

### 6.3. Bipolartransistoren

#### 6.3.1. Aufbau und Wirkungsweise

Als im Dezember 1947 BARDEEN, BRATTAIN und SHOCKLEY der Bau des ersten Transistors gelang, ahnte niemand, dass dies nicht nur eine der populärsten Erfindungen des 20. Jahrhunderts werden sollte, sondern auch neue Horizonte in Technik, Wirtschaft und Wissenschaft eröffnen würde. Der *Bipolartransistor* (Transistor als Abkürzung von *transfer resistor*) besteht ähnlich wie die Halbleiterdiode sowohl aus p- als auch aus n- dotiertem Werkstoff (im Unterschied zum *unipolaren* Transistor s.u.). Charakteristisch ist die Schichtfolge n-p-n für den npn-Transistor und analog p-n-p für den pnp-Transistor. Somit bilden sich stets zwei Sperrschichten heraus. Obwohl jede für sich genommen wie eine Diode zu betrachten ist, besteht ein großer Unterschied zu zwei durch Lötten verbundene diskrete Dioden darin, dass die beiden Sperrschichten eines Transistors in unmittelbarer räumlicher Nachbarschaft (wenige  $\mu\text{m}$  Abstand) angeordnet sind. Die pnp-Transistoren basieren meist auf Germanium während Siliziumtransistoren meist vom npn-Typ sind. Der Wirkungsmechanismus ist bei beiden Typen analog, die Strukturen elektronischer Schaltungen können durch Vertauschen der Polarität der Anschlüsse ineinander überführt werden.

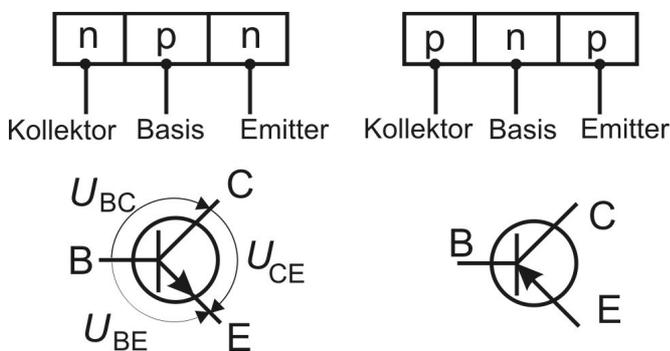


Abb. 6.22 Struktur und Schaltsymbol von npn- und pnp-Transistoren

Beim linken Schaltsymbol sind die Potentialdifferenzen zwischen den Transistoranschlüssen gekennzeichnet. Die Schichtfolge erweckt den Eindruck, dass Kollektor und Emitter identisch sind und vertauscht werden könnten. Unterschiede resultieren jedoch schon aus technologischen Gründen. Bei Leistungstransistoren ist meist der Halbleiterkristall am Kollektor mit dem Gehäuse verbunden.

In der Hauptbetriebsart „aktiv normal“ des Transistors sind die Spannungen zwischen den einzelnen Anschlüssen so gewählt, dass eine der Sperrschichten in Fluss-, die andere in Sperrrichtung betrieben wird. Hierbei setzt sich der Basisstrom aus vier Anteilen zusammen:

1. Rekombinations-Generationsstrom in der Sperrschicht zwischen Basis und Emitter,
2. Injektionsstrom in das Bahngebiet des Emitters,
3. Rekombinationsstrom in der Basis,
4. Sperrstrom des Kollektor-Basis-Überganges.

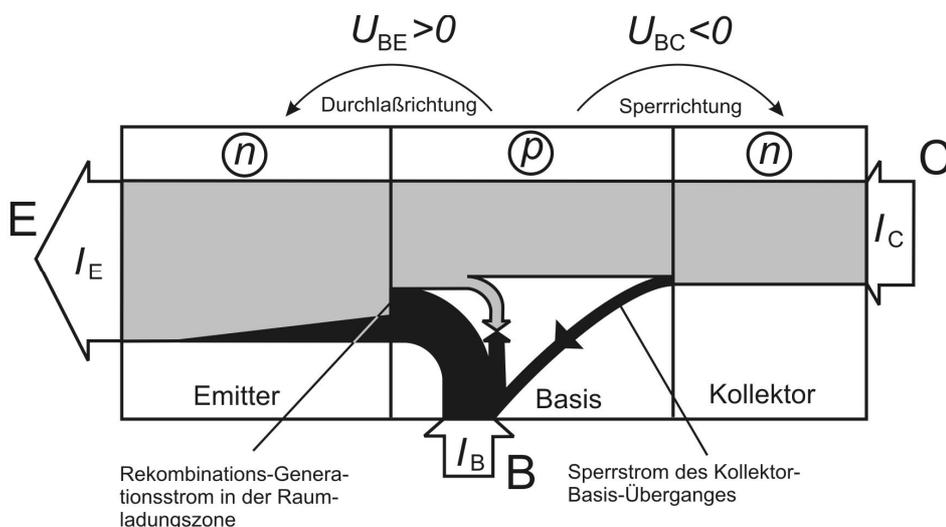


Abb. 6.23 Spannungen und Ströme am Transistor in der Betriebsart „aktiv normal“

Das Funktionsprinzip des Transistors beruht auf dem Umstand, dass die *pn*-Sperrschicht für Majoritätsladungsträger sperrt, für Minoritätsladungsträger jedoch leitet. Im Betriebsfall aktiv normal s. Abb.6.23, 24 läuft folgender Mechanismus ab:

- Elektronen gelangen durch die in Durchlassrichtung betriebene *pn*-Schicht vom Emitter in die Basis, sind dort *Minoritätsladungsträger*.
- Die Basis ist sehr schmal ( $<10\mu\text{m}$ ), folglich rekombinieren dort nur wenige Elektronen, viele gelangen in den Bereich der Basis-Kollektor-Sperrschicht.
- Die Sperrrichtung gilt für die *Majoritätsladungsträger*, Elektronen sind aber hier *Minoritätsladungsträger*, werden also sofort durch die Sperrspannung zum Kollektor „gesaugt“.
- Der kleine Basisstrom erhält den Basis-Emitter-Übergang in Durchlassrichtung, damit wird der vergleichsweise große Kollektorstrom gesteuert.

Bei  $U_{BE} < U_{F0}$  sperrt der Transistor. Die Transistorwirkung setzt bei Silizium-Transistoren somit erst bei Werten  $U_{BE} > 0,5\text{V}$  ein. Die Strombilanz am Transistor ergibt  $I_E = I_C + I_B$ . Zur Steuerung des Transistors können sowohl der Basisstrom als auch der Kollektorstrom verwendet werden. Bei Steuerung mit dem Emitterstrom ergibt sich ein Stromverstärkungsfaktor

$$A_N = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_E} . \quad (6.11)$$

Da  $I_C$  stets kleiner ist als  $I_E$ , ist  $A_N < 1$  (z.B.  $A_N = 0,99$ ). Bei Steuerung des Transistors mit dem Basisstrom kann jedoch eine wirkliche Stromverstärkung erreicht werden

$$B_N = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B} = \frac{A_N}{1 - A_N} \gg 1 . \quad (6.12)$$

Charakteristisch für den *Bipolartransistor* ist, dass am Steuermechanismus beide Ladungsträgerarten beteiligt sind, was den Namen erklärt (im Unterschied zu den *Unipolaren* Transistoren mit nur jeweils einer am Ladungstransport beteiligten Ladungsträgerart, s. Kap. 6.4). In Abb. 6.25 sind einige Bauformen von Transistoren zusammengestellt.

### 6.3.2. Grundschaltungen von Transistoren

Je nach Wahl der Bezugs Elektrode unterscheidet man Basis-, Emitter- und Kollektorschaltung.

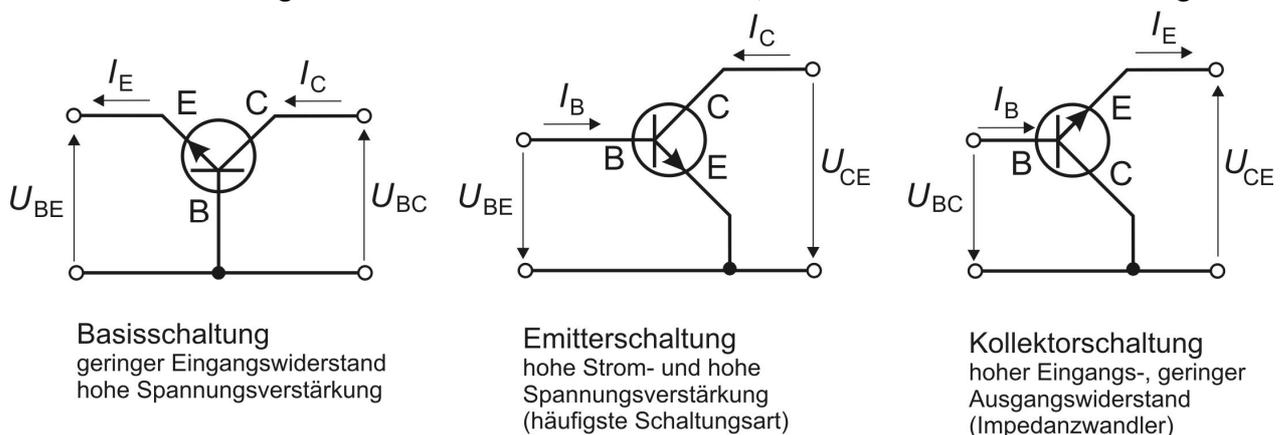
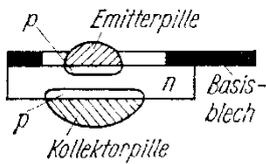
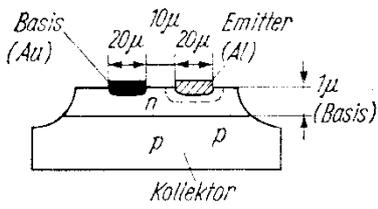
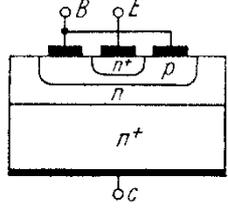
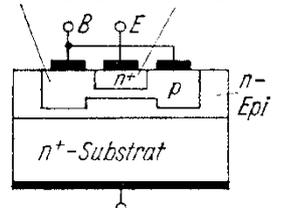
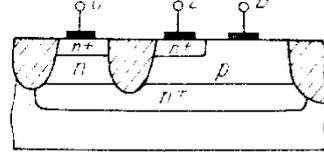
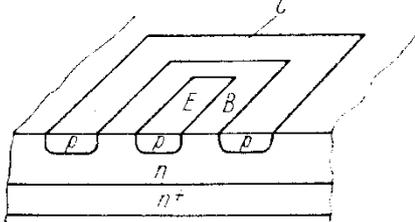


Abb. 6.24 Grundschaltungen von Transistoren

Je nach der Polarität der angelegten Spannungen  $U_{BC}$  und  $U_{BE}$  unterscheidet man die folgenden Betriebsfälle:

Betriebsfall	$U_{BC}$	$U_{BE}$	Bemerkungen
Aktiv, normal	$< 0$	$> 0$	Kollektor gesperrt, Emitter in Durchlassrichtung
Aktiv, invers	$> 0$	$< 0$	Emitter gesperrt, Kollektor in Durchlassrichtung
Sättigung	$> 0$	$> 0$	Emitter und Kollektor in Durchlassrichtung
Sperrbereich	$< 0$	$< 0$	Emitter und Kollektor gesperrt

Abb. 6.25. Bauformen von Bipolartransistoren (nach Möschwitzer/Lunze)

