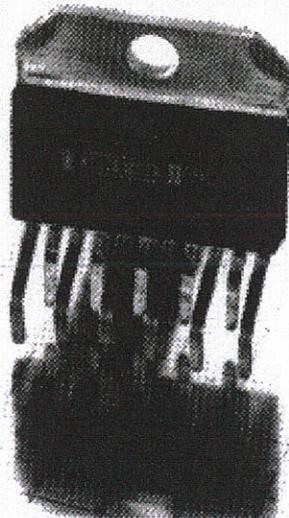


## 6 Definition des Operationsverstärkers

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

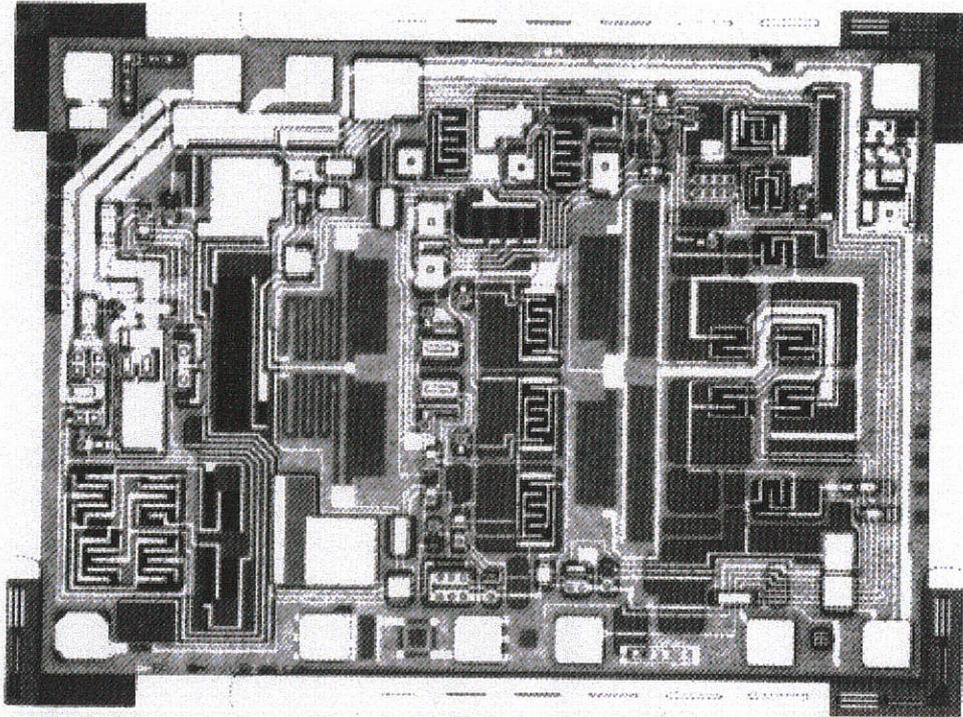
Es soll hier ausdrücklich betont werden, daß jeder Verstärker, der hierzu in der Lage ist als Operationsverstärker bezeichnet werden kann.

### 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



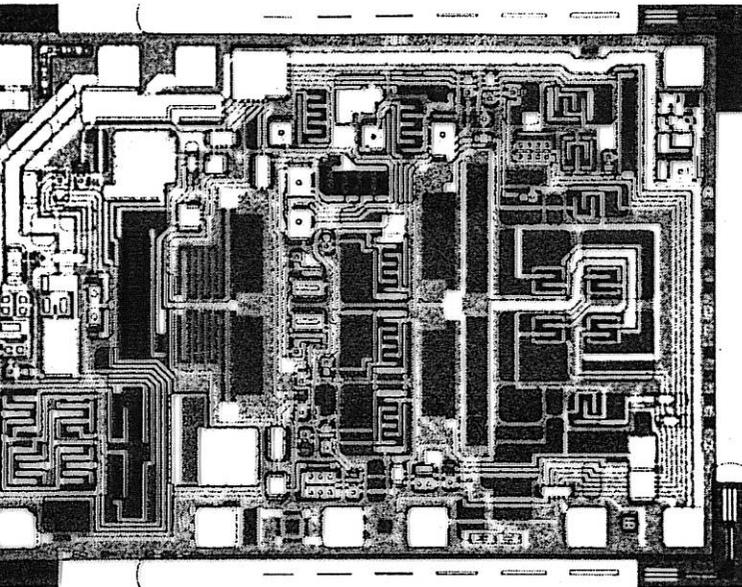
Nun werden die meisten in Betrieb genommenen Operationsverstärker nicht für Anwendung in der analogen Rechentechnik eingesetzt, vielmehr erfüllen sie in fast allen Fällen allgemeiner gestellte Aufgaben. Deshalb soll einmal zusammengefaßt werden, was ein Operationsverstärker global gesehen Zutun hat.

