

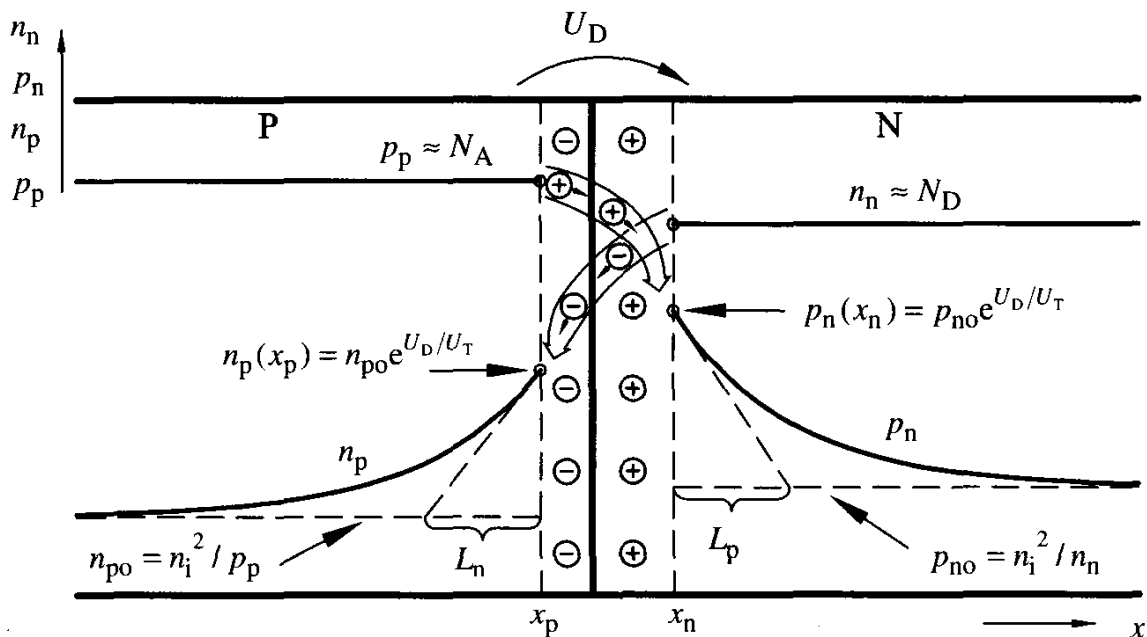
Aktive Halbleiterbauelemente der Hochfrequenztechnik

Bipolartransistoren

Die Mikrowellenelektronik konnte von der Entwicklung der Halbleitertechnik im großen Masse profitieren. Heute stehen Silizium-Bipolartransistoren als Einzelelemente wie auch in integrierten Schaltungen mit einem Einsatzbereich bis zu 10 GHz zur Verfügung. Hetero-Bipolartransistoren, basierend auf Halbleitermaterialkombinationen Silizium-Germanium und den III-V Halbleitern Gallium-Arsenid und Indium-Phosphid, stellen für die Mikrowellentechnik entscheidende Weiterentwicklungen dar und finden Anwendung im Millimeterwellenbereich und in der Gigabitelektronik.

Funktionsweise des Bipolartransistors, das Ebers-Moll-Modell

Die Funktionsweise des Bipolartransistors basiert auf dem Verhalten von Elektronen und Löchern in Halbleiterübergängen.



Trägerverteilung eines in der Flussrichtung vorgespannten pn-Übergangs.

Für die Trägerverteilung außerhalb der Sperrschicht, d.h. für $x < x_p$ und $x > x_n$ gilt:

1.

$$p_p = N_A \quad \text{und} \quad n_n = N_D$$

2.

$$n_{p0} = n_i^2 / p_p \quad \text{und} \quad p_{n0} = n_i^2 / n_n$$

3.

$$x = x_p : \dots n_p(x_p) = n_{p0} \cdot e^{U_D / U_T}$$

$$x = x_n : \dots p_n(x_n) = p_{n0} \cdot e^{U_D / U_T}$$

$$U_T = \frac{kT}{q}, \text{Temperaturspannung, } 26\text{mV} (300\text{K})$$

4.

$$n_p(x) - n_{p0} = n_{p0} \left(e^{U_D / U_T} - 1 \right) \cdot e^{(x-x_p) / L_p}$$

$$p_n(x) - p_{n0} = p_{n0} \left(e^{U_D / U_T} - 1 \right) \cdot e^{(-x+x_n) / L_n}$$

5.

$$J_n = \frac{qD_n}{L_n} (n_p(x_p) - n_{p0}) = \frac{qD_n n_{p0}}{L_n} (e^{U_D / U_T} - 1)$$

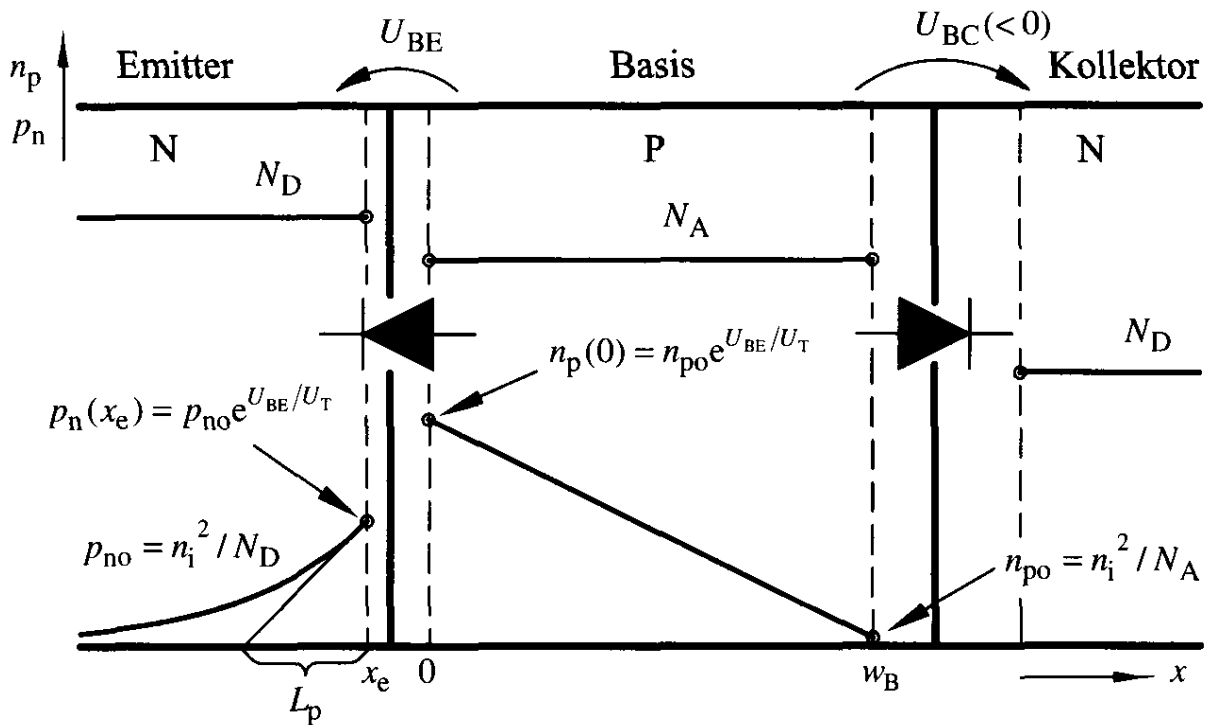
$$J_p = \frac{qD_p}{L_p} (p_n(x_n) - p_{n0}) = \frac{qD_p p_{n0}}{L_p} (e^{U_D / U_T} - 1)$$

$$J_D = J_p + J_n = J_S (e^{U_D / U_T} - 1),$$

$$J_S = \frac{qD_p p_{n0}}{L_p} + \frac{qD_n n_{p0}}{L_n}$$

Der Bipolartransistor ist eine Dreischichtstruktur mit der Dotierungsfolge pnp oder npn, wobei die npn-Folge für Hochfrequenztransistoren vorteilhafter ist.

Im folgendem Bild sind die drei Schichten (NPN Emitter-Basis-Kollektor) im sogenannten Normalbetrieb gezeigt, was bedeutet, daß der Emitter-Basis-Übergang in Flußrichtung und der Basis-Kollektor-Übergang in Sperrichtung gepolt ist. Für die Bestimmung der fließenden Diffusionsströme ist es sehr wesentlich, daß bei HF-Transistoren die Basisweite $w_B < 100\text{nm}$ ist und somit viel kürzer als die Diffusionslänge in der Basis. Für den Minoritätsträgerdiffusionsstrom ist somit die Basisweite und nicht die Diffusionslänge zuständig. Trägerrekombination findet in der Basis praktisch nicht statt.



Trägerverteilung eines Bipolartransistors mit Dotierungsfolge npn.

