

Kap. 1 Der Bipolar-Transistor

Prof. W. Hinn

Inhaltsverzeichnis

1	Transistorarten, Symbole und physikalischer Aufbau	2
1.1	Einführung.....	2
1.2	Die zwei wichtigsten Funktionen des Transistors	5
1.3	Aufbau des NPN-Transistors.....	8
1.4	Aufbau des PNP-Transistors	11
2	Eigenschaften und Kennlinien des Bipolartransistors	13
2.1	Vereinfachte Grosssignal-Ersatzschaltung	13
2.2	DC-Ersatzschaltung für die Arbeitspunktberechnung im aktiven Betrieb (Verstärker).....	17
2.3	Übertragungskennlinie.....	18
2.4	Ausgangskennlinie.....	20
2.5	Early-Effekt	23
2.6	Übersteuerung des Transistors im Schalterbetrieb.....	24
2.7	Das Phänomen der CE-Restspannung $V_{CE\,sat\,0}$ im Schalterbetrieb.....	24
2.8	DC-Ersatzschaltung für die Arbeitspunktberechnung im Sättigungsbetrieb (Schalter).....	25
2.9	Gegenüberstellung von aktivem Betrieb und Sättigungsbetrieb.....	26
3	Kleinsignal-Ersatzschaltung.....	27
3.1	Statische und dynamische (differenzielle) Grössen.....	27
3.2	Kleinsignal-Ersatzschaltung (Hybrid-Pi-Ersatzschaltung).....	28
3.3	Berechnung der Ersatzelemente.....	31
3.4	Eine Variante der Kleinsignal-Ersatzschaltung (T-Ersatzschaltung)	32
3.5	Vierpoldarstellung des Transistors und Bedeutung der h-Parameter.....	33
4	Ebers-Moll-Modell	36
5	Temperaturabhängigkeit.....	38
5.1	Temperaturabhängigkeit der BE-Spannung V_{BE}	38
5.2	Temperaturabhängigkeit von ΔV_{BE}	38
5.3	Temperaturabhängigkeit von r_E bzw. $g_m = 1/r_E$	38
5.4	Temperaturabhängigkeit der Stromverstärkung B bzw. β	38
5.5	Temperaturabhängigkeit von V_{CEsat}	38

1 Transistorarten, Symbole und physikalischer Aufbau

1.1 Einführung

Bipolartransistoren sind aus drei aufeinander folgenden Schichten von abwechselnd N- und P-leitendem Halbleitermaterial aufgebaut. Entsprechend der Schichtfolge unterscheidet man zwischen NPN- und PNP-Transistoren. Bild 1-1 zeigt die Schaltungssymbole und den physikalischen Aufbau in starker Vereinfachung. Weil die PN-Übergänge Dioden bilden, kann ein Dioden-Modell des Transistors angegeben werden. Das Dioden-Modell kann allerdings die Verstärkungswirkung des Transistors nicht erklären: Man kann den Transistor nicht mit Dioden „nachbauen“.

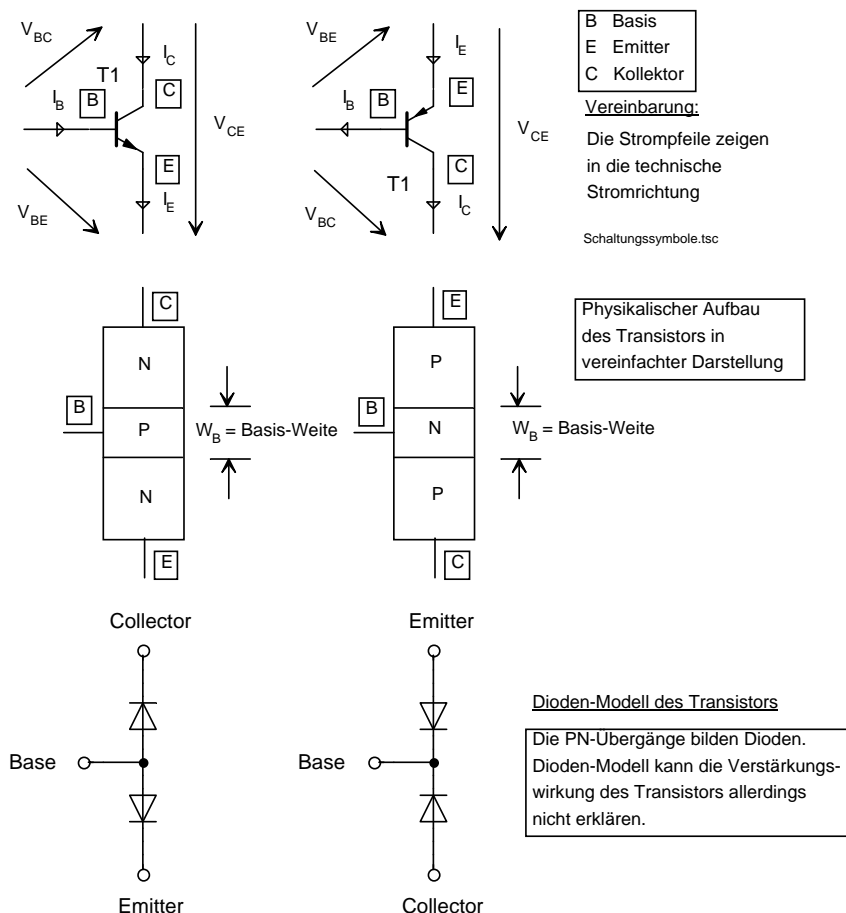


Bild 1-1 Schaltungssymbole und vereinfachter physikalischer Aufbau

Die drei Anschlüsse des Transistors werden als Emitter (E), Basis (B) und Kollektor (C) bezeichnet (Englisch *Emitter*, *Base*, *Collector*). Häufige Gehäuseformen zeigt Bild 1-2

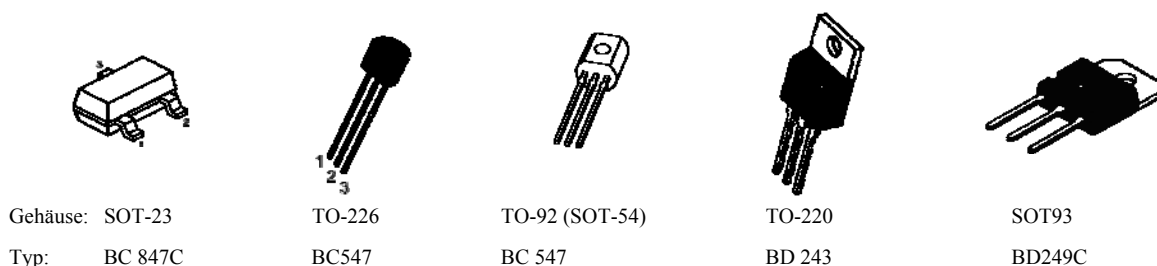


Bild 1-2 Häufige Gehäuseformen von Transistoren

Der Bipolartransistor ist ein **Stromverstärker**. Wenn wir einen Gleichstrom I_B in die Basis hineinschicken, fliesst im Kollektor der Strom

$$I_C = B \cdot I_B$$

wobei I_C und I_B Gleichströme darstellen. Der **Faktor B** wird als **Gleichstrom-Verstärkungsfaktor** bezeichnet. Wenn wir den Gleichströmen I_C und I_B Wechselströme i_C bzw. i_B überlagern und dafür sorgen, dass die Wechselstromamplitude kleiner als der Gleichstrom bleibt (damit der Strom im Kollektor und in der Basis zu keinem Zeitpunkt null wird), erscheint auch der Basis-Wechselstrom verstärkt als Kollektor-Wechselstrom:

$$i_C = \beta \cdot i_B$$

Der **Faktor β** heisst **Wechselstrom-Verstärkungsfaktor** oder auch **dynamische Stromverstärkung**. Die Werte von B und β können geringfügig voneinander abweichen, was im Kap. 2.1.1 begründet wird. Bei Kleinsignaltransistoren für mittlere Frequenzen liegen die Werte von B und β typisch im Bereich von

$$B \approx \beta = 100 \dots 600$$

Bei Transistoren für grosse Leistungen oder hohe Frequenzen ist die Stromverstärkung oft kleiner, nämlich typisch

$$B \approx \beta = 10 \dots 100$$

Im Emitter des Transistors fliesst die Summe von Kollektor- und Basisstrom:

$$I_E = I_C + I_B$$

bzw.

$$i_E = i_C + i_B$$

Das ist die sog. **Stromsummengleichung des Bipolartransistors**. Bei grossem B bzw. β gilt

$$i_B = \frac{i_C}{\beta} \ll i_C \quad \text{bzw.} \quad I_B = \frac{I_C}{B} \ll I_C, \text{ so dass wir den Basisstrom vernachlässigen dürfen.}$$

Für $B \approx \beta \geq 100$ vereinfachen wir die Stromsummengleichung zu

$$I_E \approx I_C$$

bzw.

$$i_E \approx i_C$$

Zusammenfassung:

- Ein kleiner Basisstrom I_B erzeugt einen grossen Kollektorstrom.
- Kollektor- und Emitterstrom sind weitgehend gleich gross (der Emitterstrom ist etwas grösser als der Kollektorstrom).
- Die technische Stromrichtung erkennt man am Pfeil im Transistorsymbol. Beim NPN-Transistor fliesst der Basisstrom in den Transistor hinein, beim PNP-Transistor hinaus.

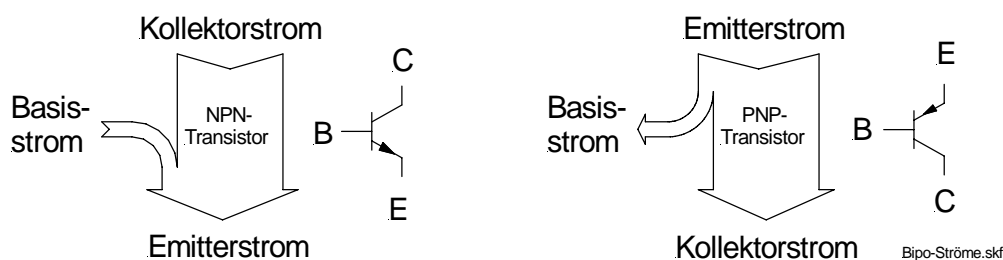


Bild 1-3 Der Emitterstrom setzt sich aus Basis- und Kollektorstrom zusammen

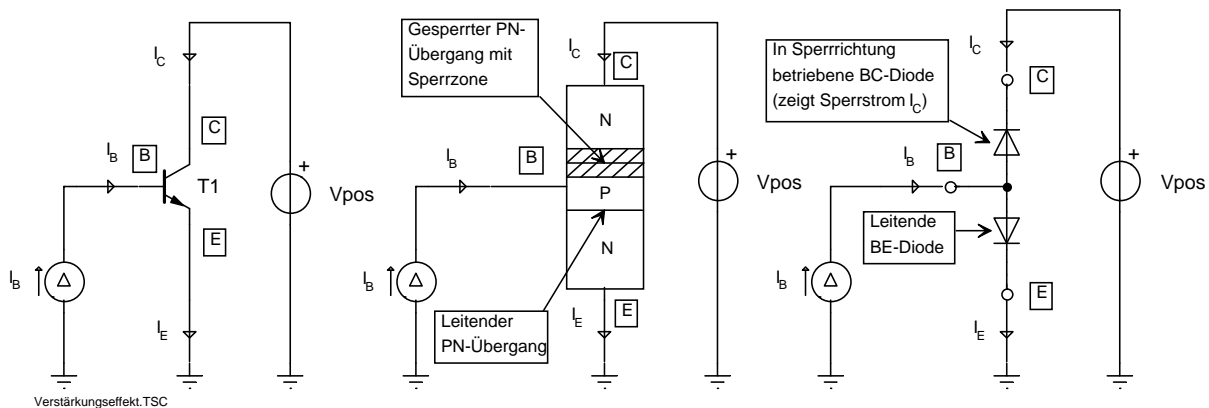


Bild 1-4 Skizzen zur Erklärung des Verstärkungseffektes

Bild 1-4 zeigt einen NPN-Transistor, bei dem zwischen Kollektor und Emitter eine Speisespannung V_{pos} angeschlossen ist. Die Basis-Kollektor-Strecke stellt eine Diode dar (ein PN-Übergang), welche auf Grund der angelegten Speisespannung gesperrt ist, solange kein Basisstrom fliesst (also bei $I_B = 0$ A).

Im N-Halbleiter wird der elektrische Strom durch bewegte (neg. geladene) Elektronen gebildet, im P-Halbleiter durch bewegte (pos. geladene) „Löcher“. Diese Modellvorstellung wollen wir hier ohne physikalische Begründung akzeptieren.

Von der Behandlung der PN-Diode wissen wir, dass dort, wo N- und P-Halbleiter aneinander stossen (d.h. am PN-Übergang) eine "ladungsträgerfreie Sperrzone" entsteht, und zwar immer dann, wenn keine Spannung über der Diode liegt oder wenn die Diode in Sperrrichtung vorgespannt (polarisiert) ist. Nun ist die Kollektor-Basis-Diode durch die Speisespannung in Sperrrichtung vorgespannt. Die resultierende Sperrzone ist im Bild 1-4 gestrichelt eingezeichnet.

Auch die Basis-Emitter-Strecke stellt eine Diode dar (die Basis-Emitter-Diode). Diese ist jedoch in Vorwärtsrichtung polarisiert, so dass ein Basisstrom I_B durch die BE-Diode fliesst. In der Basiszone besteht dieser Strom aus einem Löcherfluss (weil die Basis aus P-Halbleiter besteht), in der Emitterzone besteht er aus einem Elektronenfluss (weil der Emitter aus N-Halbleiter besteht). Am Grenzübergang zwischen den beiden Zonen "rekombinieren" die Elektronen und die Löcher. Man darf sich das so vorstellen, dass die Elektronen in die "Löcher" fallen, was den Basis-Emitter-Stromfluss aufrecht-erhält.

Der Emitter ist stark dotiert und enthält daher viele bewegliche Elektronen, während die Basis schwach dotiert ist und daher weniger frei bewegliche Löcher enthält. Weil die Emitter-Elektronen gegenüber den Basis-Löchern in der Mehrheit sind, werden sie nicht vollständig von den Basis-Löchern „geschluckt“. Viele von ihnen geraten in die Nähe des BC-Überganges, wo ein elektrisches Feld herrscht, welches die Elektronen durch die Sperrzone hindurch in Richtung Kollektor „absaugt“. Die ladungsträgerfreie Sperrzone in der BC-Diode wird mit Elektronen überschwemmt, die vom Emitter stammen. Dadurch entsteht ein grosser Stromfluss zwischen Kollektor und Emitter.

Je schmaler die Basiszone ist (engl. small base width) und je grösser der Dotierungsunterschied zwischen Basis und Emitter ist, desto grösser wird der Kollektorstrom. Der Kollektorstrom ist mindestens hundert Mal grösser als Basisstrom (oft auch viele hundert Mal grösser). Wir sprechen von Stromverstärkung, weil ein kleiner Basisstrom einen grossen Kollektorstrom hervorruft.

1.2 Die zwei wichtigsten Funktionen des Transistors

Die zwei wichtigsten Funktionen des Transistors sind **Verstärken** und **Schalten**. Bevor wir den Transistor theoretisch behandeln, wollen wir für diese beiden Funktionen je eine praktische Schaltung betrachten.

1.2.1 Der Transistor als Verstärker

Jede Transistorschaltung kann sowohl mit NPN- als auch mit PNP-Transistoren realisiert werden. Bild 1-5 links zeigt eine Verstärkerschaltung mit einem NPN-Transistor, rechts davon mit einem PNP-Transistor. Die technischen Gründe, die zur Wahl des Transistor-Leitungstyps (NPN- oder PNP-Transistor) führen, wollen wir hier noch ausser Acht lassen.

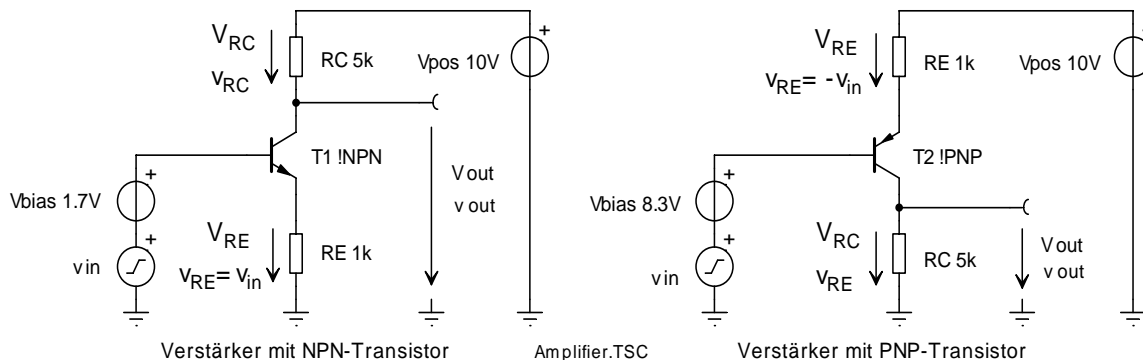


Bild 1-5 Verstärker mit NPN- und PNP-Transistor

Die Wechselspannungsverstärkung dieser beiden Schaltungen sei vorweggenommen, sie beträgt

$$A = \frac{v_{out}}{v_{in}} \approx -\frac{R_C}{R_E} = -\frac{5k}{1k} = -5$$

Das bedeutet, dass bei einer Eingangs-Wechselspannung von $v_{in} = 200 \text{ mV}$ eine Ausgangs-Wechselspannung von $v_{out} = 1 \text{ V}$ entsteht. Ausserdem wird das Signal invertiert, was durch das negative Vorzeichen des Verstärkungsfaktors A ausgedrückt wird. Signalinversion bedeutet, dass die Ausgangsspannung steigt, wenn die Eingangsspannung sinkt und umgekehrt.

