

9

Differenzverstärker

9.1 Einleitung

Im letzten Abschnitt haben wir eine Möglichkeit zur elektronischen Temperaturmessung kennen gelernt. Temperaturen können auch mit Hilfe von **Thermoelementen** gemessen werden. Dabei wird die Tatsache ausgenutzt, dass bei einer Kontaktstelle zweier verschiedener Leitermaterialien eine temperaturabhängige elektrische Spannung auftritt. Betrachten wir dazu die folgende Anordnung (Abbildung 9.1):

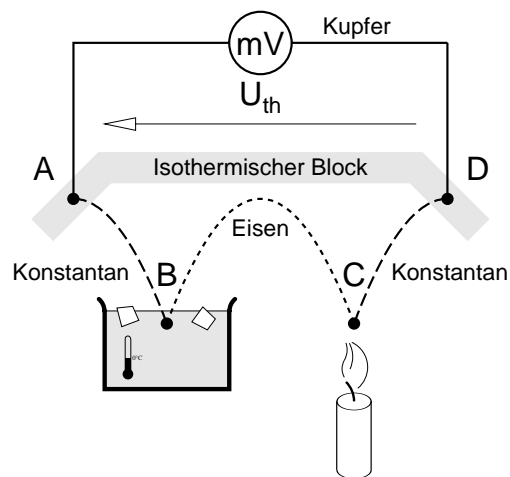


Abb. 9.1: Temperaturmessung mit Thermoelementen

Bei allen Übergängen (Kupfer-Konstantan, Konstantan-Eisen, Eisen-Konstantan und Konstantan-Kupfer) tritt eine Thermospannung auf. Wenn die beiden Lötstellen A und D die gleiche Temperatur haben, so kompensieren sich die entsprechenden Thermospannungen. Das wird durch einen so genannten *isothermischen Block* gewährleistet. Die gemessene resultierende Thermospannung U_{th} ist proportional zur **Temperaturdifferenz** zwischen den beiden Lötstellen B und C. Bei Eisen-Konstantan-Thermoelementen beträgt der Temperaturkoeffizient etwa $53 \mu\text{V/K}$. Nun haben übliche Digital-Multimeter im empfindlichsten Bereich eine Auflösung (nicht Genauigkeit!) von $100 \mu\text{V}$; wir erhalten also nur eine Auflösung von ca. 2° . Für höher aufgelöste Temperaturmessungen muss also die Thermospannung noch verstärkt werden. Dies könnte mit der Schaltung von Abbildung 9.2 geschehen:

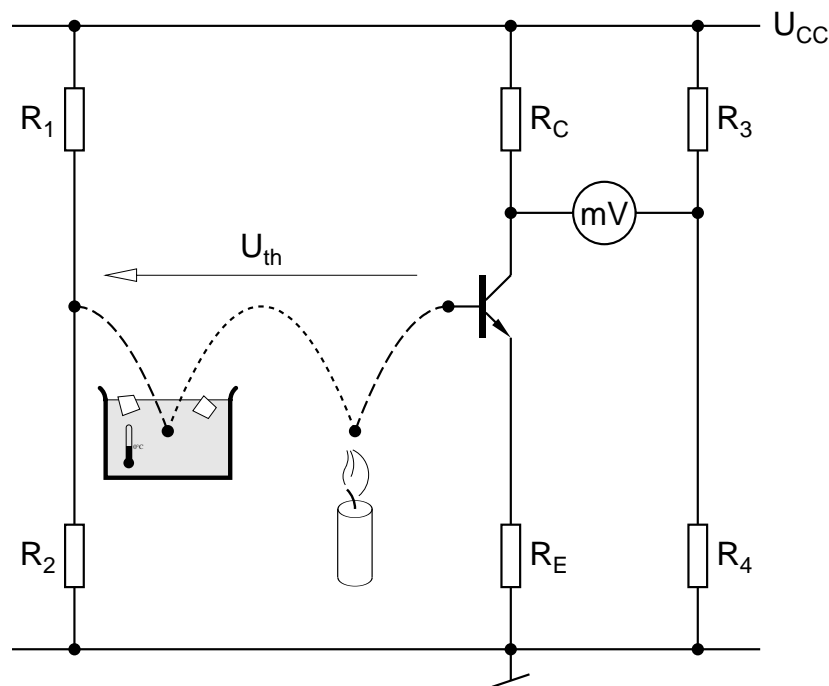


Abb. 9.2: Verstärker für Thermospannungen

Bei dieser Schaltung handelt es sich um eine Emitterschaltung mit Gegenkopplung, deren Verstärkung etwa $-R_C/R_E$ beträgt. Die Widerstände R_3 und R_4 sind so abgeglichen, dass die Spannung über dem Voltmeter für $U_{th} = 0$ ebenfalls gleich Null ist. Nehmen wir nun an, die Verstärkung betrage -10 ; eine Thermospannung von $53 \mu\text{V}$ bewirkt also eine entsprechende Spannungsänderung an der Basis des Transistors und damit wird die Spannung am Kollektor um $-530 \mu\text{V}$ sinken. Diese Spannung lässt sich aber mit einem preisgünstigen Voltmeter bequem messen.

Der Haken bei dieser Schaltung ist bei der Temperaturabhängigkeit der Basis-Emitter-Spannung zu suchen; U_{BE} nimmt bekanntlich bei zunehmender Temperatur um 2 mV/K ab. Dies hat natürlich ebenfalls einen Einfluss auf das Emitterpotential und damit auf den Kollektorstrom. Man erkennt, dass eine Änderung der Umgebungs-

temperatur um 1 K die gleiche Wirkung auf die Anzeige des Voltmeters hat, wie eine Temperaturänderung von etwa 19 K bei den Thermoelementen; der Einfluss der temperaturabhängigen Spannung U_{BE} ist also viel grösser, als der der eigentlich zu messenden Thermospannung U_{th} . Wir müssen deshalb neue Schaltungen finden, die es ermöglichen, diese Temperaturabhängigkeit zu kompensieren.

9.2 Grundschtaltung

9.2.1 Schaltung

Die temperaturabhängige Spannung U_{BE} lässt sich eigentlich nur mit einer gleichartigen Spannung kompensieren; es bietet sich also eine symmetrische Schaltung an, wie sie in Abbildung 9.3 gezeigt wird.

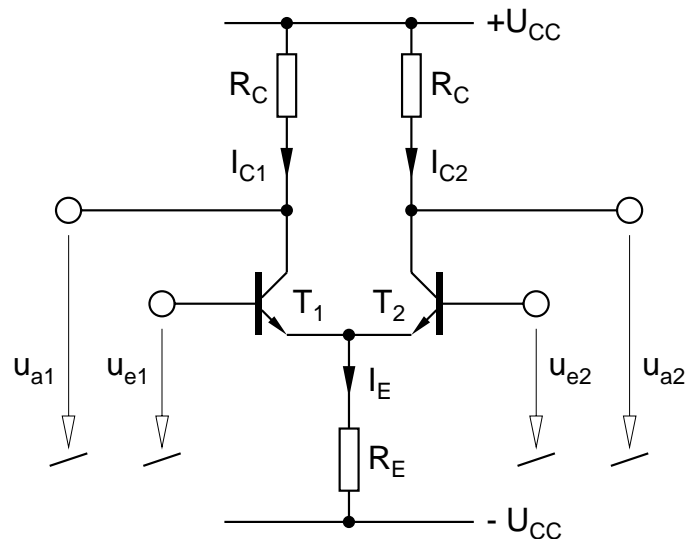


Abb. 9.3: Grundschtaltung eines Differenzverstärkers

Der Differenzverstärker hat zwei Eingänge und zwei Ausgänge und bezüglich Masse symmetrische Betriebsspannungen $\pm U_{CC}$. Wegen der völligen Symmetrie sind auch die beiden Kollektorströme I_{C1} und I_{C2} gleich gross und es muss im Arbeitspunkt ($u_{e1} = u_{e2} = 0$) gelten:

$$I_{C1} = I_{C2} = \frac{I_E}{2} = \frac{U_{CC} - U_{BE}}{2 \cdot R_E}$$

Für eine vernünftige Aussteuerbarkeit der Schaltung müssen die Kollektorpotentiale etwa bei $U_{CC}/2$ liegen; das ist der Fall, falls $R_C = R_E$ ist. Bevor wir die Verstärkung dieser Schaltung untersuchen, wollen wir noch einige neue Begriffe einführen und definieren.

