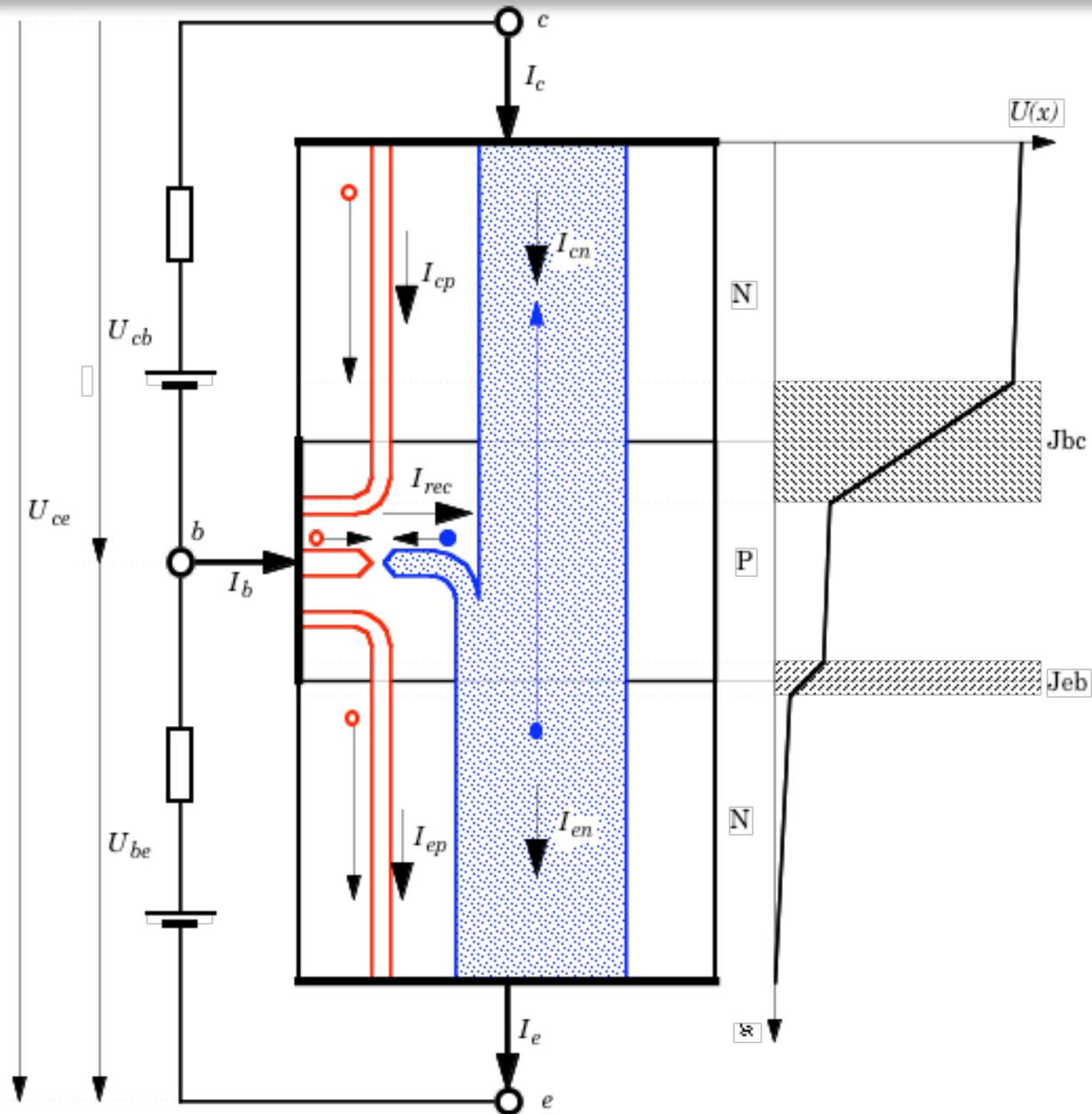


Transistor << Transfer Resistor

FET Unipolarer
Feldeffekt-Transistor

BJT Bipolarer
(Sperrschicht-)
Transistor
Zonenfolge **PNP**
oder **NPN**



Emitter e, Basis b und Kollektor c

be PN Emitter-Diode in Durchlassrichtung \Rightarrow verengte Sperrschicht)

bc PN-Übergang gebildete Kollektor-Diode in Sperrichtung

\Rightarrow aufgeweitete Sperrschicht durch Verarmung an Majoritätsladungsträgern

$$I_e = I_{en} + I_{ep} \quad , \quad I_{en} \gg I_{ep}$$

$$I_c = I_{cn} + I_{cp} \quad , \quad I_{cn} \gg I_{cp}$$

$$I_b = I_{ep} + I_{rec} - I_{cp}$$

$$I_b \ll I_c \quad , \quad I_b \ll I_e \quad , \quad I_e \cong I_c$$

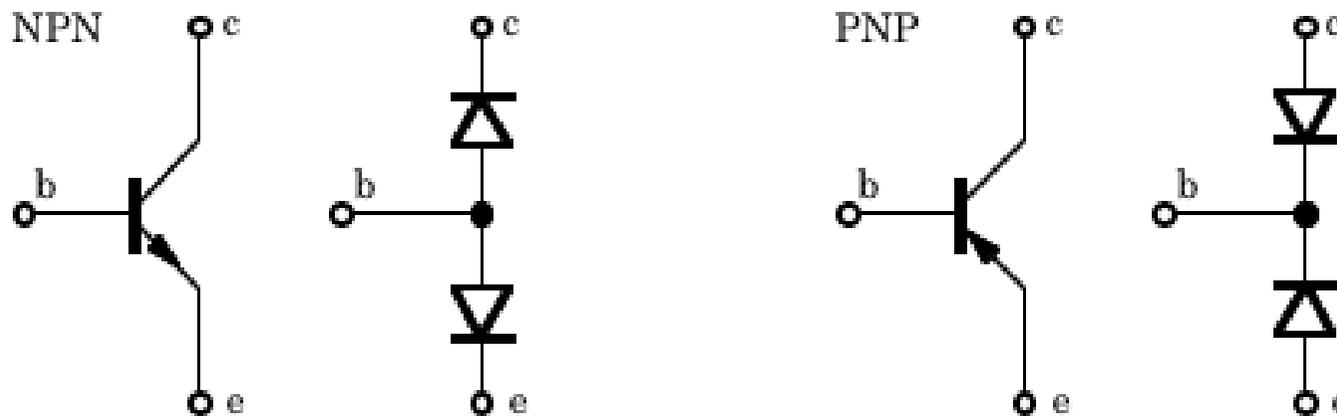
BJT \Rightarrow Stromgesteuerter Stromgenerator

Stromverstärkung \Rightarrow aktives Bauelement

$$\frac{I_c}{I_b} = B \approx 100 \dots 1000$$

Diodenersatzschaltbild

Basiszone b sehr dünn $\approx 10\mu\text{m}$ und niedrig dotiert \Rightarrow niedrige Majoritätsladungsträgerdichte



Historisch **Spitzen transistor**, Metall-Halbleiter Schottky Dioden
 \Rightarrow Schaltsymbol

Planartransistor NPN \Leftrightarrow PNP

$N \Leftrightarrow P$ $\bullet \Leftrightarrow \circ$ $U \Leftrightarrow -U$ $I \Leftrightarrow -I$

Diskreter Transistor \Rightarrow Transistor in IC

$e \neq c$ Emitterzone wesentlich höher dotiert \Rightarrow niedrige max. Sperrspannung

Vom Kollektor muss hohe Verlustleistung abgeführt werden

4 Betriebsbereiche:

1. Sperrbereich (Cut off region)

be und bc Diode in Sperrrichtung

Schalterbetrieb: AUS Zustand

2. Verstärkerbereich (Active region)

be Durchlass-, bc Diode Sperrrichtung

3. Sättigungsbereich (Saturation region)

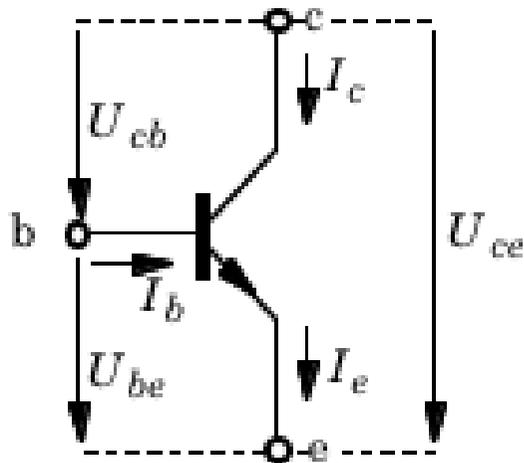
be und bc Diode in Durchlassrichtung

EIN Zustand

4. Inverser Verstärkerbereich (Inverse active region)

be Sperr-, bc Diode Durchlassrichtung

Bepfeilung eines diskreten BJT, von aussen zugängliche U und I :



