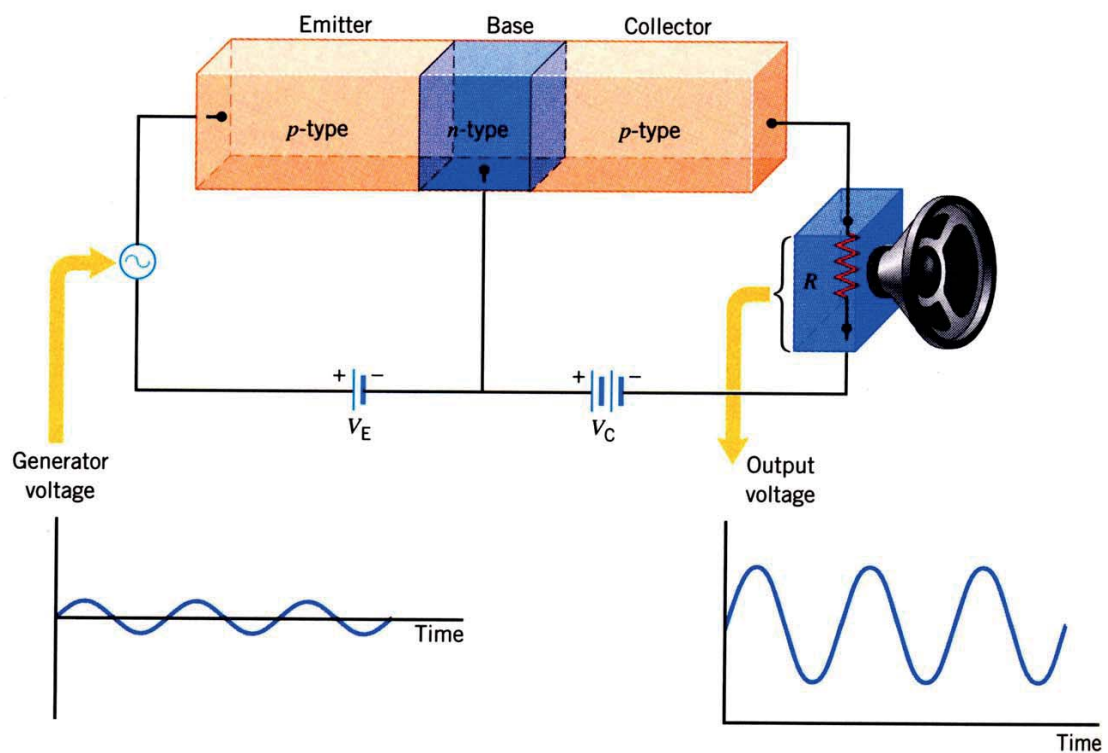
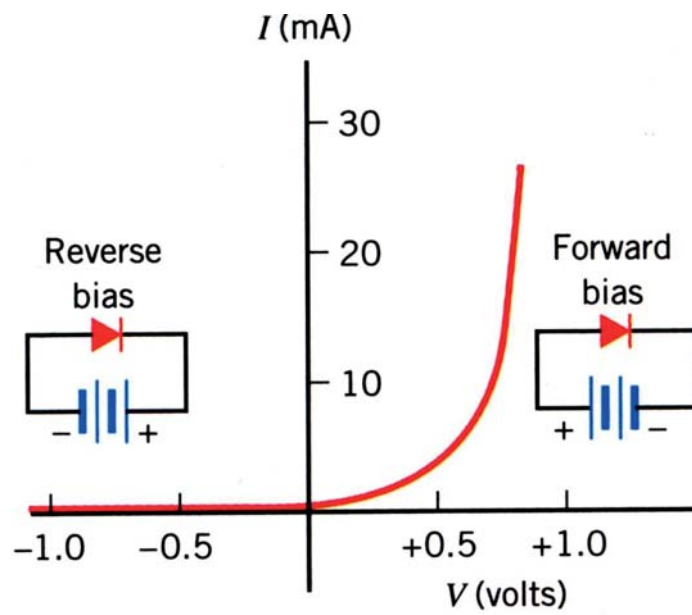


