

6 Transistoren

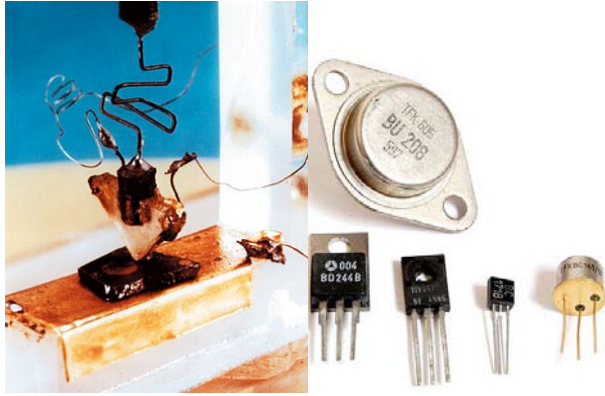


Abbildung 6.1: Der ‘‘Ur-Transistor’’ (links) und aktuelle Transistoren-Gehäuse (rechts).

Die ersten Transistoren wurden 1948 von Brattain, Bardeen und Shockley bei den Bell Laboratories entwickelt. Für diese ersten Prototypen wurden Goldspitzen auf n-leitendes Germanium gedrückt, welches sich auf einer Metall-Unterlage befand. Dies Spitzentransistoren wurden aber bald abgelöst durch Bipolar-Transistoren. Hier werden in erster Linie Bipolar-Transistoren behandelt.

Bei der Herstellung von Bipolar-Transistoren müssen Dotierungen auf kontrollierte Weise an bestimmten Orten in den Kristall eingebracht werden. Im industriellen Maßstab werden dafür in erster Linie Diffusions- und Epitaxie-Verfahren verwendet. Für einzelne Objekte können auch aufwändigere Verfahren wie z.B. Ionen-Implantation verwendet werden.

6.1 Bipolare Transistoren

6.1.1 Prinzip

Bipolare Transistoren bestehen aus drei unterschiedlich dotierten Regionen, welche entweder npn oder pnp dotiert sind. Die mittlere Region wird als Ba-

sis bezeichnet, die anderen beiden sind Emitter und Kollektor.

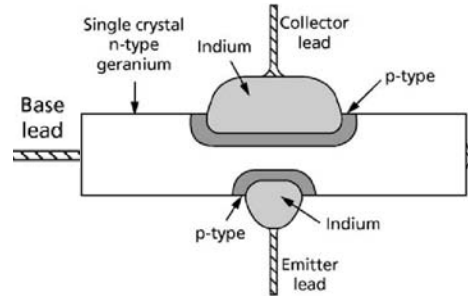


Abbildung 6.2: Aufbau eines pnp Transistors.

Abb. 6.2 zeigt ein frühes Modell eines Transistors, welches durch Legieren eines Basismaterials (n-dotiertes Germanium) mit Indium hergestellt wurde. Vom ‘Basismaterial’ ist der Ausdruck ‘Basis’ für den mittleren Bereich des Transistors abgeleitet.

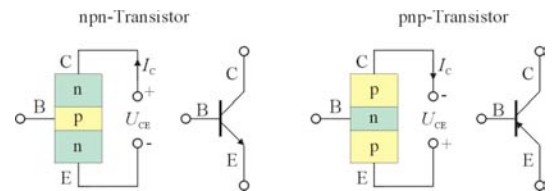


Abbildung 6.3: Vergleich von npn und pnp Transistor.

Kollektor und Emitter haben jeweils die gleiche, die Basis die entgegengesetzte Dotierung. Die Basis liegt zwischen Kollektor und Emitter, ist sehr dünn und nur schwach dotiert. Man unterscheidet zwischen npn und pnp Transistoren. Die beiden Typen können anhand der Symbole unterschieden werden (siehe Abb. 6.3): beim npn Transistor zeigt der Pfeil am Emitter weg von der Basis, beim pnp-Typ in Richtung zur Basis. Vom Emitter her werden die Ladungsträger in die Basiszone emittiert, am Kollektor werden sie ‘eingesammelt’.

Entsprechend den unterschiedlichen Dotierungen

müssen die beiden Typen auch unterschiedlich beschaltet werden: Beim npn-Transistor wird der Emittor an den negativen Pol angeschlossen, der Kollektor an den positiven. Beim pnp-Transistor ist es genau umgekehrt. Wir betrachten im Folgenden meist npn Transistoren.

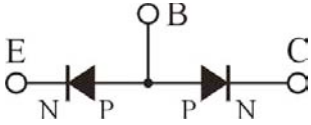


Abbildung 6.4: Ersatzschaltbild für npn Transistor.

Wie in Abb. 6.4 gezeigt findet man in einem Transistor 2 diodenartige Grenzflächen, jeweils zwischen einem np und einer pn Übergang.

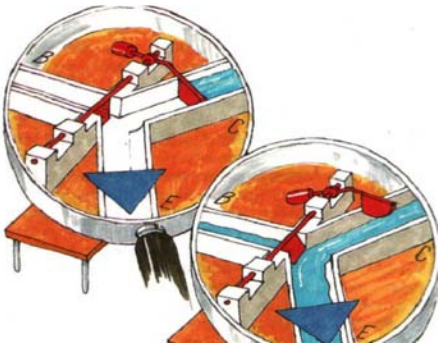


Abbildung 6.5: Hydrodynamisches Modell eines Transistors.

Die Funktionsweise eines Transistors kann anhand eines einfachen hydrodynamischen Modells dargestellt werden: Die beiden Sperrschichten am Kollektor-Basis (CB) und am Basis-Emitter (BE) Übergang sperren. Diese Sperren können durch einen Steuerstrom aufgehoben werden, der über die Basis eingekoppelt wird.

6.1.2 Ströme und Spannungen

Wenden wir die Maschenregel auf einen Transistor an, so erhalten wir die folgende Beziehung zwischen den drei Spannungen:

$$U_{CB} + U_{BE} = U_{CE}.$$

Aus der Knotenregel ergibt sich folgende Beziehung zwischen den Strömen:

$$I_C + I_B = I_E,$$

wobei die Stromrichtung beim Emittor E umgekehrt gewählt wurde als bei Basis und Kollektor.

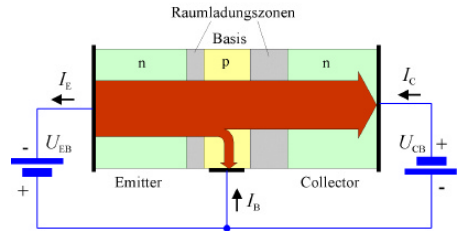
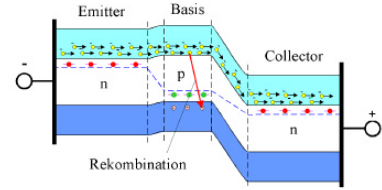


Abbildung 6.6: Relevante Ströme im npn Transistor.

Legt man zwischen Kollektor und Emittor eine Spannung an, so kann zunächst kein Strom fließen, da immer eine der beiden Dioden in Sperrichtung gepolt ist. Dies ändert sich, wenn die Basis gegenüber dem Emittor positiv gepolt wird: dann gelangen Elektronen aus dem Emittor in die Basis, das Leitungsband im p-Leiter füllt sich mit Ladungsträgern. Ist die Basis genügend dünn, so bleibt die Rekombinationswahrscheinlichkeit gering, und die meisten Ladungsträger können weiter zum Kollektor fließen.

Der Basisstrom I_B ist immer sehr viel kleiner als die Emittor- und Kollektor-Ströme. Typische Größenordnungen sind:

$$I_C = A I_E \quad A \approx 0.95..0.995$$

$$I_C = B I_B \quad B \approx 50..500.$$

Der kleine Basisstrom kann somit einen sehr viel größeren Strom vom Emittor zum Kollektor steuern. Dies eröffnet die Möglichkeit, den Transistor als Verstärker zu verwenden.

Für kleine Signale verwenden wir differenzielle Größen:

$$\alpha = \frac{\partial I_C}{\partial I_E} \quad \beta = \frac{\partial I_C}{\partial I_B}.$$

Die Stromverstärkung ist meist über viele Größenordnungen konstant, d.h. Basis- und Kollektorstrom sind in guter Näherung proportional zueinander.

6.1.3 Stromverstärkung B

Aus den beiden Gleichungen folgt

$$\frac{B}{A} I_B = I_E = I_C + I_B.$$

Wir dividieren durch den Basisstrom und erhalten

$$\frac{B}{A} = B + 1 \rightarrow A = \frac{B}{1 + B} \quad \text{oder} \quad B = \frac{A}{1 - A}.$$

Aufgrund der Ladungserhaltung sind die beiden Größen nicht unabhängig voneinander. Typischerweise (siehe oben) ist $A \approx 1$ und $B \gg 1$. Dies ist eine gute Voraussetzung dafür, das Bauteil als Verstärker zu verwenden.

