

Kapitel 2: Bipolartransistor

Der Bipolartransistor ist ein Halbleiterbauelement mit drei Anschlüssen, die mit *Basis* (*base*, *B*), *Emitter* (*emitter*, *E*) und *Kollektor* (*collector*, *C*) bezeichnet werden. Man unterscheidet zwischen Einzeltransistoren, die für die Montage auf Leiterplatten gedacht und in einem eigenen Gehäuse untergebracht sind, und integrierten Transistoren, die zusammen mit weiteren Halbleiterbauelementen auf einem gemeinsamen Halbleiterträger (*Substrat*) hergestellt werden. Integrierte Transistoren haben einen vierten Anschluß, der aus dem gemeinsamen Träger resultiert und mit *Substrat* (*substrate*, *S*) bezeichnet wird; er ist für die elektrische Funktion von untergeordneter Bedeutung.

Dioden-Ersatzschaltbilder: Bipolartransistoren bestehen aus zwei antiseriell geschalteten pn-Dioden, die eine gemeinsame p- oder n-Zone besitzen. Abbildung 2.1 zeigt die Schaltzeichen und die *Dioden-Ersatzschaltbilder* eines npn-Transistors mit gemeinsamer p-Zone und eines pnp-Transistors mit gemeinsamer n-Zone. Die Dioden-Ersatzschaltbilder geben zwar die Funktion des Bipolartransistors nicht richtig wieder, ermöglichen aber einen Überblick über die Betriebsarten und zeigen, daß bei einem unbekannten Transistor der Typ (npn oder pnp) und der Basisanschluß mit einem Durchgangsprüfer ermittelt werden kann; Kollektor und Emitter sind wegen des symmetrischen Aufbaus nicht einfach zu unterscheiden.

Betriebsarten: Der Bipolartransistor wird zum Verstärken und Schalten von Signalen eingesetzt und dabei meist im *Normalbetrieb* (*forward region*) betrieben, bei dem die Emitter-Diode (BE-Diode) in Flußrichtung und die Kollektor-Diode (BC-Diode) in Sperrichtung betrieben wird. Bei einigen Schalt-

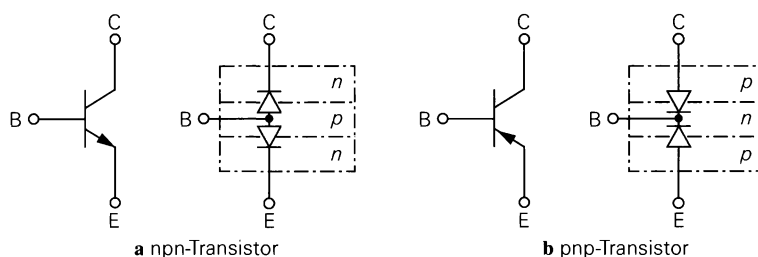


Abb. 2.1. Schaltzeichen und Dioden-Ersatzschaltbilder

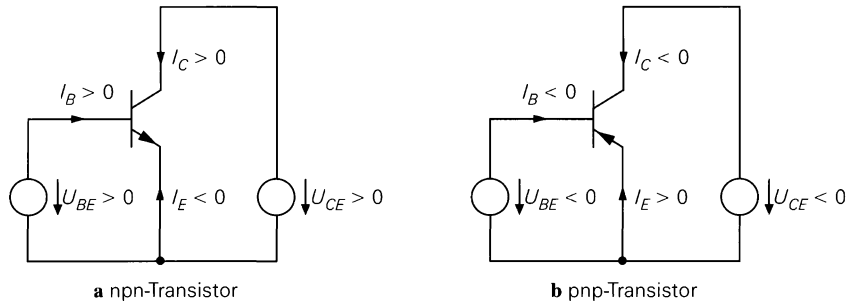


Abb. 2.2. Spannungen und Ströme im Normalbetrieb

anwendungen wird auch die BC-Diode zeitweise in Flußrichtung betrieben; man spricht dann von *Sättigung* oder *Sättigungsbetrieb* (*saturation region*). In den *Inversbetrieb* (*reverse region*) gelangt man durch Vertauschen von Emitter und Kollektor; diese Betriebsart bietet nur in Ausnahmefällen Vorteile. Im *Sperrbetrieb* (*cut-off region*) sind beide Dioden gesperrt. Abbildung 2.2 zeigt die Polarität der Spannungen und Ströme bei Normalbetrieb für einen npn- und einen pnp-Transistor.