Der Elektronenstrom in der Basis wird als Majoritätsträgerstrom vom Emitter geliefert und erreicht ohne Verluste den Kollektor.

$$J_{En} = qD_n \frac{(n_p(0) - n_p(w_B))}{w_B} = \frac{qD_n n_{p0}}{w_B} (e^{U_{BE}/U_T} - e^{U_{BC}/U_T})$$

$$J_{En} \approx J_{Ens} \cdot e^{U_{BE}/U_T}$$

Der Löcherstrom des Emitters muß als Majoritätsträgerstrom von der Basis bereitgestellt werden und ist ein Stromanteil, der nur in diesen beiden Gebieten fließt und nicht zum Transferstrom beiträgt.

$$J_{Ep} = \frac{qD_p p_{n0}}{L_p} (e^{U_{BE}/U_T} - 1) \approx J_{Eps} \cdot e^{U_{BE}/U_T}, J_{Eps} = \frac{qD_p p_{n0}}{L_p}$$

Ein solcher PN-Übergang ist also kein 100-prozentiger Elektronenemitter. Sein Wirkungsgrad ist durch das Verhältnis

$$h_E = \frac{J_{En}}{J_E} = \frac{J_{En}}{J_{En} + J_{Ep}} \quad \text{bestimmt.}$$

Dieser Emitterwirkungsgrad bestimmt praktisch die Stromverstärkung (in Basis-Schaltung)

$$\mathbf{a}_0 = \frac{J_C}{J_E} \approx \mathbf{h}_E = \frac{1}{1 + \frac{N_A D_p w_B}{N_D D_n L_p}}$$

Es zeigt sich also, daß zur Erreichung eines hohen Stromverstärkungsfaktors \mathbf{a}_0 die Basis viel niedriger dotiert sein muß als der Emitter, d.h. es muss $N_D \gg N_A$. Typischerweise wird ein Emitterwirkungsgrad von 0.99 ... 0.999 angestrebt.

Aus dem Bild kann man auch einen sehr wichtigen dynamischen Parameter ablesen. Er steht im Zusammenhang mit der in der Basis gespeicherten Elektronenladung

$$Q''_{Bn} = q n_p(0) \cdot \frac{w_B}{2} = \frac{w_B^2}{2D_n} \cdot J_{En} = t_F \cdot J_{En}, t_F = \frac{w_B^2}{2D_n}$$

Die Zeitkonstante τ_F ist die Elektronentransitzeit durch die Basis und sie ist gleichzeitig die Zeit, die vergeht bis Q_n durch den Strom I_E auf- oder abgebaut wird.

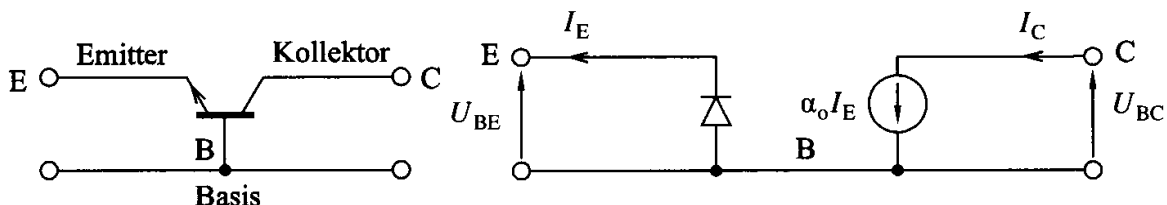
Diese Zeit liegt für HF-Transistoren bei wenigen Picosekunden (3...5 ps) und läßt sich durch den Einbau eines Driffeldes in die Basis noch verringern.

Da $D^{-1} \sim \mu$ (μ : Trägerbeweglichkeit) gilt, und μ bei allen wichtigen Halbleitern für Elektronen größer als für Löcher ist, sind NPN-Strukturen dynamisch im Vorteil und werden für HF-Anwendungen vorgezogen.

Im Normalbetrieb läßt sich ein Transistor vereinfacht durch die Gleichungen

$$I_C = \mathbf{a}_0 \cdot I_E, I_E = I_{Es} \cdot e^{U_{BE}/U_T}, I_B = I_E - I_C$$

und ein entsprechendes ESB beschreiben.



Einfaches Modell des npn-Transistors

Für die Beschreibung unter beliebigen Gleichstrombedingungen benutzt man eine Verallgemeinerung, das Ebers-Moll-Modell

Ebers-Moll-Gleichungen

$$I_E = \underbrace{I_{Es} \left(e^{U_{BE}/U_T} - 1 \right)}_{I_{DE}} - \alpha_R I_{Cs} \left(e^{U_{BC}/U_T} - 1 \right)$$

$$I_C = \alpha_F I_{Es} \left(e^{U_{BE}/U_T} - 1 \right) - \underbrace{I_{Cs} \left(e^{U_{BC}/U_T} - 1 \right)}_{I_{DC}}$$

mit I_{Cs} : Kollektorsättigungsstrom

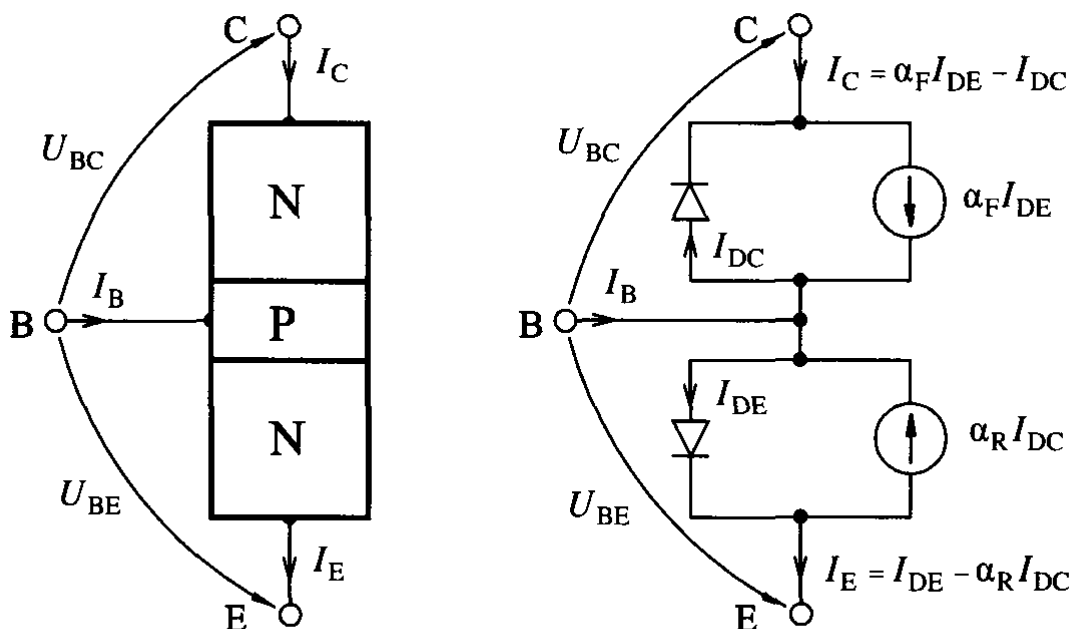
α_F : Stromverstärkungsfaktor vorwärts (typisch $\alpha_F = 0.99 \dots 0.999$)

α_R : Stromverstärkungsfaktor rückwärts (typisch $\alpha_R = 0.5$)

I_{DE} : Emitterstrom für $U_{BC} = 0$

I_{DC} : Emitterstrom für $U_{BE} = 0$

Dazu gehört ein äquivalentes Ebers-Moll-ESB



Die Ersatzschaltung des Bipolartransistors nach dem Ebers-Moll-Modell.

