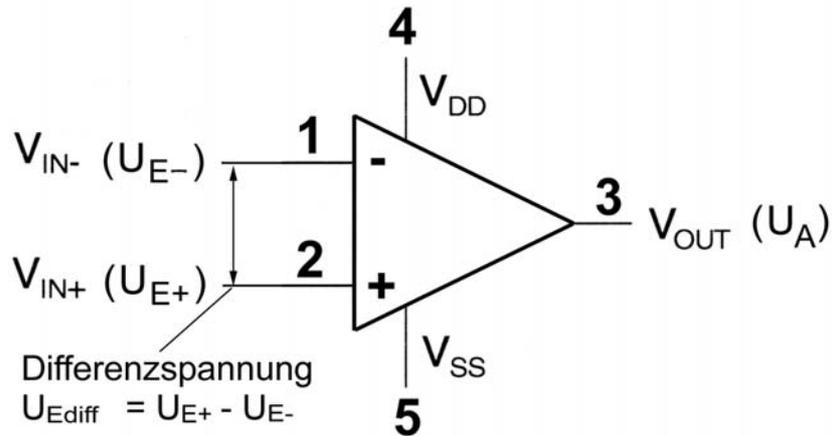


## 4. Operationsverstärker und Comparatoren

### 4.1 Grundbegriffe

Der Operationsverstärker (Operational Amplifier, Op Amp) ist eine Verstärkerschaltung mit Differenzverstärker-Eingängen, die idealerweise eine unendlich hohe Spannungsverstärkung aufweist (Abbildungen 4.1.1 bis 4.1.3, Tabelle 4.1.1).



**Abbildung 4.1.1** Der Operationsverstärker. Darstellung als Schaltsymbol

*Erklärung:*

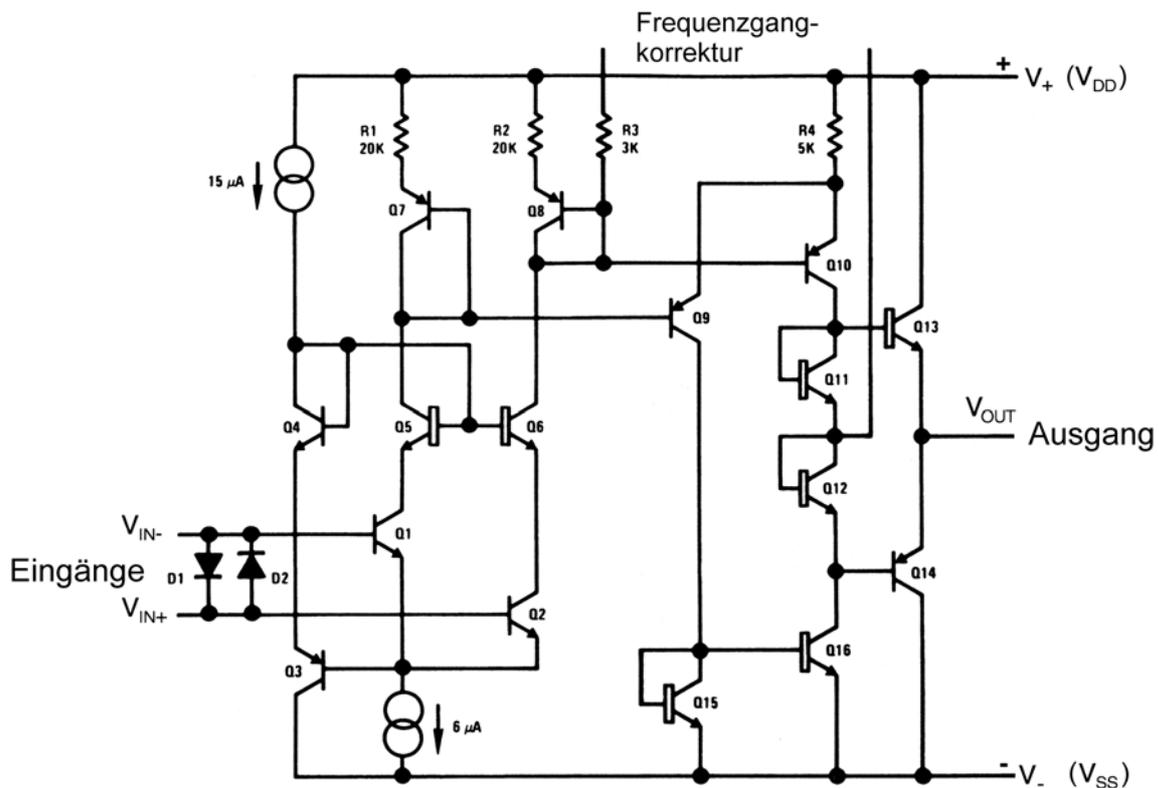
1 - negativer Eingang; 2 - positiver Eingang; 3 - Ausgang; 4 - positive Speisespannung; 5 - negative Speisespannung. Manche Operationsverstärker haben zusätzliche Anschlüsse (Frequenzgangkorrektur, Offsetkompensation, Masse usw.). Es wird die Differenzspannung  $U_{Ediff}$  verstärkt:

$$U_A = U_{Ediff} \cdot A_{OL} = A_{OL} \cdot (U_{E+} - U_{E-})$$

$A_{OL}$  ist die Spannungsverstärkung ohne Gegenkopplung (Open Loop Gain).

Kennwert	idealer Operationsverstärker	reale Operationsverstärker (Größenordnungen)
Eingangswiderstand (Eingangsimpedanz)	$\infty$	100 kOhm...>10 MOhm
Ausgangswiderstand (Ausgangsimpedanz)	0 Ohm	1 Ohm...1 kOhm
Spannungsverstärkung	$\infty$	10 000...>100 000
Grenzfrequenz	$\infty$	100 kHz...>10 MHz
Eingangs-Offsetspannung	0 V	einige $\mu$ V...1 mV
Eingangs-Offsetstrom	0 A	einige $\mu$ A

**Tabelle 4.1.1** Ideale und tatsächliche Kennwerte von Operationsverstärkern



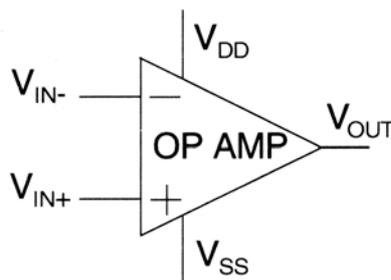
**Abbildung 4.1.2** Nur zur Information: die (vereinfachte) Innenschaltung eines Operationsverstärkers (LM108; National Semiconductor)

**POWER SUPPLY**

- No min or max Voltage ( $V_{DD}$ ,  $V_{SS}$ )
- $I_{SUPPLY} = 0$  Amps
- Power Supply Rejection Ratio (PSRR) =  $\infty$

**INPUT**

- Input Current ( $I_B$ ) = 0
- Input Impedance ( $Z_{IN}$ ) =  $\infty$
- Input Voltage Range ( $V_{IN}$ )  $\rightarrow$  no limits
- Zero Input Voltage and Current Noise
- Zero DC offset error ( $V_{OS}$ )
- Common-Mode Rejection =  $\infty$



**OUTPUT**

- $V_{OUT} = V_{SS}$  to  $V_{DD}$
- $I_{OUT} =$
- Slew Rate (SR) =  $\infty$
- $Z_{OUT} = 0\Omega$

**SIGNAL TRANSFER**

- Open Loop Gain ( $A_{OL}$ ) =  $\infty$
- Bandwidth =  $0 \rightarrow \infty$
- Zero Harmonic Distortion (THD)

**Abbildung 4.1.3** Der ideale Operationsverstärker (nach: Microchip)

## 4.1.1 Wichtige Kennwerte im Überblick

### Eingangs-Offsetspannung (Input Offset Voltage $V_{OS}$ )

Der ideale Operationsverstärker hat bei Spannungsdifferenz 0 an den Eingängen eine Ausgangsspannung von 0 V. Da im realen Operationsverstärker die Eingänge nicht vollkommen symmetrisch sind, muß meist eine gewisse (kleine) Differenzspannung angelegt werden, damit die Ausgangsspannung zu 0 wird. Die Offsetspannungsangabe im Datenblatt ist ein Größtwert (Interpretation: es ist eine Spannungsdifferenz von höchstens (bzw. typischerweise) soundsoviel  $\mu\text{V}$  oder  $\text{mV}$  erforderlich, um die Ausgangsspannung zu Null zu machen).

*Achtung:* die Offsetspannung wird ebenso verstärkt wie die Signalspannung (Abbildung 4.1.4).

### Eingangs- bzw. Basisruhestrom (Input Bias Current $I_B$ , $I_{B+}$ , $I_{B-}$ )

Das ist der Durchschnittswert der Eingangsströme, wenn die Ausgangsspannung 0 V beträgt (Leckstrom). Richtwerte:

- CMOS-Eingänge:  $< 1\text{pA}$  bis zu einigen hundert  $\text{pA}$ ,
- bipolare Eingänge: einige  $10\text{ nA}$  bis zu einigen hundert  $\text{nA}$ . Achtung bei hochohmigen Widerständen, die mit dem Eingang in Reihe liegen. Beispiel:  $100\text{ nA} \cdot 100\text{ k}\Omega = 100\text{ mV}$ . Diese Fehlerspannung addiert sich zur Offsetspannung und wird mitverstärkt.

### Eingangs-Offsetstrom (Input Offset Current $I_{OS}$ )

Das ist die Differenz der Leckströme, die durch beide Eingänge fließen, wenn die Ausgangsspannung 0 V beträgt.

$$I_{OS} = I_{B+} - I_{B-}$$

### (Gleichtakt-) Eingangsspannungsbereich ((Common Mode) Input Voltage Range $V_{IN}$ , $V_{CM}$ )

Das ist der Bereich der zulässigen Eingangsspannungen (bei Überschreitung wird der Verstärker nicht mehr ordnungsgemäß arbeiten). Abbildung 4.1.5 zeigt, wie die Eingangsspannungskennwerte gemessen werden.

### Eingangsspannungsdifferenz (Differential Input Voltage, Aussteuerbereich)

Das ist der Bereich der zulässigen Spannungsdifferenz zwischen beiden Eingängen. Abbildung 4.1.6 veranschaulicht die Angabe anhand einer elementaren Verstärkungskennlinie.

### Eingangswiderstand (Input Resistance $R_{IN}$ )

Der Eingangswiderstand bestimmt sich aus dem Verhältnis von Eingangsstrom zu Eingangsspannung unter der Bedingung, daß der jeweils andere Eingang auf Massepotential liegt.

### Ausgangsspannungshub (Output Voltage Swing $V_{OUT}$ , $V_{OH}$ , $V_{OL}$ )

Der Wert gibt die größte Auslenkung der Ausgangsspannung an, bei der noch keine Begrenzungswirkung auftritt (also keine Spitzen abgeschnitten werden). Die Angabe bezieht sich auf das Massepotential.

*Ausgangsspannung = Speisespannung (Rail-to-Rail-Operation)*

Manche Schaltkreise sind dafür spezifiziert. Die Ausgangsspannung kann aber nie exakt die Speisespannung erreichen. Typische Grenzfälle:

- herkömmliche bipolare Ausgangsstufen (mit Emitterfolgern, also NPN oben, PNP unten). Damit der Transistor leitet, muß die Basis etwa 0,6 V positiver sein als der Emitter. Somit kann die Ausgangsspannung nicht geringer werden als  $V_- + 0,6\text{ V}$  und nicht höher als  $V_+ - 0,6\text{ V}$ .
- komplementäre bipolare Ausgangsstufen (PNP oben, NPN unten). Die Spannungsdifferenzen verringern sich auf den Wert der Kollektor-Emitter-Sättigungsspannung, d. h. auf etwa 0,2 V.
- MOSFET-Ausgangsstufen. Die Spannungsdifferenzen können noch geringer werden als 0,2 V. MOS-Transistoren haben aber einen endlichen Durchlaßwiderstand  $R_{\text{DSon}}$ , so daß bei Stromentnahme der Spannungsabfall entsprechend ansteigt.

*Hinweis:*

Wenn im Datenblatt „Rail-to-Rail-Outputs“ steht, so ist oftmals nur zu erwarten, daß die maximale Ausgangsspannung nicht mehr als 0,6 V von der Speisespannung abweicht.

### **Speisestrom (Supply Current $I_{\text{CC}}$ , $I_{\text{DD}}$ , $I_{\text{Q}}$ )**

Die Angabe betrifft den Speisestrom bei Betrieb ohne Last und 0 V Ausgangsspannung.

### **Gleichtaktunterdrückung (Common Mode Rejection Ratio, CMRR)**

Das ist das Verhältnis von Gegentaktverstärkung zu Gleichtaktverstärkung. Der Kennwert wird üblicherweise in dB angegeben. Richtwerte: 45...90 dB. Er wird gemessen, indem für eine bestimmte Änderung der Gleichtaktspannung die zugehörige Änderung der Offsetspannung bestimmt und ins Verhältnis gesetzt wird:

$$\text{CMRR}(\text{dB}) = 20 \log \frac{\Delta V_{\text{CM}}}{\Delta V_{\text{OS}}}$$

*Erklärung:*

Der ideale Operationsverstärker verstärkt nur eingangsseitige Spannungsdifferenzen (Gegentaktverstärkung, Differential Voltage Amplification). Legt man an beide Eingänge die gleiche Spannung an, so müßte der Ausgang auf 0 V verharren. Beim tatsächlichen Operationsverstärker ändert sich aber die Ausgangsspannung (Gleichtaktverstärkung bzw. Common-Mode Voltage Amplification; Abbildung 4.1.7). Je geringer die Gleichtaktverstärkung, um so besser das Bauelement.