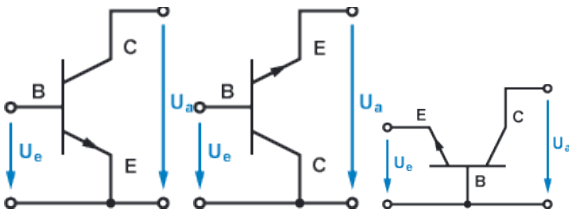


Abbildung 6.7: Emitter-, Kollektor- und Basis-Schaltungen als Grundtypen von Transistorschaltungen.

Eine Analyse der Schaltung erfolgt meist im Vierpolmodell. Dabei ist einer der drei Anschlüsse zwischen der Eingangs- und der Ausgangsseite gemeinsam. Einer der drei Anschlüsse wird auf ein festes Potenzial gelegt; je nachdem spricht man von Emitter-, Kollektor- oder Basisschaltung.

6.1.4 Eingangskennlinie

Wir betrachten zunächst den Basisstrom I_B als Funktion der Basis-Emitter-Spannung U_{BE} , wobei wir voraussetzen, dass die Kollektorspannung verschwindet, $U_{CE} = 0$. In diesem Fall haben wir die Basis-Emitter Diode in Vorwärtsrichtung geschaltet und

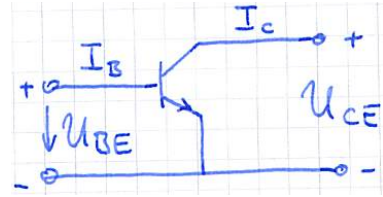


Abbildung 6.8: Relevante Spannungen bei der Emitterschaltung.

können für den Strom die Shockley-Formel verwenden

$$I_B = I_{B0} (e^{U_{BE}/U_T} - 1) \approx I_{B0} e^{U_{BE}/U_T},$$

d.h. der Strom steigt exponentiell mit der Spannung. I_{B0} stellt den Sperrstrom der Basis dar. Die Näherung folgt aus dem Vergleich

$$U_{BE}/U_T \approx 0.6V/0.025V \approx 24.$$

Demnach ist die Exponentialfunktion $> 10^{10}$ und die Einheit kann somit vernachlässigt werden.

Wir können diesen Ausdruck auch verwenden, um die Basis-Emitter Spannung als Funktion des Basisstroms zu schreiben:

$$U_{BE} = U_T \ln \frac{I_B}{I_{B0}}.$$

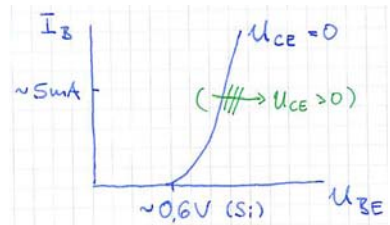


Abbildung 6.9: Eingangskennlinie der Emitterschaltung für unterschiedliche Kollektorspannungen.

Die Kurve verschiebt sich etwas, wenn zusätzlich eine Spannung U_{CE} zwischen Kollektor und Emitter anliegt: diese vergrößert die CB-Sperrschicht auf Kosten der Basiszone. I_C steigt und über r_{BE} fällt eine größere Spannung U_{BE} ab.

Der differentielle Eingangswiderstand ist

$$r_{BE} = \frac{\partial U_{BE}}{\partial I_B} = \frac{U_T}{I_B}.$$

Wie in Abb. 6.9 gezeigt verschiebt sich die Kennlinie wenn die Kollektor-Emitter Spannung ändert. Dieser Effekt ist jedoch relativ gering. Er wird quantifiziert durch die Rückwärtssteilheit

$$S_R = \left. \frac{\partial I_B}{\partial U_{CE}} \right|_{U_{BE}=\text{const}} = y_{12}$$

und die Spannungsrückwirkung

$$A_r = \left. \frac{\partial U_{BE}}{\partial U_{CE}} \right|_{I_B=\text{const}} \approx 10^{-4}.$$

6.1.5 Steuer-Kennlinie

Als Steuerkennlinie bezeichnet man die Darstellung des Kollektorsroms I_C als Funktion der Basis-Emitter Spannung U_{BE} .

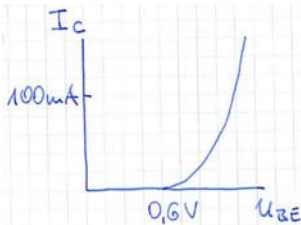


Abbildung 6.10: Steuer-Kennlinie $I_C(U_{BE})$.

Die Steuer-Kennlinie $I_C(U_{BE})$ sieht wegen $I_C = \beta I_B$ praktisch gleich aus wie die Eingangskennlinie $I_C(U_{BE})$, außer dass der Strom um den Faktor β größer ist. Somit ist

$$I_C = I_{C0}(e^{U_{BE}/U_T} - 1) \approx I_{C0}e^{U_{BE}/U_T}.$$

Dies wird als "Ebers-Moll Gleichung" bezeichnet. Der Kollektorstrom I_C wird über U_{BE} gesteuert. Kleine Änderungen um δU_{BE} führen zu großen Stromänderungen δI_C falls die Kennlinie steil ist. Die Steilheit ist

$$S = \left. \frac{\partial I_C}{\partial U_{BE}} \right|_{U_{CE}=\text{const.}} = y_{21}.$$

Diese wird auch als Transmittanz (=‘forward transconductance’) bezeichnet. Wir können sie ausdrücken als

$$S = \frac{\partial I_C}{\partial I_B} \frac{\partial I_B}{\partial U_{BE}} = \beta \frac{1}{r_{BE}} = \beta \frac{I_B}{U_T} = \frac{I_C}{U_T}.$$

Sie ist somit unabhängig von den speziellen Eigenschaften des Transistors und für alle Typen etwa gleich.

Umgekehrt können wir den differentiellen Widerstand des Basis-Emitter Übergangs als Funktion von S schreiben:

$$r_{BE} = r_e = \frac{\beta}{S}.$$

6.1.6 Ausgangskennlinie

Bei der Ausgangskennlinie betrachten wir den Kollektorstrom I_C als Funktion der Kollektor-Emitter Spannung U_{CE} .

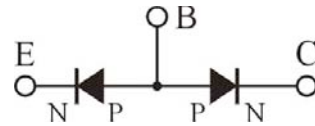


Abbildung 6.11: Ersatzschaltbild für npn Transistor.

Verschwindet der Basisstrom, $I_B = 0$, so fließt nur der Sperrstrom durch die BC-Diode. Die erwartete Kennlinie entspricht somit derjenigen einer Diode im Sperrbereich. Allerdings trägt man hier den Strom $I_C > 0$ gegen die Kollektor-Emitter Spannung $U_{CE} > 0$ auf, so dass die BC-Diode ‘umgedreht’ erscheint. Deshalb wird die Diodenkennlinie vom 3. Quadranten in den 1. Quadranten gespiegelt.

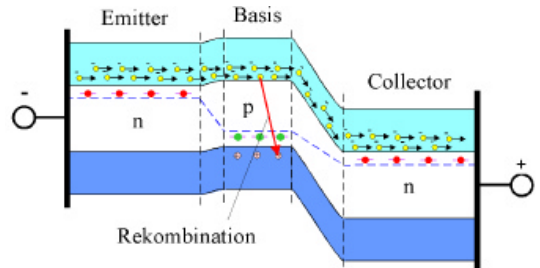


Abbildung 6.12: Lage der Bänder im npn Transistor.

Legt man nun eine positive Spannung an die BE-Diode, so dass Ladungsträger aus dem hoch dotierten Emitter in die Basis einfließen können, so ändert sich auch der Kollektor-Strom: da die Basis nur schwach dotiert ist rekombiniert nur ein kleiner Teil

der eingebrachten Minoritäts-Ladungsträger in der Basis (im npn Transistor also die Elektronen). Der größte Teil fließt durch die dünne Basisschicht hindurch in den Kollektor und vergrößert so den Kollektorstrom um βI_B .

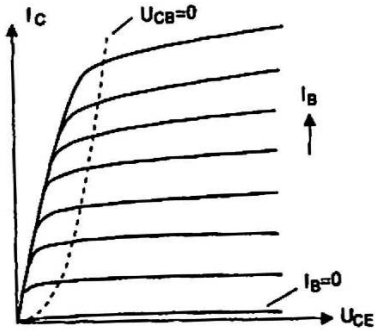


Abbildung 6.13: Ausgangskennlinien für unterschiedliche Basisströme.