Beide Verstärkerschaltungen besitzen Eigenschaften, die für alle Transistorverstärker gelten:

- Der Strom, der im Basisanschluss des Transistors fliesst, ist sehr klein ($I_B \approx 0$, $i_B \approx 0$).
- Zwischen der Basis und dem Emitter liegt eine Gleichspannung von 0.7 V , wann immer Strom im Transistor fliesst, und zwar in Richtung des Emitter-Pfeils. Die Emitter-Gleichspannung ist somit 0.7 V niedriger (NPN-Schaltung) bzw. höher (PNP-Schaltung) als die Basis-Gleichspannung.
- Die Wechsignalquelle v_{in} liegt in Serie zu einer Gleichspannungsquelle V_{bias} , die auch als Basis-Vorspannung bezeichnet wird (*bias voltage* = Vorspannung). Die Basis-Vorspannung bestimmt den Emitttergleichstrom I_E wie folgt:

Bei der NPN-Schaltung ist
$$I_E = \frac{V_{bias} - V_{BE}}{R_E} = \frac{1.7V - 0.7V}{1k\Omega} = 1mA$$

Beim der PNP-Schaltung ist
$$I_E = \frac{V_{pos} - V_{BE} - V_{bias}}{R_E} = \frac{10V - 0.7V - 8.3V}{1k\Omega} = 1mA$$

Der Emitter- und der Kollektorgleichstrom sind praktisch gleich gross: $I_C = I_E = 1 \text{ mA}$.

- Die Emitterwechselspannung ist praktisch gleich gross wie die Basiswechselspannung: $v_E = v_B$. Diese Behauptung wird erst später begründet. Daraus folgt, dass die Eingangs-Wechselspannung auch über dem Emitterwiderstand liegt, so dass $v_E = v_B = v_{in}$.

Bei der NPN-Schaltung liegt über dem Emitterwiderstand R_E die Eingangsspannung v_{in} .

Bei der PNP-Schaltung liegt über dem Emitterwiderstand R_E die Eingangsspannung $-v_{in}$.

Bei der NPN-Schaltung liegt über dem Kollektorwiderstand R_C die Ausgangsspannung $-v_{out}$.

Bei der PNP-Schaltung liegt über dem Kollektorwiderstand R_C die Ausgangsspannung v_{out} .

Mit diesen Kenntnissen sind wir in der Lage, die **Wechselspannungsverstärkung A** zu berechnen:

$$A = \frac{v_{out}}{v_{in}} = \frac{-v_{RC}}{v_{RE}} = -\frac{i_C R_C}{i_E R_E} \quad \text{bei der NPN-Schaltung und}$$

$$A = \frac{v_{out}}{v_{in}} = \frac{v_{RC}}{-v_{RE}} = -\frac{i_C R_C}{i_E R_E} \quad \text{bei der PNP-Schaltung.}$$

Weil $i_C \approx i_E$ ist, gilt für beide Schaltungen

$$A \approx -\frac{R_C}{R_E} = -\frac{5k}{1k} = -5$$

Das ist eine Näherung, die aber sehr gut ist, solange der Emitterwiderstand nicht allzu kleine Werte besitzt ($R_E \geq 200\Omega$). Später werden wir lernen, wie man die Verstärkung genauer berechnet, selbst dann, wenn $R_E = 0\Omega$ ist.

1.2.1 Der Transistor als Schalter

Im Bild 1-6 dient der Transistor als Schalter, der eine Lampe ein- und ausschaltet. Der Kollektor und der Emitter des Transistors bilden die beiden Kontakte des Schalters. Der Schalter wird mit einem Logiksignal betätigt, dessen beiden Spannungspegel 0 V und 5 V betragen. Die Lampe liegt an einer Speisespannung von $V_{pos} = 10\text{ V}$.

Wenn kein Basisstrom fließt (Logikpegel = 0 V), ist die Kollektor-Emitter-Strecke des Transistors stromlos, der Schalter ist geöffnet. Die Kollektor-Emitter-Strecke wird leitend, wenn der Basis genug Strom zugeführt wird. Wenn die Eingangsspannung V_{in} von 0 V auf 5 V springt, fließt ein Basisstrom von

$$I_B = \frac{V_{\text{Logik High}} - V_{BE}}{R_1} = \frac{5\text{ V} - 0.7\text{ V}}{1\text{ k}\Omega} = 4.3\text{ mA} \quad (V_{BE} \text{ ist die Flussspannung der BE-Diode})$$

Der Basisstrom bewirkt einen Stromfluss zwischen Kollektor und Emitter, die Kollektor-Emitter-Strecke wird leitend.

Bei einem elektromechanischen Schalter sinkt die Spannung zwischen den Schaltkontakten auf 0 V ab, wenn der Schalter geschlossen wird. In der Lampe fließt ein Strom von

$$I_{\text{Lampe}} = I_C = I_E = \frac{V_{pos}}{R_{\text{Lampe}}} = \frac{10\text{ V}}{100\Omega} = 100\text{ mA}.$$

Es ist eine Eigenart des Bipolartransistors, dass die Spannung zwischen Kollektor und Emitter nie kleiner als $V_{CEsat} \approx 0.2\text{ V}$ wird. V_{CEsat} heisst Kollektor-Emitter-Sättigungsspannung. Wenn wir die Lampe mit einem Transistor einschalten (und nicht mit einem elektromechanischen Schalter), fließt daher ein etwas kleinerer Lampenstrom von

$$I_{\text{Lampe}} = I_C = I_E = \frac{V_{pos} - V_{CEsat}}{R_{\text{Lampe}}} = \frac{10\text{ V} - 0.2\text{ V}}{100\Omega} \approx 98\text{ mA}$$

Die Schalter-Restspannung von V_{CEsat} ist ein Nachteil des elektronischen Schalters, den man akzeptieren muss.

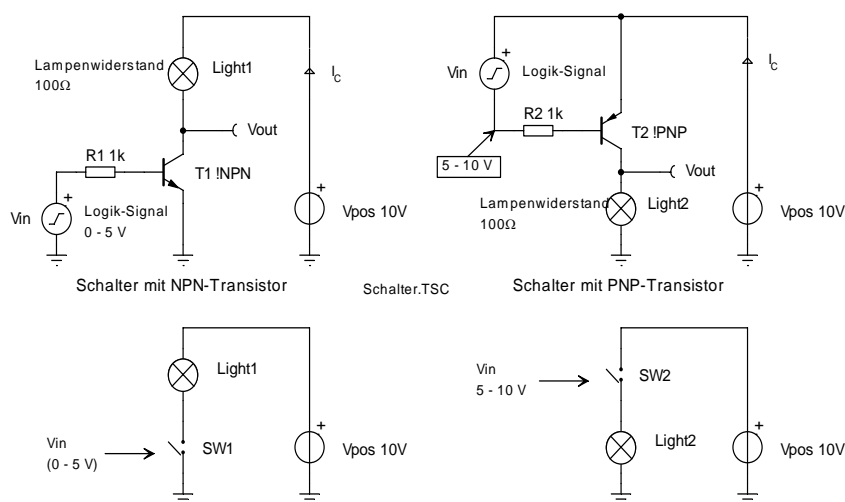


Bild 1-6 Schalter mit NPN- und PNP-Transistor

Damit der Transistor als Schalter korrekt funktioniert, muss er ausreichend „übersteuert“ werden. Was das für die Wahl des Basisstroms bedeutet, werden wir im Kapitel 2.4 erfahren.

1.3 Aufbau des NPN-Transistors

Die wichtigsten Bestandteile des Transistors sind Substrat, Kollektor, Basis und Emitter.

Substrat

Das Substrat ist das Trägermaterial, auf dem der Transistor „aufgebaut“ ist. Es besteht aus einer dünnen Siliziumscheibe (Wafer) von 12 – 30 cm Durchmesser und einer Dicke von ca. 0.5 mm, auf dem Hunderte oder Tausende von Transistoren gleichzeitig erzeugt werden (sog. Batch-Prozess). Nach der Herstellung der Transistor-Strukturen wird der Wafer in die einzelnen Transistoren zersägt. Weil man den Wafer nur auf einer Seite bearbeitet, spricht man von **Planartechnologie (Bearbeitung einer einzigen Ebene)**.

Heute besteht das Substrat meistens aus P-leitendem Silizium (**P-Substrat**). In einem ersten Fabrikationsschritt wird auf dem P-Substrat epitaktisch (d.h. mit gleicher Kristallausrichtung wie im Substrat) eine N-Schicht aufgewachsen (**epitaktische N-Schicht**). Alle Transistoren liegen später in oder auf der Epitaxieschicht. Bild 1.2 zeigt den Querschnitt und die Aufsicht eines typischen NPN-Transistors auf einem P-Substrat.

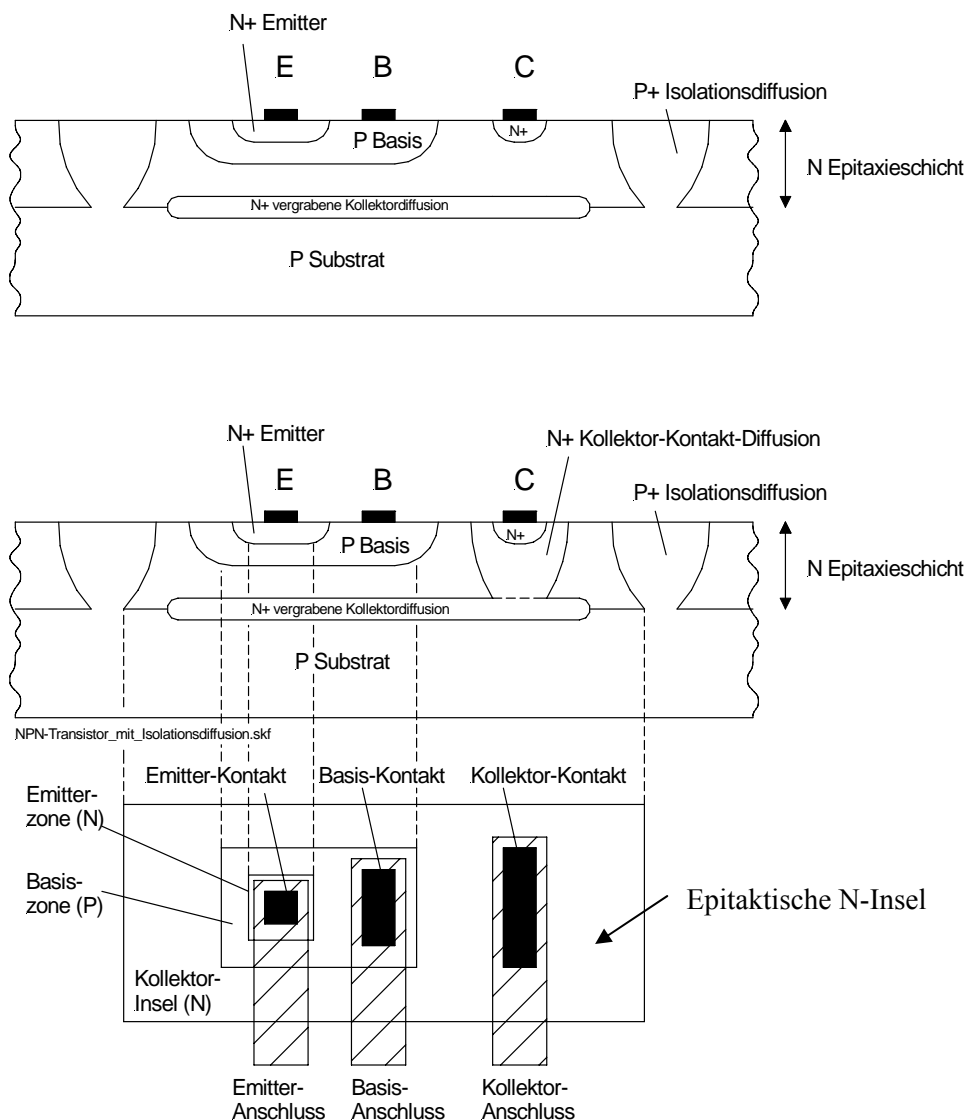


Bild 1-7 Aufbau eines NPN-Transistors mit Diffusions-Isolation

Kollektor

Mit Hilfe einer Isolationsdiffusion (P^+) wird die epitaktische Schicht in elektrisch isolierte N-Inseln zerlegt, die später als Kollektoren dienen oder passive Bauteile aufnehmen. Die gegenseitige Isolation der N-Inseln kommt dadurch zustande, dass man das Substrat auf das niedrigste Potential der Schaltung legt, so dass ein gesperrter PN-Übergang zwischen Substrat und allen epitaktischen N-Inseln entsteht. Auf diese Weise gelingt es, die Transistoren und alle anderen Bauteile, die man in den N-Inseln erzeugt, voneinander elektrisch zu isolieren. Diese Art von gegenseitiger Isolation der verschiedenen Bauteile der integrierten Schaltung heisst **Diffusions-Isolation** (gegenseitige Isolation der Transistoren mit Hilfe einer Diffusion). Die Isolations-Diffusion (Diffusion zum Zweck der Isolation) benötigt relativ viel Fläche, da sie die typisch $20\text{ }\mu\text{m}$ dicke epitaktische Schicht völlig durchdringen muss. Mit der Dicke und dem spezifischen Widerstand der epitaktischen Schicht steigt die zulässige Kollektor-Basisspannung des Transistors an.

Am Boden der Kollektorinsel liegt eine **vergrabene N^+ -Schicht**, welche besonders niederohmig ist und den Kollektor-Bahnwiderstand verringert. Oft wird diese Schicht auch als vergrabene Kollektor-Diffusion (**buried collector diffusion**) bezeichnet. In manchen Fällen wird unter dem Kollektorkontakt zusätzlich eine hochdotierte "**tiefe Kollektor-Kontaktdiffusion**" erzeugt. Sie stellt eine niederohmige Verbindung des Kollektorkontaktes zur vergrabenen Schicht her und reduziert den Kollektor-Bahnwiderstand weiter. Selbstverständlich muss die vergrabene N^+ -Schicht vor dem Aufwachsen der Epitaxieschicht erzeugt werden.

Basis

Durch P-Diffusion erzeugt man eine Basis-Wanne (**Basis-Diffusion**) innerhalb der Kollektor-Insel.

Emitter

In die P-leitende Basis-Wanne legt man eine N-leitende Emitterwanne, wiederum mit Hilfe eines Diffusionsvorganges. Die Eindringtiefe des Emitters in die Basis-Wanne ist ausserordentlich kritisch, da sie die Basisbreite (engl. base width W_B) bestimmt. Typische Werte sind $W_B = 0.5 \dots 2\text{ }\mu\text{m}$. W_B ist der Abstand zwischen dem Kollektor und dem Emitter (anschaulich die „Basisdicke“).

Beim Vergleich von Querschnitt und Aufsicht fällt auf, dass die Kanten der Diffusionsöffnungen nicht mit der Lage der Sperrschichten übereinstimmen. Der Grund hierfür ist die "**laterale (seitliche) Ausdiffusion**". Diese lässt sich nicht vermeiden, da der Dotierstoff beim Diffusionsprozess nach allen Seiten vordringt. Die laterale Ausdehnung einer Diffusionszone entspricht dabei etwa der vertikalen Eindringtiefe.

Die Stromverstärkung des Bipolartransistors hängt teilweise vom Strom ab. Man kann das Maximum der Stromverstärkung zu höheren Stromwerten verschieben, indem man einerseits die Emitterfläche und andererseits die Kantenlänge des Emitters (d.h. den Umfang der Emitterfläche) vergrössert. Weil die Vergrösserung der Kantenlänge besonders wirksam ist, verwendet man gerne **fingerartige Emitterstrukturen**, die auch für das Hochfrequenzverhalten des Transistors günstig sind (Bild 1-8).

Eine Verschiebung des Verstärkungsmaximums zu kleineren Strömen erreicht man durch Verkleinerung der Emitterfläche. Bei einer Emitterfläche von $20\text{ }\mu\text{m} \times 20\text{ }\mu\text{m}$ liegt das Stromverstärkungsmaximum bei etwa 1 mA .

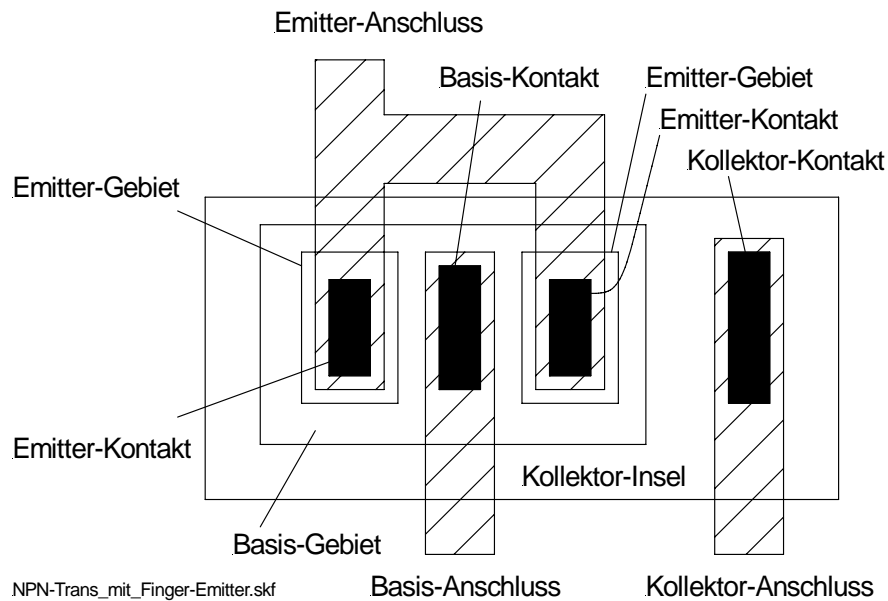


Bild 1-8 Grundriss eines NPN-Transistors mit fingerartiger Emittterstruktur

Aufwändigere Herstellprozesse ersetzen die Isolationsdiffusion durch eine SiO_2 -Isolation, wie Bild 1-9 zeigt (**Oxid- oder dielektrische Isolation, im Bild 1-9 schräg schraffiert**). Dieses Verfahren hat den zweifachen Vorteil kleinerer Kollektor-zu-Substrat-Kapazität und grösserer Integrationsdichte (die Oxid-Isolation beansprucht weniger Platz als die Diffusionsisolation).