9.2.2 Zerlegung der Spannungen

Wir zerlegen dazu die Eingangsspannungen in zwei Anteile, nämlich in eine Gleichtaktspannung und eine Differenzspannung. Diese Aufteilung ist immer möglich, wie den nachfolgenden Definitionen zu entnehmen ist.

Gleichtaktspannung u_{CM}

Die Gleichtaktspannung u_{CM} (common mode voltage) ist definiert als arithmetisches Mittel der beiden Eingangsspannungen:

$$u_{CM} = \frac{u_{e1} + u_{e2}}{2}$$

Differenzspannung u_d

Die Differenzspannung u_d (differential voltage) ist definiert als Differenz der beiden Eingangsspannungen:

$$u_d = u_{e1} - u_{e2}$$

Diese Aufteilung der Spannungen kann zur Veranschaulichung auch noch grafisch dargestellt werden (Abbildung 9.4):

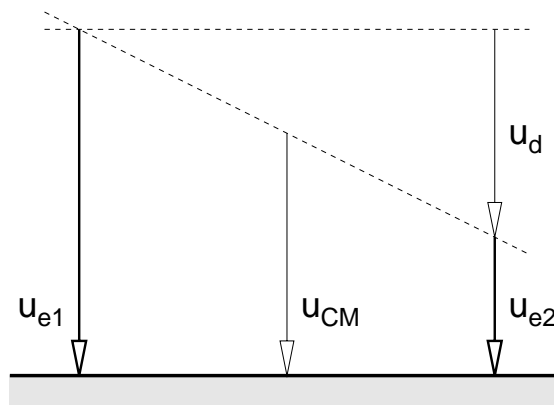


Abb. 9.4: Aufteilen der Spannungen

Ausgehend von dieser Darstellung kann man leicht auch die Eingangsspannungen durch u_{CM} und u_d ausdrücken:

$$u_{e1} = u_{CM} + \frac{u_d}{2} \qquad u_{e2} = u_{CM} - \frac{u_d}{2}$$

Die Aufteilung der Eingangsspannungen hat ihren Grund im unterschiedlichen Verhalten des Differenzverstärkers gegenüber den zwei Signalanteilen. Wir wollen jetzt die einzelnen Verstärkungen berechnen.

9.2.3 Gleichtaktverstärkung

Zur Berechnung der Gleichtaktverstärkung (common mode gain) gehen wir davon aus, dass die beiden Eingangssignale gleich sind, dass also gilt:

$$u_{e1} = u_{e2} = u_{CM} \qquad u_d = 0$$

Legt man an beide Eingänge der Schaltung die Spannung u_{CM} an, so ändert sich der gesamte Emitterstrom um $i_E = u_{CM} / R_E$. Diese Emitterstromänderung teilt sich wegen der Symmetrie hälftig auf die beiden Kollektorströme auf und bewirkt demnach eine Ausgangsspannungsänderung von

$$u_{a1} = u_{a2} = -i_C \cdot R_C = -\frac{i_E \cdot R_C}{2} = -\frac{u_{CM} \cdot R_C}{2 \cdot R_E}$$

Für die Gleichtaktverstärkung erhalten wir also:

$$v_{CM} = \frac{u_a}{u_{CM}} = -\frac{R_C}{2 \cdot R_E}$$

Zu beachten ist hier die Tatsache, dass ein Gleichtaktsignal an den Eingängen auch wieder ein reines Gleichtaktsignal an den Ausgängen zur Folge hat; die Ausgangsspannungsänderungen erfolgen gleichphasig.

9.2.4 Differenzverstärkung

Zur Berechnung der Differenzverstärkung nehmen wir ein reines Differenzsignal an und setzen $u_{CM} = 0$. Damit erhalten wir für die beiden Eingangsspannungen:

$$u_{e1} = \frac{u_d}{2} \quad u_{e2} = -\frac{u_d}{2}$$

Für die Analyse benötigen wir noch die Kleinsignal-Ersatzschaltung des Differenzverstärkers (Abbildung 9.5), dabei wurden die Widerstände r_{CE} vernachlässigt, da sie auch in dieser Schaltung nur einen vernachlässigbaren Einfluss haben.

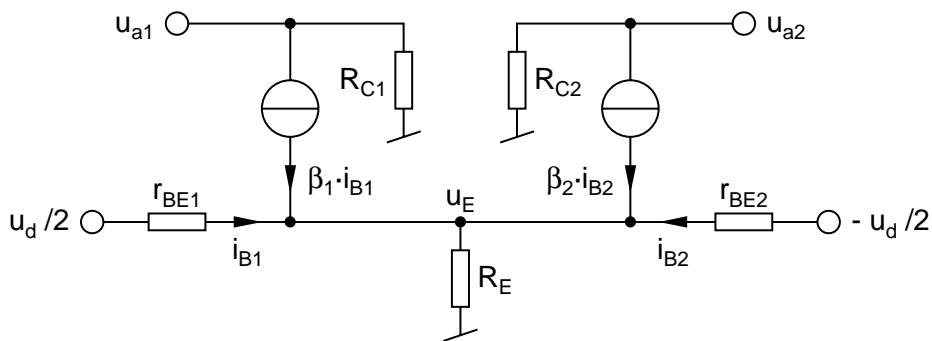


Abb. 9.5: KSE des Differenzverstärkers

Wenn wir auch hier völlige Symmetrie voraussetzen, also zwei Transistoren mit praktisch identischen Eigenschaften, dann kann man davon ausgehen, dass die beiden Widerstände r_{BE1} und r_{BE2} gleich gross sind. Unter Berücksichtigung der gegenphasigen Aussteuerung erkennt man sofort, dass die Spannung u_E gleich Null sein muss; wir können also gedanklich den Widerstand R_E kurzschliessen. Damit erhalten wir für die Ausgangsspannung u_{a1} sofort:

$$u_{a1} = -\beta_1 \cdot i_{B1} \cdot R_{C1} = -\frac{u_d \cdot \beta_1 \cdot R_{C1}}{2 \cdot r_{BE1}} = -\frac{u_d \cdot I_{C1} \cdot R_{C1}}{2 \cdot U_T}$$

Analog erhalten wir auch die zweite Ausgangsspannung. Bei symmetrischem Aufbau erhalten wir für die Differenzverstärkungen:

$$v_{d1} = \frac{u_{a1}}{u_d} = -\frac{I_C \cdot R_C}{2 \cdot U_T} \quad v_{d2} = \frac{u_{a2}}{u_d} = +\frac{I_C \cdot R_C}{2 \cdot U_T}$$

Ein reines Gegentaktsignal am Eingang ($u_{CM} = 0$) liefert offenbar auch ein rein gegenphasiges Ausgangssignal. Wenn wir als Ausgangsspannung die Differenz der Ausgangsspannungen $u_{a1} - u_{a2}$ betrachten, so wird die Verstärkung durch folgenden Ausdruck beschrieben:

$$v_d = \frac{u_{a1} - u_{a2}}{u_d} = - \frac{I_C \cdot R_C}{U_T}$$

Damit erhalten wir für die Verstärkung denselben Wert wie für die gewöhnliche Emitterschaltung. In den meisten Fällen wird aber eine auf Masse bezogene Ausgangsspannung benötigt, so dass wir nur mit der Hälfte dieser Verstärkung rechnen können. Für die Ausgangsspannung u_{a2} erhalten wir damit:

$$u_{a2} = v_{CM} \cdot u_{CM} + v_{d2} \cdot u_d$$

Wenn wir diesen Differenzverstärker zur Verstärkung der Thermoelement-Spannung verwenden, so erhalten wir die folgende Schaltung (Abbildung 9.6):