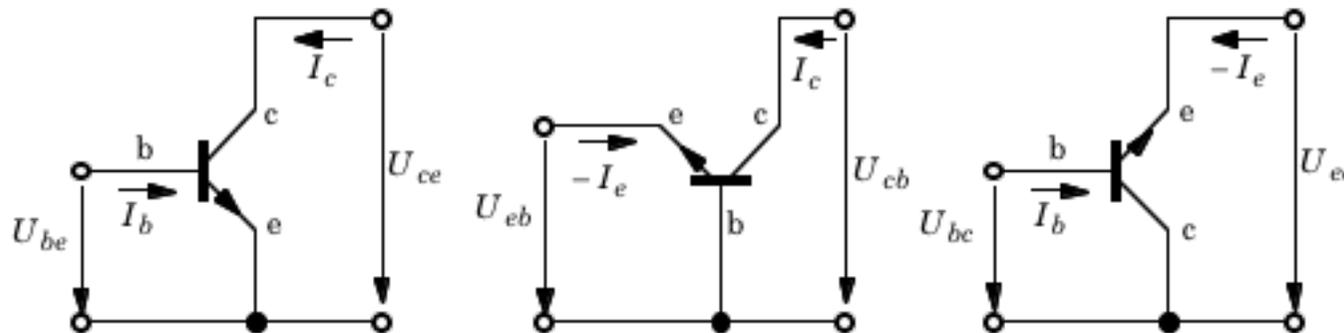
Knotenregel:

$$I_e = I_b + I_c$$

Maschenregel:

$$U_{ce} = U_{cb} + U_{be}$$

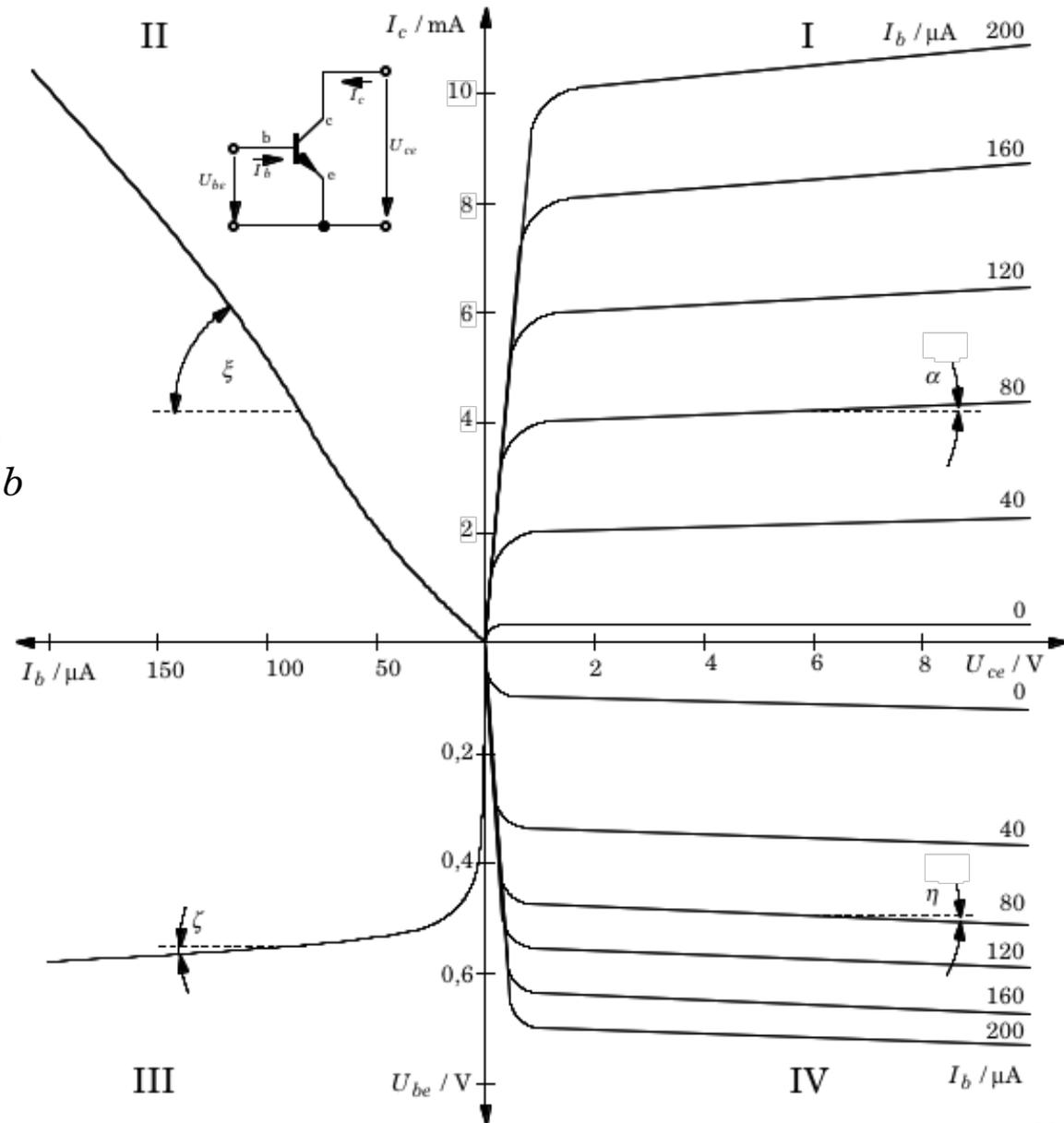
6 → 4 Größen, 3 Möglichkeiten Transistor (3-Pol) auf 4-Pol zu ergänzen:



Emitter-, Basis- und Kollektor-Grundschaltung
Common Emitter, Base, Collector Circuit

Emittergrundschaltung

$$U_{ce} \leftrightarrow I_c \leftrightarrow U_{be} \leftrightarrow I_b$$



Emittergrundschtaltung

I. Ausgangskennlinie

$$I_c = f_I (U_{ce}) \Big|_{I_b}$$

II. Stromübertragungskennlinie

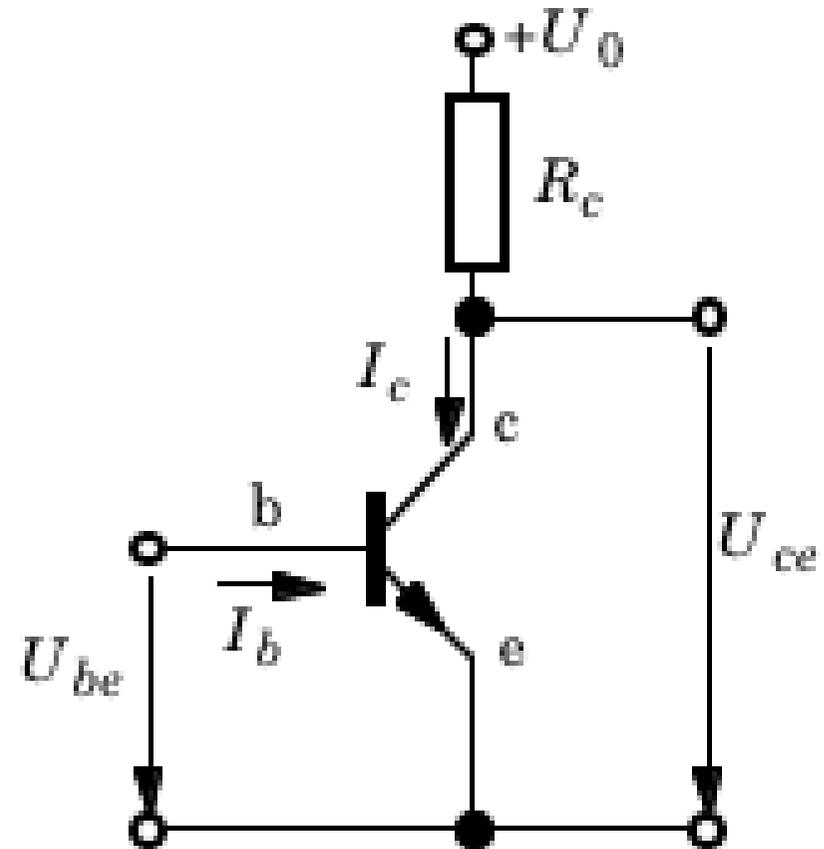
$$I_c = f_{II} (I_b) \Big|_{U_{ce}}$$

III. Eingangskennlinie

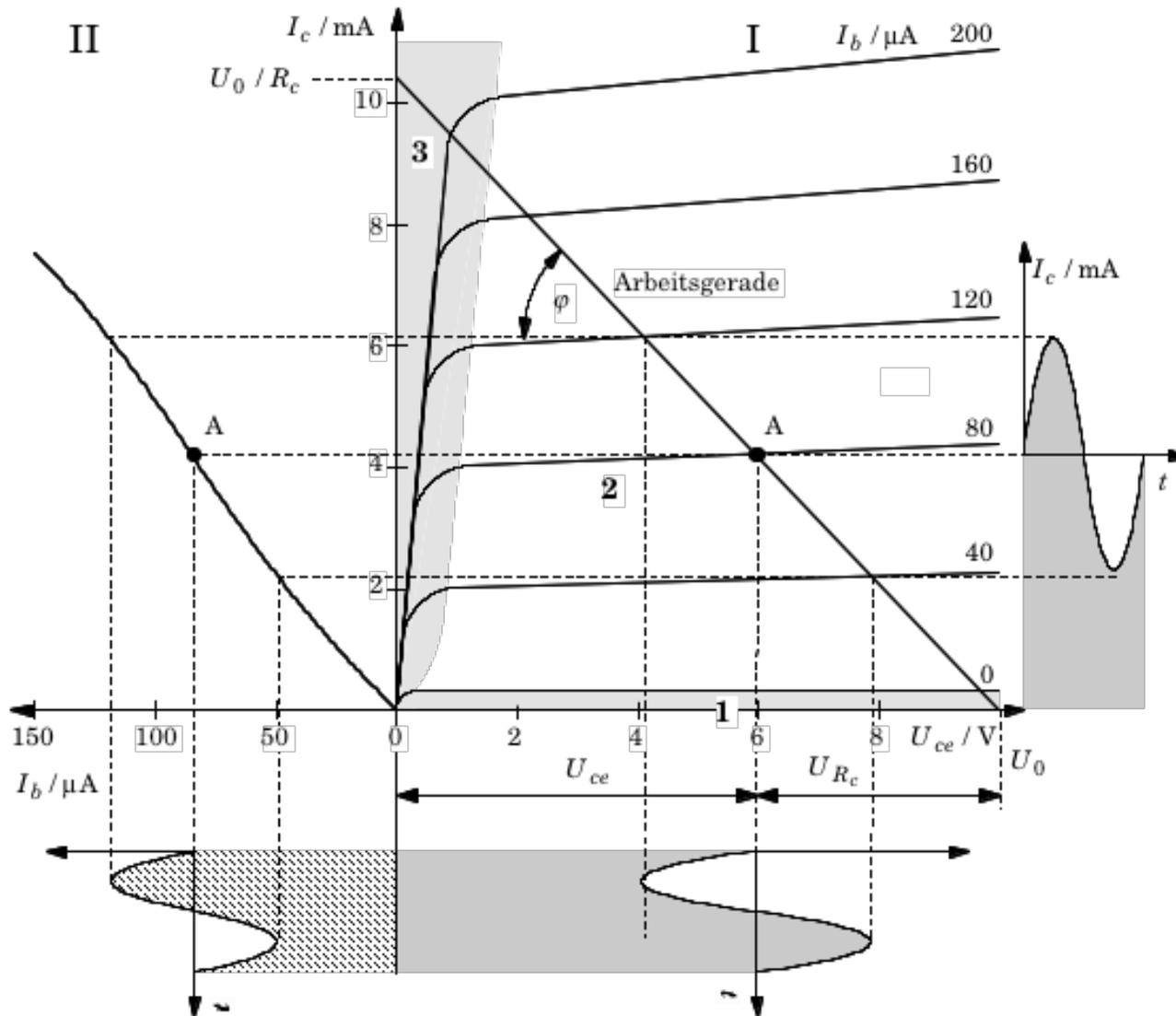
$$U_{be} = f_{III} (I_b) \Big|_{U_{ce}}$$