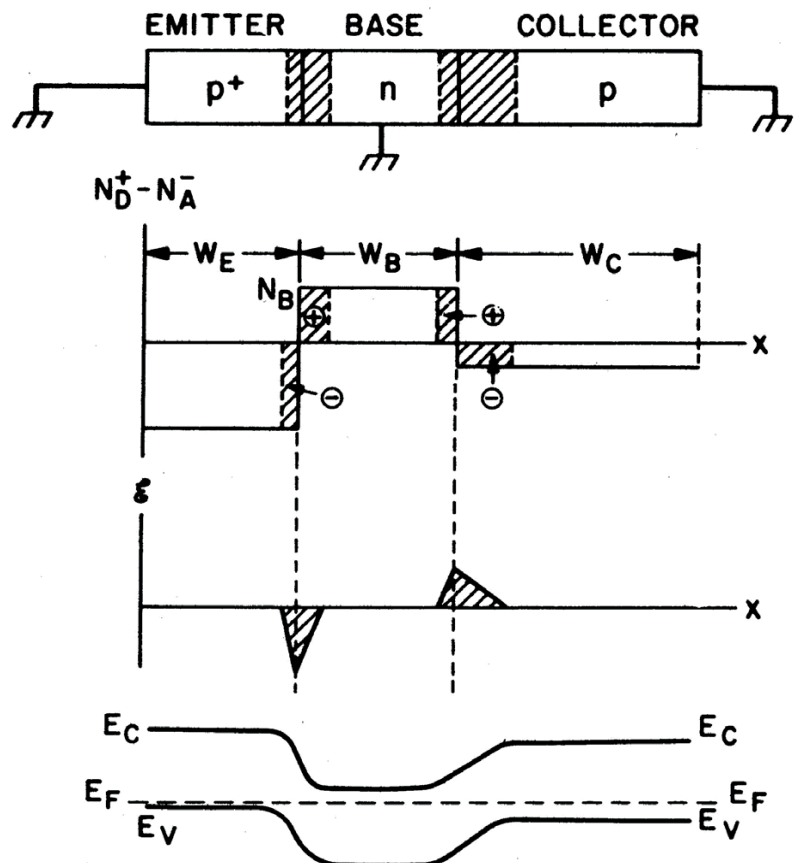
pn-Übergang

Diode



Typ	Bipolare Transistoren		Unipolare Transistoren = Feldeffekttransistoren					
	nnp-Transistor	pnp-Transistor	Sperrschicht-FET (Junction FET)		Insulated Gate FET (MOSFET)			
			n-Kanal-FET	p-Kanal-FET	Verarmungstyp (Depletion)		Anreicherungstyp (Enhancement)	
					n-Kanal-MOSFET	p-Kanal-MOSFET	n-Kanal-MOSFET	p-Kanal-MOSFET
prinzipieller Aufbau								
Schaltzeichen								
Kennlinie								
Eigenschaften Bemerkungen	U_{CE} positiv stromgesteuert lange genutzte Technologie für fast alle Anwendungsgebiete	U_{CE} negativ stromgesteuert lange genutzte Technologie für fast alle Anwendungsgebiete	U_{DS} positiv spannungsgesteuert leitet bei $U_{GS} = 0$, selbstleitend lange genutzte Technologie für Kleinsignaltransistoren	U_{DS} negativ spannungsgesteuert leitet bei $U_{GS} = 0$, selbstleitend	U_{DS} positiv spannungsgesteuert leitet bei $U_{GS} = 0$, selbstleitend	U_{DS} negativ spannungsgesteuert leitet bei $U_{GS} = 0$, selbstleitend	U_{DS} positiv spannungsgesteuert sperrt bei $U_{GS} = 0$, selbstsperrend	U_{DS} negativ spannungsgesteuert sperrt bei $U_{GS} = 0$, selbstsperrend

jüngere und sehr vielseitig anwendbare Technologie



Transistor im Gleichgewicht

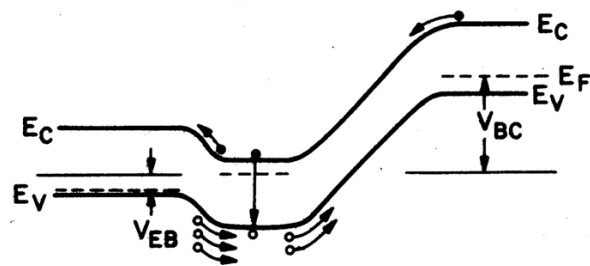
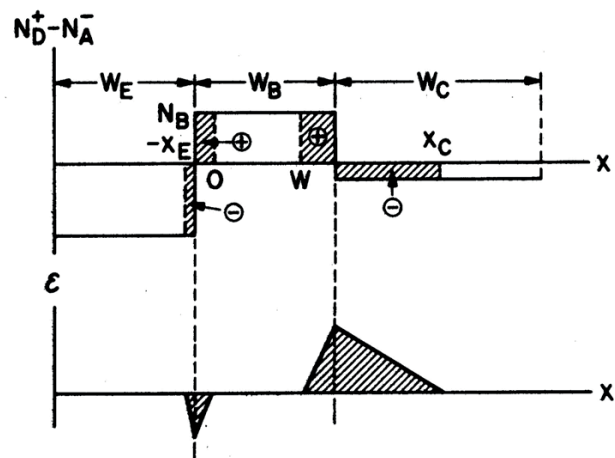
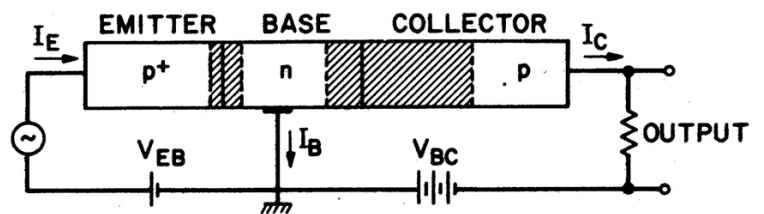
Wenn alle Anschlüsse des Transistors geerdet sind, ergibt sich die Ladungsverteilung und der Feldverlauf zweier Dioden in Gegenrichtung.

Es kann aufgrund dieser Anordnung kein Strom zwischen Kollektor und Emitter fließen.

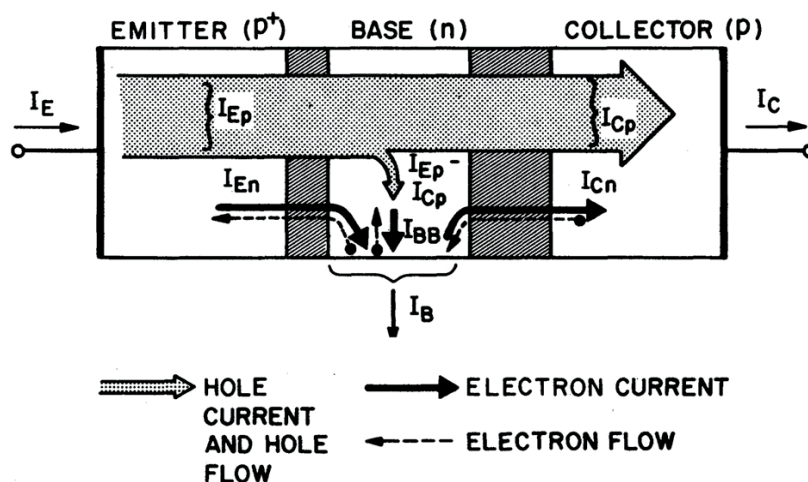
Transistor im aktiven Betrieb

Die Emittor-Basis-Diode wird in Vorwärtsrichtung betrieben, die Basis-Kollektor-Diode in Rückwärtsrichtung.

Durch Zufuhr/Abfuhr von Ladungsträgern in der Basis kann ein nicht-verschwindender Kollektor-Emitter-Strom verursacht werden.