### **Unterdrückung der Speisespannungsschwankungen (Power Supply Rejection Ratio, PSRR)**

Das ist das Verhältnis der Speisespannungsänderung zur Änderung der Eingangs-Offsetspannung. Der Kehrwert des Verhältnisses heißt Supply Voltage Sensitivity.

$$\text{PSRR}(\text{dB}) = 20 \log \frac{\Delta V_{\text{SUPPLY}}}{\Delta V_{\text{OS}}} \text{ mit } V_{\text{SUPPLY}} = V_{\text{DD}} - V_{\text{SS}} \text{ bzw. } (V_+ - V_-)$$

**Erklärung:**

Mit Speisespannungsschwankungen muß in der Praxis immer gerechnet werden. Idealerweise sollte bei schwankender Speisespannung und einmal eingestellter Eingangs-Offsetspannung die Ausgangsspannung auf 0 V verharren. Tatsächlich muß - je nachdem, wie empfindlich der Verstärker auf Speisespannungsschwankungen reagiert - die Offsetspannung entsprechend nachgestellt werden, um 0 V am Ausgang zu halten.

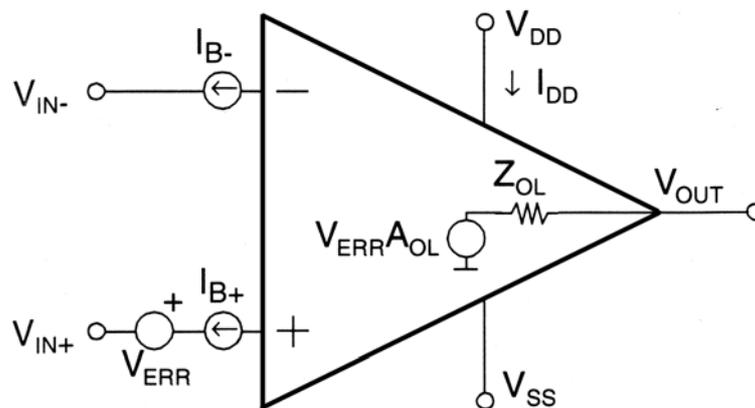
**Großsignal-Spannungsverstärkung (Large-Signal Voltage Gain  $A_V$ )**

Das ist das Verhältnis des vollen Ausgangsspannungshubs (s. oben) zur erforderlichen Eingangsspannungsänderung.

**Gegentakt-Spannungsverstärkung (Open-Loop Gain  $A_{OL}$ )**

Das ist das Verhältnis der Ausgangsspannungsänderung zur Änderung der eingangsseitigen Gegentaktspannung (= der Spannungsdifferenz zwischen beiden Eingängen). Richtwerte: 95...110 dB. Rechenbeispiel: Bei  $A_{OL} = 100 \text{ dB} = 10^5 \text{ V/V}$  bewirkt eine Spannungsdifferenz von  $10 \mu\text{V}$  an den Eingängen, daß sich die Ausgangsspannung um 1 V ändert.

Im Gegensatz zu  $A_V$  betrifft  $A_{OL}$  den sog. Kleinsignalbetrieb, d. h. vergleichsweise geringe Spannungshübe. Näheres in Abschnitt 4.4.



Fehlervoltage (wird gemäß  $A_{OL}$  mitverstärkt):

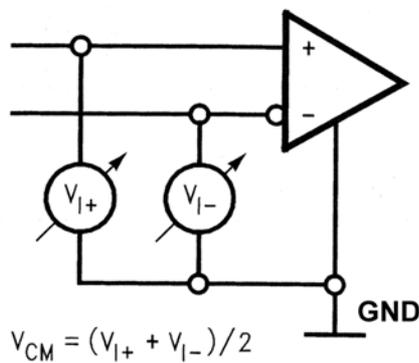
$$V_{ERR} = V_{OS} + PSRR_{ERROR} + CMR_{ERROR} + OPEN\ LOOP\ GAIN_{ERROR}$$

OPEN LOOP GAIN ERROR ergibt sich aus folgendem Zusammenhang:

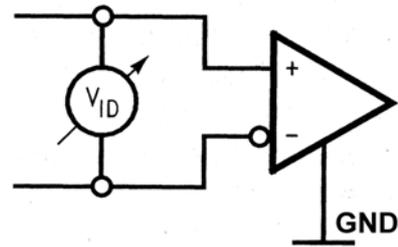
$$A_{OL} \text{ (dB)} = 20 \log \frac{\Delta V_{OUT}}{OPEN\ LOOP\ GAIN\ ERROR}$$

**Abbildung 4.1.4** Gleichspannungskennwerte im Überblick (nach: Microchip)

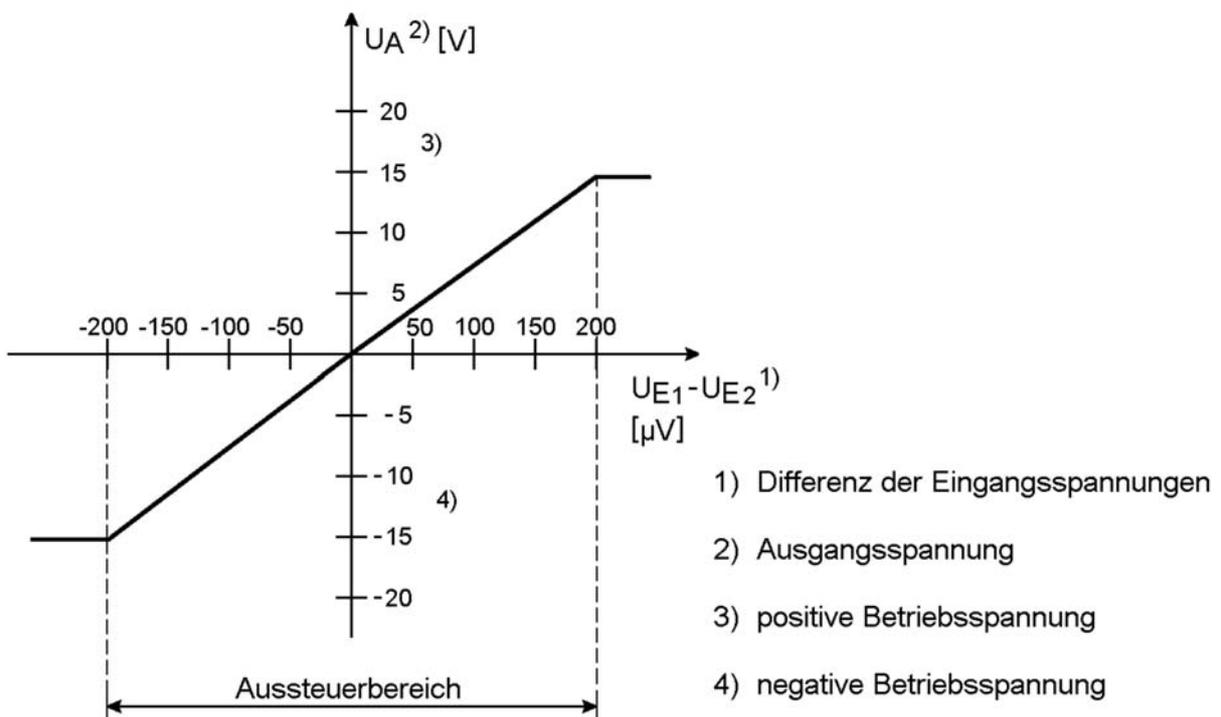
a) **Gleichtaktspannung**



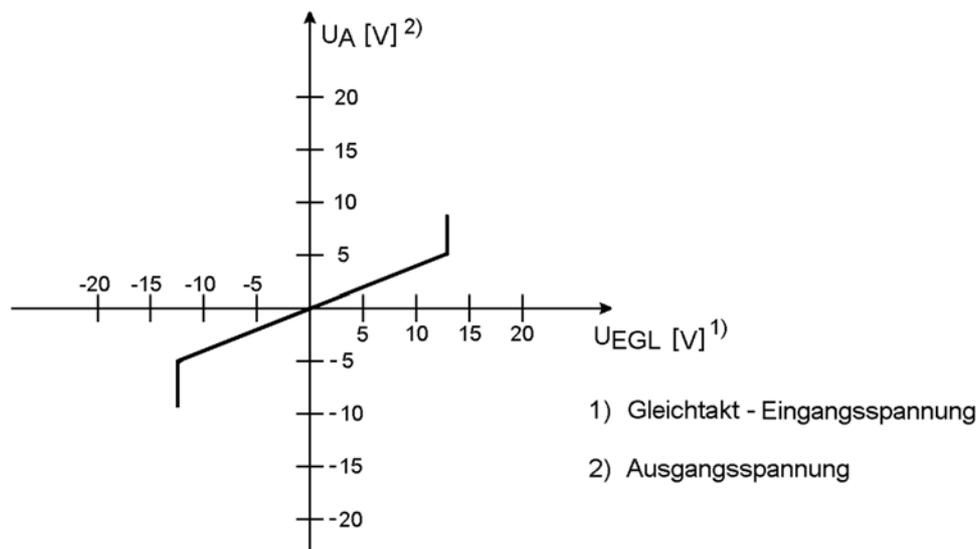
b) **Gegentaktspannung (Differenzspannung)**



**Abbildung 4.1.5** So werden Gleichtakt- und Gegentaktspannungen gemessen (nach: National Semiconductor). Die Gleichtaktspannung ist der arithmetische Mittelwert der beiden gegen Masse gemessenen Eingangsspannungen



**Abbildung 4.1.6** Verstärkungskennlinie eines Operationsverstärkers



**Abbildung 4.1.7** Die Ausgangsspannung eines Operationsverstärkers in Abhängigkeit von der Gleichtakt-Eingangsspannung

## 4.1.2 Speisespannungen

Der "klassische" Operationsverstärker wird mit zwei symmetrischen Speisespannungen betrieben, also mit einer positiven und einer negativen Speisespannung von jeweils gleichem Betrag (ein typischer Wert:  $\pm 15$  V). Der Fachbegriff: Dual Rail Operation.

### *Single Rail Operation*

Manchmal muß man mit einer einzigen Speisespannung auskommen. Und die Speisespannung soll auch noch möglichst niedrig sein (von 5 V an abwärts bis hin zu etwa 1 V). Das gelingt nicht bei allen Halbleitertechnologien (s. weiter unten). In manchen Schaltungen kann man durchaus Bauelemente einsetzen, die an sich für höhere Speisespannungen vorgesehen sind. Die Hersteller bieten mehr und mehr Schaltkreise an, die von vornherein beispielsweise für 5 V, 3,3 V oder 1,8 V ausgelegt sind (die Untergrenze: ca. 1,2 V). Allerdings sind bei Single-Rail-Schaltungsauslegungen immer bestimmte Kompromisse einzugehen. Bei extremen Anforderungen ist der Dual-Rail-Betrieb unumgänglich. Man behilft sich dann gelegentlich, indem man die 2. (negative) Betriebsspannung an Ort und Stelle mit einem DC-DC-Wandler erzeugt (Vorsicht - Präzisionsverstärker nicht direkt aus Wandlern speisen, sondern nur über Linearregler).

### *Hinweis:*

Die weitaus meisten Verstärker können mit einer einzigen Speisespannung betrieben werden - einem typischen Operationsverstärker ist es gleich, ob er mit  $\pm 15$  V oder mit + 30 V gegen Masse versorgt wird. Einige Betriebsbedingungen sind aber kritisch zu betrachten. Das betrifft vor allem den Gleichtakt-Eingangsspannungsbereich und gelegentlich vorgeschriebene Mindestspannungen an den Eingängen, vor allem am negativen Eingang. Beispiel einer solchen Forderung (Datenblattwert): Linear Input Voltage Range:  $V+ - 1V \dots V- + 1,1V$ . Also: Bei Single Rail Operation negativer Eingang wenigstens 1,1 V über Masse - es wird nichts, wenn man diesen Eingang mit einer geringeren Spannung ansteuert oder gar einfach an Masse anschließt.

### 4.1.3 Halbleitertechnologien

Operationsverstärker werden in drei verschiedenen Halbleitertechnologien gefertigt:

1. in Bipolar-Technologien,
2. in BiFET-Technologien (in den Eingangsstufen sind Sperrschicht-Feldeffekttransistoren (JFETs) vorgesehen, ansonsten ist die Schaltung mit bipolaren Transistoren ausgeführt),
3. in CMOS-Technologien.

Beruhend auf diesen Grundsatz-Technologien haben die einzelnen Hersteller besondere Fertigungsverfahren, die oft mit eigenen Handelsnamen bezeichnet werden. In Tabelle 4.1.2 sind die Vor- und Nachteile der drei Grundsatz-Technologien gegenübergestellt, Abbildung 4.1.8 veranschaulicht die jeweiligen Einsatzgebiete.