IV. Spannungsrückwirkungskennlinie

$$U_{be} = f_{IV} (U_{ce}) \Big|_{I_b}$$



Mit Arbeitswiderstand



Projektion eines sinusförmigen Eingangsstromverlaufes auf die Ausgangsseite:

$$I_c = I_{R_c}$$

$$U_{ce} = U_0 - U_{R_c}$$

Arbeitspunkt A

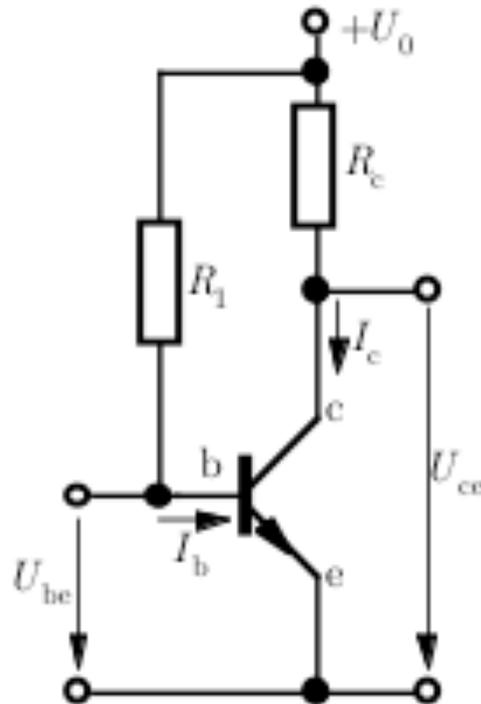
I_c , U_{ce}

Kleinsignalverstärker Bereich 2

Schalter Bereich

1 ↔ 3

Arbeitspunkteinstellung mit Basisvorwiderstand

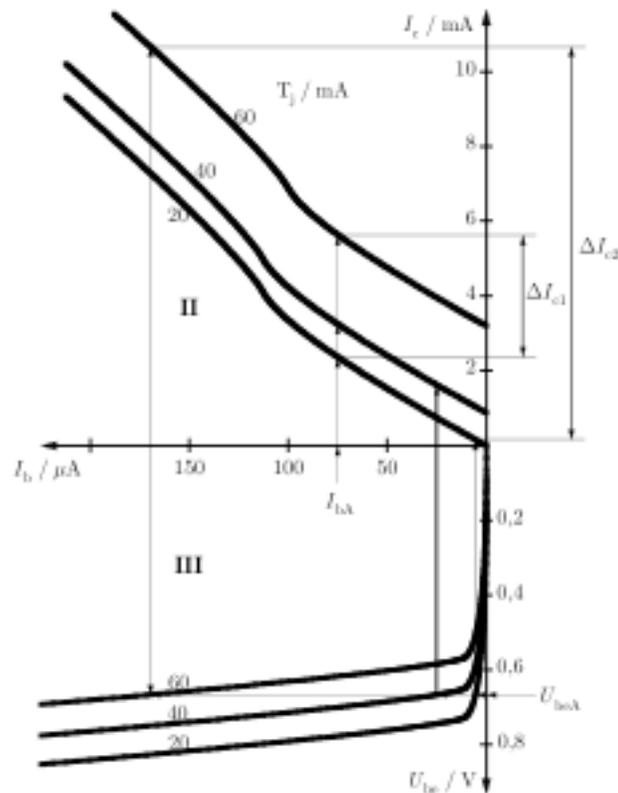


Arbeitspunkt-
einstellung:

$$R_1 \cong U_0 / I_b, U_{be} \ll U_0$$

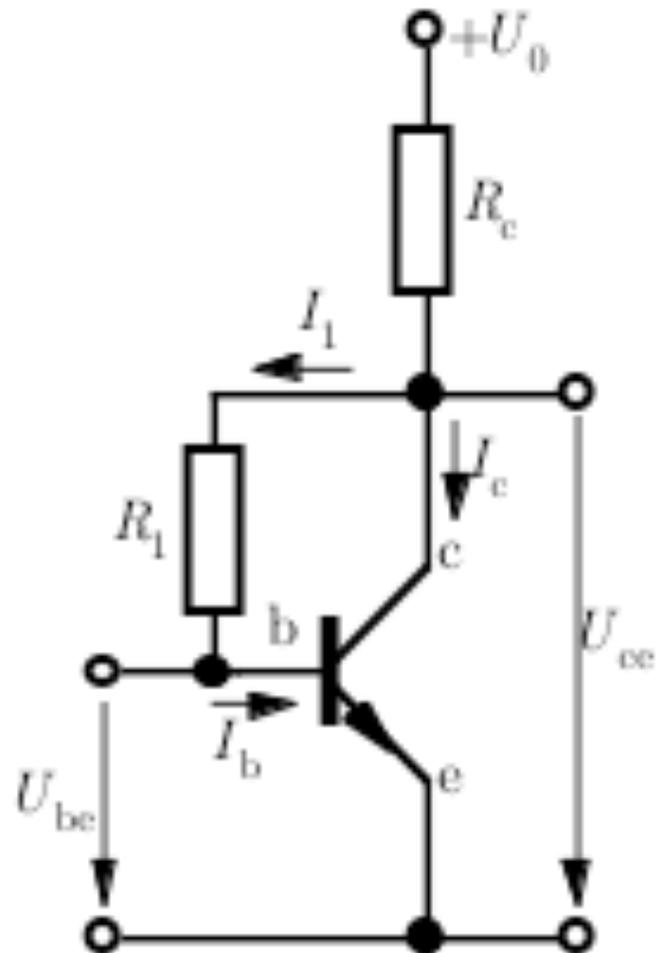
Thermische Stabilisierung des Arbeitspunktes

$$T_j \uparrow \Rightarrow \Delta U_{be} \downarrow \quad \left. \frac{\partial U_{be}}{\partial T_j} \right|_{I_b} = -(2 \dots 3) \text{ mV}/^\circ\text{C}$$

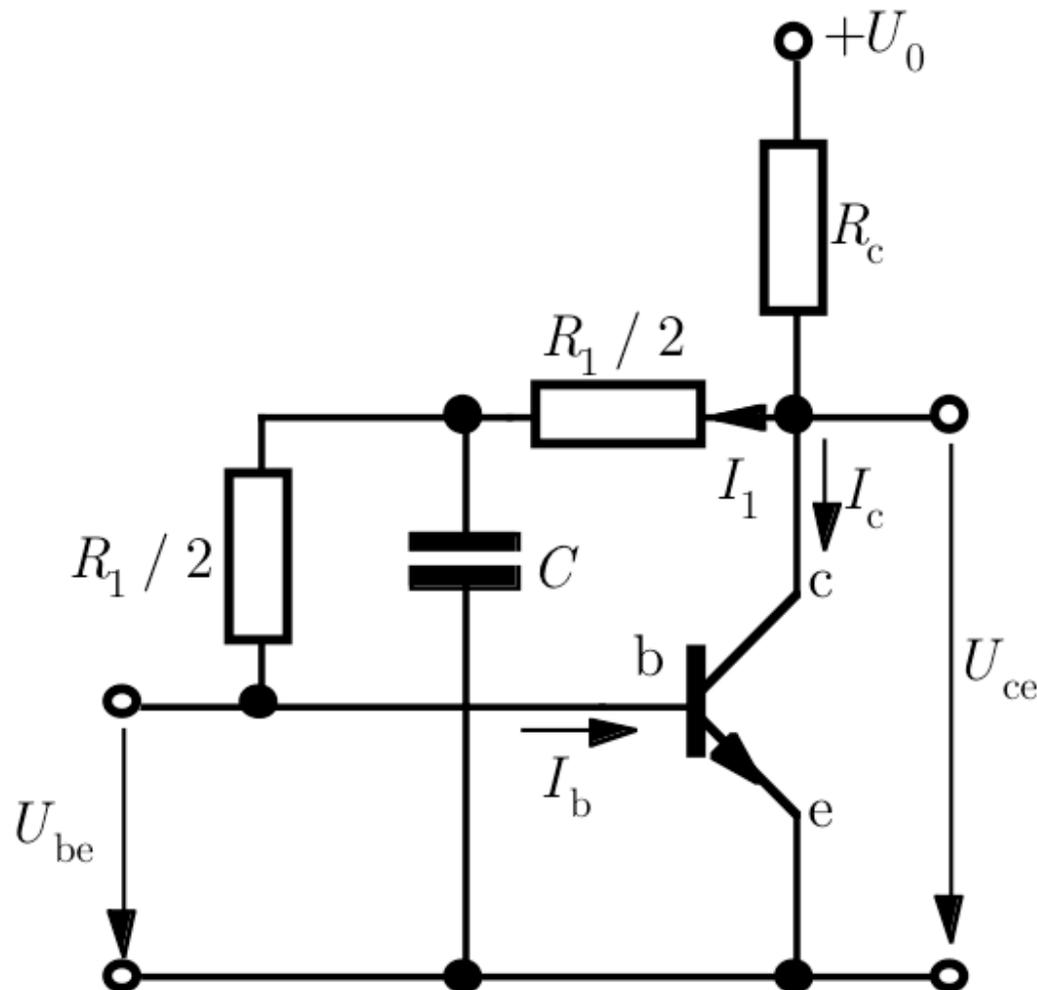


$$T_j \uparrow \Rightarrow \Delta I_{cb0} \uparrow \quad I_{cb0} \approx 1 \text{ nA} \bullet 2^{T_j/10^\circ\text{C}}$$

