

7 Transistor-Schaltungen

7.1 Verstärker

7.1.1 Arbeitspunkt und Stabilität

Wird ein Transistor als Verstärker benutzt, so möchte man ein möglichst lineares Verhalten erreichen. Dafür muss zunächst der Arbeitspunkt richtig eingestellt und stabilisiert werden.

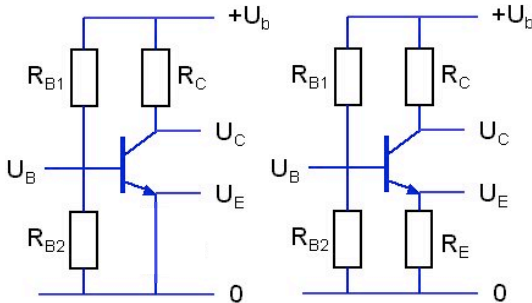


Abbildung 7.1: Einstellung des Arbeitspunktes (links) und verbesserte Variante mit Strom-Gegenkopplung (rechts).

Bei der Emitterschaltung kann man dies z.B. erreichen wie in der linken Hälfte von Abb. 7.1 gezeigt: Der Spannungsteiler aus den Widerständen R_{B1} und R_{B2} wird so dimensioniert, dass die Spannung U_{BE} dem optimalen Arbeitspunkt entspricht. Damit dies über einen nutzbaren Bereich von Basisströmen erhalten bleibt, muss der Strom durch die Widerstände R_{B1} und R_{B2} um mindestens eine Größenordnung über dem Basisstrom liegen. Dadurch verringert sich der Eingangswiderstand, die Quelle wird stärker belastet. Die Basis-Emitter Spannung U_{BE} sollte auch aufgrund von äußeren Einflüssen möglichst wenig variieren.

Bei einem npn Transistor sollten die Schwankungen klein bleiben im Vergleich zur thermischen Spannung U_T . Sollen die Nichtlinearitäten z.B. kleiner als 5% bleiben, so darf die Eingangsspannung maximal um 1..2 mV variieren. Beim FET ist die Kennlinie

linearer, so dass Schwankungen bis zu 60 mV tolerierbar sind.

Schließlich muss die Exemplarstreuung berücksichtigt werden: Die Spannung muss im richtigen Bereich liegen, auch wenn die Parameter variieren.



Abbildung 7.2: Verschiebung der Kennlinie als Folge einer Temperaturerhöhung.

Temperaturschwankungen führen ebenfalls zu Änderungen der Kennlinie: bei höheren Temperaturen verschiebt sich die Kennlinie zu niedrigeren U_{BE} . Der Temperaturkoeffizient liegt in der Größenordnung von

$$\frac{\Delta U_{BE}}{\Delta T} \approx -2 \frac{mV}{K}$$

Für eine hohe Spannungsverstärkung

$$v_U = \frac{\Delta U_a}{\Delta U_{BE}}$$

wird somit auch die Ausgangsspannung stark zunehmen.

7.1.2 Strom-Gegenkopplung

Diese Probleme können wesentlich reduziert werden, wenn man einen Teil des Ausgangssignals mit negativem Vorzeichen auf den Eingang zurück koppelt. Man spricht von Gegenkopplung und unterscheidet zwischen Strom- und Spannungs-Gegenkopplung. Im ersten Fall ist die Gegenkopplung zum Ausgangsstrom proportional, im zweiten Fall zur Ausgangsspannung. In beiden Fällen nimmt

man in Kauf (oder will), dass die Verstärkung reduziert wird.

Für die Strom-Gegenkopplung wird der Emittter nicht direkt auf Masse gelegt, sondern, wie in Abb. 7.1 gezeigt, über einen Widerstand R_E . Bei dieser Schaltung wird

$$U_{BE} = U_e - R_E I_E,$$

d.h. der Emittterstrom I_E reduziert die Basis-Emittter Spannung (und damit die Verstärkung). Die Ausgangsspannung ist

$$U_a = U_0 - R_C I_C$$

und ihre Änderung somit

$$dU_a = -R_C dI_C \approx -R_C dI_E = -R_C \frac{1}{R_E} (dU_e - dU_{BE}).$$

Wir dividieren durch dU_a und erhalten

$$1 = -\frac{R_C}{R_E} \left(\frac{dU_e}{dU_a} - \frac{dU_{BE}}{dU_a} \right) = -\frac{R_C}{R_E} \left(\frac{1}{v'_U} - \frac{1}{v_U} \right).$$

Hier stellt v'_U die Spannungsverstärkung der Schaltung mit Gegenkopplung dar und v_U die Verstärkung der Schaltung ohne Gegenkopplung. Für $|v'_U| \ll |v_U| = SR_C$ ist

$$v'_U \approx -\frac{R_C}{R_E}$$

mit typischen Werten $v'_U \approx 1..20$. Dieser Wert ist nur noch vom Verhältnis der beiden Widerstände abhängig und nicht mehr von den Eigenschaften des Transistors. Er bleibt deshalb auch über einen größeren Bereich von Eingangsspannungen konstant. Den reduzierten Verstärkungsfaktor kompensiert man durch mehrstufige Schaltungen.