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.

a) Chip-Aufnahme eines schnellen Operationsverstärkers



b) einbaufertiger Operationsverstärker

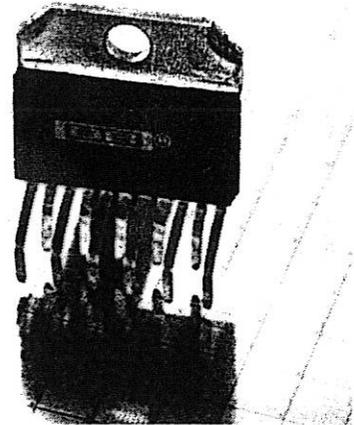
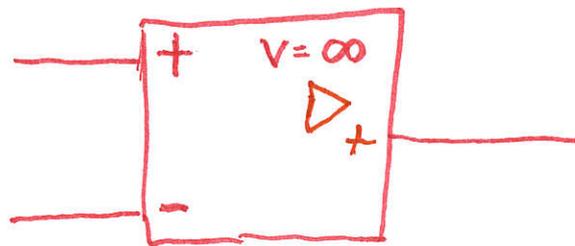


Abbildung 4. Operationsverstärker.

Werkfoto: Burr-Brown.

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

Eigenschaft des Operationsverstärkers (OPV)	Symbol	Einheit	Idealer OPV	Realer OPV
Ausgangsspannung	$U_{10}$	mV	0	10 $\mu$ V bis 10 mV
Temperatureinfluß auf $U_{10}$	$\alpha_{U_{10}}$	$\mu$ V/K	0	0,2 $\mu$ V/K bis 10 $\mu$ V/K
Geräusch (Noise)	$U_n$	$nV/\sqrt{Hz}$	0	2,5 $nV/\sqrt{Hz}$ bis 100 $nV/\sqrt{Hz}$
Ausgangsstrom	$I_1$	nA	0	0,1 pA bis 1 $\mu$ A
Ausgangswiderstand	$R_1$	M $\Omega$	$\infty$	100 k $\Omega$ bis 10 <sup>15</sup> $\Omega$ (MOSFET)
Common-Mode-Unterdrückung	$CMMR$	dB	$\infty$	70 dB bis 120 dB
Einfluß der Speisespannung	$PSRR$	$\mu$ V/V	0	0,1 $\mu$ V/V bis 0,1 mV/V
Verstärkung bei Gleichstrom	$V_{U0}$	V/mV	$\infty$	10 V/mV bis 10 <sup>4</sup> V/mV
Frequenzabhängigkeit der Verstärkung (Grenzfrequenz)	$f_g$		$\infty$	1 Hz bis 10 kHz Abfall $V_{U0}$ mit 20 dB/Dekade
Anstiegszeit der Ausgangsspannung	$S$	V/ $\mu$ s	$\infty$	0,5 V/ $\mu$ s bis 2000 V/ $\mu$ s
Ausgangswiderstand	$R_0$	$\Omega$	0	10 $\Omega$ bis 1 k $\Omega$



GENORMTES SCHALTZEICHEN

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 (!)

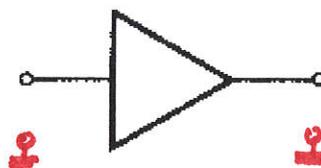
Widerstandswerte, bestimmen den Verstärkungsgrad der gesamten Anordnung. Das aktive Element einer solchen Anordnung, den Operationsverstärker, kann man als Vierpol, als „Schwarzen Kasten“ mit lediglich zwei Eingang und zwei Ausgangsklemmen betrachten.

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.



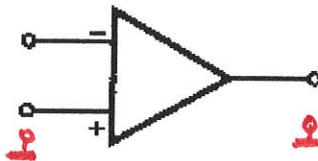
1.1.1 Symbol für einen  
Operationsverstärker  
mit einem Eingang

WENN SO DARGESTELLT  
DANN IMMER EIN  
INVERTIERENDER OP

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 elek-

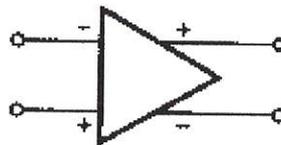
trischen Anlage gilt, die gleichzeitig das niedrigste Potential gegen Erde führt, wird der Ausdruck „Masse“ in diesem Buch nur in diesem Sinne, ansonsten der Begriff „Bezugspunkt“ verwendet.)

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.

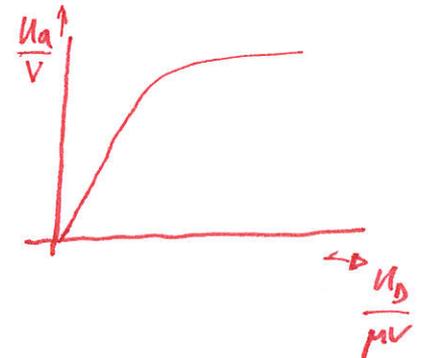
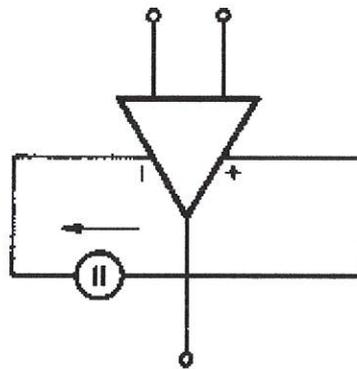
Bei Umpolung des Eingangssignals (nur möglich bei den Operationsverstärker-Ausführungen gemäß Abb. 1.1.2 und 1.1.3) dreht sich auch die Richtung des Ausgangssignals um.

