

1 Grundprinzip eines Bipolartransistors

Ein bipolarer Transistor besteht aus einer pnp-Schichtenfolge (pnp-Transistor) bzw. einer npn-Schichtenfolge (npn-Transistor). Bipolare Transistoren für hochfrequenztechnische Anwendungen werden überwiegend in Silizium realisiert. Die folgende Betrachtung bezieht sich auf npn-Transistoren (wegen der besseren Hochfrequenzeigenschaften), sie lässt sich sinngemäß aber auch auf pnp-Transistoren anwenden.

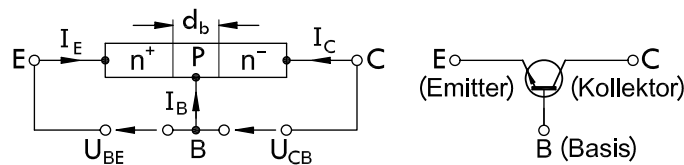


Abb. 1: Schematische Darstellung und Schaltbild eines bipolaren npn-Transistors.

Ein npn-Transistor ist schematisch in Abb. 1 dargestellt. Beim Normalbetrieb eines bipolaren Transistors ist die Basis-Emitter-Diode in Flussrichtung ($U_{BE} > 0$) und die Kollektor-Basis-Diode in Sperrrichtung ($U_{CB} > 0$) gepolt.

Es werden dann vom Emitter Elektronen in die Basis injiziert, die durch die Basis hindurch diffundieren und so zum Kollektorstrom beitragen. Auf diese Weise kann der Emitterstrom I_E den Kollektorstrom I_C steuern.

Ein geeignetes Modell (Ebers-Moll) zur Beschreibung des statischen Großsignal-Verhaltens eines bipolaren Transistors zeigt Abb. 2.

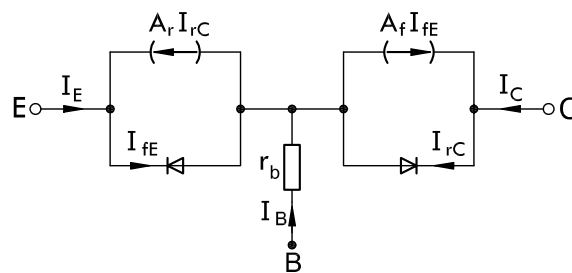


Abb. 2: Statisches Ersatzschaltbild eines npn-Transistors nach Ebers-Moll.

Im Normalbetrieb ($U_{CB} > 0$, $U_{BE} > 0$) ist I_{rC} sehr klein, so dass die Stromsteuerung gemäß $A_f \cdot I_{fE}$ erfolgt und $A_r \cdot I_{rC}$ vernachlässigt werden kann. In Bild 2 ist noch der Basisbahnwiderstand r_b enthalten.

2 Stromverstärkung eines Bipolartransistors

Die Hochfrequenzeigenschaften sollen nun für den Normalbetrieb ($U_{CB} > 0$, $U_{BE} > 0$) betrachtet werden. Wir beschränken uns hier auf das Kleinsignalverhalten, beschreiben also z. B. den Emitterstrom

$$I_E = I_{E0} + \Re \{ \underline{I}_e \exp(j\omega t) \} \quad (1)$$

mit dem Zeiger \underline{I}_e , wobei \underline{I}_e nur so groß sein darf, dass der Transistor im linearen Kennlinienteil angesteuert wird.

Für eine erste Einschätzung des Hochfrequenzverhaltens machen wir eine recht pauschale Betrachtung gemäß Abb. 3.

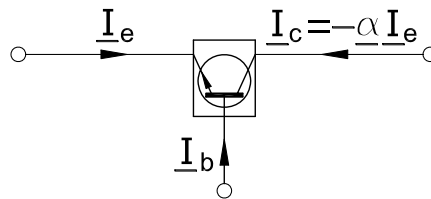


Abb. 3: Bipolarer Transistor mit Stromzeigern \underline{I}_e , \underline{I}_b und \underline{I}_c .