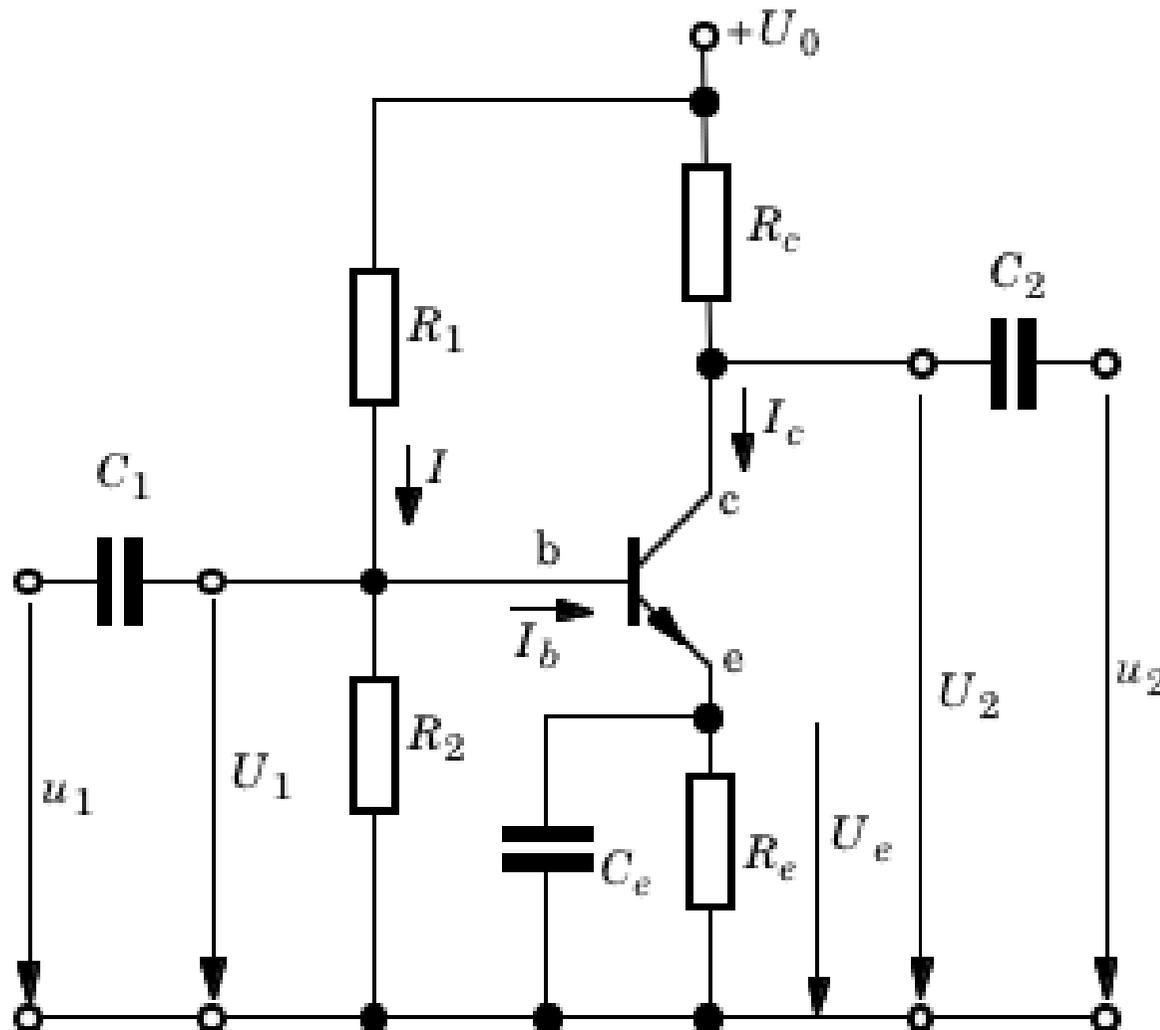
Arbeitspunkteinstellung mit Basisvorwiderstand



Arbeitspunkteinstellung mit Basisvorwiderstand; Aufhebung der Gegenkopplung für Wechselstrom



Standard-Stabilisierungsschaltung („Spannungsgegenkopplung“)



Arbeitspunkt-
einstellung:

$$I_c = I_{R_c}$$

$$U_{ce} = U_0 - U_{R_c} - U_{R_e}$$

$$U_{R_c} \approx U_{R_e} \approx U_{ce} \approx U_0 / 3$$

$$I_c = 10 \text{ mA}$$

$$I_b = I_c / B \quad B = 100$$

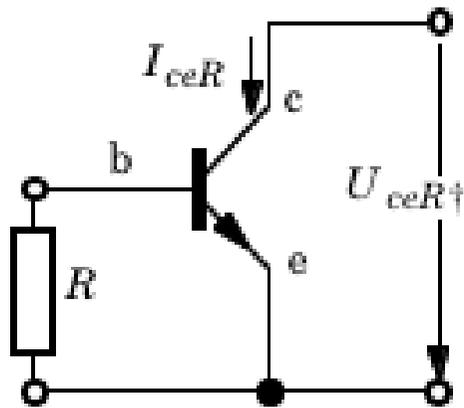
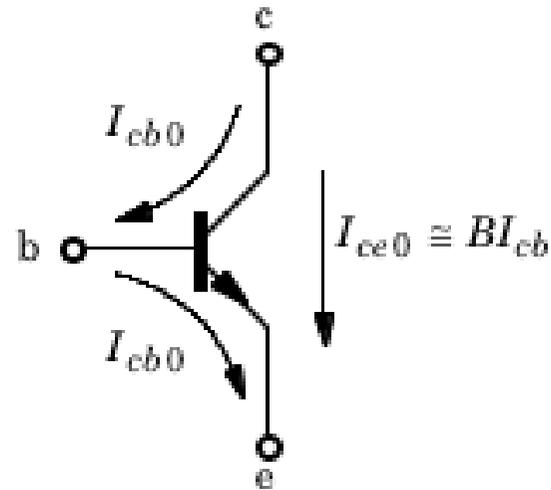
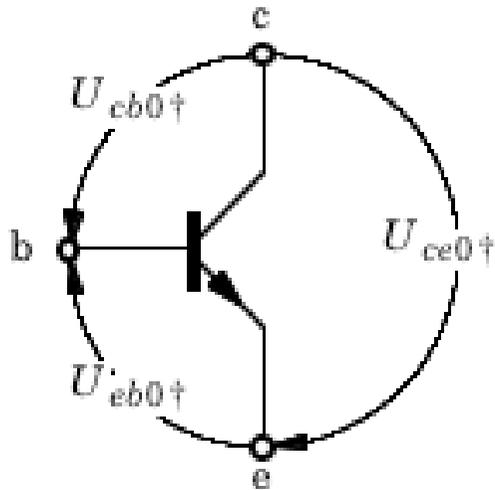
$$I = U_0 (R_1 + R_2) \approx$$

