

# Elektronische Schaltungstechnik

Mit Beispielen in LTspice

2., aktualisierte Auflage

Harald Hartl  
Edwin Krasser  
Peter Söser  
Gunter Winkler



Pearson

**EXTRAS**  
ONLINE



Verwendet man die Differenzspannung als Ausgangssignal, ist die Änderung  $\Delta V_a$  bei derselben Eingangsspannungsänderung  $\Delta V_e$  und damit auch die Differenzverstärkung doppelt so groß.

### 4.8.3 Gleichtaktunterdrückung

Ein Maß für die Qualität eines Differenzverstärkers ist das Verhältnis von Differenzverstärkung zu Gleichtaktverstärkung. Dieser Quotient wird als Gleichtaktunterdrückung (CMRR … *Common Mode Rejection Ratio*) bezeichnet. Für den Fall, dass nur eine Kollektorspannung als Ausgangssignal verwendet wird, kann die Gleichtaktunterdrückung mit den schon bekannten Zusammenhängen sofort berechnet werden.

$$CMRR = \frac{|A_D|}{|A_{GL}|} = \frac{\frac{S}{2} \cdot R}{\frac{R}{2r_k}} = S \cdot r_K$$

Die Gleichtaktunterdrückung wird häufig auch in Dezibel angegeben.

$$CMRR_{dB} = 20 \cdot \log_{10} \frac{|A_D|}{|A_{GL}|}$$

### 4.8.4 Weitere Kennwerte

Das Großsignalverhalten wird durch die Übertragungsfunktion des Differenzverstärkers beschrieben. Sie ist in ▶ Abbildung 4.63 gezeigt.

Ist die Differenzspannung null, dann fließt in beiden Transistoren der halbe Strom der Stromsenke. Um diesen Punkt kann in einem Bereich von  $\pm V_T$  linear ausgesteuert werden. Erreicht die Differenzspannung die vierfache Temperaturspannung  $4 \cdot V_T$ , so fließen 98 % von  $I_k$  durch den einen, während nur 2 % durch den anderen Transistor fließen. Der lineare Aussteuerbereich kann aus der Übertragungsfunktion ermittelt werden. Geht man von einem zulässigen Klirrfaktor von 1 % aus, so darf die Amplitude des Eingangssignals die 0,7-fache Temperaturspannung oder 18 mV betragen. Zum Vergleich dürfte die Eingangsspannung einer Emitterschaltung bei einem ähnlichen Klirrfaktor nur 1 mV groß sein. Wird eine Gegenkopplung durch Widerstände am Emitter der beiden Transistoren durchgeführt, so kann der lineare Aussteuerbereich vergrößert werden [39].

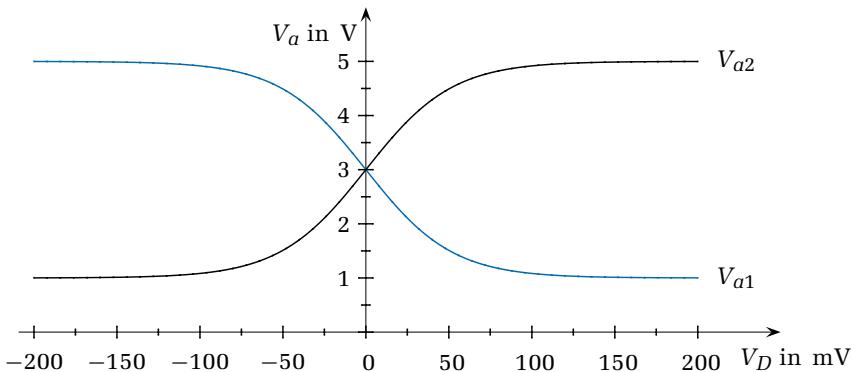


Abbildung 4.63: Übertragungsfunktion des Differenzverstärkers ohne Gegenkopplung

Zum Abschluss unserer Betrachtung des Differenzverstärkers sollen der differentielle Eingangs- und Ausgangswiderstand erwähnt werden. Bei der Bestimmung des Eingangswiderstandes muss zwischen Gegentakt und Gleichtaktansteuerung unterschieden werden.