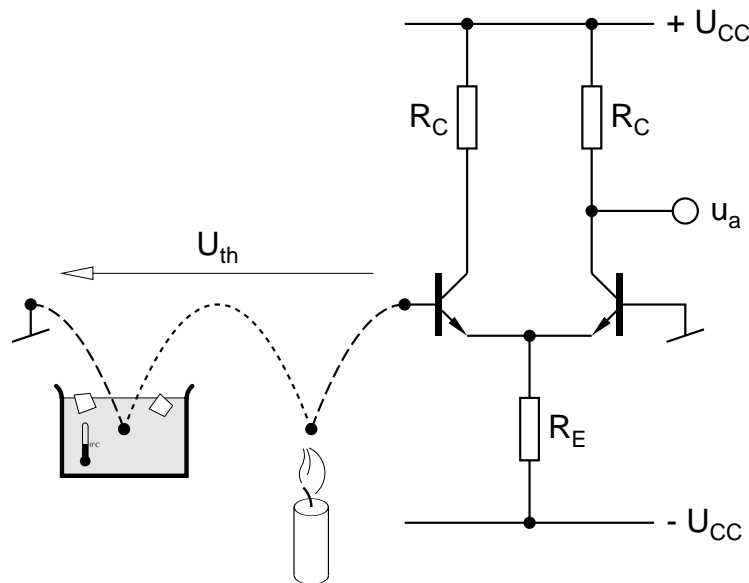


Abb. 9.6: Verstärkung der Thermospannung mit Differenzverstärker

Eine temperaturbedingte Änderung ΔU_{BE} der Basis-Emitter-Spannungen der beiden Transistoren wirkt wie ein reines Gleichtaktsignal, sofern die beiden Transistoren die gleiche Temperatur aufweisen und wird auch nur mit der Gleichtaktverstärkung verstärkt. In unserer Schaltung erhalten wir also für die Eingangsspannungen:

$$u_{e1} = U_{th} + \Delta U_{BE} \qquad u_{e2} = \Delta U_{BE}$$

Damit ergibt sich für die Gleichtakt- und die Differenz-Eingangsspannungen:

$$u_{CM} = \Delta U_{BE} + \frac{U_{th}}{2} \qquad u_d = U_{th}$$

Unter den Annahmen $U_{CC} = \pm 15 \text{ V}$ und $R_C = R_E$ erhalten wir näherungsweise für die Verstärkungsfaktoren:

$$v_{CM} = -\frac{R_C}{2 \cdot R_E} = -\frac{1}{2} \qquad v_{d2} = \frac{I_C \cdot R_C}{2 \cdot U_T} \approx \frac{7.5 \text{ V}}{2 \cdot 26 \text{ mV}} \approx 144$$

Für die Ausgangsspannung erhalten wir demnach:

$$u_{a2} = v_{CM} \cdot u_{CM} + v_{d2} \cdot u_d \approx -\frac{\Delta U_{BE} + \frac{U_{th}}{2}}{2} + 144 \cdot U_{th}$$

Eine Temperatur am Thermoelement von 1 K bewirkt also eine Ausgangsspannung von ca. 7.8 mV, eine Temperaturänderung der Transistoren um 1 K eine solche von 1 mV. Gegenüber der ersten Temperaturmessschaltung haben sich also die Verhältnisse umgekehrt; der Einfluss des Thermoelementes ist jetzt viel grösser als derjenige der Temperaturschwankungen der Transistoren. Es bleibt aber noch ein Einfluss der Temperatur der Transistoren bestehen. Eine genauere Betrachtung der Beziehung für die Ausgangsspannung zeigt, dass eigentlich nicht die absoluten Werte von Gleichtakt- und Differenzverstärkung massgebend sind, sondern nur ihr Verhältnis. Je kleiner die Gleichtaktverstärkung gegenüber der Differenzverstärkung ist, desto unabhängiger wird die Ausgangsspannung von allfälligen Gleichtakt-Eingangssignalen (z.B. von Schwankungen von U_{BE}). Man definiert deshalb das Verhältnis von Differenzverstärkung zu Gleichtaktverstärkung als Mass für die Qualität eines Differenzverstärkers. Dieses Verhältnis wird **Gleichtaktunterdrückung** (Common Mode Rejection Ratio = CMRR) genannt und auch etwa in dB ausgedrückt (dann spricht man genau genommen von Common Mode Rejection = CMR; man sollte aber deswegen keinen Glaubenskrieg entfachen).

$$CMRR = \left| \frac{v_d}{v_{CM}} \right| \qquad CMR = 20 \cdot \log \left(\left| \frac{v_d}{v_{CM}} \right| \right)$$

Bei unserer Differenzverstärkerstufe erhalten wir für die Gleichtaktunterdrückung:

$$CMRR = \frac{I_C \cdot R_C \cdot 2 \cdot R_E}{2 \cdot U_T \cdot R_C} = \frac{I_C \cdot R_C}{U_T} \approx \frac{U_{CC}}{2 \cdot U_T} = 288 \Rightarrow CMR = 49dB$$

Wir können die Gleichtaktunterdrückung durch die Dimensionierung der Schaltung praktisch nicht beeinflussen; zur Verbesserung des Schaltungsverhaltens müssen wir andere Wege suchen.

9.3 Verbesserung der Gleichtaktunterdrückung

9.3.1 Zweistufiger Differenzverstärker

Zur Verbesserung der Gleichtaktunterdrückung können wir die Ausgangsspannungen einer Differenzverstärkerstufe mit einer zweiten Differenzverstärkerstufe weiter verstärken (Abbildung 9.7).

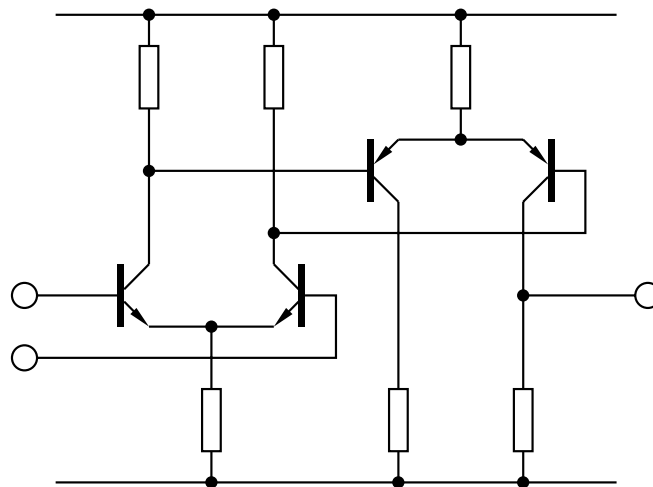


Abb. 9.7: Zweistufiger Differenzverstärker

Da, wie wir früher festgestellt haben, Differenzsignale am Eingang auch wieder reine Differenzsignale am Ausgang zur Folge haben und ebenso Gleichtaktsignale am Eingang wiederum reine Gleichtaktsignale am Ausgang bewirken, können wir die resultierende Gleichtaktunterdrückung dieser Schaltung durch Multiplikation der einzelnen Gleichtaktunterdrückungen berechnen. Dabei darf nicht vergessen werden, dass wir als Eingangssignal der zweiten Stufe das Differenzausgangssignal der ersten Stufe verwenden, dass also die Differenzverstärkung der ersten Stufe doppelt so gross ist, wie üblicherweise angegeben.

$$CMRR = 2 \cdot \left| \frac{v_{d1}}{v_{CM1}} \right| \cdot \left| \frac{v_{d2}}{v_{CM2}} \right|$$

Praktisch sind mit dieser Schaltungsvariante bei Verwendung von integrierten Schaltungen Werte von $CMR \cdot 90 \dots 100$ dB erreichbar. Die Nachschaltung einer dritten Stufe macht keinen Sinn mehr, da durch unvermeidliche Störungen der Schaltungssymmetrie reine Gleichtakteingangssignale am Ausgang bereits Differenzsignale erzeugen, die dann auch mit der betreffenden Verstärkung weiter verstärkt werden.