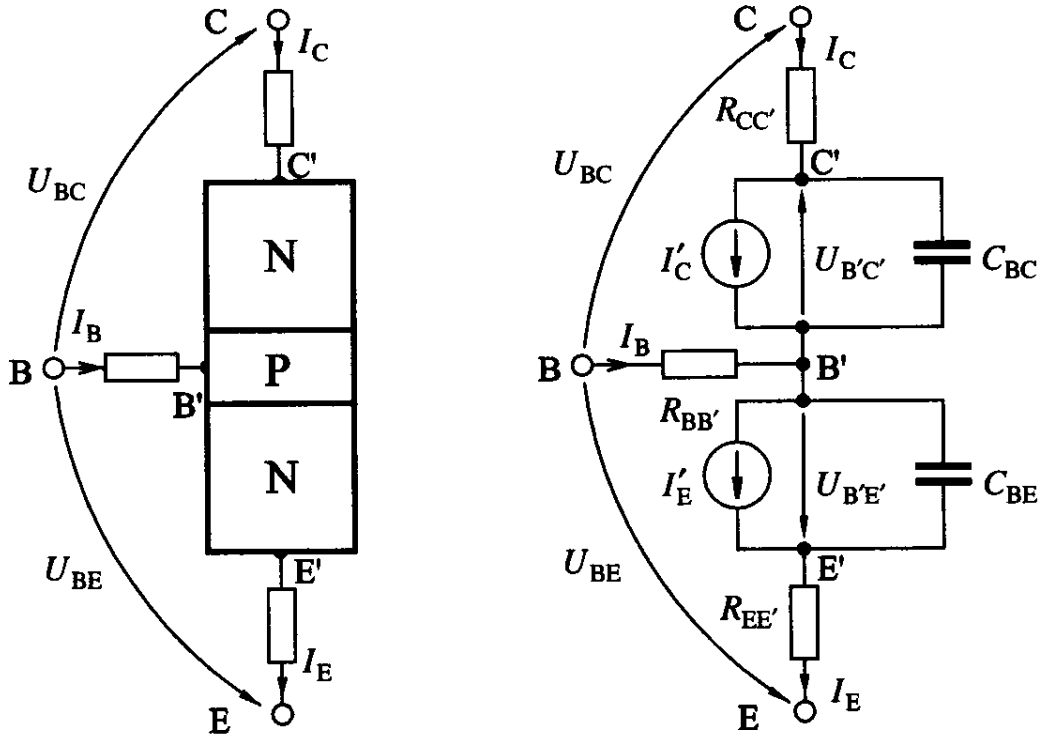
Dieses Modell beschreibt das Verhalten des inneren Transistors. Um ein

geschlossenes Modell zu erhalten müssen auch alle äußeren Elemente, wie Bahnwiderstände und Sperrschichtkapazitäten hinzugefügt werden. Bei diskreten Transistoren können noch die parasitären Einflüsse des Gehäuses eine Rolle spielen. Für den inneren Transistor gilt:

$$I'_E = I_{Es} \left(e^{U_{B'E'}/U_T} - 1 \right) - \alpha_R I_{Cs} \left(e^{U_{B'C'}/U_T} - 1 \right)$$

$$I'_C = \alpha_F I_{Es} \left(e^{U_{B'E'}/U_T} - 1 \right) - I_{Cs} \left(e^{U_{B'C'}/U_T} - 1 \right)$$

Das ergänzte ESB enthält die Bahnwiderstände und Kapazitäten.



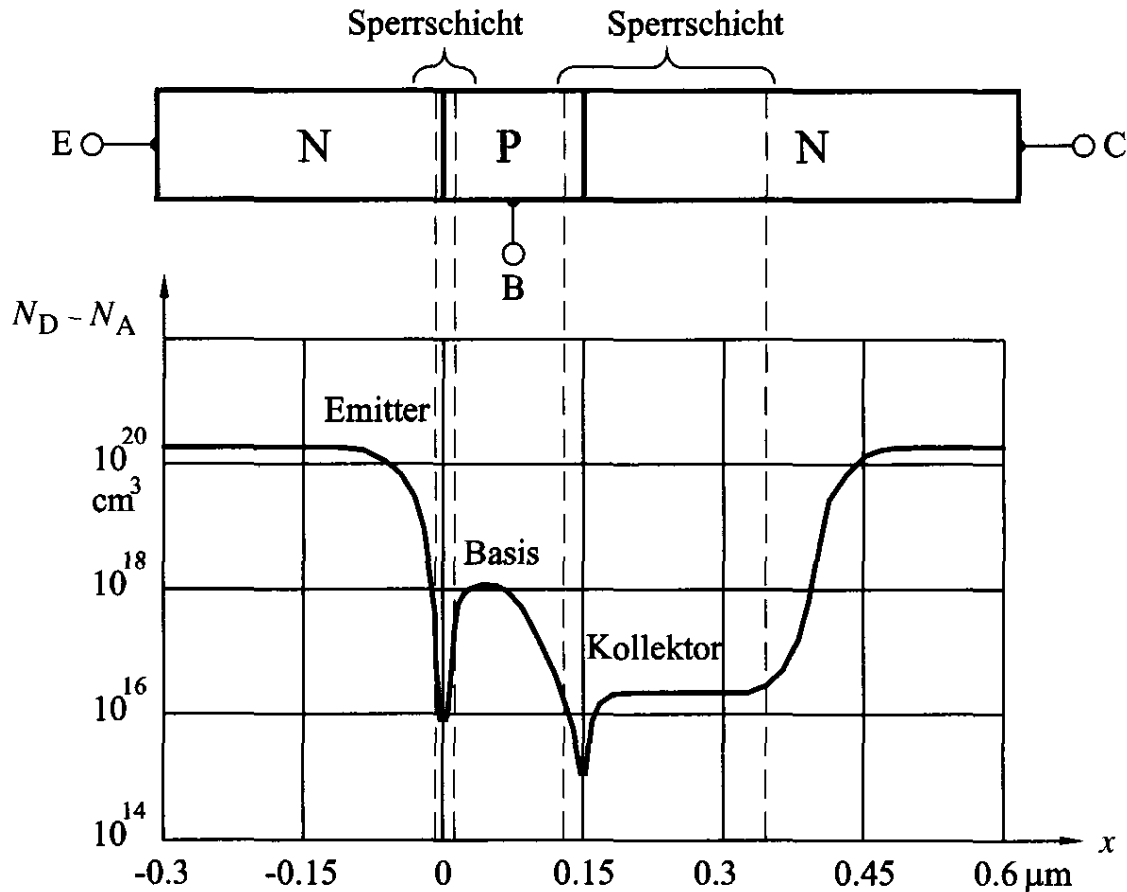
Grosssignalersatzschaltung des Bipolartransistors, basierend auf dem Ebers-Moll-Modell.

In den Kapazitäten sind die Anteile der Diffusionskapazitäten und die Sperrschichtkapazitäten enthalten.

$$C_{BE} = \frac{dQ_{BE}}{dU_{BE}} = \frac{\tau_F \alpha_F I_{Es}}{U_T} e^{U_{B'E'}/U_T} + \frac{C_{E0}}{[1 - U_{B'E'}/\Phi_{B'E'}]^{m_E}}$$

$$C_{BC} = \frac{dQ_{BC}}{dU_{BC}} = \underbrace{\frac{\tau_R \alpha_F I_{Es}}{U_T} e^{U_{B'C'}/U_T}}_{\text{Diffusionskapazität}} + \underbrace{\frac{C_{E0}}{[1 - U_{B'C'}/\Phi_{B'C'}]^{m_C}}}_{\text{Sperrschichtkapazität}}$$

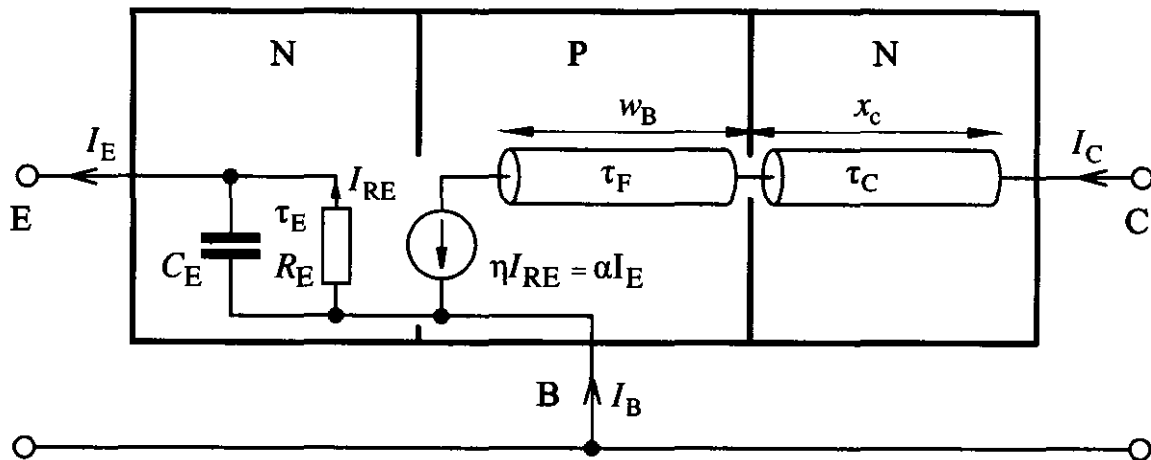
Der im Bild dargestellte typische Aufbau einer Transistorstruktur sorgt dafür, dass die Parameter eines Transistors den Anforderungen entsprechen. Die Unsymmetrie und Nichtkonstanz der Dotierungsprofile sorgt aber auch dafür, dass Vorwärts- und Rückwärtsparameter stark differieren.



Querschnitt und Dotierungsprofil eines Bipolartransistors in Standardtechnologie.

Kleinsignal-Hochfrequenzverhalten von Bipolartransistoren

Dieses Großsignalmodell ist grundsätzlich auch für eine Kleinsignalanalyse geeignet. Mit der Annahme eines rein reellen Stromverstärkungsfaktors a_0 wird vernachlässigt, dass der Trägertransport vom Emitter bis zum Kollektor mit einer gewissen Laufzeit verbunden ist.