#### Gegentakteingangswiderstand:

Da sich im Fall der Gleichtaktansteuerung das Potential am Emitter nicht ändert, kann es für die Kleinsignalbetrachtung mit dem Bezugspotential verbunden werden. Damit ergeben sich dieselben Verhältnisse wie bei einer Emitterschaltung. Allerdings ist die Änderung der Eingangsspannung des Einzeltransistors  $v_{BE}$  nur halb so groß wie die Änderung der Differenzspannung  $v_e$ . Der Gegentakteingangswiderstand ist daher doppelt so groß wie der Eingangswiderstand einer Emitterschaltung.

$$r_{eD} = 2 \cdot r_{BE} = 2 \cdot \frac{\beta}{S}$$

#### Gleichtakteingangswiderstand:

Bei Gleichtaktaussteuerung ändert sich das Potential am Emitter der beiden Transistoren. Der Innenwiderstand der Stromquelle wirkt wie der Emitterwiderstand bei einer Emitterschaltung. Es gilt:

$$r_{eGL} = r_{BE} + ((1 + \beta) \cdot 2 \cdot r_k) \approx 2\beta \cdot r_k .$$

## ZUSAMMENFASSUNG

Im Kapitel **Transistoren** wurden die wichtigsten Transistorarten anhand vereinfachter Strukturbilder vorgestellt und die grundlegenden Mechanismen zur Steuerung erklärt. Den Beginn bildete eine Betrachtung der bipolaren Transistoren. Danach wurde der Sperrsicht-Feldeffekttransistor und der MOSFET besprochen. Die Beschreibung der einzelnen Transistoren mittels Kennlinien wurde gezeigt und die wesentlichen Parameter, die aus den Kennlinien ablesbar sind, definiert. Überlegungen zum Temperaturverhalten der verschiedenen Transistoren bildeten den Abschluss dieses Abschnittes.

Der nächste Teil des Kapitels beschäftigte sich mit der Wahl und der Einstellung des **Arbeitspunktes**. Hier wurden die auftretenden Fragestellungen und deren Lösung am Beispiel der bipolaren Transistoren gezeigt. Basierend auf der Arbeitspunkteinstellung wurden Überlegungen zum so genannten Kleinsignalverhalten der drei Grundschaltungen durchgeführt. Wir haben uns dabei auf den bipolaren Transistor beschränkt, die analogen Überlegungen können jedoch für die Feldeffekttransistoren angestellt werden. Da im Fall der Feldeffekttransistoren nur ein minimaler (Leck-)Strom am Eingang fließt, der häufig vernachlässigt werden kann, sind die Berechnungen für FETs im Allgemeinen leichter durchzuführen. Der interessierte Leser sei an dieser Stelle auf die Fachliteratur [27], [39] verwiesen, wobei das bereits erworbene Grundwissen den Einstieg in diese weiterführende Literatur wesentlich vereinfachen wird.

Den letzten Teil dieses Kapitels bildeten ausgewählte **Transistorschaltungen**. Der Vergleich einer bipolaren Stromsenke mit einer FET-Stromsenke zeigte den Unterschied in der Berechnung des Kleinsignalverhaltens bei diesen beiden Transistorarten. Durch die Berechnung konnte gezeigt werden, dass eine Stromgegenkopplung im Falle der Verwendung von FETs einen wesentlich größeren Ausgangswiderstand als bei bipolaren Transistoren ermöglicht. Einen weiteren Punkt bildete die Besprechung verschiedener **Stromspiegelschaltungen**, beginnend von einem einfachen bis hin zum Wilson-Stromspiegel. Als letzte, aber sehr wichtige Grundschaltung mit Transistoren wurde der **Differenzverstärker** betrachtet. Die wichtigsten Begriffe wie Gleichtakt- und Gegentaktaussteuerung sowie die Gleichtaktunterdrückung wurden vorgestellt. Des Weiteren wurde die Übertragungskennlinie gezeigt. Die Vorteile des Differenzverstärkers gegenüber dem einstufigen Transistorverstärker wie zum Beispiel der größere Eingangsaussteuerbereich und die Möglichkeit, Gleichspannungen zu verstärken, wurden erklärt.

# Operationsverstärker

5

5.1 Idealer Operationsverstärker .....	235
5.2 Realer Operationsverstärker .....	239
5.3 Grundschaltungen mit Operationsverstärkern .....	250
5.4 Komparatoren .....	273
Zusammenfassung .....	274

ÜBERBLICK

## Einleitung

» In der Anfangszeit digitaler Rechenwerke reichte deren Geschwindigkeit für viele zeitkritische Berechnungen nicht aus. Ein typisches Beispiel ist eine Regelstrecke, bei der die Berechnung einer Regelabweichung und die Bestimmung der neuen Stellgröße innerhalb einer Zeit erfolgen muss, die sehr klein im Vergleich zur Reaktionszeit der zu regelnden Strecke ist.