9.3.2 Differenzverstärker mit Stromquelle

Als Alternative kann man sich überlegen, wie man die an und für sich unerwünschte Gleichtaktverstärkung verkleinern könnte. Die Ausgangsspannung kommt deshalb zustande, weil eine Gleichtaktspannung am Eingang natürlich auch eine Spannungsänderung am Widerstand R_E bewirkt, was wiederum eine Änderung der beiden Kollektorströme nach sich zieht. Der Widerstand R_E wird aber eigentlich nur zur Einstellung des Arbeitspunktes benötigt; wenn man diese Aufgabe einer Stromquelle überlässt, so bewirkt eine Gleichtaktspannung am Eingang keine Änderung des Emitter- und damit des Kollektorstromes mehr. Die Gleichtaktverstärkung wird damit praktisch gleich Null und wird nur noch durch den sehr hohen Innenwiderstand der Stromquelle begrenzt. Eine entsprechende Schaltung ist in Abbildung 9.8 gezeigt.

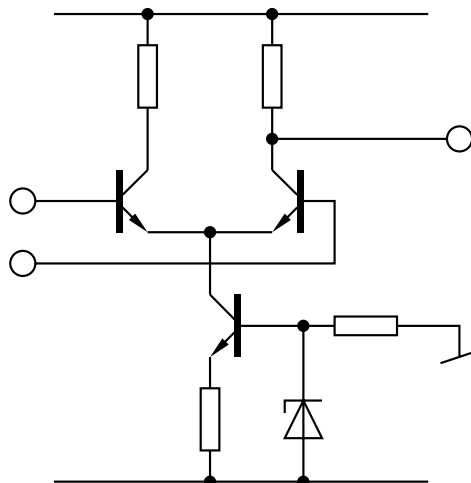


Abb. 9.8: Zweistufiger Differenzverstärker

Die Gleichtaktunterdrückung erreicht auch in dieser in den meisten Fällen verwendeten Schaltung Werte von $CMR \cdot 90 \dots 100$ dB; auch hier wird der Wert durch unvermeidliche Asymmetrien begrenzt.

9.4 Kennlinie und Klirrfaktor

9.4.1 Übertragungskennlinie

Zur Berechnung der Übertragungskennlinie gehen wir von der folgenden Schaltung aus:

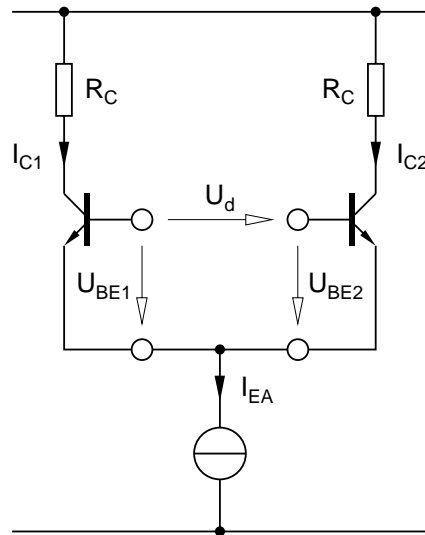


Abb. 9.9: Schaltung zur Berechnung der Übertragungskennlinie

Für die beiden Kollektorströme können wir unter der Voraussetzung gleicher Transistoren auf gleicher Temperatur ansetzen:

$$I_{C1} = I_S \cdot \exp\left(\frac{U_{BE1}}{U_T}\right) \quad \text{und} \quad I_{C2} = I_S \cdot \exp\left(\frac{U_{BE2}}{U_T}\right)$$

Für das Verhältnis und die Summe der beiden Kollektorströme erhalten wir sofort:

$$\frac{I_{C1}}{I_{C2}} = \exp\left(\frac{U_{BE1} - U_{BE2}}{U_T}\right) = \exp\left(\frac{U_d}{U_T}\right) \quad \text{und} \quad I_{C1} + I_{C2} = I_{EA}$$

Ausgehend von diesen zwei Gleichungen erhalten wir nach kurzer Rechnung:

$$I_{C1} = \frac{I_{EA}}{1 + \exp\left(-\frac{U_d}{U_T}\right)} \quad \text{und} \quad I_{C2} = \frac{I_{EA}}{1 + \exp\left(\frac{U_d}{U_T}\right)}$$

Betrachten wir den Ausdruck für I_{C2} etwas näher:

$$\begin{aligned}
 I_{C2} &= \frac{I_{EA}}{2} \cdot \frac{2}{1 + \exp\left(\frac{U_d}{U_T}\right)} = \frac{I_{EA}}{2} \cdot \frac{1 + \exp\left(\frac{U_d}{U_T}\right) + 1 - \exp\left(\frac{U_d}{U_T}\right)}{1 + \exp\left(\frac{U_d}{U_T}\right)} \\
 &= \frac{I_{EA}}{2} \cdot \left(1 + \frac{1 - \exp\left(\frac{U_d}{U_T}\right)}{1 + \exp\left(\frac{U_d}{U_T}\right)} \right) \\
 &= \frac{I_{EA}}{2} \cdot \left(1 + \frac{\exp\left(\frac{U_d}{2U_T}\right) \cdot \left(\exp\left(-\frac{U_d}{2U_T}\right) - \exp\left(\frac{U_d}{2U_T}\right) \right)}{\exp\left(\frac{U_d}{2U_T}\right) \cdot \left(\exp\left(-\frac{U_d}{2U_T}\right) + \exp\left(\frac{U_d}{2U_T}\right) \right)} \right) \\
 &= \frac{I_{EA}}{2} \cdot \left(1 - \frac{\exp\left(\frac{U_d}{2U_T}\right) - \exp\left(-\frac{U_d}{2U_T}\right)}{\exp\left(\frac{U_d}{2U_T}\right) + \exp\left(-\frac{U_d}{2U_T}\right)} \right) = \frac{I_{EA}}{2} \cdot \left(1 - \tanh\left(\frac{U_d}{2U_T}\right) \right)
 \end{aligned}$$

Analog erhalten wir für den Kollektorstrom I_{C1} den Wert:

$$I_{C1} = \frac{I_{EA}}{2} \cdot \left(1 + \tanh\left(\frac{U_d}{2U_T}\right) \right)$$

Diese Zusammenhänge können wir grafisch darstellen, indem wir die auf den Summenemitterstrom I_{EA} normierten Kollektorströme über der auf die Temperaturspannung U_T normierten Differenzeingangsspannung U_d auftragen. Das ergibt die in Abbildung 9.10 gezeigte Übertragungskennlinie. Wir erkennen, dass bei einer Eingangsspannung $U_d \cdot \pm 5 U_T$ der gesamte Emitterstrom nur noch durch jeweils einen Transistor fließt; der andere Transistor ist praktisch gesperrt. Die Differenzeingangsspannung muss also immer relativ klein gehalten werden, damit der Verstärker nicht übersteuert wird.

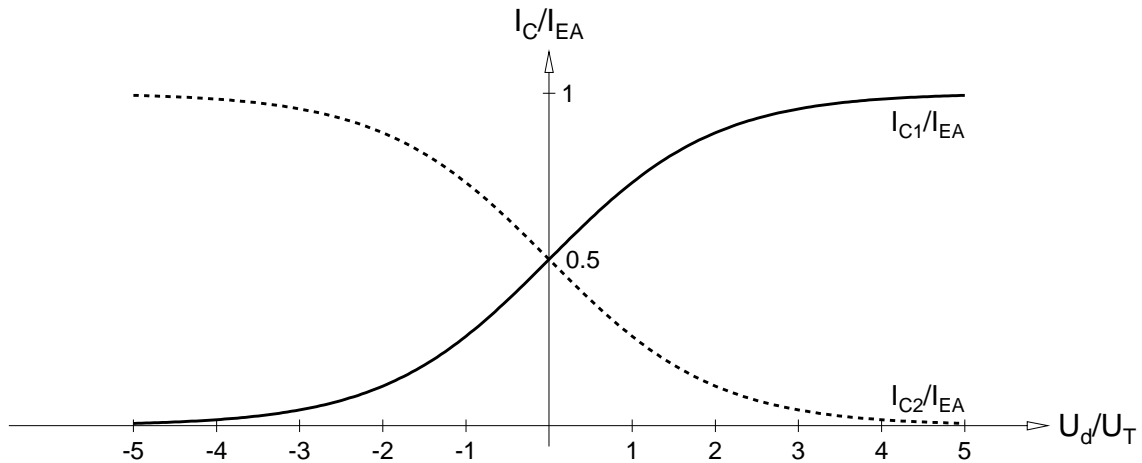


Abb. 9.10: Übertragungskennlinie des Differenzverstärkers

9.4.2 Klirrfaktor

Die Übertragungskennlinie sieht in der Umgebung von $U_d = 0$ ziemlich linear aus, es ist also ein relativ kleiner Klirrfaktor zu erwarten. Zur Berechnung des Klirrfaktors können wir die hyperbolische Tangens-Funktion in eine Potenzreihe¹ entwickeln:

$$\tanh(x) = x - \frac{1}{3} x^3 + \frac{2}{15} x^5 - \frac{7}{315} x^7 + \frac{62}{2835} x^9 - \dots$$