7.1.3 Widerstände

Die Strom-Gegenkopplung verändert den effektiven Eingangswiderstand. Wir berechnen ihn aus

$$r_e = \frac{dU_e}{dI_e} \approx \frac{dU_e}{dI_B} = \frac{dU_{BE} + dU_E}{dI_B}.$$

Für die Emittter-Spannung setzten wir

$$dU_E = R_E dI_E \approx R_E dI_C = R_E \beta dI_B.$$

Mit $\frac{dU_{BE}}{dI_B} = r_{BE}$ wird der Eingangswiderstand

$$r_e = r_{BE} + \beta R_E > r_{BE}.$$

Die Gegenkopplung vergrößert somit den Eingangswiderstand - in vielen Fällen eine nützlicher Nebeneffekt.

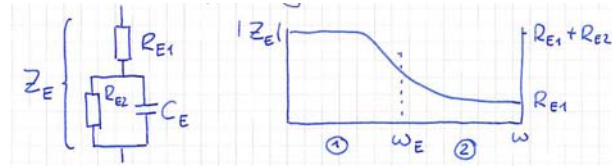


Abbildung 7.3: Diese Kombination von Widerständen und Kondensator sorgt für hohe Verstärkung bei hohen Frequenzen und geringere Verstärkung bei niedrigen Frequenzen.

In der Praxis wird anstelle des einfachen Widerstands R_E meist eine Kombination aus Widerständen und Kondensatoren verwendet. Bei hohen Frequenzen wird der zweite Widerstand R_{E2} durch den Kondensator C_E überbrückt, d.h. der effektive Widerstand wird kleiner und damit die Verstärkung $v_U = -R_C/R_E$ größer. Bei niedrigen Frequenzen sperrt der Kondensator und der höhere Widerstand $R_{E1} + R_{E2}$ reduziert die Verstärkung. Damit

- erhöht man die Stabilität des Arbeitspunktes gegen langsamen Drift (z.B. Temperaturschwankungen) und behält trotzdem
- hohe ac-Verstärkung für $\omega_E = \frac{1}{\tau_E} \gg \frac{1}{R_{E2}C_E}$.

Beim JFET ist die Situation etwas anders, da hier kein Strom fließt zwischen Gate und Source. Wir betrachten zunächst den Fall, dass das Ruhepotenzial am Gate $U_G = 0$ sei; das ac-Signal wird über einen Kondensator eingekoppelt. Der Spannungsteiler aus R_D , r_{GS} und R_S stellt ein Potenzial $U_S > 0$ ein. Gegenüber diesem Potenzial ist das Gate somit negativ geschaltet. Der Widerstand R_G sorgt dafür, dass das Gate durch Leckströme nicht aufgeladen wird. Er kann im MΩ Bereich liegen.

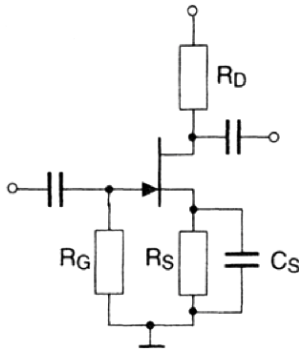


Abbildung 7.4: Gegenkopplung beim JFET.

Da die Parameter von JFETs relativ stark streuen, muss eine robuste Schaltung gefunden werden. Deshalb verwendet man eine Strom-Gegenkopplung. Wird am Gate ein Potenzial $U_{GS} \geq 0$ benötigt, so erzeugt man dieses über einen Spannungsteiler aus U_0 .

7.1.4 Spannungs-Gegenkopplung

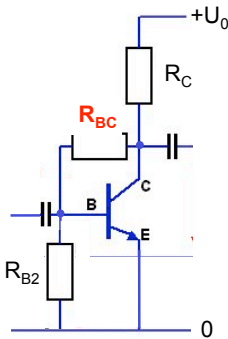


Abbildung 7.5: Spannungs-Gegenkopplung.

Bei der Spannungs-Gegenkopplung verwendet man einen Widerstand zwischen Kollektor und Basis, d.h. zwischen Ausgang und Eingang für die Gegenkopplung. Da das Ausgangssignal gegenphasig ist, erfolgt auch hier eine Gegenkopplung. Die dc-Verstärkung, welche für die Einstellung des Arbeitspunktes wichtig ist, ist für den Fall dass der Basisstrom verschwindet

$$|v_{UDC}| = \frac{dU_{CE}}{dU_{BE}} = \frac{R_{BC} + R_{B2}}{R_{B2}} = 1 + \frac{R_{BC}}{R_{B2}},$$

d.h. wiederum nur von den Widerständen abhängig, nicht von den Transistor-Eigenschaften.

Für die Berechnung der Signal (AC-)Verstärkung benötigt wird den Eingangswiderstand

$$r_e = \frac{dU_{BE}}{dI_e}.$$

Der Eingangsstrom hat 3 Wege,

$$dI_E = dI_{RB2} + dI_B + dI_{RBC}$$

mit den Leitfähigkeiten

$$\frac{dI_{RB2}}{dU_e} = \frac{1}{R_{B2}}, \quad \frac{dI_B}{dU_e} = \frac{1}{r_{BE}}.$$

Für den dritten Weg gilt

$$I_{RBC} = \frac{U_{CE} - U_{BE}}{R_{BC}},$$

d.h.

$$\frac{dI_{RBC}}{dU_e} = \frac{dU_{CE}}{dU_e} \frac{1}{R_{BC}} + \frac{1}{R_{BC}}.$$

Mit $dU_{CE}/dU_e = v_U$ ist

$$\frac{dI_{RBC}}{dU_e} = \frac{v_U}{R_{BC}} + \frac{1}{R_{BC}} \approx \frac{v_U}{R_{BC}},$$

d.h. der Widerstand R_{BC} wird (für das Eingangssignal) praktisch um den Faktor v_U reduziert. Deshalb fließt bei dieser Schaltung der größte Teil des Stroms durch R_{BC} . Anders ausgedrückt: die Rückkopplungs-Impedanz R_{BC} erscheint als ein um v_U reduzierter Beitrag zu r_e . Diese Reduzierung des Eingangswiderstandes ist oft unerwünscht; deshalb ist die Strom-Gegenkopplung meist besser geeignet.