Beiträge zur Trägerlaufzeit vom Emitter zum Kollektor.

Für eine Kleinsignalanalyse mit korrekter Wiedergabe der Phase zwischen Ein- und Ausgang muß der Stromverstärkungsfaktor genauer modelliert werden. Im Bild sind die einzelnen Beiträge der Trägerlaufzeit qualitativ dargestellt.

Emitter – Umladezeitkonstante: $t_E = R_E \cdot C_E$

Basis – Transitzeit: $t_F = \frac{w_B^2}{2D_n}$

Kollektor – Transitzeit: $t_C = \frac{x_C}{2v_s}$

Totale Laufzeit: $t_{tot} = t_E + t_F + t_C$

Diese Beziehung für t_{tot} ist nur eine Näherung, da die Zeitkonstante t_{tot} keine reine Verzögerung darstellt. Die Kombination von Tiefpassübertragungsfunktion und reiner Verzögerung ist aus dem Frequenzgang des Stromverstärkungsfaktors in der Basisschaltung \underline{a} klar ersichtlich:

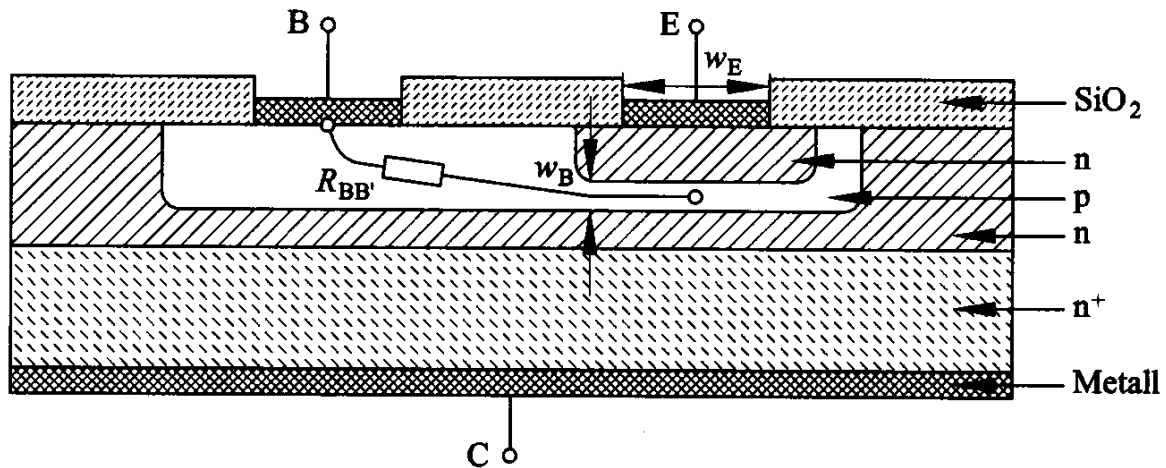
$$\underline{a} = \frac{I_C}{I_E} = \frac{\underline{a}_0 \cdot e^{-j \cdot f / f_{a1}}}{1 + j \cdot f / f_{a2}} \quad \text{mit} \quad f_a = \frac{f_{a1} \cdot f_{a2}}{f_{a1} + f_{a2}} \approx \frac{1}{2pt_{tot}}$$

Die Grenzfrequenz f_a ist der wichtigste HF-Parameter des Transistors und stellt ein Gütekriterium dar. Bipolartransistoren sind in Verstärkern und Oszillatoren bis zu einer maximalen Frequenz f in der Größenordnung von f_a einsetzbar.

In der Praxis ist der Einsatz aber meist auf $f < 0.2 f_a$ beschränkt. Die

Grenzfrequenz f_a wird durch die Transistortechnologie, d.h. durch die Basisdicke, Emittirstreifenbreite und die Herstellungsprozesse für das Dotierungsprofil bestimmt.

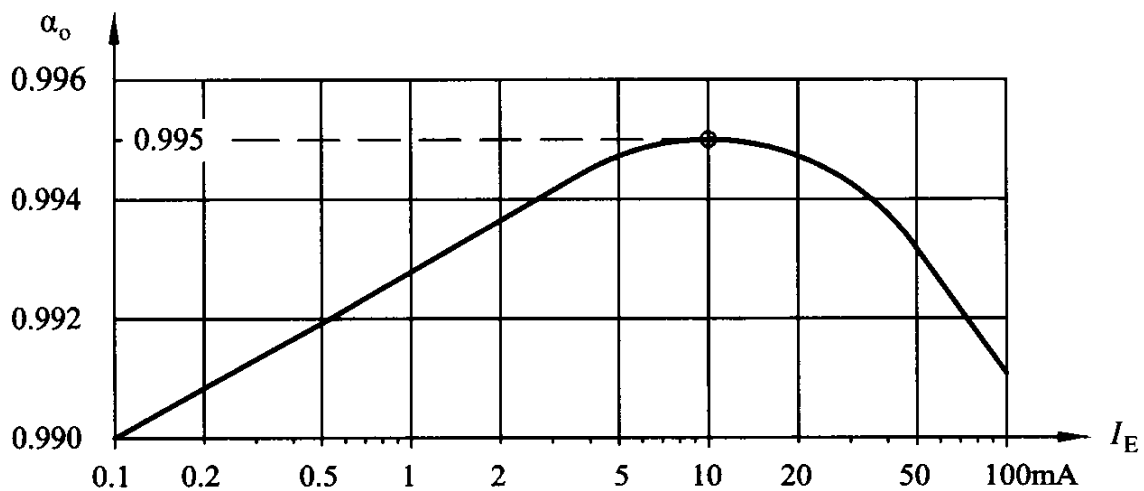
Von den parasitären Widerständen hat der Basiszuleitungswiderstand R_{BB} den größten Einfluss auf die Hochfrequenzeigenschaften.



Querschnitt durch einen Bipolartransistor.

Eine dünne Basis hat einen erhöhten Basisbahnwiderstand zur Folge, der nur durch einen entsprechend schmalen Emittirstreifen wieder reduziert werden kann. Das bedeutet, daß Skalierungen zur Erzielung einer höheren Grenzfrequenz immer lateral und vertikal erfolgen müssen.

Der Stromverstärkungsfaktor für tiefe Frequenzen $\alpha_o(I_C)$, zeigt die im Bild dargestellte Arbeitspunktabhängigkeit.



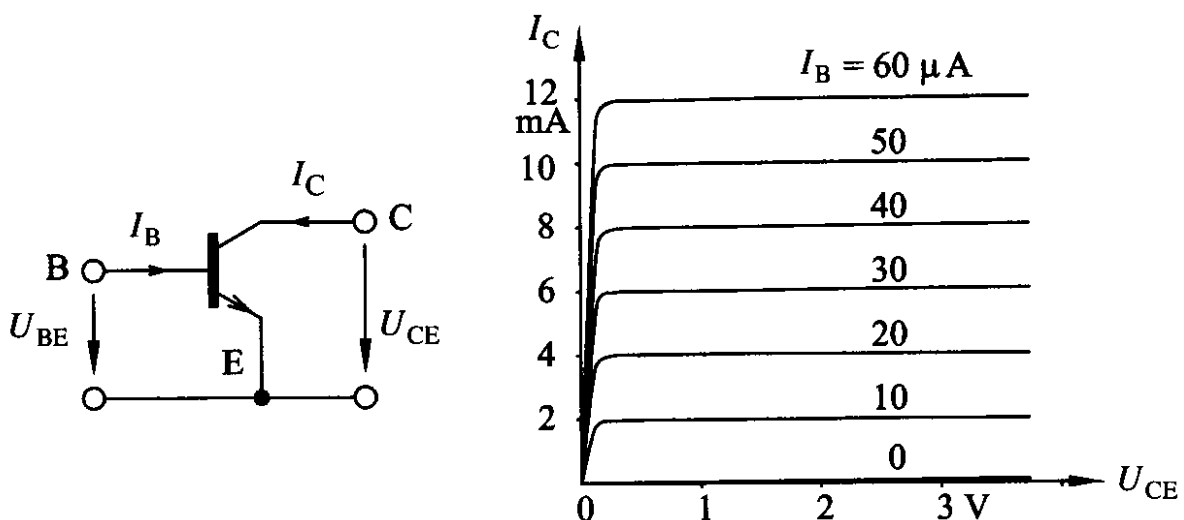
Typische Arbeitspunktabhängigkeit der Stromverstärkung α_o .

Bei niedrigen Stromdichten bewirkt die Rekombination in der Basis-Emitter-Raumladungszone eine Reduktion des Emitterwirkungsgrades und damit eine Reduktion der Stromverstärkung.