$$10 I_b = 1 \text{ mA}$$

$$\frac{R_2}{R_1 + R_2} \approx 1 / 3$$

$$U_{be} \ll U_e \Rightarrow U_1 \approx U_e$$

Durchbruchspannungen der gesperrten PN Übergänge



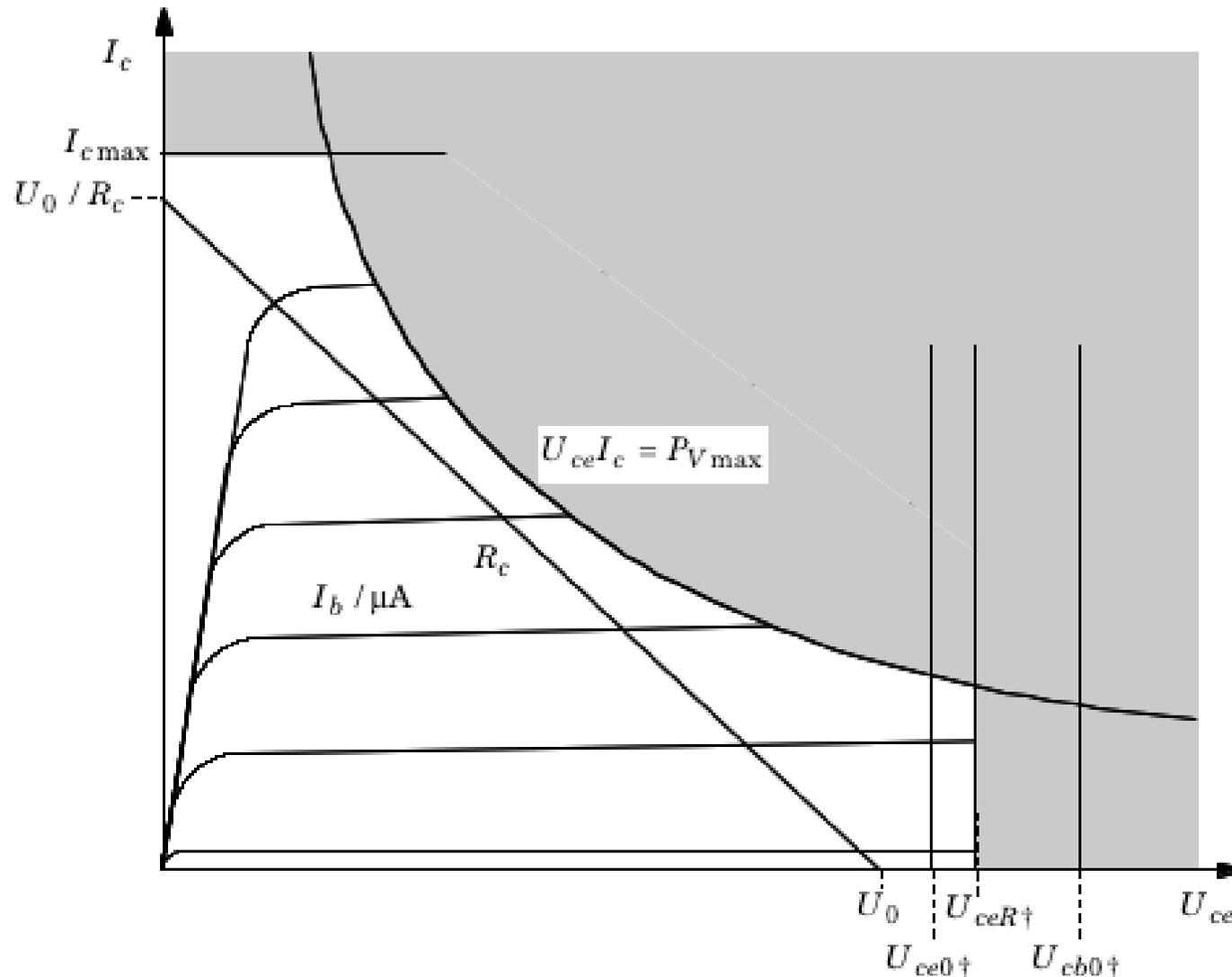
$$I_{cb0} < I_{ceR} < I_{ce0}$$

$$U_{cb0†} > +U_{ceR†} > U_{ce0†}$$

$$U_{cb0†} = 30 \text{ V} \dots > 1 \text{ kV},$$

$$U_{eb0†} = 4 \dots 6 \text{ V}.$$

Durchbruchspannungen der gesperrten PN Übergänge



$$U_{cb} \cong U_{ce}$$

$$P_V \cong U_{ce} I_c (+U_{be} I_b) \cong U_{cb} I_c (+U_{be} I_c)$$

$$T_{S \max}$$

für Si Transistoren
ca. 175 °C

$$\Delta T = T_S - T_U = P_V R_{TSU}$$

Kühlkörperdimensionierung $\Delta T = T_S - T_U = P_V R_{TSU}$

Ohne $R_{TSU} = R_{TSG} + R_{TGU}$

mit Kühlkörper $R_{TSU} = R_{TSG} + R_{TGK} + R_{TKU}$

$$R_{TGK} + R_{TKU} \ll R_{TGU}$$

Kühlkörperdimensionierung

$P_{V_{\max}}$ in ruhender Luft von $25^{\circ}\text{C} = 2 \text{ W}$

$P_{V_{\max}}$ Gehäuse auf $25^{\circ}\text{C} = 100 \text{ W}$

$P_V > 2 \text{ W} \Rightarrow$ Kühlung bzw. Kühlkörper

$P_V < 100 \text{ W} \Rightarrow$ Transistor O.K.

$T_{S_{\max}} = 150^{\circ}\text{C}$

$R_{TSG} = 1,8^{\circ}\text{C/W}$

$R_{TGK} = 1,7^{\circ}\text{C/W}$ (Kollektorisolierung)

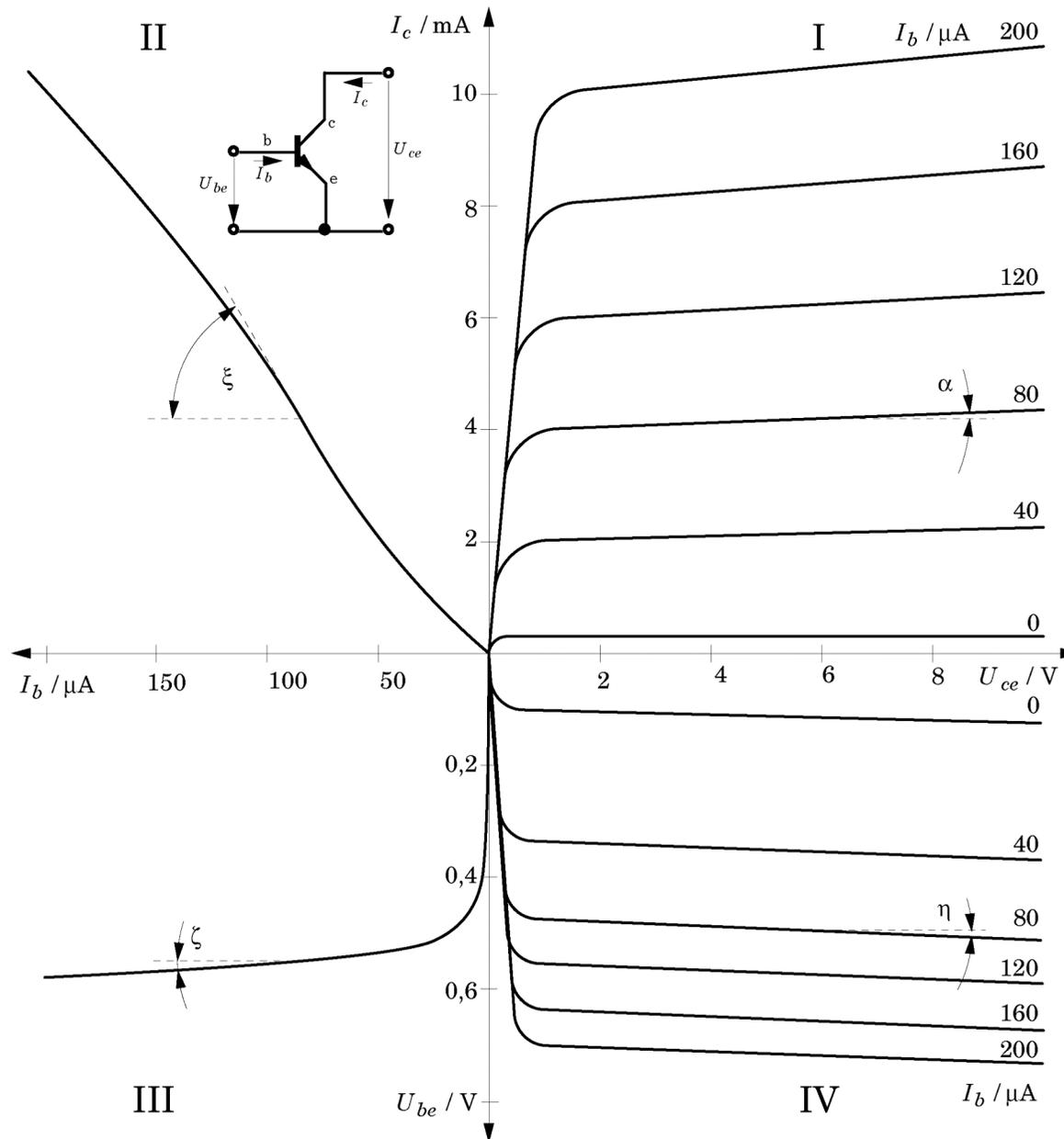
$\Rightarrow \Delta T_{S_{\max}} = T_{s_{\max}} - T_U = 150^{\circ}\text{C} - 55^{\circ}\text{C} = 95^{\circ}\text{C}$

$= P_V R_{TSU} = 18\text{W} \cdot R_{TSU} \Rightarrow$

$R_{TSU} = 95/18 \text{ }^{\circ}\text{C/W} = 5,3^{\circ}\text{C/W}$

$\Rightarrow R_{TKU} = R_{TSU} - R_{TSG} - R_{TGK} =$

$= 5,3^{\circ}\text{C/W} - 1,8^{\circ}\text{C/W} - 1,7^{\circ}\text{C/W} = 1,8^{\circ}\text{C/W}$



Emittergrundschaltung Kennlinienfeld

$$U_{ce} \leftrightarrow I_c \leftrightarrow U_{be} \leftrightarrow I_b$$

Für hinreichend kleine Spannungs- bzw. Stromänderungen (Wechselspannungen und -ströme kleiner Amplitude) kann der Transistor als linearer Vierpol beschrieben werden.