Abbildung 7.6: Begrenzung des Eingangsstroms durch Widerstand in Reihe.

Um den Eingangsstrom zu begrenzen, kann man einen Serienwiderstand R verwenden. Allerdings wird dabei das Signal an einem Spannungsteiler reduziert, d.h. die Gesamtverstärkung sinkt weiter.

7.1.5 Miller Kapazität und Bandbreite

Neben R_{BC} enthält der Transistor eine interne Sperrschicht-Kapazität, welche einen Beitrag C_{BC} zur Gegenkopplung liefert (typ. 5 pF bei einer Spannung von $U_{BC} \sim 5V$). Diese kleine Kapazität erscheint am Eingang stark vergrößert. Dies bezeichnet man als Miller-Effekt. Dadurch ändert sich der Eingangswiderstand zu

$$r_e = \frac{Z_{BC}}{v_U} = \frac{1}{i\omega v_U C_{BC}}.$$

Die vergrößerte Kapazität $v_U C_{BC}$ wird als C_{Miller} bezeichnet. Dies liegt daran, dass über C_{BC} eine um v_U vergrößerte Spannung liegt und deshalb auch der Stromfluss um diesen Faktor erhöht wird.

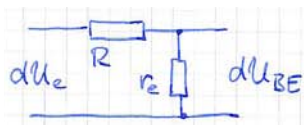


Abbildung 7.7: Effektiver Tiefpass am Transistor-Eingang.

Durch die hohe effektive Kapazität wird auch die Bandbreite begrenzt: wir erhalten eine Grenzfrequenz von

$$\omega_{Gr} = \frac{1}{RC_{Miller}} \approx \frac{1}{10k\Omega \cdot 200 \cdot 5pF} \approx 10^5 s^{-1}.$$

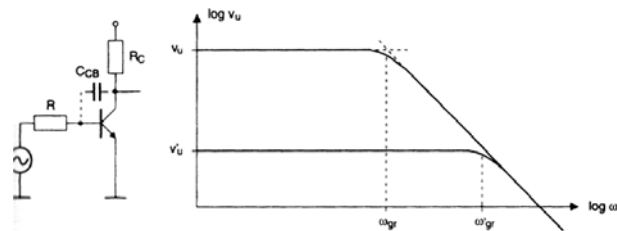


Abbildung 7.8: Verstärkungs-Bandbreite Produkt.

Die Grenzfrequenz ω_{Gr} kann erhöht werden, indem die Verstärkung v_U und damit die Miller-Kapazität reduziert. Das Produkt aus Verstärkung und Bandbreite (=VBP)

$$\omega_{Gr} v_U = R \cdot C_{BC}$$

ist somit konstant: eine größere Verstärkung reduziert die Bandbreite. Dies kann man korrigieren, indem man 2 Transistoren hintereinander schaltet.

7.1.6 Kaskodeschaltung

Das Wort Kaskode ist ein Kofferwort und setzt sich aus den beiden Begriffen „Kaskadierte Kathoden“ zusammen, was die Reihenschaltung der beiden Kathoden bei den ursprünglich eingesetzten Elektronenröhren andeuten soll. Die Schaltung wurde 1939 in einer Arbeit von Hunt und Hickman erstmals zur Spannungsstabilisierung beschrieben.

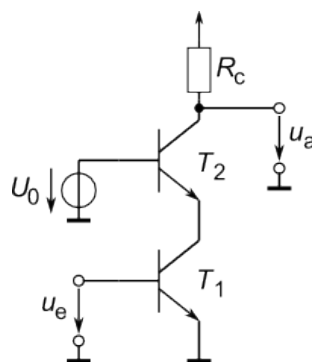


Abbildung 7.9: Kaskodeschaltung als Kombination von Basis- und Emitterschaltung.

Die Kaskodeschaltung stellt eine Kombination der Emitterschaltung (T1, unterer Transistor in Abb. 7.9) und der Basisschaltung (T2, oben) dar. Sie eignet sich gut für Breitbandverstärker, da sie gute Werte von der Gleichstrom- bis zur Hochfrequenzverarbeitung liefert.

Die wichtigsten Eigenschaften sind

- Emitter- und Basisströme der beiden Transistoren sind gleich, $I_{C2} \approx I_{C1}$
- Der Eingangswiderstand des zweiten Transistors (Basisschaltung) ist klein, $r_{e2} = \frac{1}{S_2} = \frac{r_{BE2}}{\beta_2}$.
- Dies ist gleichzeitig der Kollektor-Widerstand des ersten Transistors, $R_{C1} = r_{e2}$.
- Damit ist die Spannungsverstärkung der Eingangsstufe $v_{U1} = -S_1 R_{C1} = -S_1 \frac{1}{S_2} \approx -1$ und der Miller-Effekt verschwindet.