Zur Lösung dieser Probleme wurden so genannte Analogrechner verwendet. Man erstellte ein elektrisches Modell, das dieselbe mathematische Beschreibung hatte wie das zu lösende Problem. Aus den Strömen und Spannungen innerhalb dieser elektrischen Nachbildung konnte man die gesuchten Lösungen ablesen. Die Rechenoperationen innerhalb dieser analogen Rechenschaltungen wurden durch Operationsverstärker durchgeführt und gaben diesem Verstärkerbaustein seinen Na-  men.

Operationsverstärker können zum Addieren, Subtrahieren, Multiplizieren, aber auch zum Differenzieren und Integrieren verwendet werden. Auch Funktionsnetzwerke zur Berechnung der Exponentialfunktion, des Logarithmus oder für Sinus- und Cosinusfunktionen wurden verwendet. Abgesehen von Sonderfällen werden diese Berechnungen heute von digitalen Rechenwerken durchgeführt. Die Anwendung der Operationsverstärker wandelte sich vom Lösen des gesamten Problems hin zur Signalvorverarbeitung beziehungsweise Anpassung des Signals an den Eingangsspannungsbereich der Analog/Digital-Umsetzer. Diese erzeugen ein digitales Abbild der analogen Größen, führen die digitale Signalverarbeitung durch und stellen mit Hilfe von Digital/Analog-Umsetzern wieder ein analoges Ergebnis zur Verfügung. Der häufig mit Operationsverstärkern realisierte Schaltungsteil zwischen Sensor und Analog/Digital-Umsetzer wird meist als Sensorinterface bezeichnet.

## LERNZIELE

- Konzept des idealen Operationsverstärkers
- Rückkopplung – Mitkopplung – Gegenkopplung
- Realer Operationsverstärker und Kenndaten
- Frequenzgangkorrektur und Stabilität von Operationsverstärkerschaltungen
- Ausgewählte Grundschaltungen mit Operationsverstärkern

## 5.1 Idealer Operationsverstärker

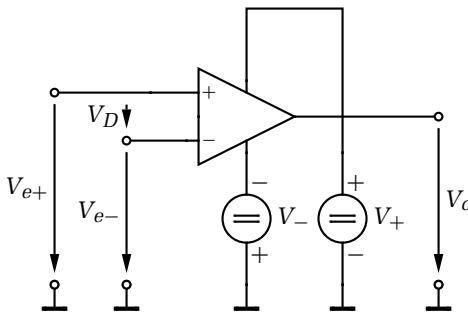


Abbildung 5.1: Idealer Operationsverstärker

In ▶ Abbildung 5.1 ist ein idealer Operationsverstärker mit den auftretenden Spannungen und seiner Spannungsversorgung dargestellt. Während klassische Operationsverstärkerschaltungen häufig mit erdsymmetrischen Spannungen von  $\pm 15$  V oder sogar  $\pm 18$  V betrieben wurden, geht der Trend bei modernen Operationsverstärkern zur Versorgung mit wesentlich kleineren Spannungen. Derzeit übliche Möglichkeiten sind die symmetrische Versorgung mit  $\pm 2,5$  V oder die Versorgung mit einer unsymmetrischen Spannung von zum Beispiel 5 V oder auch 3,3 V bezogen auf Masse. Die Versorgung kann auch mit unterschiedlich großen positiven und negativen Spannungen erfolgen, wenn diese aus irgendeinem Grund schon verfügbar sind.

Während bei den ersten Operationsverstärkern sowohl am Eingang als auch am Ausgang deutliche Abstände der Signalspannung zu den Versorgungsspannungen notwendig waren, findet man bei modernen Operationsverstärkertypen die Schlagwörter *Input and Output Rail to Rail*. Das bedeutet, dass diese Strukturen sowohl am Eingang als auch am Ausgang mit Spannungen arbeiten können, die sich nur minimal von der Versorgungsspannung unterscheiden. Es gibt auch Varianten, die nur eine Versorgungsspannung am Ausgang erreichen können oder bei denen die Eingangsspannung gleich einer Versorgungsspannung sein darf. Bei diesen Bausteinen findet man im Datenblatt zum Beispiel den Hinweis *Input includes negative rail* oder *Output includes positive rail*.