Dieser Rekombinationsstrom ändert sich nur wenig mit zunehmender Stromdichte, sodaß sein Einfluss auf die Stromverstärkung abnimmt. Bei sehr hoher Strominjektion machen sich Hochstromeffekte bemerkbar.

Die Emitterschaltung

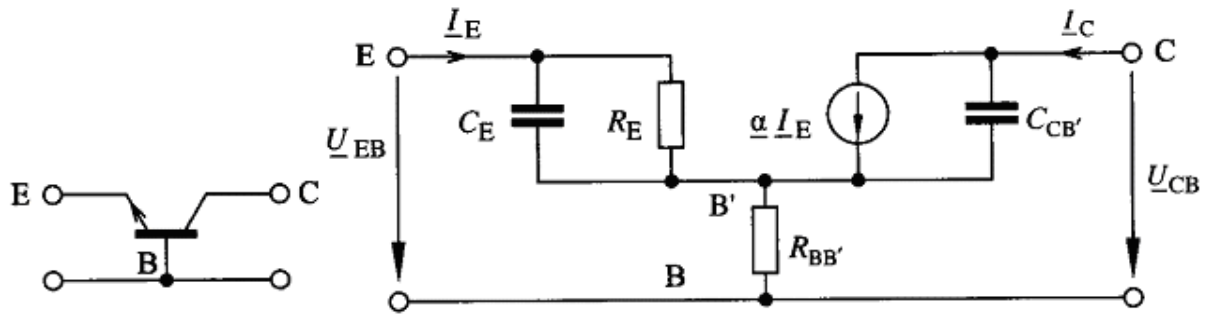
In den bisherigen Betrachtungen wurde die Basis als gemeinsame geerdete Elektrode betrachtet. In Schaltungen treffen wir aber häufiger die auf Emitterschaltung, wobei der Emitter die geerdete Elektrode (common emitter) und die Basis die Eingangelektrode ist. Werden also die Emitter- und Basisanschlüsse vertauscht, dann wird der Basisstrom I_B zum Transistoreingangstrom. Das folgende Bild zeigt das typische Kennlinienfeld eines npn-Transistors in dieser Schaltung.



Typisches Transistorkennlinienfeld $I_C(U_{CE})$ mit I_B als Parameter.

Für die Kleinsignal-Stromverstärkung in Emitterschaltung gilt $b_0 = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B} = \frac{a_0}{1 - a_0}$.

Mit den bisherigen Betrachtungen lassen sich brauchbare Kleinsignal-ESB sowohl für die Basisschaltung als auch für die Emitterschaltung angeben.



Kleinsignalersatzschaltbild des Bipolartransistors in Basisschaltung.

Dieses ESB beschränkt sich auf den Betrieb aktiv vorwärts ($U_{BE} > 0$, $U_{BC} < 0$) und es gelten:

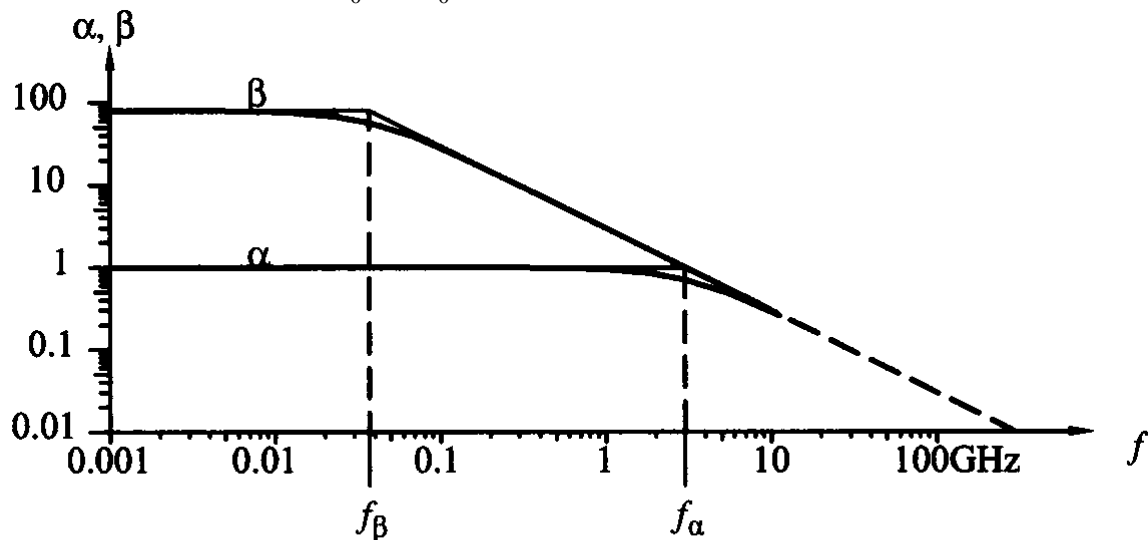
$$R_E = \left(\frac{dI_E}{dU_{EB'}} \right)^{-1} = \frac{U_T}{I_E}, \underline{a} = \frac{I_C}{I_E} = \frac{a_0}{1 + j \cdot f / f_a},$$

C_E : ..Emitter- Diffusionkapazität $C_{CB'}$: ..Kollektor- Sperrschichtkapazität

Für die Emitterschaltung gilt

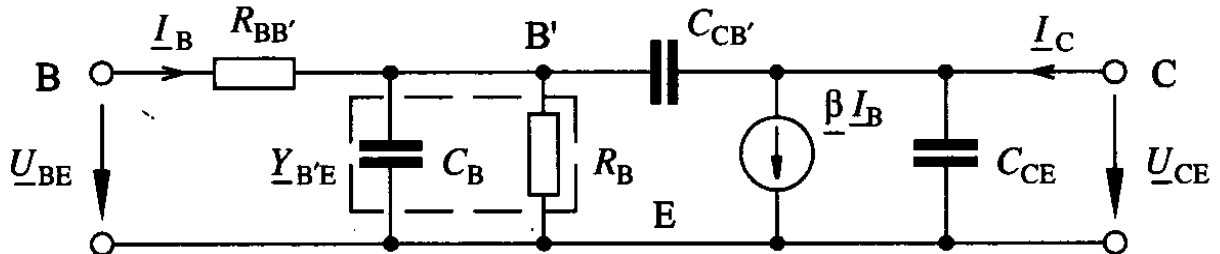
$$\underline{b} = \frac{I_C}{I_B} = \frac{\underline{a}}{1 - \underline{a}} = \frac{b_0}{1 + j \cdot f / (f_a (1 - a_0))} = \frac{b_0}{1 + j \cdot f / f_b},$$

$$f_b = f_a (1 - a_0) = f_a \cdot \frac{a_0}{b_0} = \frac{f_a}{b_0}$$



Typischer Frequenzgang der Stromverstärkungsfaktoren $\alpha(f)$ und $\beta(f)$ der Basis- und Emitterschaltungen.

Die Stromverstärkung \underline{b} fällt mit Frequenzen $f > f_\beta$ um 20 dB/Dekade ab. Bei der Frequenz $f_T = f_a$ ist $\underline{b} = 1$. f_T wird deshalb als Transitfrequenz bezeichnet. Das ESB in Emitterschaltung nimmt folgende Form an.



Kleinsignalersatzschaltbild des Bipolartransistors in Emitterschaltung (Ersatzschaltung nach Giacoletto).

Als zusätzliches Element ist neu aufgenommen die parasitäre Kapazität C_{CE} , die im wesentlichen durch die Kontakte gebildet wird.

Die innere Admittanz $\underline{Y}_{B'E}$ bestimmt sich wie folgt:

$$\underline{Y}_{B'E} = \left(\frac{1}{R_E} + j\omega C_E \right) \cdot \frac{1}{\underline{b}} \approx \left(\frac{1}{R_E} + j\omega C_E \right) \cdot \frac{1 + j\frac{\omega}{\omega_b}}{b_0} = \frac{1}{R_B} + j\omega C_B$$

$$R_B \approx b_0 \cdot R_E, C_B = \frac{C_E}{b_0} + \frac{1}{b_0 \omega_b R_E} \approx \frac{1}{\omega_T R_E}$$