Technologie	Vorteile	Nachteile	Bemerkungen
Bipolar	am meisten verbreitete Technologie, hohe Bandbreiten möglich ( $> 10$ MHz), sehr geringe Offsetspannungen (um $50 \mu\text{V}$ ), sehr geringe Drift, geringeres Rauschen als bei BiFET und CMOS, bessere Langzeitstabilität	hohe Eingangs-Ruheströme (bis zu mehreren hundert nA)	wegen der vergleichsweise hohen Eingangsströme sind bipolare Verstärker nicht für Anwendungen geeignet, die eine hohe Eingangsimpedanz erfordern
BiMOS (BiFET)	sehr hohe Eingangsimpedanz (bis zu mehreren TOhm), sehr geringe Eingangs-Ruheströme (höchstens einige 10 pA), höhere Anstiegsgeschwindigkeit (Slew Rate) als Bipolartypen (bei gleicher oder geringerer Bandbreite)	hohe Offsetspannungen (um $500 \mu\text{V}$ ), geringere Stabilität der Offsetspannung, höhere Rauschspannung	gut geeignet für Abtast- und Halteschaltungen sowie für Spitzenwertdetektoren und -gleichrichter
CMOS	geringes Rauschen, geeignet für niedrige Speisespannungen (bis $< 3$ V), und für den Betrieb an einer einzigen Speisespannung (Single Rail), Aussteuerbarkeit nahezu über den gesamten Bereich der Speisespannung (Rail-to-Rail), hohe Eingangsimpedanz, geringe Offset- und Ruheströme (typischerweise einige hundert fA)	Eingangs-Ruhestrom verdoppelt sich bei jeweils $10^\circ\text{C}$ Temperaturerhöhung, nicht geeignet für höhere Speisespannungen ( $> 16$ V)	Offsetspannung ist besser (geringer) als bei BiMOS, aber schlechter im Vergleich zu hochwertigen Bipolartypen (typischerweise $200 \mu\text{V} \dots 1$ mV)

**Tabelle 4.1.2** Operationsverstärker-Technologien im Vergleich (nach: Texas Instruments)

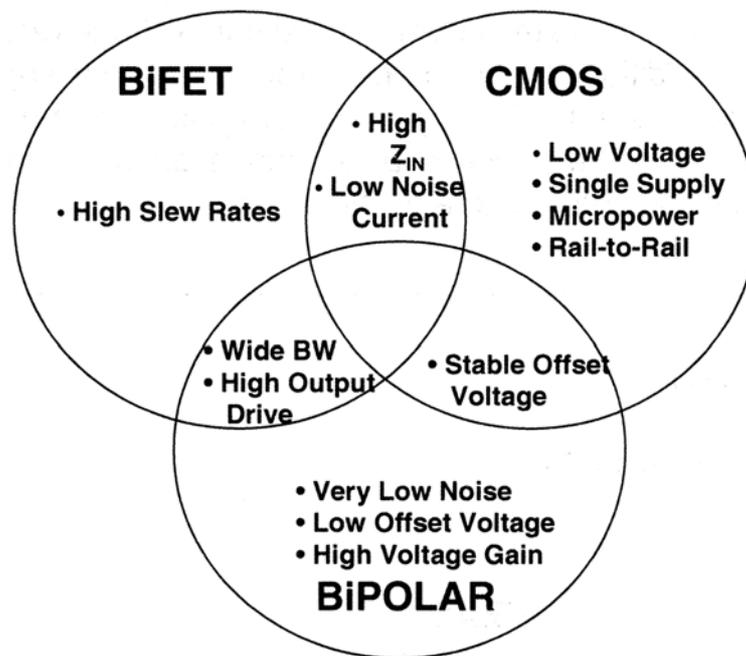


Abbildung 4.1.8 Wofür eignet sich welche Technologie? (nach: Microchip)

## 4.2 Grundsaltungen mit Operationsverstärkern

### 4.2.1 Die Gegenkopplung

Ein Bauelement mit einer Verstärkung von nahezu  $\infty$  ist für wirklich "lineare" Anwendungen an sich unbrauchbar, d. h. für Anwendungen, die erfordern, daß eine bestimmte Eingangsspannungsänderung möglichst exakt eine bestimmte Ausgangsspannungsänderung bewirkt (denn die kleinste Spannungsdifferenz am Eingang würde dazu führen, daß die Ausgangsspannung „gegen den Anschlag läuft“, also eine Aussteuerungsgrenze erreicht). Deshalb muß der Operationsverstärker durch Zusatzbeschaltung an den jeweiligen Anwendungsfall angepaßt werden. Diese Zusatzbeschaltung beruht meist auf dem Prinzip der *Gegenkopplung* (Abbildungen 4.2.1, 4.2.2) Gegenkopplung bedeutet, daß Rückführungen von der Ausgangs- auf die Eingangsseite geschaltet sind, die der Eingangsänderung entgegengerichtet (also abschwächend) wirken. Im folgenden wollen wir die wichtigsten Grundsaltungen kurz in Text und Bild vorstellen.

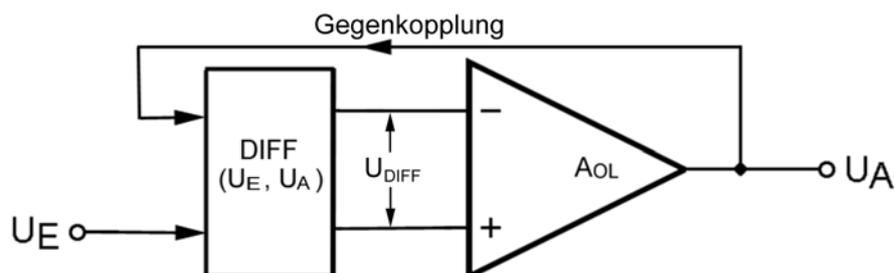


Abbildung 4.2.1 Zum Prinzip der Gegenkopplung

*Erklärung zu Abbildung 4.2.1:*

Der Verstärker verstärkt die Spannungsdifferenz an seinen Eingängen.  $U_A = U_{\text{DIFF}} \cdot A_{\text{OL}}$ . Die Spannungsdifferenz  $U_{\text{DIFF}}$  wird im Netzwerk DIFF aus Eingangsspannung  $U_E$  und Ausgangsspannung  $U_A$  gebildet:

$$U_A = \text{DIFF}(U_E, U_A) \cdot A_{\text{OL}}$$

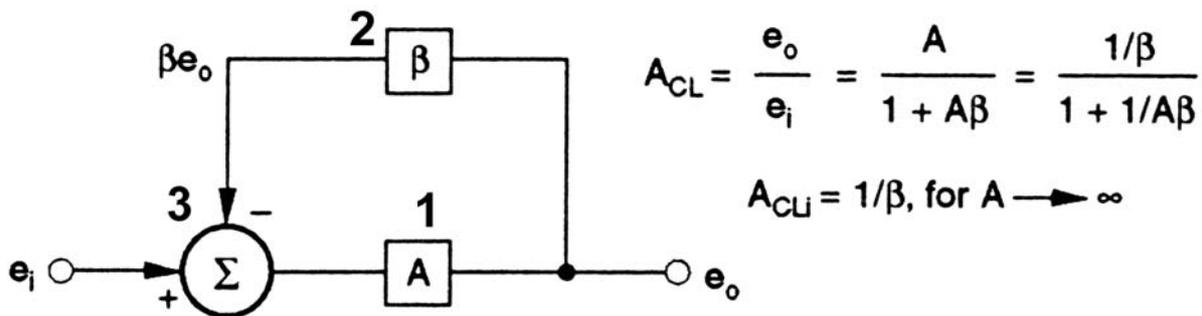
Wir dividieren beide Seiten der Gleichung durch  $A_{\text{OL}}$ :

$$\frac{U_A}{A_{\text{OL}}} = \text{DIFF}(U_E, U_A)$$

Mit  $A_{\text{OL}} \Rightarrow \infty$  geht  $\frac{U_A}{A_{\text{OL}}}$  gegen Null. Somit gilt im Idealfall:

$$\text{DIFF}(U_E, U_A) = U_{\text{DIFF}} = 0$$

Das Verhalten des Verstärkers wird somit ausschließlich durch das Gegenkopplungs- und Differenzbildungsnetzwerk DIFF bestimmt. Dabei bewirkt die Gegenkopplung, daß die Differenzspannung  $U_{\text{DIFF}}$  zu Null wird:  $U_{\text{DIFF}}$  (als Funktion von  $U_E$  und  $U_A$ ) = 0.



**Abbildung 4.2.2** Der gegengekoppelte Verstärker - eine klassische Darstellung (nach Black)

*Erklärung:*

1 - Verstärker mit Verstärkungsfaktor (Open-loop Gain)  $A$ ; 2 - Gegenkopplungsnetzwerk mit Gegenkopplungsfaktor  $\beta$ ; 3 - Subtraktionsnetzwerk (= die eingangsseitige Differenzverstärkerstufe). Die Abbildung veranschaulicht einen nichtinvertierenden Verstärker. Am Subtraktionsnetzwerk 3 liegen an: (1) das Eingangssignal  $e_i$ , (2) das gemäß Gegenkopplungsfaktor  $\beta$  abgeschwächte Ausgangssignal  $e_o$ , also  $\beta \cdot e_o$ . Somit gilt:

$$e_o = A (e_i - \beta e_o) = A e_i - A \beta e_o$$

$$e_o (1 + A \beta) = A e_i$$

Daraus ergibt sich die Schleifenverstärkung (Closed-loop Gain)  $A_{CL} = e_o / e_i$  gemäß der Formel in der Abbildung:

$$A_{CL} = \frac{A}{1 + A\beta}$$

Um etwas zu erkennen, werden Zähler und Nenner mit  $1/A\beta$  multipliziert:

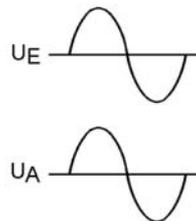
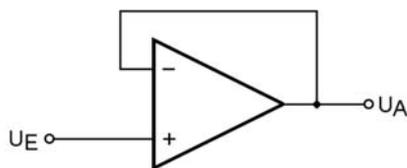
$$A_{CL} = \frac{A}{1 + A\beta} \cdot \frac{1}{\frac{1}{A\beta}}; \quad A_{CL} = \frac{\frac{1}{\beta}}{1 + \frac{1}{A\beta}}$$

Mit  $A \Rightarrow \infty$  ergibt sich schließlich  $A_{CLi} = 1 / \beta$ .

## 4.2.2 Der Impedanzwandler (Spannungsfolger)

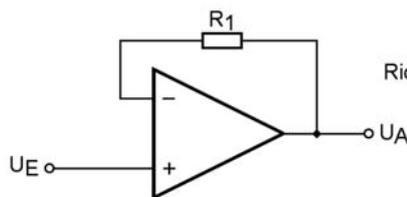
Der Impedanzwandler bzw. Spannungsfolger (Abbildung 4.2.3) verstärkt nicht; die Ausgangsspannung ist stets gleich der Eingangsspannung, nur ist die Ausgangsimpedanz um ein viel niedriger als die Eingangsimpedanz. Weil die Schaltung eine Spannungsverstärkung von 1 hat, heißt sie auch Unity Gain Amplifier.

a)



$$U_A = U_E$$

b)



Richtwert:  $R_1 =$  Innenwiderstand der Quelle von  $U_E$

**Abbildung 4.2.3** Impedanzwandler (Spannungsfolger). a) einfachste Ausführung, b) verändert, um den Offsetfehler zu minimieren

*Herleitung:*

$$U_{DIFF} = U_E - U_A = 0; \text{ also } U_A = U_E$$

## 4.2.3 Der invertierende Verstärker

Beim invertierenden Verstärker (Abbildungen 4.2.4, 4.2.5) ist die Richtung der Ausgangsspannungsänderung jener der Eingangsspannungsänderung entgegengesetzt (gegenphasige Änderung).

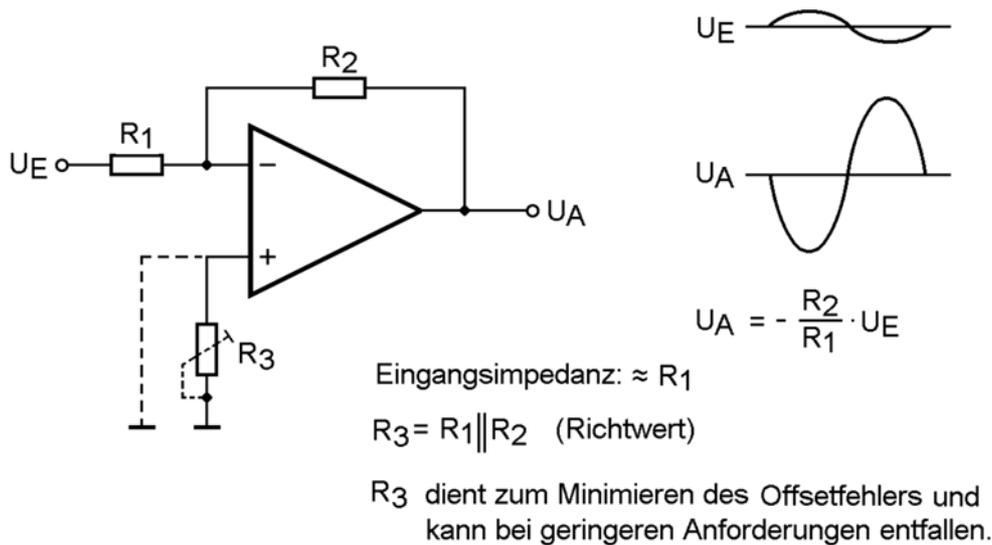


Abbildung 4.2.4 Invertierender Verstärker

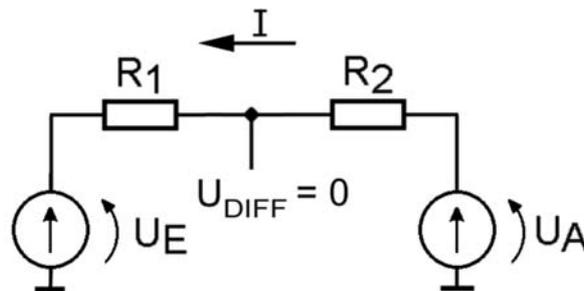


Abbildung 4.2.5 Die Gegenkopplung im einzelnen

Herleitung:

$$I = \frac{U_A - U_E}{R_1 + R_2}; U_{\text{DIFF}} = U_E + I \cdot R_1 = U_A + I \cdot R_2 = 0$$