Für $x \ll 1$ können wir diese Reihenentwicklung mit gutem Gewissen nach dem kubischen Term abbrechen:

$$\tanh(x) \approx x - \frac{1}{3} x^3$$

Für das Argument x setzen wir noch:

$$x = \frac{\hat{U}_d}{2U_T} \cdot \cos(\omega t)$$

1. z.B. in I. N. Bronstein und K. A. Semendjajew: Taschenbuch der Mathematik, Verlag Harri Deutsch, Thun 1980, 19. Auflage

Mit der Beziehung $\cos^3(\alpha) = (3 \cos(\alpha) + \cos(3\alpha))/4$ erhalten wir schliesslich für den Kollektorstrom I_{C1} den folgenden Ausdruck:

$$\begin{aligned} I_{C1} &= \frac{I_{EA}}{2} \cdot \left(1 + \tanh\left(\frac{U_d}{2U_T}\right) \right) \\ &\approx \frac{I_{EA}}{2} \cdot \left(1 + \left(\frac{\hat{U}_d}{2U_T}\right) \cos(\omega t) - \left(\frac{\hat{U}_d}{2U_T}\right)^3 \cdot \left(\frac{1}{4} \cos(\omega t) + \frac{1}{12} \cos(3\omega t)\right) \right) \\ &\approx \frac{I_{EA}}{2} \cdot \left(1 + \cos(\omega t) \cdot \left(\frac{\hat{U}_d}{2U_T} \left(1 - \frac{1}{4} \cdot \left(\frac{\hat{U}_d}{2U_T}\right)^2\right)\right) - \cos(3\omega t) \cdot \frac{1}{12} \left(\frac{\hat{U}_d}{2U_T}\right)^3 \right) \end{aligned}$$

Für $\hat{U}_d \ll 2U_T$ können wir den quadratischen Term im Koeffizienten von $\cos(\omega t)$ vernachlässigen und erhalten so:

$$I_{C1} \approx \frac{I_{EA}}{2} \cdot \left(1 + \cos(\omega t) \cdot \left(\frac{\hat{U}_d}{2U_T}\right) - \cos(3\omega t) \cdot \frac{1}{12} \left(\frac{\hat{U}_d}{2U_T}\right)^3 \right)$$

Damit erhalten wir für den Klirrfaktor d der Differenzverstärkerstufe, wobei wieder nur die zeitabhängigen Terme berücksichtigt werden:

$$d \approx \frac{1}{12} \cdot \left(\frac{\hat{U}_d}{2U_T}\right)^2$$

Die Amplitude der Differenzeingangsspannung darf also etwa 18 mV betragen, damit der Klirrfaktor noch unter 1% bleibt. Der Differenzverstärker ist also wesentlich linearer als z.B. eine Emitterschaltung, die für denselben Klirrfaktor nur eine Amplitude von 1 mV erlaubt. Der Klirrfaktor wächst übrigens mit dem Quadrat der Amplitude, das heisst aber auch dass er entsprechend sinkt: Eine Halbierung der Eingangsamplitude bewirkt ein Absinken des Klirrfaktors auf einen Viertel des vorherigen Wertes.

Wir haben bei dieser Rechnung ziemliche Vernachlässigungen gemacht (Abbruch der Reihenentwicklung bereits nach dem kubischen Glied, Vernachlässigung eines quadratischen Faktors beim Koeffizienten von $\cos(T t)$ usw.) und haben deshalb ein etwas ungutes Gefühl. Bei bekannter Reihenentwicklung ist es eigentlich kein Problem, den numerischen Wert des Klirrfaktors in Abhängigkeit von der Eingangsspannung zu berechnen. Die folgende Abbildung 9.11 zeigt diese Abhängigkeit einmal für den "exakten" Wert des Klirrfaktors (auch hier wurde natürlich die Reihenentwicklung einmal abgebrochen) und andererseits (gestrichelte Kurve) für unsere Näherung.

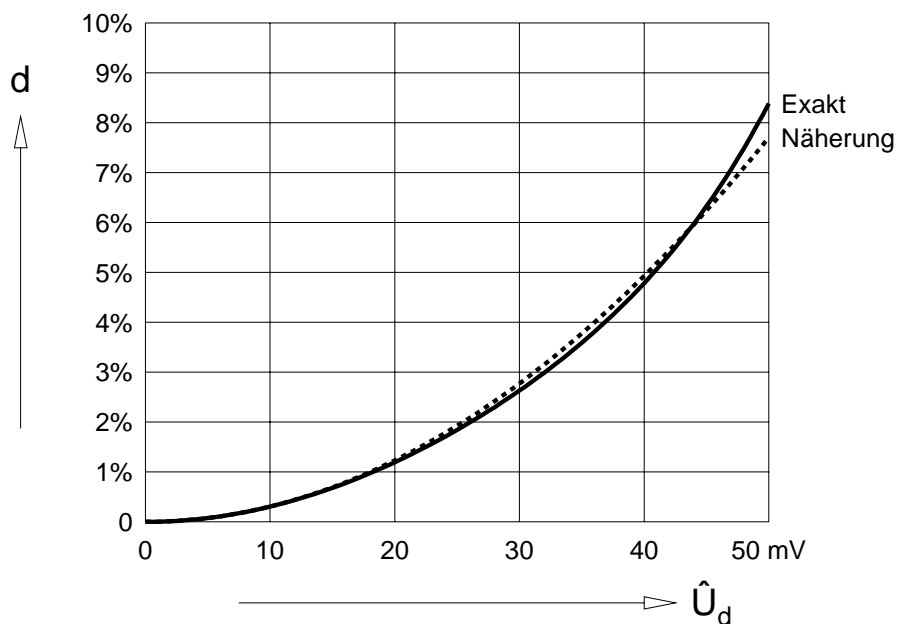


Abb. 9.11: Klirrfaktor in Abhängigkeit von der Differenzeingangsspannung

Zur unserer Beruhigung stellen wir fest, dass unsere einfache Näherung sicher innerhalb der Messgenauigkeit mit den theoretisch erwarteten Resultaten übereinstimmt und demzufolge bedenkenlos für Rechnungen verwendet werden kann.

9.5 Differenzverstärker mit FET

Selbstverständlich können auch Differenzverstärkerstufen mit Feldeffekt-Transistoren realisiert werden. Allerdings sollte man nicht diskrete FET verwenden, da hier die Streuung der wesentlichen Parameter U_P und I_{DSS} viel zu gross ist und man nur durch sorgfältiges Aussuchen von passenden Transistoren eine einigermaßen symmetrische Schaltung realisieren kann. Bei integrierten Schaltungen kann man diese Streuung kleiner halten. Die grundsätzlichen Überlegungen sind dieselben wie bei den Schaltungen mit Bipolartransistoren, so dass wir gleich versuchen, die DC-Kennlinie eines Differenzverstärkers mit JFET zu berechnen. Die Berechnung der

Übertragungskennlinie eines Differenzverstärkers mit MOSFET erfolgt in der gleichen Weise und wird hier übergangen.