Aufgrund der Linearität erhalten wir deshalb eine Schar von Kennlinien, welche jeweils zu einem unterschiedlichen Basisstrom gehören. Da der Basisstrom exponentiell von der Basisspannung abhängt, führt ein geringer Spannungsanstieg schon zu einer erheblichen Zunahme des Kollektorstroms. Der in Abb. 6.13 gezeigte Bereich von Kennlinien wird durch eine Änderung der Basis-Emitter Spannung von $U_{BE} \approx 0.6V \rightarrow 0.7V$ abgedeckt.

Für kleine Spannungen U_{CE} wird die Basis-Kollektor Spannung $U_{CB} = U_{CE} - U_{BE}$ negativ, d.h. die BC Diode geht vom Sperr- in den Leitungszustand über. Dadurch knickt die Kennlinie hier ab, der Kollektorstrom geht für geringe Spannungen gegen Null. Der Bereich rechts der Kurve $U_{CB} = 0$ ist der Sättigungsbereich, in dem der Ausgangsstrom des Transistors in erster Linie durch den Basisstrom gesteuert wird. In diesem Bereich werden fast alle Elektronen, die aufgrund der angelegten Eingangsspannung in die Basiszone eindiffundieren, zum Kollektor hin abgeführt.

Abbildung 6.14 zeigt die unterschiedlichen Arbeitsbereiche des Transistors: Bereich 1 markiert den aktiven Bereich: Hier arbeitet der Transistor als analoger Verstärker. Mit abnehmender Kollektor-Emitter Spannung nimmt die Stromverstärkung ab, der Transistor kommt in den Übersteuerungsbereich (2). 3

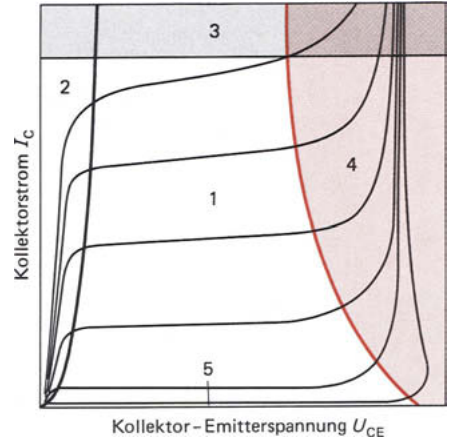


Abbildung 6.14: Arbeitsbereiche des Transistors.

markiert den Bereich oberhalb des zulässigen Kollektorstroms, 4 den Durchbruchbereich und 5 den Sperrbereich, in dem Basis- und Kollektorstrom (praktisch) verschwinden.

Die Ausgangskennlinien sind nicht ganz horizontal, sondern steigen mit zunehmender Spannung an, besonders für große I_C . Mit anderen Worten: Der Ausgangswiderstand

$$r_{CE} = \left. \frac{\partial U_{CE}}{\partial I_C} \right|_{U_{BE} = const} \approx \frac{U_Y}{I_C}$$

ist endlich.

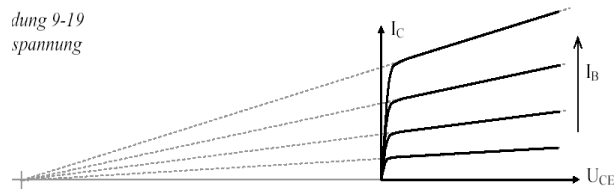


Abbildung 6.15: Early-Effekt: Endliche Steigung der Ausgangskennlinie.

Die Verlängerung der Kennlinien schneiden sich im Punkt $U_{CE} = -U_Y$ auf der x-Achse. U_Y ist die Early-Spannung; typische Werte dafür liegen bei 80..200 V. Die physikalische Ursache für den Effekt liegt darin, dass mit zunehmender Kollektorspannung U_{CE} die CB-Verarmungszone auf Kosten der Basis-Zone wächst. Durch die dünnere Basis kann dann ein größerer Kollektorstrom fließen. Der Wert

ist groß im Vergleich mit den typischen Spannungen U_{CE} , d.h. die Steigung der Kennlinien ist relativ gering und der Transistor eine fast ideale Stromquelle.

6.1.7 Transistor - Grundgleichungen

Die wichtigsten Beziehungen für das Verhalten eines Transistors sind die Abhängigkeiten zwischen Basis- und Kollektorstrom und den Spannungen U_{BE} zwischen Basis und Emmitter und U_{CE} zwischen Kollektor und Emmitter. Die Abhängigkeit des Basis-Stroms I_B von den beiden Spannungen kann geschrieben werden als

$$dI_B = \frac{\partial I_B}{\partial U_{BE}} dU_{BE} + \frac{\partial I_B}{\partial U_{CE}} dU_{CE}$$

und für den Kollektorstrom

$$dI_C = \frac{\partial I_C}{\partial U_{BE}} dU_{BE} + \frac{\partial I_C}{\partial U_{CE}} dU_{CE}.$$

Wir setzen den (differentiellen) Basis-Emmitter Widerstand

$$r_{BE} = \frac{\partial U_{BE}}{\partial I_B},$$

den (differentiellen) Kollektor-Emmitter Widerstand

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

die Steilheit S des Transistors

$$S = \frac{\partial I_C}{\partial U_{BE}},$$

respektive die Rückwärtssteilheit

$$S_r = \frac{\partial I_B}{\partial U_{CE}}$$

in diese Beziehungen ein und erhalten

$$\begin{aligned} dI_B &= \frac{1}{r_{BE}} dU_{BE} + S_r dU_{CE} \\ dI_C &= S dU_{BE} + \frac{1}{r_{CE}} dU_{CE}. \end{aligned} \quad (6.1)$$

In Vierpol-Notation entspricht dies der Leitwertmatrix Y

$$\begin{pmatrix} dI_B \\ dI_C \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{1}{r_{BE}} & S_r \\ S & \frac{1}{r_{CE}} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} dU_{BE} \\ dU_{CE} \end{pmatrix}.$$

Alternativ können wir die Beziehung mit Hilfe der Hybridmatrix H darstellen:

$$\begin{pmatrix} dU_{BE} \\ dI_C \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} r_{BE} & -r_{BE} S_r \\ \beta = r_{BE} S & \frac{1}{r_{CE}} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} dI_B \\ dU_{CE} \end{pmatrix}.$$

6.1.8 Kleinsignalverhalten

Diese Beziehungen wurden differentiell hergeleitet und gelten deshalb nur für kleine Signale. In diesem Bereich kann ein Transistor als linearer Vierpol approximiert werden, der durch die obigen Matrizen charakterisiert ist.

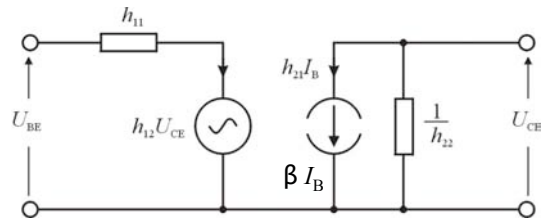


Abbildung 6.16: Kleinsignal-Ersatzschaltbild für niedrige Frequenzen.

Abb. 6.16 stellt diesen Vierpol durch ein einfaches Ersatzschaltbildes dar. Hier stellt $h_{11} = r_{BE}$ den (differentiellen) Basis-Emmitter Widerstand dar, $h_{22} = 1/r_{CE}$ den Kollektor-Emmitter Leitwert. Parallel dazu ist die Stromquelle, welche vom Basisstrom gesteuert wird.

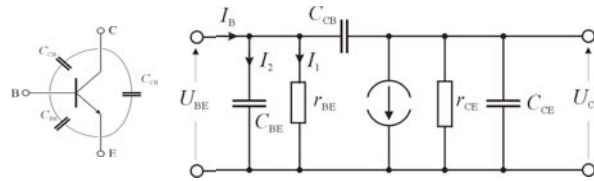


Abbildung 6.17: Kleinsignal-Ersatzschaltbild für hohe Frequenzen.

Bei hohen Frequenzen müssen die Kapazitäten zwischen den Anschlüssen berücksichtigt werden. Dadurch reduzieren sich die Spannungen und die Stromverstärkung β nimmt ab.

Die verschiedenen Kennlinien können in den Quadranten eines Diagramms zusammengefasst werden, wenn wir entlang den Achsen U_{BE} (nach unten), I_B

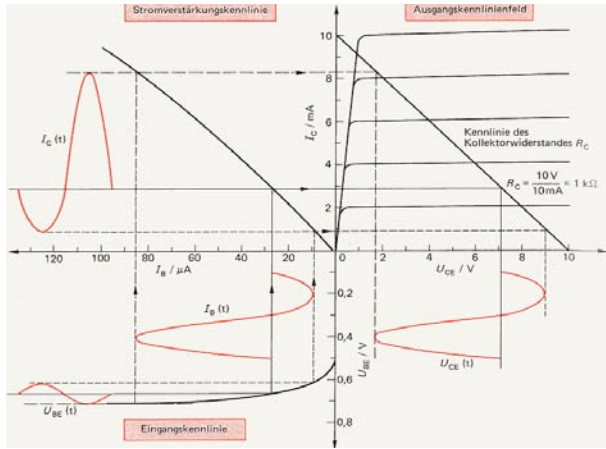


Abbildung 6.18: Zusammenfassung der unterschiedlichen Kennlinien.