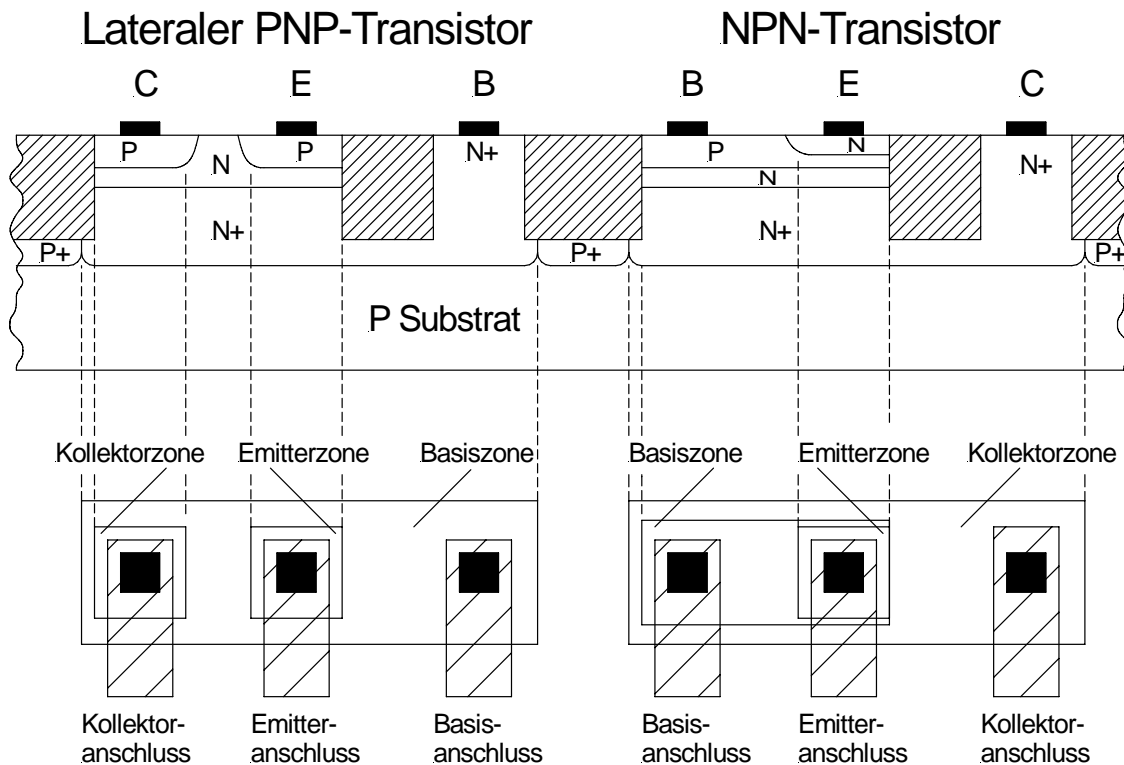


Bild 1-9 Bipolartransistoren mit Oxid-Isolation

1.4 Aufbau des PNP-Transistors

PNP-Transistoren werden in zwei Varianten hergestellt, die man als **laterale** und **vertikale PNP-Transistoren** bezeichnet.

Bei beiden Varianten bilden die epitaktische N-Inseln den Basisanschluss des Transistors und nicht etwa den Kollektoranschluss wie beim NPN-Transistor.

Der **laterale PNP-Transistors** wird häufig **radialsymmetrisch angelegt**, weil bei dieser Form im Basisgebiet eine günstigste Feldverteilung auftritt (Bild 1-10).

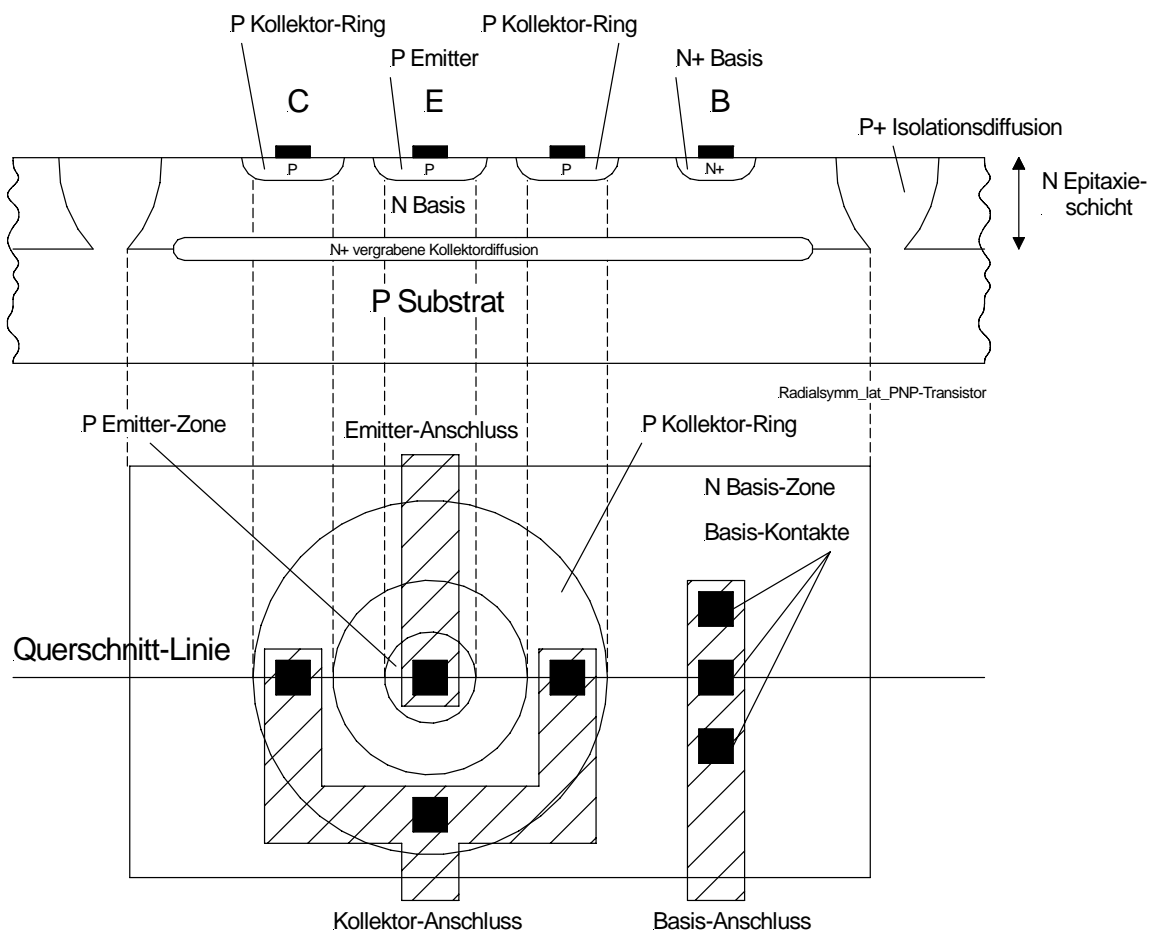


Bild 1-10 Lateraler PNP-Transistor in radialsymmetrischer Form

Innerhalb des ringförmigen Kollektors befindet sich der kreisförmig eindiffundierte Emmitter. Zwischen Kollektor und Emmitter setzt sich die epitaktische Basis-Schicht bis an die Kristalloberfläche fort.

Beim lateralen PNP-Transistor liegt die Schichtfolge Kollektor-Basis-Emitter lateral (d.h. horizontal), während sie beim NPN-Transistor vertikal liegt. Die Basisbreite W_B (base width) hängt vom lateralen Abstand zwischen dem Kollektor-Ring und dem konzentrischen Emitterring ab. Um zu verhindern, dass sich Kollektor und Emitter auf Grund von Fertigungstoleranzen berühren, muss ihr Abstand (d.h. W_B) beim lateralen PNP-Transistor relativ gross gewählt werden. Deshalb sind der Stromverstärkungsfaktor $\beta \approx B$ und die Transitfrequenz f_T beim lateralen PNP-Transistor deutlich kleiner als beim NPN-Transistor, bei dem die NPN-Schichtfolge bekanntlich vertikal liegt.

Bessere Daten erreicht man mit einem **vertikalen PNP-Transistor** (Bild 1-11 und Bild 1-12). Sein Kollektor-Anschluss ist jedoch nicht frei zugänglich, er liegt grundsätzlich am Substrat. Deshalb bezeichnet man diesen Transistor auch als **Substrat-Transistor**.

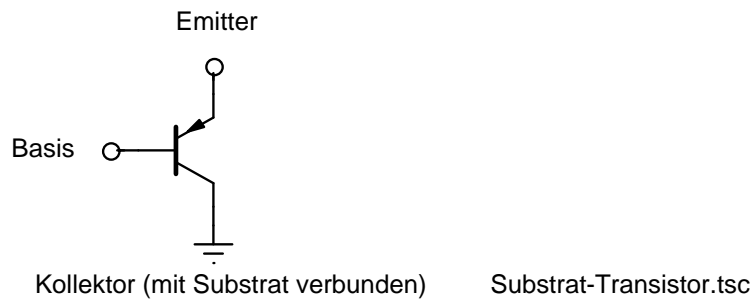


Bild 1-11 Substrat-Transistor (nur Emitter und Basis sind frei zugänglich)

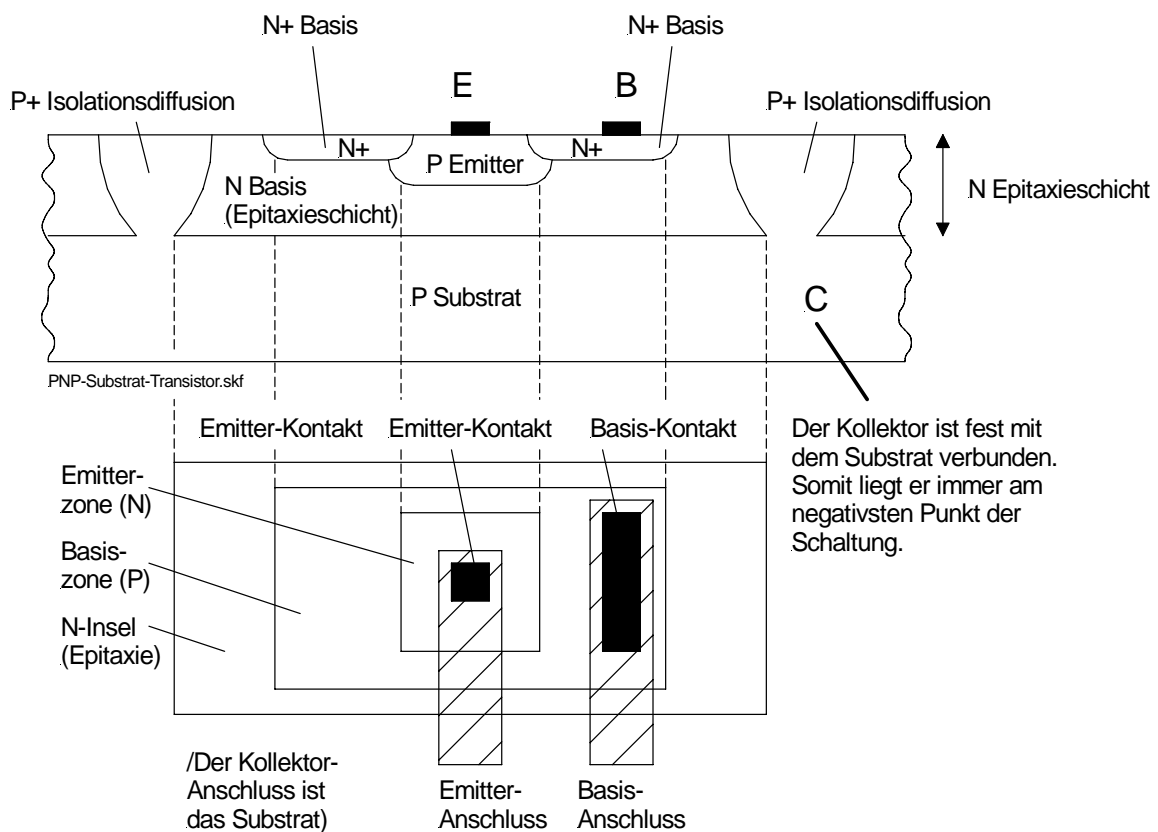


Bild 1-12 Layout des vertikale PNP-Transistors (Substrat-Transistor)

2 Eigenschaften und Kennlinien des Bipolartransistors

2.1 Vereinfachte Grosssignal-Ersatzschaltung

Das elektrische Verhalten des Transistors wird mit der Grosssignal-Ersatzschaltung (Grosssignal-Modell) von Ebers und Moll recht genau beschrieben. Das Ebers-Moll-Modell wird deshalb auch bei SPICE-Simulationen verwendet. Bild 2-1 (Mitte) zeigt die statische Variante des Modells, bei der die Kapazitäten fehlen.

Rechts davon ist ein vereinfachtes Grosssignal-Modell dargestellt, das für die „manuelle“ Dimensionierung und Analyse von Schaltungen ausreicht. Erst im Kap. 4 werden wir – der Vollständigkeit halber – näher auf das vollständige Ebers-Moll-Modell eingehen.

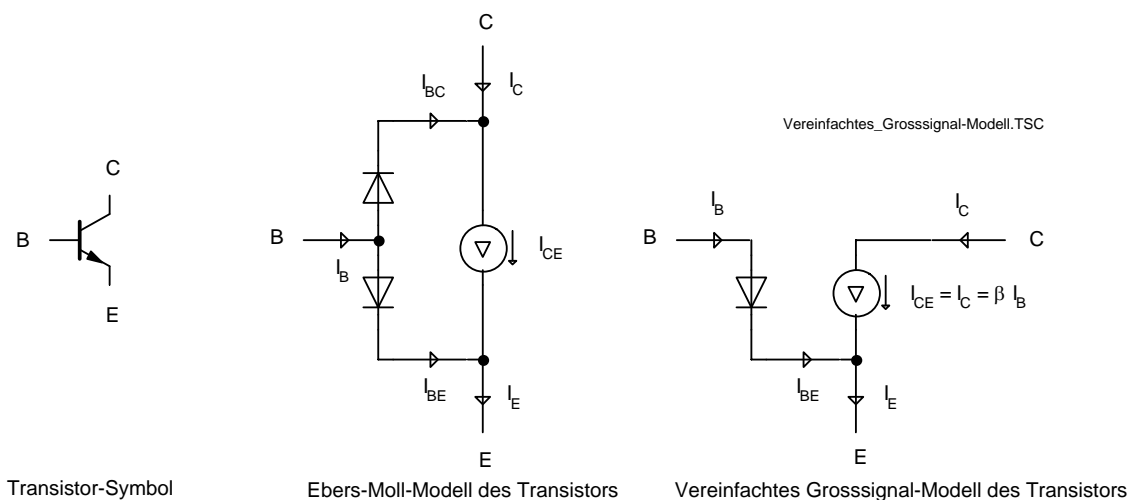


Bild 2-1 Vereinfachtes Grosssignal-Modell des Bipolartransistors (rechts)

Im vollständigen Modell (Bild 2-1 Mitte) bilden die Basis-Kollektor-Strecke und die Basis-Emitterstrecke je eine PN-Diode. Zwischen Kollektor und Emitter liegt eine Stromquelle, die vom Basisstrom I_B gesteuert wird. Der Basisstrom I_B fliesst über die BE-Diode zum Emitter, so dass sich eine BE-Spannung von typisch $V_{BE} = 0.7 \text{ V}$ einstellt, während die BC-Diode in Sperrrichtung polarisiert ist und somit sperrt. Weil der Sperrstrom der BC-Diode klein ist ($I_{BC} \approx 0$), dürfen wir die BC-Diode weglassen und $I_B = I_{BE}$ setzen. Auf diese Weise entsteht aus dem Grosssignalmodell von Ebers-Moll ein **vereinfachtes Grosssignalmodell**. Sein Verhalten wird durch drei Gleichungen beschrieben:

- die **Stromsummengleichung**
- die **Stromverstärkungsgleichung**
- die **Basisstromgleichung (Eingangsgleichung)**

Aus den drei Gleichungen folgt schliesslich die Kollektorstromgleichung (Übertragungsgleichung des Bipolartransistors, siehe Kap. 2.3).

2.1.1 Stromsummengleichung

Nach Kirchhoff gilt die Stromsummengleichung $I_E = I_B + I_C$

Dieser Zusammenhang ist uns schon aus Kap. 1.1 bekannt.

2.1.2 Stromverstärkungsgleichung

Zwischen Kollektor und Emitter liegt eine Stromquelle mit

$$I_{CE} = \beta_F I_B$$

β_F ist der Stromverstärkungsfaktor in Vorwärtsrichtung (forward operation, daher Index F).

Im sog. Rückwärtsbetrieb des Transistors (reverse operation) werden Kollektor und Emitter miteinander vertauscht. Der Stromverstärkungsfaktor in Rückwärtsrichtung (β_R , der Index R steht für reverse operation) ist kleiner als in Vorwärtsrichtung (β_F , der Index F steht für forward operation). Somit gilt immer $\beta_R < \beta_F$.

Bei den üblichen Anwendungen des Transistors besteht keine Veranlassung, C und E miteinander zu vertauschen. Deshalb dürfen wir für spätere Handrechnungen auf den Rückwärts-Stromverstärkungsfaktor β_R verzichten. Wenn von Beta die Rede ist, meinen wir immer β_F , obwohl wir uns auch den Index F ersparen. Simulatoren verwenden beide Faktoren, damit alle nur denkbaren Schaltungen möglichst präzise berechnet werden.

Die Stromverstärkung Beta kann auf drei Arten definiert werden, entweder (a) als Gleichstromverhältnis, (b) als Differential oder (c) als Wechselstromverhältnis.