2.1

Verhalten eines Bipolartransistors

Das Verhalten eines Bipolartransistors läßt sich am einfachsten anhand der Kennlinien aufzeigen. Sie beschreiben den Zusammenhang zwischen den Strömen und den Spannungen am Transistor für den Fall, daß alle Größen *statisch*, d.h. nicht oder nur sehr langsam zeitveränderlich sind. Für eine rechnerische Behandlung des Bipolartransistors werden zusätzlich Gleichungen benötigt, die das Verhalten ausreichend genau beschreiben. Wenn man sich auf den für die Praxis besonders wichtigen Normalbetrieb beschränkt und sekundäre Effekte vernachlässigt, ergeben sich besonders einfache Gleichungen. Bei einer Überprüfung der Funktionstüchtigkeit einer Schaltung durch Simulation auf einem Rechner muß dagegen auch der Einfluß sekundärer Effekte berücksichtigt werden. Dazu gibt es aufwendige Modelle, die auch das *dynamische Verhalten* bei Ansteuerung mit sinus- oder pulsförmigen Signalen richtig wiedergeben. Diese Modelle werden im Abschnitt 2.3 beschrieben und sind für ein grundsätzliches Verständnis nicht nötig. Im folgenden wird das Verhalten von npn-Transistoren beschrieben; bei pnp-Transistoren haben alle Spannungen und Ströme umgekehrte Vorzeichen.

2.1.1

Kennlinien

Ausgangskennlinienfeld: Legt man in der in Abb. 2.2a gezeigten Anordnung verschiedene Basis-Emitter-Spannungen U_{BE} an und mißt den Kollektorstrom I_C als

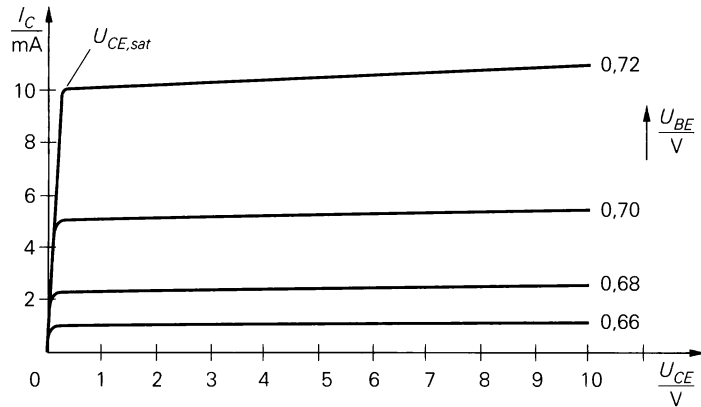


Abb. 2.3. Ausgangskennlinienfeld eines npn-Transistors

Funktion der Kollektor-Emitter-Spannung U_{CE} , erhält man das in Abb. 2.3 gezeigte Ausgangskennlinienfeld. Mit Ausnahme eines kleinen Bereiches nahe der I_C -Achse sind die Kennlinien nur wenig von U_{CE} abhängig und der Transistor arbeitet im Normalbetrieb, d.h. die BE-Diode leitet und die BC-Diode sperrt. Nahe der I_C -Achse ist U_{CE} so klein, daß auch die BC-Diode leitet und der Transistor in die Sättigung gerät. An der Grenze, zu der die Sättigungsspannung $U_{CE,sat}$ gehört, knicken die Kennlinien scharf ab und verlaufen näherungsweise durch den Ursprung des Kennlinienfeldes.

Übertragungskennlinienfeld: Im Normalbetrieb ist der Kollektorstrom I_C im wesentlichen nur von U_{BE} abhängig. Trägt man I_C für verschiedene, zum Normalbetrieb gehörende Werte von U_{CE} als Funktion von U_{BE} auf, erhält man

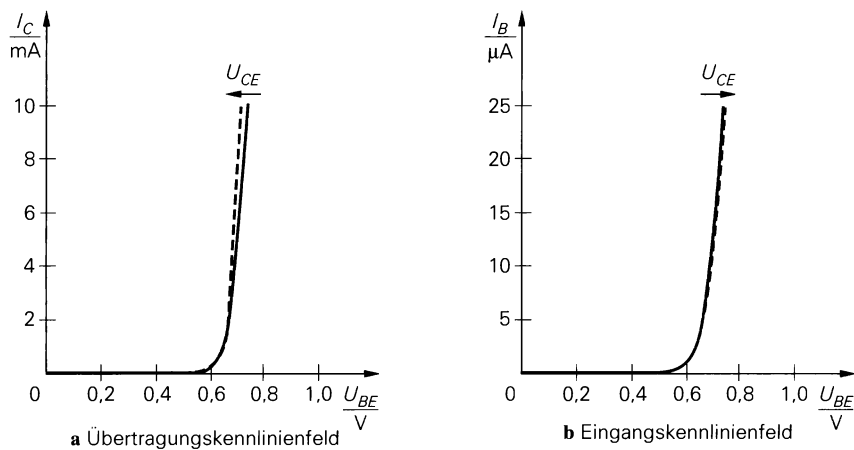


Abb. 2.4. Kennlinienfelder im Normalbetrieb

das in Abb. 2.4a gezeigte Übertragungskennlinienfeld. Aufgrund der geringen Abhängigkeit von U_{CE} liegen die Kennlinien sehr dicht beieinander.