(nach links), I_C (nach oben) und U_{CE} (nach rechts) aufrufen. Dann steht im 3. Quadranten die Eingangskennlinie, im 2. die Stromverstärkungskennlinie, im 1. Quadranten das Ausgangs-Kennlinienfeld, und im 4. Quadranten die Rückwärts-Kennlinien $U_{BE}(U_{CE})$.

6.2 Verstärker in Emitterschaltung

6.2.1 Prinzip

Wir in der Einleitung erwähnt, werden Transistoren gerne als Verstärker verwendet. Bei den drei Grundschaltungen ist jeweils einer der Anschlüsse auf Masse geschaltet. Wir beginnen mit der Emitterschaltung, bei der der Emitter auf Masse geschaltet ist.

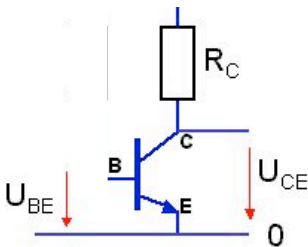


Abbildung 6.19: Transistor in Emitterschaltung als Verstärker.

Der Verstärker kann als Strom- oder als Spannungsverstärker verwendet werden. Wie bereits diskutiert ist die Stromverstärkung $\beta = I_C/I_B$.

Der Kollektorwiderstand R_C macht daraus eine Spannungsverstärkung

$$v_u = \frac{\partial U_{CE}}{\partial U_{BE}}$$

Der Strom I_C durch den Transistor hängt über die Ausgangskennlinie von der Kollektor-Emitter Spannung und der Basisspannung ab. Da (fast) der gleiche Strom über den Widerstand R_C fließt, ändert sich dabei die Spannung U_{CE} :

$$U_{CE} = U_0 - R_C I_C,$$

sofern $R_C I_C < U_0$ (die Spannung kann nicht negativ werden). Da umgekehrt der Kollektorstrom von der Kollektorspannung abhängt, bestimmen wir die resultierende Strom-/Spannungs Kombination als Schnittpunkt der Geraden mit der Kennlinie für den gegebenen Basisstrom, resp. die gegebene Basisspannung.

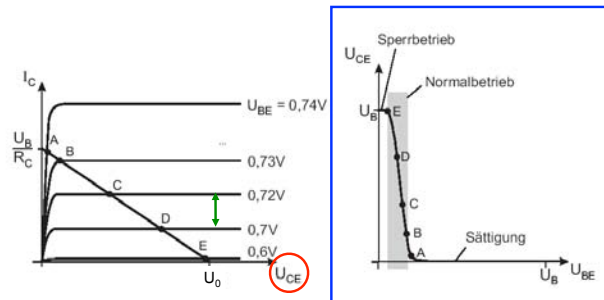


Abbildung 6.20: Spannungsverstärkung: U_{CE} vs. U_{BE} .

Die Gerade in der linken Hälfte von Abb. 7.1 zeigt wie die Spannung U_{CE} mit gegebener Versorgungsspannung U_0 und zunehmendem Strom I_C abnimmt. In der rechten Hälfte wird die Ausgangsspannung U_{CE} als Funktion der Eingangsspannung U_{BE} dargestellt. Offenbar ist die Beziehung nur über einen relativ kleinen Bereich von U_{BE} linear. Ist die Eingangsspannung zu niedrig, so fließt kein Strom durch den BE-Übergang und der Transistor sperrt. Ist sie zu hoch, so ist der Transistor in der Sättigung und die Eingangsspannung sinkt auf Null.

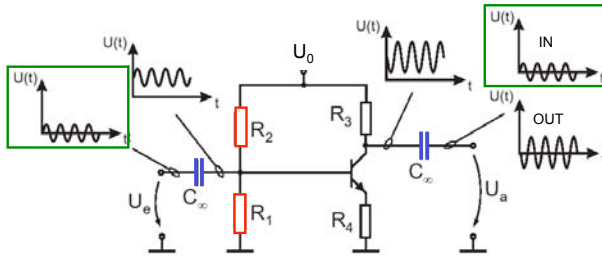


Abbildung 6.21: Ein- und Auskopplung des Signals am Arbeitspunkt.

Man legt deshalb einen "Arbeitspunkt" fest, d.h. der Gleichspannungsanteil des Eingangssignals wird auf den mittleren Wert des linearen Bereiches eingestellt. Abb. 6.21 zeigt, wie man diesen Punkt mit Hilfe der beiden Widerstände R_1 und R_2 als Spannungsteiler aus der Versorgungsspannung U_0 einstellen kann. Das zu verstärkende Signal $U(t)$ wird über einen Koppelkondensator eingekoppelt. Nach dem Verstärker wird der AC-Anteil des verstärkten Signals wiederum über einen Kopplungskondensator ausgekoppelt.

6.2.2 Verstärkung

Wir berechnen die Spannungsverstärkung v_U aus

$$dU_{CE} = dU_0 - R_C dI_C.$$

Die Versorgungsspannung U_0 ist konstant, $dU_0 = 0$, und für dI_C verwenden wir die Transistor-Grundgleichung (6.1) und erhalten

$$dU_{CE} = -R_C S dU_{BE} - R_C \frac{1}{r_{CE}} dU_{CE}.$$

Ableitung nach U_{BE} ergibt

$$v_U = \frac{\partial U_{CE}}{\partial U_{BE}} = -R_C S - \frac{R_C}{r_{CE}} v_U.$$

Das Verhältnis R_C/r_{CE} ist oft klein verglichen mit 1. Offenbar ist $v_U < 0$, d.h. das Ausgangssignal ist relativ zum Eingangssignal 180 Grad verschoben. Typische Werte sind

$$v_U = -R_C \frac{I_C}{U_T} = -R_C \frac{\beta I_B}{U_T} \approx -50.$$

Das Leistungsverhältnis ergibt sich aus dem Produkt von Spannungs- und Stromverstärkung,

$$v = v_U \cdot v_I.$$

6.3 Kollektorschaltung

6.3.1 Prinzip

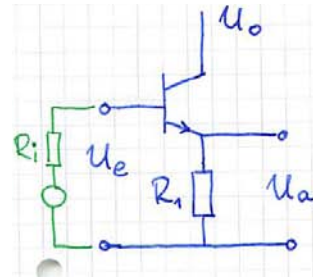


Abbildung 6.22: Einfache Kollektorschaltung.

Bei der Kollektorschaltung (auch "Emitterfolger" genannt) wird der Kollektor auf die positive Referenzspannung gesetzt und der Emitter über einen Widerstand mit Masse verbunden. Die Basis wird mit einem Widerstand und / oder Zenerdiode auf den Arbeitspunkt gesetzt. Diese Schaltung ergibt eine Stromverstärkung

$$v_I = \frac{\partial I_E}{\partial I_B} = \frac{\partial I_C + \partial I_B}{\partial I_B} = \beta + 1 \approx \beta.$$

Die Ausgangsspannung ist

$$U_a = U_e - U_{BE} \approx U_e - 0,6V$$

und damit fast unabhängig von I_C und I_B . Änderungen in der Eingangsspannung werden somit direkt auf die Ausgangsspannung übertragen; deshalb auch der Name "Emitterfolger". Mathematisch ist

$$\delta U_a \approx +\delta U_e,$$

ohne Phasenumkehr. Der Emitterfolger ergibt somit eine hohe Stromverstärkung, aber keine Spannungsverstärkung.

6.3.2 Spannungsverstärkung

Eine genauere Berechnung der Spannungsverstärkung (bei offenem Ausgang) ergibt

$$dU_a = dU_e - dU_{BE}. \quad (6.2)$$

Die Änderung der Spannung zwischen Basis und Emitter drücken wir aus durch die Steilheit $S = \partial I_C / \partial U_{BE}$ und den Kollektorstrom I_C :

$$dU_{BE} = \frac{dI_C}{S} \approx \frac{dI_E}{S} = \frac{dU_a}{SR_1}.$$

Einsetzen in (6.2) und Auflösen nach der Änderung der Eingangsspannung ergibt

$$dU_e = dU_a \left(1 + \frac{1}{SR_1}\right).$$

Daraus erhalten wir die Verstärkung

$$v_U = \frac{\partial U_a}{\partial U_e} = \frac{SR_1}{1 + SR_1} < 1.$$

Diese Schaltung ist somit keine Verstärkerschaltung für Spannungen. Man wählt meist $SR_1 \gg 1$, so dass $v_U \approx 1$.