Die Steuerung des Kollektorstroms durch den Emitterstrom ist in Abb. 3 durch die Stromverstärkung $\underline{\alpha}$ ($|\underline{\alpha}| < 1$) ausgedrückt. Näherungsweise lässt sich $\underline{\alpha}$ wie ein Tiefpass erster Ordnung beschreiben

$$\underline{\alpha} = -\frac{\underline{I}_c}{\underline{I}_e} = \frac{\alpha_0}{1 + j\omega/\omega_\alpha} \quad (2)$$

mit der Gleichstromverstärkung α_0 (α_0 nahe 1, aber $\alpha_0 < 1$) und der α -Grenzfrequenz ω_α . Da $|\underline{\alpha}| < 1$, kann man aber von einer Stromverstärkung im eigentlichen Sinn nicht sprechen. Es ist deshalb im allgemeinen zweckmäßiger, den kleineren Basisstrom \underline{I}_b als Steuerstrom zur Steuerung von \underline{I}_c zu verwenden. Wenn man den Transistor in Abb. 3 als großen Knoten auffasst, muss gelten:

$$\underline{I}_e + \underline{I}_b + \underline{I}_c = 0 \quad (3)$$

und damit wegen $\underline{I}_e = -\underline{I}_c/\underline{\alpha}$:

$$\underline{I}_b = -\underline{I}_c - \underline{I}_e = \left(\frac{1}{\underline{\alpha}} - 1 \right) \underline{I}_c, \quad (4)$$

so dass schließlich gilt:

$$\frac{\underline{I}_c}{\underline{I}_b} = \underline{\beta} = \frac{\underline{\alpha}}{1 - \underline{\alpha}} = \frac{\beta_0}{1 + j\omega/\omega_\beta} \quad (5)$$

mit

$$\beta_0 = \frac{\alpha_0}{1 - \alpha_0} \quad (6)$$

und

$$\omega_\beta = (1 - \alpha_0)\omega_\alpha \approx \frac{\omega_\alpha}{\beta_0} \quad (7)$$

Normalerweise ist α_0 nahe 1, z. B. $\alpha_0 \approx 0,99$ und damit die Gleichstromverstärkung z. B. $\beta_0 \approx 100$. Andererseits ist aber die Grenzfrequenz ω_β und diesen Faktor β_0 kleiner als ω_α , so dass sich ein **konstantes Verstärkungs-Bandbreite-Produkt** ergibt:

$$\alpha_0 \cdot \omega_\alpha = \beta_0 \cdot \omega_\beta. \quad (8)$$

Wichtig ist noch die Transitfrequenz $\omega_T = 2\pi \cdot f_T$, bei der die Stromverstärkung $\underline{\beta}$ zu $|\underline{\beta}| = 1$ wird. Für $\omega \gg \omega_\beta$ wird aus Gl. (5)

$$\underline{\beta} = -j \frac{\beta_0 \omega_\beta}{\omega} \approx -j \frac{\omega_\alpha}{\omega} \quad \text{für } \omega \gg \omega_\beta, \quad (9)$$

so dass $|\underline{\beta}| = 1$ für $\omega \approx \omega_\alpha$ und damit die Transitfrequenz (die i. A. in Datenblättern angegeben ist) $\omega_T \approx \omega_\alpha$ wird.

3 Kleinsignal-Ersatzschaltbild

Ausgehend von Abb. 2 mit der Basis-Emitter-Diode in Flussrichtung und der Basis-Kollektor-Diode in Sperrrichtung ergibt sich ein Kleinsignal-Ersatzschaltbild gemäß Abb. 4.