Eingangskennlinienfeld: Zur vollständigen Beschreibung wird noch das in Abb. 2.4b gezeigte Eingangskennlinienfeld benötigt, bei dem der Basisstrom I_B für verschiedene, zum Normalbetrieb gehörende Werte von U_{CE} als Funktion von U_{BE} aufgetragen ist. Auch hier ist die Abhängigkeit von U_{CE} sehr gering.

Stromverstärkung: Vergleicht man die Übertragungskennlinien in Abb. 2.4a mit den Eingangskennlinien in Abb. 2.4b, so fällt sofort der ähnliche Verlauf auf. Daraus ergibt sich, daß im Normalbetrieb der Kollektorstrom I_C dem Basisstrom I_B näherungsweise proportional ist. Die Proportionalitätskonstante B wird *Stromverstärkung* genannt:

$$B = \frac{I_C}{I_B} \quad (2.1)$$

2.1.2

Beschreibung durch Gleichungen

Die für die rechnerische Behandlung erforderlichen Gleichungen basieren auf der Tatsache, daß das Verhalten des Transistors im wesentlichen auf das Verhalten der BE-Diode zurückgeführt werden kann. Der für eine Diode charakteristische exponentielle Zusammenhang zwischen Strom und Spannung zeigt sich im Übertragungs- und im Eingangskennlinienfeld des Transistors als exponentielle Abhängigkeit der Ströme I_B und I_C von der Spannung U_{BE} . Ausgehend von einem allgemeinen Ansatz $I_C = I_C(U_{BE}, U_{CE})$ und $I_B = I_B(U_{BE}, U_{CE})$ erhält man für den Normalbetrieb [2.1]:

$$I_C = I_S e^{\frac{U_{BE}}{U_T}} \left(1 + \frac{U_{CE}}{U_A} \right) \quad (2.2)$$

$$I_B = \frac{I_C}{B} \quad \text{mit } B = B(U_{BE}, U_{CE}) \quad (2.3)$$

Dabei ist $I_S \approx 10^{-16} \dots 10^{-12}$ A der *Sättigungssperrstrom* des Transistors und U_T die *Temperaturspannung*; bei Raumtemperatur gilt $U_T \approx 26$ mV.

Early-Effekt: Die Abhängigkeit von U_{CE} wird durch den *Early-Effekt* verursacht und durch den rechten Term in (2.2) empirisch beschrieben. Grundlage für diese Beschreibung ist die Beobachtung, daß sich die extrapolierten Kennlinien des Ausgangskennlinienfelds näherungsweise in einem Punkt schneiden [2.2]; Abb. 2.5 verdeutlicht diesen Zusammenhang. Die Konstante U_A heißt *Early-Spannung* und beträgt bei npn-Transistoren $U_{A,npn} \approx 30 \dots 150$ V, bei pnp-Transistoren $U_{A,pnp} \approx 30 \dots 75$ V. Im Abschnitt 2.3.1 wird der Early-Effekt genauer betrachtet, für den hier betrachteten Normalbetrieb ist die empirische Beschreibung ausreichend.

Basisstrom und Stromverstärkung: Der Basisstrom I_B wird auf I_C bezogen; dabei tritt die Stromverstärkung B als Proportionalitätskonstante auf. Diese Dar-

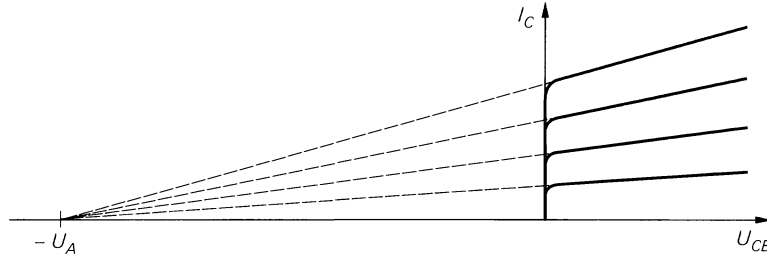


Abb. 2.5. Early-Effekt und Early-Spannung U_A im Ausgangskennlinienfeld

stellung wird gewählt, da für viele einfache Berechnungen die Abhängigkeit der Stromverstärkung von U_{BE} und U_{CE} vernachlässigt werden kann; B ist dann eine unabhängige Konstante. In den meisten Fällen wird jedoch die Abhängigkeit von U_{CE} berücksichtigt, da sie ebenfalls durch den Early-Effekt verursacht wird [2.2], d.h. es gilt:

$$B(U_{BE}, U_{CE}) = B_0(U_{BE}) \left(1 + \frac{U_{CE}}{U_A} \right) \quad (2.4)$$

$B_0(U_{BE})$ ist die extrapolierte Stromverstärkung für $U_{CE} = 0$ V. Die Extrapolation ist notwendig, da bei $U_{CE} = 0$ V kein Normalbetrieb mehr vorliegt.