Die Schaltung ergibt somit keine Verstärkung der Spannung. Sie ist aber interessant als

- Stromverstärker (z.B: in Endstufen).
- Impedanzwandler

Wir zeigen das an einem Beispiel.

6.3.3 Impedanzwandler

Der Eingangswiderstand ist

$$r_e = \frac{\partial U_e}{\partial I_e}.$$

Die Eingangsspannung ändert sich mit der Ausgangsspannung

$$dU_e = dU_a + dU_{BE} \approx R_1 dI_E.$$

Die Näherung berücksichtigt, dass

$$dU_{BE} = r_{BE} dI_B$$

typischerweise klein ist. Die Änderung des Eingangsstroms $I_e = I_B$ ist

$$dI_e = dI_B = \frac{dI_E}{\nu_I} = \frac{dI_E}{1 + \beta}.$$

Somit wird der differentielle Eingangswiderstand

$$r_e = (1 + \beta)R_1.$$

Typische Werte sind $101 \cdot 100 \Omega \approx 10 \text{ k}\Omega$. Der Lastwiderstand R_1 wird somit hochtransformiert. Auch hier muss der Arbeitspunkt eingestellt werden. Verwendet man dazu einen simplen Spannungsteiler, so geht der hohe Eingangswiderstand r_e verloren.

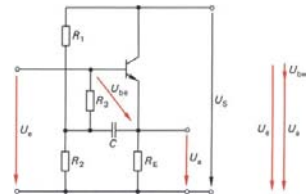


Abbildung 6.23: Erhöhung des Eingangswiderstandes mit Hilfe der Bootstrapschaltung.

Ein Ausweg ist die Bootstrap-Schaltung, bei der der Ausgang (Emitter) über einen Kondensator an den Eingang zurückgekoppelt wird. Sofern der Kondensator C für die Signalfrequenz einen Kurzschluss darstellt, wird der Eingangswiderstand R_3 durch diese Schaltung im Verhältnis U_e / U_{BE} hochtransformiert:

$$R'_3 = R_3 \frac{U_e}{U_{BE}} = R_3 \frac{r_{BC} + (1 + \beta)R_E}{r_{BE}} \approx R_3 \frac{\beta R_E}{r_{BE}}$$

und der Eingangswiderstand wird

$$R_e = R'_3 \parallel (r_{BE} + \beta R_E).$$

Für den Ausgangswiderstand erhalten wir

$$r_a = \frac{\partial U_a}{\partial I_E} = \frac{\partial U_e}{(\beta + 1)\partial I_e} + \frac{\partial U_{BE}}{\partial I_C}.$$

Das Verhältnis

$$\frac{\partial U_e}{\partial I_e} = R_i$$

ist der Eingangswiderstand. Damit wird der Ausgangswiderstand

$$r_a = \frac{R_i}{\beta + 1} + \frac{1}{S} \approx \frac{R_i}{\beta}.$$

Die Näherung gilt für typische Größen, wie z.B.

$$\frac{R_i}{\beta + 1} \approx \frac{10\text{k}\Omega}{100},$$

während der zweite Term ($1/S$) meist kleiner ist, z.B. $1\ \Omega$. Somit wird der Quellenwiderstand R_i heruntertransformiert.

Wir haben hier den Ausgangswiderstand als gesamte Spannungsänderung pro Stromänderung berechnet. Teilweise wird auch dafür die Eingangsspannung festgehalten, so dass der Term $R_i/(\beta + 1)$ weg fällt und nur der Term $1/S$ übrig bleibt.

6.3.4 Anwendungen

Eine typische Anwendung ist ein längs geregeltes Netzteil.

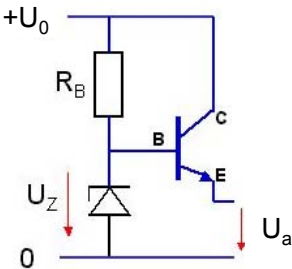


Abbildung 6.24: Emitterfolger als Stromverstärker in einer Spannungsquelle.

Hier wird nicht die Last selber an die Z-Dioden angeschlossen, sondern die Basis eines Transistors. Die Spannung am Emitter wird damit auf $U_Z - U_{BE} \approx U_Z - 0,7\text{ V}$ eingeregelt. Durch die Stromverstärkung des Emitterfolgers wird die Belastung der Zener-Diode reduziert. Damit wird die Stabilität des Netzteils erhöht und die Verlustleistung reduziert.

6.4 Basisschaltung

Während die Kollektorschaltung eine hohe Eingangsimpedanz ergibt, leistet die Basisschaltung das

Umgekehrte: r_e wird klein, z.B. $50\ \Omega$ und ist somit nützlich für Kabelverstärker und HF Anwendungen.

6.4.1 Prinzip

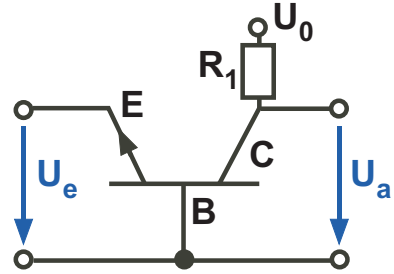


Abbildung 6.25: Basisschaltung.

Das Schaltprinzip ist ähnlich wie bei der Emitterschaltung: die Ausgangsspannung wird bestimmt durch die Versorgungsspannung und den stromabhängigen Spannungsabfall über dem Kollektorwiderstand R_1 :

$$U_a = U_0 - R_1 I_C.$$

Die Eingangsspannung liegt ebenfalls zwischen Basis und Emitter an, so dass die gleiche Spannungsverstärkung resultiert. Allerdings ändert sich das Vorzeichen:

$$dU_e = -dU_{BE}.$$

Bei der Basisschaltung ist der Steuerstrom $I_E \approx \beta I_B \gg I_B$. Dadurch werden die Sperrschichtkapazitäten sehr viel schneller umgeladen und es resultiert eine höhere Grenzfrequenz.

6.4.2 Verstärkung

Die Stromverstärkung ist

$$v_I = \frac{\partial I_C}{\partial I_E} = \alpha = \frac{\beta}{\beta + 1} \approx 1.$$

Die Spannungsverstärkung ist

$$v_U = \frac{\partial U_a}{\partial U_e}.$$

Mit

$$dU_a = dU_{CE} + dU_e = -R_1 dI_C + dU_e$$

und $dU_e = -dU_{BE}$ wird

$$v_U = \frac{-R_1 dI_C}{-\partial U_{BE}} + 1 = +R_1 S + 1 \approx R_1 S.$$

Diese ist positiv, d.h. es erfolgt keine Phasenumkehr.

6.4.3 Impedanz

Die Eingangsimpedanz ist

$$r_e = \frac{\partial U_{BE}}{\partial I_E} \approx \frac{\partial U_{BE}}{\partial I_C} = \frac{1}{S} = \frac{r_{BE}}{\beta}.$$

Diese ist deutlich kleiner als bei der Emitterschaltung: anstelle des kleinen Basisstroms I_B fließt der große Emittterstrom $I_E \approx \beta I_B \gg I_B$. Die Quelle muss somit viel Strom liefern.

Die Ausgangsimpedanz ist bestimmt durch die Änderung des Stroms durch den Widerstand R_1 :

$$r_a = \left| \frac{dU_a}{dI_a} \right| \approx R_1.$$

Eine genauere Betrachtung müsste noch r_{CB} und r_{BE} berücksichtigen, welche parallel dazu geschaltet sind. Diese sind jedoch meist deutlich höher.

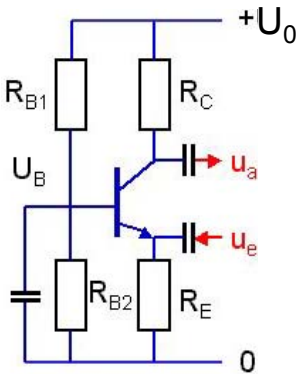


Abbildung 6.26: Realistischere Version der Basisschaltung.

In einer etwas realistischeren Version der Basisschaltung legt der Spannungsteiler bestehend aus R_{B1} und R_{B2} den Arbeitspunkt fest. Ein- und Ausgang werden über Kondensatoren gekoppelt, so dass Gleichstrom-Anteile entkoppelt sind.