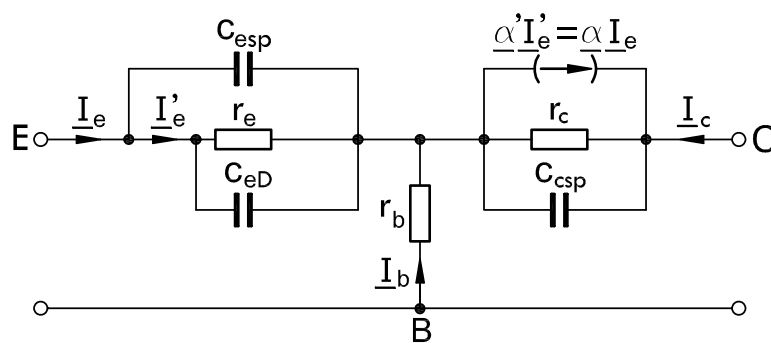


Abb. 4: Physikalisches HF-Kleinsignal-Ersatzschaltbild eines bipolaren Transistors mit Basisbahnwiderstand r_b , Kollektorsperrschichtkapazität c_{csp} und Emittersperrschichtkapazität c_{esp} .

Hierbei bezeichnet r_e den differentiellen Emitterwiderstand, der wie bei einer Diode (vgl. auch Gl. (HLD 6)) gegeben ist als

$$r_e \approx \frac{U_T}{I_{E0}} \quad (10)$$

mit dem Emittergleichstrom I_{E0} und der Temperaturspannung $U_T = \frac{kT}{e}$. Durch die Ladungsträgerinjektion in die Basis erhält man eine Ladungsspeicherung, die durch die Diffusionskapazität c_{eD} ausgedrückt wird. Für die Zeitkonstante $\tau_{eD} = r_e c_{eD}$ gilt näherungsweise

$$r_e c_{eD} \approx \tau_b, \quad (11)$$

wobei τ_b die Ladungsträgerlaufzeit durch die Basis bezeichnet. Der in die Basis injizierte Strom I'_e steuert auch den Kollektorstrom gemäß $\underline{\alpha}' I'_e$, wobei $\underline{\alpha}'$ näherungsweise durch ein einfaches Tiefpassverhalten beschrieben werden kann:

$$\underline{\alpha}' = \frac{\alpha_0}{1 + j\omega/\omega_{\alpha'}} \quad (12)$$

mit der Grenzfrequenz $\omega_{\alpha'}$, die im Wesentlichen durch die Basislaufzeit τ_b gemäß

$$\omega_{\alpha'} \approx \frac{1}{\tau_b} \quad (13)$$

gegeben ist. Ohne Feldunterstützung ist τ_b durch die Diffusionszeit der Minoritätsladungsträger durch die Basis der Weite d_b (vgl. Abb. 1) gegeben entsprechend:

$$d_b = \sqrt{2D_b \cdot \tau_b} \quad (14)$$

und damit

$$\tau_b = \frac{d_b^2}{2D_b} \quad (15)$$

mit der Diffusionskonstanten D_b der Minoritätsladungsträger in der Basis.

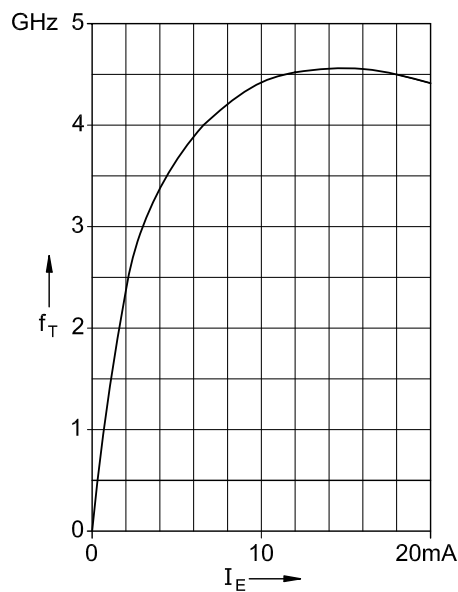


Abb. 5: Transitfrequenz eines Bipolartransistors (BF 775, Infineon) als Funktion des Emittergleichstroms ($U_{CE} = 6$ V, Messfrequenz 200 MHz).