Bezeichnung	Bauform	Eigenschaften
a) Legierungs- transistor	<p><i>Plättchenbauform</i></p> 	<p>Von beiden Seiten eines Halbleiterplättchens werden Dotierungspillen einlegiert. Die Basisweite kann nicht wesentlich kleiner als 10 <math>\mu\text{m}</math> gemacht werden. Außerdem entstehen hohe Sperrschichtkapazitäten infolge des im wesentlichen abrupten Störstellenprofils (meist pnp). Hoher Emitterwirkungsgrad; mäßige Hochfrequenzeigenschaften (bis 10 MHz)</p>
b) Diffundiert- legierter Mesatransistor	<p><i>Mesabauform</i></p> 	<p>In ein homogen (z.B. p-) dotiertes Halbleiterplättchen werden Donatoren eindiffundiert, es entsteht ein pn-Übergang, der Kollektor-Basis-Übergang. Danach erfolgte das Einlegieren des Emitters (Al) und die Kontaktierung der Basis (Au) sowie die Ätzung der Mesastruktur. Ausgezeichnete Hochfrequenzeigenschaften</p>
c) Diffundierter Epitaxie- Planartransistor		<p>Durch ein niederohmiges <math>n^+</math>-Substrat, auf dem durch Epitaxie eine dünne n-leitende Schicht erzeugt wird, kann der Kollektorbahnwiderstand reduziert werden, ohne die Spannungsbelastbarkeit zu erniedrigen. Die Einbringung von Basis und Emitter erfolgt durch zweimalige Diffusion</p>
d) Ionenimplantierter Planartransistor	<p><i>B-implantierte Basis</i>     <i>As-implantierter Emitter</i></p> 	<p>Besonders für Mikrowellentransistoren ist die Anwendung der Dotierung durch Ioneneinpfanzung vorteilhaft. Durch äußerst präzise reproduzierbare Störstellenprofile mit extrem kleinen Lateral- (einige <math>\mu\text{m}</math>) und Vertikaldimensionen (0,1 bis 0,5 <math>\mu\text{m}</math>) können Grenzfrequenzen von 10 GHz erreicht werden</p>
e) Isoplanar- transistor		<p>Mit Hilfe des LOCOS-Verfahrens werden isolierte Inseln geschaffen (dickes, im Halbleiter versenktes <math>\text{SiO}_2</math>). Dadurch ist der nach oben herausgezogene Kollektoranschluß von der Basis getrennt. Die übrigen Prozeßschritte sind im wesentlichen die gleichen wie beim Epitaxie-Planartransistor. Sehr gute elektrische Eigenschaften, hohe Fertigungsausbeute, hohe Packungsdichte</p>
f) Lateral- transistor		<p>Auf <math>n^+</math>-Schicht wird eine dünne Epitaxieschicht (z.B. n-Schicht) aufgebracht. In dieser Epitaxieschicht werden dann durch Diffusion oder Legierungsdotierung mit dem Elektronenstrahl bzw. durch Ionenimplantation gleichzeitig Emitter und Kollektor realisiert. Die Herstellung erfordert wenig Prozeßschritte, die elektrischen Eigenschaften sind aber im Vergleich mit planaren Strukturen schlechter</p>

### 6.3.3. Strom-Spannungs-Kennlinien

Da ein Transistor mit Basis, Emittter und Kollektor über drei Anschlüsse beschaltet wird, sind je 2 Ströme und Spannungen linear unabhängig voneinander (die Summe über die drei Ströme sowie Spannungen sind jeweils gleich Null). Abhängigkeiten zweier Größen voneinander mit einer dritten als Parameter werden in Kennlinienfeldern veranschaulicht. Die Kennlinienfelder sind für die drei Grundschaltungen unterschiedlich und natürlich abhängig vom betrachteten Transistortyp. Im folgenden soll die Emitterschaltung eingehender behandelt werden, sie ist wegen der hohen Spannungs- und Stromverstärkung sowie der logischen Funktion als Inverter besonders interessant für praktische Anwendungen.

#### Kennlinien in Emitterschaltung

Der Eingangsstrom ist laut Abb.6.24 der Basisstrom  $I_B$ , der Ausgangsstrom der Kollektorstrom  $I_C$ . Die Ausgangsspannung ist die Kollektor-Emittter-Spannung  $U_{CE}$ , die Eingangsspannung ist die Basis-Emittter-Spannung  $U_{BE}$ . Die *Ausgangskennlinien* für die Emitterschaltung geben den Zusammenhang zwischen Kollektorstrom  $I_C$  und der Kollektor-Emittter-Spannung  $U_{CE}$ , mit dem Basisstrom  $I_B$  bzw. der Basis-Emittterspannung  $U_{BE}$  als Parameter an.

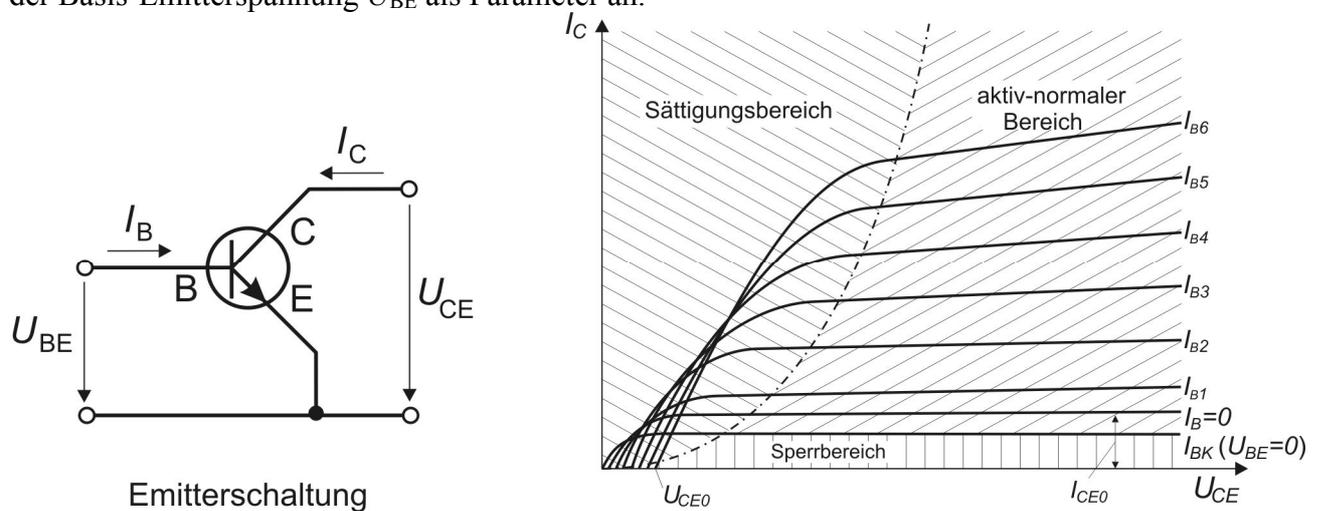


Abb. 6.26 Ausgangskennlinien des Bipolartransistors in Emitterschaltung

Bei großen Ausgangsspannungen  $U_{CE}$  ist  $I_C$  unabhängig von  $U_{CE}$  und direkt proportional zum Basisstrom. Der Stromverstärkungsfaktor ergibt sich aus Glg.6.12. Interessant ist die Grenzkurve zwischen dem aktiv-normalen Betriebsfall ( $U_{BC} < 0$ ) und Sättigung des Transistors ( $U_{BC} > 0$ ). Die entsprechende sog. *Durchlasskennlinie*  $I_C = f(U_{CE})$  mit  $U_{BC} = 0$  (entsprechend gilt für diesen Fall gilt  $U_{BE} = U_{CE}$ ) ist in Abb.6.26 strichpunktiert dargestellt.

Auf Abb. 6.27 sind zusätzlich zu den Ausgangskennlinien (1. Quadrant) die Stromübertragungskennlinien (2. Quadrant) und die Eingangskennlinien (3. Quadrant) dargestellt. Die Spannungs-Rückwirkungs-Kennlinien im 4. Quadranten vervollständigen das Kennlinienfeld. Bemerkenswert die Verlustleistungshyperbel im 1. Quadranten. Die am Transistor in Wärme umgesetzte Verlustleistung, die im Wesentlichen aus dem Produkt von Kollektorstrom  $I_C$  und Kollektor-Emittter-Spannung  $U_{CE}$  gebildet wird, darf einen für jeden Transistortyp festgelegten Maximalwert nicht übersteigen. Wird dieser Maximalwert ausgeschöpft, ist für eine vorschriftsmäßige Kühlung des Transistors zu sorgen. Bei Leistungen unter 200mW (z.B. sog. Miniplast-Transistoren) sind keine Maßnahmen erforderlich, bei höheren Leistungen bis unter 1W werden oft Kühlsterne aufgesetzt, darüber hinaus sind Kühlbleche und großflächige profilierte Kühlkörper vorgeschrieben. Welche Werte von Strömen und Spannungen aktuell anliegen (sog. *Arbeitspunkt*), hängt von der Beschaltung sowie anliegenden Eingangssignalen. Das Funktionieren des Transistors setzt eine zweckmäßige Festlegung des Arbeitspunktes voraus.

vollständiges Kennlinienfeld des Bipolartransistors in Emitterschaltung

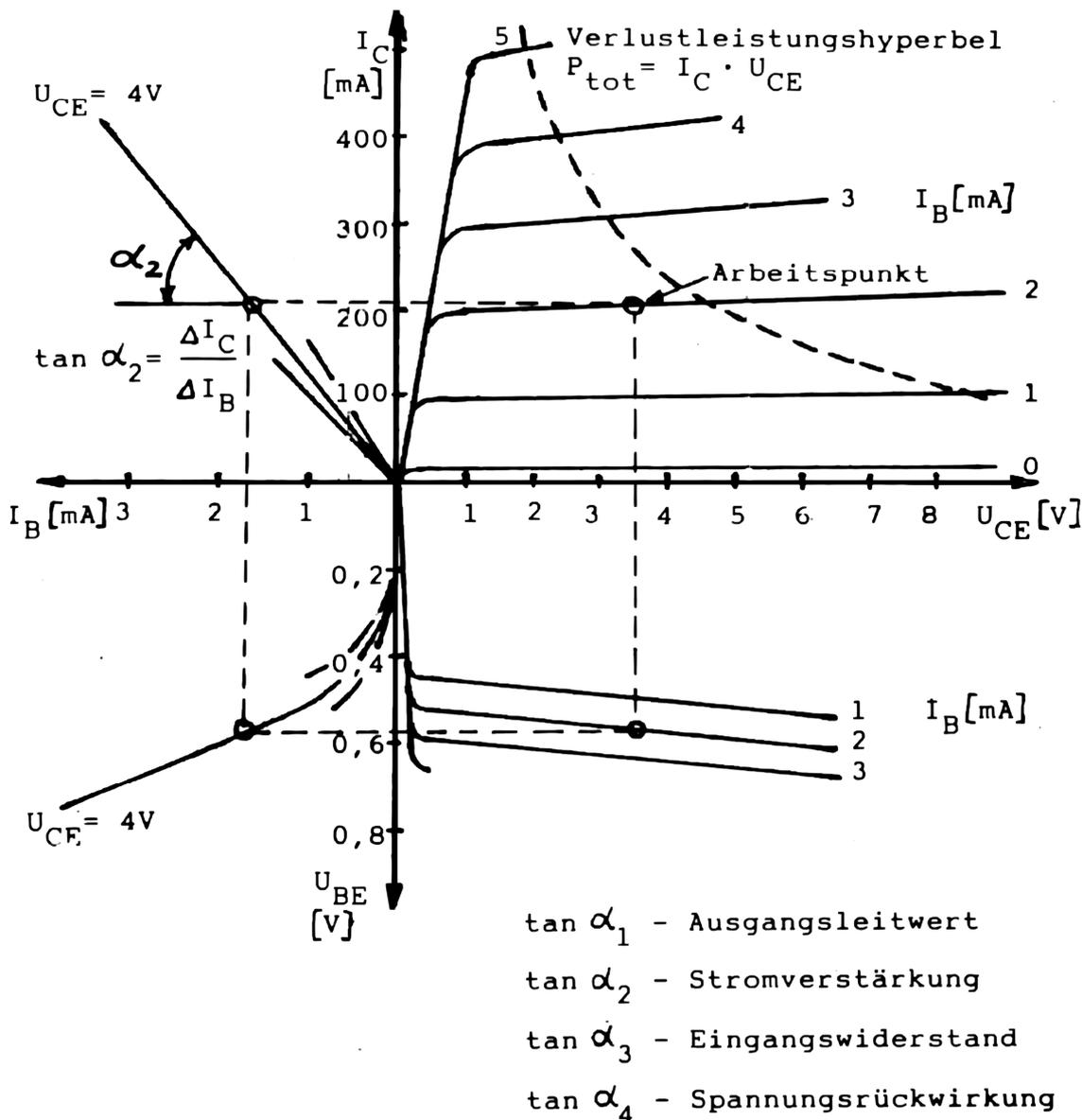


Abb. 6.27. Vier-Quadranten-Kennlinienfeld des Bipolartransistors in Emitterschaltung

