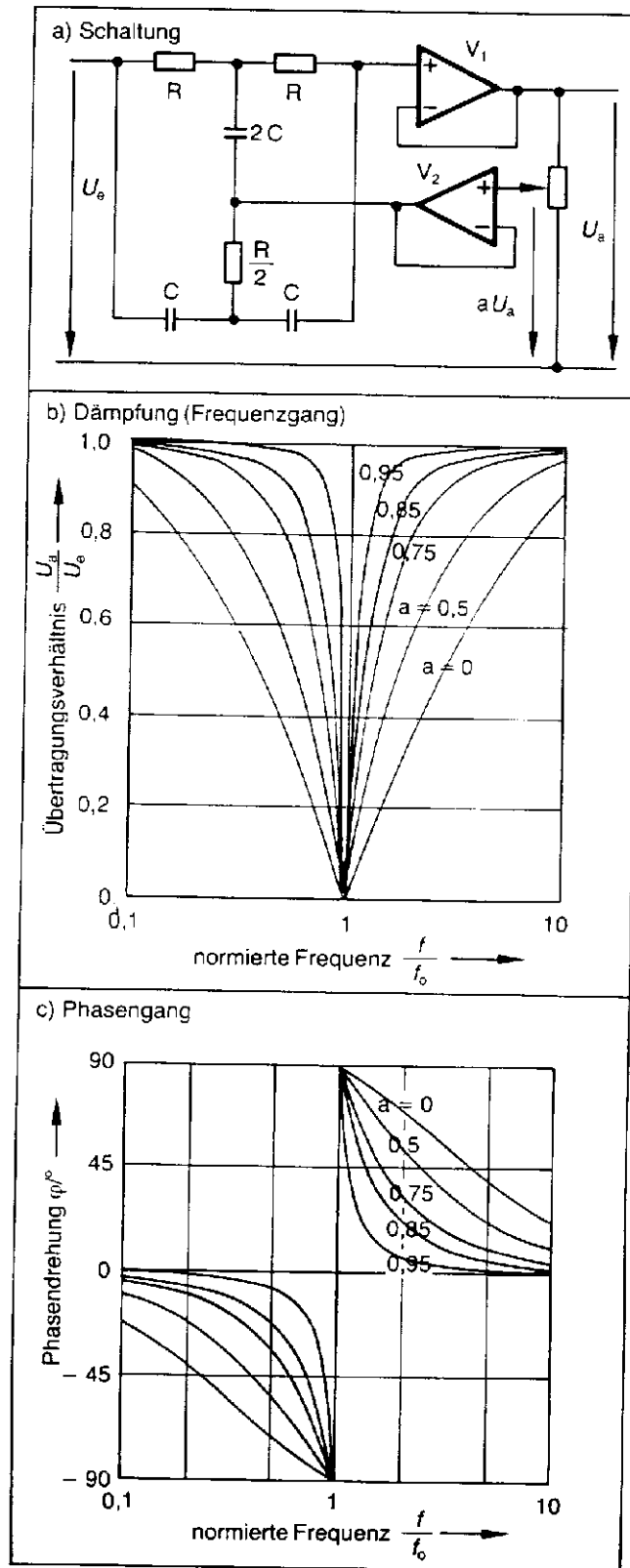


Bild 8-68. Bandsperre mit Doppel-T-Filter und einstellbarer Güte.

RFH Rheinische Fachhochschule Köln	Meßtechnik für Elektrotechnik	Fachbereich: Elektrotechnik Studiengang: Allgemeine E-Technik Dipl.-Ing. M. Trier
--	--------------------------------------	--