Die Grenzfrequenz f_a stellt nicht die obere Frequenzgrenze für den Einsatz eines HF-Transistors dar. Eine stark vereinfachende Abschätzung der Leistungsverstärkung zeigt, dass bis zur Frequenz

$$f_{\max} = \sqrt{\frac{f_T}{8\rho \cdot R_{BB'} \cdot C_{CB'}}}$$

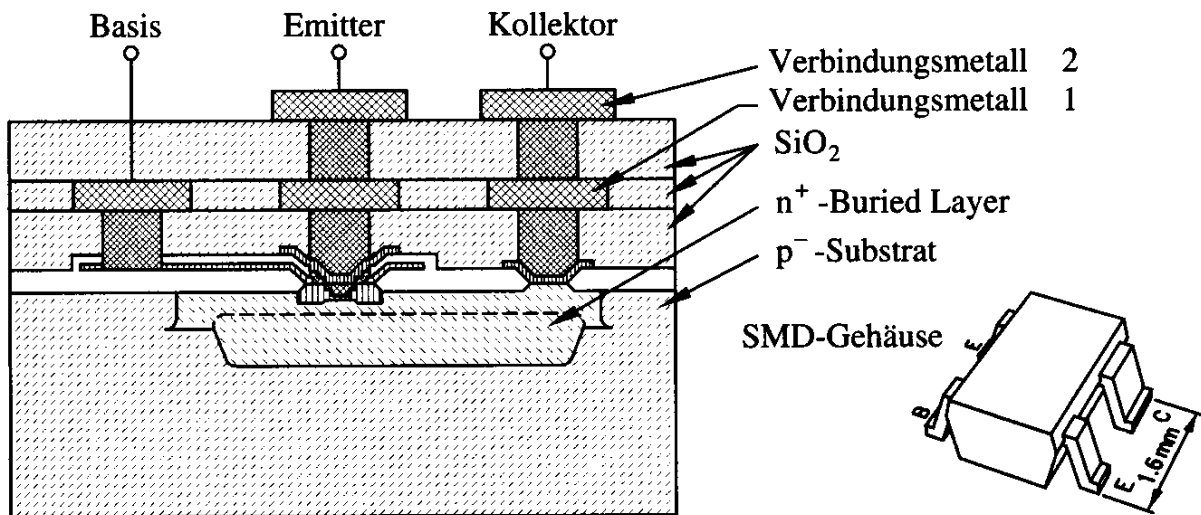
Leistungsverstärkung und

Schwingungserzeugung möglich sind. Die Bedeutung dieses Ergebnisses liegt vor allem darin, daß es den großen Einfluß der parasitären Elemente Basisbahnwiderstand und Kollektor-Sperrschichtkapazität auf das HF-Verhalten deutlich macht.

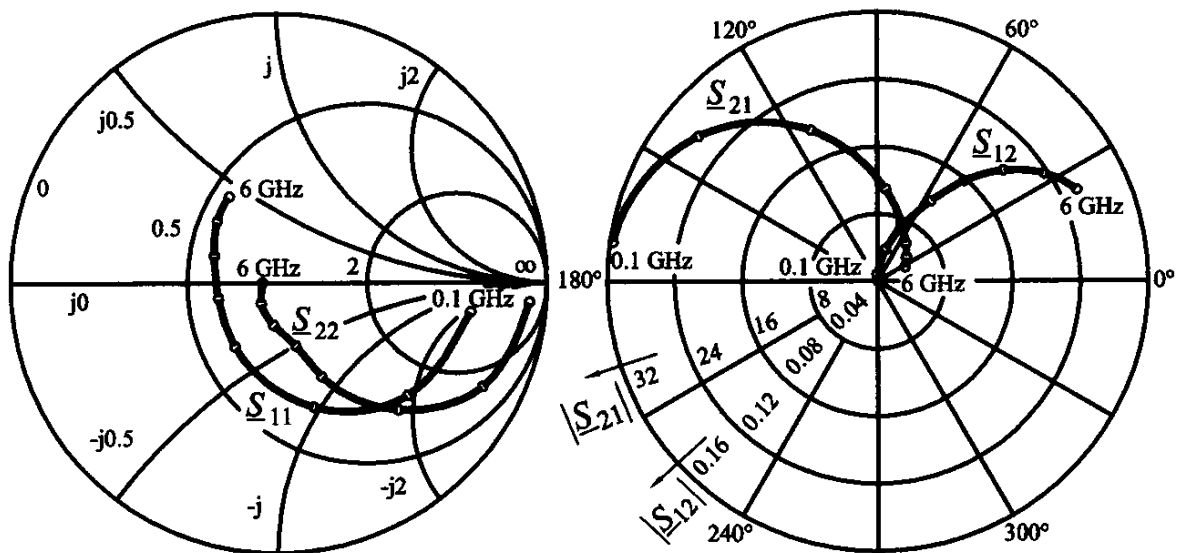
Beispiel eines HF-Transistors (SIGET BPF 520):

Kleinsignalparameter des Bipolartransistors Siemens SIEGET BFP 520 in der Emitterschaltung für den Arbeitspunkt $I_C=10\text{ mA}$ und $U_{CE}=2\text{ V}$:

$$\begin{aligned} R_B &\approx 450\ \Omega; & R_{BB'} &= 11\ \Omega; & C_B &= 1.5\ \text{pF}; & C_{CB'} &= 0.05\ \text{pF}; \\ C_{CE} &= 0.28\ \text{pF}; & \beta_o &= 90; & f_T &= 40\ \text{GHz} \end{aligned}$$



Bipolartransistor Siemens SIEGET BFP 520: Aufbau, SMD-Gehäuse.



Ortskurven der Streuparameter S_{11} , S_{22} , S_{12} und S_{21} des Bipolartransistors Infineon SIEGET BFP 520 für die Frequenzen: 0.1, 0.5, 1, 2, 3, 4, 5 und 6 GHz.

Rauschverhalten von Bipolartransistoren

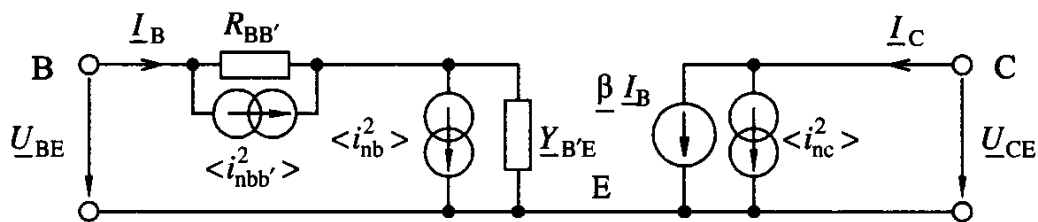
Die wichtigsten Rauschquellen die ein BJT enthält sind das Schrottrauschen der PN-Übergänge und das thermische Rauschen der Bahnwiderstände.

$$\langle i_{nd}^2 \rangle = 2q I_D \Delta f$$

$$\langle i_{nrr}^2 \rangle = \frac{4kT \Delta f}{R}$$

$$q = 1.602 \cdot 10^{-19} \text{ C} \quad k: \text{ Boltzmann-Konstante}$$

I_D : Diodengleichstrom Δf : Frequenzintervall

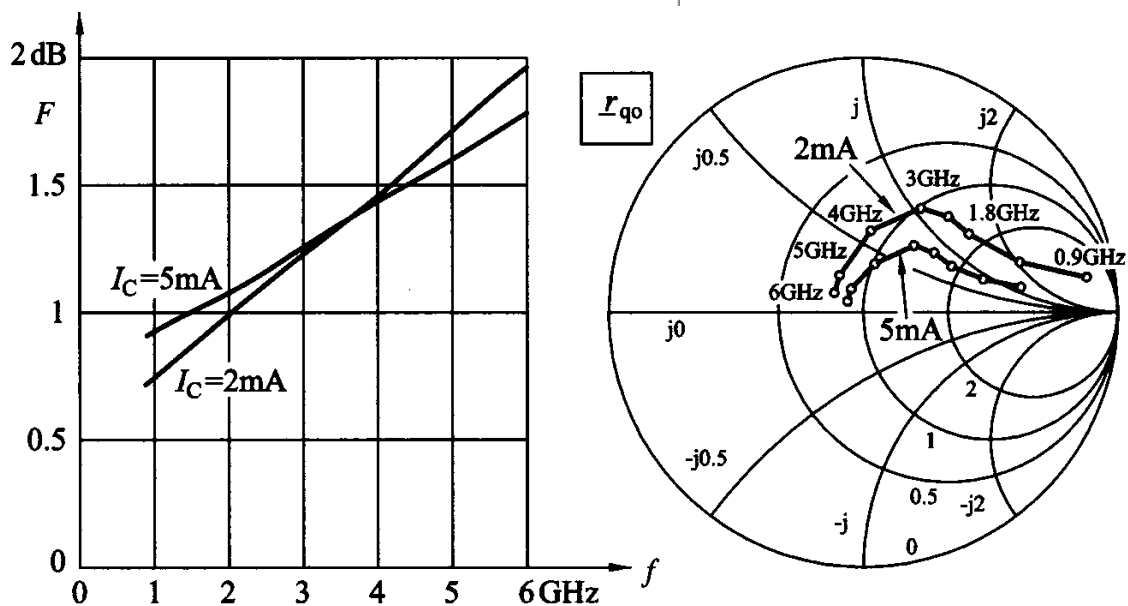


Einfaches Rauschersatzschaltbild des Bipolartransistors.

$$\langle i_{nb}^2 \rangle = 2q I_B \Delta f \quad \langle i_{nc}^2 \rangle = 2q I_C \Delta f \quad \langle i_{nb} i_{nc}^* \rangle = 0 \quad \langle i_{nbb'}^2 \rangle = \frac{4kT \Delta f}{R_{BB'}}$$