Die Gesamtverstärkung erhalten wir aus der Ausgangsspannung

$$dU_a = -R_{C2} dI_{C2} \approx -R_{C2} dI_{C1} = -R_{C2} S_1 dU_e,$$

d.h.

$$v_{ges} = \frac{dU_a}{dU_e} = -R_{C2}S_1.$$

Die Grenzfrequenz beträgt

$$\omega_{Gr} = \frac{1}{r_{e2} \nu U_2 C_{BC2}}.$$

Da sowohl r_{e2} wie auch C_{BC2} sehr klein sind, erhalten wir eine hohe Grenzfrequenz.

Kleine C_{BC} 's erhält man, falls die U_{BC} 's groß sind. Deshalb sollte U_{BE2} genügend groß sein, z.B. +3V. (C_{BC2} liegt auf der Ausgangsseite).

7.2 Transistor als Schalter

7.2.1 Schaltung

Transistoren als Schalter gehören zu den wichtigsten Anwendungen. Wir betrachten hier nur die Emitterschaltung; wegen ihrer höheren Leistungsverstärkung liefert sie stabilere Schalter.

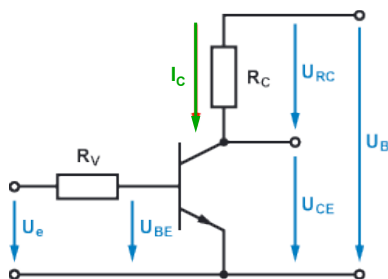


Abbildung 7.10: Emitterschaltung als Schalter.

Je nach Eingangsspannung / Basisstrom ist der Widerstand R_{CE} hoch ($\sim 100 \text{ M}\Omega$), so dass praktisch die gesamte Spannung hier abfällt, oder niedrig ($\sim 4 \Omega$), so dass der größte Teil der Spannung über R_C abfällt). Gegenüber der in Abb. 7.10 gezeigten Schaltung können die Schaltzeiten noch reduziert werden, indem parallel zum Eingangswiderstand R_V ein zusätzlicher Koppelkondensator geschaltet wird.

Der größte Teil der Verlustleistung

$$P_V = I_C U_{CB} + I_E U_{BE}$$

	Ein	Aus
U_{BE}	0,8 V	0 V
I_C	50 mA	0 mA
R_{CE}	4 Ω	100 $\text{M}\Omega$
U_{CE}	0,2 V	12 V
U_{RC}	11,8 V	0 V

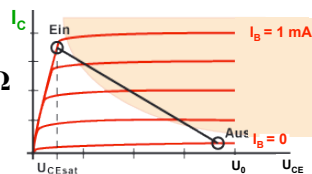


Abbildung 7.11: Typische Parameter für die Schaltung in Abb. 7.10.

fällt in der Sperrschicht an, da dort der Widerstand maximal ist, $U_{BE} \ll U_{CE}$. Die Temperatur der Sperrschicht darf $\sim 180 \text{ }^\circ\text{C}$ nicht überschreiten, deshalb muss die Wärmefuhr gewährleistet sein.

7.2.2 Ohm'sche Last

Während des Schaltprozesses fallen größere Leistungen an, da hier Strom und Spannung gleichzeitig endliche Werte annehmen. Dabei darf die maximale Leistung

$$P_{max} = I_C U_{CE}$$

nur kurzfristig überschritten werden. Dies wird erschwert, weil die BC-Diode langsam ist.

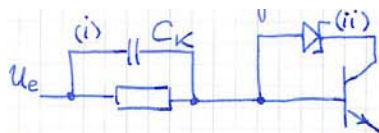


Abbildung 7.12: Zwei Möglichkeiten, die Spannungsspitzen zu reduzieren.

Abb. 7.12 zeigt zwei Möglichkeiten, welche das Problem verringern. Bei der ersten Variante wird das Einschalten beschleunigt, indem der Eingangswiderstand durch einen Kondensator überbrückt wird. Bei der zweiten Variante wird die BC-Diode durch eine schnelle Schottky-Diode überbrückt.

In Variante I erhöht die parallel geschaltete Diode den Strom zum Schaltzeitpunkt auf $I_B = I_K + I_e$. Dabei sollte der Koppelkondensator C_K so klein gewählt werden, so dass die entsprechende Zeitkonstante kürzer ist als die des Umschaltens. Bei Variante II wird das Ausschalten beschleunigt, indem die

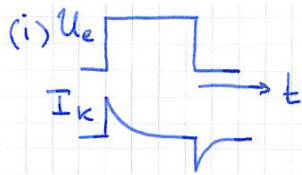


Abbildung 7.13: Eingangsströme bei Variante (i).

gespeicherten Ladungen über die Schottky-Diode abfließen können.

7.2.3 Kapazitive Last

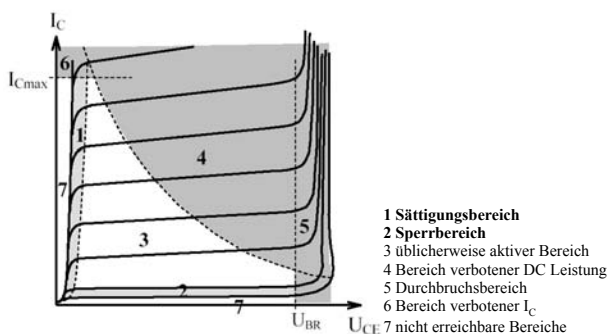


Abbildung 7.14: Arbeitsbereiche eines Transistors.