(a) Definition von „Beta“ als Gleichstromverhältnis

$$\beta_{DC} = B = h_{FE} = \frac{I_C}{I_B}$$

Das ist die **statische** oder **Gleichstrom-Verstärkung**, die in der deutschsprachigen Literatur gerne mit B bezeichnet wird. In der angelsächsischen Literatur wird dafür häufig der **h-Parameter** h_{FE} verwendet. Die Herkunft und die Bedeutung der h-Parameter werden im Kapitel 3.5 erklärt.

(b) Definition von Beta als Differential

$$\beta = h_{fe} = \frac{dI_C}{dI_B}$$

Die **differentielle Stromverstärkung** β wird manchmal auch als **dynamische Stromverstärkung** bezeichnet. Man misst sie bei einem gewünschten Basisgleichstrom I_B . Die differentielle Stromverstärkung wird in der angelsächsischen Literatur häufig mit dem **h-Parameter** h_{fe} bezeichnet.

(c) Definition von Beta als Wechselstromverstärkung

$$\beta \approx \frac{i_C}{i_B}$$

Für die Messung der **Wechselstromverstärkung** legt man an die Basis einen Basisgleichstrom I_B , dem ein Wechselstrom kleiner Amplitude i_B überlagert ist. Im Kollektor fließt der Kollektorgleichstrom I_C , dem ebenfalls ein Wechselstrom der Amplitude i_C überlagert ist. Das Verhältnis der Stromamplituden von i_C und i_B ist die Wechselstromverstärkung. **Bei genügend kleiner Amplitude und tiefer Messfrequenz ist die Wechselstromverstärkung mit der differentiellen Stromverstärkung identisch.**

Bild 2-2 zeigt den kleinen Unterschied zwischen B und β . Dieser Unterschied ist aber meistens so klein, dass wir $B \approx \beta$ setzen dürfen. Aus diesem Grund wird der Stromverstärkungsfaktor meistens mit dem Symbol β bezeichnet.

Desgleichen dürfen wir in der Regel $h_{FE} \approx h_{fe}$ setzen. Die Herkunft und die Bedeutung der h-Parameter wird in Kapitel 3.5 erwähnt.

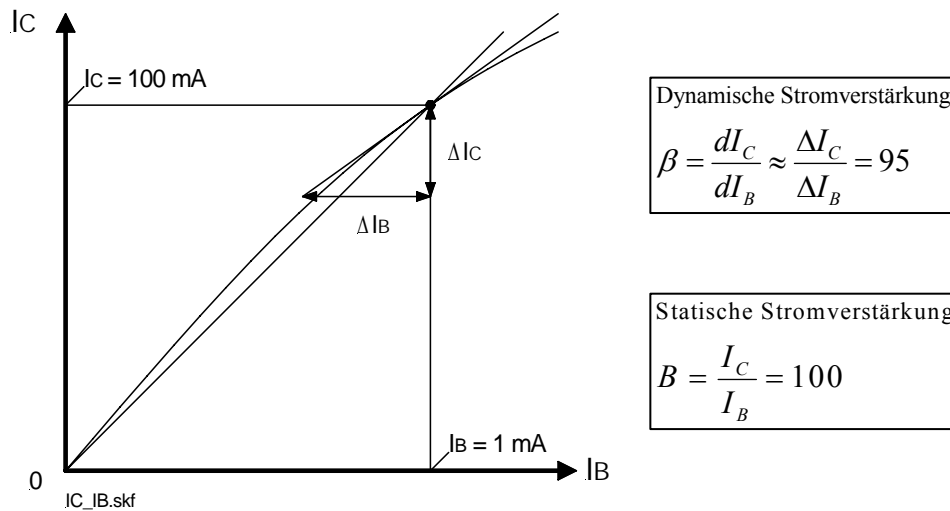


Bild 2-2 Definition von dynamischer (β) und statischer (B) Stromverstärkung

Hinweis:

Manchmal wird der **Alpha- oder A-Stromverstärkungsfaktor** angegeben. Es handelt sich um das Verhältnis von Kollektor- zu Emitterstrom. Der Faktor steht in folgender Beziehung zu β bzw. B :

$$\alpha = \frac{\beta}{1 + \beta} = \frac{dI_C}{dI_E} \approx \frac{i_C}{i_E} \quad \text{bzw.} \quad A = \frac{B}{1 + B} = \frac{I_C}{I_E}$$

Bei $\beta \gg 1$ finden wir $\alpha \approx 1$ (bei $\beta = 100$ ist $\alpha = 0.99$). Die Auflösung nach B bzw. β liefert

$$\beta = \frac{\alpha}{1 - \alpha} \quad \text{bzw.} \quad B = \frac{A}{1 - A}$$

B bzw. β sind vom Kollektor-Ruhestrom I_C und von der Temperatur T abhängig (Bild 2-3). B und β wachsen pro Grad Temperaturerhöhung um rund 1 % an (genauer 0.7 %).

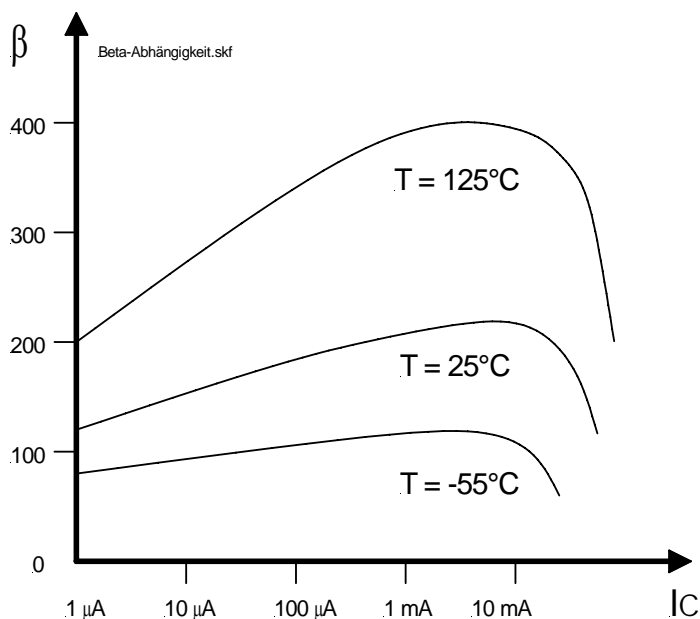


Bild 2-3 Stromverstärkungsfaktor β in Funktion von I_C bei verschiedenen Temp.

2.1.3 Basisstromgleichung

$$I_B = \frac{I_S}{\beta_F} (e^{\frac{V_{BE}}{V_{temp}}} - 1) \approx \frac{I_S}{\beta_F} e^{\frac{V_{BE}}{V_{temp}}}$$

Die Näherung ist für $V_{BE} \geq 0.2 \text{ V}$ gültig. In Verstärkeranwendungen gilt $V_{BE} \approx 0.7 \text{ V}$. Die **grafische Darstellung** des Zusammenhanges $I_{BE} = f(V_{BE})$ heisst **Eingangskennlinie**. Sie wird bei $V_{CE} = \text{konst.}$ gemessen und entspricht der Kennlinie der BE-Diode. Die Auflösung der BE-Stromgleichung liefert

$$V_{BE} = V_{temp} \ln \frac{\beta_F I_{BE}}{I_S}$$

In diesen Gleichungen ist

$k = 1.38 \cdot 10^{-23} \text{ Ws/K}$	(Boltzmannkonstante)
$T = \text{Temperatur in Kelvin}$	(absolute Temperatur)
$q = 1.602 \cdot 10^{-19} \text{ As}$	(Elementarladung)
$V_{temp} = \frac{kT}{q} \approx 26 \text{ mV bei } T = 27^\circ\text{C}$	(Temperaturspannung)
$I_S = 10^{-17} \dots 10^{-15} \text{ A}$	(Sättigungsstrom)

Der **Sättigungsstrom** (genau genommen handelt es sich um den Vorwärts-Sättigungsstrom) lässt sich aus physikalischen und fabrikationstechnischen Grössen wie folgt berechnen:

$$I_S = \frac{q D_n n_i^2}{W_B N_A} A_E \approx 10^{-17} \dots 10^{-15} \text{ A} \quad (\text{Sättigungsstrom für NPN-Transistor})$$

Der kleinere Wert gilt für Niedrigstromtransistoren mit kleinen Abmessungen, der grössere Wert für Hochstromtransistoren mit grösseren Abmessungen.

Der Name „Sättigungsstrom“ ist nicht besonders geschickt gewählt, man betrachte deshalb I_S einfach als Proportionalitätskonstante in der BE-Stromgleichung.

Folgende Grössen bestimmen den Sättigungsstrom I_S :

q	=	Elementarladung $1.6 \cdot 10^{-19} \text{ As}$
D_n	=	Diffusionskonstante für Elektronen
	≈	$38 \text{ cm}^2/\text{s}$ für leicht n-dotiertes Si bei $T = 300 \text{ K}$
n_i	=	intrinsische Ladungsträgerkonzentration in reinem Silizium
	≈	$1.5 \cdot 10^{10} \text{ cm}^{-3}$ bei $T = 300 \text{ K}$
W_B	=	Basisweite (Dicke der Basis-Schicht, Abstand zw. Kollektor und Emitter)
N_A	=	Dotierungsdichte in der Basis
		(der Index A steht für Akzeptoratome/ cm^3 in P-Silizium)
A_E	=	Emitterfläche (Fläche zwischen Emitter und Basis)

Zwei **Zusammenhänge** müssen hervorgehoben werden:

1. **I_S ist umso grösser, je kleiner die Basisbreite W_B ist** (d.h. je dünner die Basisschicht ist). W_B wird vom Transistorhersteller festgelegt und kann vom Schaltungsentwicklers nicht beeinflusst werden.
2. **I_S ist direkt proportional zur Emitterfläche A_E .** Bei der Parallelschaltung von Transistoren addieren sich die Emitterflächen der Transistoren. Auf diese Weise ist es möglich, die wirksame Emitterfläche und damit I_S bzw. den Kollektorstrom bei gegebener BE-Spannung zu beeinflussen.

2.2 DC-Ersatzschaltung für die Arbeitspunktberechnung im aktiven Betrieb (Verstärker)

Die Transistorhersteller geben den Sättigungsstrom I_S nicht bekannt. **Deshalb ist es unmöglich, mit Hilfe der Basisstromgleichung**

$$I_B = \frac{I_S}{\beta_F} \left(e^{\frac{V_{BE}}{V_{temp}}} - 1 \right) \approx \frac{I_S}{\beta_F} e^{\frac{V_{BE}}{V_{temp}}}$$

von V_{BE} auf den Basisstrom I_B oder auf den Kollektorstrom $I_C = \beta I_B$ zu schliessen und umgekehrt. Die exponentielle Stromgleichung ist deshalb nur für die Berechnung von Stromverhältnissen geeignet, weil bei der Verhältnisbildung die Grösse I_S herausfällt. Zum Beispiel lässt sich aus

$$\frac{I_{C2}}{I_{C1}} = \frac{I_S e^{\frac{V_{BE2}}{V_{temp}}}}{I_S e^{\frac{V_{BE1}}{V_{temp}}}} = e^{\frac{V_{BE2} - V_{BE1}}{V_{temp}}} = e^{\frac{\Delta V_{BE}}{V_{temp}}} \quad \text{bzw.} \quad \Delta V_{BE} = V_{temp} \ln \frac{I_{C2}}{I_{C1}}$$

berechnen, um welchen Faktor der Kollektorstrom ansteigt, wenn V_{BE} um $\Delta V_{BE} = V_{BE2} - V_{BE1}$ erhöht wird:

- V_{BE} steigt um 18 mV an, wenn der Kollektorstrom verdoppelt wird.
- V_{BE} steigt um 60 mV an, wenn der Kollektorstrom verzehnfacht wird.

Die Unkenntnis von I_S hat einschneidende Konsequenzen für die Gleichstromdimensionierung von Transistorschaltungen. **Wir verzichten darauf, I_B aus V_{BE} zu berechnen oder umgekehrt. Statt dessen verwenden wir die festen Vorgaben**

$$\begin{aligned} V_{BE} &= 0.7 \text{ V} \\ I_B &= 0 \text{ A} \end{aligned}$$

so ungenau diese Werte auch sind.

Für die Gleichstromberechnungen dürfen wir den Transistor durch die **vereinfachte DC-Ersatzschaltung von Bild 2-4** ersetzen. Das Modell hat die folgenden Eigenschaften:

- I_B wird vernachlässigt, d.h. Null gesetzt
- zwischen Basis und Emitter nehmen wir eine feste Spannung von 0.7 V an
- Kollektor- und Emitterstrom werden gleich gesetzt ($I_C = I_E$)

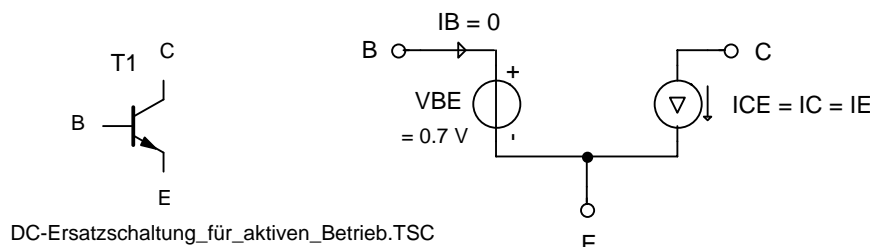


Bild 2-4 Vereinfachte DC-Ersatzschaltung für den aktiven Betrieb des Transistors

Achtung: Damit die vereinfachte DC-Ersatzschaltung gültig ist, muss die Schaltung so beschaffen sein, dass der Emitterstrom allein durch die Emitterspannung und die Beschaltung des Emitters

bestimmt wird. Wenn diese Voraussetzung fehlt, darf I_B nicht vernachlässigt werden, die vereinfachte DC-Ersatzschaltung ist ungültig. Beispiele werden wir in Übungen kennen lernen.

2.3 Übertragungskennlinie

Wenn wir die Stromverstärkungsgleichung

$$I_{CE} = \beta_F I_B$$

auf die BE-Stromgleichung

$$I_{BE} = \frac{I_S}{\beta_F} (e^{\frac{V_{BE}}{V_{temp}}} - 1) \approx \frac{I_S}{\beta_F} e^{\frac{V_{BE}}{V_{temp}}}$$

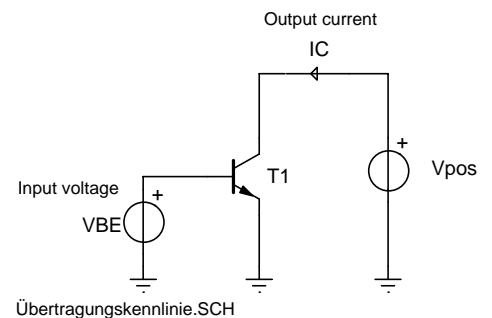
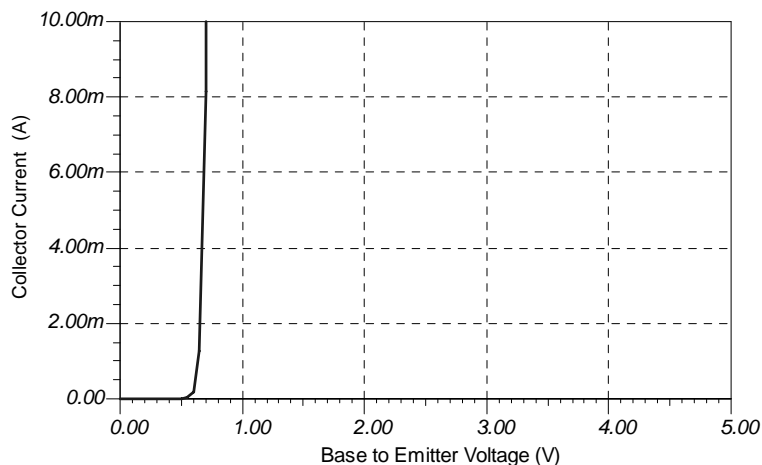
anwenden, erhalten wir die **Kollektorstromgleichung** (auch **Übertragungsgleichung** genannt).

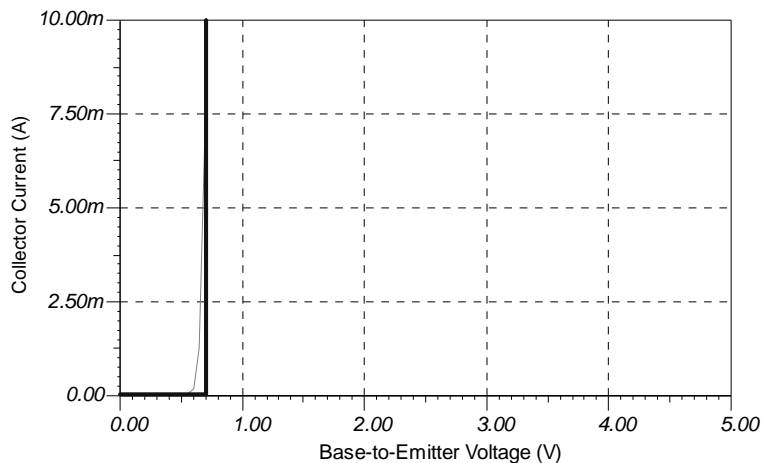
$$I_{CE} = \beta_F I_{BE} = I_S (e^{\frac{V_{BE}}{V_{temp}}} - 1) \approx I_S e^{\frac{V_{BE}}{V_{temp}}}$$

Die Flussspannung der BE-Diode erhalten wir durch Auflösung nach V_{BE} :

$$V_{BE} = V_{temp} \ln \frac{I_{CE}}{I_S}$$

Die grafische Darstellung der Funktion $I_{CE} = f(V_{BE})$ ist als **Übertragungskennlinie des Bipolartransistors** bekannt. Sie wird bei $V_{CE} = \text{konst.}$ gemessen. Bild 2-5 zeigt die Übertragungskennlinie eines typischen Kleinsignal-Bipolartransistors.