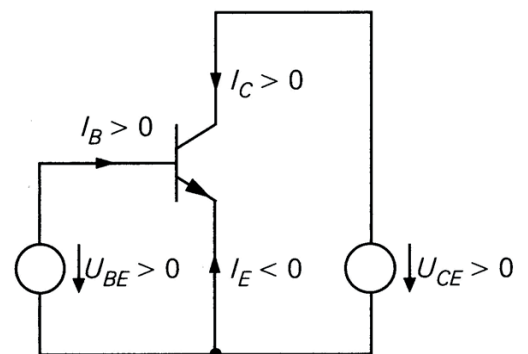
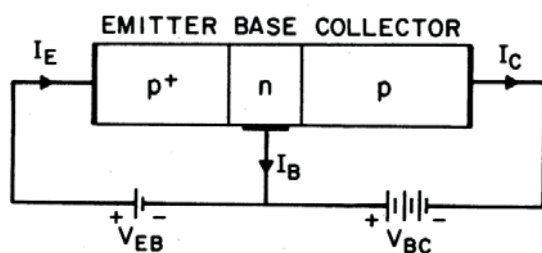
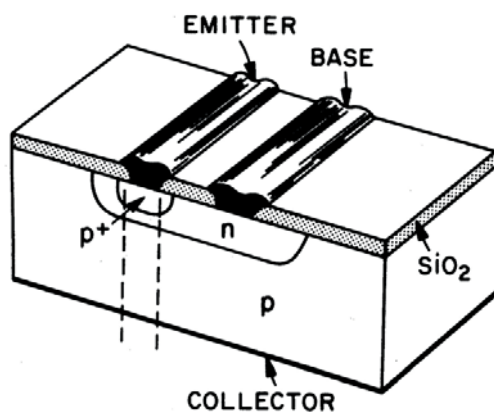
Stromsteuerung im Transistor



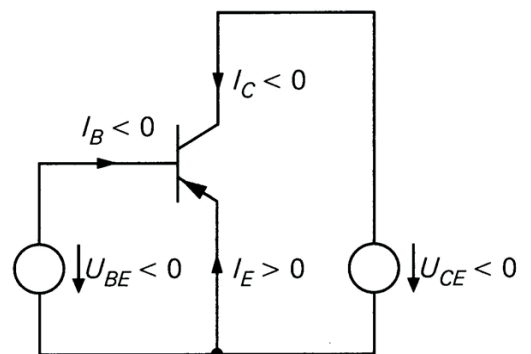
Durch einen kleinen Basis-Strom kann ein großer Kollektor-Emitter-Strom gesteuert werden!

Der 1. Transistor

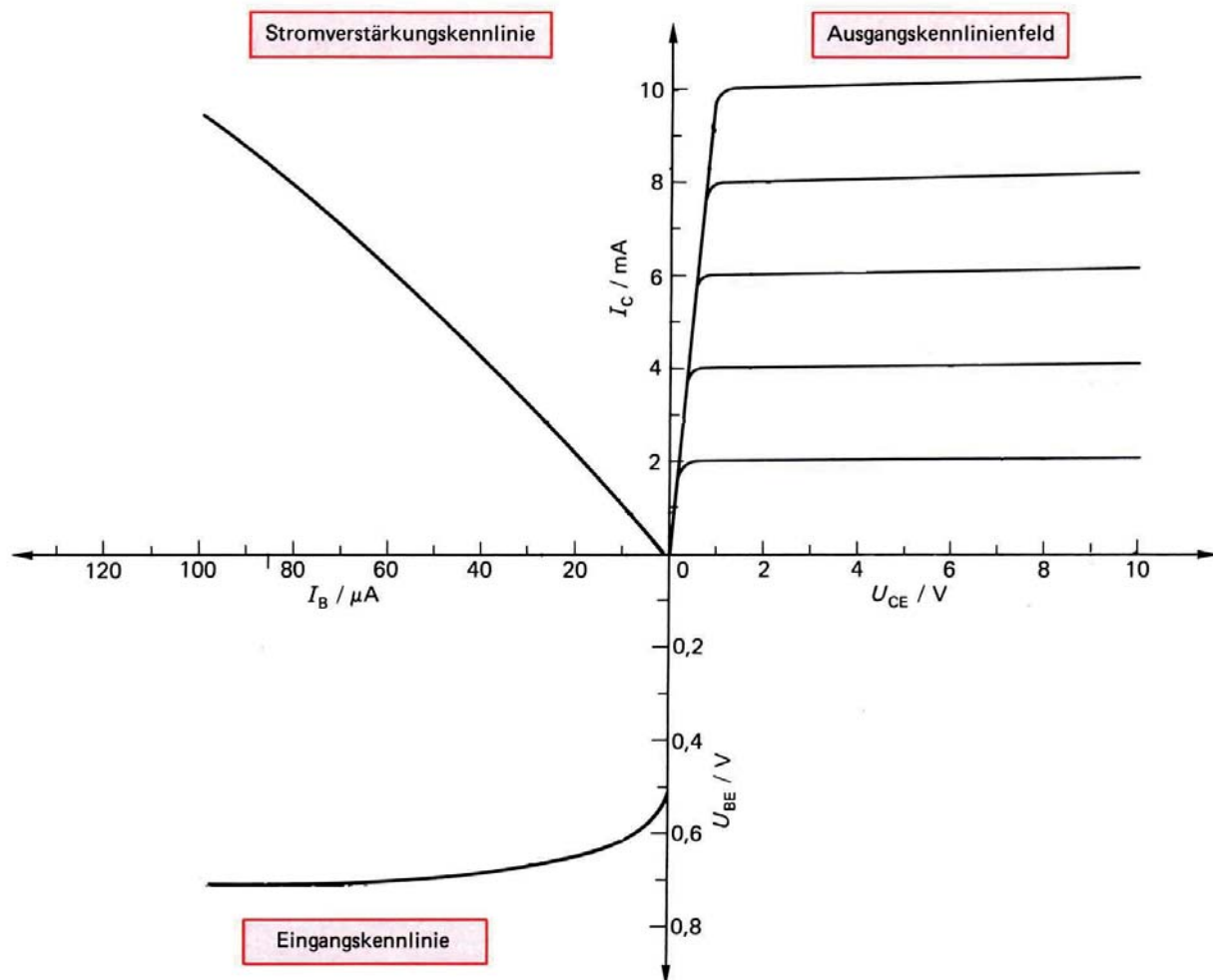
William Shockley, John Bardeen, and Walter H. Brattain, 1948