6.5 Vergleich der Grundschaltungen

6.5.1 Parameter

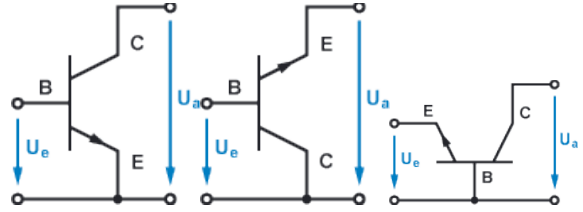


Abbildung 6.27: Emitter-, Kollektor- und Basisschaltungen als Grundtypen von Transistorschaltungen.

Zur Wiederholung: die Schaltschemen für die drei Grundschaltungen unterscheiden sich im Wesentlichen dadurch, dass jeweils einer der drei Anschlüsse auf eine feste Referenzspannung gelegt wird. Dementsprechend dienen unterschiedliche Übergänge als Eingang, respektive Ausgang.

Schaltung	Emitterschaltung	Basisschaltung	Kollektorschaltung
Eingangswiderstand r_e	100 Ω ... 10 k Ω	10 Ω ... 100 Ω	10 k Ω ... 100 k Ω
	r_{ee}	r_{ec}/β	$R_L \beta$
Ausgangswiderstand r_a	1 k Ω ... 10 k Ω	10 k Ω ... 100 k Ω	10 Ω ... 100 Ω
	r_{ae}	$r_{ac} \beta$	R_G/β
Spannungsverstärkung	groß	groß	≤ 1
Stromverstärkung	10 ... 50	≤ 1	10 ... 50
	β	α	β
Phasenverschiebung	180°	0°	0°
Temperaturabhängigkeit	groß	klein	klein
Leistungsverstärkung v_p	sehr groß	mittel	klein
Grenzfrequenz f_g	niedrig	hoch	niedrig
Anwendungen	NF- und HF-Verstärker, Leistungsverstärker, Schalter	HF-Verstärker	Anpassungsstufen, = Impedanzwandler

r_{ee} bzw. r_{ae} bezeichnen den Ein- bzw. Ausgangswiderstand der Emitterschaltung

Abbildung 6.28: Die wichtigsten Vergleichsparameter für die 3 Grundschaltungen.

Die wichtigsten Unterschiede zwischen den Grundschaltungen sind Impedanz und Strom-/ Spannungsverstärkung.

6.5.2 Vierpol-Matrizen

Für einen quantitativen Vergleich kann die Vierpol-Theorie verwendet werden. Wir bestimmen zunächst

die Hybrid-Matrix

$$\begin{pmatrix} h_{11e} & h_{12e} \\ h_{21e} & h_{22e} \end{pmatrix}$$

der Emitterschaltung:

$$\begin{pmatrix} dU_{BE} \\ dI_C \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} r_{BE} & -r_{BE}S_r \\ \beta & 1/r_{CE} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} dI_B \\ dU_{CE} \end{pmatrix}.$$

Als Funktion davon können wir die H-Matrix der Kollektorschaltung schreiben als

$$\begin{pmatrix} h_{11c} & h_{12c} \\ h_{21c} & h_{22c} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} h_{11e} & 1 - h_{12e} \\ -(1 + h_{21e}) & h_{22e} \end{pmatrix}$$

und für die Basisschaltung:

$$\begin{pmatrix} h_{11b} & h_{12b} \\ h_{21b} & h_{22b} \end{pmatrix} = \frac{1}{1 + \Delta h_e + h_{21e} - h_{12e}} \cdot \begin{pmatrix} h_{11e} & \Delta h_e - h_{12e} \\ -(\Delta h_e + h_{21e}) & h_{22e} \end{pmatrix}$$

Für typische NF-Transistoren liegt der Vorfaktor nahe bei $1/h_{21e}$.

6.5.3 Bestimmung der Matrixelemente

Die einzelnen Matrixelemente können jeweils über eine separate Messung bestimmt werden.

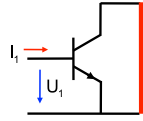
Dazu werden jeweils 2 Parameter auf festen Werten (definiert durch den Arbeitspunkt) festgehalten, während die beiden anderen gemessen werden. Aus je einer solchen Messung kann jeweils ein Matrixelement bestimmt werden.

Als ein Beispiel betrachten wir den Transistor BCY 59 VII. Für einen Kollektorstrom von $I_C = 2 \text{ mA}$ und eine Kollektor-Emitter Spannung von $U_{CE} = 5 \text{ V}$ werden die Matrixelemente

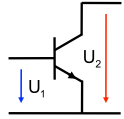
$$\begin{pmatrix} h_{11e} & h_{12e} \\ h_{21e} & h_{22e} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 2,7 \text{ k}\Omega & 1,5 \cdot 10^{-4} \\ 200 & 18 \mu\text{S} \end{pmatrix}.$$

Die Werte sind stark abhängig vom Arbeitspunkt: wie in Abb. 6.30 gezeigt, können sie mit Strom, resp. Spannung um mehrere Größenordnungen variieren.

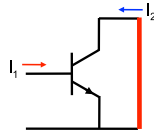
Eingangswiderstand: $h_{11e} = r_{BE} = \frac{U_1}{I_1}$



Spannungsrückwirkung: $h_{12e} = -r_{BE}S_r = \frac{U_1}{U_2}$



Stromverstärkung: $h_{21e} = \beta = \frac{I_2}{I_1}$



Ausgangsleitwert: $h_{22e} = \frac{1}{r_{CE}} = \frac{I_2}{U_2}$

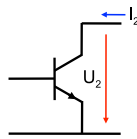


Abbildung 6.29: Messanordnungen zur Bestimmung der Matrixelemente.

6.5.4 Last am Ein- und Ausgang

Die Eigenschaften aller drei Grundschaltungen ändern sich wenn Widerstände an Ein- und Ausgang berücksichtigt werden. In der obigen Schaltung gilt für die Spannung am Eingang

$$U_1 = U_G - I_1 R_G$$

und am Ausgang

$$U_2 = -I_2 R_L.$$

Unter Verwendung der H-Matrix können wir für alle 3 Grundschaltungen die Impedanzen und Verstärkungsfaktoren berechnen:

- Eingangswiderstand: $r_e = \frac{U_1}{I_1} = \frac{h_{11} + \Delta h R_L}{1 + h_{22} R_L}$
- Ausgangswiderstand: $r_a = \frac{U_2}{I_2} = \frac{h_{11} + R_G}{1 + h_{22} R_L}$
- Stromverstärkung: $v_I = \frac{I_2}{I_1} = \frac{h_{21}}{1 + h_{22} R_L}$
- Spannungsverstärkung: $v_U = \frac{U_2}{U_1} = \frac{-h_{21} R_L}{h_{11} + \Delta h R_L}$
- Leistungsverstärkung: $v_P = |v_U v_I|$

6.6 Feldeffekt-Transistoren

Feldeffekt-Transistoren (FETs) unterscheiden sich grundsätzlich von den bisher diskutierten bipolaren

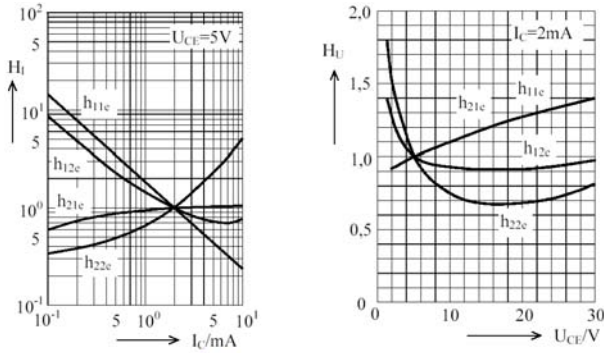


Abbildung 6.30: Abhängigkeit der Elemente der H-Matrix vom Kollektorstrom (links) und von der Spannung U_{CE} .

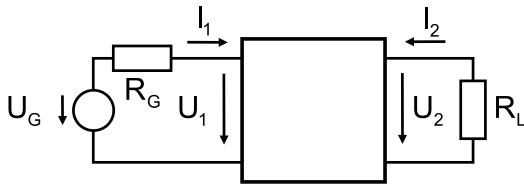


Abbildung 6.31: Beschalteter Transistor in einer der drei Grundschaltungen.

Transistoren. Sie werden auch als unipolare Transistoren bezeichnet, da nur Majoritäts-Ladungsträger am Leitungsmechanismus beteiligt sind.

6.6.1 Prinzip

Bei einem Feldeffekt-Transistor werden die drei Anschlüsse als Source, Drain und Gate bezeichnet. Die Region zwischen Source und Drain ist homogen dotiert und wird als Kanal bezeichnet. Hier fließt der Strom. Das Gate (resp. die Gates) ist zwischen Source und Drain angeordnet und entgegengesetzt dotiert.

Bei FETs wird in einem Kanal mit Querschnitt A der Leitwert G gesteuert:

$$G = \sigma \frac{A}{l} = ne\mu \frac{A}{l}.$$

Beim MOSFET erfolgt diese Steuerung über die Ladungsträgerdichte n , beim JFET über den Querschnitt A .