Idealisierte (abstrahierte) Übertragungskennlinie:

Bei $V_{BE} < 0.7 \text{ V}$ fliesst kein Kollektorstrom.

Bei $V_{BE} \geq 0.7 \text{ V}$ fliesst ein unendlich grosser Kollektorstrom, der den Transistor zerstört.

In praktischen Anwendungen wird der Emitter- bzw. Kollektorstrom durch geschickte Beschaltung des Transistors begrenzt.

Bild 2-5 Übertragungskennlinie eines Bipolartransistors (oben simuliert, unten abstrahiert)

Im Datenblatt des Transistors wird der Sättigungsstrom I_S in der Regel nicht angegeben. Deshalb ist es auch nicht möglich, die Flussspannung V_{BE} der Basis-Emitter-Diode zu berechnen. Das ist aber kein Problem, weil nämlich V_{BE} bei allen Transistoren ungefähr gleich gross ist, nämlich

$$V_{BE} = 0.7 \text{ V wenn } I_E \approx I_C \approx 10 \text{ mA}$$

$$V_{BE} = 0.6 \text{ V wenn } I_E \approx I_C \approx 1 \text{ mA}$$

In der Praxis findet man abweichende Werte:

- Bei integrierten Bipolartransistoren ist oft $V_{BE} = 0.8 \text{ V}$ bei $I_E \approx I_C \approx 1 \text{ mA}$.
- Bei Leistungstransistoren kann V_{BE} bei grossen Kollektorströmen bis auf 1.5 V ansteigen.

Solche Ausnahmen gehen aus dem Datenblatt des Transistorherstellers deutlich hervor.

Wenn wir keine Angaben über V_{BE} besitzen, verwenden wir $V_{BE} = 0.7 \text{ V}$

2.4 Ausgangskennlinie

Die grafische Darstellung der Funktion $I_C = f(V_{CE})$ heisst Ausgangskennlinie. Ihr Verlauf hängt von der Basiseinstellung ab. Wird die Ausgangskennlinie bei konstantem Basisstrom aufgezeichnet, resultiert der Verlauf von Bild 2-6 (Kennlinienparameter $I_B = \text{konst.}$). Wird sie bei konstanter Basisspannung aufgezeichnet, resultiert der Verlauf von Bild 2-7 (Kennlinienparameter $V_{BE} = \text{konst.}$).

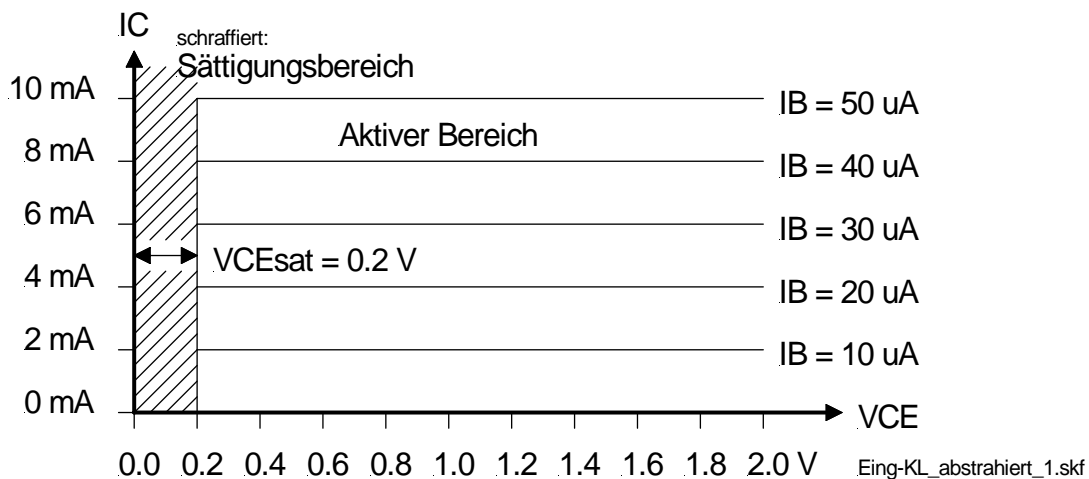
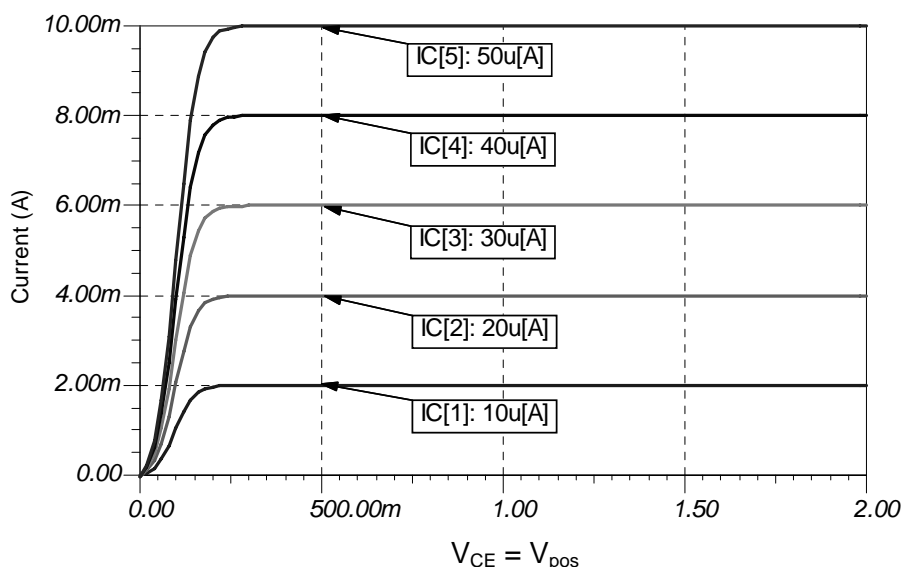
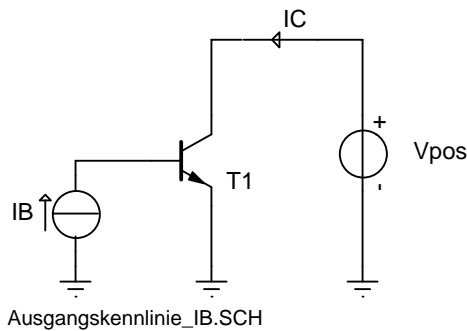


Bild 2-6 Ausgangskennlinien mit I_B als Parameter (oben simuliert, unten abstrahiert)

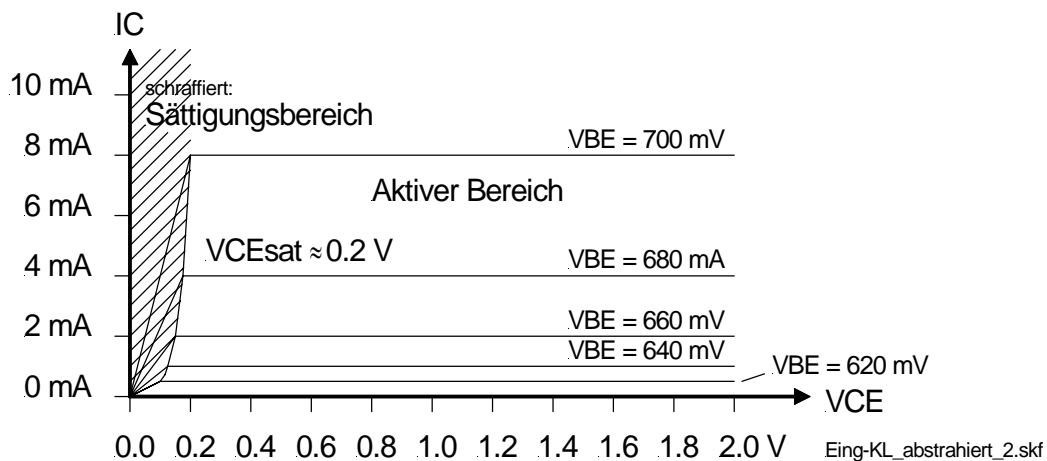
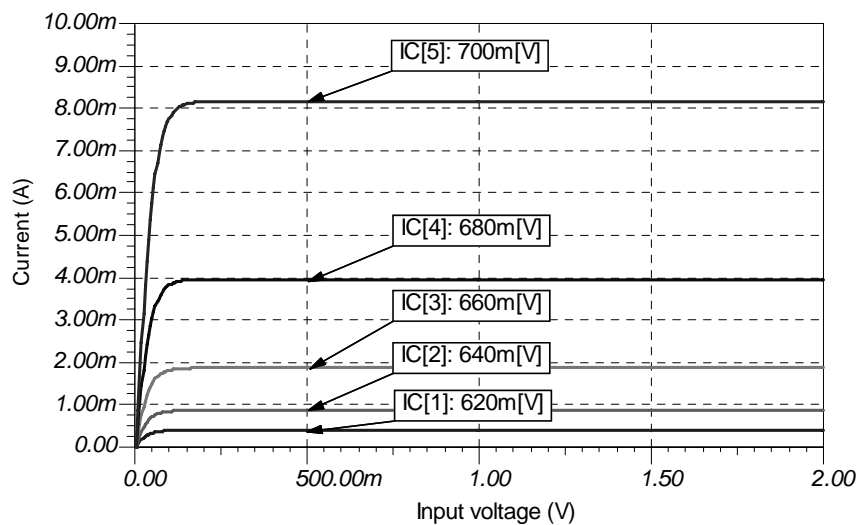
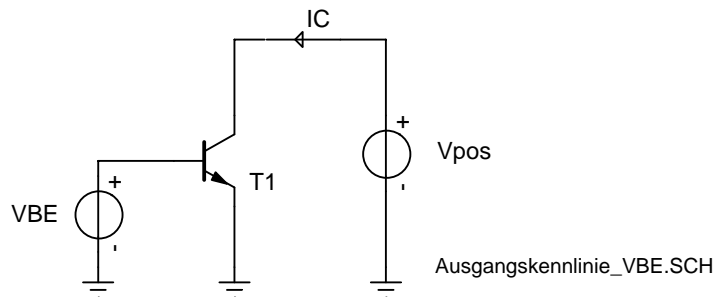


Bild 2-7 Ausgangskennlinien mit V_{BE} als Parameter (oben simuliert, unten abstrahiert)

Bei $V_{CE} < 0.2 \text{ V}$ sagt man, der Transistor sei **gesättigt**. Die CE-Spannung, bei welcher der Stromanstieg abflacht und die Kennlinie horizontal wird, heisst **Sättigungsgrenze**. Die zugehörige CE-Spannung heisst **Sättigungsspannung** $V_{CE \text{ sat}}$.

Bei Kleinsignaltransistoren liegt die Sättigungsgrenze bei

$$V_{CE \text{ sat}} \approx 0.2 \text{ V}$$

Von diesem Wert gehen wir aus, wenn keine anderen Angaben vorhanden sind.

Bei modernen Kleinsignaltransistoren kann $V_{CE\text{ sat}}$ viel kleiner werden ($V_{CE\text{ sat}} = 20 \dots 100 \text{ mV}$), bei Leistungstransistoren und hohen Strömen kann sie grösser werden ($V_{CE\text{ sat}} = 1.5 \text{ V}$).

$V_{CE\text{ sat}}$ weist eine **Temperaturdrift** von $0.3 \dots 1 \text{ mV/K}$ auf. Der kleinere Wert ist für kleine Kollektorströme typisch, den grösseren trifft man bei grossen Kollektorströmen an. Weil die Sättigung des Transistors nur in Schalteranwendungen auftritt, ist die Temperaturdrift von $V_{CE\text{ sat}}$ jedoch selten von Bedeutung.

Bei $V_{CE} \geq V_{CE\text{ sat}}$ verläuft die Ausgangskennlinie horizontal oder nur wenig ansteigend. Man sagt, der Transistor sei im **aktiven Bereich**.

Achtung: Bei Feldeffekt-Transistoren sind die beiden Bezeichnungen gesättigter Bereich und aktiver Bereich vertauscht.

Im Sättigungs- und im aktiven Bereich besitzt die CE-Strecke des Transistors völlig verschiedene Eigenschaften:

1. Wenn Kollektorstrom fliesst, kann die CE-Spannung den Wert $V_{CE\text{ sat}}$ (typisch 0.2 V) nicht unterschreiten.

Beim gesättigten Transistor ist $V_{CE} = V_{CE\text{ sat}}$ (typisch 0.2 V).

Der Zustand $V_{CE} = V_{CE\text{ sat}}$ (Sättigung des Transistors) tritt bei Schalteranwendungen des Transistors auf. Im Verstärkerbetrieb wird der gesättigte Zustand vermieden.

2. **Im Sättigungsbereich ($V_{CE} < V_{CE\text{ sat}}$)** verläuft die Ausgangskennlinie steil ansteigend. Das bedeutet, dass die **CE-Strecke niederohmig** ist (eine kleine Spannungsänderung ΔV_{CE} bewirkt eine grosse Stromänderung ΔI_C). Das ist bei Stromsteuerung noch markanter als bei Spannungssteuerung. Der dynamische Widerstand der CE-Strecke wird als r_{CE} bezeichnet.

Beim gesättigten Transistor ist r_{CE} niederohmig.

Die CE-Strecke stellt eine Spannungsquelle von $V_{CE\text{ sat}} \approx 0.2 \text{ V}$ dar.

Der Zusammenhang $i_C = \beta \cdot i_B$ ist im Sättigungsbetrieb ungültig. Der Kollektorstrom wird nicht vom Basisstrom bestimmt, sondern von der Beschaltung des Kollektors und des Emitters (siehe Kap. 2.6).

Der gesättigte Zustand tritt bei **Schalteranwendungen des Transistors** auf.

3. Im **aktiven Bereich ($V_{CE} \geq V_{CE\text{ sat}}$)** verläuft die Ausgangskennlinie fast horizontal. Das bedeutet, dass die **CE-Strecke hochohmig** ist (eine Spannungsänderung ΔV_{CE} bewirkt fast keine Stromänderung ΔI_C). Weil dennoch Strom fliesst, stellt die CE-Strecke eine Stromquelle dar (Stromquellen sind hochohmig).

Beim aktiven Transistor ist r_{CE} hochohmig.

Die CE-Strecke stellt eine Stromquelle vom Wert $I_C \approx I_E$ dar.

Im aktiven Bereich gilt der Zusammenhang $i_C = \beta \cdot i_B$.

Der aktive Bereich eignet sich für **Verstärkeranwendungen des Transistors**.

2.5 Early-Effekt

Die idealisierte Kennlinie verläuft im aktiven Bereich horizontal, die reale jedoch leicht ansteigend, wie Bild 2-8 in übertriebener Darstellung zeigt. Die Neigung kommt dadurch zustande, dass parallel zur CE-Stromquelle ein zwar hoher, aber endlicher CE-Widerstand r_{CE} liegt.

Der **dynamische Kollektor-Emitter-Widerstand** ist definiert als

$$r_{CE} = \frac{dV_{CE}}{dI_C}$$

Die Verlängerungen der annähernd horizontalen Kennlinien-Abschnitte schneiden die negative V_{CE} -Achse ungefähr in einem gemeinsamen Punkt. Der Betrag der Spanningskoordinate dieses Schnittpunktes heisst **Early-Spannung** V_A (Bild 2-8).

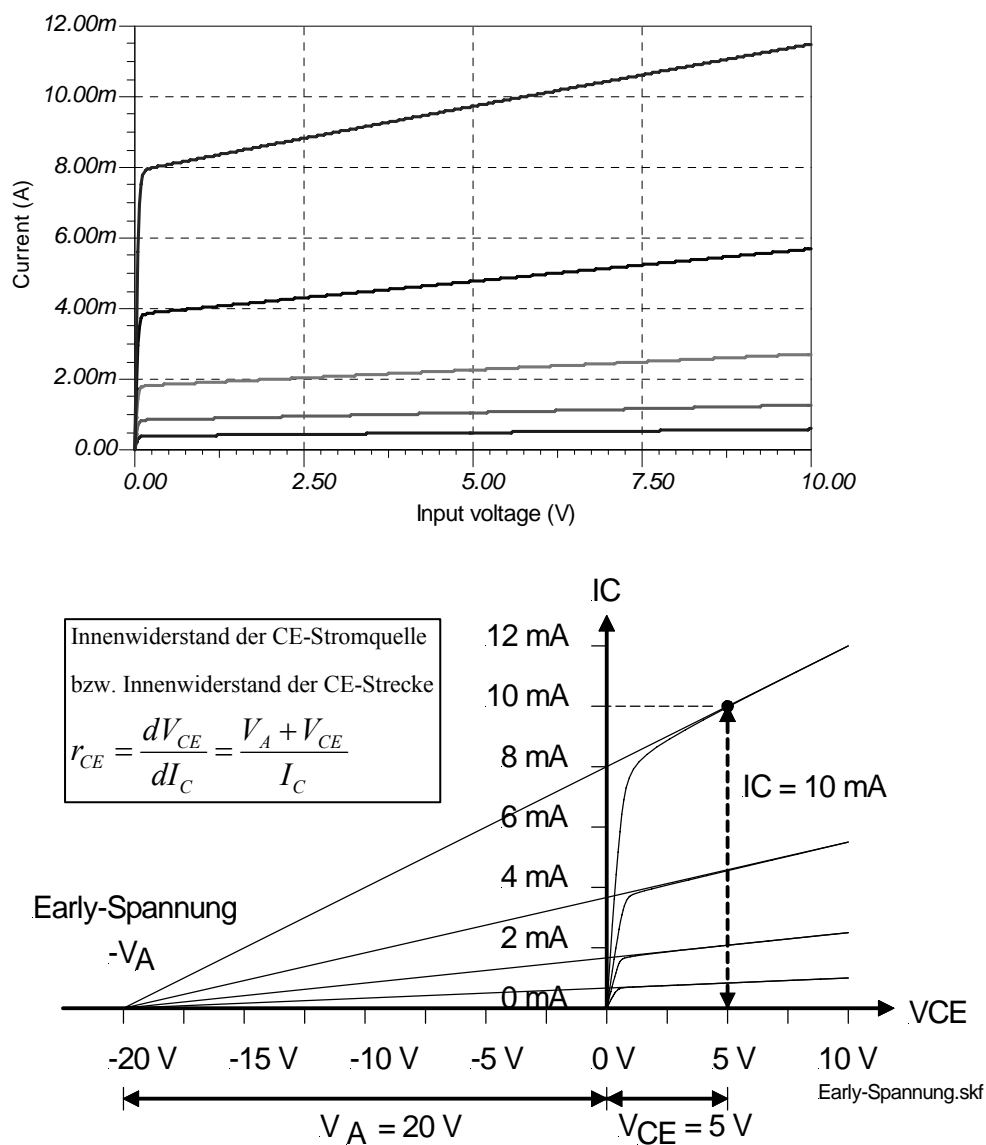


Bild 2-8 Definition der Early-Spannung V_A

Aus geometrischen Beziehungen folgt

$$r_{CE} = \frac{dV_{CE}}{dI_{CE}} = \frac{V_A + V_{CE}}{I_C} \approx \frac{V_A}{I_C}$$

In der Praxis ist die Näherung $r_{CE} \approx \frac{V_A}{I_C}$ fast immer zulässig, weil in der Regel $V_A \gg V_{CE}$ ist.