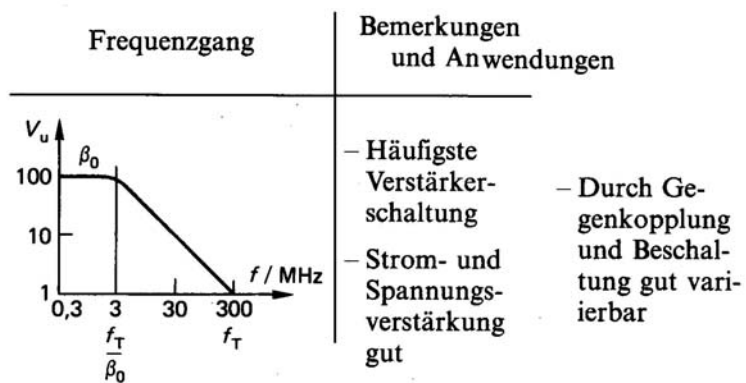
a npn-Transistor

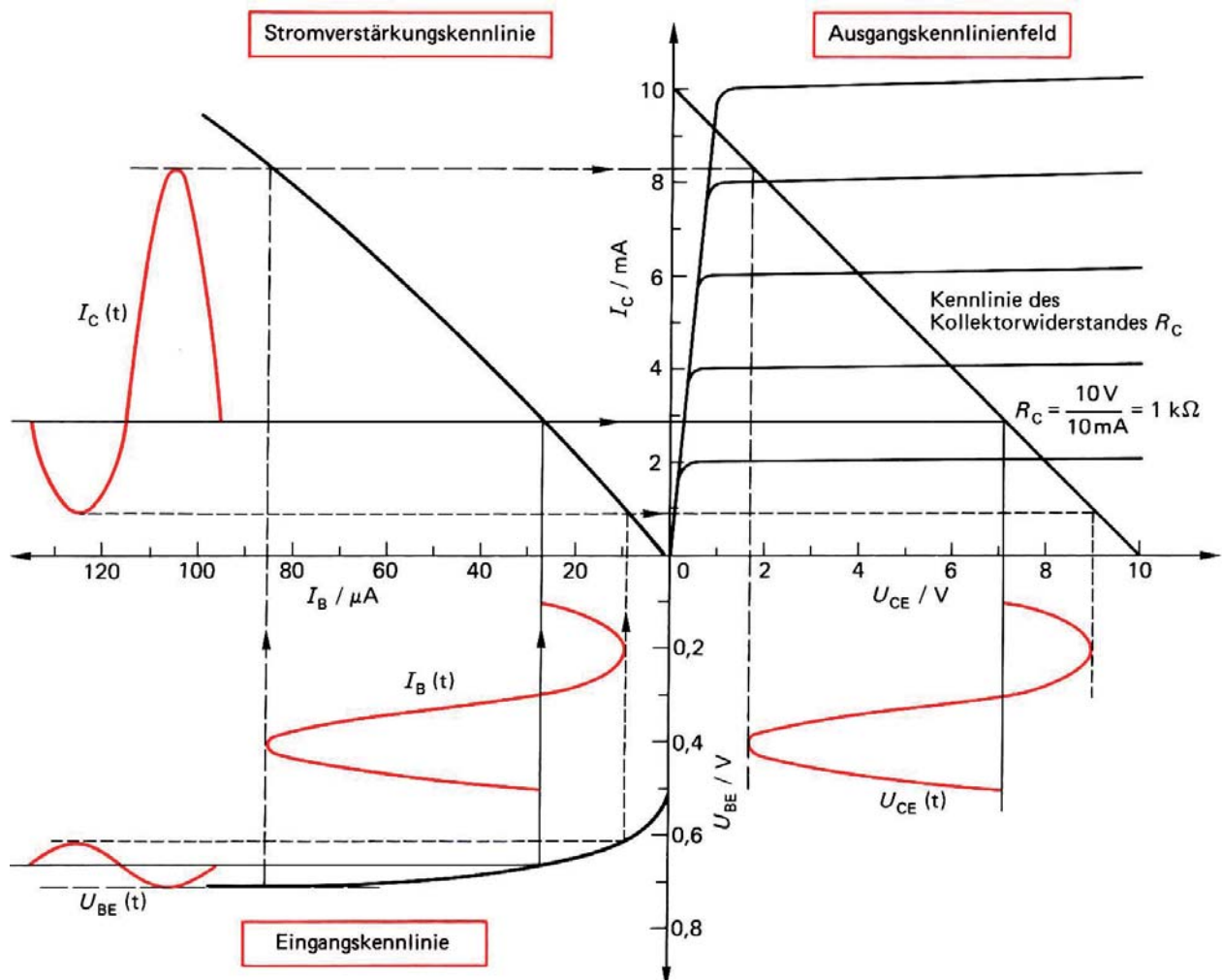
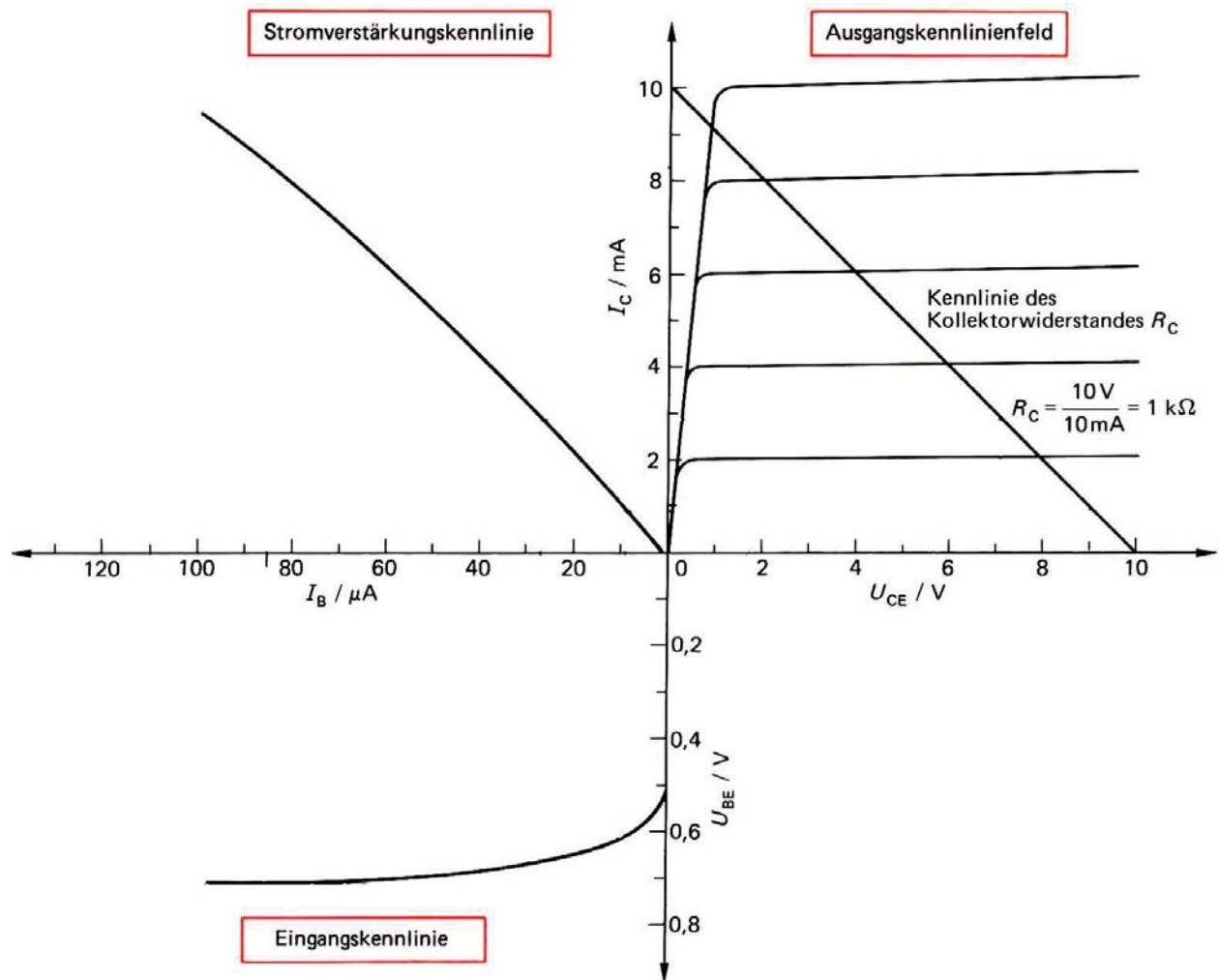