Der Operationsverstärker besteht – wie wir noch sehen werden – aus einem Differenzverstärker am Eingang, einer Verstärkerstufe (*Gain Stage*) und einem Ausgangstreiber. Seine Eingänge werden nach ihrer Phasenbeziehung zum Ausgang als invertierender (–) und als nicht invertierender Eingang (+) bezeichnet. Bei einem idealen Operationsverstärker fließt in die Eingänge kein Strom. Die Differenzspannung zwischen den beiden Eingängen wird im Idealfall mit einer  $\infty$  großen Verstärkung  $A_D$  verstärkt. Es gilt:

$$V_a = (V_{e+} - V_{e-}) \cdot A_D.$$

Typische Werte der Differenzverstärkung  $A_D$  liegen bei realen Operationsverstärkern in der Größenordnung von einer Million oder 120 dB. Diese so genannte Leerlaufverstärkung oder *Open Loop Gain* ist eine Funktion der Frequenz. Sie besitzt das in ▶ Abbildung 5.2 dargestellte Tiefpassverhalten erster Ordnung. Die Grenzfrequenz liegt bei wenigen Hertz.

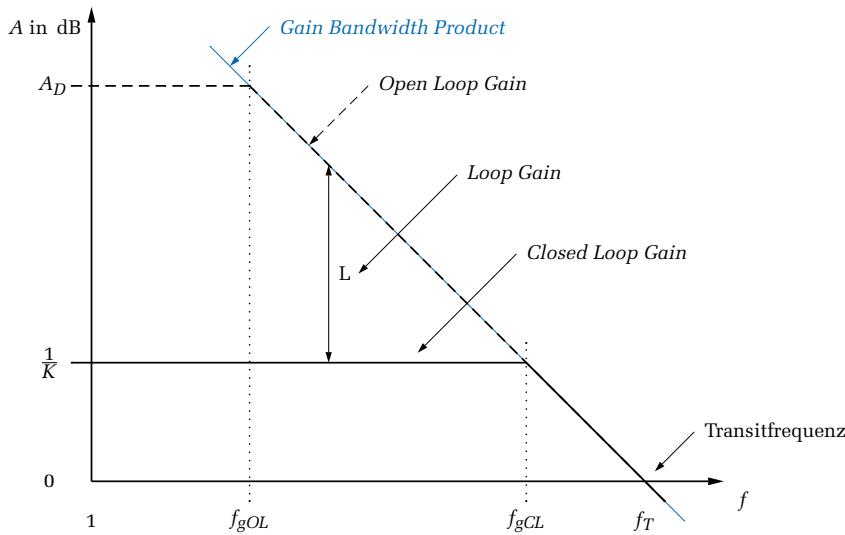


Abbildung 5.2: *Open Loop Gain – Closed Loop Gain – Loop Gain*

Durch eine Gegenkopplung wird die Verstärkung auf praktisch einsetzbare Werte reduziert, die Grenzfrequenz wird jedoch erhöht. Man nennt die verbleibende Verstärkung mit Gegenkopplung auch *Closed Loop Gain*. Wir erinnern uns – unter einer Gegenkopplung versteht man ein Rückführen des Ausgangssignals auf den Eingang, so dass es dem Eingangssignal entgegenwirkt. Die Frequenz, bei der die Verstärkung auf den Faktor 1 beziehungsweise 0 dB zurückgegangen ist, wird als *Transitfrequenz*  $f_T$  bezeichnet. Das Produkt aus Verstärkung und Bandbreite (*Gain Bandwidth Product*) ist konstant und ein Maß dafür, bis zu welcher Frequenz der jeweilige Operationsverstärker eingesetzt werden kann. Es gilt:

$$A_{D1} \cdot f_{gOL} = \frac{1}{K} \cdot f_{gCL} = 1 \cdot f_T .$$

Diese Beziehung entspricht der blauen Linie in Abbildung 5.2. Unter der Bandbreite eines Verstärkers wird jener Frequenzbereich verstanden, in dem eine näherungsweise konstante Verstärkung vorliegt. Er liegt beim Operationsverstärker zwischen der Frequenz null und der von der Verstärkung abhängigen Grenzfrequenz. Ein weiterer wichtiger Begriff, die *Schleifenverstärkung (Loop Gain)*, kann ebenfalls aus Abbildung 5.2 abgelesen werden. Sie ist der Unterschied zwischen der Leerlaufverstärkung und der durch die Gegenkopplung eingestellten Verstärkung und gibt damit an, wie viel Verstärkungsüberschuss der Operationsverstärker zum Ausregeln

von Differenzspannungen zwischen seinen Eingängen besitzt. Dieser Überschuss ist entscheidend für die Rechengenauigkeit der analogen Rechenschaltung.