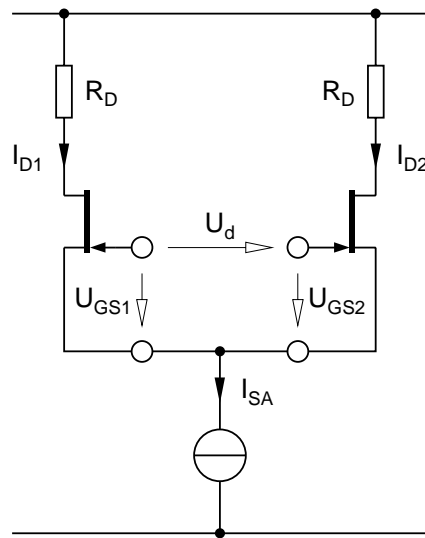


Abb. 9.12: Differenzverstärker mit JFET

Für die beiden Drainströme erhalten wir mit der FET-Gleichung:

$$I_{D1} = I_{DSS1} \cdot \left(1 - \frac{U_{GS1}}{U_{P1}}\right)^2 \quad \text{und} \quad I_{D2} = I_{DSS2} \cdot \left(1 - \frac{U_{GS2}}{U_{P2}}\right)^2$$

Wenn wir, wie eben bei integrierten Schaltungen, FET mit einigermaßen gleichen Eigenschaften ($U_{P1} = U_{P2} = U_P$ und $I_{DSS1} = I_{DSS2} = I_{DSS}$) voraussetzen können, erhalten wir für das Verhältnis der beiden Drainströme:

$$\frac{I_{D1}}{I_{D2}} = \left(\frac{U_P - U_{GS1}}{U_P - U_{GS2}}\right)^2$$

Für die beiden Gate-Source-Spannungen machen wir den folgenden Ansatz, wobei wir die Differenzeingangsspannung $U_d = U_{GS1} - U_{GS2}$ einführen:

$$U_{GS1} = U_{GS0} + \frac{U_d}{2} \quad \text{und} \quad U_{GS2} = U_{GS0} - \frac{U_d}{2}$$

Daraus folgt für das Verhältnis der Ströme (auf die Spannung U_{GS0} kommen wir später nochmals zurück):

$$\frac{I_{D1}}{I_{D2}} = \left(\frac{U_P - U_{GS0} - \frac{U_d}{2}}{U_P - U_{GS0} + \frac{U_d}{2}} \right)^2 = \left(\frac{2 \cdot (U_P - U_{GS0}) - U_d}{2 \cdot (U_P - U_{GS0}) + U_d} \right)^2$$

Die Spannung U_{GS0} ist diejenige Gate-Source-Spannung, die im Falle $U_d = 0$ an beiden FET anliegt, also bei einer reinen Gleichtakt-Ansteuerung. In diesem Fall müssen aus Symmetriegründen die beiden Drainströme gleich gross und gleich dem halben Strom der Stromquelle sein. Es muss also gelten:

$$I_{D1} = I_{D2} = I_{DSS} \cdot \left(1 - \frac{U_{GS0}}{U_P} \right)^2 = \frac{I_{SA}}{2}$$

Diese Gleichung lässt sich nun nach U_{GS0} auflösen; wir erhalten dabei:

$$U_{GS0} = U_P \cdot \left(1 - \sqrt{\frac{I_{SA}}{2 \cdot I_{DSS}}} \right)$$

Für den Ausdruck $2(U_P - U_{GS0})$ erhalten wir damit:

$$2 \cdot (U_P - U_{GS0}) = 2 \cdot U_P \sqrt{\frac{I_{SA}}{2 \cdot I_{DSS}}} = U_P \sqrt{\frac{2 \cdot I_{SA}}{I_{DSS}}} = U_H$$

Unter Verwendung der Hilfsgrösse U_H , die übrigens wegen U_P negativ ist, erhalten wir für das Verhältnis der Drainströme wiederum:

$$\frac{I_{D1}}{I_{D2}} = \left(\frac{U_H - U_d}{U_H + U_d} \right)^2$$

Mit Hilfe des Knotensatzes $I_{D1} + I_{D2} = I_{SA}$ können wir nun schreiben:

$$I_{D2} = I_{SA} - I_{D1} = I_{SA} - I_{D2} \cdot \left(\frac{U_H - U_d}{U_H + U_d} \right)^2$$

Diesen Ausdruck können wir nach I_{D2} auflösen und erhalten damit für die beiden Drainströme (die Berechnung von I_{D1} erfolgt analog):

$$I_{D1} = \frac{I_{SA}}{1 + \left(\frac{U_H + U_d}{U_H - U_d} \right)^2} \quad I_{D2} = \frac{I_{SA}}{1 + \left(\frac{U_H - U_d}{U_H + U_d} \right)^2}$$

für $|U_d| \leq |U_H| = \left| U_P \sqrt{\frac{2 \cdot I_{SA}}{I_{DSS}}} \right|$ und $I_{SA} \leq I_{DSS}$

Damit erhalten wir eine DC-Übertragungskennlinie, die derjenigen eines Differenzverstärkers mit Bipolartransistoren ähnlich sieht:

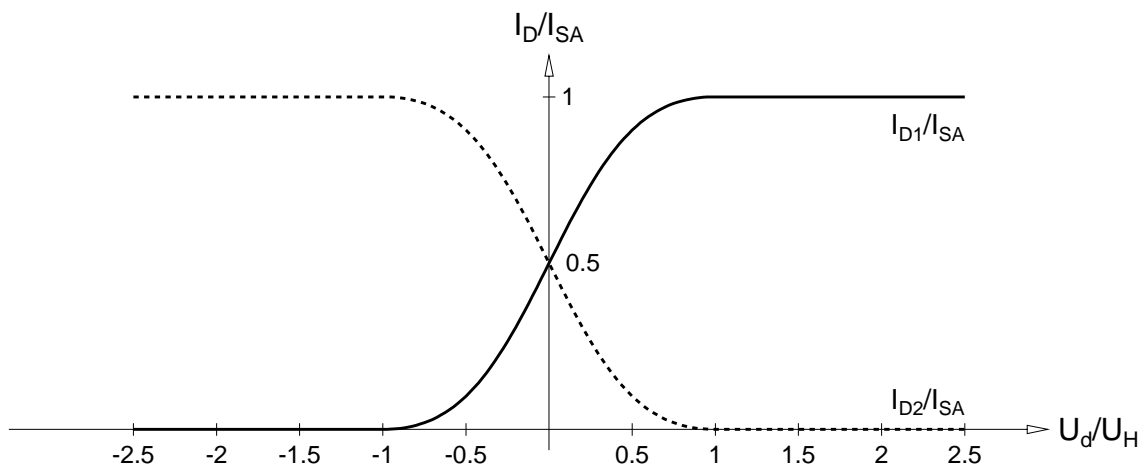


Abb. 9.13: Übertragungskennlinie eines Differenzverstärkers mit JFET

Damit wir uns ein Bild machen können, berechnen wir die Hilfsgröße U_H für ein konkretes Beispiel: $I_{DSS} = 4 \text{ mA}$, $I_{SA} = 1 \text{ mA}$, $U_P = -2 \text{ V}$, $U_H = -1.41 \text{ V}$. Es braucht offenbar relativ grosse Differenzeingangsspannungen, um den Verstärker zu übersteuern.

9.6 Erweiterung zum Operationsverstärker

Üblicherweise wird eine Differenzverstärkerstufe noch durch weitere Stufen zu einem so genannten Operationsverstärker ergänzt, wie das in Abbildung 9.14 illustriert wird.

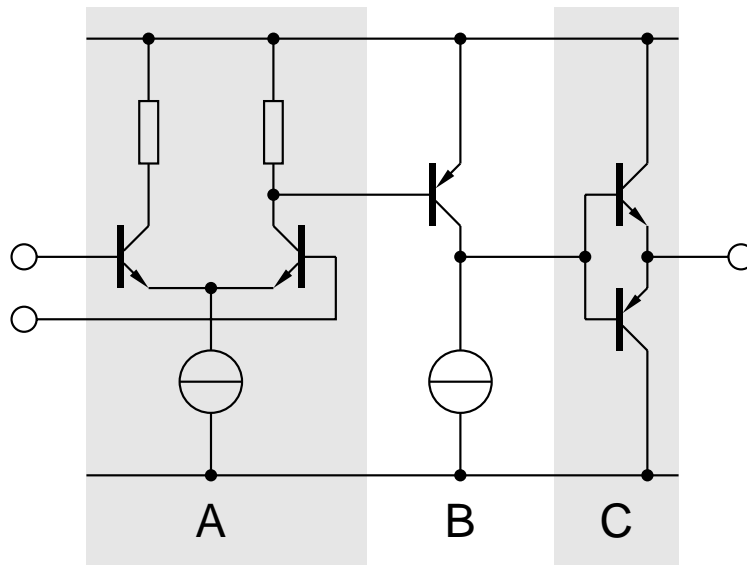


Abb. 9.14: Prinzipschaltung eines Operationsverstärkers

Praktisch jeder Operationsverstärker besteht im Prinzip aus drei Stufen, wie sie hier dargestellt sind. Jede Stufe hat eine spezifische Aufgabe zu erfüllen.