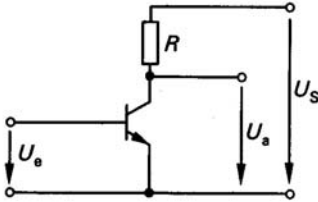
b pnp-Transistor

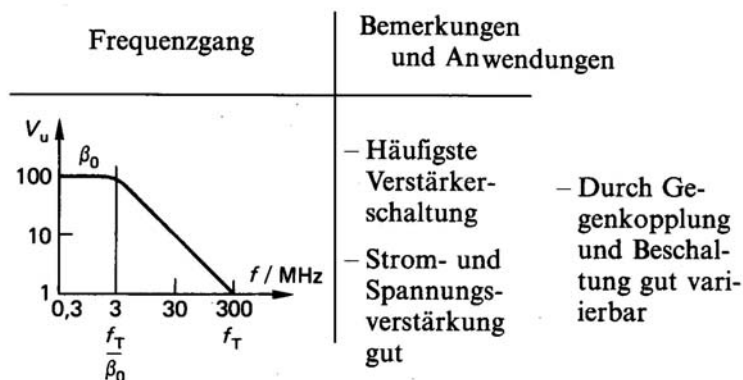


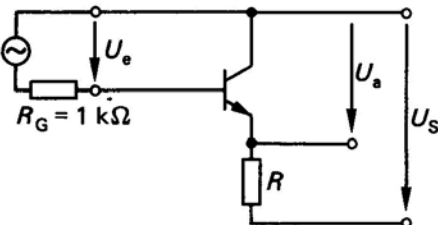
Grundsaltung	Stromverstärkung des Transistors V_i	Spannungsverstärkung des Transistors V_u	Eingangswiderstand R_e	Ausgangswiderstand R_a
Emitterschaltung 	$\beta_e = \frac{i_c}{i_b}$ $\beta_e = 100$	$\frac{U_a}{U_e} = \frac{R \cdot \beta}{r_{be}}$ $\frac{U_a}{U_e} = \frac{R \cdot I_E}{U_T}$ $\frac{U_a}{U_e} = \frac{1 \text{ k}\Omega \cdot 5 \text{ mA}}{40 \text{ mV}}$ $V_u = \frac{U_a}{U_e} = 125$	$R_e = r_{be}$ $R_e = \frac{U_T}{I_B}$ $R_e = \frac{40 \text{ mV}}{50 \mu A}$ $R_e = 800 \Omega$	$R_a = R$ $R_a = R$ $R_a = 1 \text{ k}\Omega$ $R_a = 1 \text{ k}\Omega$

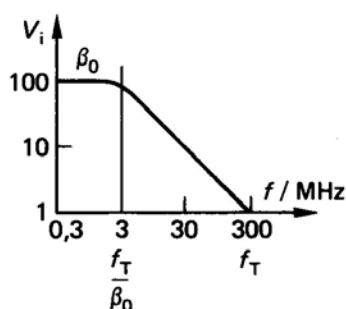




Grundsaltung	Stromver- stärkung des Transistors V_i	Spannungs- verstärkung des Transistors V_u	Eingangs- widerstand R_e	Ausgangs- widerstand R_a
Emitterschaltung 	$\beta_e = \frac{i_c}{i_b}$ $\beta_e = 100$	$\frac{U_a}{U_e} = \frac{R \cdot \beta}{r_{be}}$ $\frac{U_a}{U_e} = \frac{R \cdot I_E}{U_T}$ $\frac{U_a}{U_e} = \frac{1 \text{ k}\Omega \cdot 5 \text{ mA}}{40 \text{ mV}}$ $V_u = \frac{U_a}{U_e} = 125$	$R_e = r_{be}$ $R_e = \frac{U_T}{I_B}$ $R_e = \frac{40 \text{ mV}}{50 \mu\text{A}}$ $R_e = 800 \Omega$	$R_a = R$ $R_a = R$ $R_a = 1 \text{ k}\Omega$ $R_a = 1 \text{ k}\Omega$