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

Diese Tatsache ist von grundlegender Bedeutung.

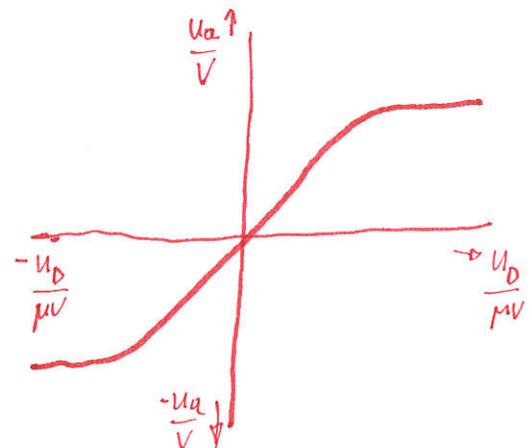
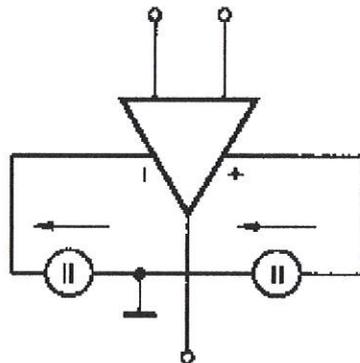
## 6.2 Operationsverstärker und ihre Stromversorgung

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.

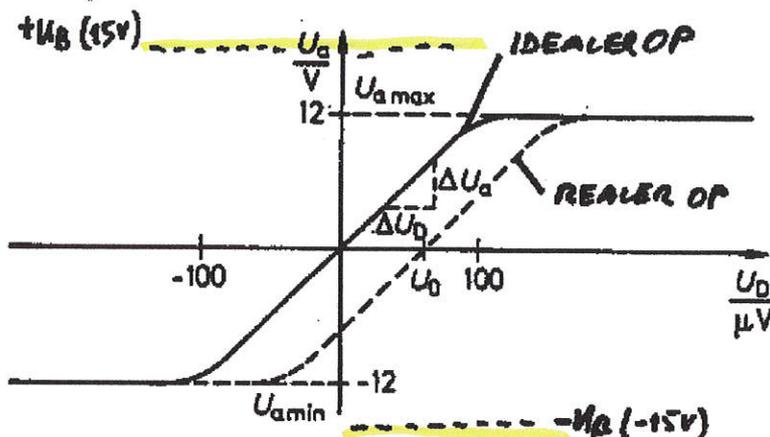


Abb. 7.2 Ausgangsspannung als Funktion der Eingangsspannungsdifferenz. Gestrichelt eingezeichnet: ohne Offsetspannungsabgleich

Beschaltung für die Offsetkompensation:

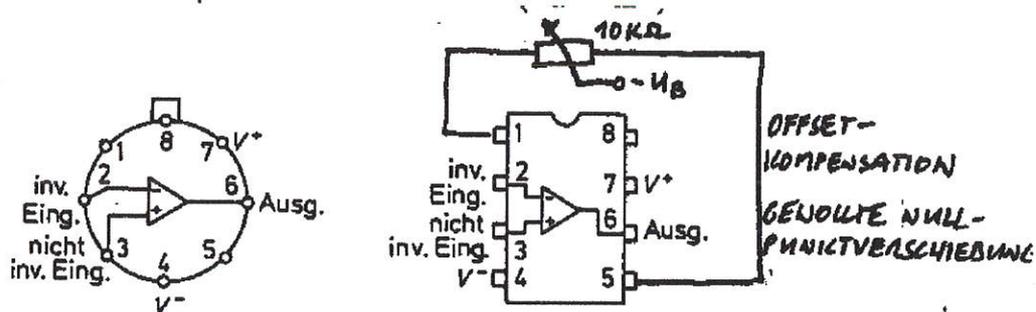


Abb. 7.7 Anschlußschema von Operationsverstärkern im runden Metallgehäuse und im 8-poligen Dual-Inline-Gehäuse jeweils von oben gesehen

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 $\mu$ V bis 10 mV
Temperatureinfluß auf $U_{10}$	$\alpha_{U_{10}}$	$\mu$ V/K	0	0,2 $\mu$ V/K bis 10 $\mu$ 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 $\mu$ A
Eingangswiderstand	$R_1$	M $\Omega$	$\infty$	100 k $\Omega$ bis 10 <sup>15</sup> $\Omega$ (MOSFET)
Gleichtaktunterdrückung	$CMMR$	dB	$\infty$	70 dB bis 120 dB
Einfluß der Speisespannung	$PSRR$	$\mu$ V/V	0	0,1 $\mu$ V/V bis 0,1 mV/V
Verstärkung bei Gleichstrom	$V_{U0}$	V/mV	$\infty$	10 V/mV bis 10 <sup>4</sup> V/mV
Frequenzabhängigkeit der Verstärkung (Grenzfrequenz)	$f_g$		$\infty$	1 Hz bis 10 kHz Abfall $V_{U0}$ mit 20 dB/Dekade
Anstiegsgeschwindigkeit der Ausgangsspannung	$S$	V/ $\mu$ s	$\infty$	0,5 V/ $\mu$ s bis 2000 V/ $\mu$ s
Ausgangswiderstand	$R_o$	$\Omega$	0	10 $\Omega$ bis 1 k $\Omega$

OFFSET

Tabelle 8-1 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  $v = f(\omega)$  werden besonders betrachtet (grau gekennzeichnete Zeilen in Tabelle 8-1).