Mit beiden Ausdrücken kommt es auf das gleiche hinaus. Wir rechnen mit dem ersten:

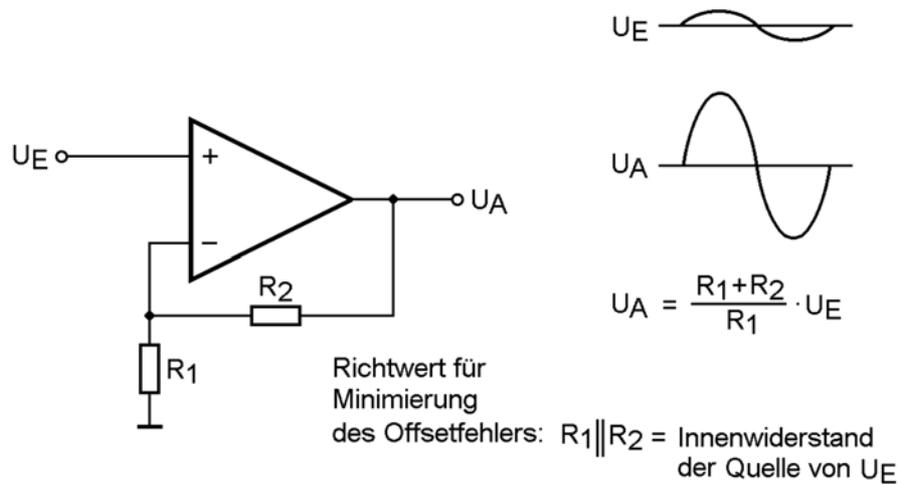
$$U_E R_1 + U_E R_2 + U_A R_1 - U_E R_1 = 0$$

$$U_E R_2 + U_A R_1 = 0; U_A R_1 = -U_E R_2; U_A = -U_E \frac{R_2}{R_1}$$

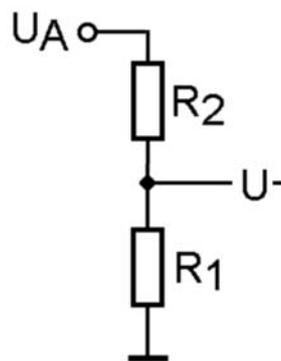
## 4.2.4 Der nichtinvertierende Verstärker

Der nichtinvertierende Verstärker (Abbildungen 4.2.6, 4.2.7) gewährleistet eine gleichsinnige (gleichphasige) Änderung von Eingangs- und Ausgangsspannung. Der nichtinvertierende Verstärker hat einen sehr hohen Eingangswiderstand (die Schaltung wird deshalb auch als Elektrometerverstärker bezeichnet). Die Eingangsimpedanz ergibt sich als Produkt aus der

differentiellen Eingangsimpedanz (Datenblattangabe des Bauelementes) und der Schleifenverstärkung.



**Abbildung 4.2.6** Nichtinvertierender Verstärker



**Abbildung 4.2.7** Die Gegenkopplung im einzelnen

*Herleitung:*

$$U_{\text{DIFF}} = U_E - U_- = 0$$

$U_-$  ergibt sich gemäß Abbildung 4.2.6 durch Anwenden der Spannungsteilerregel:

$$U_- = U_A \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

$$U_{\text{DIFF}} = U_E - U_A \frac{R_1}{R_1 + R_2} = 0; \quad U_A = U_E \frac{R_1 + R_2}{R_1}$$

## 4.2.5 Der summierende Verstärker

Mit einem Widerstandsnetzwerk am Eingang eines invertierenden Verstärkers kann man Spannungen aufaddieren (Abbildung 4.2.8). Die Ausgangsspannung entspricht dem invertierten Wert der gewichteten Summe der Eingangsspannungen.

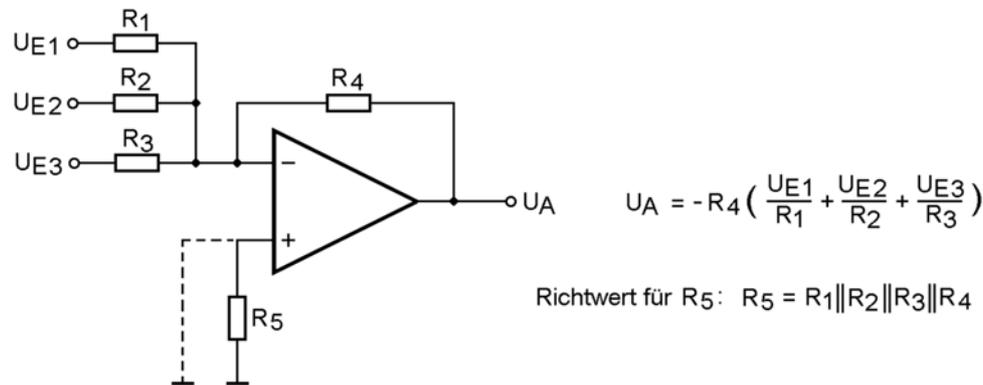


Abbildung 4.2.8 Summierender Verstärker

## 4.2.6 Der subtrahierende Verstärker

Der subtrahierende Verstärker (Differenzverstärker) kann zwei Eingangsspannungen voneinander subtrahieren (Abbildung 4.2.9).

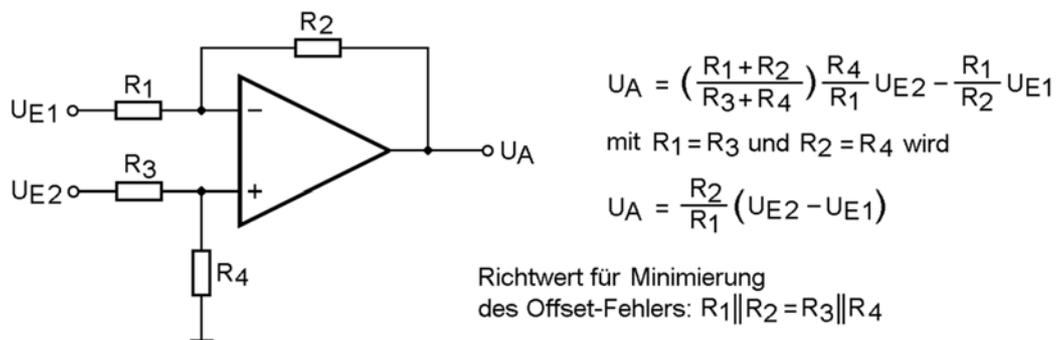


Abbildung 4.2.9 Subtrahierender Verstärker

## 4.2.7 Der Strom-Spannungs-Wandler

Ein gegengekoppelter Operationsverstärker gibt eine Ausgangsspannung ab, die dem Eingangstrom entspricht (Abbildung 4.2.10).

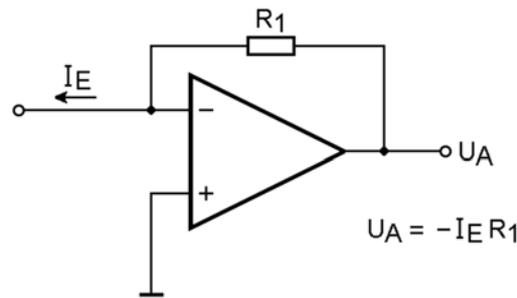


Abbildung 4.2.10 Strom-Spannungs-Wandler (Transimpedanzverstärker)

Herleitung:

$$R_1 I_E + U_A = 0; \quad U_A = -R_1 I_E$$

### 4.2.8 Konstantstromquellen

Beim gegengekoppelten Operationsverstärker ist der Strom, der durch den Gegenkopplungswiderstand fließt, unabhängig von der Spannung, die über diesem abfällt. Man kann deshalb eine solche Schaltung als Konstantstromquelle nutzen, indem man die Last selbst als Gegenkopplungswiderstand schaltet. Abbildung 4.2.11 zeigt die entsprechenden Grundschaltungen sowie einige weitere Konstantstromquellen mit Operationsverstärkern.

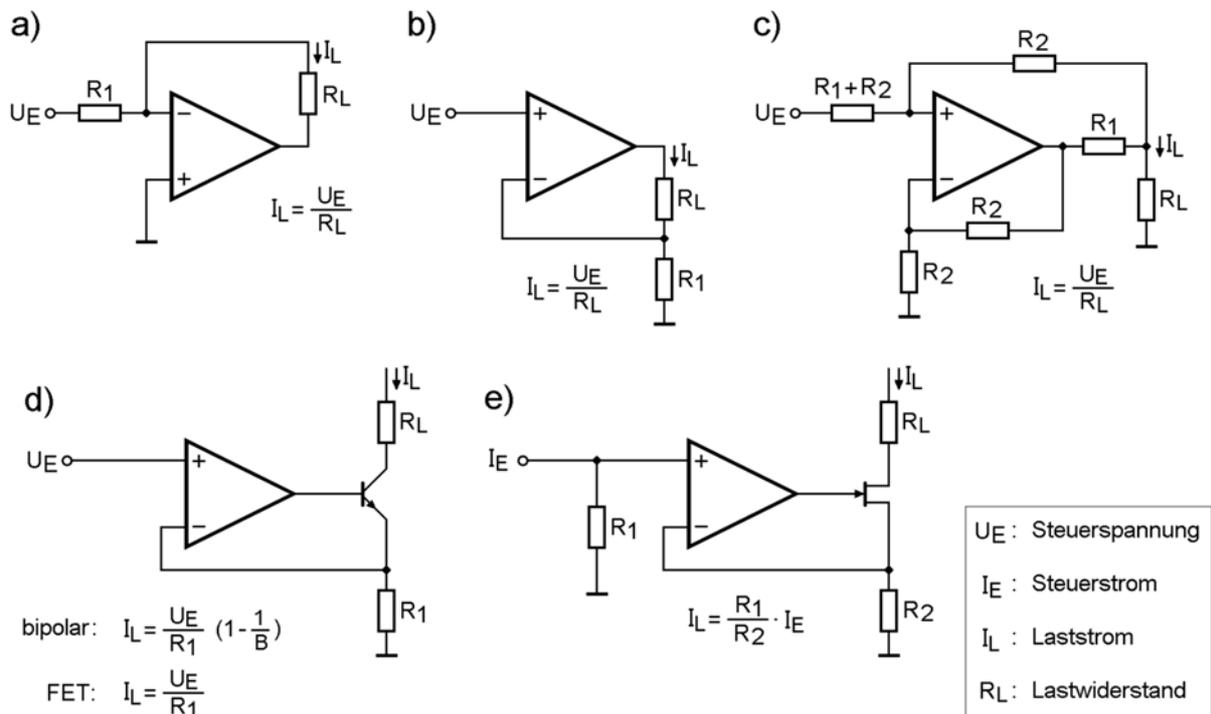


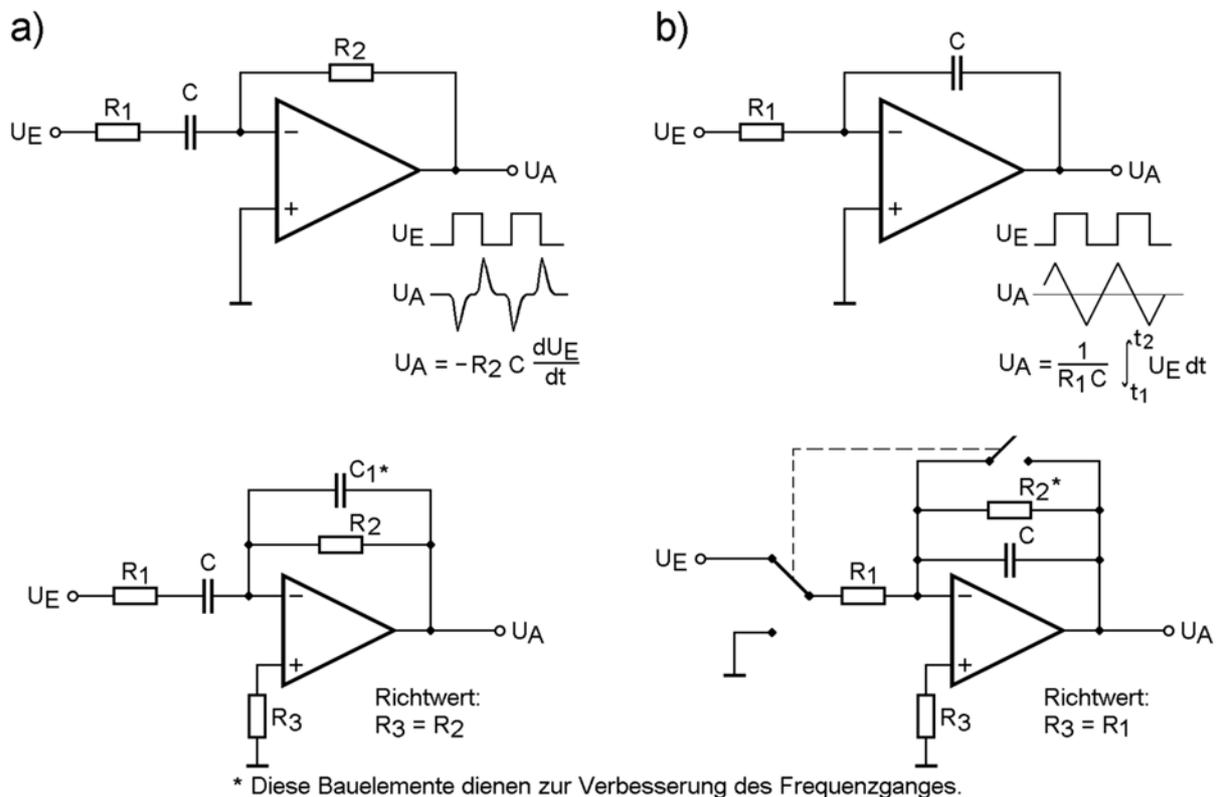
Abbildung 4.2.11 Konstantstromquellen. a) mit invertierendem Verstärker, b) mit nichtinvertierendem Verstärker, c) für Lastanschlusung nach Masse, d) mit bipolarem Transistor bzw. FET, e) Stromspiegel mit FET

## 4.2.9 Differenzierer und Integrierer

Beim Differenzierer hängt die Ausgangsspannung von der *Änderung* der Eingangsspannung ab (mathematische Operation des Differenzierens; einfachstes Beispiel: aus einem Rechteckimpuls werden zwei Nadelimpulse). Hingegen bewirkt der Integrierer, daß die Eingangsspannung über die Zeit aufsummiert wird (mathematische Operation des Integrierens; einfachstes Beispiel: aus einem Rechteckimpuls wird ein Dreieckimpuls). Ein wichtiger Zusammenhang ergibt sich, wenn wir diese Funktionen im Frequenzbereich betrachten: der Differenzierer entspricht einem Hochpaß, der Integrierer einem Tiefpaß. Abbildung 4.2.12 zeigt beide Grundschaltungen.