Zur vollständigen Beschreibung des idealen Operationsverstärkers gehören neben der Verstärkung noch die Eingangs- und Ausgangswiderstände. Beim idealen Operationsverstärker ist der Eingangswiderstand unendlich groß. Es fließen keine Eingangsströme. Der Ausgang kann beliebige Ströme liefern beziehungsweise aufnehmen. Der Ausgangswiderstand eines idealen Operationsverstärkers ist null. Der reale Operationsverstärker wird sich von diesen bisher genannten Eigenschaften natürlich unterscheiden. Trotzdem ist diese vereinfachte Betrachtungsweise zur ersten Analyse von Operationsverstärkerschaltungen recht hilfreich.

### 5.1.1 Prinzip der Gegenkopplung

Die Rückführung eines Ausgangssignals an den Eingang wird im Allgemeinen als Rückkopplung bezeichnet. Eine Variante ist die Gegenkopplung. Hier wirkt das Ausgangssignal dem Eingangssignal entgegen. Die Eingangsspannung des Verstärkers  $\tilde{V}_e$  wird durch die Wirkung der Gegenkopplung verkleinert. Diese Möglichkeit haben wir bei der Arbeitspunkteinstellung von Transistorverstärkern bereits kennen gelernt. Die andere Möglichkeit ist die Vergrößerung des Eingangssignals  $\tilde{V}_e$  durch das Ausgangssignal. Hier spricht man von Mitkopplung. Diese Variante wird bei Kippstufen zur Beschleunigung des Schaltens oder bei Oszillatoren zur Signalerzeugung verwendet.

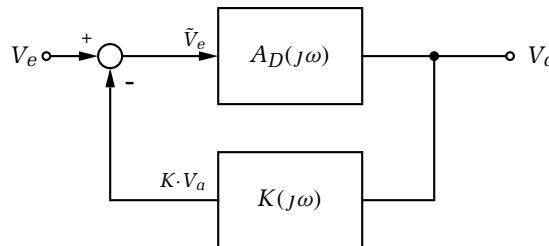


Abbildung 5.3: Rückgekoppelte Struktur

In ▶ Abbildung 5.3 ist eine Gegenkopplung in der in der Regelungstechnik üblichen Darstellungsweise gezeigt. Es können folgende Zusammenhänge abgelesen werden:

$$V_a = A_D \cdot \tilde{V}_e ; \quad \tilde{V}_e = V_e - K \cdot V_a .$$

Aus diesen beiden Gleichungen kann die Übertragungsfunktion des geschlossenen Kreises – oder einfacher gesagt – die Verstärkung bei Gegenkopplung berechnet werden.

$$T = \frac{V_a}{V_e} = \frac{A_D}{1 + \underbrace{K \cdot A_D}_L}$$

Das Produkt  $L = K \cdot A_D$  wird Schleifenverstärkung genannt und ist für das Verhalten des gesamten Kreises von entscheidender Bedeutung. Sie entspricht dem Quotienten aus dem Ausgangssignal  $V_a$  der Schaltung und dem Eingangssignal  $V_x$  des Gegenkopplungsnetzwerkes bei geöffneter Gegenkopplungsschleife.

$$L = \frac{V_a}{V_x} = K \cdot A_D$$

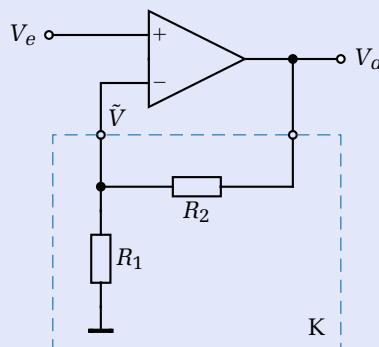
Wenn die Schleifenverstärkung  $L \gg 1$  ist, hängt die Verstärkung der geschlossenen Schleife  $T$  nur vom Gegenkopplungsnetzwerk ab.