English	German	French	Spanish	Portuguese
bias	Vorspannung	bias	bias	bias
bias to	Vormagnetisieren	bias to	bias to	bias to
bias current	Ruhestrom	bias current	bias current	bias current
bias resistor	Vorspannungswiderstand	bias resistor	bias resistor	bias resistor
bias voltage	Bezugsspannung	bias voltage	bias voltage	bias voltage
bias winding	Vormagnetisierungswicklung	bias winding	bias winding	bias winding

bias to, VORMAGNETISIEREN, VORSpannen

bias, ANGELEGTE SPANNUNG, NEIGUNG, SCHNÄGE, SYSTEMATISCHER FEHLER  
VORSpannung

bias address, DISTANZADRESSE

bias current, RUHESTROM

bias distortion, EINSEITIGE VERZERRUNG

bias (of estimate), ABLAGE, ABWEICHUNG (VON EINER KORREKTSCHÄTZUNG)

bias point, ARBEITSPUNKT

bias resistor, VORSpannungswiderstand

bias voltage, BEZUGSSpannung, VORSpannung

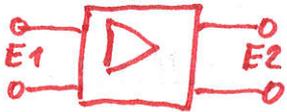
bias winding, VORMAGNETISIERUNGSWICHLUNG

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)	$T_{\text{wg}} = -55^\circ \text{C}$ $125^\circ \text{C}$	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 $70^\circ \text{C}$ $T_A$	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)	$I_1 = 60 \text{ nA}$ $I_{1B}$	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

# DÄMPFUNG

(KEHLWERT DER VERSTÄRKUNG)



$$a = \frac{E1}{E2} ; a = \frac{1}{V} ; V = \frac{E2}{E1} = \frac{Ua}{Ue}$$

	DÄMPFUNG					VERSTÄRKUNG				
DÄMPFUNGS-FAKTOR	$D = \frac{Ua}{Ue}$	$\frac{1}{100}$	$\frac{1}{10}$	$\frac{1}{2}$	$\frac{1}{\sqrt{2}}$	$\frac{1}{1}$	$\frac{\sqrt{2}}{1}$	$\frac{2}{1}$	$\frac{10}{1}$	$\frac{100}{1}$
DÄMPFUNGS-MASS	$\alpha = 20 \lg \frac{Ua}{Ue}$	-40	-20	-6	-3	0	+3	+6	+20	+40

$$\lg a^n = n \cdot \lg a$$

$$x = \lg a \Rightarrow a = 10^x$$

DIE LEERLAUFSPANNUNGSVERSTÄRKUNG LIEGT IM BEREICH VON

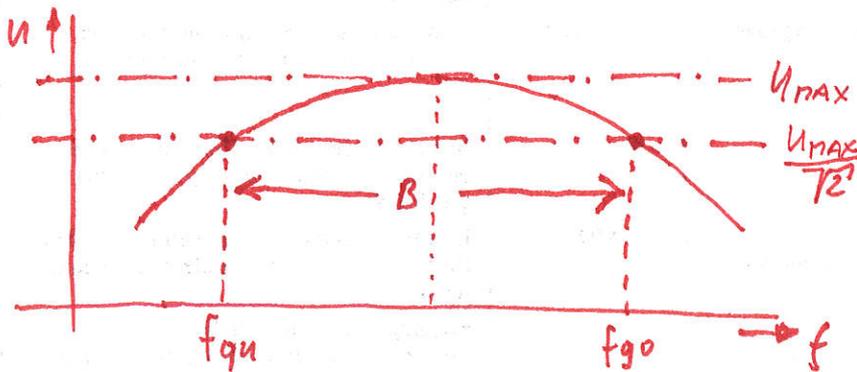
$$V_0 \approx 86 - 110 \text{ dB}$$

$$V_{[\text{dB}]} = 20 \lg V$$

$$\Rightarrow V_0 = 10^{\frac{86}{20}} = 19952$$

$$V_0 = 10^{\frac{110}{20}} = 316227$$

## BANDBREITE :



$$B = f_{go} - f_{gu}$$

$$\frac{1}{\sqrt{2}} = 0,707 \text{ IM}$$

LOGARITHMISCHEN MASSSTAB ENTSPRICHT DAS 3dB

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 $\mu\text{V}$ Eingangsspannungsänderung. Die Werte können für die positive und die negative Ausgangsspannung verschieden sein.
Spannungsverstärkung, Leerlaufspannungsverstärkung (Large signal voltage gain)	$v_{UO} = 110 \text{ dB}$ $220 \text{ V/mV}$ $A_{VO}$	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 ( $180^\circ$ ) 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.