6.3.4. Dimensionierung eines NF-Verstärkers in Emitterschaltung

Das Übertragungsverhalten eines Transistors hängt erheblich von der Frequenz ab. Ladungsträger müssen in die Basis injiziert werden, Sperrschichtkapazitäten und Widerstand der Bahngebiete erzeugen Zeitkonstanten für Umladungsprozesse. Bei hohen Frequenzen des Eingangssignals müssen deshalb spezielle Ersatzschaltbilder angewendet werden, die diesen Eigenschaften Rechnung tragen. Bei niedrigen Frequenzen kann man darauf verzichten, hierbei ist „NF“ relativ zu betrachten und immer dann relevant, wenn zwischen Eingangs- und Ausgangssignalen keine Phasenverschiebungen auftreten. Derartige Verzögerungseffekte werden durch Umladen der Sperrschichtkapazitäten und durch Ladungsspeicherung insbesondere in der Basis verursacht. Ziel der Dimensionierung besteht in der Beschaltung des Transistors mit Bauelementen, die eine sichere Funktion als Verstärker oder Schalter gewährleisten, also eine möglichst proportionale Übertragung des Eingangssignals auf den Ausgang sowie Schutz gegen mögliche Überlastung sichern.

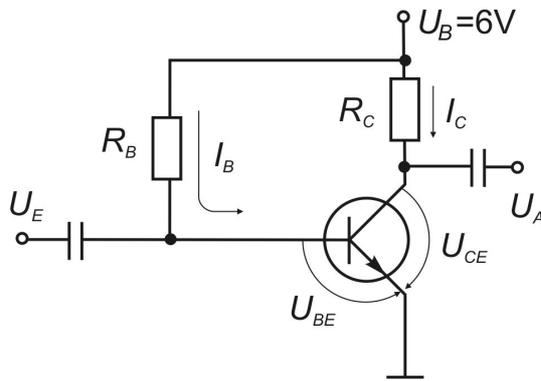


Abb. 6.28 Transistorverstärker in Emitterschaltung

Eingangs- und Ausgangssignale werden über Kondensatoren ausreichend hoher Kapazitäten ein- bzw. ausgekoppelt. Der Kollektorwiderstand  $R_C$  begrenzt den Maximalstrom und die maximale Verlustleistung. Der Basisvorwiderstand  $R_B$  dient zur Einstellung des Basisstroms im stationären Zustand, also ohne Eingangssignal (Festlegung des *Arbeitspunktes*).

Die Dimensionierung des Verstärkers erfolgt auf der Grundlage der im Datenblatt angegebenen Eigenschaften des Transistors. Insbesondere interessieren zunächst die maximale Verlustleistung  $P_{\text{tot}}$ , die am Transistor anfallen darf sowie der maximal zulässige Kollektorstrom  $I_{C\text{max}}$ . Von den Kennlinienfeldern ist das Ausgangskennlinienfeld (1. Quadrant in Abb. 6.27) das wichtigste. Im Folgenden werden anhand der Kennlinien des Transistortyps SF126 die beiden Widerstände  $R_C$  und  $R_B$  bestimmt sowie die Verstärkungsfaktoren der Schaltung.

### 1. Bestimmung der *Arbeitsgeraden* (oft auch *Widerstandsgerade* genannt)

Zwischen Kollektorstrom  $I_C$  und Kollektor-Emitterspannung  $U_{CE}$  gibt es einen linearen Zusammenhang, denn es gilt laut Abb. 6.28 die Beziehung  $U_B = R_C I_C + U_{CE}$  und somit

$I_C(U_{CE}) = (U_B - U_{CE})/R_C$ . Diese Funktion trägt die Bezeichnung *Arbeitsgerade* oder *Widerstandsgerade*. Die in Abhängigkeit von der aktuellen Aussteuerung des Transistors anliegenden Werte  $I_C$  und  $U_{CE}$  entsprechen einem Punkt auf dieser Gerade, dem *Arbeitspunkt*.

Eine einfache Methode zur Festlegung der Arbeitsgeraden besteht darin, die beiden Punkte zu bestimmen bei denen der Transistor sperrt bzw. leitet.

- Transistor sperrt (bei  $I_B = 0$ ):  $I_C \cong 0$ , folglich  $U_{CE} \cong U_B = 6 \text{ V}$
- Transistor durchgesteuert:  $I_{C\text{max}} = (U_B - U_{CES})/R_C$ .

Bei  $I_B = 0$  sperrt der Transistor genau genommen zwar nicht ganz, das ist aber für die Festlegung der Arbeitsgerade nicht wesentlich. Wichtig ist dagegen zu beachten, dass die Arbeitsgerade möglichst steil verläuft (ergibt hohe Verstärkung), aber keineswegs den Bereich der Verlustleistungshyperbel schneidet. Bei Betrieb in diesem Bereich würde trotz Kühlmaßnahmen der Transistor zerstört werden. In einem solchen Fall muss die Arbeitsgerade flacher gelegt werden und der Maximalstrom fällt geringer aus als  $I_{C\text{max}}$  laut Datenblatt. Selbst bei Maximalstrom fällt am Transistor eine kleine Spannung ab, die Kollektor-Emitter-Restspannung  $U_{CES}$  in der Größe von 0,2 V-0,3V. Der Kollektorwiderstand begrenzt den Maximalstrom und die maximale Verlustleistung. Im gegebenen Beispiel:

$$R_C = \frac{U_B - U_{CES}}{I_{C\text{max}}} = \frac{6\text{V} - 0,3\text{V}}{0,5\text{A}} = 11,85\Omega \cong 12\Omega. \quad (6.13)$$

### 2. Festlegung des Arbeitspunktes

Bei einem Verstärker soll der Arbeitspunkt in der Mitte der Arbeitsgeraden liegen, wenn kein Eingangssignal anliegt. Dies gewährleistet eine symmetrische Übertragung auf den Ausgang. Man wählt hierzu zweckmäßig einen Schnittpunkt der Arbeitsgeraden mit einer Kennlinie, etwa bei  $U_{CE} \cong U_B/2$ . Im Beispiel ergeben sich für den Arbeitspunkt folgende Werte aus dem Kennlinienfeld:  $U_{CE}^{AP} = 2,9\text{V}$ ;  $U_{BE}^{AP} = 0,5\text{V}$ ;  $I_C^{AP} = 270\text{mA}$ ;  $I_B^{AP} = 4\text{mA}$ .

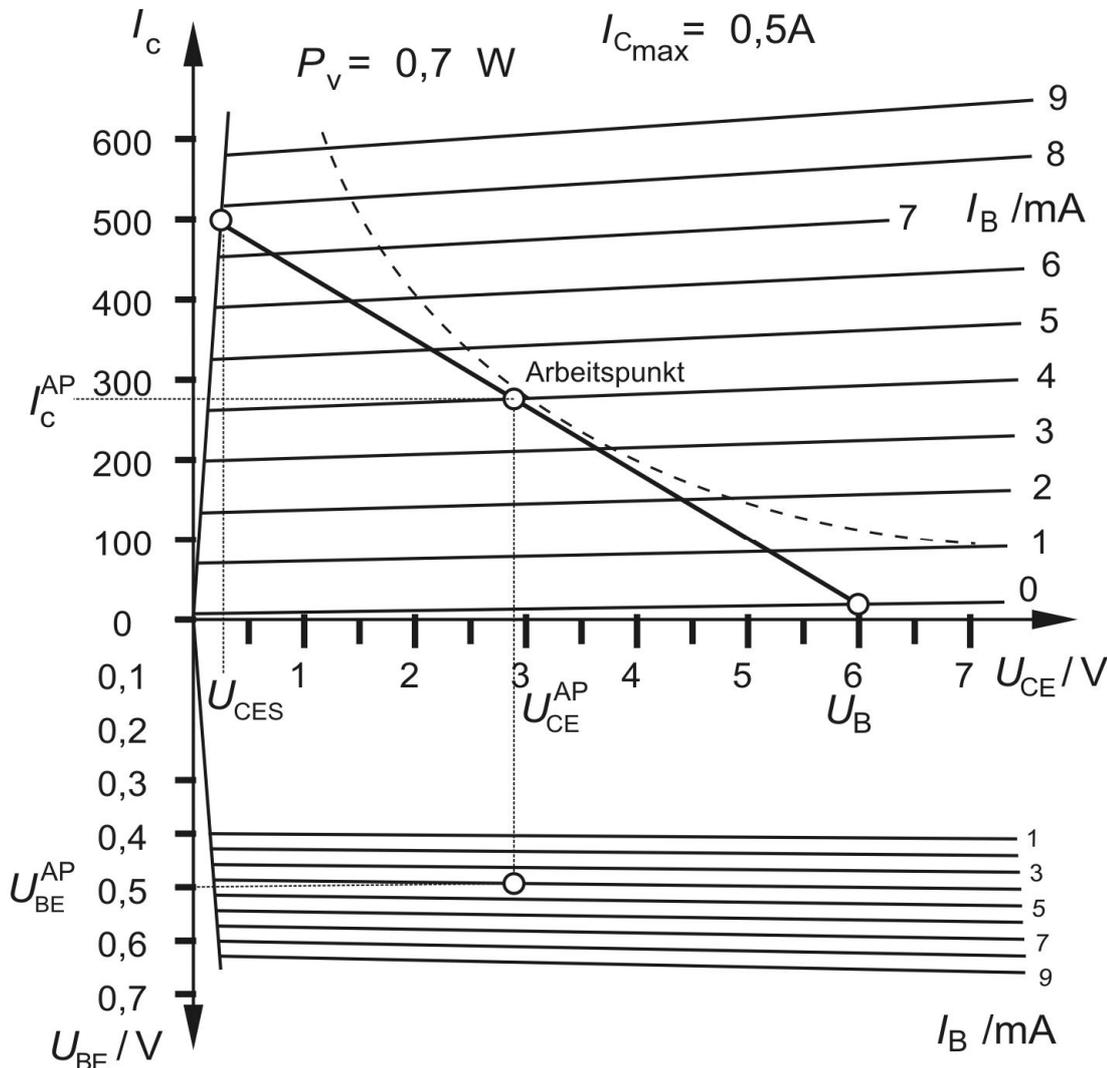


Abb. 6.29 Kennlinienfeld mit Arbeitsgerade

3. Bestimmung des Basisvorwiderstandes  $R_B$

Laut Abb. 6.29 ergibt sich für den Basisvorwiderstand

$$R_B = \frac{U_B - U_{BE}^{AP}}{I_B^{AP}} = \frac{6V - 0,5V}{4mA} = 1375\Omega \cong 1,4k\Omega. \tag{6.14}$$

4. Bestimmung der Verstärkungsfaktoren

Wenn z.B. ein positives Eingangssignal anliegt, lädt sich der Koppelkondensator am Eingang auf, es ändert sich die Basis-Emitterspannung um  $\Delta U_{BE}$  und es fließt ein zusätzlicher Basisstrom  $\Delta I_B$ . Der Arbeitspunkt verschiebt sich gemäß dieser Variation auf der Widerstandsgeraden von AP1 nach AP2 (s. Abb. 6.30), wobei sich die Kollektor-Emitterspannung um  $\Delta U_{CE}$  verringert und der Kollektorstrom um  $\Delta I_C$  anwächst. Aus dieser Verschiebung des Arbeitspunktes ergeben sich mit den Werten aus Abb. 6.30 die Verstärkungsfaktoren zu  $V_U = \Delta U_{CE} / \Delta U_{BE} = -28$  und  $B_N = V_I = \Delta I_C / \Delta I_B = 63$  und somit eine Leistungsverstärkung von etwa 1700. Die negative Spannungsverstärkung ist eine wesentliche Eigenschaft der Emitterschaltung. Das Ausgangssignal ist gegenüber dem Eingangssignal um  $180^\circ$  in der Phase verschoben. Logisch handelt es sich hierbei um einen *Inverter*.