Funktionaler Zusammenhang, der durch die Eingangs- (III) und Ausgangskennlinien (I) des Transistors gegeben ist:

$$U_{be} = F_{III} (I_b, U_{ce}) \quad I_c = F_I (I_b, U_{ce})$$

Totales Differential:

$$dU_{be} = \frac{\partial U_{be}}{\partial I_b} dI_b + \frac{\partial U_{be}}{\partial U_{ce}} dU_{ce}$$

$$dI_c = \frac{\partial I_c}{\partial I_b} dI_b + \frac{\partial I_c}{\partial U_{ce}} dU_{ce}$$

Die als Faktoren auftretenden
partiellen Ableitungen sind
nichts anderes als die
Steigungen der Tangenten der
Kennlinien im betrachteten
Arbeitspunkt:

$$\frac{\partial U_{be}}{\partial I_b} = \tan \zeta = h_{11} \quad , \quad \frac{\partial U_{be}}{\partial U_{ce}} = \tan \eta = h_{12} \quad h_{ij}$$

$$\frac{\partial I_c}{\partial I_b} = \tan \xi = h_{21} \quad , \quad \frac{\partial I_c}{\partial U_{ce}} = \tan \alpha = h_{22}$$

Hybridparameter

Was für die totalen Differentiale exakt gilt, gilt für hinreichend kleine Differenzen in sehr guter Näherung. Die kleinen Differenzen können wir auch als zeitabhängige Wechselfspannungen und Ströme interpretieren.

$$dU_{be} \rightarrow \Delta U_{be} = u_{be} = u_1$$

$$dI_c \rightarrow \Delta I_c = i_c = i_2$$

$$dI_b \rightarrow \Delta I_b = i_b = i_1$$

$$dU_{ce} \rightarrow \Delta U_{ce} = u_{ce} = u_2$$

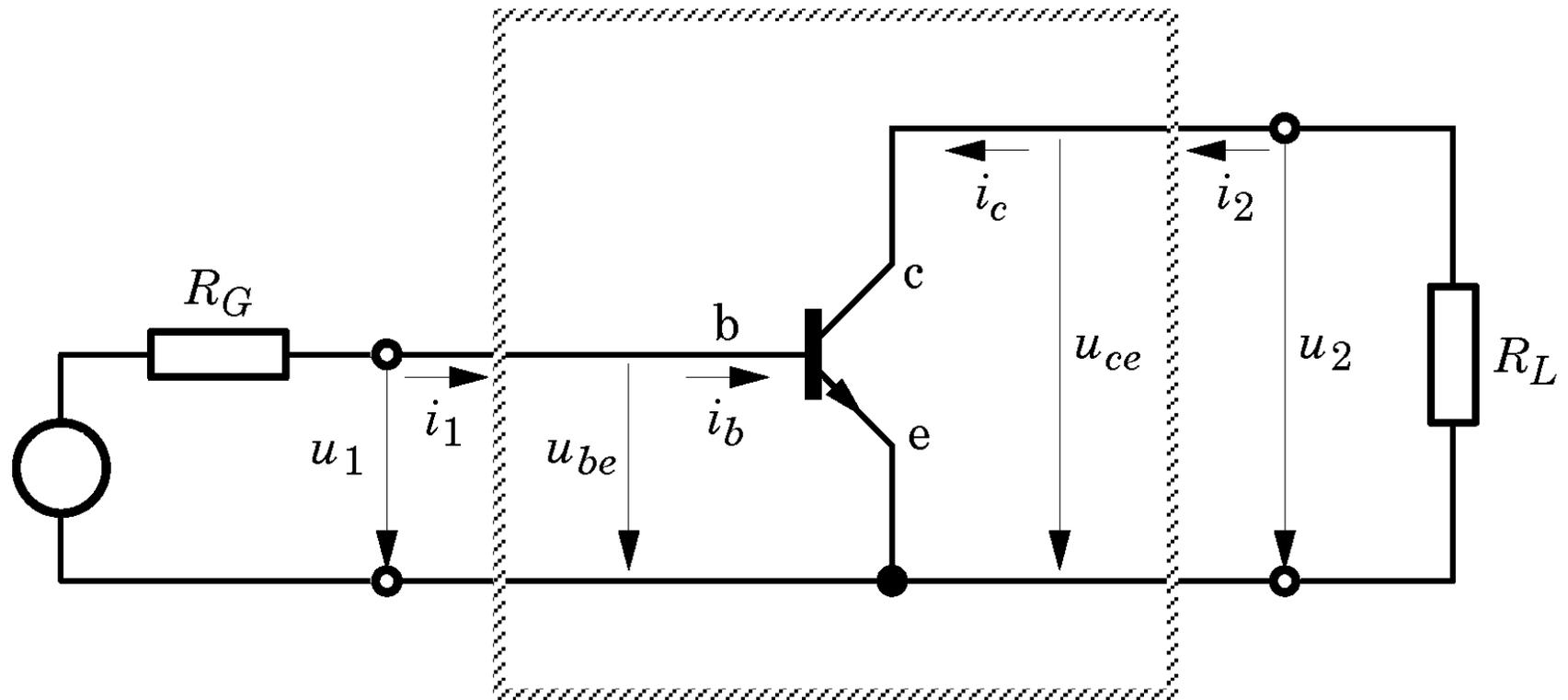
$$u_{be} = h_{11} i_b + h_{12} u_{ce}$$

$$i_c = h_{21} i_b + h_{22} u_{ce}$$

$$\left| u_{be} \right|_{\max} \ll U_{be}, \quad \left| i_c \right|_{\max} \ll I_c$$

$$\left| i_b \right|_{\max} \ll I_b, \quad \left| u_{ce} \right|_{\max} \ll U_{ce}$$

Voraussetzung für die Behandlung des Transistors als **linearer Vierpol**



Quelle
Zweipol

Transistor
Vierpol

Verbraucher
Zweipol

Dargestellt sind nur die Wechselgrößen (Wechselspannungen und -ströme); die Gleichgrößen und die Maßnahmen zur Einstellung des Arbeitspunktes sind getrennt zu betrachten.

Für harmonische Größen (sinusförmige Zeitabhängigkeiten) können wir wieder die komplexe Schreibweise einführen.

$$u_{be} = h_{11} i_b + h_{12} u_{ce}$$

$$i_c = h_{21} i_b + h_{22} u_{ce}$$

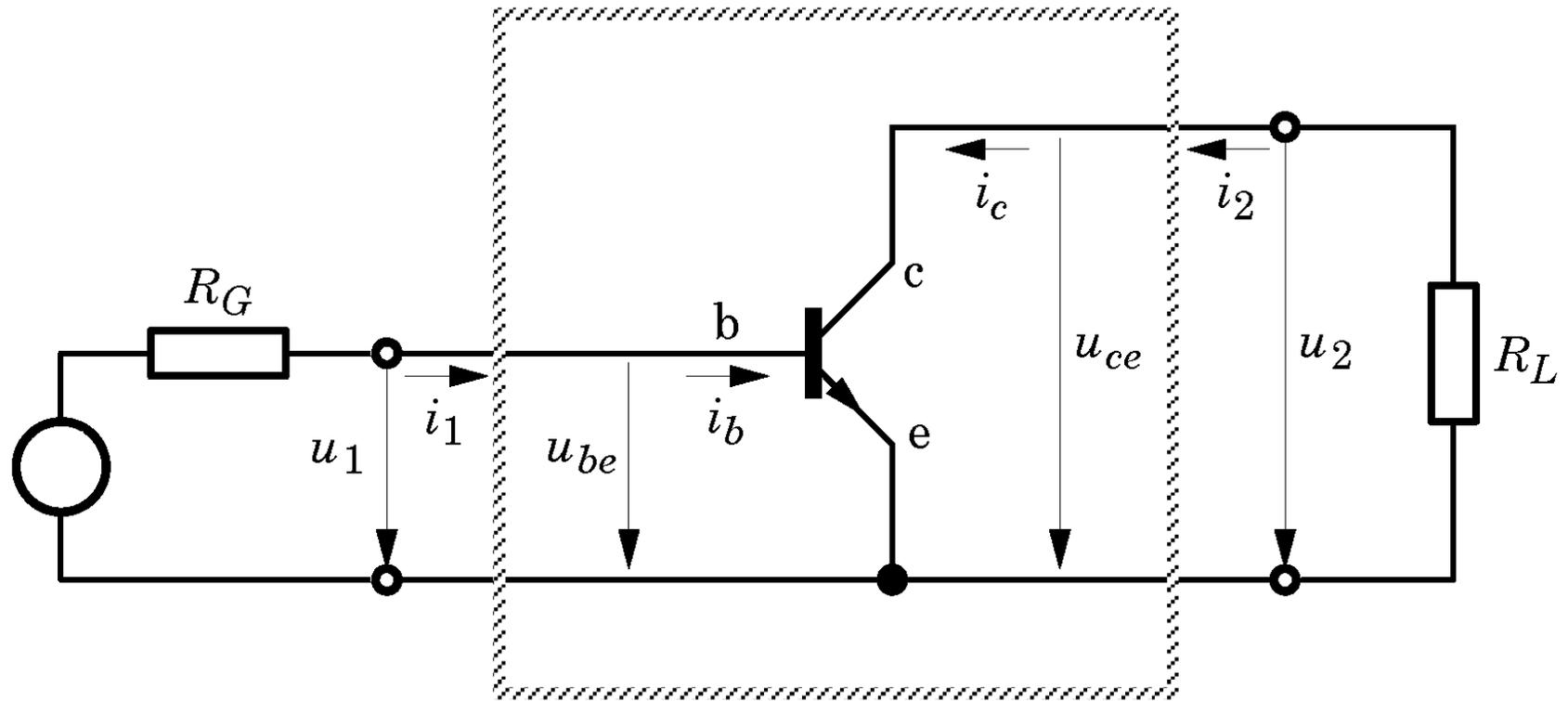
$$u_{be} = u_1(t) = \operatorname{Re} \tilde{U}_1 \quad i_b = i_1(t) = \operatorname{Re} \tilde{I}_1$$

$$i_c = i_2(t) = \operatorname{Re} \tilde{I}_2 \quad u_{ce} = u_2(t) = \operatorname{Re} \tilde{U}_2$$