Großsignalgleichungen: Durch Einsetzen von (2.4) in (2.3) erhält man die *Großsignalgleichungen* des Bipolartransistors:

$$I_C = I_S e^{\frac{U_{BE}}{U_T}} \left(1 + \frac{U_{CE}}{U_A} \right) \quad (2.5)$$

$$I_B = \frac{I_S}{B_0} e^{\frac{U_{BE}}{U_T}} \quad (2.6)$$

2.1.3

Verlauf der Stromverstärkung

Gummel-Plot: Die Stromverstärkung $B(U_{BE}, U_{CE})$ wird im folgenden noch näher untersucht. Da die Ströme I_B und I_C exponentiell von U_{BE} abhängen, bietet sich eine halblogarithmische Darstellung über U_{BE} mit U_{CE} als Parameter an. Diese in Abb. 2.6 gezeigte Auftragung wird *Gummel-Plot* genannt und hat die Eigenschaft, daß die exponentiellen Verläufe in (2.5) und (2.6) in Geraden übergehen, wenn man B_0 als konstant annimmt:

$$\ln \left(\frac{I_C}{I_S} \right) = \frac{U_{BE}}{U_T} + \ln \left(1 + \frac{U_{CE}}{U_A} \right)$$

$$\ln \left(\frac{I_B}{I_S} \right) = \frac{U_{BE}}{U_T} - \ln(B_0)$$

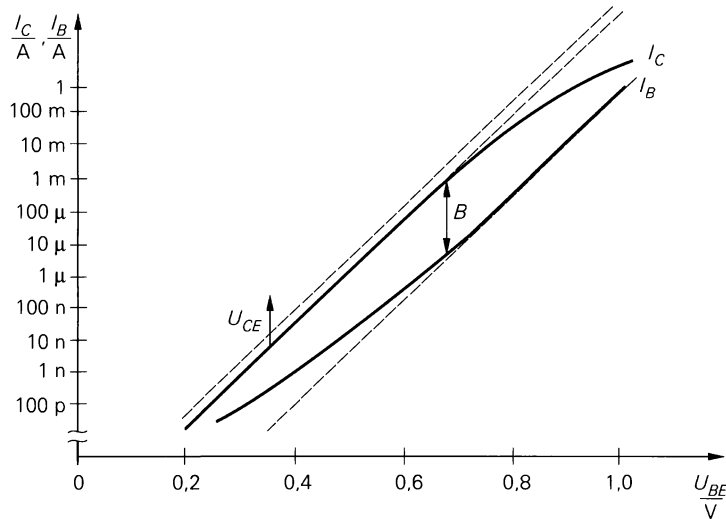


Abb. 2.6. Halblogarithmische Auftragung der Ströme I_B und I_C im Normalbetrieb (Gummel-Plot)

In Abb. 2.6 sind diese Geraden für zwei Werte von U_{CE} gestrichelt wiedergegeben. Die Stromverstärkung B tritt dabei als Verschiebung in y-Richtung auf:

$$\ln(B) = \ln\left(\frac{I_C}{I_B}\right) = \ln(B_0) + \ln\left(1 + \frac{U_{CE}}{U_A}\right)$$

Die realen Verläufe sind ebenfalls in Abb. 2.6 eingetragen. Sie stimmen in einem großen Bereich mit den Geraden überein, d.h. B_0 kann hier als konstant angenommen werden. In zwei Bereichen ergeben sich jedoch Abweichungen [2.2]:

- Bei sehr kleinen Kollektorströmen ist der Basisstrom *größer* als der durch (2.6) für konstantes B_0 gegebene Wert. Diese Abweichung wird durch zusätzliche Anteile im Basisstrom verursacht und führt zu einer Abnahme von B bzw. B_0 . Die Großsignalgleichungen (2.5) und (2.6) sind auch in diesem Bereich gültig.
- Bei sehr großen Kollektorströmen ist der Kollektorstrom *kleiner* als der durch (2.5) gegebene Wert. Diese Abweichung wird durch den *Hochstromeffekt* verursacht und führt ebenfalls zu einer Abnahme von B bzw. B_0 . In diesem Bereich sind die Großsignalgleichungen (2.5) und (2.6) nicht mehr gültig, da eine Abnahme von B_0 nach diesen Gleichungen zu einer Zunahme von I_B und nicht, wie erforderlichlich, zu einer Abnahme von I_C führt. Dieser Bereich wird jedoch nur bei Leistungstransistoren genutzt.