*⇒ MIT-  
KOMPLUNG*

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 0 V kurzgeschlossen sein.
Sperrschichttemperatur (Junction temperature)	$T_j = 150^\circ\text{C}$	höchstzulässige Sperrschichttemperatur im Betrieb
Lagertemperatur (Storage temperature)	$T_{\text{stg}} = -55^\circ\text{C}$ $125^\circ\text{C}$	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 $70^\circ\text{C}$ $T_A$	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)	$I_I = 60 \text{ nA}$ $I_{IB}$	Mittelwert der beiden Eingangsströme bei Eingangs- und Ausgangsspannung gleich 0 V
Eingangswiderstand (Input resistance differential mode)	$R_I = 2 \text{ M}\Omega$	Eingangswiderstand zwischen den beiden Eingängen des OPV bei kleinen Eingangssignalen
Eingangskapazität (Input resistance differential mode)	$C_I = 1,5 \text{ pF}$	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)	$PSRR = 20 \text{ } \mu\text{V}/\text{V}$	Die Änderung der Betriebsspannung $U_s$ um 1 V verursacht die gleiche Änderung der Ausgangsspannung wie 20 $\mu\text{V}$ Eingangsspannungsänderung. Die Werte können für die positive und die negative Ausgangsspannung verschieden sein.
Spannungsverstärkung, Leerlaufspannungsverstärkung (Large signal voltage gain)	$v_{UO} = 110 \text{ dB}$ $220 \text{ V/mV}$ $A_{vO}$	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 ( $180^\circ$ ) 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.



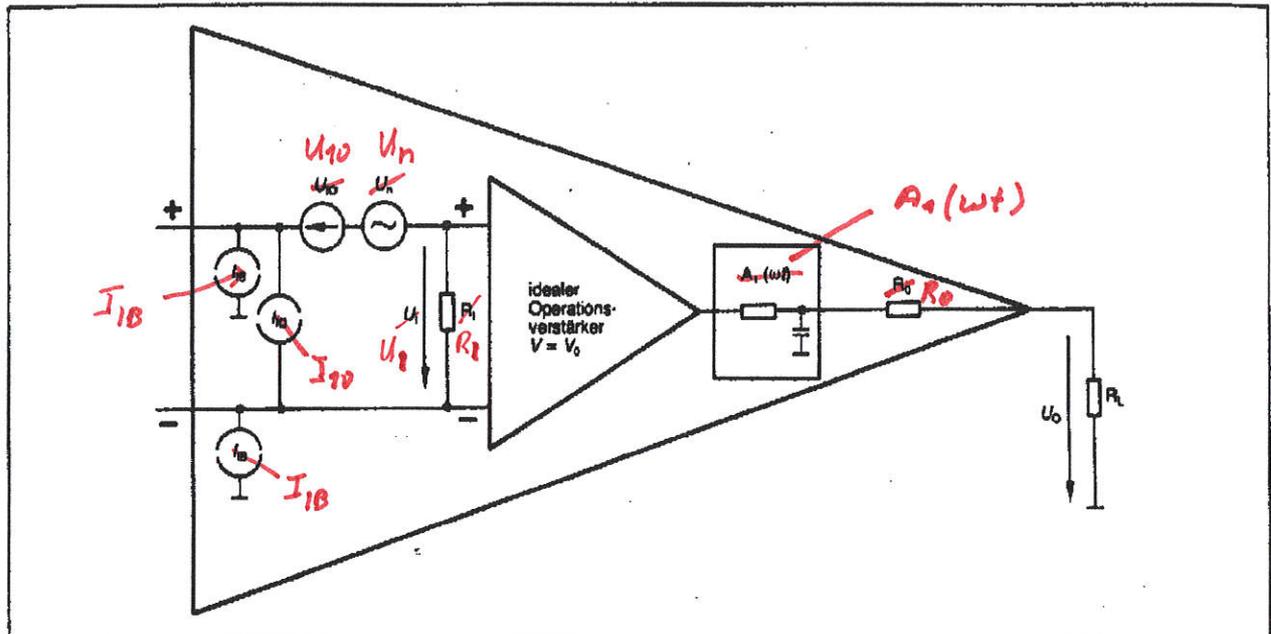


Bild 8-5. Ersatzschaltbild eines realen Operationsverstärkers.

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.