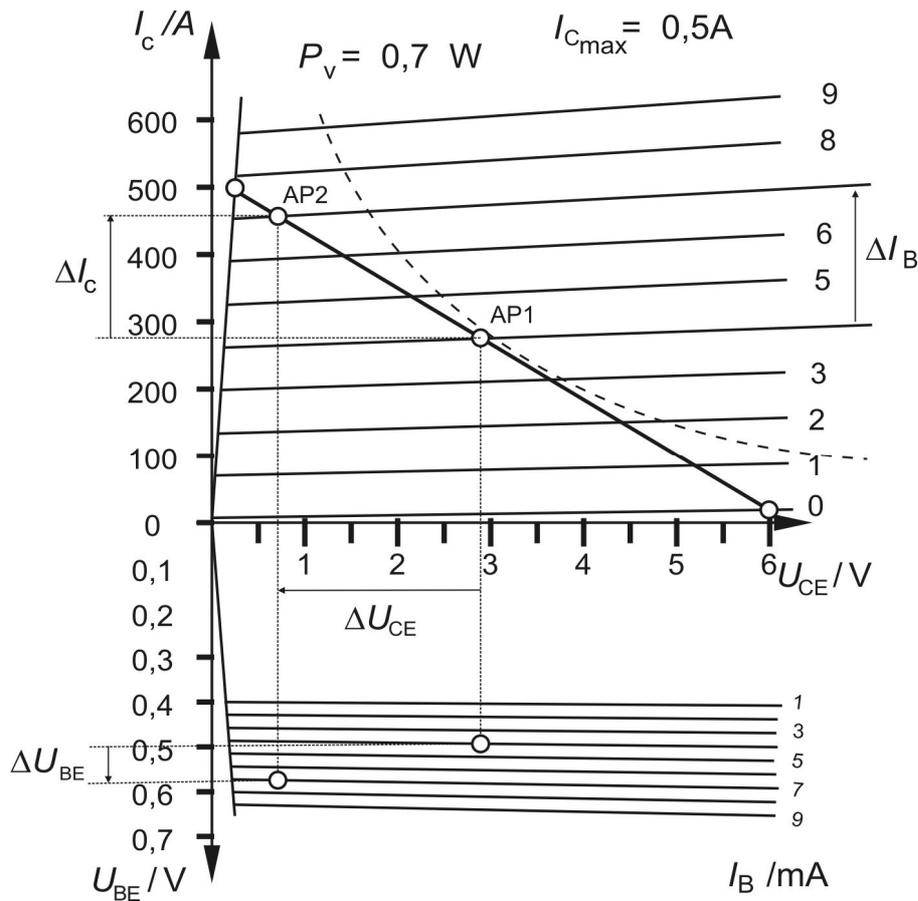


Abb. 6.30 Kennlinienfeld mit Aussteuerung des Arbeitspunktes

Der Arbeitspunkt AP1 in Ruhelage (ohne Eingangssignal) wird durch eine Änderung des Basisstromes  $\Delta I_B = 3 \text{ mA}$  auf der Arbeitsgeraden zum Arbeitspunkt AP2 verschoben. Dieser Verschiebung entsprechen Änderungen  $\Delta I_C = 190 \text{ mA}$ ,  $\Delta U_{BE} = 0,08 \text{ V}$ ,  $\Delta U_{CE} = -220 \text{ mA}$ .

### 6.3.5. Der Transistorverstärker mit Gegenkopplung

Bei der Dimensionierung von Transistorschaltungen ist die starke Streuung der Parameter der einzelnen Transistoren von Nachteil, außerdem die generell starke Temperaturabhängigkeit der Eigenschaften von HL-Bauelementen. Bei der Produktion hoher Stückzahlen wäre es viel zu aufwendig, jede einzelne Transistorstufe individuell zu optimieren. Die Temperaturabhängigkeit führt zur Instabilität des Arbeitspunktes und folglich asymmetrischer Verstärkung mit hohem Klirrfaktor. Die Standardmethode einer Stabilisierung der Eigenschaften der Verstärkerschaltung besteht in der Verwendung einer sogenannten *Gegenkopplung*. Hierbei wird erreicht, dass die Eigenschaften der Verstärkerschaltung nicht in erster Linie durch die der verwendeten Halbleiterbauelemente bestimmt werden, sondern durch Ohmsche Widerstände. Die sind in ihren Parametern sehr gut beherrschbar, was die Herstellung anbetrifft und zudem sehr wenig von der Temperatur abhängig.

#### **Stromgegenkopplung**

Eine einfache Maßnahme zur Stabilisierung des Arbeitspunktes stellt die Stromgegenkopplung dar. Hierbei wird zusätzlich ein Widerstand am Emitter eingesetzt. Der Emitterstrom erzeugt durch seinen Spannungsabfall  $U_E$  über den Emitterwiderstand ein etwas höheres Potential am Ausgang. Bei einer Temperaturerhöhung steigt die Leitfähigkeit des Transistors, der Kollektorstrom wächst um  $\Delta I_C$  und der stationäre Arbeitspunkt (kein Eingangssignal  $\Delta U_E$ ) des Transistors verschiebt sich zu niedrigeren Werten von  $U_{CE}$ . Der um  $\Delta U_{CE}$  höhere Spannungsabfall über den Emitterwiderstand wirkt erhöhend auf das Basispotential des Transistors zurück, über  $R_B$  fällt dadurch weniger Spannung ab, folglich

verringert sich der Basisstrom. Dies wiederum verschiebt den Arbeitspunkt wieder zurück in die Mitte der Arbeitsgeraden. Die Stromgegenkopplung verringert also die Temperaturabhängigkeit der Arbeitspunkteinstellung.

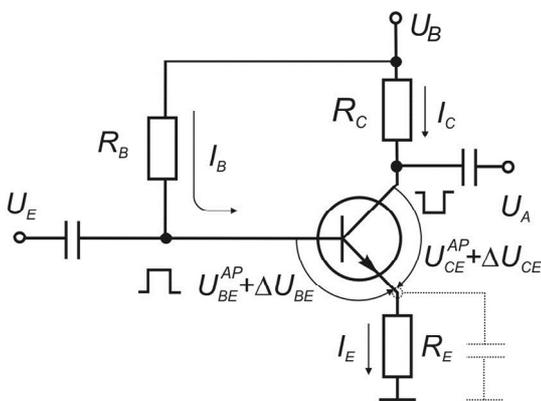


Abb. 6.31 Emitterschaltung mit Stromgegenkopplung

Die **Strom**gegenkopplung wird durch einen gegenüber der Schaltung in Abb. 6.28 zusätzlichen Emitterwiderstand erreicht. Der **Emitterstrom** erzeugt einen Spannungsabfall über den Emitterwiderstand, der sich zur Basisspannung beaufschlagt.

Oft wird ein Kondensator parallel zum Emitterwiderstand geschaltet, wodurch die Gegenkopplung bei höheren Frequenzen verringert wird.

Da der Gegenkopplungswiderstand  $R_E$  in Reihe zur Kollektor-Emitter-Strecke des Transistors liegt, bezeichnet man diese Schaltungsvariante auch als Reihengegenkopplung. Ein gründliche quantitative Analyse dieser Schaltung (s. z.B. G.Koß, W. Reinhold „Lehr- und Übungsbuch Elektronik“) liefert unter der Voraussetzung schwacher Gegenkopplung  $R_C \gg R_E$  und eines großen Stromverstärkungsfaktors des Transistors für die Spannungsverstärkung  $V'_U$  des gegengekoppelten Verstärkers die einfache Beziehung

$$V'_U = \frac{\Delta U_A}{\Delta U_E} \cong - \frac{R_C}{R_E} \quad (6.15)$$

Die Spannungsverstärkung des gegengekoppelten Verstärkers wird also in idealer Weise hauptsächlich von den Werten der Ohmschen Widerstände bestimmt und weniger von den Eigenschaften des Transistors.

Häufig wird zusätzlich ein Kondensator parallel zum Emitterwiderstand geschaltet. Hierdurch wird eine von der Frequenz  $f$  abhängige Gegenkopplung erzielt. Der Scheinwiderstand einer solchen Parallelschaltung ergibt sich zu  $Z = \frac{R}{\sqrt{1 + 4\pi^2 f^2 R^2 C^2}}$ . Mit zunehmender Frequenz  $f$  des Eingangssig-

nals sinkt somit die Gegenkopplung. Hierdurch wird ausgeglichen, dass die Spannungsverstärkung eines Transistors frequenzabhängig ist und bei höheren Frequenzen sinkt.

### Spannungsgegenkopplung

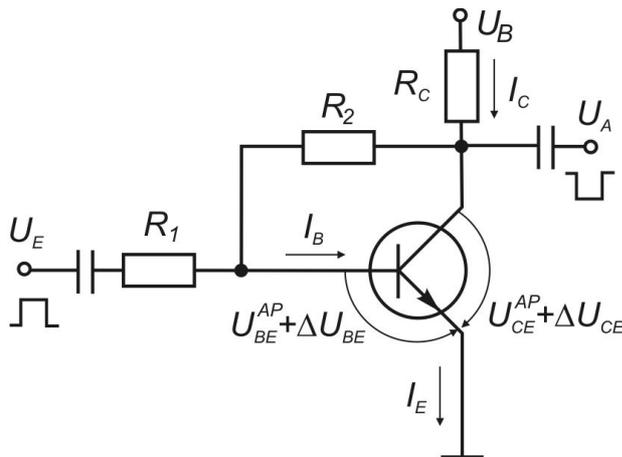


Abb. 6.32 Emitterschaltung mit Spannungsgegenkopplung

Die **Spannungs**gegenkopplung wird durch einen Widerstand  $R_2$  zwischen Kollektor und Basis erreicht. Dieser bildet mit  $R_1$  einen Spannungsteiler, wodurch ein Teil der Kollektor-Emitterspannung auf die Basis des Transistors zurückgeführt wird.