Darstellung des Verlaufs: In der Praxis wird die Stromverstärkung B als Funktion von I_C und U_{CE} angegeben, d.h. man ersetzt $B(U_{BE}, U_{CE})$ durch $B(I_C, U_{CE})$, indem man den für festes U_{CE} gegebenen Zusammenhang zwischen I_C und U_{BE} nutzt, um die Variablen auszutauschen. In gleicher Weise wird $B_0(U_{BE})$ durch $B_0(I_C)$ ersetzt. Diese veränderte Darstellung erleichtert die Dimensionierung von

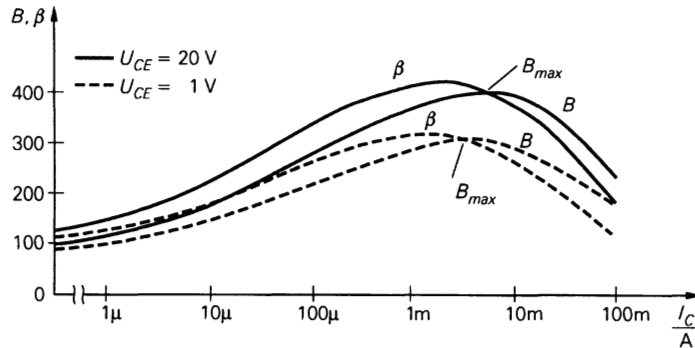


Abb. 2.7. Verlauf der Großsignalstromverstärkung B und der Kleinsignalstromverstärkung β im Normalbetrieb

Schaltungen, da bei der Arbeitspunkteinstellung zunächst I_C und U_{CE} festgelegt werden und anschließend mit Hilfe von $B(I_C, U_{CE})$ der zugehörige Basisstrom ermittelt wird; bei der Arbeitspunkteinstellung für die Grundsaltungen im Abschnitt 2.4 wird auf diese Weise vorgegangen.

In Abb. 2.7 ist der Verlauf der Stromverstärkung B und der differentiellen Stromverstärkung

$$\beta = \left. \frac{dI_C}{dI_B} \right|_{U_{CE}=\text{const.}} \quad (2.7)$$

über I_C für zwei verschiedene Werte von U_{CE} aufgetragen. Man bezeichnet B als *Großsignalstromverstärkung* und β als *Kleinsignalstromverstärkung*.

Die Verläufe sind typisch für Kleinleistungstransistoren, bei denen das Maximum der Stromverstärkung für $I_C \approx 1 \dots 10 \text{ mA}$ erreicht wird. Bei Leistungstransistoren verschiebt sich dieses Maximum in den Ampere-Bereich. In der Praxis wird der Transistor im Bereich des Maximums oder links davon, d.h. bei kleineren Kollektorströmen, betrieben. Den Bereich rechts des Maximums vermeidet man nach Möglichkeit, da durch den Hochstromeffekt nicht nur B , sondern zusätzlich die Schaltgeschwindigkeit und die Grenzfrequenzen des Transistors reduziert werden; in den Abschnitten 2.3.2 und 2.3.3 wird dies näher beschrieben.

Die Kleinsignalstromverstärkung β wird zur Beschreibung des Kleinsignalverhaltens im nächsten Abschnitt benötigt. Ausgehend von (2.7) erhält man über

$$\frac{1}{\beta} = \left. \frac{dI_B}{dI_C} \right|_{U_{CE}=\text{const.}} = \frac{\partial \left(\frac{I_C}{B(I_C, U_{CE})} \right)}{\partial I_C}$$

einen Zusammenhang zwischen β und B [2.3]:

$$\beta = \frac{B}{1 - \frac{I_C}{B} \frac{\partial B}{\partial I_C}}$$

Im Bereich links des Maximums von B ist $(\partial B / \partial I_C)$ positiv und damit $\beta > B$. Im Maximum ist $(\partial B / \partial I_C) = 0$, so daß dort $\beta = B$ gilt. Rechts des Maximums ist $(\partial B / \partial I_C)$ negativ und damit $\beta < B$.

Bestimmung der Werte: Wird der Transistor mit einem Kollektorstrom im Bereich des Maximums der Stromverstärkung B betrieben, so kann man die Näherung

$$\beta(I_C, U_{CE}) \approx B(I_C, U_{CE}) \approx B_{\max}(U_{CE}) \quad (2.8)$$

verwenden; dabei bezeichnet $B_{\max}(U_{CE})$, wie in Abb. 2.7 gezeigt, den von U_{CE} abhängigen Maximalwert von B .

Ist der Verlauf von B im Datenblatt eines Transistors durch ein Diagramm entsprechend Abb. 2.7 gegeben, kann man $B(I_C, U_{CE})$ aus dem Diagramm entnehmen und, wenn Kurven für β fehlen, die Näherung (2.8) verwenden. Ist für B nur ein Wert im Datenblatt angegeben, kann man diesen als Ersatzwert für B und β verwenden. Typische Werte sind $B \approx 100 \dots 500$ für Kleinleistungstransistoren und $B \approx 10 \dots 100$ für Leistungstransistoren. Bei Darlington-Transistoren sind intern zwei Transistoren zusammengeschaltet, so daß je nach Leistungsklasse $B \approx 500 \dots 10000$ erreicht wird. Die Darlington-Schaltung wird im Abschnitt 2.4.4 näher beschrieben.