Bei Ohm'schen Lasten arbeitet ein Transistor üblicherweise in dem Bereich, der in Abb. 7.14 mit der grün gestrichelten Linie abgegrenzt ist. Dieser Bereich ist für kurze Schaltzeiten unproblematisch. Beim Einschalten kapazitiver Lasten (blaue Linie) oder beim Ausschalten induktiver Lasten (rote Linie) kann es jedoch kurzfristig zu hohen Leistungen (kapazitive Lasten) oder Spannungen im Durchbruchbereich (induktive Lasten) kommen, welche den Transistor zerstören können.

Im Fall einer kapazitiven Last entsteht beim Einschalten ein Kurzschluss, d.h. I_C ist kurzzeitig sehr hoch. Dieses Problem kann korrigiert werden, indem ein Schutzwiderstand in Reihe zum Kondensator geschaltet wird, der I_C begrenzt.

7.2.4 Induktive Last

Beispiel für eine induktive Last ist ein Treiber für ein Relais. Beim Einschalten ist der Lastwiderstand groß



Abbildung 7.15: Transistorschalter mit induktiver Last.

($R_L(t=0) \rightarrow \infty$), d.h. der Kollektorstrom nimmt nur langsam zu.

Beim Ausschalten nimmt I_C ab, d.h. die Spannung über der Last ist positiv,

$$U_L = -L \frac{dI_C}{dt} > 0,$$

und die Summe $U_C = U_0 + U_L$ kann sehr groß werden. Um einen Transistordurchbruch zu vermeiden, begrenzt man die Spannung durch eine Fangdiode auf 0.7 V.

7.3 Leistungsverstärker

Bei Endstufenverstärkern für hohe Wechselspannungen benötigt man eine hohe Leistungsverstärkung

$$v_P = v_U v_I = v_U \beta.$$

Bei einer Emitterschaltung ist der Verstärkungsfaktor für die Spannung nichtlinear, deshalb ist eine Kollektorschaltung besser geeignet.

7.3.1 A-Betrieb

Wird ein Transistorverstärker in Kollektorschaltung bei einem Arbeitspunkt A im Zentrum des Arbeitsbereichs betrieben, d.h. mit $U_{CE,A} \approx \frac{1}{2} U_B$ und $I_{C,A} \approx \frac{1}{2} I_{C,max}$, so spricht man von A-Betrieb.

Der Vorteil dieser Betriebsart liegt im maximalen Aussteuerbereich. Allerdings fließt dabei ein hoher Ruhestrom I'_C , d.h. die Verlustleistung ist hoch und der Wirkungsgrad ist klein.

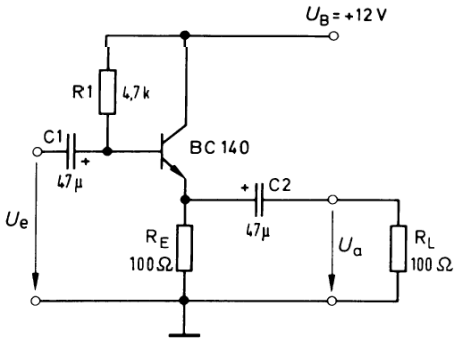


Abbildung 7.16: Wechselspannungsverstärker in Kollektorschaltung.

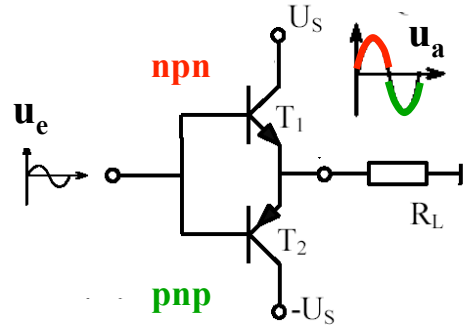


Abbildung 7.18: B-Betrieb: 2 komplementäre Transistoren im Gegentakt.

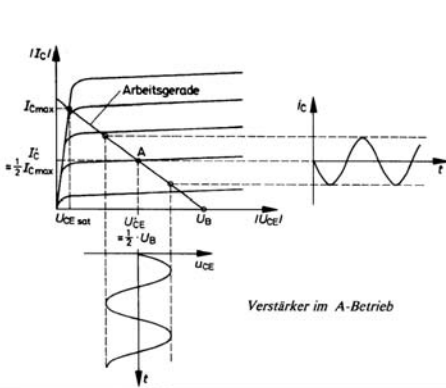


Abbildung 7.17: Wechselspannungsverstärker im A-Betrieb.

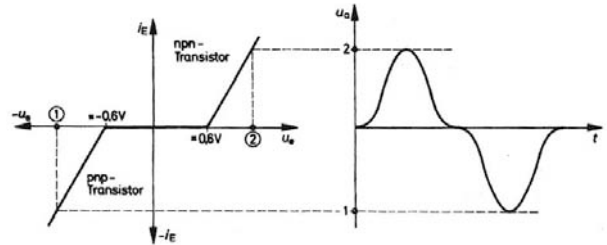


Abbildung 7.19: Kennlinie der Gegentakt-Schaltung und resultierendes verzerrtes Sinussignal.