V_A unterliegt relativ starken Exemplarstreuungen und wird daher in Datenblättern praktisch nie numerisch angegeben. Bei Kleinsignaltransistoren sind Werte von $V_A = 1000 \text{ V}$ anzutreffen.

Wenn keine Angaben vorhanden sind, verwenden wir $V_A = 100 \text{ V}$.

2.6 Übersteuerung des Transistors im Schalterbetrieb

Der Zusammenhang $i_C = \beta \cdot i_B$ ist nur im aktiven Arbeitsbereich des Transistors gültig, wenn also $V_{CE} \geq V_{CE \text{ sat}}$ ist.

Im Sättigungsbereich hingegen, wenn $V_{CE} < V_{CE \text{ sat}}$ ist (schraffierter Bereich in Bild 2-6 und Bild 2-7) ist der Zusammenhang $i_C = \beta \cdot i_B$ ungültig. **Der Kollektorstrom I_C erreicht bei Sättigung nicht den Wert $\beta \cdot i_B$, sondern bleibt kleiner.** Das Verhältnis von $\beta \cdot i_B$ zu i_C wird als Mass für die Übersteuerung benutzt und heisst **Übersteuerungsfaktor m**:

$$m = \frac{\beta I_B}{I_C} \approx \frac{\beta I_B}{I_C}$$

Bei $m > 1$ bezeichnet man den Transistor als **übersteuert**. Er ist gesättigt, mit $V_{CE} < V_{CE \text{ sat}}$.

Bei $m = 1$ ist der Transistor **nicht übersteuert**. Er befindet sich im aktiven Betrieb mit $V_{CE} \geq V_{CE \text{ sat}}$.

Übersteuerung tritt nur bei Schalteranwendungen des Transistors auf. Die Übersteuerung eines Schalttransistors ($m > 1$) hat zwei Vorteile:

1. Je grösser m ist, desto sicherer bleibt der Transistor auch dann gesättigt, wenn der Wert von β nachlässt oder wenn er durch Exemplarstreuungen unter den typischen Wert fällt.
2. Je grösser m ist, desto kleiner ist $V_{CE \text{ sat}}$, was bei Schalteranwendungen oft wichtig ist.

2.7 Das Phänomen der CE-Restspannung $V_{CE \text{ sat}}$ im Schalterbetrieb

Meistens fliesst im Sättigungsbetrieb besonders viel Kollektorstrom, weil der Transistor als geschlossener Schalter dient, dessen Aufgabe darin besteht, Strom zu leiten. Es gibt jedoch Schalteranwendungen, bei denen nur kurzzeitig Strom fliesst, z.B. bei der Entladung eines Kondensators (Bild 2-9).

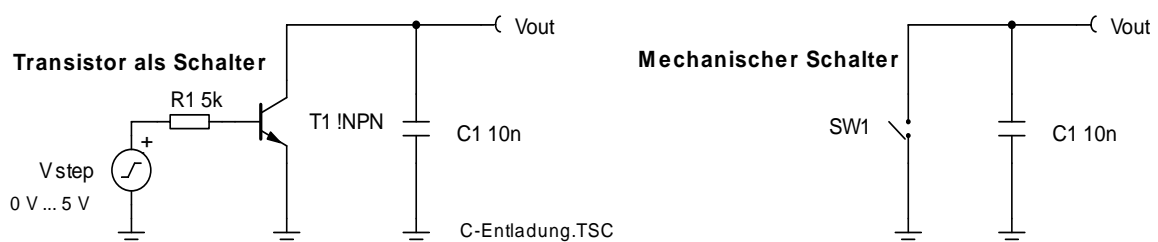


Bild 2-9 Entladung eines Kondensators mit einem Bipolartransistor

Der Kondensator C1 sei anfänglich auf 10 V geladen. Ein Spannungssprung am Eingang (V_{step}) bringt den Transistor zum Leiten, wodurch C1 entladen wird. Wenn wir einen mechanischen Schalter verwenden, fällt die Spannung über dem Kondensator auf 0 V ab. Wenn wir jedoch den Transistor verwenden, bleibt eine kleine CE-Restspannung $V_{\text{CE sat } 0}$ über dem Kondensator stehen. Sie rührt daher, dass weiterhin Basisstrom fliesst, obwohl der Kollektorstrom zu null wird, nachdem der Kondensator entladen ist. Der Übersteuerungsfaktor wird in diesem Fall unendlich:

$$m = \lim_{I_C \rightarrow 0} \frac{\beta \cdot I_B}{I_C} = \infty$$

Im vorherigen Abschnitt haben wir gelernt, dass $V_{\text{CE sat}}$ umso kleiner wird, je grösser m gewählt wird. **Wenn m gegen ∞ strebt, erreicht $V_{\text{CE sat}}$ nicht 0 V, sondern einen bestimmten Minimalwert, den wir als CE-Restspannung $V_{\text{CE sat } 0}$ bezeichnen.** Der Index Null soll angeben, dass $I_C = 0$ ist. Die Simulation der Schaltung in Bild 2-10 zeigt eine CE-Restspannung von $V_{\text{CE sat } 0} = 5 \text{ mV}$.

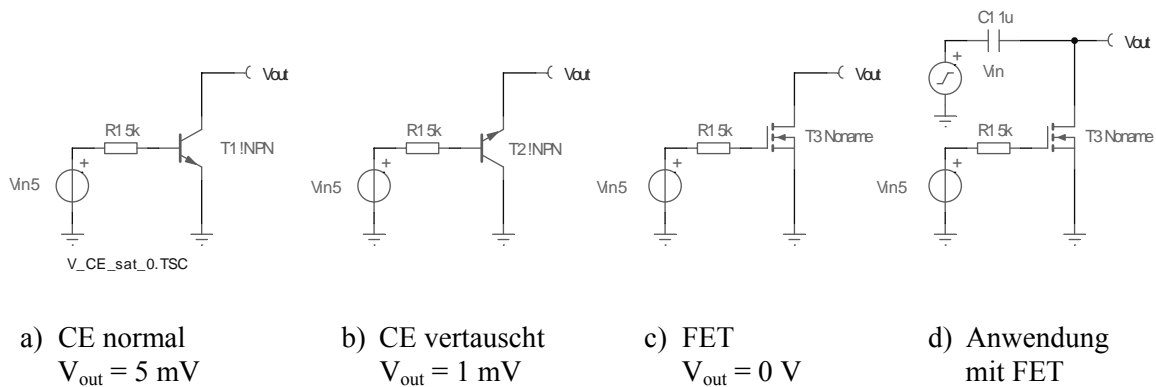


Bild 2-10 Messung der CE-Restspannung $V_{\text{CE sat } 0}$ (a), Anwendungen (b - d)

Die CE-Restspannung wird kleiner, wenn beim Transistor der Kollektor und der Emitter vertauscht werden (Bild 2-10 b). Dieser Trick wird häufig angewendet, wenn keine Feldeffekt-Transistoren zur Verfügung stehen. Wenn die Restspannung stört, wird ein Feldeffekt-Transistor verwendet (Bild 2-10 c). FETs zeigen im stromlosen Zustand keine Restspannung.

Bild 2-10 d zeigt eine Anwendung mit FET, bei der T3 das kapazitiv ausgekoppelte Signal v_{out} periodisch auf 0V kurzgeschlossen wird. Würde man das mit einem Bipolartransistor machen, würde der Ausgang bei Kurzschluss nicht 0V zeigen, sondern einige Millivolt.

2.8 DC-Ersatzschaltung für die Arbeitspunktberechnung im Sättigungsbetrieb (Schalter)

Für DC-Berechnungen an gesättigten Bipolartransistoren verwendet man die **Sättigungs-Ersatzschaltung** nach Bild 2-11. Sowohl die BE- als auch für die CE-Strecke sind je durch eine Gleichspannungsquelle dargestellt. Damit können der Strom und die Verlustleistung im Transistor berechnet werden.

Wenn keine genaueren Angaben vorhanden sind, verwenden wir die Werte $V_{\text{BE}} = 0.7$ und $V_{\text{CE sat}} = 0.2$ V. Das sind keine genauen, sondern typische Grössen. Im inversen Schalterbetrieb setzen wir $V_{\text{CE sat } 0} = 5 \text{ mV}$. Dieser Wert gilt dann, wenn C und E vertauscht und der Kollektorstrom im eingeschwungenen Betrieb null wird (Schaltung im Bild 2-10 b, Kap. 2.7).

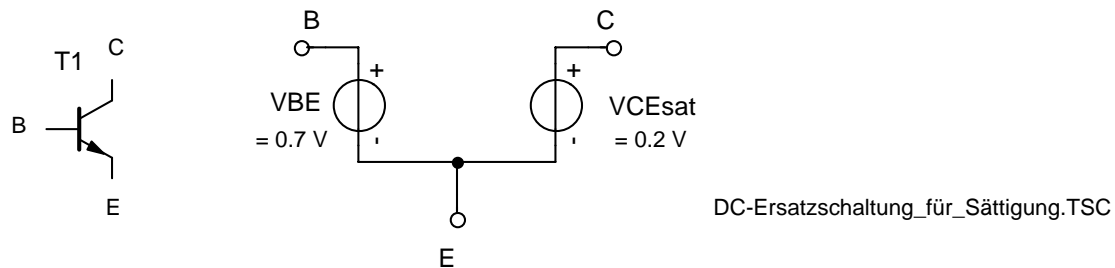


Bild 2-11 Sättigungs-DC-Ersatzschaltung

2.9 Gegenüberstellung von aktivem Betrieb und Sättigungsbetrieb

	Aktiver Betrieb	Sättigungsbetrieb
Anwendungen	Verstärker (linearer Betrieb, Stromquellenbetrieb)	Schalter (nichtlinearer Betrieb, Schalterbetrieb)
V_{CE}	$\geq V_{BE} \approx 0.7 \text{ V}$ (bis 1.5 V bei Leistungstransistoren)	$< V_{BE} \approx 0.7 \text{ V}$ (bis 1.5 V bei Leistungstransistoren) $V_{CE(sat)} = 0.2 \text{ V}$ (Kleinsignal-Trans.) $= 2 \dots 5 \text{ mV}$ falls $I_C = 0$, I_B endlich $= 0.2 \dots 1.5 \text{ V}$ (Leistungstransistoren) Temperaturdrift von $V_{CE(sat)}$: $0.3 \dots 1 \text{ mV/K}$ (stromabhängig)
I_C	$I_C = B \cdot I_B$ bzw. $i_C = \beta \cdot i_B$	I_C von C+E-Beschaltung abhängig
$r_{CE} = dV_{CE}/dI_C$	$\rightarrow \infty \Omega$ (tendenzieller Wert)	$\rightarrow 0 \Omega$ (tendenzieller Wert)
$m = B \cdot I_B/I_C$	$m = 1$	$m > 1$
DC-Ersatzschaltung	nach Bild 2-4	nach Bild 2-11
Kleinsignal-Ersatzschaltung	Nach Kap. 3	nicht vorhanden, wird nicht benötigt

In linearen Anwendungen des Transistors (z.B. bei Verstärkern) will man unter allen Umständen verhindern, dass der Transistor sättigt, weil die Sättigung zu Verzerrungen (Signalbegrenzungen) führt.

In Schalteranwendungen des Transistors will man, dass der Transistor im eingeschalteten Zustand sättigt, weil dann $V_{CE(sat)}$ klein ist und daher auch die Verlustleistung im Transistor klein bleibt.

Im gesättigten (d.h. eingeschalteten) Zustand beträgt die **statische Verlustleistung des Transistors**

$$P_{\text{Transistor}} = I_C \cdot V_{CE(sat)} + I_B \cdot V_{BE}$$

Während des Schaltvorgangs entsteht auch eine dynamische Verlustleistung, die von den Kapazitäten in der Schaltung und von der Schaltfrequenz abhängt (wird an dieser Stelle nicht behandelt).

3 Kleinsignal-Ersatzschaltung

3.1 Statische und dynamische (differenzielle) Größen

Man unterscheidet zwischen statischen und dynamischen oder differenziellen Kenngrößen von elektronischen Schaltungen.

Die Gleichspannungen und Gleichströme in einer Schaltung sind statische Größen. **Statische Größen werden mit Hilfe von DC-Messungen bestimmt.**

Beispiel einer statischen Größe: Der Gleichstromwiderstand R_L einer Spule. Um ihn zu bestimmen, legen wir eine Gleichspannung V_L an die Spule an und messen den in der Spule fließenden Gleichstrom I_L . Der statische Widerstand (Gleichstromwiderstand) der Spule beträgt dann

$$R_L = \frac{V_L}{I_L}.$$

Andere Kenngrößen von elektronischen Schaltungen werden dynamisch oder differenziell definiert, so z.B. der dynamische Widerstände von nichtlinearen Bauelementen (z.B. von Dioden) oder der Verstärkungsfaktor von Verstärkern. **Dynamische Größen werden mit Hilfe von Differenzmessungen bestimmt.**

Beispiel einer dynamischen Größe: Der dynamische BE-Widerstand r_{BE} . Wenn wir die Spannung über der BE-Diode um eine winzig kleine Spannung ΔV_{BE} erhöhen, messen wir eine Zunahme des Basisstromes ΔI_B . Der dynamische Basis-Emitterwiderstand r_{BE} wird wie folgt berechnet:

$$r_{BE} = \frac{dV_{BE}}{dI_B} \approx \frac{\Delta V_{BE}}{\Delta I_B}$$

Das ergibt einen völlig anderen Wert, als wenn wir die Gleichspannung über der Diode ($V_{BE} = 0.7 \text{ V}$) durch den Gleichstrom in der Diode (I_B) dividieren, was dem Gleichstromwiderstand der BE-Diode entspricht. Der Gleichstromwiderstand der Diode ist jedoch nutzlos und daher uninteressant: Sie werden ihn nirgends antreffen! Von praktischem Nutzen ist allein der dynamische BE-Widerstand r_{BE} .

Zweites Beispiel einer dynamischen Größe: Der Verstärkungsfaktor A eines Verstärkers. Um ihn zu bestimmen, erhöhen wir die Eingangsspannung um einen winzig kleinen Wert ΔV_{in} und messen die resultierende Erhöhung (beim nichtinvertierenden Verstärker) oder Erniedrigung (beim invertierenden Verstärker) der Ausgangsspannung ΔV_{out} . Dann berechnen wir die dynamische Verstärkung

$$A \approx \frac{\Delta V_{out}}{\Delta V_{in}} \text{ als Näherung der effektiv differenziell definierten Verstärkung } A = \frac{dV_{out}}{dV_{in}}.$$

Wir können auch eine Wechselspannung kleiner Amplitude (v_{in}) an den Eingang legen und die resultierende Wechselspannung (v_{out}) messen. Weil die kleinen Amplituden von v_{out} und v_{in} kleinen Spannungsänderungen ΔV_{out} bzw. ΔV_{in} entsprechen, gilt näherungsweise

$$A \approx \frac{v_{out}}{v_{in}} \approx \frac{\Delta V_{out}}{\Delta V_{in}} \approx \frac{dV_{out}}{dV_{in}},$$

Wichtig: Würden unsere elektronischen Schaltung nur linearen Bauteile enthalten, so wären die statischen und die dynamischen Kenngrößen identisch. Praktisch alle elektronischen Schaltungen besitzen jedoch nichtlineare Bauteile, so dass es vernünftig ist, Verstärkungsfaktoren sowie Ein- und Ausgangswiderstände von Schaltungen grundsätzlich nur differenziell zu betrachten. Differenzielle Widerstände werden häufig als dynamische Widerstände bezeichnet (was nicht dasselbe ist wie der Wechselstromwiderstand; der Wechselstromwiderstand ist zusätzlich frequenzabhängig).

3.2 Kleinsignal-Ersatzschaltung (Hybrid-Pi-Ersatzschaltung)

Elektronische Schaltungen, die Dioden und Transistoren enthalten, sind nichtlinear. Die elementare Berechnung von nichtlinearen Schaltungen ist ausserordentlich aufwändig. Zum Glück verhalten sich auch nichtlineare Schaltungen in ihrem Arbeitspunkt linear, wenn wir Signale mit genügend kleiner Amplitude verwenden. Deshalb dürfen wir die nichtlinearen Bauteile durch lineare Ersatzschaltungen ersetzen, wenn wir uns darauf beschränken, nur Signale mit sehr kleiner Amplitude zu verwenden.

Die Kleinsignalersatzschaltungen enthalten dynamische Ersatzelemente, deren Wert vom Arbeitspunkt abhängt.

Mit Hilfe der Kleinsignalersatzschaltung linearisieren wir eine gegebene Originalschaltung im Arbeitspunkt.