*Hinweis:*

Wann soll der Integrierer mit dem Aufsummieren anfangen? - Stichwort: Integrationskonstante. Genaugenommen muß deshalb der Integrator anfänglich in einen Grundzustand versetzt werden. Die Lösung von Abbildung 4.2.12: der Kondensator wird über die Schalter nach Masse entladen.



**Abbildung 4.2.12** a) Differenzierer, b) Integrierer (oben: Grundschaltungen, darunter: Praxisschaltungen)

## 4.2.10 Kompensationsmaßnahmen

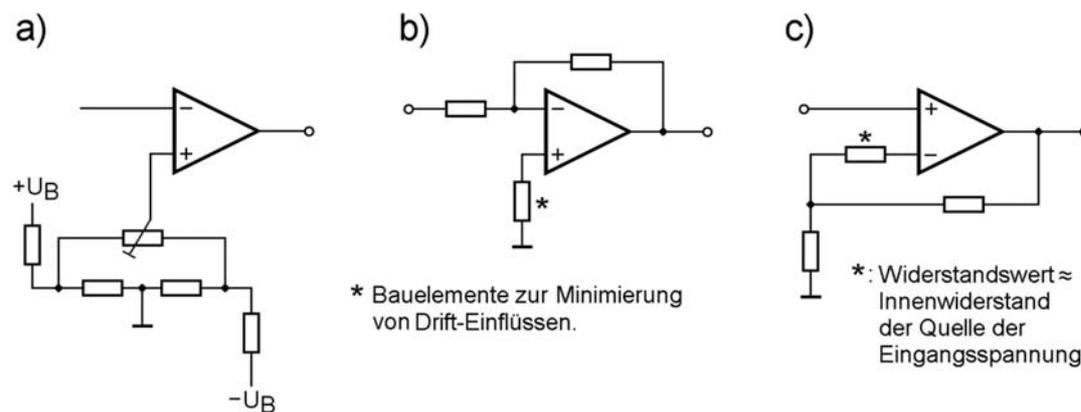
Kompensationsmaßnahmen sind Zusatzbeschaltungen, die verschiedene Abweichungen des realen vom idealen Operationsverstärker ausgleichen oder wenigstens abschwächen sollen. Das betrifft im einzelnen (Abbildung 4.2.12):

- den Ausgleich des "Versatzes" zwischen den beiden Eingängen (Offsetkompensation),
- das Ausgleichen bzw. Abschwächen von Kennwertänderungen, die durch Temperatur- oder Speisespannungsschwankungen bzw. durch Alterung bedingt sind (Driftkompensation),
- das Ausgleichen des Verstärkungsabfalls bei zunehmender Frequenz (Frequenzgangkorrektur).

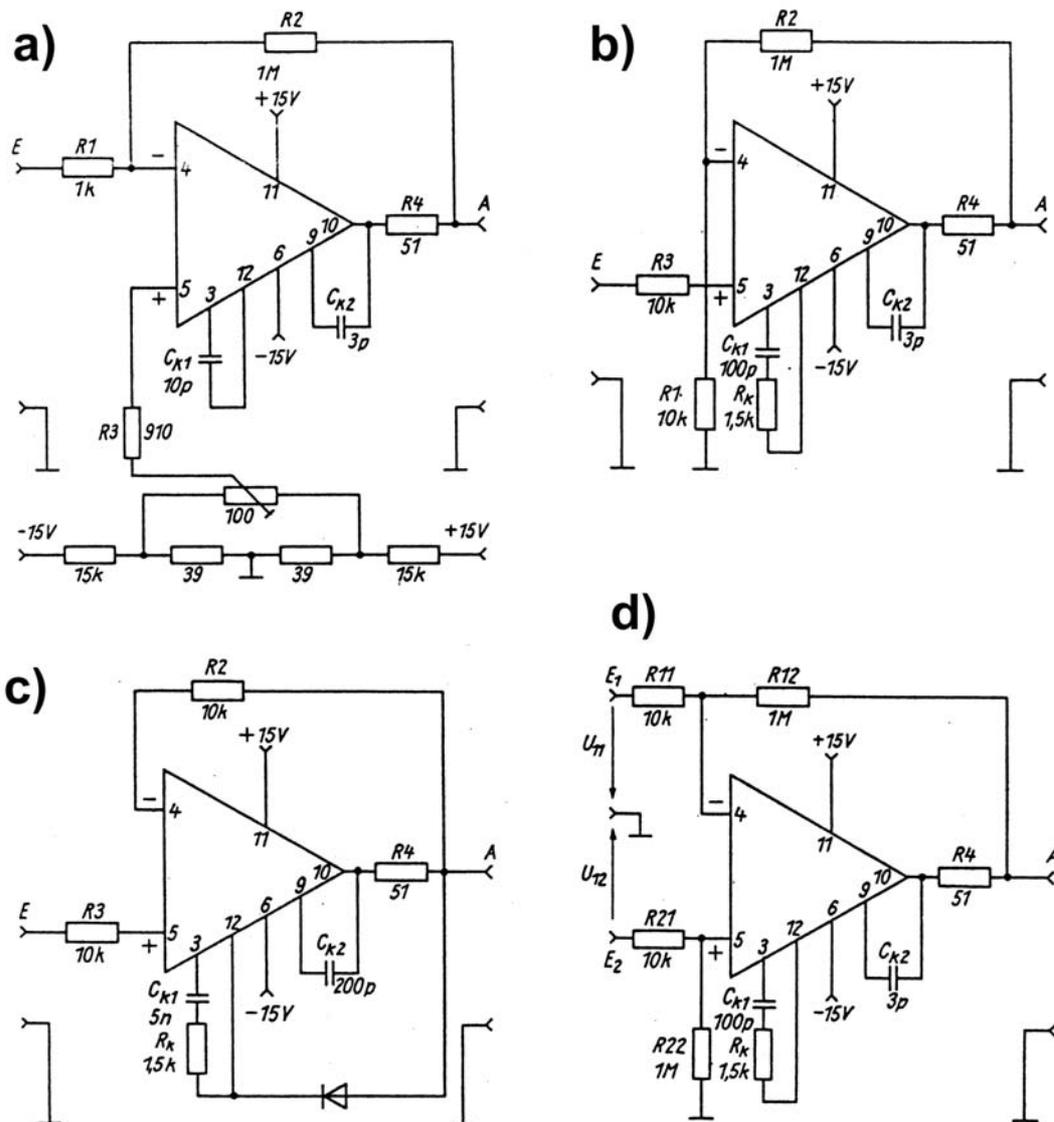
Kompensationsmaßnahmen erfordern eine mehr oder weniger umfangreiche Außenbeschaltung. In manche Schaltkreise sind bestimmte Kompensationsschaltungen eingebaut. Die Abbildungen 4.2.14 bis 4.2.16 zeigen typische Zusatzbeschaltungen.

*Hinweise:*

1. Viele moderne Typen erfordern gar keine Außenbeschaltung.
2. Sind eigens Anschlüsse zu Kompensationszwecken vorgesehen, so können diese meist unbeschaltet gelassen werden, wenn keine besonderen Anforderungen zu erfüllen sind.



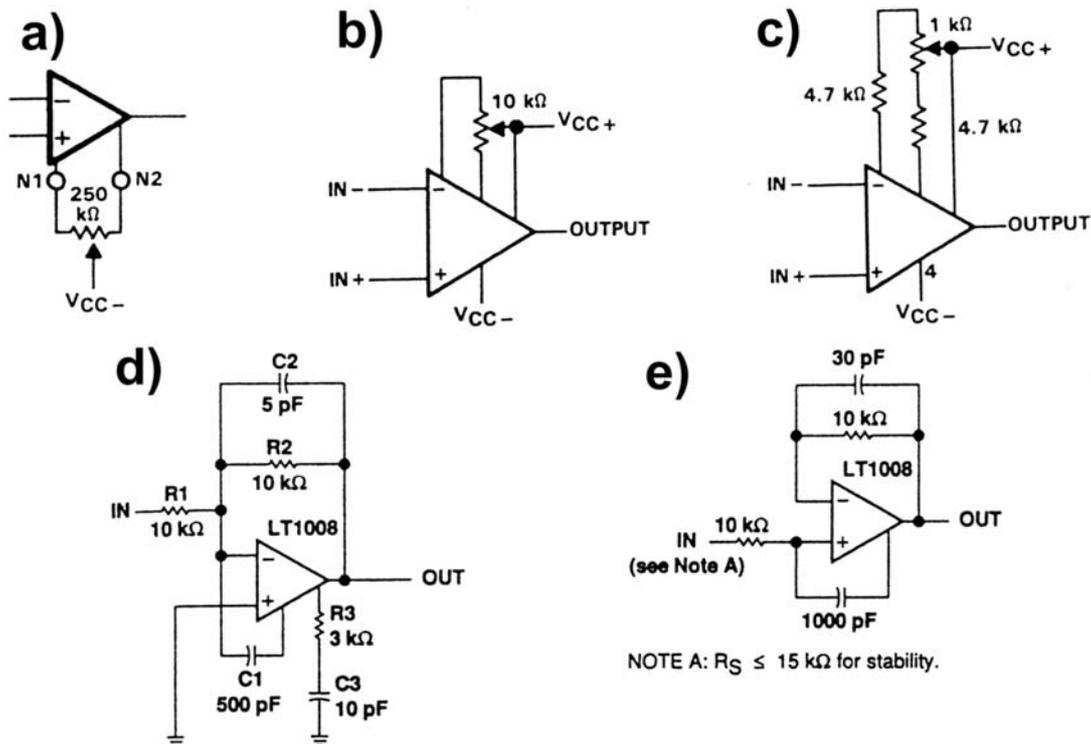
**Abbildung 4.2.13** Kompensationsmaßnahmen. a) Kompensation der Offsetspannung, b) Driftkompensation (Minimierung des Offsetfehlers) beim invertierenden Verstärker, c) dasselbe beim nichtinvertierenden Verstärker



**Abbildung 4.2.14** Zusatzbeschaltungen am Beispiel eines "uralten" Typs ( $\mu\text{A } 709$ )

*Erklärung:*

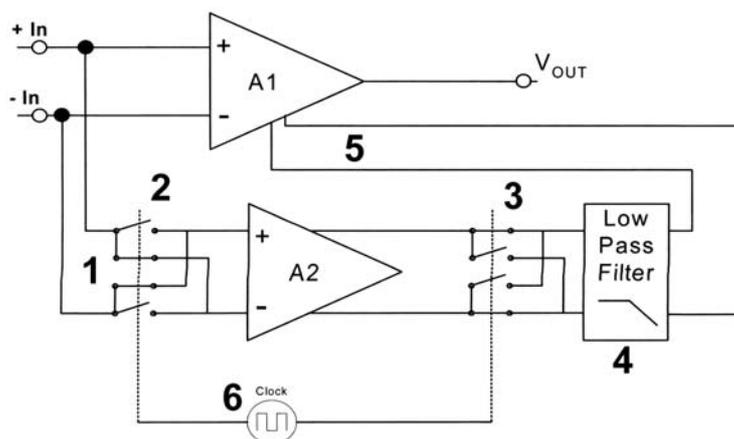
a) - invertierender Verstärker; b) - nichtinvertierender Verstärker; c) - Spannungsfolger; d) - Differenzverstärker. Die Kondensatorbeschaltungen (Bauelemente  $C_{K1}$ ,  $C_{K2}$ ) dienen der Frequenzgangkorrektur.



**Abbildung 4.2.15** Zusatzzuschaltungen moderner Operationsverstärker (Beispiele; nach: Texas Instruments)

*Erklärung:*

a), b) - Offsetkompensation; c) verbesserte Offsetkompensation (Justierung der Eingangsempfindlichkeit); d) - Frequenzgangkorrektur eines invertierenden Verstärkers; e) - Frequenzgangkorrektur eines Spannungsfolgers.