7.3.2 B-Betrieb:Gegentaktverstärker

Bei einem Klasse-B Verstärker verwendet man 2 komplementäre Transistoren im Gegentaktbetrieb. Dadurch kann der Arbeitspunkt auf 0 V gewählt werden. Bei positiven Eingangsspannungen leitet der npn Transistor, bei negativen Spannungen der pnp Transistor. Beim Gegentaktbetrieb fließt für $U_e = 0$ kein Ruhestrom I_L .

Dadurch steigt der Wirkungsgrad bis auf 78,5%. Der Nachteil dieser Schaltung liegt darin, dass erst für Eingangsspannungen $|U_e| > 0.6 \text{ V}$ am Ausgang ein Strom fließt. Die daraus resultierende Verzerrung für kleine Eingangssignale wird als Übernahmeverzerrung bezeichnet.

7.3.3 AB-Betrieb als Kompromiss

Einen Kompromiss zwischen den Betriebsarten "A" und "B" erreicht man, wenn die beiden Transistoren mit einer Vorspannung versehen werden, so dass die Übernahmeverzerrung weitgehend vermieden wird. Aufgrund dieser Vorspannung fließt wiederum ein Ruhestrom, allerdings ist dieser wesentlich geringer als bei der Betriebsart A. Die Vorspannung kann durch Dioden (wie in Abb. 7.20) oder durch Transistoren eingestellt werden.

Abb. 7.21 vergleicht die unterschiedlichen Betriebsarten von Wechselspannungsverstärkern. Mit abnehmender Basis-Emitterspannung U_{BE} nehmen Wirkungsgrad und Verzerrung zu. Bei der Klasse C liegt der Arbeitspunkt im Sperrbereich. Je nach Anwendung ist es möglich, die resultierenden Nichtlinearitäten durch nachgeschaltete Schwingkreise zu beheben.

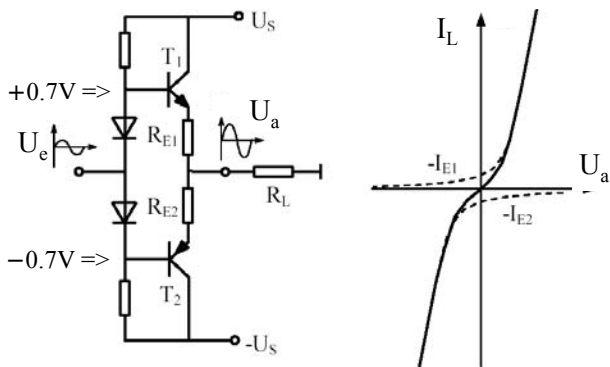


Abbildung 7.20: Schaltung für AB-Betrieb.

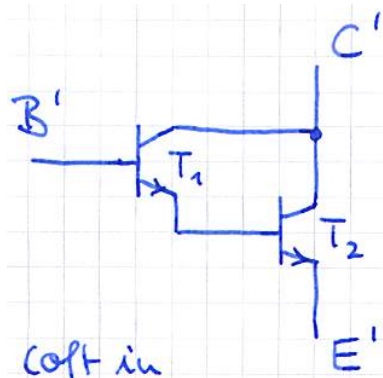


Abbildung 7.22: Darlington-Schaltung.

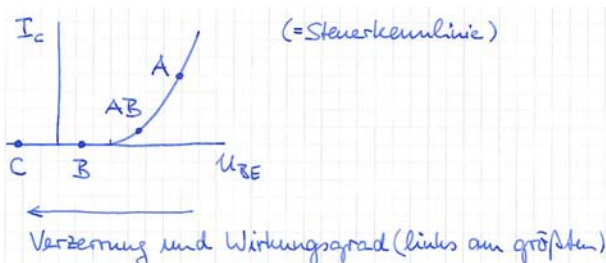


Abbildung 7.21: Vergleich der unterschiedlichen Betriebsarten.

und somit groß im Vergleich zu den Widerständen r_{BE} der einzelnen Stufen.

Der Ausgangswiderstand ist

$$r_a = r_{C'E'} \approx r_{CE1} || r_{CE2}$$

und damit kleiner als r_{CE} einer einzelnen Stufe.

7.4 Stromquellen

7.4.1 Konstant-Stromquelle

Quellen für konstante Ströme werden in vielen Experimenten benötigt, z.B. zur Erzeugung von Magnetfeldern, bei Hall-Sonden oder bei der Temperaturmessung mit Dioden. Die einfachste Möglichkeit für eine Konstant-Stromquelle besteht aus einer Spannungsquelle und einem großen Innenwiderstand, $R_i \rightarrow \infty$. Verwendet man z.B. einen Innenwiderstand von 1 MΩ und eine Spannungsquelle von 10 kV, so erhält man eine Spannungsquelle für 10 mA; allerdings auf Kosten einer Verlustleistung von 100 W.

Eine sehr viel bessere Möglichkeit ist die Emitterschaltung, welche einen großen differentiellen Widerstand aufweist:

$$r_i = r_{CE} = \frac{\partial U_{CE}}{\partial I_C}$$

von typischerweise 100kΩ, welche mit Stromgegenkopplung noch erhöht werden kann.

7.3.4 Darlington-Schaltung

Besonders große β s erreicht man mit einer Darlington (=Super- β) Schaltung. Hier kombiniert man zwei Transistoren, oft in einem Gehäuse.