2.1.4

Arbeitspunkt und Kleinsignalverhalten

Ein Anwendungsgebiet des Bipolartransistors ist die lineare Verstärkung von Signalen im *Kleinsignalbetrieb*. Dabei wird der Transistor in einem Arbeitspunkt A betrieben und mit *kleinen* Signalen um den Arbeitspunkt angesteuert. Die nicht-linearen Kennlinien können in diesem Fall durch ihre Tangenten im Arbeitspunkt ersetzt werden und man erhält näherungsweise lineares Verhalten.

Bestimmung des Arbeitspunkts

Der Arbeitspunkt A wird durch die Spannungen $U_{CE,A}$ und $U_{BE,A}$ und die Ströme $I_{C,A}$ und $I_{B,A}$ charakterisiert und durch die äußere Beschaltung des Transistors festgelegt. Diese Festlegung wird *Arbeitspunkteinstellung* genannt. Beispielhaft wird der Arbeitspunkt der einfachen Verstärkerschaltung in Abb. 2.8a ermittelt. Er wird mit den als bekannt vorausgesetzten Widerständen R_1 und R_2 eingestellt.

Numerische Lösung: Aus den Großsignalgleichungen des Transistors und den Knotengleichungen für Basis- und Kollektoranschluß erhält man mit $I_e = I_a = 0$

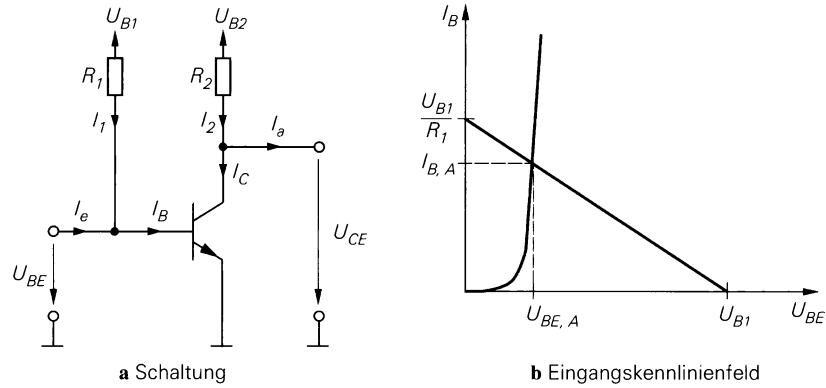


Abb. 2.8. Beispiel zur Bestimmung des Arbeitspunkts

das Gleichungssystem

$$\left. \begin{aligned} I_C &= I_C(U_{BE}, U_{CE}) \\ I_B &= I_B(U_{BE}, U_{CE}) \end{aligned} \right\} \text{Kennlinien des Transistors}$$

$$\left. \begin{aligned} I_B &= I_1 = \frac{U_{B1} - U_{BE}}{R_1} \\ I_C &= I_2 = \frac{U_{B2} - U_{CE}}{R_2} \end{aligned} \right\} \text{Lastgeraden}$$

mit vier Gleichungen und vier Unbekannten. Die Arbeitspunktgrößen $U_{BE,A}$, $U_{CE,A}$, $I_{B,A}$ und $I_{C,A}$ findet man durch Lösen der Gleichungen.

Graphische Lösung: Neben der numerischen Lösung ist auch eine graphische Lösung möglich. Dazu zeichnet man die Lastgeraden in das entsprechende Kennlinienfeld ein und ermittelt die Schnittpunkte. Da das Eingangskennlinienfeld wegen der vernachlässigbar geringen Abhängigkeit von U_{CE} praktisch nur aus einer Kennlinie besteht, erhält man nach Abb. 2.8b nur einen Schnittpunkt

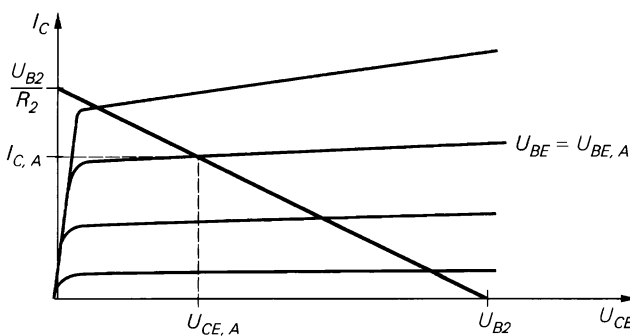


Abb. 2.9. Beispiel zur Bestimmung des Arbeitspunkts im Ausgangskennlinienfeld

und kann $U_{BE,A}$ und $I_{B,A}$ sofort ablesen. Im Ausgangskennlinienfeld kann man nun $U_{CE,A}$ und $I_{C,A}$ aus dem Schnittpunkt der Geraden mit der zu $U_{BE,A}$ gehörigen Ausgangskennlinie bestimmen, siehe Abb. 2.9.