Als Widerstand  $R_1$  kann auch der Ausgangswiderstand der Signalquelle betrachtet werden. Man bezeichnet diese Art der Gegenkopplung auch als Parallelgegenkopplung, da der Gegenkopplungswiderstand  $R_2$  parallel liegt zur Kollektor-Basis-Strecke des Transistors. Betreffs einer ausführlichen quantitativen Behandlung sei auch hier auf die Elektronik-Lehrbücher verwiesen (z.B. Koß, Reinhold „Elektronik“). Unter der Voraussetzung einer schwachen Gegenkopplung  $R_2 \gg R_1$  und eines großer Stromverstärkungsfaktor des Transistors erhält man wieder eine einfache Beziehung für die Spannungsverstärkung  $V'_U$  des gegengekoppelten Verstärkers:

$$V'_U = \frac{\Delta U_A}{\Delta U_E} \cong -\frac{R_2}{R_1} \quad (6.1)$$

Die Spannungsverstärkung des gegengekoppelten Verstärkers wird also in idealer Weise hauptsächlich von den Werten der Ohmschen Widerstände bestimmt und weniger von den Eigenschaften des Transistors.

#### 6.3.6. Der Transistor als Schalter

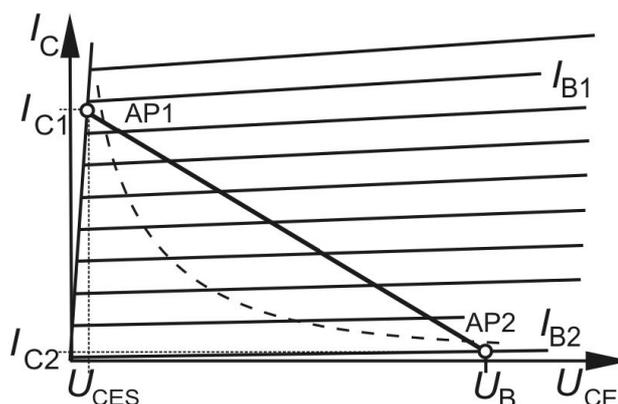
Zur Realisierung eines elektronischen Schalters ist ein Bipolartransistor vorzüglich geeignet. Da das Verhältnis von geschalteter Spannung zu Schaltspannung  $\Delta U_{CE}/\Delta U_{BE}$  sowie geschaltetem Strom zum Schaltstrom  $\Delta I_C/\Delta I_B$  bei der Emitterschaltung am größten ist, eignet sie sich besonders für die Schalteranwendung. Mit kleinen Steuerleistungen lassen sich große Schaltleistungen realisieren.

#### Statische Eigenschaften

Der Transistorschalter besitzt zwei stationäre Arbeitspunkte (AP1 und AP2 in Abb. 6.33). Im AP1 fließt ein ausreichend hoher Basisstrom  $I_{B1}$ , der den Transistor durchsteuert so dass ein hoher Kollektorstrom  $I_{C1}$  fließt. Über den so geschlossenen Schalter fällt nur die kleine Kollektor-Emitter-Restspannung  $U_{CES}$  ab. Im AP2 sperrt infolge  $I_{B2} = 0$  der Transistor, an dem die volle Betriebsspannung anliegt. Der verbleibende Kollektorstrom  $I_{C2}$  ist vernachlässigbar gering. Da der Übergang zwischen beiden Arbeitspunkten sehr rasch erfolgt, kann die Arbeitsgerade so gelegt werden, dass sie die Verlustleistungshyperbel schneidet, wenn der Übergang vom durchgeschalteten in den Sperrzustand und umgekehrt schnell genug erfolgt und nicht zu häufig. Wichtig ist dann nur, dass sich die beiden stationären Arbeitspunkte unterhalb der Verlustleistungshyperbel befinden. Ein Transistor kann deshalb eine *Schaltleistung* realisieren, die ein Vielfaches seiner maximal zulässigen Verlustleistung betragen kann.

Abb. 6.33 Kennlinienfeld mit stationären Arbeitspunkten des Transistorschalters

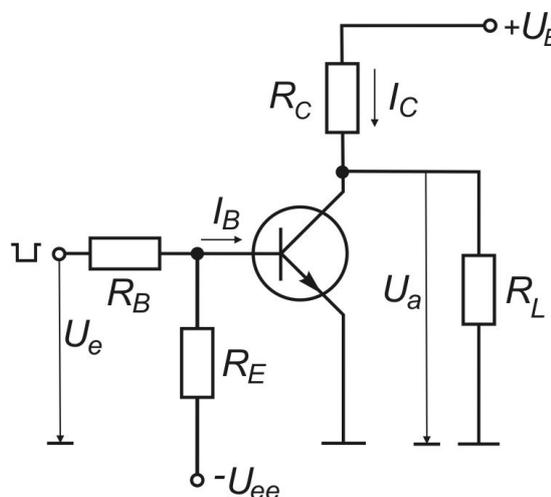
Der Arbeitspunkt AP1 in Schalterstellung „geschlossen“ wird durch einen ausreichend hohen Basisstrom  $I_{B1}$  erreicht. Der Transistor ist gut leitfähig. Bei geöffnetem Schalter im AP2 fließt kein Basisstrom und der Kollektorreststrom ist sehr gering.



Die Schaltung in Abb.6.34 stellt einen solchen Transistorschalter dar. Die Eingangsspannung wird von einem Impulsgenerator bereitgestellt oder einer vorgeschalteten Verstärkerstufe. Dies ist versinnbildlicht durch die an Betriebsspannung bzw. Masse liegenden Widerstände  $R_1$  bzw.  $R_2$  und dem mechanischen Schalter.  $R_1$  wird so dimensioniert, dass sich der Basisstrom  $I_1$  einstellt.  $R_C$  begrenzt den Kollektorstrom.

Abb. 6.34 Transistor als Schalter

Die Eingangsspannung  $U_E$  ist rechteckförmig. Bei hohem Potential fließt über den Basisvorwiderstand ein ausreichend starker Basisstrom  $I_B$ , der den Transistor voll durchsteuert. Es fließt ein starker Kollektorstrom  $I_C$ , am Ausgang liegt die niedrige Sättigungsspannung  $U_{CES}$  von 0,1-0,2V an. Ist die Eingangsspannung niedrig, sperrt der Transistor und am Ausgang liegt eine hohe Spannung  $U_{CE} \approx U_B$  an. Eine Verringerung der Speicherzeit und somit schnelleres Schalten in den Sperrbereich des Transistors wird durch den Widerstand  $R_E$  bewirkt, über den kurzzeitig ein negativer Basisstrom auf das negative Potential  $-U_{EE}$  abgeleitet wird.



Die Dimensionierung der Schaltung in Abb.6.34 anhand des Kennlinienfeldes in Abb. 6.33 birgt einen großen Nachteil: Da die Kenndaten der individuell eingesetzten Transistoren in der Regel erheblich voneinander abweichen, ist gar nicht sicher, ob bei dem nach dem Kennlinienfeld bestimmten Basisstrom  $I_{B1}$  der Transistor wirklich voll durchgesteuert ist. Eine Unabhängigkeit von der Baumusterstreuung lässt sich jedoch leicht erreichen, indem der Basisstrom deutlich vergrößert wird. Da die Kennlinien im Sättigungsbereich sehr eng benachbart sind und der Transistor durch den höheren Basisstrom nicht geschädigt wird, werden Übersteuerungsfaktoren  $m$  im Bereich zwischen 3 und 10 angewendet

$$I_B = m \frac{I_{C1}}{B_N} \tag{6.17}$$

mit

$$I_C = \frac{U_B - U_{CE1}}{R_C}$$

Die am Ausgang entstehende Sättigungsspannung  $U_{CE1} = U_{CES} \approx 0,1V \dots 0,2V$ . Bei niedriger Eingangsspannung  $U_e = 0$  muss der Transistor gesperrt sein. In diesem Arbeitspunkt AP2 wird wegen  $I_{B2} = 0$  die Ausgangsspannung durch die Betriebsspannung  $U_{CE2} \approx U_B$  bestimmt. Der Reststrom durch den Transistor kann in der Regel vernachlässigt werden.

**Dynamisches Verhalten**

Wechselt der Pegel des Eingangssignals z.B. von  $U_{CE1}$  auf 0, vergeht eine gewisse Zeit, bevor der Transistor sperrt und die Ausgangsspannung ansteigt. Bei der Schalteranwendung sind diese Schaltzeiten wichtig. Auf der Abb. 3.35 sind die Zeitverläufe von Kollektor- und Basisstrom sowie der Basis-Emitterspannung im Schalterbetrieb gezeigt.

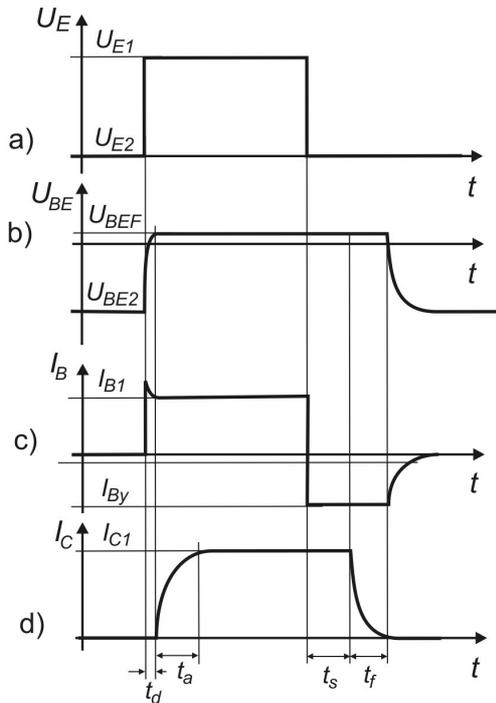


Abb. 6.35 Zeitverlauf von Spannungen und Strömen am Transistor während des Schaltvorganges. Die charakteristischen Zeitabschnitte werden jeweils auf 10% bzw. 90% des Signalhubes bezogen.

a) Die Eingangsspannung  $U_E$  ist rechteckförmig und alterniert zwischen Null und einem für die Aussteuerung des Transistors ausreichend hohen Wert (z.B.  $U_B$ )

b) Im durchgesteuerten Zustand entspricht  $U_{BE1}$  der Flussspannung der Basis-Emitter-Diode. Für Siliziumtransistoren gilt  $U_{BEF} \approx 0,6V$ . Im Sperrbereich ist die Basis-Emitterspannung  $U_{BE2}$  negativ.

c) Im Sperrbereich ist der Basisstrom Null. Im durchgesteuerten Zustand wird der Basisstrom  $I_{B1}$  um den Übersteuerungsfaktor  $m$  größer gewählt als aus dem Kennlinienfeld an AP1 folgt. Negativer Basisstrom  $I_{By}$  bewirkt ein beschleunigtes Sperren des Transistors.

d) Das Ausgangssignal ist durch die Schaltvorgänge gegenüber dem Eingangssignal zeitlich versetzt mit exponentiell ansteigenden bzw. abfallenden Flanken.

**Einschaltverzögerung  $t_d$ :** Beim Übergang des Transistors vom Sperrzustand in den aktiven Bereich werden die Sperrspannungen über den Kollektor- und Emittersperrschichtkapazitäten abgebaut, bis sich an der Basis-Emitter-Diode die Flussspannung  $U_{BEF}$  von etwa 0,6 V (bei Si-Transistoren) einstellt. Während der Basisstrom eine Umladespitze aufweist, bleibt der Kollektorstrom annähernd Null. Die Einschaltverzögerung ist meist klein gegenüber den anderen Zeiten.