**Abbildung 4.2.16** Operationsverstärker mit aktiver Offsetkompensation über Zerhackerverstärker (nach: National Semiconductor)

*Erklärung:*

A1 - Signalverstärker; A2 - Korrekturverstärker; 1 - die Differenzspannung am Eingang (Offsetspannung) wird dem Korrekturverstärker zugeführt; 2 - Zerhackernetzwerk (Wechselrichter, Chopper). Wandelt die Offsetspannung in eine Wechselfrequenz um, die vom

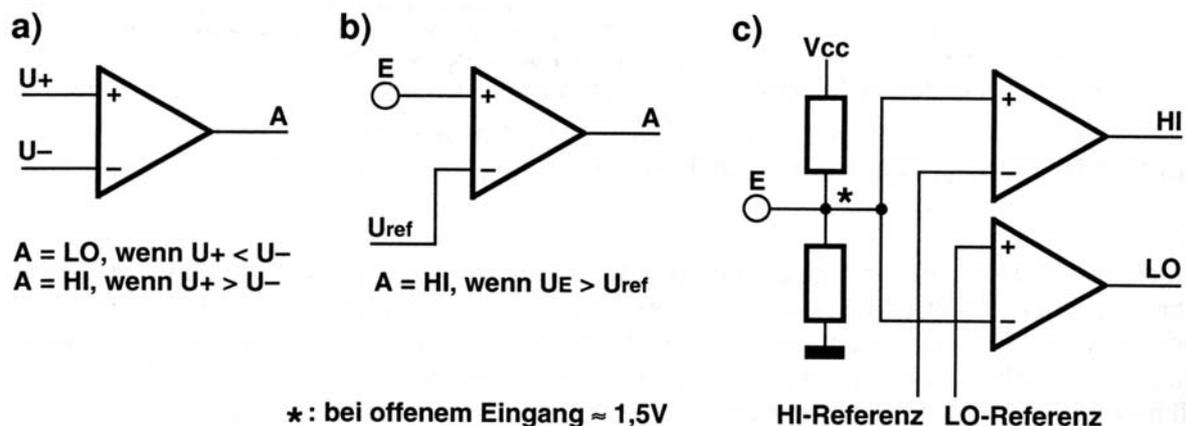
Verstärker A2 verstärkt wird; 3 - Synchrongleichrichter (eine synchron zu Pos. 2 betriebene Schalteranordnung). Aus der verstärkten Wechselspannung wird wieder eine Gleichspannung. Diese gelangt über Tiefpaßfilter 4 (Glättung) zum Signalverstärker A1 und wird dort von der Ausgangsspannung subtrahiert. Ein derart ausgelegter Verstärker (LMV2011) hat beispielsweise eine Gleichtaktunterdrückung (CMRR) von 130 dB bei einem Verstärkungs-Bandbreiten-Produkt von 4 MHz.

## 4.3 Comparatoren

Der Comparator (Vergleicher) ist ein Differenzverstärker mit digitalen Ausgängen, der ohne Gegenkopplung betrieben wird. Seine Aufgabe besteht darin, die Spannungen an seinen Eingängen miteinander zu vergleichen. Die typische Wirkungsweise (Abbildung 4.3.1): der Ausgang führt einen High-Pegel, wenn der Plus-Eingang (+) auf positiverem Potential liegt als der Minus-Eingang (-). Ansonsten führt der Ausgang einen Low-Pegel.

*Hinweis:*

Das Schaltverhalten eines Comparators kehrt sich genau um, wenn man die Beschaltung der Eingänge vertauscht (ein gelegentlich anzutreffender Trick).



**Abbildung 4.3.1** Der Comparator. Wirkungsweise und typische Anwendungsfälle

*Erklärung:*

- zur Wirkungsweise,
- Prinzip der Signalbewertung. Das zu prüfende Signal wird mit einer Referenzspannung verglichen. Legt man beispielsweise eine Referenzspannung von 2 V an, so zeigt ein High-Pegel am Ausgang an, daß das Signal einem gültigen TTL-High- entspricht.
- Bewertung von Logiksignalen. Es sind zwei Comparatoren vorgesehen, die das Eingangssignal mit einer Referenzspannung für den Low-Pegel (z. B. mit 0,7 V) und mit einer Referenzspannung für den High-Pegel (z. B. mit 2 V) vergleichen. Führt keiner der beiden Comparatoren ausgangseitig High, so liegt entweder das Signal im "verbotenen Bereich" zwischen Maximum-Low und Minimum-High oder der Eingang ist offen.

### *Schaltschwelle*

Sie wird durch die Offsetspannung (im Datenblatt) gekennzeichnet. Die Offsetspannung ist die Differenz zwischen beiden Eingangsspannungen, die zum Umschalten des Ausgangs notwendig ist. Typische Werte: 1...10 mV.

### *Geschwindigkeit*

Die einschlägige Datenblattangabe heißt Antwortzeit (Response Time). Richtwerte: (1) Wald- und Wiesen-Typen: einige hundert ns... einige  $\mu$ s, (2) besonders schnelle Typen (ECL): 1..4 ns.

### *Eingänge*

Die Eingangsimpedanz ist geringer als die der Operationsverstärker. Sie ändert sich zudem beim Umschalten. *Praxistip*: Signalquellen höherer Impedanz über Pufferstufen (Impedanzwandler) anschließen.

### *Ausgangsstufen*

Viele Schaltkreise haben einen Open-Collector- bzw. Open-Drain-Ausgang, der einen Pull-up-Widerstand erfordert. Mehrere solcher Comparatoren lassen sich im Sinne eines Wired And ausgangseitig zusammenschalten (der gemeinsame Ausgang wird nur dann High, wenn an allen Comparatoren die "+"-Eingänge auf positiverem Potential liegen als die jeweiligen "-"-Eingänge).

### *Ausgangspegel*

Der Comparator liefert ein zweiwertiges (binäres) Ausgangssignal. Bei Schaltkreisen mit Open-Collector- bzw.. Open-Drain-Ausgang wird der Signalhub durch die Speisespannung bestimmt, an die der Pull-up-Widerstand angeschlossen wird. Die obere Grenze ergibt sich aus dem Datenblatt (Output Voltage  $V_O$  o. ä.).

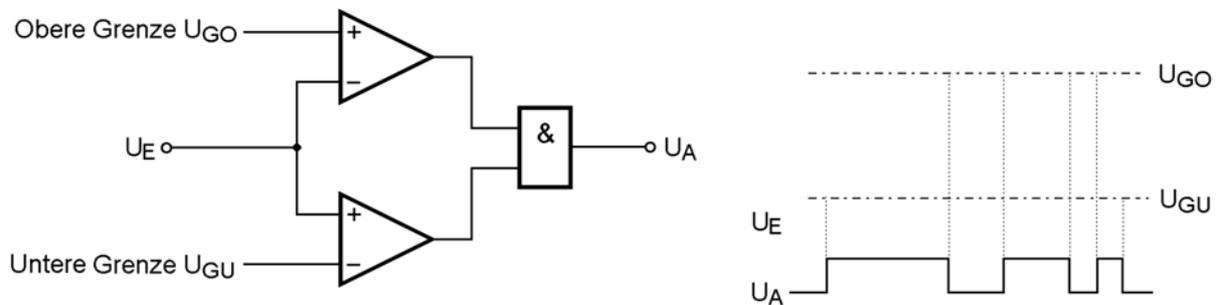
### *Achtung:*

1. Wenn der Comparator längere Zeit im linearen Bereich angesteuert wird, kann der Ausgang ins Schwingen geraten. Das kann die Signalauswertung verfälschen, manchmal aber auch den Comparator zerstören. Spannungsdifferenzen in Größenordnung der Offsetspannung sollten also nur kurzzeitig anliegen (im besonderen bei höher belasteten Ausgängen). Abhilfe: Hysterese (s. weiter unten).
2. Schaltsymbole genau ansehen: Ist ausgangseitig kein Negator-Kreis angegeben, so ist der Ausgang High, wenn der "+"-Eingang auf positiverem Potential liegt als der "-"-Eingang. Das gilt auch bei Open-Collector-Ausgängen (bei High ist der Transistor gesperrt, bei Low durchgesteuert).
3. Beim Open-Collector-/Open-Drain-Ausgang bestimmt der Pull-up-Widerstand zusammen mit der kapazitiven Belastung die Steilheit der Low-High-Flanke (gleiche Verhältnisse wie bei Open-Collector-Gattern u. dergl.).

## **Der Fenstercomparator**

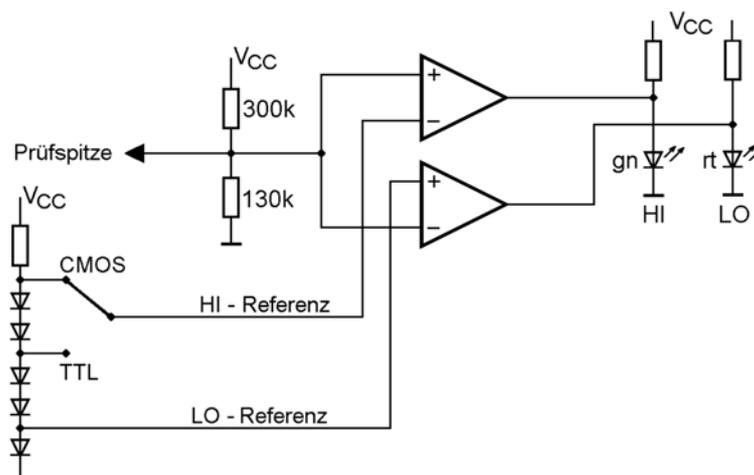
Der Fenstercomparator (Abbildung 4.3.2) liefert eine Aussage darüber, ob eine Eingangsspannung in einem Bereich liegt, der durch zwei Vergleichsspannungen gegeben ist. Die Schaltung besteht aus zwei Comparatoren, die ausgangseitig über ein UND-Gatter verbunden sind (bei Open Collector/Open Drain genügt ein Zusammenschalten der beiden Comparator-

Ausgänge (Wired AND)). Die Eingangsspannung liegt dann innerhalb des Fenster-Bereichs, wenn beide Comparatoren aktiv sind ( $U_{GU} < U_E < U_{GO}$ ).



**Abbildung 4.3.2** Fenstercomparator

Eine typische Anwendung ist das Überwachen von Versorgungsspannungen und von Logikpegeln (Logikprüfstift). Der Logikprüfstift soll erkennen, ob das Eingangssignal eindeutig im Low-Bereich oder im High-Bereich liegt. Da man bei den üblichen Logikpegeln negative Spannungen ausschließen kann, läßt sich die Schaltung vereinfachen (Abbildung 4.3.3).

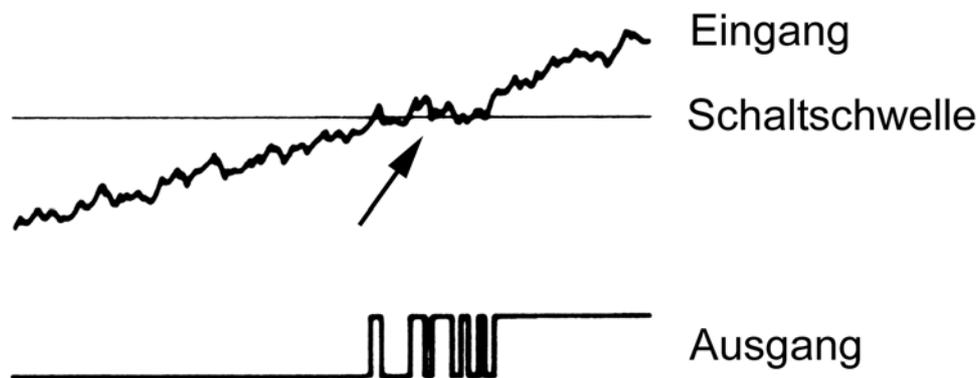


**Abbildung 4.3.3** Eine Comparator-Anwendung: der Logikprüfstift (Schaltungsbeispiel)

*Erklärung:* Funktionsentscheidend sind die Bezugsspannungen für den höchsten Low-Pegel (Low-Referenz) und für den niedrigsten High-Pegel (High-Referenz). Diese werden hier mit in Flußrichtung geschalteten SI-Dioden erzeugt (Low-Referenz = 0,7 V; High-Referenz TTL = 2,1 V, CMOS = 3,5 V). Der Spannungsteiler hält den unbelasteten Eingang auf einen Wert zwischen Low und High (etwa 1,5 V). Unterschreitet die Eingangsspannung die Low-Referenz, so wird der untere Comparator ausgangsseitig High, und die rote LED leuchtet. Überschreitet die Eingangsspannung die High-Referenz, so wird der obere Comparator ausgangsseitig High, und es leuchtet die grüne LED. Im inaktiven Bereich bleiben beide LEDs dunkel. (Bei ausgangsseitigem High ist der Ausgangstransistor nicht angesteuert, so daß über den Pull-up-Widerstand Strom durch die LED fließen kann. Bei ausgangsseitigem Low ist hingegen der Transistor leitend. Somit liegt über der LED nur die Kollektor-Emitter-Sättigungsspannung von  $\approx 0,2$  V.)

## Hysteresese

Dieser Begriff (griech. = zurückbleiben) bezeichnet hier ein Verändern der Schaltschwelle in Abhängigkeit vom Ausgangssignal. Die Absicht: es soll vermieden werden, daß die Spannungsdifferenz an den Eingängen längere Zeit im Bereich der Offsetspannung verweilt. Hierzu werden zwei Schaltschwellen  $U_{ON}$ ,  $U_{OFF}$  eingeführt. Das Ausgangssignal des Comparators schaltet von Low nach High, wenn die Differenzspannung am Eingang die erste Schaltschwelle  $U_{ON}$  überschreitet, und es schaltet von High nach Low zurück, sobald die Differenzspannung am Eingang die zweite Schaltschwelle  $U_{OFF}$  unterschreitet (Abbildungen 4.3.4 bis 4.3.10). Der Bereich zwischen  $U_{ON}$  und  $U_{OFF}$  ist das *Hystereseband*. Grundsätzlich muß gelten:  $U_{OFF} > U_{ON}$ . Prinzip: Bei jedem Schaltvorgang wird die Schaltschwelle zum Verlassen des soeben erreichten Zustands gleichsam höher gelegt - so daß, um zurückzuschalten, eine größere Spannungsauslenkung in die Gegenrichtung erforderlich ist. Damit wird verhindert, daß kleine Änderungen der Differenzspannung sofort zum Zurückschalten und damit zu Schwingungen führen.