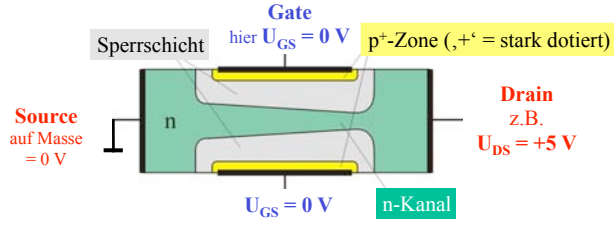


Abbildung 6.32: Prinzipieller Aufbau eines n-Kanal-pn-Sperrschicht-FET (JFET).

6.6.2 Junction-FET = JFET

Wir betrachten einen n-Kanal-pn-Sperrschicht FET. Hier ist der Kanal n-dotiert, während die Gate-Regionen stark p-dotiert sind. Dazwischen bildet sich deshalb eine Sperrschicht. Wie in Abb. 6.32 ersichtlich, sind die pn-Übergänge im Sperrbetrieb wenn die Quelle (source) auf Masse liegt und der Drain auf einer positiven Spannung, so dass kein Strom zu den Steuer-Elektroden fließt. Zwischen den beiden Gate Elektroden entstehen Verarmungszonen, welche den Ladungstransport einschränken.

Der Strom durch den Kanal hängt ab von den beiden Parametern U_{GS} (der Steuerspannung) und der Spannung U_{DS} zwischen Source und Drain. Für verschwindende Spannung am Gate, $U_{GS} = 0$, arbeitet der JFET zunächst im Ohm'schen Bereich, $I_D \propto U_{DS}$; man spricht hier von einem selbstleitenden Sperrschicht-FET.

Legt man zwischen Gate und Source eine Spannung $U_{GS} \neq 0$ mit dem negativen Pol am Gate an, d.h. in Sperrichtung der Gate-Kanal Diode, so wird die Sperrschicht im Bereich des np-Übergangs verbreitert. Mit zunehmender Spannung dehnt sich diese ladungsträgerfreie Zone in den Kanal hinaus aus und engt den Kanalquerschnitt ein, resp. vergrößert den Kanalwiderstand und der Strom im Kanal nimmt ab.

Wie in der linken Hälfte von Abb. 6.33 gezeigt nimmt der Strom I_D deshalb mit (betragsmäßig) zunehmender Gatespannung U_{GS} ab. Bei einer Sperr- bzw. Steuerspannung Bei einer Spannung U_P (P für pinch-off) von wenigen Volt erstreckt sich die ladungsträgerfreie Zone über den ganzen Kanalquerschnitt, so dass der Kanalwiderstand sehr hohe Werte

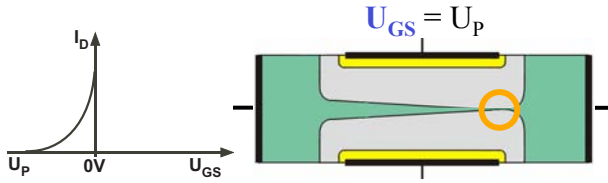


Abbildung 6.33: Ab einer Gatespannung U_P wird der Kanal geschlossen.

annimmt ($R_{off} > 10 \text{ M}\Omega$) und der FET sperrt. Ohne angelegte Steuerspannung hat der Kanalwiderstand den kleinsten Wert ($R_{on} < 200 \Omega$).

6.6.3 Kennlinien

Weil ein Sperrschicht-FET ohne Steuerspannung leitet, nennt man solche Transistoren auch selbstleitende FETs. Über die Steuerelektrode fließt außer einem sehr kleinen Reststrom von der Größenordnung nA kein Steuerstrom, so dass sich der Kanalwiderstand praktisch leistungslos steuern lässt.

Durch den Strom zwischen Source und Drain kommt es zu einem Spannungsabfall entlang dem Kanal. Dadurch wird die Sperrschicht breiter, der Widerstand nimmt zu. Wie in der rechten Hälfte von Abb. 6.33 gezeigt, erfolgt die Einschnürung deshalb in der Nähe des Drains. Hier geschieht der Ladungstransport jetzt durch die Sperrzone, der Strom nimmt mit zunehmender Drain-Source Spannung nur noch langsam zu. Die Leitfähigkeit ist am geringsten im Bereich der Einschnürung und dort erfolgt somit der größte Spannungsabfall. In diesem Sättigungsbereich kann der Strom geschrieben werden als

$$I_D = \sigma A \frac{U_P}{L - \Delta L},$$

wobei die Länge des eingenschnürten Bereichs $\Delta L \ll L$ ist. Wir schreiben dies als

$$I_D \approx I_{D,sat} (1 + \lambda U_{DS}) \quad \text{mit } \lambda \approx \frac{10^{-2}}{V}. \quad (6.3)$$

Dieses Verhalten ist ähnlich wie beim Early-Effekt. Bei sehr hohen Spannungen erfolgt ein lawinenartiger Durchbruch (Spannungen groß, oft 50..100 V).

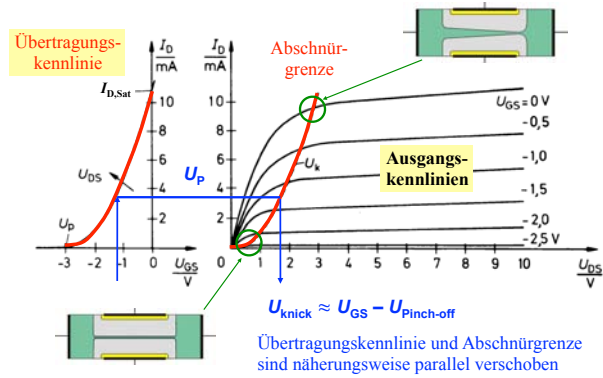


Abbildung 6.34: Übertragungskennlinie und Ausgangskennlinie für einen typischen FET.

Die linke Seite von Abb. 6.34 zeigt die Übertragungskennlinie $I_D(U_{GS})$: Verstärkt man die Gate-Spannung, so wird die Sperrzone größer, und die Abschnürung erfolgt bei geringeren Spannungen. Die Kurve der Abschnürung verläuft parallel zur Übertragungskennlinie,

$$U_{knick} \approx U_{GS} - U_P.$$

Wird U_{GS} bis in den Bereich unterhalb der Abschnürspannung reduziert, so geht Strom gegen 0.

Wie in Abb. 6.33 gezeigt, hängt der Strom im Abschnürbereich etwa quadratisch von U_{GS} ab, also weniger stark als die Exponentialfunktion beim bipolaren Transistor:

$$I_D \approx I_{D,sat} \left(1 - \frac{U_{GS}}{U_P}\right)^2.$$

Die Steilheit beträgt

$$\begin{aligned} S &= \left. \frac{\partial I_D}{\partial U_{GS}} \right|_{U_{DS=const}} = \frac{I_{D,sat}}{U_P^2} 2(U_{GS} - U_P) \\ &= \frac{2}{|U_P|} \sqrt{I_D I_{D,sat}} \leq \frac{2}{|U_P|} I_{D,sat}. \end{aligned}$$

Typische Werte sind 10 mA/V, geringer als beim npn Transistor.

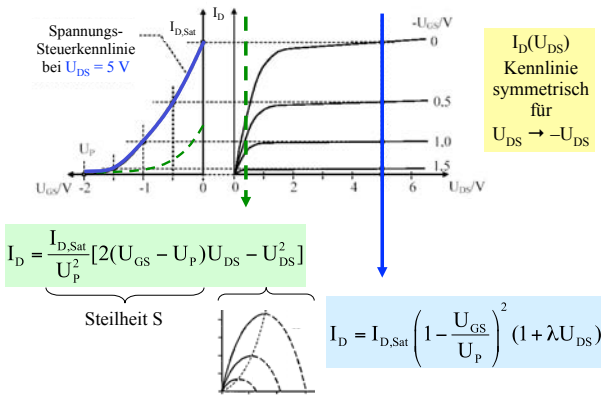


Abbildung 6.35: Strom als Funktion von U_{GS} und U_{DS} .

Berücksichtigen wir zusätzlich die Abhängigkeit von der DS-Spannung, so beträgt der Strom im Sättigungsbereich

$$I_D = I_{D,Sat} \left(1 - \frac{U_{GS}}{U_P}\right)^2 (1 + \lambda U_{DS}).$$

Der Ausgangswiderstand ist (siehe Gl. (6.3))

$$r_{DS} = \frac{\partial U_{DS}}{\partial I_D} \approx \frac{1}{\lambda I_D}.$$

Typische Werte sind $10^4 \dots 10^6 \Omega$.