Da die Diffusionskonstante $D = U_T \cdot \mu$ proportional zur Ladungsträgerbeweglichkeit μ ist, haben npn-Transistoren gegenüber pnp-Transistoren wegen der im Vergleich zur Löcherbeweglichkeit μ_p höheren Elektronenbeweglichkeit μ_n kürzere Basislaufzeiten und damit höhere Grenzfrequenzen.

Durch geeignete Basisdotierung ist es möglich, ein Driftfeld zu erzeugen (*Drifttransistor*), das die Basislaufzeit gegenüber Gl. (15) noch erheblich reduziert.

Um die Stromverstärkung $\underline{\alpha}$ in Basisschaltung bezüglich des äußeren Emitterstromes I_e zu formulieren, muss noch die *Emitterladezeitkonstante* zur Ladung von c_{esp} berücksichtigt werden, so dass die Grenzfrequenz ω_{α} in Gl. (2) tatsächlich kleiner als $\omega_{\alpha'} \approx 1/\tau_b$ wird. Mit zunehmendem Emittergleichstrom I_E und dem damit verbundenen kleinen r_e spielt c_{esp} eine geringere Rolle, so dass mit zunehmendem I_E ω_{α} sich $\omega_{\alpha'}$ nähert. In Abb. 5 ist die Transitfrequenz $f_T \approx \frac{\omega_{\alpha}}{2\pi}$ eines bipolaren Transistors (BF 775) dargestellt. Bei sehr hohen Emittergleichströmen (Stromdichte $J \approx 1000 \frac{\text{A}}{\text{cm}^2}$) führen die sich dann ergebenden hohen injizierten Ladungsträgerdichten jedoch wieder zu einer Reduzierung

der Transitfrequenz. Für die Grenzfrequenz ω_α ist im Allgemeinen auch noch die endliche Laufzeit durch die Kollektor-Basis-Sperrschicht zu berücksichtigen.

3.1 Maximale Schwingfrequenz

Neben den bisher diskutierten Stromverstärkungen ist auch die Leistungsverstärkung von Interesse. Dazu wird hier die maximale Leistungsverstärkung in Emitterschaltung betrachtet. Aus Abb. 4 ergibt sich mit

$$\underline{y}_e = \frac{1}{r_e} + j\omega(c_{eD} + c_{esp}) \quad \text{und} \quad \underline{y}_c = \frac{1}{r_c} + j\omega c_{csp} \quad (16)$$

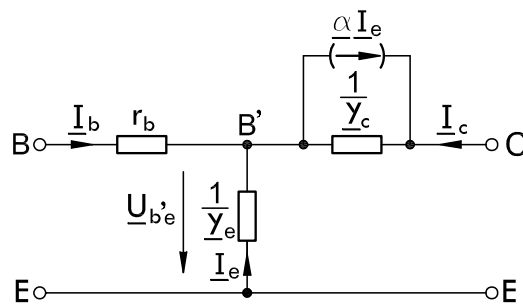


Abb. 6: Betrachtete Emitterschaltung.

In Abb. 6 ist die innere Basis mit B' bezeichnet, so dass sich die gesteuerte Stromquelle $\underline{\alpha} I_e$ auch ausdrücken lassen als

$$\underline{\alpha} \cdot I_e = -\underline{\alpha} \cdot \underline{y}_e U_{b'e} \approx -\frac{\underline{\alpha}}{1 - \underline{\alpha}} I_b \quad (17)$$

(vgl. dazu auch Gl. (5)). Die gesteuerte Stromquelle $\underline{\alpha} \cdot I_e$ in Bild 6 wird zweckmäßigerweise in zwei Stromquellen zerlegt (Abb. 7).