Bei sehr tiefen Frequenzen tritt noch Funkelrauschen auf ($f_c \ll 10 \dots 100 \text{ Hz}$). Durch die Nichtlinearität der Kennlinien spielt es vor allem bei Oszillatoren eine wichtige Rolle für das Phasenrauschen.

$$\langle i_{nf}^2 \rangle = \langle i_{nfo}^2 \rangle f_c / f$$



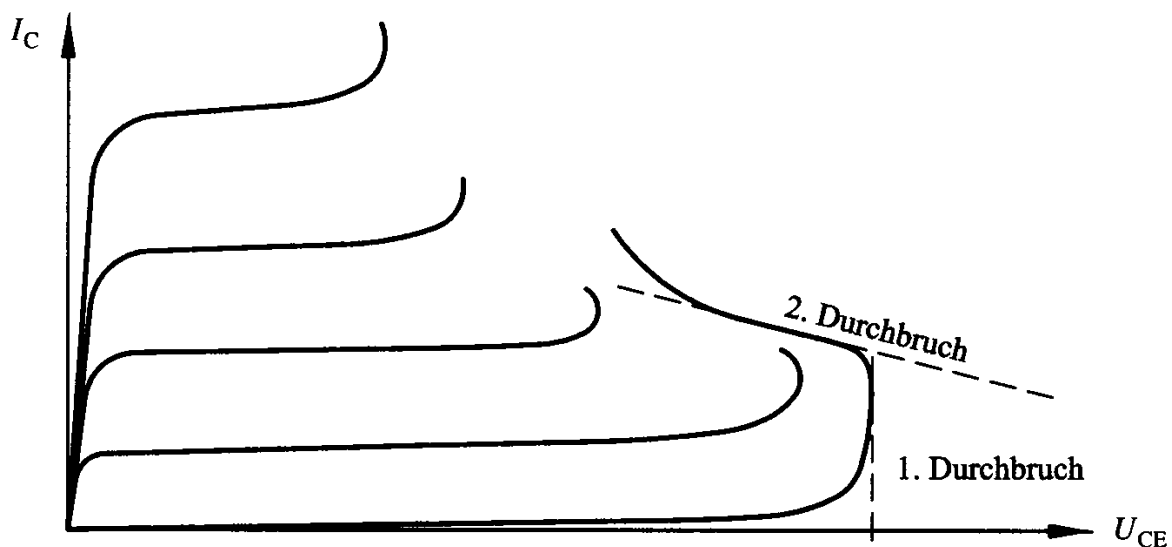
Rauschzahl F und optimaler Quellenreflexionsfaktor r_{qo} bezüglich Rauschen für den Transistor BFP 520.

HF-Bipolar-Leistungstransistoren

Bipolartransistoren eignen sich im Gigahertzbereich auch als Leistungstransistoren und haben bis 2 (5) GHz als Sendeverstärker Eingang gefunden.

Wie bereits festgestellt, verlangt die kleine Basisdicke auch eine kleine (schmale) Emitterfläche, damit die mit der vertikalen Skalierung gewonnene Verbesserung der Hochfrequenzeigenschaften nicht durch einen hohen Basiszuleitungswiderstand verloren geht. Ein hoher Emitterstrom und damit eine hohe Leistung kann daher nicht einfach mit einer einzigen großen Emitterfläche erreicht werden.

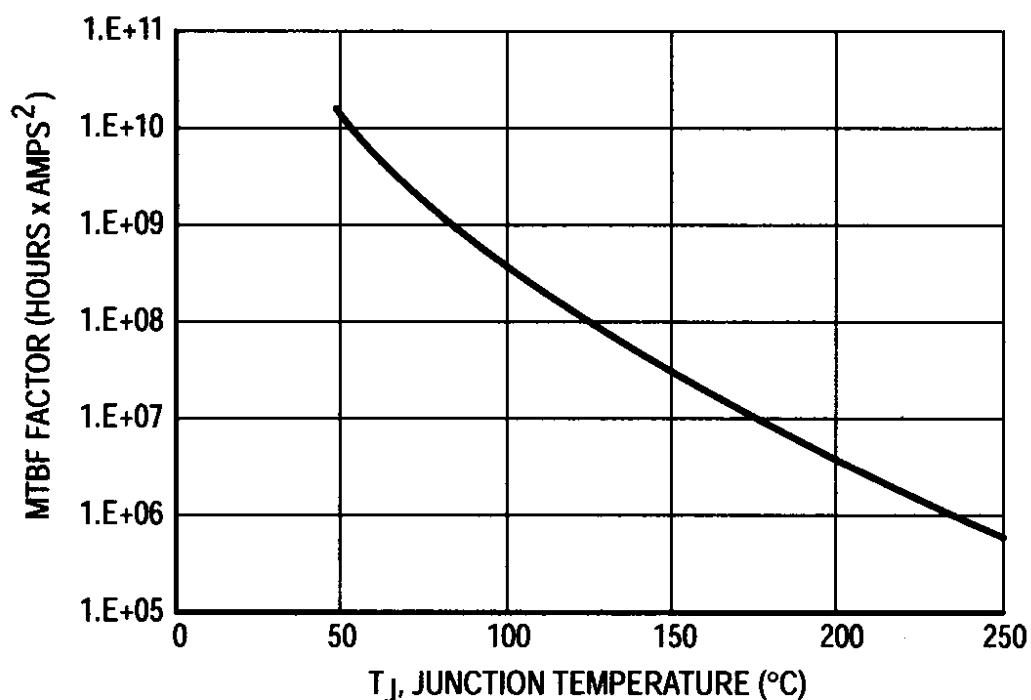
Leistungstransistoren sind als Arrays von kleinflächigen Transistoren aufgebaut (Kamm- oder Overlay-Strukturen). Zur Erreichung einer hohen Kollektordurchbruchspannung muss das Kollektordotierungsprofil besonders sorgfältig ausgelegt sein. Im Betrieb mit maximaler Leistung wird der Transistor nahe am Durchbruch und bei relativ hoher Sperrschichttemperatur betrieben. Der Bipolartransistor zeigt zwei Durchbruchphänomene: den ersten und den zweiten Durchbruch, (siehe Bild).



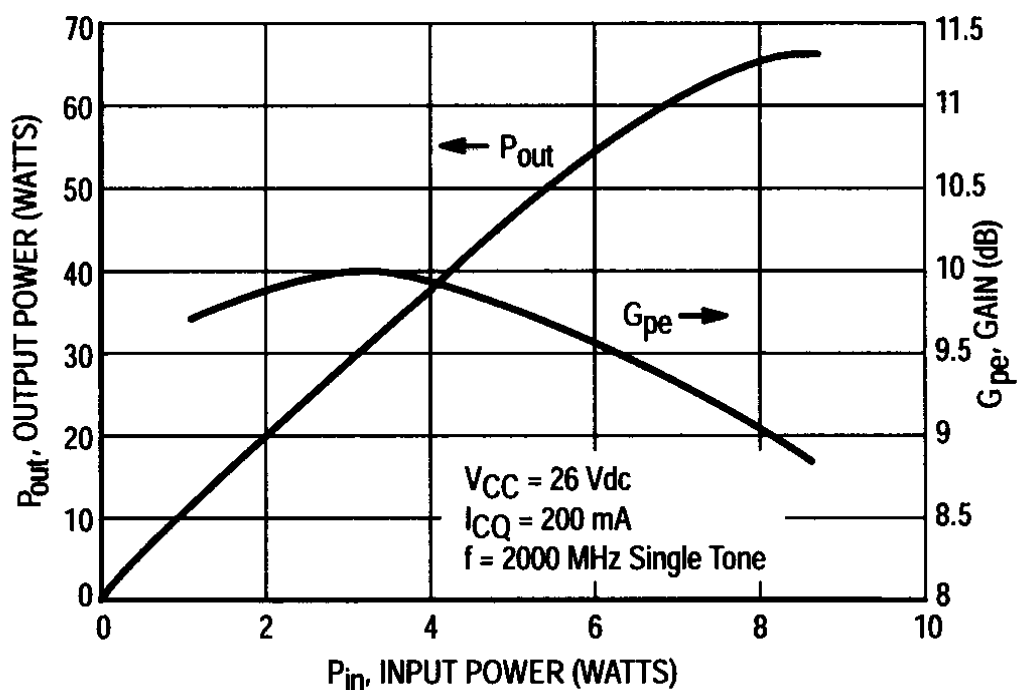
Kennlinienfeld eines Leistungsbipolartransistors mit 1. und 2. Durchbruch.