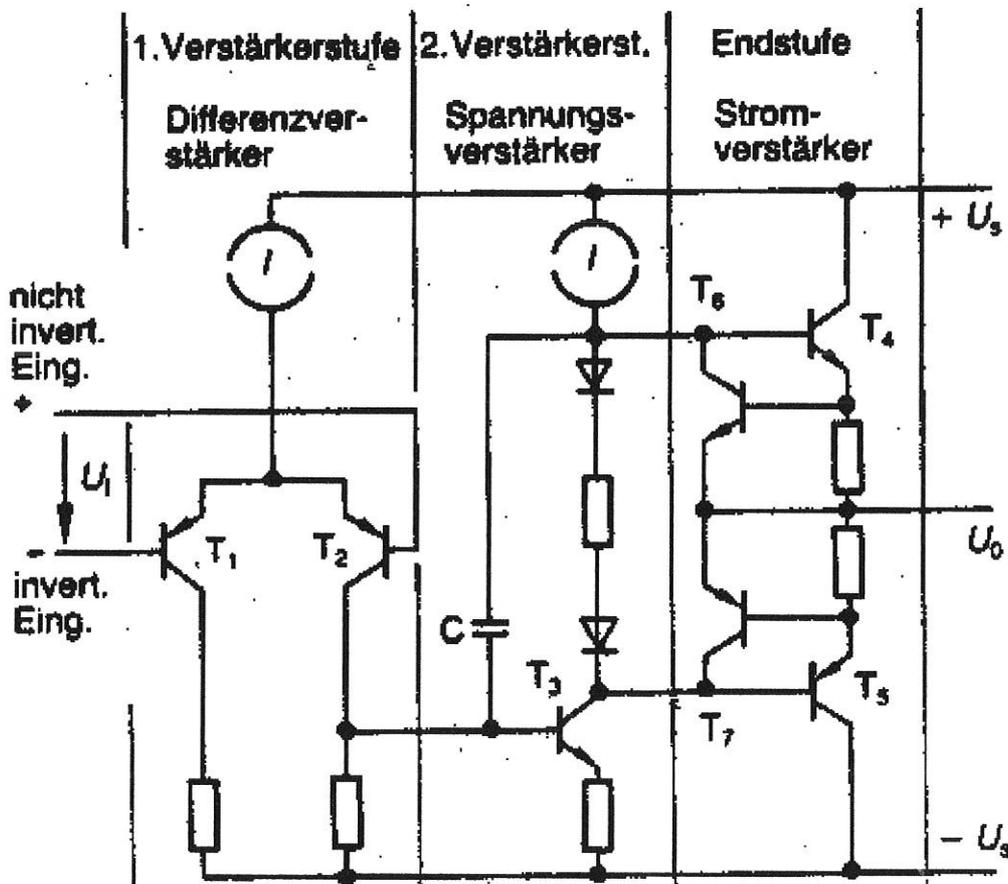
+  $U_S$  und -  $U_S$  werden wegen der besseren Übersicht meistens weggelassen.

$U_{10}$ = EINGANGSFEHLSPANNUNG (= OFFSETSPANNUNG)	$\approx \pm 2\text{mV}$
$I_{IB}$ = EINGANGSNULLSTROM	$\approx \pm 20\text{nA}$
$U_n$ = RAUSCHDICHTE DER EINGANGSSPANNUNG	$\approx 15\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$
$R_1$ = EINGANGSWIDERSTAND	$\approx 2\text{M}\Omega$
$U_1$ = EINGANGSSPANNUNG	$\approx \pm 15\text{V}$
$R_0$ = AUSGANGSWIDERSTAND	$\approx 10\Omega \dots 1\text{k}\Omega$
$U_0$ = AUSGANGSSPANNUNG	$\approx \pm 15\text{V}$
$R_L$ = LASTWIDERSTAND	
$I_{IB}$ = EINGANGSSTROM	$\approx 60\text{nA}$
$V_0$ = LEERLAUFVERSTÄRKUNG	$\approx 110\text{dB}$

**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-Ermitterspannung 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.

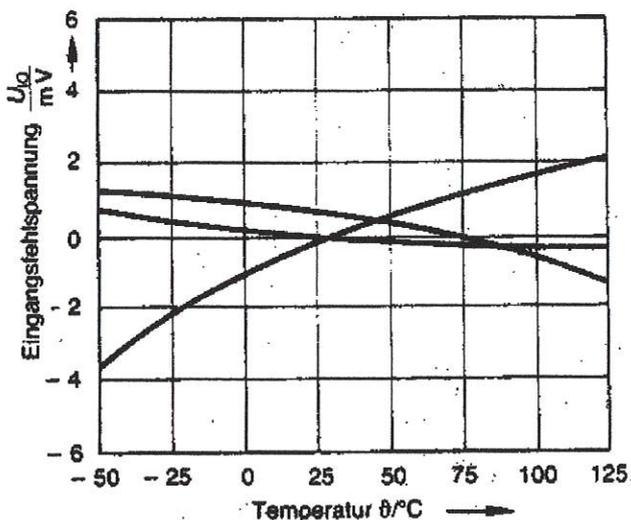


Bild 8-8. Möglicher Verlauf der Eingangsfehlspannung verschiedener Operationsverstärker als Funktion der Kristalltemperatur.

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.

*Offset-Spannung*

Der **Eingangswiderstand  $R_I$**  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.

$R_I$  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  $100\text{ dB}$ . 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.