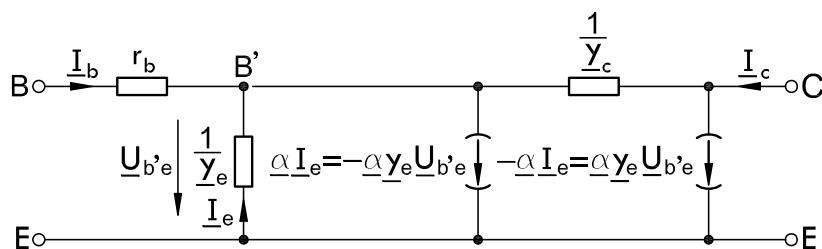
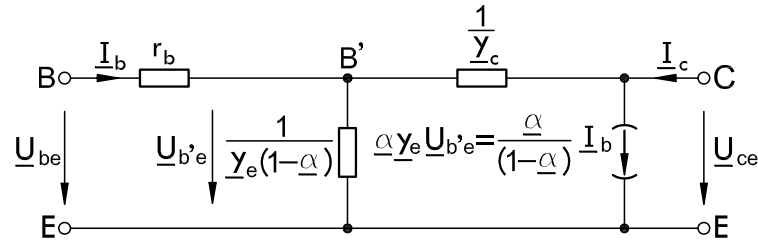


Abb. 7: Aufteilung der gesteuerten Stromquelle $\underline{\alpha} \cdot I_e$ in zwei Stromquellen.

Eine Stromquelle, die durch die Spannung an ihren Klemmen gesteuert wird, kann durch eine Impedanz ersetzt werden, so dass man aus Abb. 7 schließlich Abb. 8 erhält.

Aus Abb. 8 soll die maximale Leistungsverstärkung G_m^l bei hohen Frequenzen mit den Annahmen

- $\underline{y}_c \approx j\omega c_{csp}$,

Abb. 8: Endgültige Schaltung zur Bestimmung der maximalen Leistungsverstärkung G'_m .

- hoher Emittorgleichstrom, so dass $y_e \rightarrow \infty$,

bestimmt werden. Es gilt dann

$$y_{12} = \left. \frac{I_b}{U_{ce}} \right|_{U_{be}=0} = 0 \quad (18)$$

und G'_m kann gemäß

$$G'_m = \frac{|y_{21}|^2}{4\Re(y_{11})\Re(y_{22})} \quad (19)$$

bestimmt werden. Für $y_e \rightarrow \infty$ gilt:

$$y_{11} = \left. \frac{I_b}{U_{be}} \right|_{U_{ce}=0} = \frac{1}{r_b} \quad (20)$$

$$y_{21} = \left. \frac{I_c}{U_{be}} \right|_{U_{ce}=0} = \frac{\alpha}{1-\alpha} \frac{I_b}{U_{be}} = \frac{\alpha}{r_b(1-\alpha)} \quad (21)$$

$$y_{22} = \left. \frac{I_c}{U_{ce}} \right|_{U_{be}=0} = y_c + \alpha \cdot y_e \frac{U_{b'e}}{U_{ce}} = \frac{j\omega C_{csp}}{1-\alpha} \quad (22)$$

Es ergibt sich so mit α gemäß Gl. (2) und $\alpha_0 \approx 1$ für die maximale Leistungsverstärkung

$$G'_m = \frac{\omega \alpha}{4r_b C_{csp} \omega^2} \quad (23)$$

Die maximale Leistungsverstärkung nimmt damit für wachsende Frequenzen mit ω^2 ab (20 dB pro Dekade bzw. 6 dB pro Oktave). Die Frequenz, bei der gerade noch eine Leistungsverstärkung von $G'_m = 1$ erreicht wird, wird als *maximale Schwingfrequenz* bezeichnet. Sie ergibt sich aus G. (23) als

$$\omega_{max} = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{\omega \alpha}{r_b C_{csp}}} \quad (24)$$

Beispiel: Für einen Bipolartransistor mit einer Transitfrequenz $f_T = \frac{\omega \alpha}{2\pi} = 5$ GHz, $r_b = 20 \Omega$, $C_{csp} = 0,5$ pF ergibt sich $f_{max} = \frac{\omega_{max}}{2\pi} = 4,46$ GHz.