Ein anderer Sonderfall tritt auf, wenn das Produkt  $L = K \cdot A_D = -1$  wird. In diesem Fall verschwindet der Nenner und die Verstärkung geht gegen  $\infty$ . Aus der Gegenkopplung wird eine Mitkopplung. Der Ausdruck  $K \cdot A_D = -1$  entspricht bei einem invertierenden Summenpunkt einer Formulierung für die Schwingbedingung. In der Regelungstechnik spricht man von einem instabilen Regelkreis. In der Schaltungstechnik wird dieses Verhalten zur Signalerzeugung verwendet.

Nach dieser Vorstellung der Eigenschaften des idealen Operationsverstärkers und der als Brücke zur Regelungstechnik gedachten Überlegung zur Gegen- beziehungsweise Mitkopplung wenden wir uns der Anwendung anhand eines praktischen Beispiels zu.

### Beispiel: Berechnung der Verstärkung

Berechnen Sie die Verstärkung des in der folgenden Abbildung gezeigten nicht invertierenden Verstärkers.



Der invertierende Summenpunkt ist bei der Operationsverstärkerschaltung durch Verwendung des invertierenden Eingangs realisiert. Es liegt die in ▶ Abbildung 5.3 gezeigte Struktur vor.

Die Ausgangsspannung des Gegenkopplungsnetzwerkes kann entsprechend der Spannungsteilerregel abgelesen und die Übertragungsfunktion des Gegenkopplungsnetzwerkes  $K$  berechnet werden:

$$\tilde{V} = V_a \frac{R_1}{R_1 + R_2} \rightarrow K = \frac{R_1}{R_1 + R_2}.$$

Setzt man dieses Ergebnis in die Übertragungsfunktion des geschlossenen Kreises ein, erhält man:

$$T = \frac{V_a}{V_e} = \frac{A_D}{1 + K \cdot A_D} = \frac{A_D}{1 + \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot A_D} \xrightarrow{K \cdot A_D \gg 1} 1 + \frac{R_2}{R_1}.$$

## 5.2 Realer Operationsverstärker

Nach dieser Betrachtung der Eigenschaften eines idealen Operationsverstärkers wenden wir uns der schaltungstechnischen Realisierung eines Operationsverstärkers zu.

### 5.2.1 Aufbau

Um die Erklärung leicht überschaubar zu machen, werden wir eine stark vereinfachte Schaltungsvariante mit bipolaren Transistoren verwenden. Sie ist in [Abbildung 5.4](#) dargestellt und kann in die folgenden drei Schaltungsteile zerlegt werden.

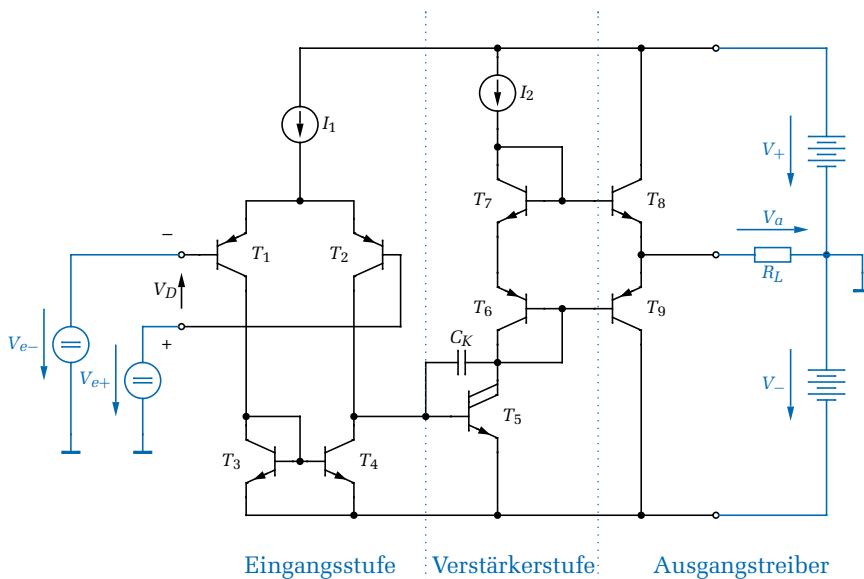


Abbildung 5.4: Vereinfachte Innenschaltung eines Operationsverstärkers

### ■ Eingangsstufe

Der differentielle Eingang wird durch einen Differenzverstärker realisiert, dessen Arbeitswiderstände durch einen Stromspiegel gebildet werden.