Die Spannungsverstärkung beträgt

$$v_{U,FET} = r_{DS} S < v_{U,BP},$$

da S relativ klein ist. Typische Werte liegen im Bereich von 50..300. Damit sind FETs als reine Spannungsverstärker nicht besonders attraktiv, es sei denn sie werden kaskadiert oder man benötigt den hohen Eingangswiderstand.

Im Ohm'schen Bereich, d.h. für $|U_{GS}| \ll |U_P|$ beträgt der Strom

$$I_D = S U_{DS} + O(U_{DS}^2).$$

Dabei ist die Steilheit S näherungsweise linear in U_{GS} .

6.6.4 MOSFETs

Die Alternative zum JFET sind MOSFETs, d.h. Metall-Oxid-Halbleiter FETs. Hier besteht das Gate aus Metall und ist durch eine Oxidschicht vom Halbleiter getrennt. Aufgrund dieser Isolation ist die Eingangsimpedanz des MOSFETs sehr hoch, im Bereich $10^{12} - 10^{16} \Omega$.

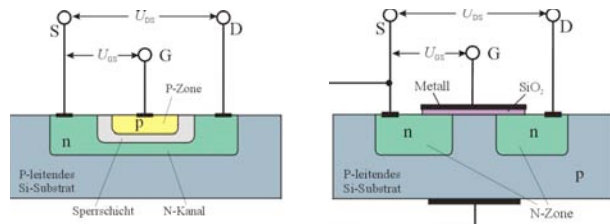


Abbildung 6.36: Vergleich eines selbstleitenden JFET mit einem selbstsperrenden MOS-FET.

Man unterscheidet zwischen dem Anreicherungstyp und dem Verarmungstyp: Der Anreicherungstyp ist selbstsperrend; über den Feld-Effekt werden die Ladungsträger im Kanal angereichert.

Beim Verarmungstyp wird durch Ladungen im Gate oder eine entsprechende Dotierung des Kanals ein leitender Kanal erzeugt, so dass auch bei verschwindender Gatespannung eine endliche Leitfähigkeit besteht. Durch die Steuerspannung kann diese reduziert werden.

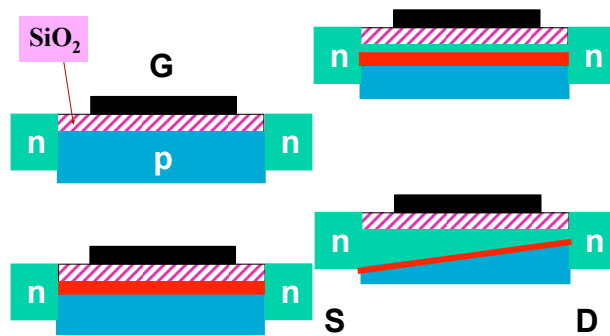


Abbildung 6.37: Funktionsprinzip eines MOSFET.

Abb. 6.37 illustriert die Funktionsweise eines selbstsperrenden MOSFET Transistors. An den np-Übergängen bildet sich eine Sperrschicht. Source und Drain sind wesentlich stärker dotiert als die p-

Region, so dass die Sperrschicht sich größtenteils im Kanal befindet. Bei negativen oder verschwindenden Steuerspannungen $U_{GS} \leq 0$ sperrt der pn-Übergang. Wird die Steuerspannung positiv, $U_{GS} > 0$, so werden Elektronen influenziert und rekombinieren in der Verarmungszone mit den Löchern, $n_e \approx n_h$. Wird die Gatespannung genügend hoch, $U_{GS} \approx U_P$, so entsteht eine Inversionsschicht, in der die Dichte der Elektronen diejenige der Löcher übersteigt. Dadurch wird die Leitfähigkeit zwischen Source und Drain erheblich erhöht. Auch hier sättigt der Strom durch den Kanal für hohe Spannungen: die Sperrschicht wird breiter und schnürt schließlich den Kanal ab.

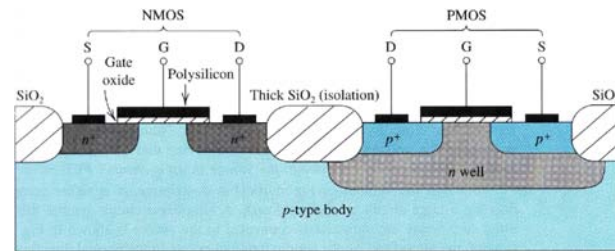


Abbildung 6.38: Kombination von NMOS und PMOS Transistoren auf einem Substrat.

Je nach Dotierung des Kanals unterscheidet man zwischen NMOS = n-Kanal MOSFET und PMOS = p-Kanal MOSFET. Bei CMOS Technologie werden NMOS und PMOS auf einem Substrat kombiniert. CMOS ist heute die dominante Technik für digitale Logik, hauptsächlich wegen des geringen Energieverbrauchs.

Zu den wichtigsten Anwendungen von MOSFETs gehören darüber hinaus Anwendungen in der Leistungselektronik, wie z.B. Leistungsverstärker für Audio-Anwendungen.

6.6.5 Grundschaltungen für FETs

Wie bei bipolaren Transistoren kann man FET Schaltungen auf der Basis der drei Grundtypen erstellen, welche hier als Source-, Drain- und Gate-schaltung bezeichnet werden. Die Gate-Schaltung wird allerdings kaum benutzt, da hier einer der wichtigsten Vorteile der FETs, der hohe Eingangswiderstand, verloren geht.

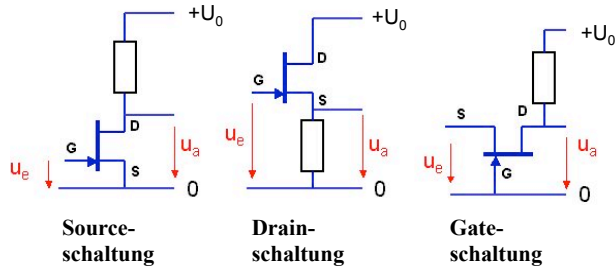


Abbildung 6.39: Grundschaltungen für FETs.

6.6.6 FET vs. npn

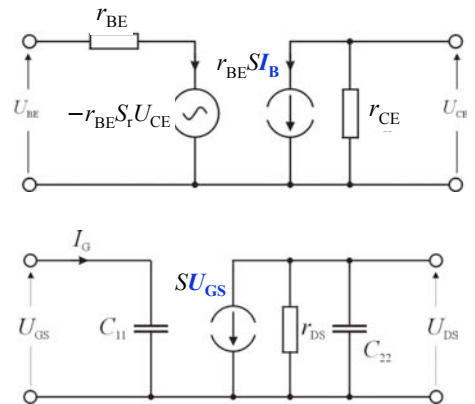


Abbildung 6.40: Ersatzschaltbilder für bipolaren (oben) und FET Transistor (unten).

Der Vorteil des FETs gegenüber dem npn Transistor ist die hohe Eingangsimpedanz: $r_e = 10^8 \dots 10^{10} \Omega$. Dies liegt an der Steuerung über eine Sperrschicht. Die Eingangsströme sind deshalb im Bereich von nA .. pA, ermöglichen also eine praktisch leistungslose Steuerung. Dies ist z.B. wichtig bei der Detektion von Signalen, welche aus hochohmigen Quellen stammen (z.B. lange Telefonleitungen). Ein Nachteil der FETs liegt darin, dass die Abschnürspannung stark streut.

FETs haben außerdem sehr kurze Schaltzeiten. Dies liegt daran, dass hier keine Minoritätsprozesse auftreten.

Ein weiterer Vorteil von FETs ist, dass hier Temperatureffekte keinen positiven Rückkopplungsprozess auslösen: bei bipolaren Transistoren kann eine Temperaturerhöhung (z.B. durch dissipierten Strom) zu einer Erhöhung der Leitfähigkeit, dadurch zu einem

höheren Strom und einer weiteren Temperaturerhöhung führen. Beim FET nimmt hingegen die Leitfähigkeit mit zunehmender Temperatur ab.

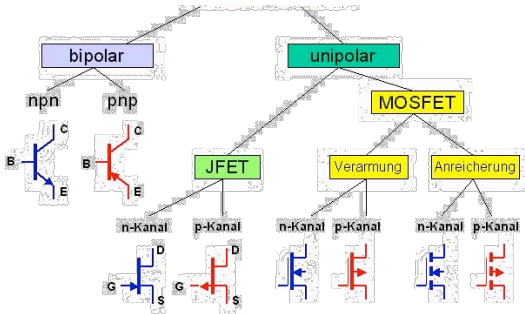


Abbildung 6.41: Klassifizierung unterschiedlicher Transistortypen.

Abb. 6.41 gibt nochmals einen Überblick über die unterschiedlichen Transistortypen.