4 Giacoletto-Ersatzschaltbild

Für die Beschreibung eines Bipolartransistors in Emitterschaltung ist Abb. 8 bereits recht gut geeignet. Dieses Ersatzschaltbild dient als Grundlage zur Herleitung des *Giacoletto-Ersatzschaltbildes*.

Mit der Annahme

$$\underline{y}_e = \frac{1}{r_e} + j\omega(c_{eD} + c_{esp}) \approx \frac{1}{r_e} \left(1 + j\frac{\omega}{\omega_\alpha}\right) \quad (25)$$

ergibt sich

$$\underline{\alpha} \cdot \underline{y}_e \approx \frac{\alpha_0}{r_e} \quad (26)$$

und

$$\underline{y}_e(1 - \underline{\alpha}) = \frac{1}{r_{e'}} + j\omega c_{e'} \quad (27)$$

mit

$$r_{e'} = \frac{r_e}{1 - \alpha_0} \approx r_e \cdot \beta_0 \quad (28)$$

und

$$c_{e'} = \frac{1}{r_e \omega_\alpha} = \frac{1}{r_{e'} \omega_\beta} \quad (29)$$

Um den *Early-Effekt* zu berücksichtigen, muss zusätzlich zu Abb. 8 zwischen Kollektor und Emitter noch ein Widerstand r_{ce} (und zusätzlich gegebenenfalls noch eine Kapazität c_{ce}) eingefügt werden, so dass sich schließlich das Giacoletto-Ersatzschaltbild nach Abb. 9 ergibt.

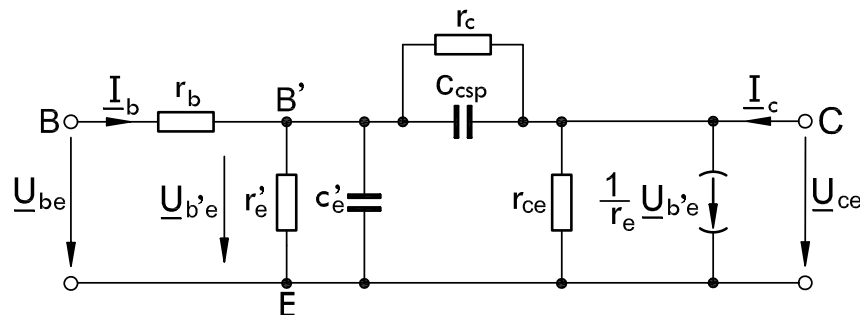


Abb. 9: Giacoletto-Ersatzschaltbild eines Bipolartransistors.

Beispiel: Typischerweise liegt r_{ce} im $k\Omega$ -Bereich. Für die Abschätzung der übrigen Parameter werde ein Transistor mit $f_T = 5 \text{ GHz}$ betrachtet, dessen Arbeitspunkt bei einem Emitttergleichstrom $I_E = 10 \text{ mA}$ liegt. Darüber hinaus habe der Transistor eine Gleichstromverstärkung $\beta_0 = 100$.

Es folgt dann:

$$r_e = \frac{U_T}{I_E} = \frac{25 \text{ mV}}{10 \text{ mA}} = 2,5 \Omega, \text{ so dass sich eine innere Steilheit } r_e^{-1} = 400 \text{ mS ergibt.}$$

$$r_{e'} = r_e \cdot \beta_0 = 250 \Omega$$

$$c_{e'} = \frac{1}{r_e \omega_\alpha} = 12,7 \text{ pF}$$

Typische Werte für r_b liegen bei $r_b = 10 \dots 20 \Omega$ und für $c_{csp} \approx 0,5 \text{ pF}$.