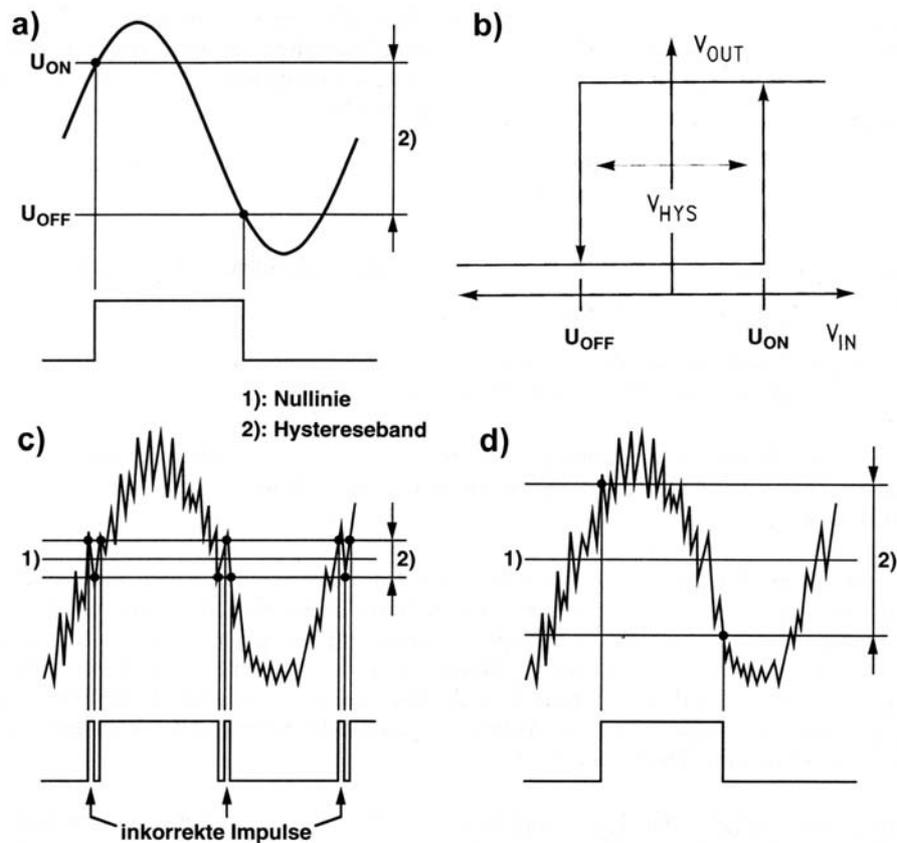


**Abbildung 4.3.4** Verbleibt das Eingangssignal längere Zeit im Bereich der Schaltschwelle (Pfeil), so entstehen Schwingungen am Ausgang

### Hinweis:

Es gibt zwei Gründe, eine Hysteresese einzuführen. Der erste betrifft den Eingang und den Comparator selbst, der zweite das Ausgangssignal:

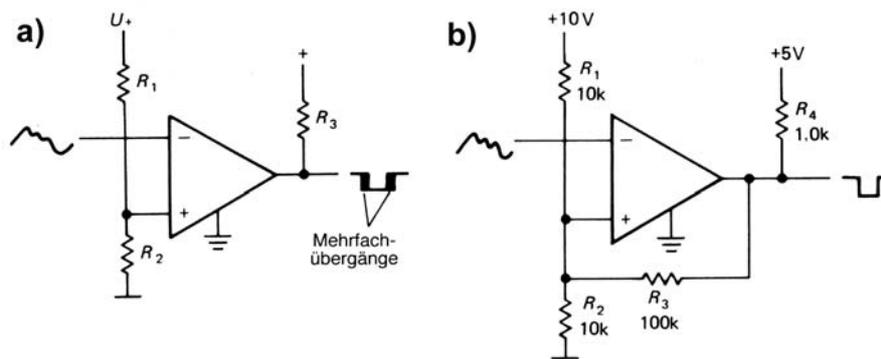
1. sofern es vorkommen kann, daß das Eingangssignal längere Zeit im Bereich der Schaltschwelle verharrt, kann der Comparator zu Schwingungen neigen, und es kann Rückwirkungen auf die vorgeordneten Schaltungen geben (betrifft vor allem Signalquellen höherer Impedanz, Analogschalter, längere Signalwege usw.). Hier hilft u. U. schon ein schmales Hystereseband. Entstehen dann noch Impulse ähnlich Abbildung 4.3.5c, so ist das zwar funktionell inkorrekt, schadet aber nicht grundsätzlich (soll heißen: davon geht nichts kaputt).
2. es soll stets ein korrektes Ausgangssignal abgegeben werden (vgl. Abbildung 4.3.5d). Ein zu breites Hystereseband kann aber die Genauigkeit der Signalerfassung beeinträchtigen (der Impuls erscheint breiter als er eigentlich ist). Abhilfe: nicht versuchen, die Wirkung der Störungen mittels eines besonders breiten Hysteresebandes wegzuschaffen, sondern sich anderweitig behelfen: (1) mit Impulsen ähnlich Abbildung 4.3.5c leben und eine Impulsdauerbewertung in Hard- oder Software vorsehen<sup>\*)</sup> oder (2) die Störungen eingangsseitig ausfiltern (Tiefpaß zum Glätten des Signalverlaufs).



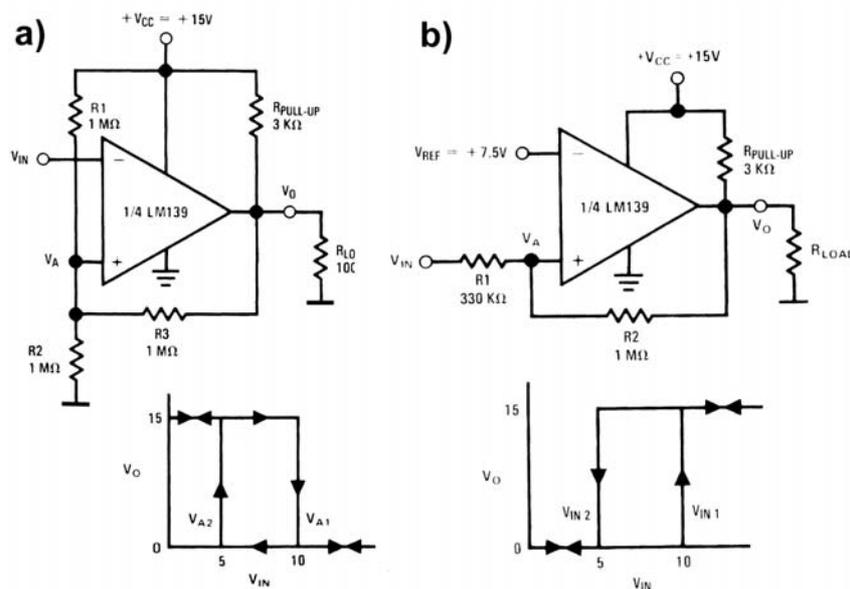
**Abbildung 4.3.5** Einzelheiten zum Hystereseband

*Erklärung:*

- a) zum Begriff des Hysteresebandes.  $U_{ON}$  = Schaltschwelle von Low nach High,  $U_{OFF}$  = Schaltschwelle von High nach Low.
  - b) das Hystereseband ( $V_{HYS}$ ) in der Ausgangskennlinie: Eingangs(differenz)spannung  $V_{IN}$  gegen Ausgangsspannung  $V_{OUT}$ ,
  - c) schmales Hystereseband bei stark verrauschtem Eingangssignal. Beide Schaltschwellen werden jeweils öfter durchlaufen, so daß das Ausgangssignal offensichtlich unbrauchbar ist.
  - d) breites Hystereseband ( $>$  Rauschamplitude) bei stark verrauschtem Eingangssignal. So sieht es schon besser aus...
- \*) Prinzip der Entprellung (vgl. das Entprellen von Kontakten).



**Abbildung 4.3.6** Comparatorschaltungen. a) ohne, b) mit Hysterese. Hier: durch positive Rückkopplung auf den Referenzspannungseingang (nach: National Semiconductor)



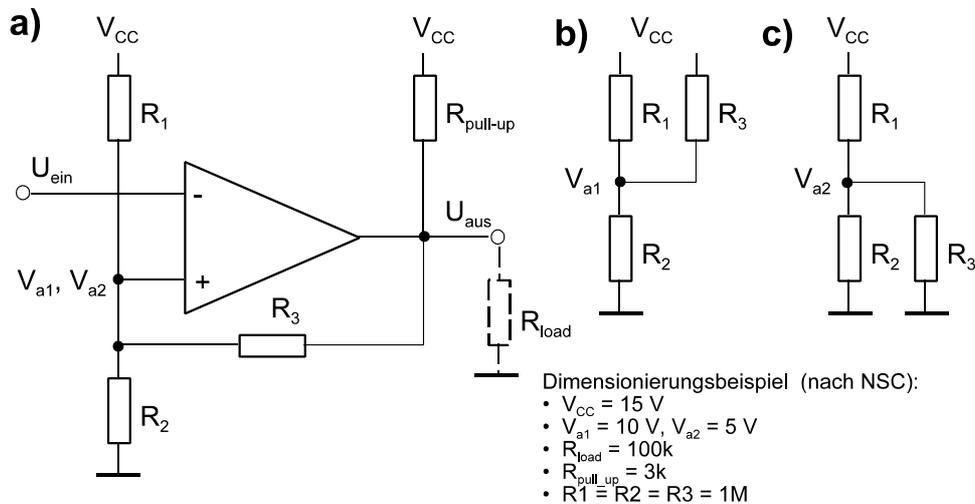
**Abbildung 4.3.7** Comparatoren mit Hysterese. a) mit invertierendem, b) mit nichtinvertierendem Ausgang (nach: National Semiconductor)

#### Hinweis:

Beide Schaltungen gemäß Abbildung 4.3.7 haben ihre Besonderheiten:

- das Umschalten des Comparators wirkt auf die Referenzspannung zurück. Versorgung mehrerer Comparatoren mit einer gemeinsamen Referenzspannung nicht möglich (bzw. nur über individuelle Puffer (teuer)).
- das Umschalten des Comparators wirkt auf den Eingang zurück (Eingang sieht eine sprunghaft wechselnde Impedanz). Abhilfe: individuelle Puffer (teuer). Versorgung mehrerer Comparatoren mit gemeinsamer Referenzspannung möglich.

In beiden Schaltungen wird die Breite des Hysteresebandes von Widerstandsverhältnissen bestimmt. Die Dimensionierung der Widerstände wird nachfolgend anhand der Abbildungen 4.3.8 und 4.3.9 veranschaulicht.



**Abbildung 4.3.8** Comparator mit invertierendem Ausgang. Widerstandsrechnung. a) Schaltung, b) Betriebsfall  $U_{aus} = V_{CC}$ , c) Betriebsfall  $U_{aus} = 0 \text{ V}$

Ist die Eingangsspannung  $U_{ein}$  kleiner als die Bezugsspannung  $V_{a1}$ , so führt der Ausgang High-Pegel;  $U_{aus} = V_{CC}$ . Die Bezugsspannung  $V_{a1}$  ergibt sich somit gemäß Abbildung 4.3.8b gemäß Spannungsteilerregel:

$$V_{a1} = \frac{V_{CC} R_2}{(R_1 \parallel R_3) + R_2} = \frac{V_{CC} R_2 (R_1 + R_3)}{R_1 R_2 + R_1 R_3 + R_2 R_3}$$

Ist die Eingangsspannung  $U_{ein}$  größer als die Bezugsspannung  $V_{a2}$ , so führt der Ausgang Low-Pegel;  $U_{aus} = 0 \text{ V}$ . Die Bezugsspannung  $V_{a2}$  ergibt sich somit gemäß Abbildung 4.3.8c gemäß Spannungsteilerregel:

$$V_{a2} = \frac{V_{CC} (R_2 \parallel R_3)}{R_1 + (R_2 \parallel R_3)} = \frac{V_{CC} R_2 R_3}{R_1 R_2 + R_1 R_3 + R_2 R_3}$$

Die Hysterese entspricht der Differenz der Bezugsspannungen:  $\Delta V_a = V_{a1} - V_{a2}$

$$\Delta V_a = \frac{V_{CC} R_1 R_2}{R_1 R_2 + R_1 R_3 + R_2 R_3}$$

Dimensionierungshinweise:

1.  $R_{pull-up} < R_{load}$ . Richtwert:  $330R \dots 4k7$ .
2.  $R_3 > R_{pull-up}$ . Günstig:  $R_3 > R_{load}$ . Richtwert: ca.  $10 \cdot R_{load}$ .

$R_{pull-up}$  sollte klein sein gegenüber den anderen angeschlossenen Widerständen ( $R_3, R_{load}$ ), so daß der High-Pegel nicht merklich unter  $V_{CC}$  abfällt. Ansonsten ergibt sich ein schmalere Hysteresebereich, weil die Bezugsspannung  $V_{a1}$  entsprechend geringer wird.