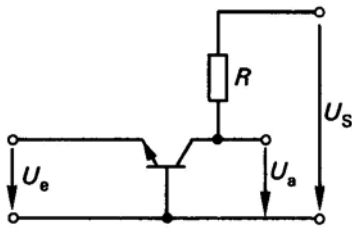


Kollektorschaltung 	$\beta_c = \frac{i_c}{i_b} + 1$ $\beta_c = 101$	$\frac{U_a}{U_e} = \frac{r_{be} + (1 + \beta) R}{(1 + \beta) R}$ $\frac{U_a}{U_e} = 0,99$ $\frac{U_a}{U_e} \approx 1$	$R_e = \frac{U_T}{I_B} + (1 + \beta_e) R$ $R_e = r_{be} + (1 + \beta_e) R$ $R_e \approx \beta_e \cdot R$ $R_e \approx 100 \text{ k}\Omega$	$R_a = \frac{R_G + r_{be}}{\beta} \parallel R$ $R_a \approx \frac{R_G + r_{be}}{\beta}$ $R_a \approx 18 \Omega$
---	--	---	---	---



- Impedanzwandler von hochohmig auf niederohmig
- Eingangsstufe für hochohmige Quellen
- Ausgangstransistor in Leistungsverstärkern
- Leistungstransistor in längsregulierten Netzgeräten

Basisschaltung



$$\alpha = \frac{i_c}{i_e}$$

$$\alpha = \frac{\beta_e}{1 + \beta_e}$$

$$\alpha \approx 1$$

$$\frac{i_c}{i_e} \approx 1$$

$$\frac{U_a}{U_e} = \frac{R \cdot \beta}{r_{be}}$$

$$\frac{U_a}{U_e} = \frac{1 \text{ k}\Omega \cdot 100}{800 \Omega}$$

$$V_u = 125$$

$$R_e = \frac{U_T}{I_B \cdot \beta_e}$$

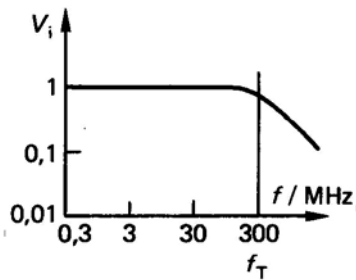
$$R_e = \frac{r_{be}}{\beta_e}$$

$$R_e = 8 \Omega$$

$$R_a = R_c$$

$$R_a = R_c$$

$$R_a = 1 \text{ k}\Omega$$



- Impedanzwandler von niederohmig auf hochohmig
- Hochfrequenzverstärker mit gutem Frequenzgang

- niedrige Dämpfung des Ausgangskreises durch sehr kleinen Ausgangsleitwert h_{22b}

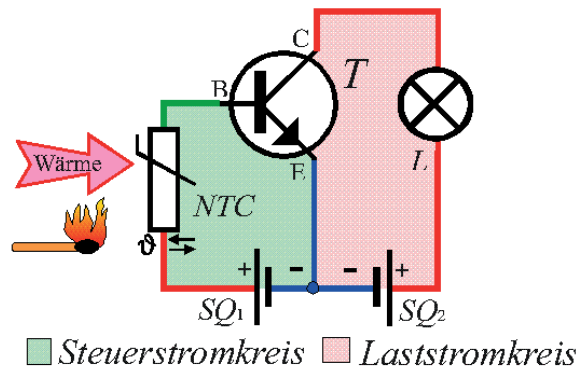
pet206f.gif (650x975x256 gif)

Anwendungen zum npn - Transistor (2):

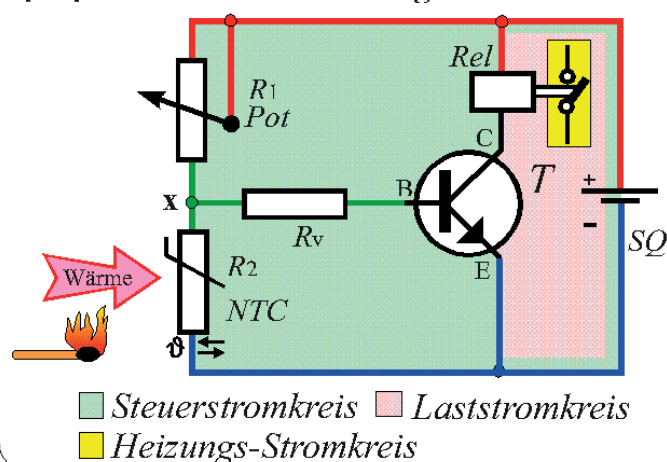
pet206f (c) 1997 DWelzlUfm



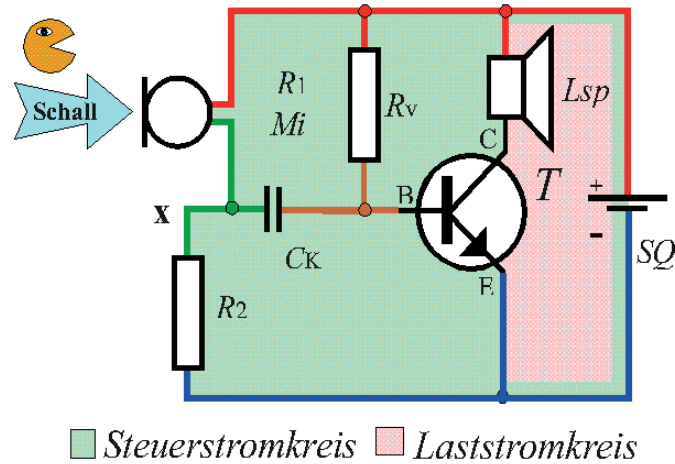
[2] Wärmeempfindliche Transistorschaltung:



[2b] elektronischer Heizungsthermostat



[3] Mikrofonverstärker-Schaltung:



Aufbau eines Kohlekörnermikrofons

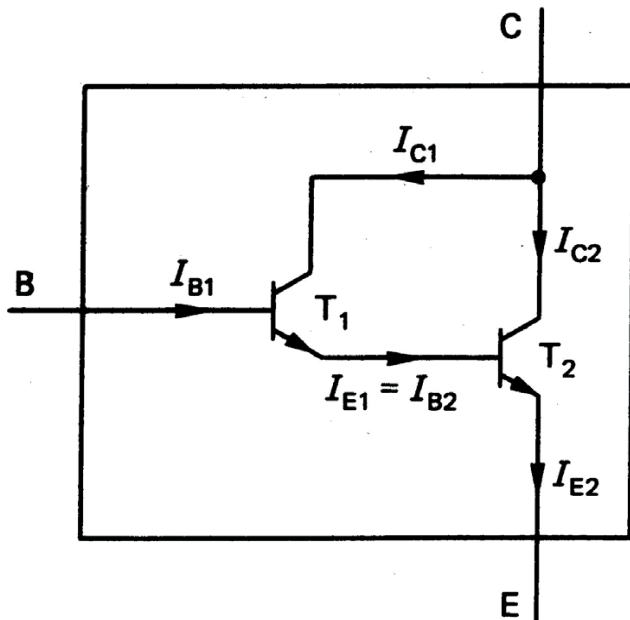
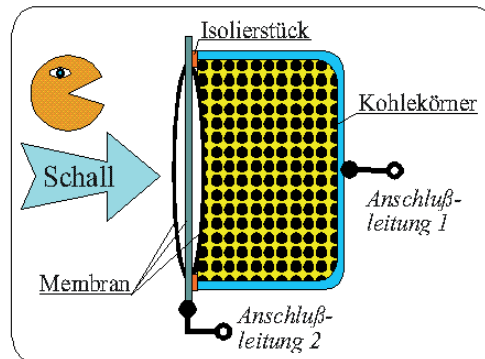


Bild 3-44. Darlingtonschaltung.

Darlington-Schaltung

für höhere Stromverstärkung

Stromverstärkung:

$$\beta = \beta_1 + \beta_2 + \beta_1 \cdot \beta_2$$

Eingangswiderstand:

$$r_{be} = 2 \cdot r_{be1}$$

Ausgangsleitwert:

$$g_a = g_{aT1} \cdot \beta_2 + g_{aT2}$$

Temperatur- und Kollektorstrom-Abhängigkeit der Stromverstärkung

BF420 BF422

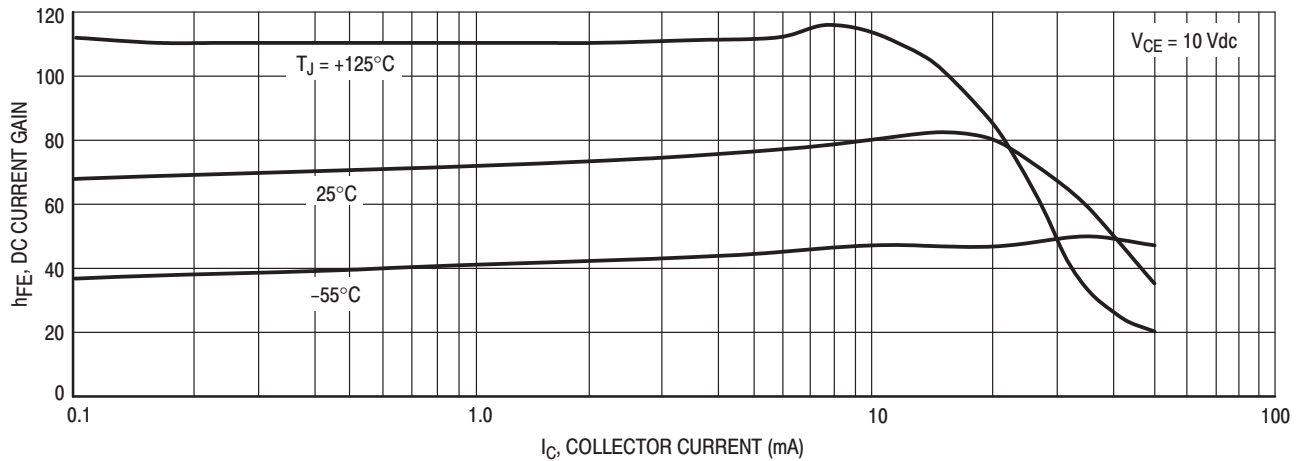
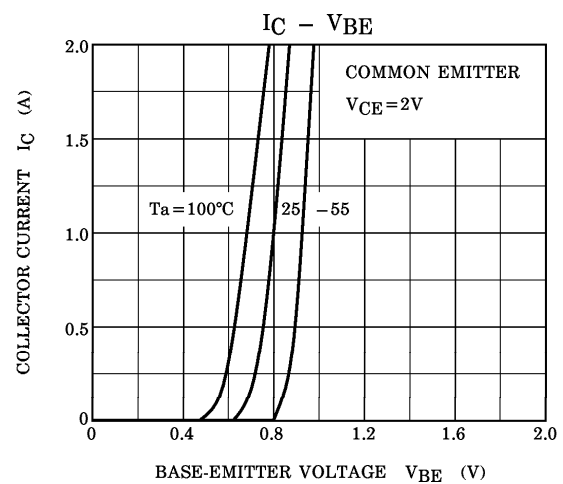
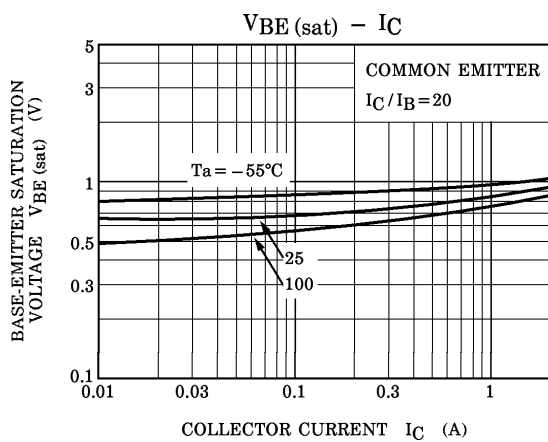
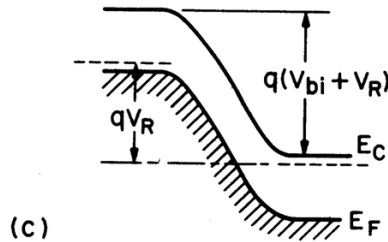
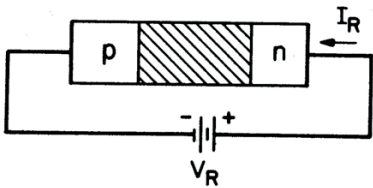
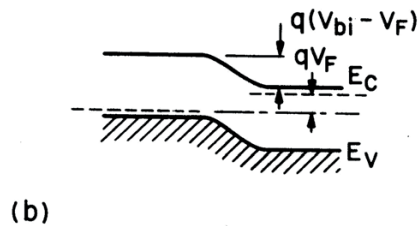
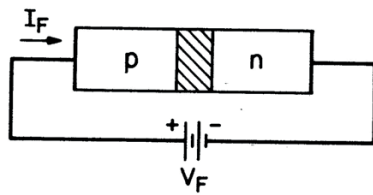
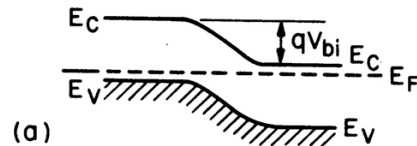
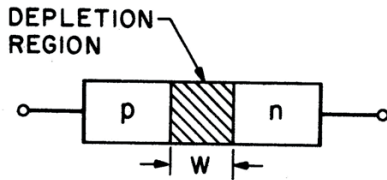


Figure 1. DC Current Gain

TOSHIBA

2SC2655





Bei angelegter Spannung V_F oder V_R ergibt sich mit der intrinsischen Spannung des Übergangs V_{bi} (built-in) eine veränderte Bandverbiegung. Diese führt zu elektrischer Leitung bzw. Sperrung.