Das Kleinsignalmodell bzw. die Kleinsignal-Ersatzschaltung des Transistors enthält Widerständen und Kondensatoren, die man als **Kleinsignal-Ersatzelemente des Transistors** bezeichnet. Bei HF-Transistoren findet man ausserdem auch Induktivitäten in der Ersatzschaltung.

Der Wert der Ersatzelemente ist vom Arbeitspunkt des Transistors, d.h. von den Gleichströmen und Gleichspannungen des Transistors abhängig.

Das Kleinsignal-Ersatzschaltbild wird zur **Berechnung des Verstärkungsfaktors bzw. des Frequenzganges sowie zur Berechnung der Ein- und Ausgangsimpedanzen einer Transistorschaltung** verwendet. Diese Berechnungen heissen **Kleinsignalberechnungen**, weil sie mit Hilfe der Kleinsignal-Ersatzelemente des Transistors ausgeführt werden.

Wir fassen zusammen:

1. Die Werte der meisten Kleinsignal-Ersatzelemente hängen vom Arbeitspunkt des Transistors ab, d.h. von den Gleichströmen und Gleichspannungen am Transistor. Deshalb muss zuerst der Arbeitspunkt bestimmt werden, bevor man die Kleinsignal-Ersatzelemente berechnen kann.
2. Die Kleinsignal-Ersatzschaltung ist unerlässlich, um die dynamischen Kenngrössen einer Schaltung zu berechnen, wie z.B. den dynamischen Ein- und Ausgangswiderstand einer Schaltung oder deren Verstärkung.

Bild 3-1 zeigt die vollständige Kleinsignal-Ersatzschaltung eines Bipolar-Transistors.

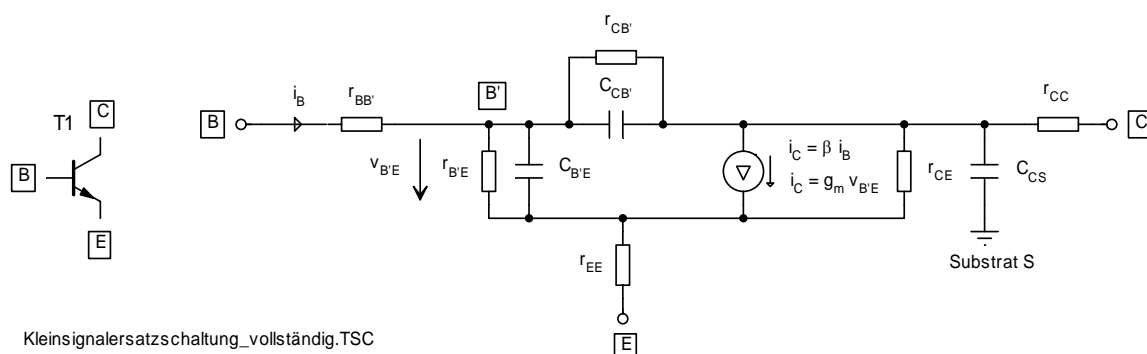


Bild 3-1 Vollständige Kleinsignal-Ersatzschaltung (Hybrid-Pi- oder Giacoletto-Schaltung)

Die nachstehende Tabelle enthält Werte für einen typischen Bipolartransistor bei $I_C = 100 \mu\text{A}$, $V_{CB} = 3 \text{ V}$, $V_{CS} = 5 \text{ V}$, $V_A = 100 \text{ V}$, $\beta = 100$.

Internat. Symbole	Engl. Symbole	Bezeichnung	Berechnung (siehe Kap. 3.3)	typ. Wert
$r_{B'E}$	r_π	BE-Widerstand	$r_{B'E} = (\beta + 1) V_{\text{temp}}/I_E = (\beta + 1) r_E$	26 k Ω
$r_{CB'}$	r_μ	CB-Widerstand	$r_{CB'} \approx \beta r_{CE}$	100 M Ω
r_{CE}	r_o	CE-Widerstand	$r_{CE} = V_A/I_C$	1 M Ω
g_m	g_m	Steilheit = Transkonduktanz	$g_m = 1 / r_E = I_E/V_{\text{temp}} = (\beta + 1)/r_{B'E}$	3.9 mA/V
$r_{BB'}$	r_b	Basisbahn-Widerstand		10 ... 500 Ω
r_{EE}	r_{ex}	Emitterbahn-Widerstand		5 Ω
r_{CC}	r_c	Kollektorbahn-Widerstand		50 Ω

Tabelle 3-1 Kleinsignal-Ersatzelemente und typische Werte für einen Bipolartransistor (Fettgedruckt: Wichtige Kleinsignal-Ersatzelemente)

E, B, C sind die äusseren Anschlüsse des Transistors. Zwischen den inneren und den äusseren Anschlüssen liegen die Bahnwiderstände r_{CC} , r_{EE} und $r_{BB'}$. Die innere Basis wird mit B' bezeichnet, während der innere Kollektor und der innere Emitter meistens nur mit C bzw. E angeschrieben werden. Das rührt daher, dass die Bahnwiderstände $r_{CC'}$ und $r_{EE'}$ von geringem Einfluss sind und meistens null gesetzt werden, womit C und C' bzw. E und E' zusammenfallen.

Man beachte, dass am "inneren" Kollektor des Transistors eine **Kapazität C_{CS} gegen das Substrat** wirkt. Bei diskreten Transistoren erscheint sie als Kollektor-Emitter-Kapazität C_{CE} , weil der Emitter dort mit dem Substrat verbunden wird. Bei den integrierten Transistoren hingegen kann C_{CE} vernachlässigt werden, während die Kollektor-Substrat-Kapazität C_{CS} oft relativ grosse Werte annimmt. Das wird einsichtig, wenn man den Transistorquerschnitt von Bild 1-7 betrachtet.

Die **kapazitiven Ersatzelemente** werden in einem separaten Kapitel behandelt.

Wichtige Hinweise für die Praxis:

- Für die **Handrechnung** benützen wir nur die in der Tabelle **fett gedruckten Ersatzelemente**.
- Anstelle der Steilheit (Transkonduktanz) ist es oft anschaulicher, den sog. "inneren Emitterwiderstand" $r_E = 1/g_m$ zu verwenden: $r_E = V_{\text{temp}}/I_E$.
- $r_{BB'}$ ist stark vom Basis- bzw. Kollektorstrom abhängig. Wenn der Kollektorstrom von 0.1 mA auf 10 mA erhöht wird, kann $r_{BB'}$ um 50 % abnehmen.
- C_{CB} ist stark von der CB-Sperrspannung V_{CB} abhängig: $C_{CB} \propto 1/\sqrt{V_{CB}}$.

Für die Handrechnung verwenden wir die vereinfachte Kleinsignal-Ersatzschaltungen (Bild 3-2 und Bild 3-3)

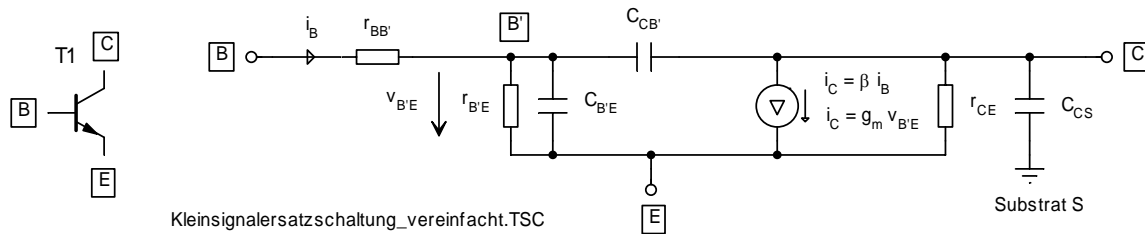


Bild 3-2 Vereinfachte Kleinsignal-Ersatzschaltung

Solange wir nicht am frequenzabhängigen Verhalten des Transistors interessiert sind, dürfen alle Kondensatoren entfernt werden, und wir erhalten die für tiefe Frequenzen gültige Kleinsignal-Ersatzschaltung des Transistors.

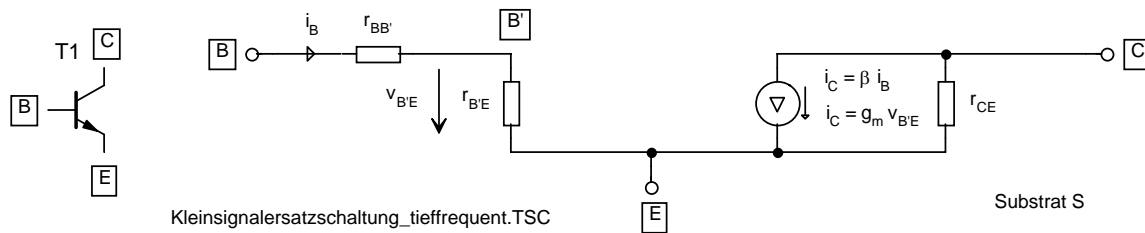


Bild 3-3 Kleinsignal-Ersatzschaltung für tiefe Frequenzen

3.3 Berechnung der Ersatzelemente

Der dynamische Innenwiderstand der CE-Stromquelle ist uns aus Kap. 2.4 bekannt:

$$r_{CE} = \frac{dV_{CE}}{dI_C} = \frac{V_A + V_{CE}}{I_C} \approx \frac{V_A}{I_C}$$

Die Näherung ist bei $V_A \gg V_{CE}$ gültig.

Der Anstieg des Kollektorstromes bei steigender CE-Spannung infolge des Early-Effektes wird in der Kollektorstromgleichung wie folgt dargestellt:

$$I_C = I_S e^{\frac{V_{BE}}{V_{temp}}} \left(1 + \frac{V_{CE}}{V_A}\right)$$

Die Ableitung dieser Gleichung nach V_{BE} liefert die Steilheit (Transkonduktanz) g_m :

$$g_m = \frac{dI_C}{dV_{BE}} = \frac{I_S}{V_{temp}} e^{\frac{V_{BE}}{V_{temp}}} \left(1 + \frac{V_{CE}}{V_A}\right)$$

$$g_m = \frac{I_C}{V_{temp}} \approx \frac{I_E}{V_{temp}}$$

Der Kehrwert der Steilheit ist als „innerer Emitterwiderstand“ r_E bekannt:

$$r_E = \frac{1}{g_m} = \frac{V_{temp}}{I_C} \approx \frac{V_{temp}}{I_E}$$

Wir berechnen den BE-Leitwert

$$g_{B'E} = \frac{dI_B}{dV_{B'E}} = \frac{I_S}{\beta \cdot V_{temp}} e^{\frac{V_{B'E}}{V_{temp}}} = \frac{I_B}{V_{temp}}$$

Sein Kehrwert heisst dynamischer BE-Widerstand

$$r_{B'E} = \frac{V_{temp}}{I_B}$$

Aus $I_C = \beta I_B$ bzw. $I_E = (\beta + 1)I_B$ folgt

$$r_{B'E} = (\beta + 1)r_E$$

Von geringer praktischer Bedeutung ist der BC-Leitwert

$$g_{B'C} = \frac{dI_B}{dV_{CE}} = \frac{d(I_C / \beta)}{dV_{CE}} \approx \frac{1}{\beta} \frac{dI_C}{dV_{CE}} = \frac{1}{\beta \cdot r_{CE}}$$

bzw. dessen Kehrwert, der dynamische Kollektor-Basis-Widerstand

$$r_{B'C} \approx \beta \cdot r_{CE} \rightarrow \infty$$

Weil $r_{B'C}$ ist sehr gross ist, darf er aus der Kleinsignal-Ersatzschaltung entfernt und bei der Handrechnung ignoriert werden.

3.4 Eine Variante der Kleinsignal-Ersatzschaltung (T-Ersatzschaltung)

Im Kap. 3.1 haben wir die **Hybrid-Pi**- oder **Giacoletto-Ersatzschaltung** kennen gelernt.

Daneben existiert die elektrisch gleichwertige Variante der **T-Ersatzschaltung** (Bild 3-4). Die Gleichwertigkeit der beiden Kleinsignal-Ersatzschaltungen lässt sich dadurch beweisen, dass beide Schaltungen identische Ausdrücke für die Ströme i_B , i_E und i_C liefern.

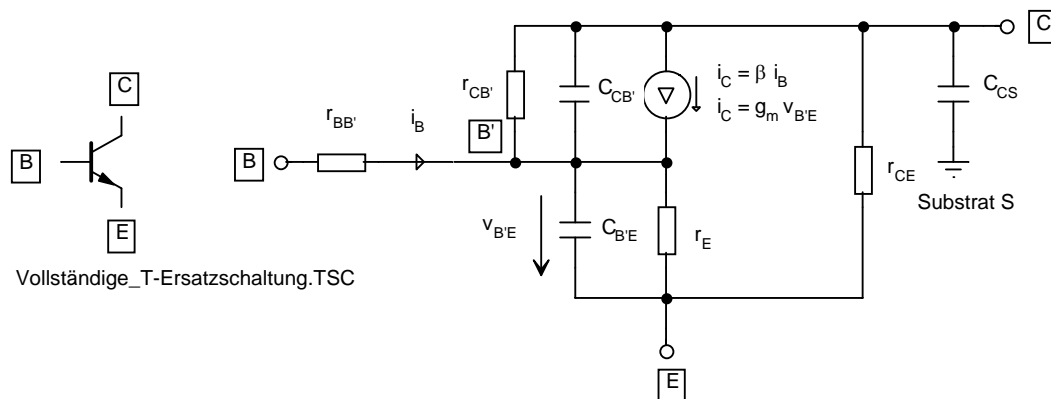


Bild 3-4 Vollständige T-Ersatzschaltung

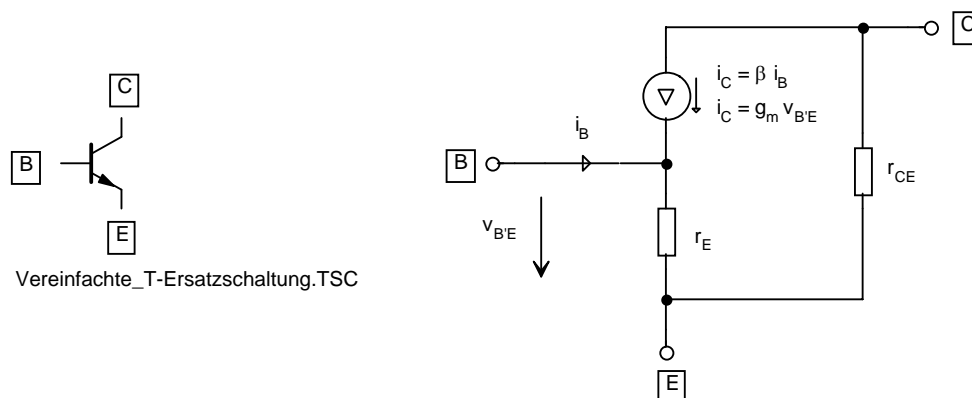


Bild 3-5 Vereinfachte T-Ersatzschaltung

Bei der T-Ersatzschaltung fehlt der dynamische Basis-Emitterwiderstand $r_{B'E}$, dafür tritt der innere Emitterwiderstand $r_E = 1/g_m$ auf.

In der Regel werden wir die Hybrid-Pi-Ersatzschaltung verwenden. Letztlich führen aber beide Ersatzschaltungen zum selben Ziel.

3.5 Vierpoldarstellung des Transistors und Bedeutung der h-Parameter

Achtung: Von Kap. 3.5 ist nur die Tabelle 3.2 zu lernen.

Die Ersatzschaltungen gelten als *physikalische Modelle*, weil sie das Verhalten des Transistors mit physikalischen Elementen beschreiben. Sie sind relativ anschaulich und erlauben es, das Verhalten von Schaltungen „von Hand“ recht gut zu berechnen. Der Vollständigkeit halber zeigen wir hier auch eine alternative Methode der Kleinsignalberechnung, die wir in der Praxis aber nicht anwenden.

Das Kleinsignalverhalten des Transistors kann nicht nur mit Hilfe von physikalischen Ersatzschaltungen, sondern auch mit Hilfe von Vierpolparametern beschrieben werden. Die Vierpoldarstellung beruht auf einem *abstrakt-mathematischen Modell des Transistors*, bei dem das Verhalten des Transistors durch eine Matrizengleichung beschrieben wird. Bild 3-6 zeigt den Transistor als Vierpol.

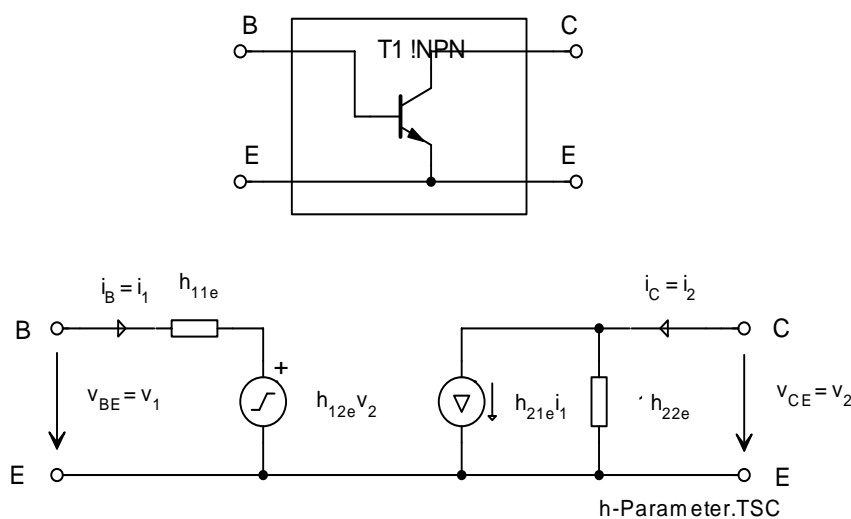


Bild 3-6 Vierpoldarstellung des Transistors

Die Eingangsspannung v_1 und der Ausgangsstrom i_2 werden durch zwei Gleichungen beschrieben:

$$v_1 = h_{11e} i_1 + h_{12e} v_2$$

$$i_2 = h_{21e} i_1 + h_{22e} v_2$$

Aus den Gleichungen geht hervor, dass

- die Eingangsspannung v_1 nicht nur vom Eingangsstrom i_1 abhängt, sondern geringfügig auch von der Ausgangsspannung v_2
- der Ausgangsstrom i_2 vor allem vom Eingangsstrom i_1 abhängt, geringfügig aber auch von der Ausgangsspannung v_2 .