Bei kleinen Frequenzen ist der Eingangswiderstand durch $r_b + r_{e'}$ gegeben, während bei hohen Frequenzen die Serienschaltung von r_b und $c_{e'}$ wirksam wird und bei sehr hohen Frequenzen als Eingangswiderstand nur r_b verbleibt.

Als Ausgangswiderstand ($= 1/\Re(y_{22})$) ergibt sich bei kleinen Frequenzen r_{ce} und bei hohen Frequenzen $\frac{1}{\omega_\alpha c_{csp}}$ (vgl. Gl. (22)).

5 Realisierungsbeispiel eines bipolaren Transistors

Abb. 10 zeigt die Realisierung eines hochfrequenztauglichen Bipolartransistors. Zur Erzielung eines hohen Emitterwirkungsgrades ist der Emitter sehr viel höher dotiert ($n \approx 10^{20} \text{ cm}^{-3}$) als die Basis ($p \approx 10^{17} \dots 10^{18} \text{ cm}^{-3}$). Damit sich die Kollektor-Basis-Sperrschicht überwiegend in den Kollektor und nicht in die Basis erstreckt, ist der Kollektor wiederum sehr viel schwächer dotiert ($n \approx 10^{15} \text{ cm}^{-3}$) als die Basis.

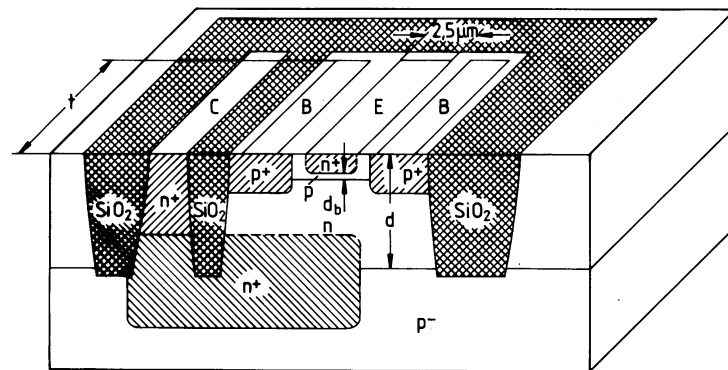


Abb. 10: Planarer Bipolartransistor ($f_T \approx 6 \text{ GHz}$, $d \leq 2 \mu\text{m}$) mit Oxid (SiO_2)-Isolation.

Damit bei geringer Basisweite d_b der Basisbahnwiderstand r_b nicht zu groß wird, darf die Emitterstreifenbreite (in Abb. 10 beträgt die Streifenbreite $2,5 \mu\text{m}$) nicht zu groß werden. Die erforderliche Emitterfläche ist bei gegebenem Emitterstrom durch die maximale Stromdichte vorgegeben. So ergibt sich beispielsweise für $I_E = 25 \text{ mA}$ und $J_E = 1000 \frac{\text{A}}{\text{cm}^2}$ eine Emitterfläche von $2500 \mu\text{m}^2$, was in Abb. 10 eine Länge des Emitterfingers von $t = 1 \text{ mm}$ erfordern würde.

Zur Realisierung großer Emitterflächen bei gleichzeitig geringer Strukturweite werden auch Kamm-, Maschen- und Gitterstrukturen verwendet.

6 Ausblick

Höhere Grenzfrequenzen sind möglich mit Heterobipolartransistoren, bei denen die Basis einen kleineren Bandabstand als der Emitter aufweist (z.B. GaAs gegenüber GaAlAs oder SiGe gegenüber Si). In solchen Transistoren kann die Basis höher dotiert werden, was geringere Basisweiten d_b und kleinere Basisbahnwiderstände r_b ermöglicht. So werden für SiGe-Heterobipolartransistoren Transitfrequenzen bis weit oberhalb von 100 GHz erreicht.