**Anstiegszeit  $t_a$ :** Der Aufbau der Basisladung sowie die Umladung der Kollektor-Basis-Sperrschichtkapazität erfolgen über den konstanten Basisstrom  $I_{B1}$ . Mit einem für den Transistor konstruktionsbedingten Parameter  $\tau_a$  folgt für die Anstiegszeit

$$t_a = \tau_a \ln \frac{m}{m-1}. \quad (6.18)$$

Ein hoher Übersteuerungsfaktor  $m$  verringert also die Anstiegszeit. Allerdings baut sich nach Durchsteuern des Transistors eine zusätzliche Speicherladung (Übersteuerungsladung)  $Q_S$  in der Basis auf. Danach befindet sich der Transistor im stationären Zustand des AP1.

**Speicherzeit  $t_s$ :** Nach dem Umschalten der Steuerspannung auf L muss zunächst die Speicherladung  $Q_S$  abgebaut werden, damit der Transistor den Übersteuerungsbereich verlassen kann. Dies geschieht durch den negativen Basisstrom  $I_{By}$ . Dabei bleiben Kollektorstrom und Basis-Emitterspannung unverändert. Mit dem Transistorparameter  $\tau_s$  ergibt sich für die Speicherzeit

$$t_s = \tau_s \ln \frac{k+m}{k+1} \quad (6.19)$$

mit dem Ausschaltfaktor  $k = \frac{-I_{By} B_N}{I_{C1}}. \quad (6.20)$

Ein großer Ausschaltfaktor beschleunigt die Entladung und verkürzt die Speicherzeit.

**Abfallzeit  $t_f$ :** Zum Übergang in den Sperrbereich ist die Diffusionsladung in der Basis abzubauen. Gleichzeitig verringert sich der Kollektorstrom. Die Abfallzeit berechnet sich nach

$$t_f = \tau_a \ln \frac{k+1}{k}. \quad (6.21)$$

Besonders ungünstig ist die Speicherzeit  $t_s$ , da sie den Ausschaltvorgang deutlich verzögert. Einer zu deutlichen Verringerung des Übersteuerungsfaktors  $m$  entgegen steht aber die Notwendigkeit der stabilen Einstellung des Arbeitspunktes AP1 und eine möglichst geringe Ausgangsspannung  $U_{CE1}$ .

Sind die Anforderungen an die Geschwindigkeit beim Umschalten in den gesperrten Zustand gering, kann auf den Widerstand  $R_E$  in Schaltung auf Abb. 6.34 verzichtet werden.

**Bipolarer Schottky-Transistor**

Eine deutliche Verringerung der Speicherzeit wird durch Parallelschaltung einer Schottky-Diode zwischen Basis und Kollektor des Transistors erreicht. Sobald beim Durchsteuern des Transistors und damit verbundenem Absinken des Kollektorpotentials die Basis-Kollektorspannung die Flussspannung der Diode erreicht hat, wird diese niederohmig und leitet den Basisstrom größtenteils direkt auf den Kollektor. Hierdurch wird ein Überschwemmen der Basis mit Majoritätsladungsträgern verhindert, so dass diese beim nachfolgenden Sperren nicht ausgeräumt werden müssen. Das Sperren erfolgt wesentlich rascher. Der Zeitgewinn gestattet es, die ganze Schaltung hochohmiger auszuführen, was die Strom- und damit Leistungsaufnahme deutlich senkt. Schottky-Dioden (s. unter 6.2.6) haben den Vorteil einer gegenüber Si-pn-Dioden geringeren Flussspannung von 0,3V, wodurch die Übersteuerung klein gehalten werden kann.

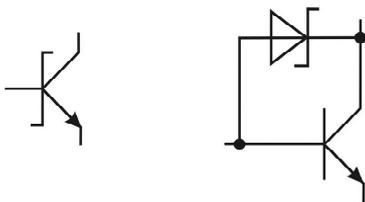


Abb. 6.35a Schaltsymbol und Ersatzschaltbild (rechts) des Schottky-Transistors

**6.3.7. Logische Schaltungen mit Transistoren**

Mit Transistorschaltern lassen sich vorteilhaft logische Schaltungen realisieren. In der Emitterschaltung ist bereits eine Grundfunktion gegeben – die Negation. Da mit Diodenschaltungen die logischen Funktionen OR, AND usw. erzeugt werden können, erhält man durch eine nachfolgende Emitterschaltung die Negation dieser Funktionen, also NOR, NAND, usw.

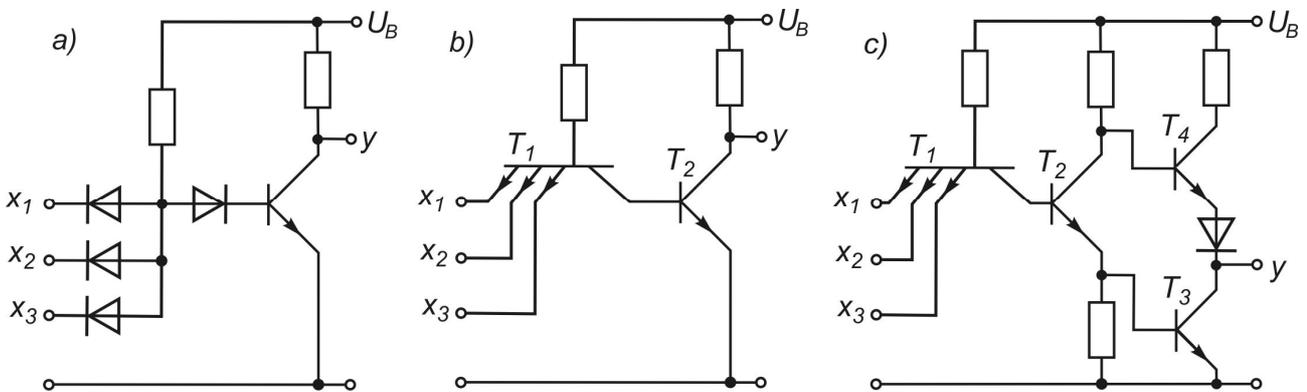


Abb. 6.36 NAND-Glied mit drei Eingängen  $y = \overline{x_1 \cap x_2 \cap x_3} = \overline{x_1 x_2 x_3}$

- a) in Dioden-Transistor-Logik (DTL)
- b) in Transistor-Transistor-Logik (TTL)
- c) mit zusätzlicher Gegentaktendstufe

Ein Vorteil der Transistorlogik besteht in der zusätzlichen Verstärkung der Eingangssignale. In Abb.6.36 a) ist die vor der Basis des Transistors eingesetzte Diode logisch unwirksam, sorgt aber für die richtige Funktion des Transistors. Dioden werden oft verwendet, wenn eine Potentialdifferenz erzeugt werden soll, die nur wenig von der Stromstärke abhängt. Über eine in Flussrichtung betriebene Diode ist das die Flussspannung  $U_{F0}$  von 0,3V bzw. 0,7V für Germanium- bzw. Siliziumdioden. Liegt einer oder mehrere der Eingänge auf niedrigem (Null-) Potential, so würde an der Basis des Transistors eine Spannung  $U_{BE} = U_{F0}$  anliegen. Folglich sperrt der Transistor nicht sauber. Dieses Problem wird durch die davor geschaltete Diode behoben.

Im *Multi-Emittertransistor* T1 in Abb.6.36 b) sind die die AND-Verknüpfung bildenden Dioden durch drei parallele Basis-Emitterdioden ersetzt worden. Wenn der Transistor T2 durchgesteuert ist, wird der Ausgang niederohmig an das tiefe Potential gelegt. Bei sperrendem Transistor liegt der Ausgang jedoch hochohmig über dem Kollektorwiderstand am hohen Potential. Zur Realisierung eines niederohmigen Ausgangs auch für den H-Pegel wird die Schaltung noch durch eine Zwischenverstärkerstufe mit Gegentaktansteuerung für die Ausgangsstufe ergänzt, s. Abb. 6.36 c).

**Elektrische Daten:** Wesentliche elektrische Parameter der TTL-Schaltungen sind:

- Betriebsspannung +5V
- Eingangspegel Low:  $U_{eL} = 0V \dots +0,8V$   
High:  $U_{eH} = +2V \dots +5V$
- Ausgangspegel Low:  $U_{aL} = 0V \dots +0,4V$   
High:  $U_{aH} = +2,4V \dots +5V$

### 6.3.8. Kippstufen

Mit Kippstufe oder Multivibrator bezeichnet man elektronische Schaltungen, die sich in zwei Zuständen befinden, zwischen denen sie selbständig oder von außen gesteuert hin- und herschalten. Unter Verwendung von bipolaren Transistoren sind diese Zustände durch die jeweiligen Betriebsarten zweier wechselseitig gekoppelter Transistoren bestimmt, von denen jeweils einer sperrt und der andere leitet.

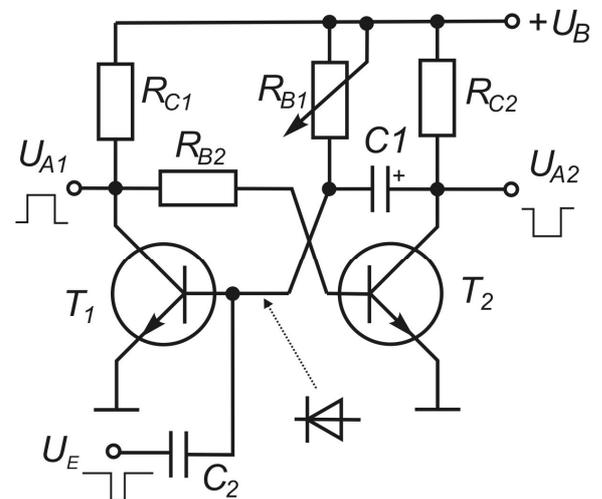
#### 6.3.8.1. Monostabiler Multivibrator (Monoflop, Univibrator)

Die monostabile Kippstufe hat nur einen stabilen Zustand, deshalb die Bezeichnung monostabil. Durch einen geeigneten äußeren Steuerimpuls ändert die Schaltung für eine gewisse Zeit den Schaltzustand, um dann wieder selbständig in die Ruhelage zurückzukehren. Diese Zeit, die durch die Dimensionierung von Bauelementen der Schaltung bestimmt wird, kann zur Steuerung peripherer Baugruppen genutzt werden.

Abb. 6.37 Monostabile Kippstufe mit Bipolartransistoren

Diese Schaltung ist ein *nicht retriggerbares* Monoflop. *Retriggerbar* bedeutet, dass ein während der Haltezeit eintreffendes weiteres Steuersignal die interne Zeit erneut startet und der aktive Zustand entsprechend länger dauert. Ist das Monoflop nicht nachtriggerbar, hat ein Steuersignal während der Haltezeit keine Wirkung.

Im Ruhezustand ist T<sub>1</sub> leitend und T<sub>2</sub> sperrt. Ein negativer Impuls sperrt T<sub>1</sub>, Ausgang A<sub>1</sub> wird hoch gesetzt, T<sub>2</sub> wird leitend, wodurch Ausgang A<sub>2</sub> tiefes Potential erhält. Über den Widerstand R<sub>B1</sub> wird C<sub>1</sub> aufgeladen. Nach der Haltezeit t<sub>H</sub> steuert T<sub>1</sub> durch und T<sub>2</sub> sperrt. Dieser Zustand bleibt bis zum nächsten Steuersignal erhalten.