Beim Erreichen der Durchbruchspannung nimmt der Kollektorstrom stark zu. Der Grund dafür ist Trägergeneration durch den Lawineneffekt. Bei weiterer Zunahme dieses Lawinenstroms kann eine starke lokale Erwärmung des Kristallgitters zum dem thermisch bedingten zweiten Durchbruch führen (Zerstörungsgefahr).

Bei hoher Stromdichte in den Metallisierungen und im Übergang Metall-Halbleiter tritt eine *Materialmigration* auf, die den Transistor langsam zerstört. Die Lebensdauer des Bauelementes wird somit durch die Betriebstemperatur und die Stromdichte beeinflusst.



Lebensdauer $MTBF \times \text{Kollektorstrom}^2$ in Funktion der Sperrschichttemperatur des Leistungstransistors Motorola MRF20060R



Ausgangsleistung P_{out} und Leistungsverstärkung G_{pe} des Leistungstransistors Motorola MRF20060R

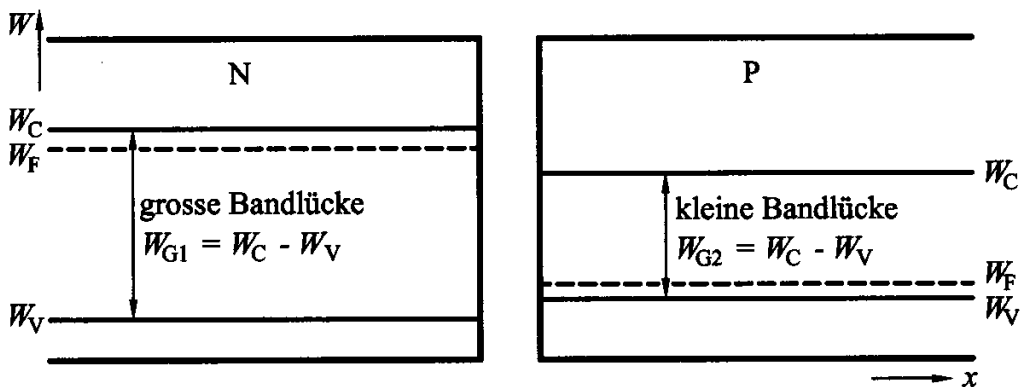
Heterobipolartransistoren

Die Gleichung für die maximale Schwingfrequenz eines Bipolartransistors zeigt die wichtigsten Einflüsse auf das HF-Verhalten.

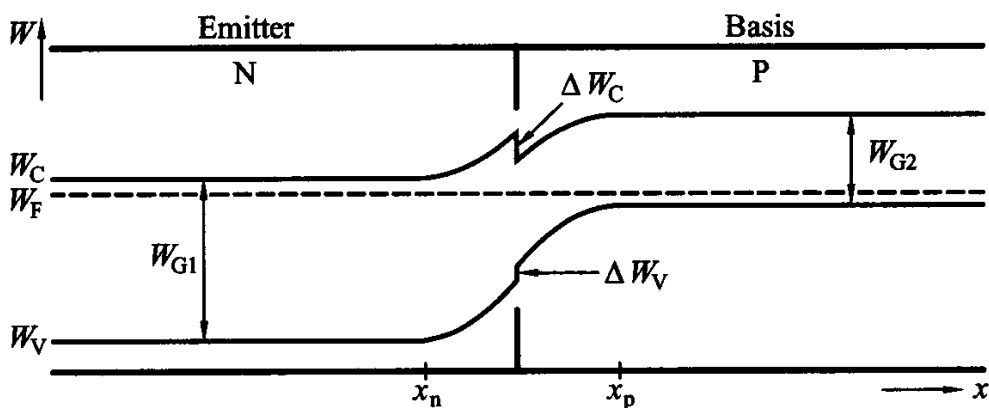
$$f_{\max} = \sqrt{\frac{f_T}{8p \cdot R_{BB'} \cdot C_{CB'}}$$

Eine hohe Stromverstärkung bei hohen Frequenzen verlangt eine schmale Basisweite und eine hohe Dotierung des Emitters bei gleichzeitig niedriger Dotierung der Basis. Das hat einen hohen Basiszuleitungswiderstand zur Folge. Hinzu kommt die niedrigere Beweglichkeit der Löcher im P-Gebiet.

Der Einsatz unterschiedlicher Halbleitermaterialien für Basis und Emmitter (*Heterobipolartransistor*) erlaubt es diesen Zwang aufzubrechen. Für die Basis wählt man ein Material mit einem geringeren Bandabstand als im Emmitter (vermindert Löcheremission in den Emmitter) und erhöhter Löcherbeweglichkeit. Dann kann man die Basis dünn machen und hoch dotieren, weil der Emmitterwirkungsgrad trotzdem hoch und der Basis-Bahnwiderstand niedrig gehalten werden kann.



Banddiagramme von n- und p-dotierten Halbleiterblöcken.

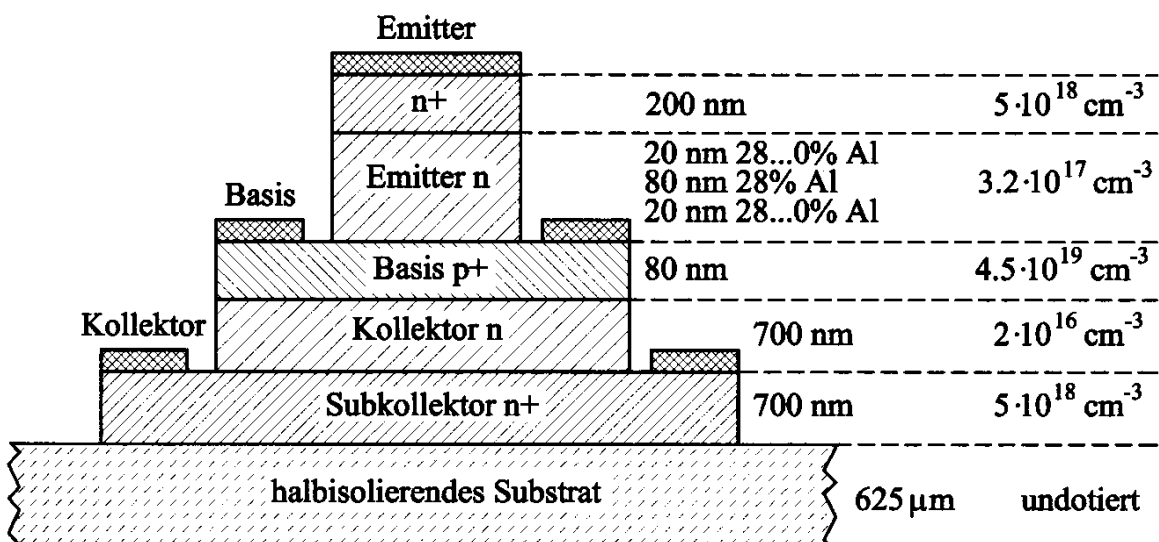


Banddiagramm des Emmitter-Basiskontaktes ohne extern angelegte Spannung.

Bei einem Bandlückenunterschied ΔW von 200 meV erhöht sich J_n/J_p um den Faktor 2200. Mit diesem Bandlückenunterschied könnte also die Basis höher dotiert sein als der Emitter und dennoch würde eine genügend hohe Stromverstärkung erreicht. Meist wird eine Stromverstärkung in der Emitterschaltung von $\beta = 50 \dots 100$ angestrebt; die Basisdotierung kann daher um mindestens zwei Größenordnungen höher gewählt werden als die Emitterschaltung. Im Vergleich mit einem Silizium-Bipolartransistor wird bei gleicher Bauart folgende Reduktion des Basiszuleitungswiderstandes erreicht:

	Basisdotierungsdichte N_A	Löcherbeweglichkeit in der Basis μ_p
Si-BJT	10^{17} cm^{-3}	$200 \text{ cm}^2/\text{Vs}$
GaAs-HBT	10^{19} cm^{-3}	$100 \text{ cm}^2/\text{Vs}$

Der GaAs/GaAlAs-HBT war der erste HBT, der kommerzielle Reife erreichte. Mit dem Materialsystem GaInAs/AlInAs auf InP-Substrat können noch günstigere Ergebnisse erzielt werden.



Querschnitt eines GaAs/GaAlAs-HBTs.

Diese InP-basierten HBTs erreichen Transitfrequenzen bis zu 200 GHz. Eine weitere sehr erfolgversprechende Bauform ist der Silizium-Germanium HBT. In diesem Materialsystem besteht der Emitter aus reinem Silizium, die Basis aus einer Legierung von Silizium und Germanium, die eine kleinere Bandlücke aufweist als das reine Silizium (hergestellt durch Molekularstrahlepitaxie). Der große Vorteil dieses Materialsystems liegt in der großen Nähe zu gewöhnlichen Siliziumtechnologie. Kommerziell erhältliche SiGe-HBTs weisen Transitfrequenzen ähnlich den GaAlAs/GaAs-HBTs auf und sind wesentlich preisgünstiger.