*Rechengang zur Widerstandsbestimmung (nach National Semiconductor)*

R3 wird gemäß den vorstehenden Hinweisen angenommen. Dann wird zunächst die Differenz der Bezugsspannungen zur Bezugsspannung  $V_{a2}$  ins Verhältnis gesetzt:

$$\frac{\Delta V_a}{V_{a2}} = \frac{1 + \frac{R_1}{R_3} + \frac{R_1}{R_2}}{1 + \frac{R_3}{R_2} + \frac{R_3}{R_1}}$$

Wir setzen nun  $R_1 = n R_3$ . n ergibt sich zu:

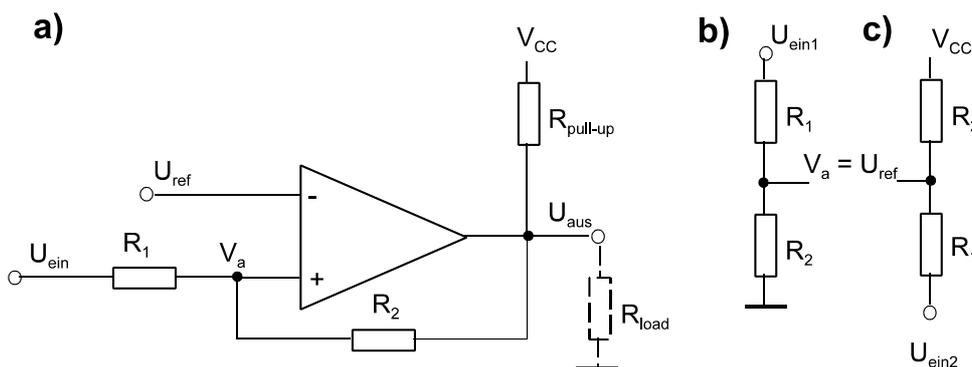
$$\frac{\Delta V_a}{V_{a2}} = n. R2 \text{ erhalten wir durch entsprechendes Umstellen der Gleichung für } V_{a1}:$$

$$V_{a1}(R_1 \parallel R_3) + V_{a1}R_2 = V_{CC}R_2; V_{a1}(R_1 \parallel R_3) = R_2(V_{CC} - V_{a1})$$

$$R2 = \frac{V_{a1}(R_1 \parallel R_3)}{V_{CC} - V_{a1}}$$

Damit die Formel schöner aussieht, setzen wir für  $V_{a1}$  im Zähler  $\frac{1}{1}$

$$R2 = \frac{R_1 \parallel R_3}{\frac{V_{CC}}{V_{a1}} - 1}$$



Dimensionierungsbeispiel (nach NSC):

- $V_{CC} = 15 \text{ V}$ ,  $U_{ref} = 7,5 \text{ V}$
- $U_{ein1} = 10 \text{ V}$ ,  $U_{ein2} = 5 \text{ V}$
- $R_{load} = 100 \text{ k}$
- $R_{pull-up} = 3 \text{ k}$
- $R1 = 330 \text{ k}$ ,  $R2 = 1 \text{ M}$

**Abbildung 4.3.9** Komparator mit nichtinvertierendem Ausgang. Widerstandsbestimmung. a) Schaltung, b) Betriebsfall  $U_{aus} = 0 \text{ V}$ , c) Betriebsfall  $U_{aus} = V_{CC}$

Ist die Eingangsspannung  $U_{\text{ein}}$  kleiner als die Referenzspannung  $U_{\text{ref}}$ , so führt der Ausgang Low-Pegel;  $U_{\text{aus}} = 0 \text{ V}$ . Der Umschaltzeitpunkt ist erreicht, wenn die Spannung am positiven Eingang des Comparators der Referenzspannung gleich ist ( $V_a = U_{\text{ref}}$ ). Gemäß Abbildung 4.3.9b muß gelten:

$$U_{\text{ref}} = \frac{U_{\text{ein}}}{R_1 + R_2} R_2. \text{ Daraus ergibt sich:}$$

$$U_{\text{ein1}} = \frac{U_{\text{ref}}(R_1 + R_2)}{R_2}$$

Ist die Eingangsspannung  $U_{\text{ein}}$  größer als die Referenzspannung  $U_{\text{ref}}$ , so führt der Ausgang High-Pegel;  $U_{\text{aus}} = V_{\text{CC}}$ . Der Umschaltzeitpunkt ist erreicht, wenn die Spannung am positiven Eingang des Comparators der Referenzspannung gleich ist ( $V_a = U_{\text{ref}}$ ). Gemäß Abbildung 4.3.9c muß gelten:

$$\frac{V_{\text{CC}} - U_{\text{ein}}}{R_1 + R_2} \cdot R_2 = V_{\text{CC}} - U_{\text{ref}}. \text{ Daraus ergibt sich}$$

$$V_{\text{CC}} R_2 - U_{\text{ein}} R_2 = V_{\text{CC}} R_1 - U_{\text{ref}} R_1 + V_{\text{CC}} R_2 - U_{\text{ref}} R_2 ;$$

$$U_{\text{ein2}} = \frac{U_{\text{ref}}(R_1 + R_2) - V_{\text{CC}} R_1}{R_2}$$

Die Hysterese entspricht der Differenz der Eingangsspannungen:  $\Delta U_{\text{ein}} = U_{\text{ein1}} - U_{\text{ein2}}$

$$\Delta U_{\text{ein}} = \frac{U_{\text{ref}}(R_1 + R_2)}{R_2} - \frac{U_{\text{ref}}(R_1 + R_2) - V_{\text{CC}} R_1}{R_2} = \frac{V_{\text{CC}} R_1}{R_2}$$

*Rechengang zur Widerstandsbestimmung (nach National Semiconductor)*

Das Verhältnis der beiden gesuchten Widerstände läßt sich aus der Differenz der gegebenen Eingangsspannungen (= der Grenzen des Hysteresebereichs) bestimmen:

$$\frac{R_1}{R_2} = \frac{U_{\text{ein1}} - U_{\text{ein2}}}{V_{\text{CC}}}$$

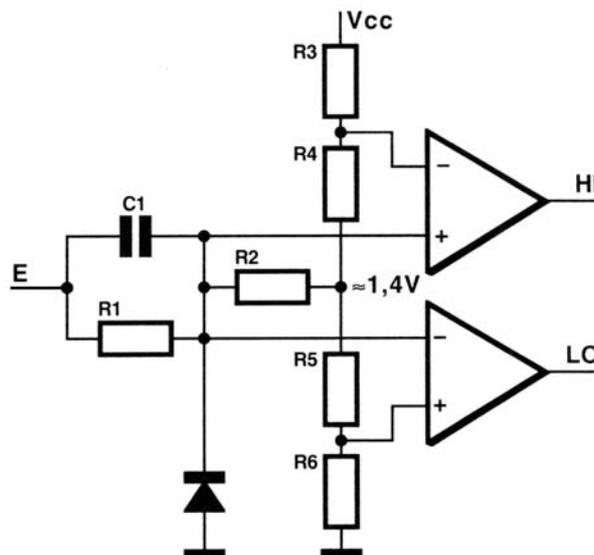
Die Referenzspannung ergibt sich aus der bereits angegebenen Gleichung:

$$U_{\text{ref}} = \frac{U_{\text{ein1}} R_2}{R_1 + R_2} \quad . \text{ Damit die Formel schöner aussieht, setzen wir für } R_2 \text{ im Zähler } \frac{1}{\frac{1}{R_2}}$$

Damit ergibt sich:

$$U_{\text{ref}} = \frac{U_{\text{ein1}}}{\frac{R_1}{R_2} + 1}$$

Der Wert für  $R_2$  wird angenommen.  $R_2 > R_{\text{pull\_up}}$  (vgl. auch die Dimensionierungshinweise zu Abbildung 4.3.8).  $R_1$  wird aus dem Widerstandsverhältnis  $\frac{R_1}{R_2}$  errechnet.



**Abbildung 4.3.10** Schnelle Comparatoranordnung mit Hysterese (nach: Hewlett-Packard)

*Erklärung:*

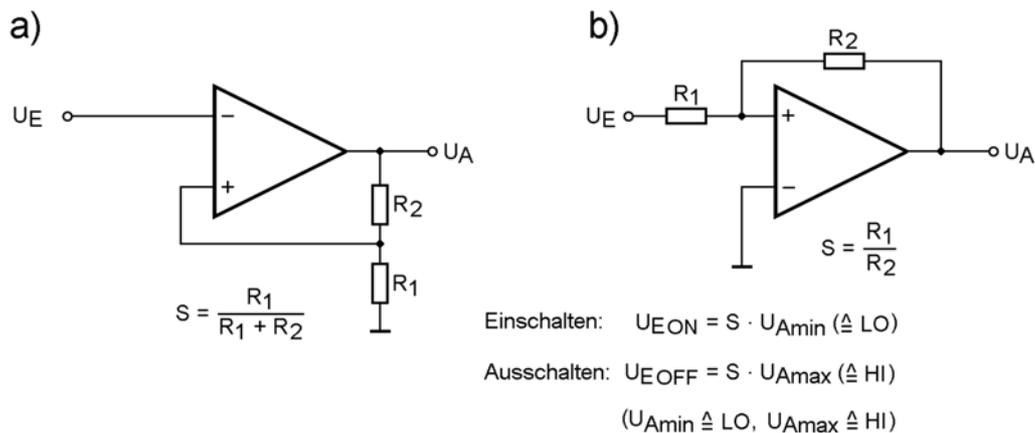
Die Referenzspannungen für High und Low werden hier mit einem Spannungsteiler  $R_3$ ,  $R_4$ ,  $R_5$ ,  $R_6$  aus der Speisespannung gewonnen. Der Spannungsteiler hält gleichzeitig den offenen Eingang auf einem Pegel von rund 1,4 V (man hat nach Low und High jeweils nur den halben Spannungshub).  $R_1$  dient zur Strombegrenzung und zusammen mit der Diode zum Schutz der Schaltung.  $R_2$  ist vorgesehen, um ein Hysterese einzuführen.  $C_1$  gewährleistet, daß Signaländerungen möglichst schnell durchgereicht werden. Anwendung: z. B. in Logik- und Signaturanalysatoren.

*Der Schmitt-Trigger*

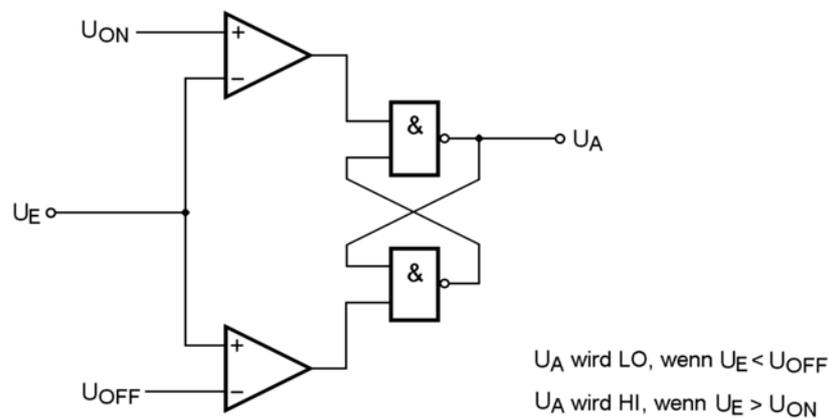
Der Schmitt-Trigger ist eine weitere Schwellertschaltung mit Hysterese. Beim nichtinvertierenden Schmitt-Trigger gilt  $U_{\text{ON}} > U_{\text{OFF}}$ , beim invertierenden  $U_{\text{ON}} < U_{\text{OFF}}$ . Dieses Verhalten läßt sich durch Rückkopplung der Ausgangsspannung erreichen (Abbildung 4.3.11).

*Präzisions-Schmitt-Trigger (Begrenzer)*

Übliche Schmitt-Trigger-Schaltungen arbeiten nicht besonders genau, da die Hysterese von den Widerstandswerten der Rückkopplung abhängt. Ein exaktes Schaltverhalten läßt sich gewährleisten, wenn man einen Fenstercomparator mit einem RS-Latch kombiniert (Abbildung 4.3.12). Solche Schaltungen gibt es als komplette integrierte Bauelemente.



**Abbildung 4.3.11** Schmitt-Trigger-Schaltungen mit Comparatoren. a) invertierend; b) nichtinvertierend



**Abbildung 4.3.12** Präzisions-Schmitt-Trigger (Begrenzerschaltung)

#### Erklärung:

Sobald  $U_E$  den Schwellwert  $U_{ON}$  überschreitet, wird das Latch gesetzt. Es wird erst dann zurückgesetzt, wenn  $U_E$  den (niedriger eingestellten) Schwellwert  $U_{OFF}$  unterschreitet. Ist  $U_E > U_{ON}$ , so ist der "+"-Eingang des oberen Comparators negativ gegenüber dem "-"-Eingang; der Comparator-Ausgang wird folglich Low und setzt das Latch. Sinngemäß wird bei  $U_E < U_{OFF}$  der Ausgang des unteren Comparators Low und setzt das Latch zurück. High-Pegel an den Comparatorausgängen beeinflussen das Latch nicht. Grundsatz: Wenn es im Bereich einer Schaltschwelle „klappert“, so betrifft das entweder nur den unteren oder nur den oberen Comparator, niemals aber beide gleichzeitig (vgl. das Entprellen von (Wechsel)-Kontakten mittels Latch). Das Hystereseband kann durch entsprechende Referenzspannungen  $U_{ON}$ ,  $U_{OFF}$  mit hoher Genauigkeit festgelegt werden.