- A** Die Differenzverstärkerstufe am Eingang hat nur die Aufgabe, Gleichtaktsignale von Differenzsignalen zu trennen. Massgebend ist also nur die Gleichtaktunterdrückung; die Differenzverstärkung spielt hier eine untergeordnete Rolle.
- B** Die zweite Stufe ist als Emitterschaltung mit einer Stromquelle im Kollektorkreis ausgeführt. Diese Stromquelle dient einerseits zur Einstellung eines stabilen Arbeitspunktes und andererseits als dynamisch hochohmiger Kollektorkreiswiderstand. Man erreicht deshalb mit dieser Stufe Spannungsverstärkungen von mehr als 1000. Diese zweite Stufe hat also die Aufgabe, die von der ersten Stufe herausgefilterten Differenzsignale massiv zu verstärken.
- C** Die dritte Stufe besteht aus einem komplementären Emitterfolger (je ein Transistor als Emitterfolger für positive und für negative Ausgangsspannungen). Der Emitterfolger verkleinert den Ausgangswiderstand der Schaltung und ermöglicht das Anschliessen von relativ niederohmigen Lasten.

Diese drei Stufen kann man mit einiger Übung auch in den Schaltschemas von integrierten Operationsverstärkern erkennen; als Beispiel diene die Innenschaltung des weitverbreiteten Operationsverstärkers $\mu\text{A}741$ (Abbildung 9.15).

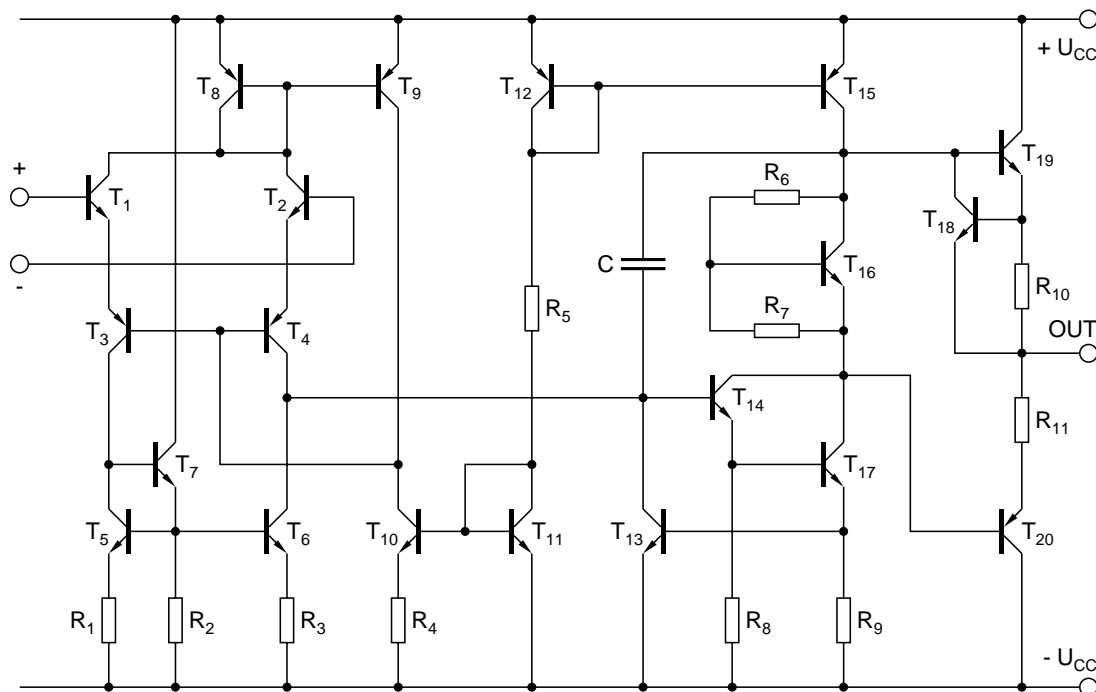


Abb. 9.15: Schaltung des Operationsverstärkers $\mu\text{A}741$

In dieser Schaltung sind die Stufen C und B besser zu identifizieren, weshalb wir mit ihnen beginnen wollen. Die Transistoren T_{19} und T_{20} bilden den Gegentakt-Emitterfolger. Die Transistoren T_{14} und T_{17} bilden die Emitterschaltung, die mit dem Stromspiegel T_{15} als Kollektorwiderstand arbeitet. Die Schaltung mit T_{16} und den Widerständen R_6 und R_7 dient zur Vorspannung der Emitterfolger. Die als Dioden arbeitenden Transistoren T_{12} und T_{11} bilden zusammen mit dem Widerstand R_5 die Eingangsströme für Stromspiegel, legen also im Prinzip alle Arbeitspunkte der Schaltung fest.

Der eigentliche Differenzverstärker ist hier ziemlich kompliziert angelegt. Das hat damit zu tun, dass man zur Realisierung eines Operationsverstärkers nicht mit einer Transistorsorte auskommt (nnp oder pnp), sondern dass man unweigerlich beide Sorten benötigt. Der normalerweise verwendete Epitaxial-Planar-Prozess lässt aber nur die Herstellung von npn-Transistoren zu; eine gleichzeitige Realisierung von pnp-Transistoren würde einige zusätzliche Diffusionsschritte bedingen und damit den Prozess massiv verteuern. Man versucht deshalb mit Lateral¹-Transistoren zu

1. Laterale (seitliche) Transistoren werden an der Oberfläche des Halbleiters durch photolithographische Prozesse realisiert; die Basisschichtdicke wird also durch den photographischen Prozess und nicht wie beim vertikalen Transistor durch die Diffusion festgelegt. Dadurch erhalten wir nur kleine Stromverstärkungen und grosse Streuung.

arbeiten und deren schlechte Eigenschaften durch andere schaltungstechnische Massnahmen zu kompensieren. Der eigentliche Differenzverstärker mit den Transistoren T_3 und T_4 arbeitet in Basis-Schaltung und verwendet die Stromquellen T_5 und T_6 als Kollektorwiderstände. Die Ansteuerung der Basis-Schaltungen erfolgt über die eigentlichen Eingangstransistoren T_3 und T_4 , die als Emitterfolger ausgelegt sind. Die Stromspiegel T_8 / T_9 und T_{10} / T_{11} dienen zur Regelung der Ruhestrome in den Eingangsstufen. Eine ausführliche Beschreibung der inneren Funktionsweise dieses und einiger anderer Operationsverstärker findet man in der Literatur¹.