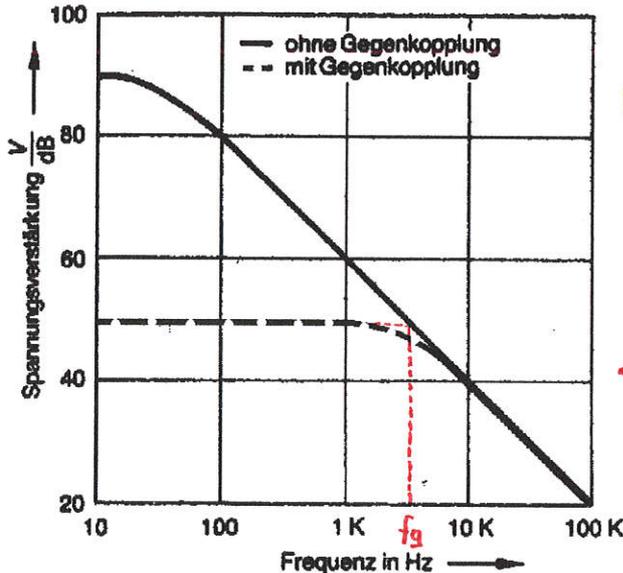


Bild 8-9. Verstärkung als Funktion der Frequenz.

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

VERSTÄRKUNGSBANDBREITENPRODUKT  
 $B_1 \approx 3\text{ MHz}$

← GRENZFREQUENZ

VERSTÄRKUNGSBANDBREITEN-  
PRODUKT = FREQUENZ  
BEI DER DIE OFFENE VER-  
STÄRKUNG AUF  $1$  ABGE-  
SINKEN IST.

Die Frequenzkompensation in der zweiten Stufe bestimmt die **Anstiegsgeschwindigkeit** der **Ausgangsspannung  $du_o/dt$**  als eine weitere typische Eigenschaft der Operations-Verstärker. 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.

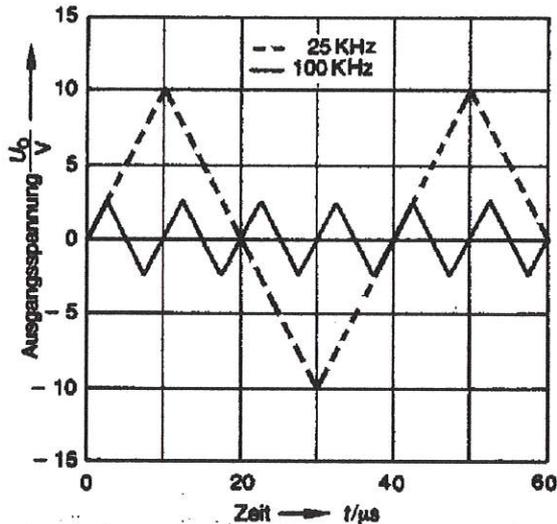


Bild 8-10. Größtmögliche Ausgangsspannung eines Operationsverstärkers als Funktion der Frequenz.

LEISTUNGSBANDBREITE = HÖCHSTE FREQ.  
BEI DER DER VERSTÄRKER NOCH DEN VOLLEN HUB DER AUSGANGSSPANNUNG ERREICHT

$B_{MAX} \approx 15 \text{ KHz}$

### 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.

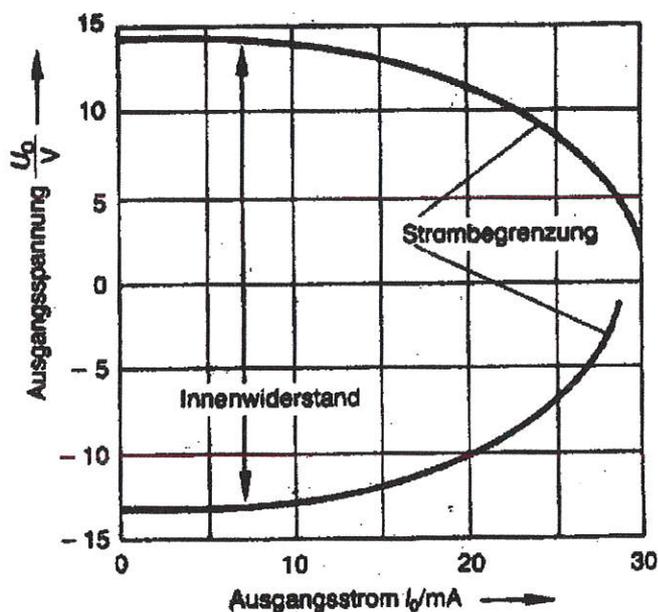


Bild 8-11. Größte Ausgangsspannung eines Operationsverstärkers als Funktion des Ausgangsstroms.