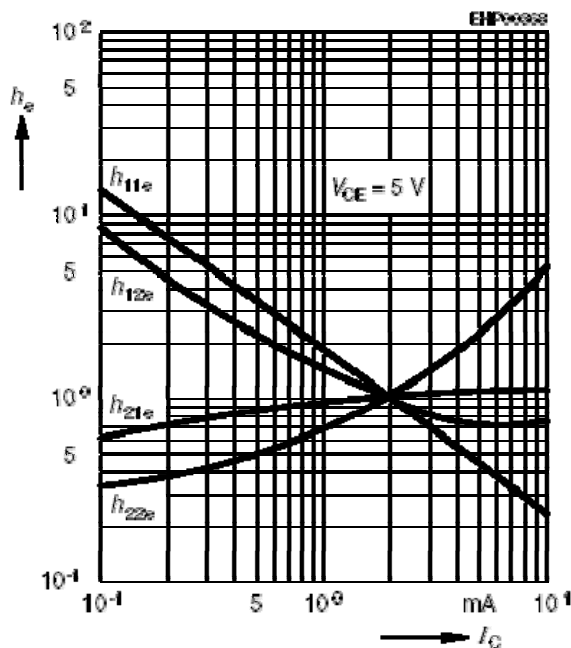
Das Gleichungssystem kann als **Matrizengleichung** dargestellt werden:

$$\begin{bmatrix} v_1 \\ i_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11e} & h_{12e} \\ h_{21e} & h_{22e} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_1 \\ v_2 \end{bmatrix}$$

Der Transistor wird demnach durch **vier h-Parameter** bzw. durch eine **h-Matrix** beschrieben. Die Transistorhersteller verwenden h-Parameter-Messgeräte, welche die vier h-Parameter für jeden gewünschten Arbeitspunkt des Transistors bestimmen und in Funktion des Kollektorgleichstromes I_C und der Kollektor-Emitter-Gleichspannung V_{CE} darstellen, wie in Bild 3-7.

Die h-Parameter sind ausserdem frequenzabhängig, was die Handhabung zusätzlich erschwert.

h parameter $h_e = f(I_C)$ normalized
 $V_{CE} = 5V$



h parameter $h_e = f(V_{CE})$ normalized
 $I_C = 2mA$

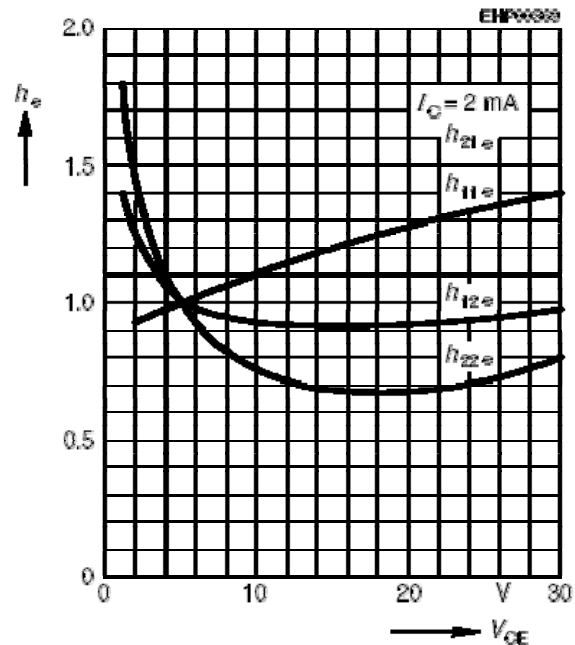
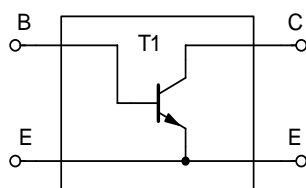
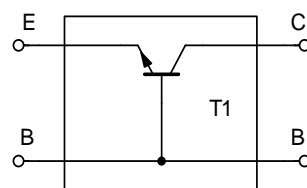


Bild 3-7 h-Parameter in Funktion von I_C und V_{CE}

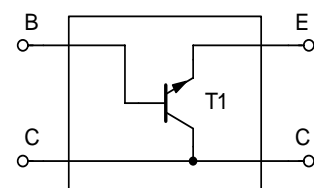
Der Transistor kann auf drei verschiedene Arten im Vierpol angeordnet werden, was den drei Grundschaltungen des Transistors entspricht, die wir in Kapitel „Grundschaltungen“ kennen lernen werden. Jede Grundschaltung hat einen eigenen h-Parametersatz. Zum Beispiel existiert der Parameter h_{11} in den drei Varianten h_{11e} , h_{11b} und h_{11c} . Es ist möglich, die h-Paramter von jeder Grundschaltung in jede andere umzurechnen. Die Zusammenhänge findet man in der Literatur.



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



$$\begin{bmatrix} h_{11b} & h_{12b} \\ h_{21b} & h_{22b} \end{bmatrix}$$



$$\begin{bmatrix} h_{11c} & h_{12c} \\ h_{21c} & h_{22c} \end{bmatrix}$$

Vierpole_in_3_Grundschaltungen.TSC

Bild 3-8 h-Paramter für die Emitter-, Basis- und Kollektorschaltung

Wichtig: Wir stellen die h-Parameter nur deshalb dar, weil die meisten Transistordatenblätter immer noch h-Parameter angeben. Für die moderne Schaltungsentwicklung haben sie aber keine praktische Bedeutung mehr. Nicht einmal die Schaltungssimulatoren verwenden sie in ihren Rechenmodellen, und für Handrechnung sind sie vollends ungeeignet.

Man gewinnt ein wesentlich besseres Verständnis für eine Schaltung, wenn man ihre Kleinsignaleigenschaften (Verstärkungsfaktor, Ein- und Ausgangsimpedanz) nicht mit Vierpolschaltungen, sondern mit Hilfe einer physikalischen Ersatzschaltung untersucht.

Warum halten sich die h-Parameter so hartnäckig in fast allen Transistordatenblättern? Der Grund besteht darin, dass die Transistorhersteller standardisierte h-Parameter-Messgeräte verwenden und die h-Parameter deshalb einen objektiven Vergleich verschiedener Transistortypen erlauben.

Zum Glück kann man die physikalischen Ersatzelemente näherungsweise aus den h-Parametern, die im Transistor-Datenblatt angegeben sind, berechnen. Die Zusammenhänge gehen aus der folgenden Tabelle hervor.

Physikalisches Ersatzelement der Kleinsignal-Ersatzschaltung	h-Parameter (amerikanisch) für Emitterschaltung	h-Parameter (europäisch) für Emitterschaltung	Einheit	Messbedingungen
r_{BE}	h_{ie} (input parameter)	h_{11e}	Ω	v_1/i_1 ($v_2 = 0$)
β	h_{fe} (forward transfer parameter)	h_{21e}	1	i_2/i_1 ($v_2 = 0$)
$1/r_{CE}$	h_{oe} (output parameter)	h_{22e}	Ω^{-1}	i_2/v_2 ($i_1 = 0$)
$\approx C_{CB'}/C_{B'E} \rightarrow 0$	h_{re} (reverse transfer parameter)	h_{12e}	1	v_1/v_2 ($i_1 = 0$)

Tabelle 3-2 Approximative Umrechnung der h-Parameter in die physikalischen Ersatzelemente

Für die Interpretation von Transistor-Datenblättern ist diese Tabelle sehr wichtig.

4 Ebers-Moll-Modell

Achtung: Kap. 4 ist zum Nachschlagen gedacht. Sie sollten wissen, dass SPICE für die Simulation von Bipolartransistoren das Ebers-Moll-Modell verwendet. Die Gleichungen des Modells werden nicht geprüft.

Das vereinfachte Grosssignal-Modell aus Kapitel 2.1 ist für Handrechnungen ausreichend. SPICE-Simulatoren verwenden jedoch ein wesentlich genaueres Modell, das von Ebers und Moll eingeführt wurde. Der Vollständigkeit halber soll es hier dargestellt werden.

Als Hauptergänzung zu unserem vereinfachten Modell aus Kap. 2.1 berücksichtigt das Modell von Ebers und Moll auch den Strom I_{BC} in der BC-Diode.

Im aktiven Betrieb des Transistors (z.B. in Verstärkeranwendungen) ist die BC-Diode bekanntlich gesperrt. Dann fliesst nur ein winziger Sperrstrom in der BC-Diode, den wir für Handrechnungen zu Recht vernachlässigen. Bei grossen Temperaturen hingegen oder bei sehr kleinen Strömen muss der Kollektor-Basis-Leckstrom jedoch berücksichtigt werden. In solchen Fällen ist es sinnvoll, auf die SPICE-Simulation zu vertrauen, die das vollständige **Ebers-Moll-Modell** verwendet. Eine genaue Handrechnung wäre zu aufwendig.

Auch bei Sättigung des Transistors (d.h. in Schalteranwendungen) liefert das vollständige Ebers-Moll-Modell etwas genauere Resultate als unsere Handrechnung, weil die BC-Diode in Vorwärtsrichtung gepolt wird und daher ein zusätzlicher, wenn auch geringer, Strom von der Basis zum Kollektor fliesst. Wiederum überlassen wir es dem Simulator, diesen Effekt zu berücksichtigen.

Die folgenden Ausführungen sind für Handrechnungen unwichtig.

Die Ebers-Moll-Gleichungen lassen sich (gleichwertig) entweder mit α - oder β -Stromverstärkungsfaktoren schreiben. Das Simulationsprogramm SPICE verwendet die Variante mit β .

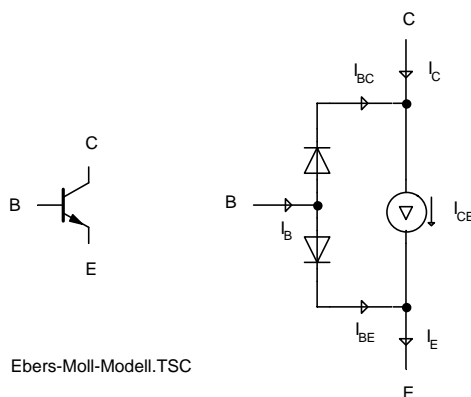


Bild 4-1 Statisches Ebers-Moll-Modell des NPN-Transistors

Im statischen Ebers-Moll-Modell des NPN-Transistors nach Bild 4-1 gilt

$$I_{BE} = \frac{I_S}{\beta_F} \left(e^{\frac{V_{BE}}{V_{temp}}} - 1 \right) \quad I_{BC} = \frac{I_S}{\beta_R} \left(e^{\frac{V_{BC}}{V_{temp}}} - 1 \right) \quad I_{CE} = \beta_F I_{BE} - \beta_R I_{BC}$$

Damit finden wir Ausdrücke für I_C und I_E :

$$\begin{aligned}
 I_C = I_{CE} - I_{BC} &= \beta_F I_{BE} - \beta_R I_{BC} - I_{BC} = \beta_F I_{BE} - (\beta_R + 1) I_{BC} \\
 &= I_S \left(e^{\frac{V_{BE}}{V_{temp}}} - 1 \right) - \frac{\beta_R + 1}{\beta_R} I_S \left(e^{\frac{V_{BC}}{V_{temp}}} - 1 \right)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 I_E = I_{CE} + I_{BE} &= \beta_F I_{BE} - \beta_R I_{BC} + I_{BE} = (\beta_F + 1) I_{BE} - \beta_R I_{BC} \\
 &= \frac{(\beta_F + 1)}{\beta_F} I_S \left(e^{\frac{V_{BE}}{V_{temp}}} - 1 \right) - I_S \left(e^{\frac{V_{BC}}{V_{temp}}} - 1 \right) \\
 I_B = I_{BE} + I_{BC} &= \frac{I_S}{\beta_F} \left(e^{\frac{V_{BE}}{V_{temp}}} - 1 \right) + \frac{I_S}{\beta_R} \left(e^{\frac{V_{BC}}{V_{temp}}} - 1 \right)
 \end{aligned}$$

Mit diesen Stromgleichungen wird das statische Verhalten des Bipolartransistors vollständig beschrieben, und zwar in allen vier Betriebsbereichen:

Vorwärts-aktiv-Bereich (forward active)

$V_{BE} > 0$ V beim NPN-Transistor (< 0 V beim PNP-Transistor)
 $V_{BC} < 0$ V beim NPN-Transistor (> 0 V beim PNP-Transistor)

In **Verstärkeranwendungen** befindet sich der Transistor in diesem Zustand.

Rückwärts-aktiv-Bereich (reverse active)

$V_{BE} < 0$ V beim NPN-Transistor (> 0 V beim PNP-Transistor)
 $V_{BC} > 0$ V beim NPN-Transistor (< 0 V beim PNP-Transistor)

Hier sind C und E in ihrer Funktion vertauscht. Dieser Betrieb hat **keine Anwendung**, weil die Stromverstärkung und die Bandbreite im Rückwärtsbetrieb des Transistors relativ schlecht sind.

Sperrbereich (cutoff)

$V_{BE} \leq 0$ V beim NPN-Transistor (≥ 0 V beim PNP-Transistor)
 $V_{BC} < 0$ V beim NPN-Transistor (> 0 V beim PNP-Transistor)

Diesen Zustand finden wir **im Schalterbetrieb bei offenem, nicht leitendem Schalter**.

Sättigungsbereich (saturation)

$V_{BE} > 0$ V beim NPN-Transistor (< 0 V beim PNP-Transistor)
 $V_{BC} > 0$ V beim NPN-Transistor (< 0 V beim PNP-Transistor)

Diesen Zustand finden wir **im Schalterbetrieb bei geschlossenem, leitendem Schalter**.

In der Literatur werden die Ebers-Moll-Gleichungen gelegentlich mit α -Stromverstärkungsfaktoren angegeben. Der Vollständigkeit halber sei diese Variante hier auch angegeben:

$$\begin{aligned}
 I_C &= I_S \left(e^{\frac{V_{BE}}{V_{temp}}} - 1 \right) - \frac{I_S}{\alpha_R} \left(e^{\frac{V_{BC}}{V_{temp}}} - 1 \right) \\
 I_E &= \frac{I_S}{\alpha_F} \left(e^{\frac{V_{BE}}{V_{temp}}} - 1 \right) - I_S \left(e^{\frac{V_{BC}}{V_{temp}}} - 1 \right)
 \end{aligned}$$

mit $\alpha_F = \frac{\beta_F}{1 + \beta_F}$ (β_F = Vorwärts-DC-Stromverstärkung)

$\alpha_R = \frac{\beta_R}{1 + \beta_R}$ (β_R = Rückwärts-DC-Stromverstärkung $\approx 1 \dots 5$)

5 Temperaturabhängigkeit

Verschiedene Eigenschaften des Bipolartransistors sind temperaturabhängig.

5.1 Temperaturabhängigkeit der BE-Spannung V_{BE}

Am wichtigsten ist die Temperaturabhängigkeit der BE-Spannung:

$$\frac{dV_{BE}}{dT} \approx -2mV$$

Dabei handelt es sich um die Temperaturabhängigkeit der Flussspannung der BE-Diode. Sie beeinflusst den **Arbeitspunkt des Transistors bzw. der Schaltung** (z.B. den Ruhestrom des Transistors oder die Gleichspannungen an den Anschlüssen des Transistors oder am Ausgang der Schaltung).

5.2 Temperaturabhängigkeit von ΔV_{BE}

Die Differenz zweier BE-Spannungen

$$\Delta V_{BE} = V_{temp} \ln \frac{I_{C2}}{I_{C1}}$$

ist wegen

$$V_{temp} = \frac{kT}{e} \approx 26mV / K$$

temperaturabhängig (siehe auch S. 18). Man nutzt diese Eigenschaft in sog. PTAT-Schaltungen, um eine temperaturproportionale Spannung zu erzeugen ("proportional to ambient temperature"). PTAT-Schaltungen sind eigentlich Thermometerschaltungen.

5.3 Temperaturabhängigkeit von r_E bzw. $g_m = 1/r_E$

$$r_E = \frac{1}{g_m} = \frac{V_{temp}}{I_C} \approx \frac{V_{temp}}{I_E}$$

mit

$$V_{temp} = \frac{kT}{e} \approx 26mV / K$$

(Siehe auch S. 32)

Bei r_E bzw. g_m handelt es sich um Kleinsignalgrössen, die bei der exakten Verstärkungsberechnung verwendet werden. Ihre Temperaturabhängigkeit führt dazu, dass auch die Kleinsignalverstärkung von der Temperatur abhängt. In der Praxis wird diese Abhängigkeit durch Gegenkopplung vermindert. Die einfachste Art der Gegenkopplung verwendet einen Emittorwiderstand (R_E). Je grösser R_E gewählt wird, desto stärker wirkt die Gegenkopplung und desto stabiler wird der Verstärkungsfaktor gegenüber Temperatureinflüssen.

5.4 Temperaturabhängigkeit der Stromverstärkung B bzw. β

Siehe S. 16: B bzw. β wachsen pro Grad Temperaturerhöhung um rund 1% an (genauer 0.7%).

Wenn Schaltungen verwendet werden, deren Eigenschaften weitgehend unabhängig von B bzw. β sind, darf dieser Temperatureinfluss vernachlässigt werden. Gute Schaltungsentwickler verwenden ausschliesslich Schaltungen dieser Art.

5.5 Temperaturabhängigkeit von V_{CEsat}

Siehe S. 23:

Die CE-Sättigungsspannung (von typisch 0.2V) steigt mit der Temperatur um

$$\frac{V_{CEsat}}{dT} = 0.3...1 mV / K \quad \text{an.}$$

V_{CEsat} tritt nur in Schalteranwendungen im eingeschalteten Zustand des Transistors auf. Deshalb ist die Temperaturabhängigkeit dieser Grösse von geringer praktischer Bedeutung.