Differenzverstärker und damit natürlich auch Operationsverstärker lassen sich auch mit Feldeffekt-Transistoren realisieren. Bei einigen Verstärkern ist nur der Differenzverstärker in der Eingangsstufe mit FET realisiert (zur Erhöhung des Eingangswiderstandes), bei anderen ist die gesamte Schaltung mit MOS-FETs realisiert. Als Beispiel für eine solche Schaltung sei hier das Prinzipschaltbild des TLC272 (Texas Instruments) gezeigt (Abbildung 9.16):

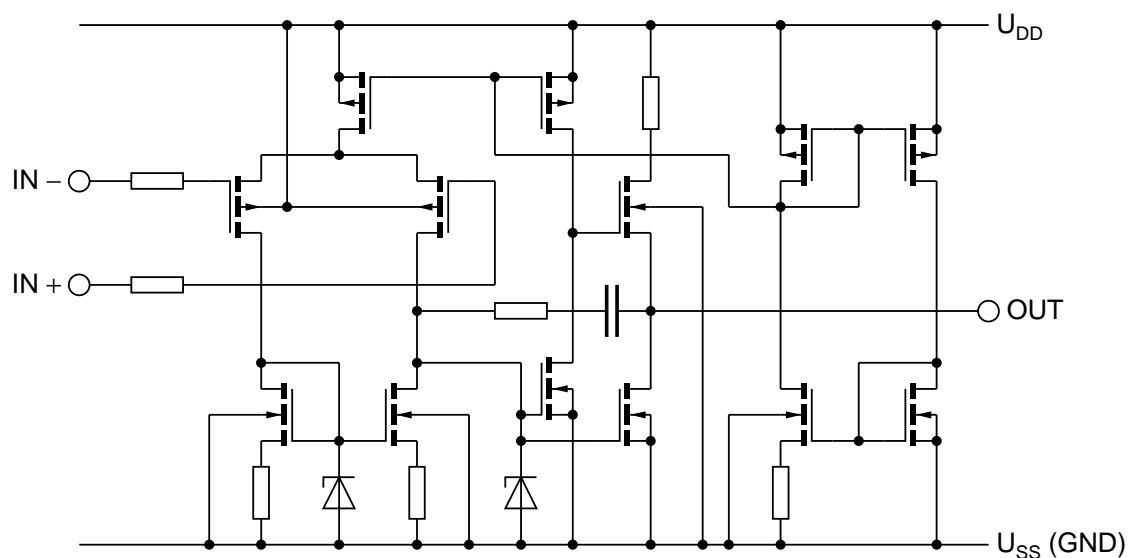


Abb. 9.16: Prinzipschema des TLC272 in LinCMOS-Technik

1. Miklós Herpy: Analoge integrierte Schaltungen. Franzis-Verlag München 1976.

Jerald G. Graeme, Gene E. Tobey, Lawrence P. Huelsman: Operational Amplifiers - Design and Application. McGraw-Hill New York 1971.

Philip E. Allen, Douglas R. Holberg: CMOS Analog Circuit Design. Oxford University Press, New York 1987.

Ulrich Tietze, Christoph Schenk: Halbleiterschaltungstechnik. Springer Berlin 1999 (11. Auflage).

9.7 Übungsaufgaben und Kontrollfragen

9.7.1 Übungsaufgaben

36. Berechne für die folgende Schaltung (Abbildung 9.17) den zulässigen Bereich der Gleichtakteingangsspannung u_{CM} .

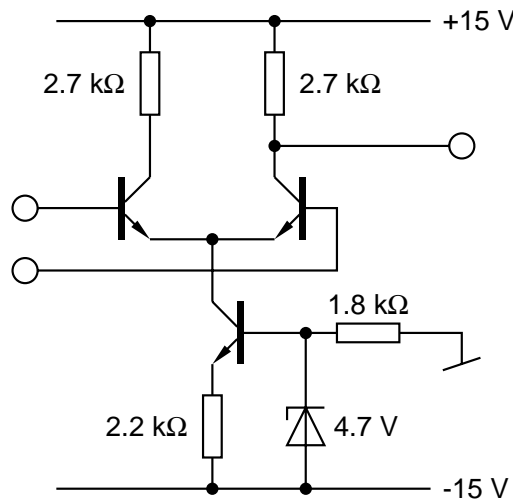


Abb. 9.17: Zulässige Gleichtakt-Eingangsspannung

Der zulässige Bereich ist dadurch gekennzeichnet, dass keiner der Transistoren sperrt oder sättigt. Als Sättigungsspannung ist 0.8 V einzusetzen, als Basis-Emitterspannung im aktiven Bereich 0.6 V.

37. Die folgende Schaltung (Abbildung 9.18) beschreibt einen Differenzverstärker mit Emitttergegenkopplung. Berechne mit Hilfe der Kleinsignalersatzschaltung (r_{CE} vernachlässigen) die Differenzverstärkung u_a/u_d .

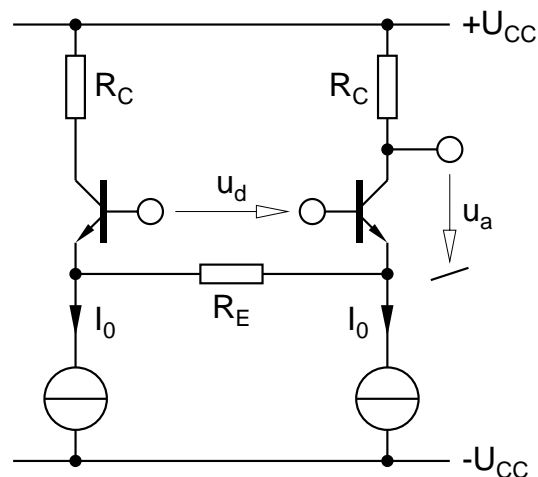


Abb. 9.18: Differenzverstärker mit Emittter-Gegenkopplung

38. In Abbildung 9.19 wird ein Differenzverstärker mit aktiver Last (Stromspiegel im Kollektorkreis) gezeigt. Man berechne auch für diese Schaltung mit Hilfe der KSE (r_{CE} vernachlässigt) die Differenzverstärkung ($u_d = u_{e1} - u_{e2}$).

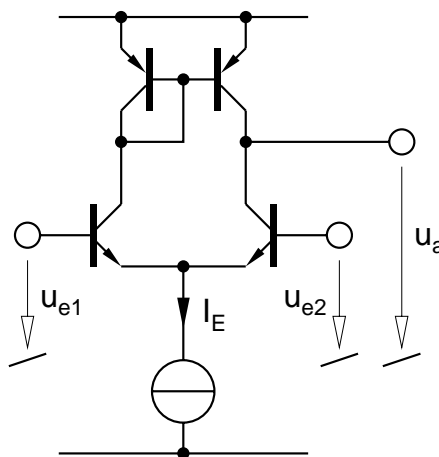


Abb. 9.19: Differenzverstärker mit aktiver Last

39. Gesucht ist die Kleinsignalverstärkung u_a/u_d des Differenzverstärkers mit JFET. Dabei soll angenommen werden, dass beide FET exakt die gleichen Eigenschaften haben; r_{DS} soll vernachlässigt werden.

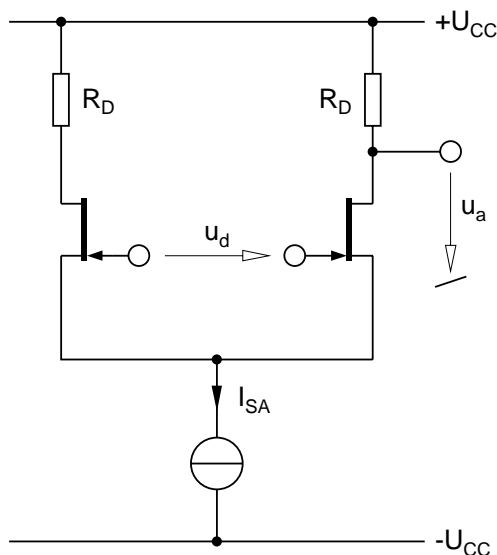


Abb. 9.20: Differenzverstärker mit JFET

9.7.2 Fragen zur Lernkontrolle

Es wird erwartet, dass die folgenden Fragen ohne im Buch nachzuschlagen beantwortet werden können.

- 1 Wie sind Gleichakteingangsspannung u_{CM} und Differenzeingangsspannung u_d definiert?
- 2 Welcher Parameter ist der wichtigste, um die "Qualität" eines Differenzverstärkers zu beschreiben und weshalb?
- 3 In welcher Größenordnung liegt die Gleichaktunterdrückung CMR eines guten Differenzverstärkers?
- 4 Ist nach dem heutigen Stand der Technik ein CMR-Wert von 200 dB möglich?
- 5 Welche Schaltung erlaubt bei gleichem Klirrfaktor die grössere Eingangsspannung, die Emitterschaltung oder der Differenzverstärker?
- 6 Was sind die wichtigsten Probleme beim Aufbau eines Differenzverstärkers mit diskreten JFET ?