Vollständige
Beschreibung des
Kleinsignalverhaltens
eines Transistors

$$\tilde{U}_1 = h_{11} \tilde{I}_1 + h_{12} \tilde{U}_2$$

$$\tilde{I}_2 = h_{21} \tilde{I}_1 + h_{22} \tilde{U}_2$$



Quelle
Zweipol

Transistor
Vierpol

Verbraucher
Zweipol

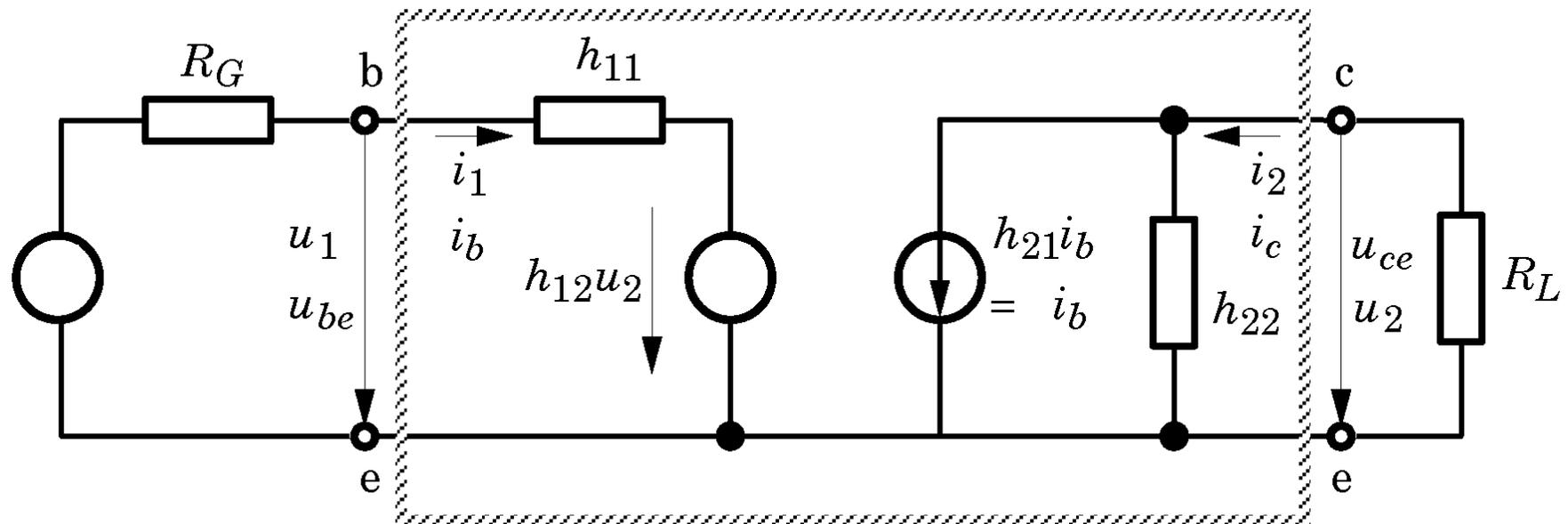
$$u_{be} = h_{11}i_b + h_{12}u_{ce}$$

$$i_c = h_{21}i_b + h_{22}u_{ce}$$

$$\tilde{U}_1 = h_{11}\tilde{I}_1 + h_{12}\tilde{U}_2$$

$$\tilde{I}_2 = h_{21}\tilde{I}_1 + h_{22}\tilde{U}_2$$

Die Hybridparameter können auch als lineare Bauelemente in einem Ersatzschaltbild des Transistors dargestellt werden. Das folgende Ersatzschaltbild gilt für kleine Wechselstromsignale mit hinreichend niedriger Frequenz (NF-Ersatzschaltbild).



$$u_{be} = h_{11} i_b + h_{12} u_{ce}$$

$$i_c = h_{21} i_b + h_{22} u_{ce}$$

$$\tilde{U}_1 = h_{11} \tilde{I}_1 + h_{12} \tilde{U}_2$$

$$\tilde{I}_2 = h_{21} \tilde{I}_1 + h_{22} \tilde{U}_2$$

h_{ije}

h_{ijc}

h_{ijb}

Die Messvorschriften für die Messung der Hybridparameter für die Emitterschaltung folgen direkt aus den Vierpolgleichungen, durch die die Parameter definiert wurden.

| | Bezeichnung und [Einheit] e...Emitter- Grundschtaltung | Mess- vor- schrift | | Englische Indexbedeu- tung (E...Common Emitter) | Typ. Wert |
|-----------|--|--------------------------|----------|---|--|
| h_{11e} | Eingangswiderstand [Ω] | $u_2 = 0$ | h_{IE} | I...Input resistance | 200Ω |
| h_{12e} | Spannungsrückwirkung [-] | $i_1 = 0$ | h_{RE} | R...Reverse transfer | 10^{-3} |
| h_{21e} | Stromverstärkung [-] | $u_2 = 0$ | h_{FE} | F...Forward transfer | 150 |
| h_{22e} | Ausgangsleitwert [S] | $i_1 = 0$ | h_{OE} | O...Output | $70\mu\text{S} \Leftrightarrow 15\text{k}\Omega$ |

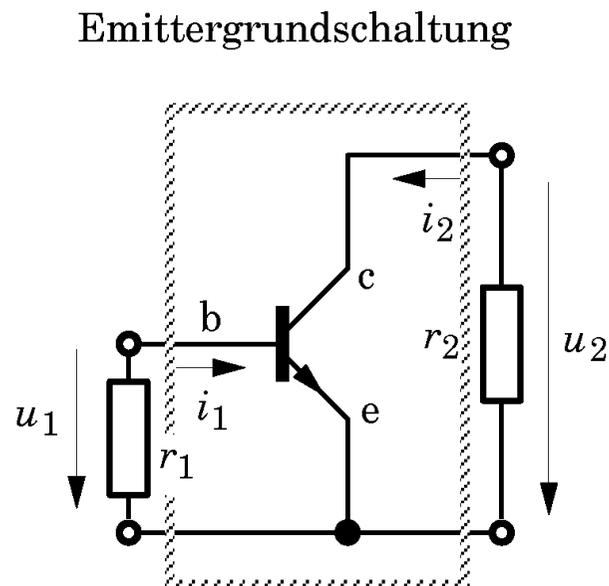
$$h_{ije} , h_{ijc} , h_{ijb}$$

$$h_{ije} \Leftrightarrow z_{ije} \Leftrightarrow y_{ije} \Leftrightarrow a_{ije}$$

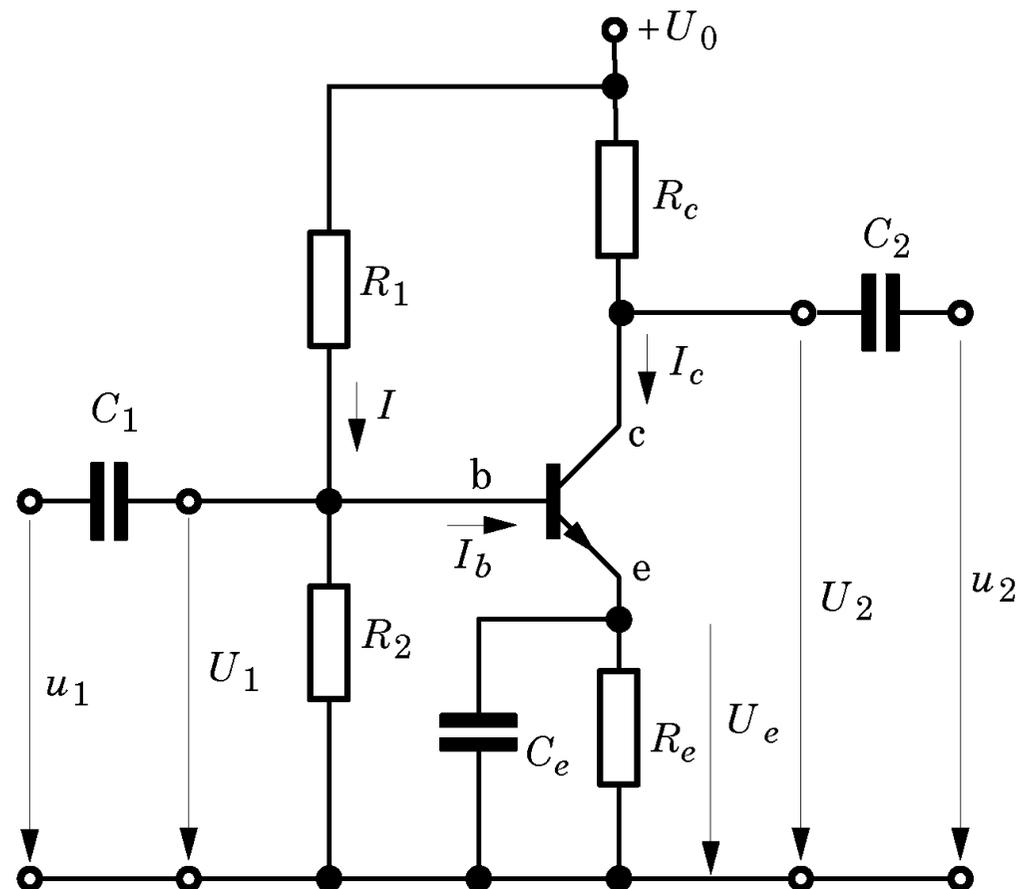
Die Spannungsrückwirkung h_{12e} ist so klein, dass sie fast immer vernachlässigt werden kann.

Es ist zweckmäßig, die Arbeitspunkteinstellung (Gleichspannungs-, Gleichstromeinstellung) bzw. das Gleichstromverhalten getrennt vom Wechselstromverhalten zu betrachten.