## 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.

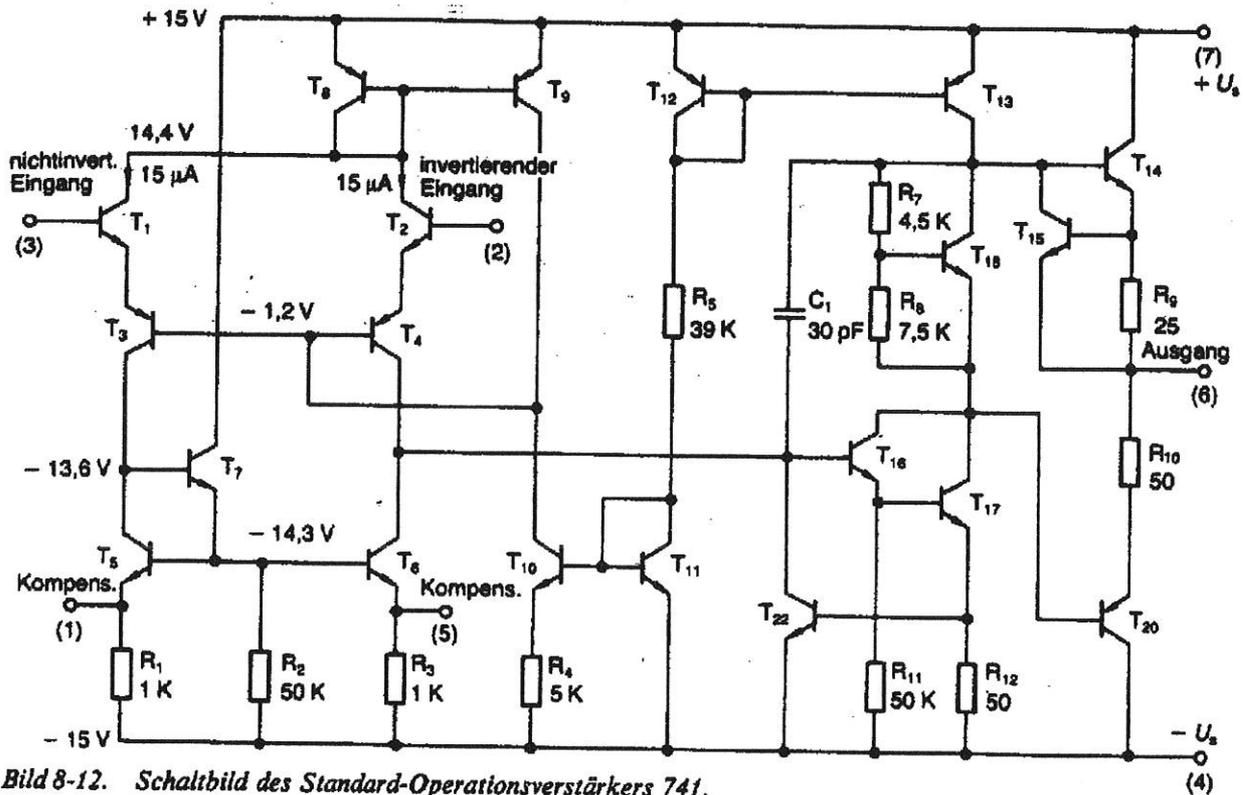


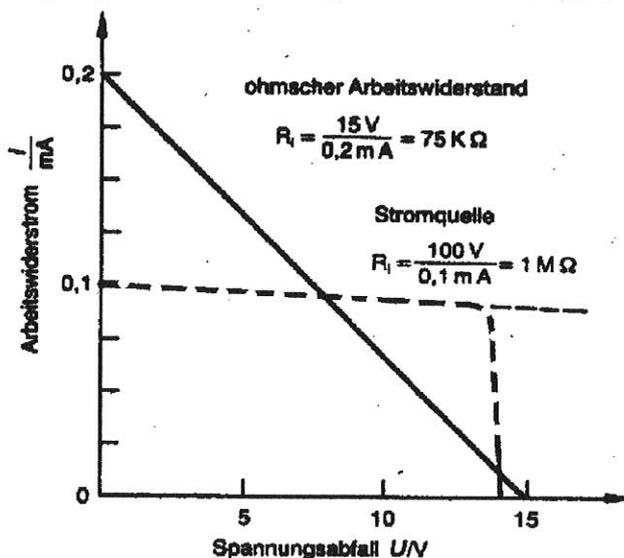
Bild 8-12. Schaltbild des Standard-Operationsverstärkers 741.

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

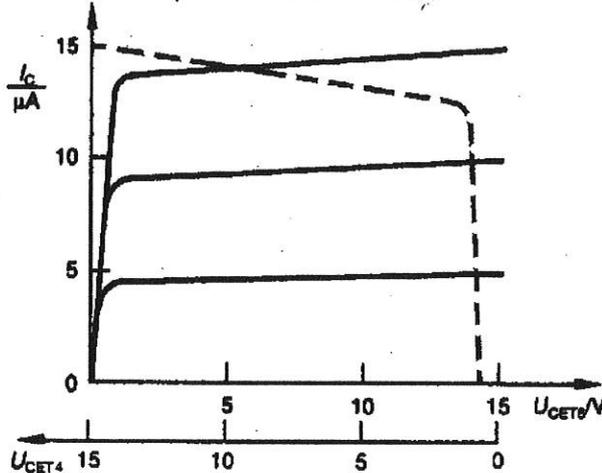


Bild 8-13. Stromquelle als Arbeitswiderstand.

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 $\Omega$  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.

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 Endstufentransistoren  $T_{14}$  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  $v_u \sim 300$ .

\* DEKADE = ZEHNERPOTENZ