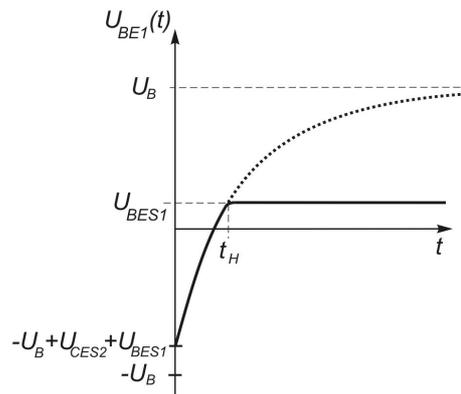
Im Ruhezustand sperrt T<sub>2</sub>, wohingegen T<sub>1</sub> leitet und somit über C<sub>1</sub> die Spannung  $U_B - U_{BE1}$  abfällt. Wenn T<sub>1</sub> durch einen negativen Impuls getriggert wird und sperrt, wird T<sub>2</sub> leitend, wodurch sich das Ausgangspotential  $U_{A2}$  auf den Wert  $U_{CES2}$  einstellt, also Low gesetzt wird. An der Basis von T<sub>1</sub> verringert sich in diesem Moment die Spannung um  $(U_B - U_{CES2})$  auf den Wert  $-U_B + U_{CES2} + U_{BE1}$ . Über R<sub>B1</sub> wird C<sub>1</sub> aufgeladen. Sobald das Potential an der Basis von T<sub>1</sub> soweit angestiegen ist, dass  $U_{BE1} = U_{BE1} \geq 0,7V$ , steuert der Transistor durch und T<sub>2</sub> sperrt nach der Haltezeit t<sub>H</sub>. Der Spannungsanstieg  $U_{A2}(t)$  wird durch die Aufladung von C<sub>1</sub> über R<sub>C2</sub> kontrolliert und erfolgt näherungsweise mit der Zeitkonstanten  $\tau = R_{C2} \cdot C_1$  nach der Beziehung  $U_{A2}(t) \approx U_B (1 - e^{-\frac{t}{\tau}})$ .

Wenn  $T_2$  beim Triggerimpuls durchsteuert, wird  $U_{BE1}$  negativ in der Größenordnung  $-U_B$ . Bei Bipolartransistoren darf dieser Wert in der Regel 5V nicht überschreiten. Zum Schutz des Transistors wird deshalb bei höheren Betriebsspannungen eine Diode vor den Eingang von  $T_1$  geschaltet.

Abb. 6.38 Zeitverhalten von  $U_{BE1}$  nach Triggerung

Der Zeitverlauf der Spannung an einem Kondensator während des Aufladeprozesses über einen Widerstand wurde in 4.1.1. behandelt. Abweichend davon hat die Anfangsspannung nicht den Wert  $U(0) = 0$ , sondern  $U_{BE1}(0) = -U_B + U_{CES2} + U_{BES1}$  mit der Ladespannung  $+U_B$ .

Der gestrichelt dargestellte Verlauf dient nur zur Veranschaulichung und wird nicht realisiert, da bei Erreichen von  $U_{BES1}$  der Transistor durchsteuert.



Unter Annahme der Abbruchbedingung für die Haltedauer  $U_{BE1}(t_H) = U_{BES1}$  berechnet man für  $U_{BE1}(t) = U_B - (2U_B - U_{BES1} - U_{CES2}) \exp(-t / R_{B1} C_1)$  eine Haltedauer von

$$t_H = R_{B1} C_1 \ln \frac{2U_B - U_{BES1} - U_{CES2}}{U_B - U_{BES1}}$$

Sind die Sättigungsspannungen ( $U_{CES2} \approx 0,2V$ ;  $U_{BES1} \approx 0,6V$ ) klein gegen die Betriebsspannung  $U_B$ , so ergibt sich als Näherungswert für die Haltezeit

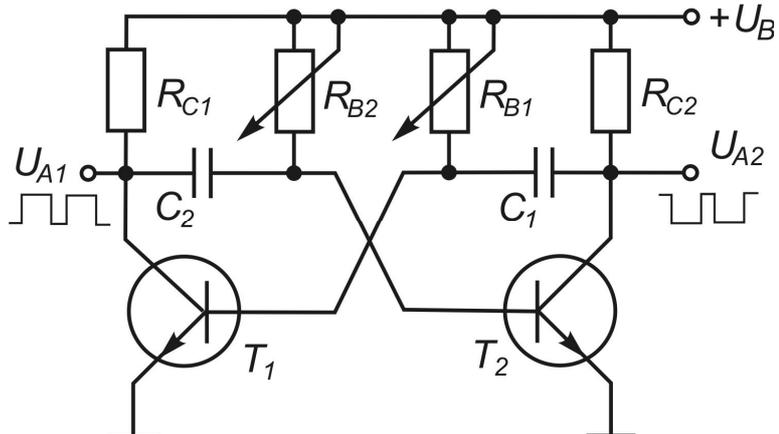
$$t_H \approx R_{B1} C_1 \ln 2. \tag{6.22}$$

### 6.3.8.2. Astabiler Multivibrator

Der astabile Multivibrator hat keinen stabilen Zustand. Die beiden miteinander gekoppelten Transistoren schalten wechselseitig zwischen leitendem und sperrendem Zustand hin und her. Auch hierbei werden die Schaltzeiten durch RC-Glieder bestimmt. Astabile Multivibratoren finden somit als Taktgeber Verwendung. Durch Anschluss eines Piezoschwingers erhält man eine einfache akustische Signalquelle.

Abb. 6.39 Astabile Kippstufe mit Bipolartransistoren

Im Vergleich mit dem Monoflop sind beide Transistoren kapazitiv an den Kollektor des Partners gekoppelt. Die Kollektorwiderstände  $R_C$  begrenzen den maximalen Kollektorstrom und sind klein gegen die Basiswiderstände  $R_B$ , die für einen ausreichenden Basisstrom zur Durchsteuerung des jeweils leitenden Transistors sorgen.



Nach Einschalten der Betriebsspannung fließen Basisströme. Einer der Transistoren wird zuerst leitend und zieht die Spannung am Kollektor auf einen Wert von ca. 0,2V. Dieser Ausgang liegt somit tief. Welcher der Transistoren zuerst leitfähig wird, hängt von den aktuellen Bauteilwerten ab. Nehmen wir an, es sei  $T_1$ . Basisstrom fließt über den sich dadurch aufladenden Kondensator  $C_1$  und über  $R_{B1}$ . Dieser Widerstand sorgt für einen ausreichend hohen Basisstrom, auch nachdem sich  $C_1$  voll auf eine Potentialdifferenz  $U_B - U_{BES1}$  aufgeladen hat. Im Augenblick des Durchsteuerns von  $T_1$  sinkt dessen Ausgangsspannung  $U_{A1}$  von  $U_B$  auf  $U_{CES1} \approx 0,2V$ . Um die Differenz  $U_B - U_{CES1}$  wird die Basissspannung  $U_{BES2}$  von  $T_2$  verringert (auf einen Wert deutlich unter Null), wodurch der Transistor weiter sperrt. Im folgenden Zeitintervall wird  $C_2$  über  $R_{B2}$  aufgeladen, bis die Spannung an der Basis von  $T_2$  einen Wert von  $U_{BES2} \approx 0,6V$  erreicht und den Transistor durchsteuert.  $C_1$  wurde zwischenzeitlich durch  $R_{C2}$  auf eine Spannung  $U_B - U_{BES1}$  aufgeladen. Im Moment des Durchsteuerns von  $T_2$  verringert sich die Ausgangsspannung  $U_{A2}$  von  $U_B$  auf  $U_{CES2} \approx 0,2V$ .

Die Spannung  $U_{\text{BES1}}$  an der Basis von  $T_1$  verringert sich auf  $-U_B + U_{\text{BES1}} - U_{\text{CES2}}$ , wird also negativ und  $T_1$  sperrt. Analog wiederholt sich dieser Vorgang, so dass beide Transistoren abwechselnd sperren und leiten.

Der Spannungsanstieg  $U_{A2}(t)$  wird durch die Aufladung von  $C_1$  über  $R_{C2}$  kontrolliert und erfolgt näherungsweise mit der Zeitkonstanten  $\tau = R_{C2} \cdot C_1$ .

Analoges gilt für die Impulsvorderseite von  $U_{A1}(t)$ .

Eine ganz analoge Betrachtung wie bei der Berechnung der Haltezeit des Monoflop führt hier zu einer Näherungsformel für die Haltezeiten der beiden Schaltphasen von  $t_{\text{H1,2}} \approx \ln 2 R_{\text{B1,2}} C_{1,2}$ .

Die Schaltfrequenz eines astabilen Multivibrators berechnet sich somit aus

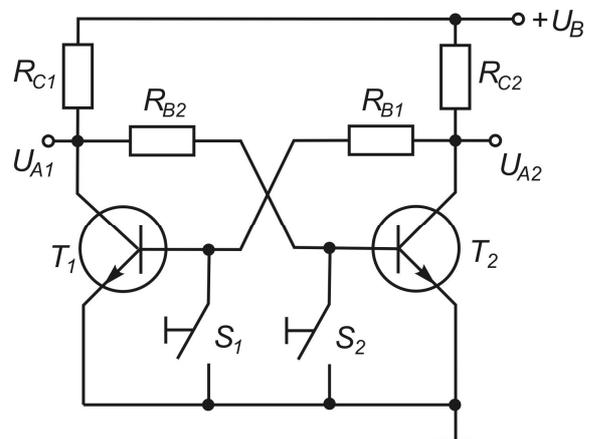
$$f \approx \frac{1}{\ln 2 \cdot (R_{\text{B1}} C_1 + R_{\text{B2}} C_2)}. \quad (6.23)$$

### 6.3.8.1. Bistabiler Multivibrator (Flipflop)

Der bistabile Multivibrator hat zwei stabile Einstellungen. Durch eine kurzzeitige äußere Störung durch einen positiven oder ggf. negativen Spannungsimpuls kippt die Schaltung in die jeweils andere Ruhelage.

Abb. 6.40 Bistabile Kippstufe mit Bipolartransistoren  
Beim Flipflop sind beide Transistoren galvanisch miteinander gekoppelt. Bei Einschalten der Betriebsspannung steigt bei beiden zunächst noch sperrenden Transistoren die Basisspannung an. Der zuerst durchsteuernde Transistor beispielsweise  $T_1$ , sperrt über die Gegenkopplung sofort den anderen Transistor. Beide Transistoren behalten diesen Zustand bei.

Wird an die Basis des leitenden Transistors  $T_1$  eine negative Spannung gelegt, das geschieht hier durch Tastendruck, sperrt  $T_1$  und  $T_2$  steuert durch.