Der Kollektorstrom des zweiten Transistors ist

$$I_{C2} = \beta_2 I_{B2} = \beta_2 I_{C1}.$$

Die gesamte Verstärkung ist somit

$$\beta' = \frac{I_{C1} + I_{C2}}{I_{B1}} = \frac{I_{C1}}{I_{B1}} (1 + \beta_2) \approx \beta_1 \beta_2.$$

Wir berechnen den Eingangswiderstand für die Kollektorschaltung gemäß Kapitel xxx zu

$$r_e = (1 + \beta) R_E,$$

d.h. der Lastwiderstand wird hochtransformiert. Hier ist somit

$$r_{B'E'} = (1 + \beta_1) r_{BE2} = \beta_1 \beta_2 \frac{U_T}{I_C}$$

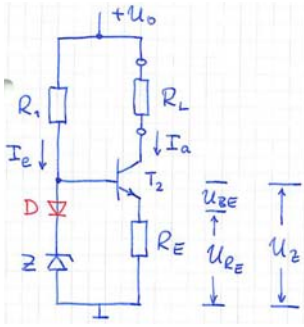


Abbildung 7.23: Emitterschaltung als Stromquelle.

Der Ausgangsstrom ist

$$I_a = I_C \approx I_E = \frac{U_Z - U_{BE}}{R_E}$$

und ist somit konstant, sofern die folgenden Bedingungen erfüllt sind:

- U_z ist konstant
- U_{BE} ist konstant; ein Temperaturdrift davon kann kompensiert werden über eine Diode in Reihe mit der Zener-Diode, welche die gleiche Temperaturabhängigkeit aufweist.

7.4.2 Stromspiegel

Ein Stromspiegel liefert einen Ausgangsstrom $I_a \propto I_{ref}$, d.h. er bildet eine stromgesteuerte Stromquelle. Dazu ersetzt man im Schaltbild für die Konstantstromquelle die Zenerdiode durch einen Widerstand R_2 . Damit wird

$$U_{R_2} + U_D = U_{BE} + U_{R_E}$$

oder, da $U_D \approx U_{BE}$,

$$R_2 I_e = R_E I_a$$

und somit

$$I_a = \frac{R_2}{R_E} I_e,$$

praktisch unabhängig vom Lastwiderstand. Hier stellt der Eingangsstrom die Referenz dar, $I_e = I_{ref}$.

In der Praxis setzt man $R_2 = R_E$, z.B. = 0, und ersetzt die Diode D durch eine Transistordiode T_1 ,

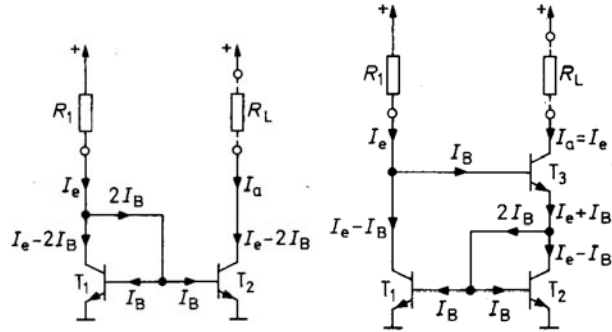


Abbildung 7.24: Stromspiegel mit T-Diode (links) und nach Wilson (rechts).

welche baugleich ist mit T_2 . Alles wird auf einem Chip aufgebaut, so dass die Temperaturdrifts möglichst gleich sind.

Diese Variante ist in Abb. 7.24 links dargestellt. In diesem Fall unterscheiden sich Eingangs- und Ausgangsstrom um $2I_B$, d.h. um die Summe der Basisströme von T_1 und T_2 . Dies wird in der Variante nach Wilson (rechts) vermieden, indem der Basisstrom für beide Transistoren über T_3 zugeführt wird.

7.4.3 JFETs als Konstantstromquellen

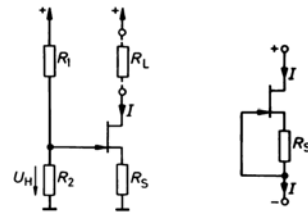


Abbildung 7.25: JFET als Stromquelle.

Wird eine Stromquelle mit einem JFET aufgebaut, so ist der Ausgangsstrom $I = I_D = I_S$ bestimmt durch die beiden Bedingungen

- $U_{GS} = -R_S I$
- Kennlinie $I_D(U_{GS})$.

Der Widerstand R_S muss wie folgt gewählt werden:

$$R_S = \frac{U_H - |U_{GS}|}{I_D} = \frac{U_H - |U_P|(1 - \sqrt{I_D/I_{D,sat}})}{I_D}$$

Bei der zweiten Variante ist $U_H = 0$ und

$$R_S = \frac{|U_P|}{I_D} \left(\left(1 - \sqrt{\frac{I_D}{I_{D,sat}}} \right) \right).$$

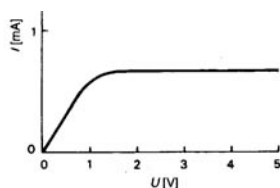


Abbildung 7.26: Kennlinie der "Stromregeldiode" 1N5294.

Die resultierende Stromquelle liefert einen konstanten Strom für Spannungen im Bereich 1,5 .. 120 V.