Arbeitspunkteinstellung: Sowohl die numerische als auch die graphische Bestimmung des Arbeitspunkts sind *analytische* Verfahren, d.h. man kann damit bei bekannter Beschaltung den Arbeitspunkt ermitteln. Zum Entwurf von Schaltungen werden dagegen *Syntheseverfahren* benötigt, mit denen man die zu einem gewünschten Arbeitspunkt gehörige Beschaltung finden kann. Diese Verfahren werden bei der Beschreibung der Grundschaltungen im Abschnitt 2.4 behandelt.

Kleinsignalgleichungen und Kleinsignalparameter

Kleinsignalgrößen: Bei Aussteuerung um den Arbeitspunkt werden die Abweichungen der Spannungen und Ströme von den Arbeitspunktswerten als *Kleinsignalspannungen* und *-ströme* bezeichnet. Man definiert:

$$\begin{aligned} u_{BE} &= U_{BE} - U_{BE,A} \quad , \quad i_B = I_B - I_{B,A} \\ u_{CE} &= U_{CE} - U_{CE,A} \quad , \quad i_C = I_C - I_{C,A} \end{aligned}$$

Linearisierung: Die Kennlinien werden durch ihre Tangenten im Arbeitspunkt ersetzt, d.h. sie werden *linearisiert*. Dazu führt man eine Taylorreihenentwicklung im Arbeitspunkt durch und bricht nach dem linearen Glied ab:

$$\begin{aligned} i_B &= I_B(U_{BE,A} + u_{BE}, U_{CE,A} + u_{CE}) - I_{B,A} \\ &= \left. \frac{\partial I_B}{\partial U_{BE}} \right|_A u_{BE} + \left. \frac{\partial I_B}{\partial U_{CE}} \right|_A u_{CE} + \dots \\ i_C &= I_C(U_{BE,A} + u_{BE}, U_{CE,A} + u_{CE}) - I_{C,A} \\ &= \left. \frac{\partial I_C}{\partial U_{BE}} \right|_A u_{BE} + \left. \frac{\partial I_C}{\partial U_{CE}} \right|_A u_{CE} + \dots \end{aligned}$$

Abb. 2.10 verdeutlicht die Linearisierung am Beispiel der Übertragungskennlinie; dazu ist der Bereich um den Arbeitspunkt stark vergrößert dargestellt. Die Stromänderung i_C wird über die Kennlinie aus der Spannungsänderung u_{BE} ermittelt, die Stromänderung $i_{C,lin}$ über die Tangente. Bei kleiner Aussteuerung kann man $i_C = i_{C,lin}$ setzen.

Kleinsignalgleichungen: Die partiellen Ableitungen im Arbeitspunkt werden *Kleinsignalparameter* genannt. Nach Einführung spezieller Bezeichner erhält man die *Kleinsignalgleichungen* des Bipolartransistors:

$$i_B = \frac{1}{r_{BE}} u_{BE} + S_r u_{CE} \quad (2.9)$$

$$i_C = S u_{BE} + \frac{1}{r_{CE}} u_{CE} \quad (2.10)$$

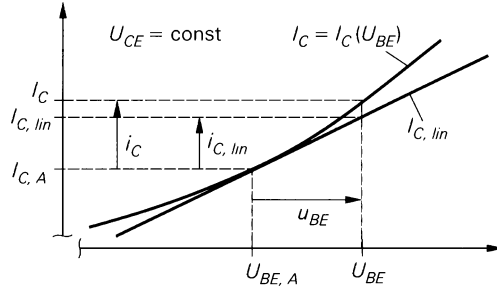


Abb. 2.10. Linearisierung am Beispiel der Übertragungskennlinie

Kleinsignalparameter: Die *Steilheit* S beschreibt die Änderung des Kollektorstroms I_C mit der Basis-Emitter-Spannung U_{BE} im Arbeitspunkt. Sie kann im Übertragungskennlinienfeld nach Abb. 2.4a aus der Steigung der Tangente im Arbeitspunkt ermittelt werden, gibt also an, wie *steil* die Übertragungskennlinie im Arbeitspunkt ist. Durch Differentiation der Großsignalgleichung (2.5) erhält man:

$$S = \left. \frac{\partial I_C}{\partial U_{BE}} \right|_A = \frac{I_{C,A}}{U_T} \quad (2.11)$$