Die Balance zwischen Drift- und Diffusionsströmen wird gestört.

Insgesamt ergibt sich der Gesamtstrom (**Shockley-Gleichung**)

$$I = I_p(x_n) + I_n(-x_p) = I_S \cdot (e^{qV/kT} - 1) \quad \text{mit} \quad I_S = \frac{qD_p p_{no}}{L_p} + \frac{qD_n n_{po}}{L_n}$$

Temperaturabhängigkeit der Transistorparameter

Die Kennlinien eines Bipolartransistors sind stark temperaturabhängig. Besonders wichtig ist der temperaturabhängige Zusammenhang zwischen I_C und U_{BE} . Bei expliziter Angabe der Abhängigkeit von U_{BE} und der Temperatur T gilt:

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

Ursache für die Temperaturabhängigkeit von I_C ist die Temperaturabhängigkeit des Sperrstroms I_S und der Temperaturspannung U_T [2.2],[2.4]:

$$U_T(T) = \frac{kT}{q} = 86,142 \frac{\mu V}{K} T$$

$$I_S(T) = I_S(T_0) e^{\left(\frac{T}{T_0} - 1 \right) \frac{U_G(T)}{U_T(T)}} \left(\frac{T}{T_0} \right)^{x_{TI}} \quad \text{mit } x_{TI} \approx 3 \quad (2.20)$$

Dabei ist $k = 1,38 \cdot 10^{-23}$ VAs/K die Boltzmannkonstante, $q = 1,602 \cdot 10^{-19}$ As die Elementarladung und $U_G = 1,12$ V die Bandabstandsspannung (gap voltage) von Silizium; die geringe Temperaturabhängigkeit von U_G kann vernachlässigt werden.

Durch Differentiation von $I_S(T)$ erhält man die relative Änderung von I_S :

$$\frac{1}{I_S} \frac{dI_S}{dT} = \frac{1}{T} \left(3 + \frac{U_G}{U_T} \right) \stackrel{T=300\text{ K}}{\approx} 0,15\text{ K}^{-1}$$

Bei einer Temperaturerhöhung um 1 K nimmt I_S um 15% zu. Entsprechend erhält man die relative Änderung von I_C :

$$\left. \frac{1}{I_C} \frac{dI_C}{dT} \right|_{U_{BE}=\text{const.}} = \frac{1}{T} \left(3 + \frac{U_G - U_{BE}}{U_T} \right) \stackrel{\substack{T=300\text{ K} \\ U_{BE}=0,7\text{ V}}}{\approx} 0,065\text{ K}^{-1}$$

Bei einer Temperaturerhöhung um 11 K steigt I_C auf den doppelten Wert an. Ein temperaturstabiler Arbeitspunkt A für Kleinsignalbetrieb kann daher nicht durch Vorgabe von $U_{BE,A}$ eingestellt werden; vielmehr muß $I_{C,A}$ über der Temperatur näherungsweise konstant sein, da die Kleinsignalparameter von $I_{C,A}$ und nicht von $U_{BE,A}$ abhängen, siehe Abschnitt 2.1.4.

Für den Fall, daß $I_{C,A}$ näherungsweise temperaturunabhängig ist, kann man aus

$$dI_C = \frac{\partial I_C}{\partial T} dT + \frac{\partial I_C}{\partial U_{BE}} dU_{BE} \equiv 0$$

die Temperaturabhängigkeit von U_{BE} bestimmen:

$$\left. \frac{dU_{BE}}{dT} \right|_{I_C=\text{const.}} = \frac{U_{BE} - U_G - 3U_T}{T} \stackrel{\substack{T=300\text{ K} \\ U_{BE}=0,7\text{ V}}}{\approx} -1,7 \frac{\text{mV}}{\text{K}} \quad (2.21)$$

Auch die Stromverstärkung B ist temperaturabhängig; es gilt [2.2]:

$$B(T) = B(T_0) e^{\left(\frac{T}{T_0} - 1 \right) \frac{\Delta U_{dot}}{U_T(T)}}$$

Die Spannung ΔU_{dot} ist eine Materialkonstante und beträgt bei npn-Transistoren aus Silizium etwa 44 mV. Durch Differentiation erhält man:

$$\frac{1}{B} \frac{dB}{dT} = \frac{\Delta U_{dot}}{U_T T} \stackrel{T=300\text{ K}}{\approx} 5,6 \cdot 10^{-3} \text{ K}^{-1}$$

In der Praxis wird oft ein vereinfachter Zusammenhang verwendet [2.4]:

$$B(T) = B(T_0) \left(\frac{T}{T_0} \right)^{x_{T,B}} \quad \text{mit } x_{T,B} \approx 1,5 \quad (2.22)$$

Es ergibt sich im praktisch genutzten Bereich dieselbe Temperaturabhängigkeit:

$$\frac{1}{B} \frac{dB}{dT} = \frac{x_{T,B}}{T} \stackrel{T=300\text{ K}}{\approx} 5 \cdot 10^{-3} \text{ K}^{-1} \quad (2.23)$$

Die Stromverstärkung nimmt also bei einer Temperaturerhöhung um 1 K um etwa 0,5% zu. In der Praxis ist diese Abhängigkeit von untergeordneter Bedeutung, da die Stromverstärkung deutlich größeren fertigungsbedingten Schwankungen unterliegt. Sie wird nur bei differentiellen Betrachtungen berücksichtigt, z.B. bei der Berechnung des Temperaturkoeffizienten einer Schaltung.