Legt man beide Eingänge auf Masse, so teilt sich der Strom  $I_1$  symmetrisch auf beide Zweige auf. Der Stromspiegel wird durch  $I_1/2$  angesteuert, er fordert daher an seinem Ausgang denselben Strom. Der Ausgangsstrom der Eingangsstufe ist damit gleich null. Erhöht man die Spannung an der Basis von  $T_1$ , dann sinkt die Basis-Emitter-Spannung und damit auch der Kollektorstrom von  $T_1$ . Da der Strom der Stromquelle  $I_1$  konstant ist, steigt der Kollektorstrom von  $T_2$ . Der Strom des Stromspiegeltransistors  $T_4$  sinkt, da der Eingangsstrom des Stromspiegels – der Kollektorstrom von  $T_1$  – gesunken ist. Betrachtet man den Ausgangsknoten, so ist der von  $T_2$  kommende Strom größer als der von  $T_4$  aufgenommene. Es ergibt sich ein Ausgangsstrom, der in die Basis von  $T_5$  fließt. Dieser Ausgangsstrom der Differenzverstärkerstufe ist das Doppelte der von der Differenzeingangsspannung erzeugten Änderung des Kollektorstromes von  $T_1$  beziehungsweise  $T_2$ .

### ■ Verstärkerstufe

Die Verstärkerstufe wird von einem so genannten Darlington-Transistor  $T_5$  in Emitterschaltung gebildet. Bei diesem Transistortyp wird durch eine Hintereinander-Schaltung zweier Transistoren eine Vergrößerung der Stromverstärkung  $\beta = \beta_1 \cdot \beta_2$  erreicht. Durch die Kombination zweier Transistoren besitzt der Darlington-Transistor allerdings eine größere Basis-Emitter-Spannung. Das Prinzip eines Darlington-Transistors ist in ▶ Abbildung 5.5 dargestellt.

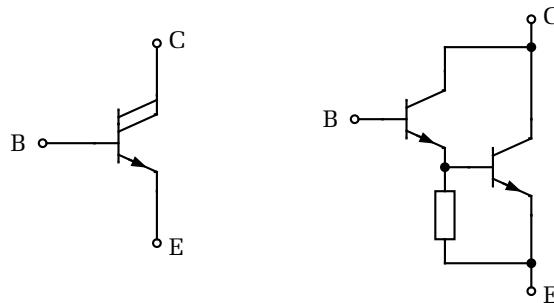


Abbildung 5.5: Darlington-Transistor: Schaltsymbol und Innenschaltung

# Copyright

Daten, Texte, Design und Grafiken dieses eBooks, sowie die eventuell angebotenen eBook-Zusatzdaten sind urheberrechtlich geschützt. Dieses eBook stellen wir lediglich als **persönliche Einzelplatz-Lizenz** zur Verfügung!

Jede andere Verwendung dieses eBooks oder zugehöriger Materialien und Informationen, einschließlich

- der Reproduktion,
- der Weitergabe,
- des Weitervertriebs,
- der Platzierung im Internet, in Intranets, in Extranets,
- der Veränderung,
- des Weiterverkaufs und
- der Veröffentlichung

bedarf der **schriftlichen Genehmigung** des Verlags. Insbesondere ist die Entfernung oder Änderung des vom Verlag vergebenen Passwort- und DRM-Schutzes ausdrücklich untersagt!

Bei Fragen zu diesem Thema wenden Sie sich bitte an: **info@pearson.de**

## Zusatzdaten

Möglicherweise liegt dem gedruckten Buch eine CD-ROM mit Zusatzdaten oder ein Zugangscode zu einer eLearning Plattform bei. Die Zurverfügungstellung dieser Daten auf unseren Websites ist eine freiwillige Leistung des Verlags. **Der Rechtsweg ist ausgeschlossen.** ZugangsCodes können Sie darüberhinaus auf unserer Website käuflich erwerben.

## Hinweis

Dieses und viele weitere eBooks können Sie rund um die Uhr und legal auf unserer Website herunterladen:

**<https://www.pearson-studium.de>**



Pearson