Der *Kleinsignaleingangswiderstand* r_{BE} beschreibt die Änderung der Basis-Emitter-Spannung U_{BE} mit dem Basisstrom I_B im Arbeitspunkt. Er kann aus dem Kehrwert der Steigung der Tangente im Eingangskennlinienfeld nach Abb. 2.4b ermittelt werden. Die Differentiation der Großsignalgleichung (2.6) lässt sich umgehen, indem man den Zusammenhang

$$r_{BE} = \left. \frac{\partial U_{BE}}{\partial I_B} \right|_A = \left. \frac{\partial U_{BE}}{\partial I_C} \right|_A \left. \frac{\partial I_C}{\partial I_B} \right|_A$$

nutzt. Damit lässt sich r_{BE} aus der Steilheit S nach (2.11) und der Kleinsignalstromverstärkung β nach (2.7) berechnen:

$$r_{BE} = \left. \frac{\partial U_{BE}}{\partial I_C} \right|_A = \frac{\beta}{S} \quad (2.12)$$

Der *Kleinsignalausgangswiderstand* r_{CE} beschreibt die Änderung der Kollektor-Emitter-Spannung U_{CE} mit dem Kollektorstrom I_C im Arbeitspunkt. Er kann aus dem Kehrwert der Steigung der Tangente im Ausgangskennlinienfeld nach Abb. 2.3 ermittelt werden. Durch Differentiation der Großsignalgleichung (2.5) erhält man:

$$r_{CE} = \left. \frac{\partial U_{CE}}{\partial I_C} \right|_A = \frac{U_A + U_{CE,A}}{I_{C,A}} \stackrel{U_{CE,A} \ll U_A}{\approx} \frac{U_A}{I_{C,A}} \quad (2.13)$$

In der Praxis arbeitet man mit der in (2.13) angegebenen Näherung.

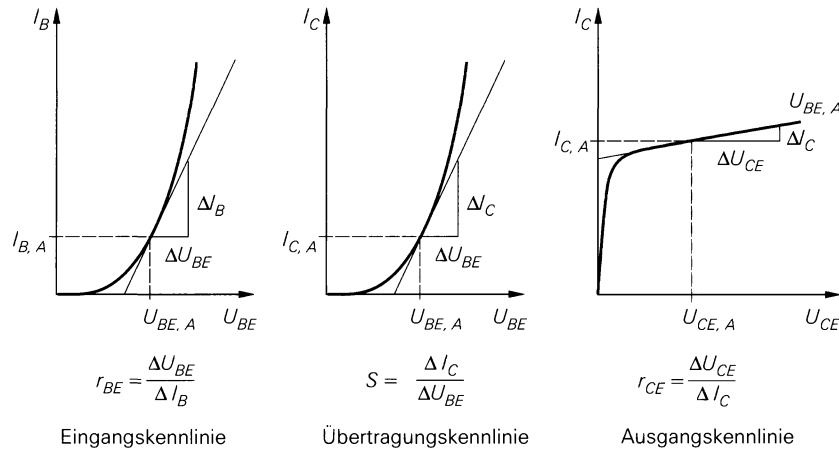


Abb. 2.11. Ermittlung der Kleinsignalparameter aus den Kennlinienfeldern

Die *Rückwärtssteilheit* S_r beschreibt die Änderung des Basisstroms I_B mit der Kollektor-Emitter-Spannung U_{CE} im Arbeitspunkt. Sie ist vernachlässigbar gering. In der Großsignalgleichung (2.6) ist diese Abhängigkeit bereits vernachlässigt, d.h. I_B hängt nicht von U_{CE} ab:

$$S_r = \left. \frac{\partial I_B}{\partial U_{CE}} \right|_A \approx 0 \quad (2.14)$$

Man kann die Kleinsignalparameter auch aus den Kennlinienfeldern ermitteln; dazu zeichnet man die Tangenten im Arbeitspunkt ein und bestimmt ihre Steigungen, siehe Abb. 2.11. In der Praxis wird dieses Verfahren wegen der begrenzten Ablesegenauigkeit nur selten verwendet; zudem sind die Kennlinienfelder im Datenblatt eines Transistors meist gar nicht enthalten.

Kleinsignalersatzschaltbild

Aus den Kleinsignalgleichungen (2.9) und (2.10) erhält man mit $S_r = 0$ das in Abb. 2.12 gezeigte *Kleinsignalersatzschaltbild* des Bipolartransistors. Kennt man die Arbeitspunktgrößen $I_{C,A}$, $U_{CE,A}$ und β des Transistors, kann man mit (2.11), (2.12) und (2.13) die Parameter bestimmen.

Dieses Ersatzschaltbild eignet sich zur Berechnung des Kleinsignalverhaltens von Transistorschaltungen bei niedrigen Frequenzen (0...10 kHz); es wird des-

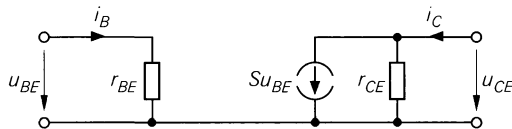


Abb. 2.12. Kleinsignalersatzschaltbild eines Bipolartransistors