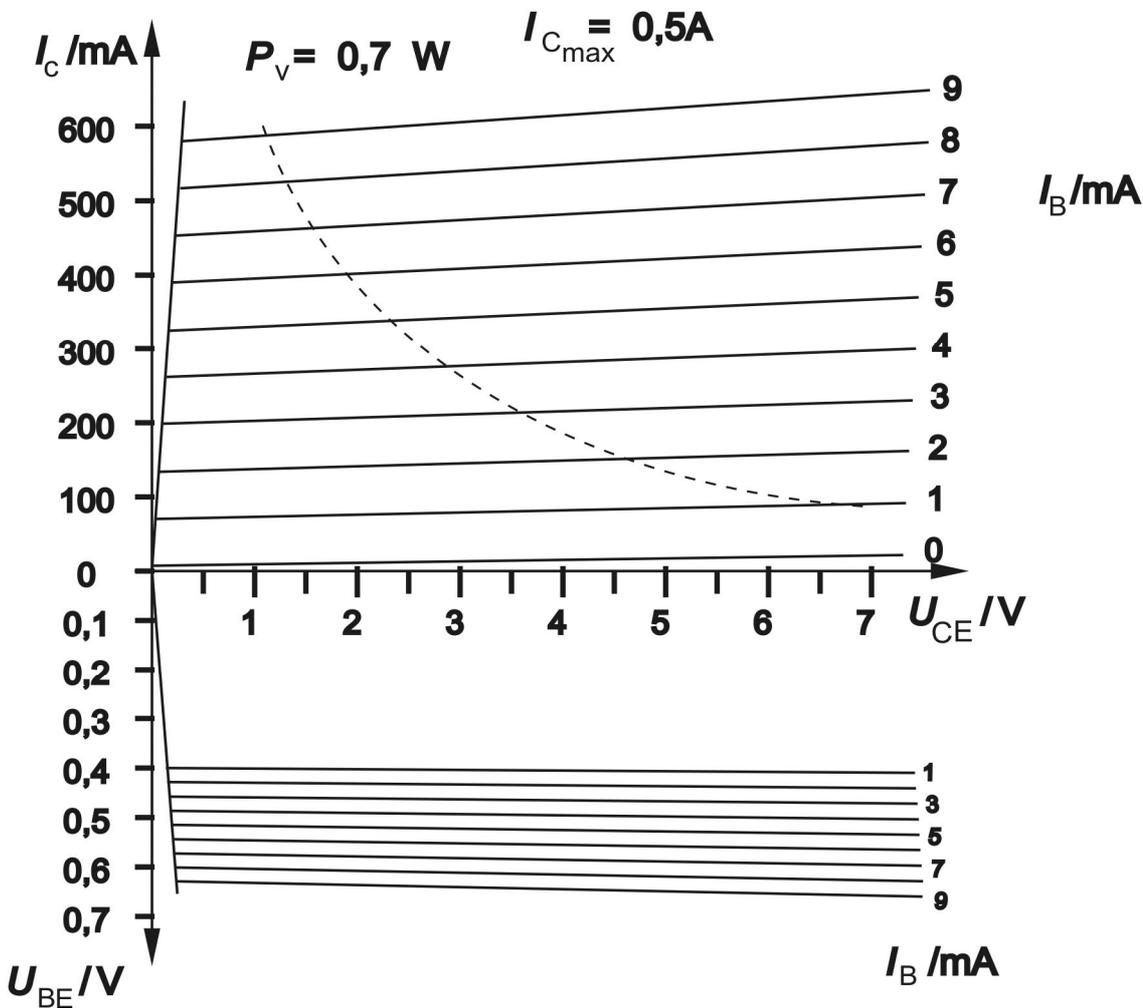
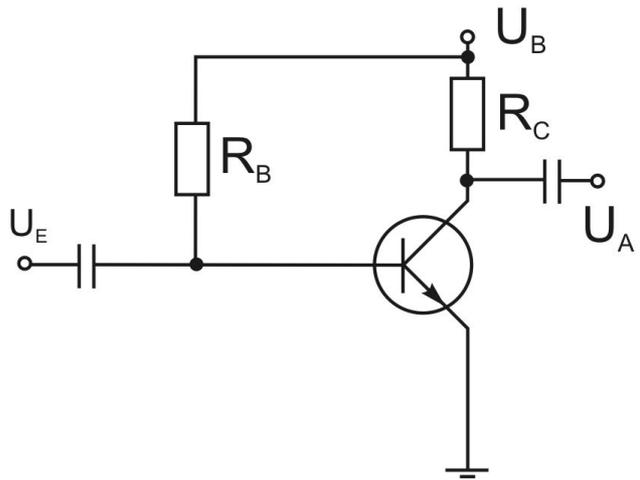
Um einen speziellen Transistor bei Inbetriebnahme durchzusteuern, muss nur dafür gesorgt werden, dass er schneller in diese Betriebsart gelangt. Dieses wird einfach durch die Verringerung des Basisvorwiderstandes erreicht. Soll die Schaltung mit  $T_1$  durchgesteuert starten, muss folglich  $R_{\text{B1}} < R_{\text{B2}}$ . Dann ist A1 tief und A2 hoch.

Da zwei stabile Schalterstellungen eingenommen werden, stellt der Flipflop einen 1bit-Speicher mit einem zusätzlichen invertierten Ausgang dar.

**Übungen**

6.8. Unter Verwendung eines npn-Transistors soll nach der abgebildeten Schaltung ein NF-Verstärker aufgebaut werden. Die Betriebsspannung beträgt  $U_B = 7,5\text{ V}$ , der Ausgangswiderstand der Signalquelle ist vernachlässigbar klein.

- a) Bestimmen Sie die Größe des Kollektorwiderstandes in Hinblick auf maximal mögliche Verstärkung! Tragen Sie die Arbeitsgerade in das Kennlinienfeld ein und kennzeichnen Sie die optimale Lage des Arbeitspunktes im Leerlauf (kein NF-Signal) sowie bei kleinen Aussteuerungen!
- b) Welchen Wert muss der Basisvorwiderstand haben, damit der Arbeitspunkt optimal eingestellt ist?
- c) Berechnen Sie die Werte für Strom- und Spannungsverstärkung mit Hilfe des Kennlinienfeldes.



**6.9.** Es soll eine Verstärkerschaltung dimensioniert werden, die als Treiberstufe Steuersignale einer elektronischen Schaltung ( $L: I_B = 0, U_{BE} = 0$ ;  $H: I_B = \hat{I}, U_{BE} = \hat{U}$ ) für die Ansteuerung eines mechanischen Relais (Türöffner) auswertet (s. Abb. 1). Das Relais benötigt zum Betrieb einen Strom von 0,5 A und hat einen Widerstand  $R_R = 2 \Omega$ . Als Betriebsspannung stehen 5 V zur Verfügung. Bestimmen Sie die Größe des Kollektorzustandes  $R_C$  unter Verwendung der Transistordaten und der Kennlinien in Abb. 2!

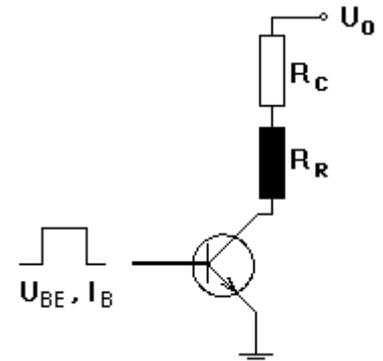
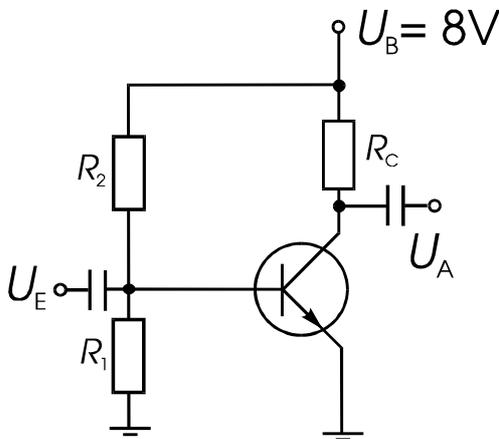


Abb. 1 Verstärkerschaltung

a) Zeichnen Sie die Widerstandsgerade in das Kennlinienfeld ein und kennzeichnen Sie die beiden Lagen des Arbeitspunktes, bei dem das Relais "zieht" bzw. in Ruhestellung ist!

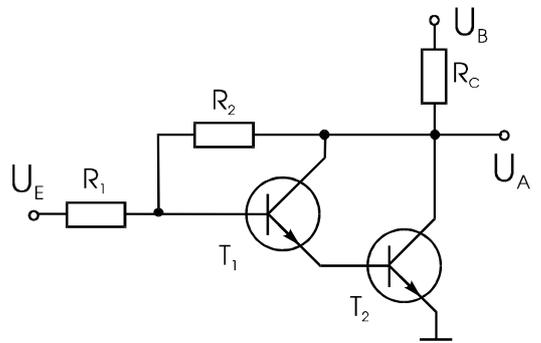
b) Welche Anforderungen an die Eingangsgrößen  $\hat{I}$  und  $\hat{U}$  müssen erfüllt sein?

c) Bei der praktischen Erprobung dieser Schaltungsanordnung könnte es evtl. passieren, dass beim Umschalten des Transistors vom leitenden in den gesperrten Zustand der Transistor plötzlich zerstört wird. Welche Erklärung haben sie dafür, wie könnte man dem vorbeugen?!

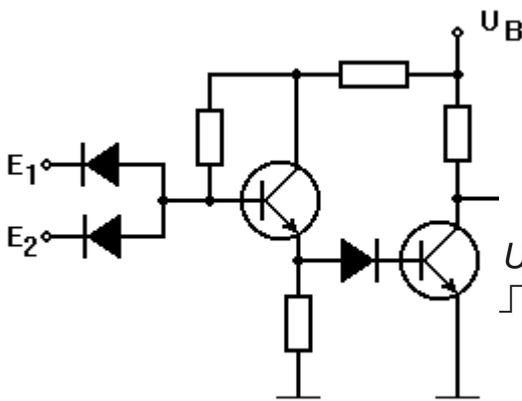


**6.10\*.** Nebenstehend ist eine Verstärkerschaltung dargestellt. Die Basisspannung wird hierbei durch einen sogenannten Basisspannungsteiler eingestellt. Dimensionieren Sie unter Verwendung des Kennlinienfeldes s.o. die Schaltung (Berechnung der Widerstände) und bestimmen Sie die Spannungs- und Stromverstärkung des Verstärkers im quasistationären Betrieb! *Hinweis:* Der Querstrom über den (unbelasteten) Basisspannungsteiler soll etwa das 10fache des Basisstromes im stationären Arbeitspunkt betragen.

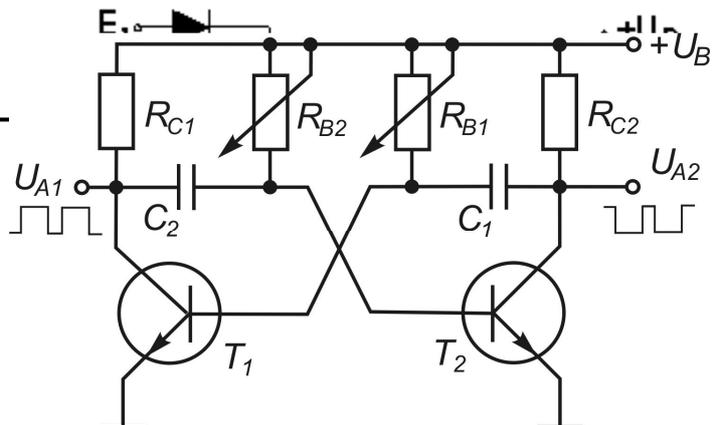
**6.11.** Nebenstehend ist eine Verstärkerschaltung dargestellt. Charakterisieren Sie den Schaltungsaufbau (wozu dienen  $R_1, R_2$  und die Verknüpfung beider Transistoren)! Wie groß ist die Spannungsverstärkung des Verstärkers im quasistationären Betrieb?



**6.12.** Kennzeichnen Sie die logischen Funktionen einzelner Baugruppen und geben Sie für die logischen Schaltungen die logischen Funktionen an oder die Schalttabellen!



**6.13.\*** Ein astabiler Multivibrator wurde nach nebenstehender Schaltung



(s. Abb.6.39) aufgebaut. Eine Messung der Ausgangsspannung  $U_{A1}$  liefert die dargestellte Zeitabhängigkeit (s. Grafik).

a) Bestimmen Sie aus der Grafik die Werte der veränderlichen Widerstände  $R_{B1}$  und  $R_{B2}$ , sowie die Zeitkonstante  $\tau$  für den Impulsanstieg von  $U_{A1}(t)$ .

b) Welchen Wert hat der Widerstand  $R_{C1}$  in der gekennzeichneten RC-Kombination? Zur besseren Auswertung ist in einer zweiten Grafik ein Ausschnitt  $U_{A1}(t)$  zeitlich gedehnt dargestellt.

Geg.:  $C_1 = C_2 = 35\text{nF}$