7.5 Differenzverstärker

7.5.1 Prinzip

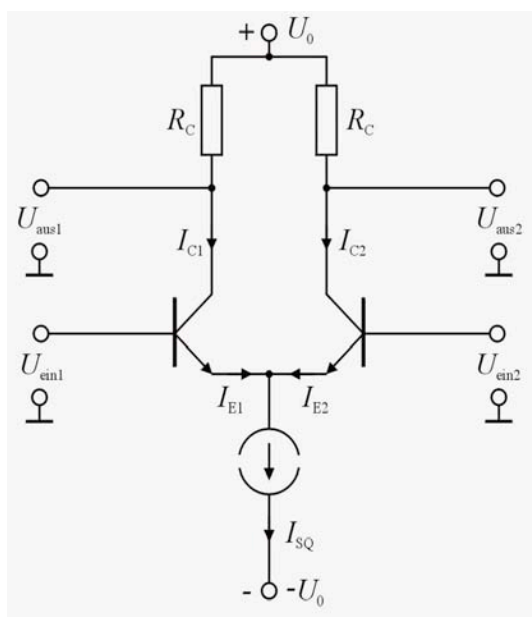


Abbildung 7.27: Aufbau eines Differenzverstärkers.

Der Differenzverstärker besteht aus zwei Transistoren, deren Emittter zusammengeschaltet sind und deren Basiskontakte mit den beiden Eingängen verbunden sind. Die Emittter werden von einer Stromquelle mit dem Gesamtstrom I_{SQ} versorgt. Liegt an

beiden Eingängen dasselbe Signal ("Gleichtaktmodus"), d.h. $U_{ein1} = U_{ein2}$, dann wird dieser Strom jeweils zur Hälfte auf die beiden Emittter verteilt. Durch die Verwendung der Konstantstromquelle ist in jedem Fall dafür gesorgt, daß die Summe der Emittterströme konstant bleibt:

$$I_{SQ} = I_{E1} + I_{E2} \approx I_{C1} + I_{C2}.$$

Im Idealfall ändert sich dieser Strom nicht, d.h.

$$dI_{SQ} = 0 \rightarrow dI_{C1} = -dI_{C2}.$$

Für die folgende Diskussion teilen wir die beiden Eingangssignale in einen Gleichtaktanteil und einen Gegentaktanteil auf,

$$U_{=} = \frac{1}{2}(U_{e1} + U_{e2})$$

$$U_d = (U_{e1} - U_{e2})$$

Wir betrachten diese beiden Beiträge einzeln.

7.5.2 Gegentaktmodus

Wir nehmen zunächst an, dass die beiden Signale gegenphasig seien, d.h. $U_{=} = 0$, und berechnen die Spannungsverstärkung v_U . Somit gilt

$$dU_{e1} = -dU_{e2} = \frac{1}{2}dU_d.$$

Wegen $dU_e \approx dU_{BE}$ ist dies auch

$$dU_{e1} = dU_{BE1} = -dU_{BE2}.$$

Die beiden Transistoren T_1 und T_2 verhalten sich wie Emittterverstärker mit Differenzverstärkung. Somit wird die Verstärkung

$$v_{U1} = \frac{dU_{a1}}{dU_d} = \frac{1}{2} \frac{dU_{a1}}{dU_d} = -v_{U2} = v_d > 0.$$

Außerdem gilt für die Verstärkung

$$\frac{dU_{a1}}{dU_d} = -SR_C.$$

Somit ist die Differenzverstärkung nur halb so groß wie bei einer einzelnen Emittterstufe.

7.5.3 Reale Gleichtaktverstärkung

Jetzt nehmen wir an, dass die beiden Eingangssignale gleich seien, $U_d = 0$. Da der Innenwiderstand der Stromquelle endlich ist, gilt

$$dI_{SQ} = \frac{dU}{r_{SQ}} = dI_{C1} + dI_{C2} = 2dI_{C1,2}.$$

Im Gleichtakt ist

$$dU_{a1} = dU_{a2} = -R_C dI_{C1,2} = -R_C \frac{1}{2} \frac{dU_{\pm}}{r_{SQ}}.$$

Die Spannungsverstärkung ist

$$v_{GT} = \frac{dU_{a1}}{dU_{\pm}} = \frac{dU_{a2}}{dU_{\pm}} = -\frac{R_C}{2r_{SQ}}.$$

Für die Praxis ist wichtig: Die Gleichtaktunterdrückung (CMRR):

$$G = \left| \frac{v_d}{v_{GT}} \right| = S r_{SQ}.$$

Man erhält Unterdrückungsfaktoren von $> 10^5$ (100 dB) bei Verwendung von Operationsverstärkern. Wichtig für die Anwendung sind die Eingangswiderstände. Für den Gleichtakt gilt

$$dI_e = dI_{B1,2} = \frac{dI_{C1,2}}{\beta} = \frac{dI_{SQ}}{2\beta}.$$

Somit

$$r_e = \frac{dU_{\pm}}{dI_e} = \frac{dU_{\pm}}{dI_{SQ}} 2\beta = r_{SQ} 2\beta;$$

typische Werte liegen im Bereich von $G\Omega$. Für den Gegentaktmodus ist

$$r_{e,d} = \frac{dU_d}{dI_e} = \frac{2dU_{BE}}{dI_B} = 2r_{BE}.$$

Die entsprechenden Werte liegen im Bereich $10 \text{ k}\Omega$.. $1 \text{ M}\Omega$. Der Ausgangswiderstand ist weniger relevant, da bei der wichtigsten Anwendung, den Operationsverstärkern, nachverstärkt wird.