Wechselstrom-Ersatzschaltbild

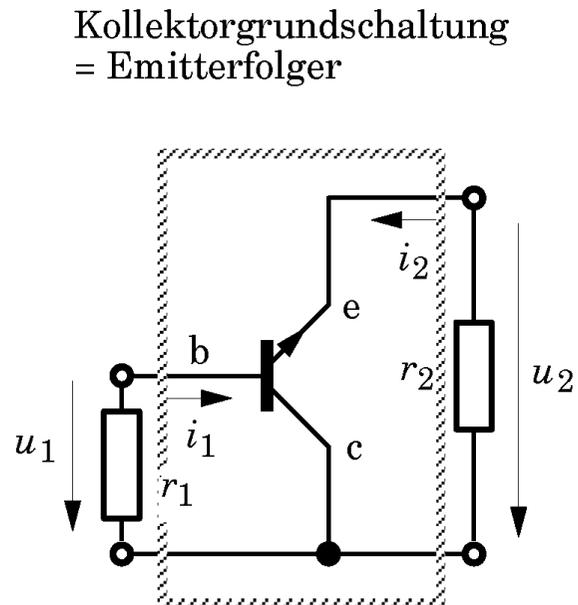


Vollständiges Ersatzschaltbild



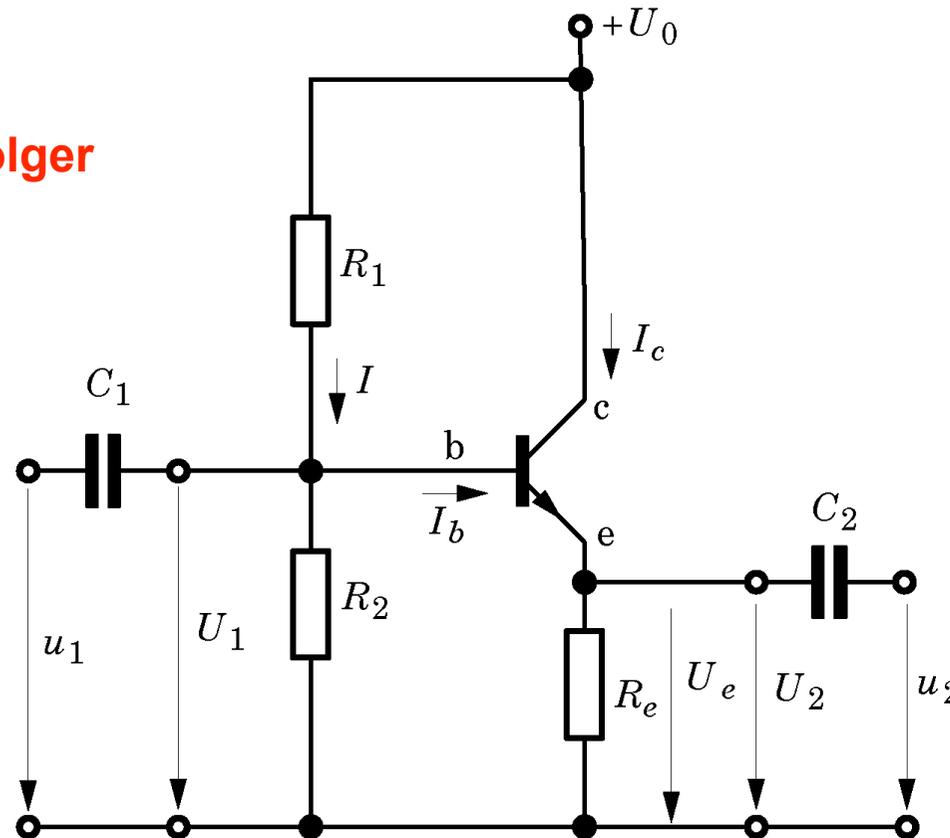
Es kann für alle drei Grundsaltungen, die gleiche Arbeitspunkt-Stabilisierungsschaltung verwendet werden. Es ist allerdings zu beachten, dass die für die Arbeitspunkteinstellung und Stabilisierung erforderlichen Widerstände auch im Wechselspannungs-Ersatzschaltbild zu berücksichtigen sind.

Wechselstrom-Ersatzschaltbild



Emitterfolger

Vollständiges Ersatzschaltbild



1. Typenabhängigkeit

Allzwecktransistoren, Vorstufen- und Endstufentransistoren, HF Transistoren.

2. Exemplarstreuung

Transistoren weisen technologiebedingt eine hohe Streuung der Parameter auf.

3. Arbeitspunkt

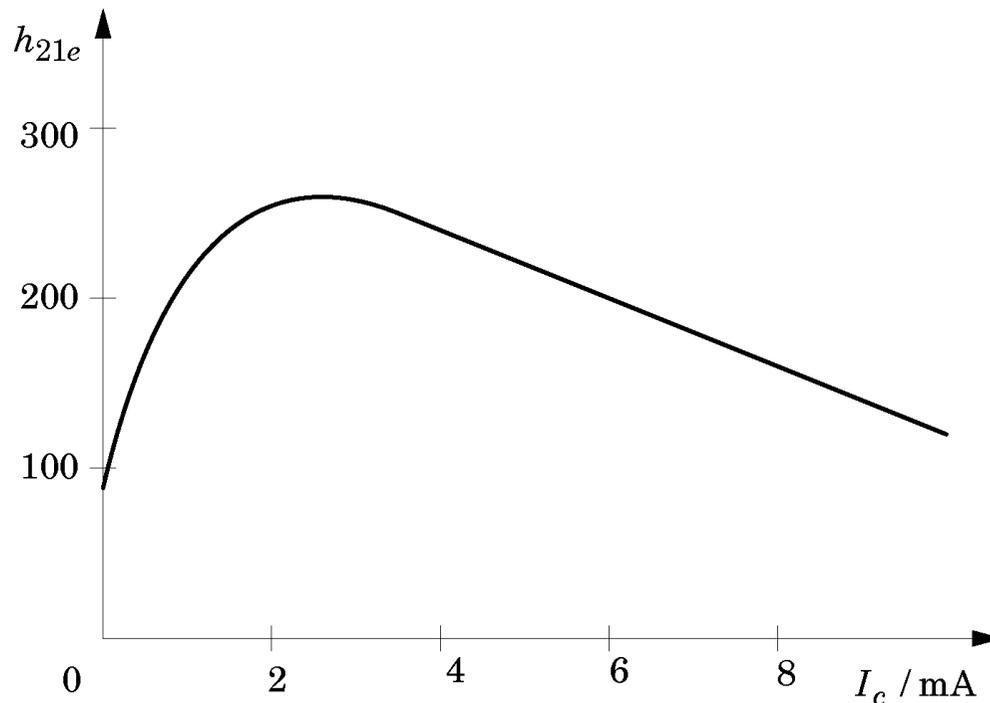
Die Transistorparameter sind vom eingestellten Arbeitspunkt abhängig.

4. Sperrschicht-Temperatur

Alle Parameter weisen eine starke Abhängigkeit von der Sperrschichttemperatur auf.

5. Arbeitsfrequenz

Die Vierpolparameter weisen bei höheren Frequenzen eine starke Frequenzabhängigkeit auf.

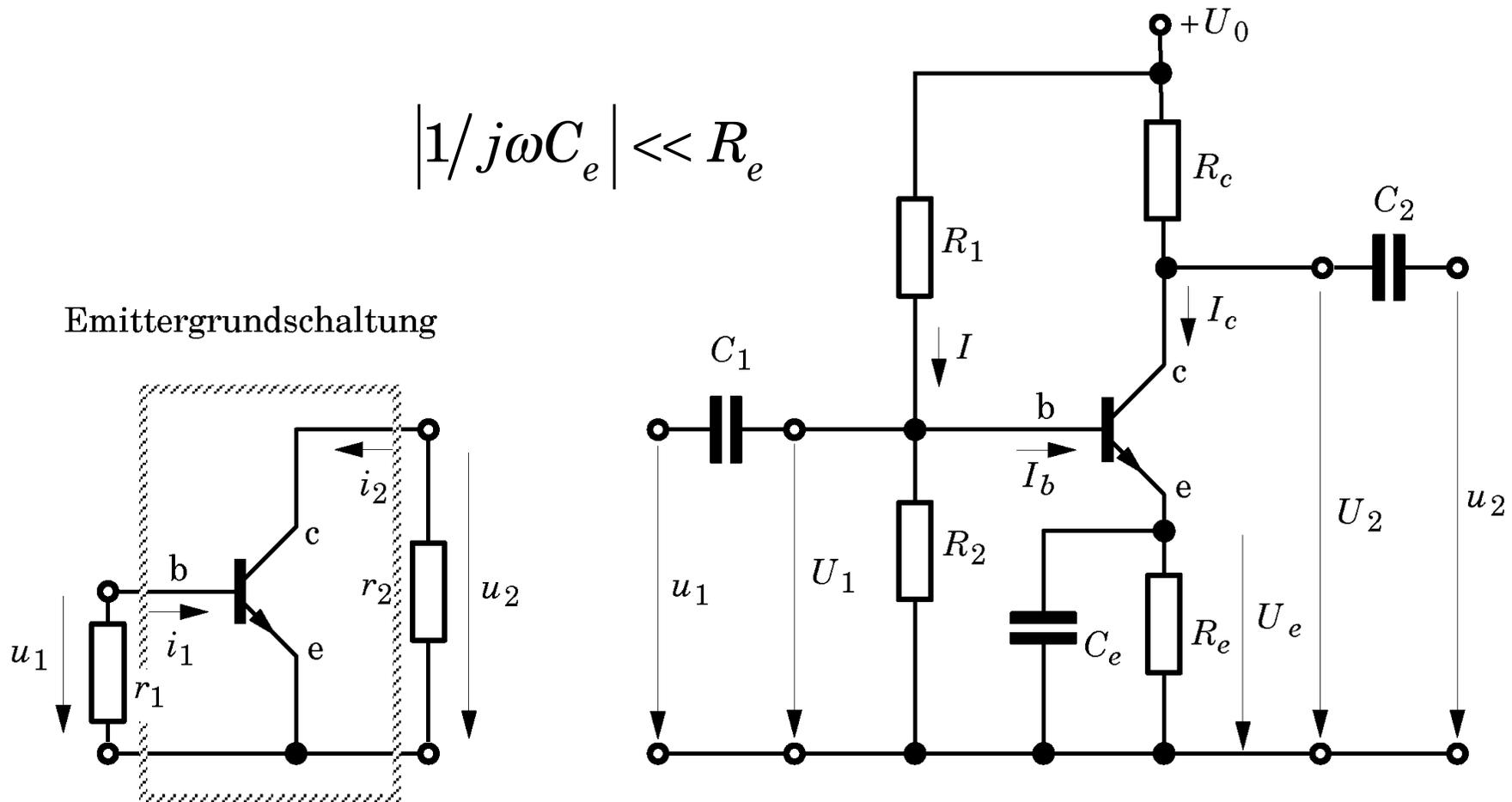


Die Stromverstärkung kann durch die Arbeitspunkt-Einstellung verändert werden.

Regeltransistor

Standard-Stabilisierungsschaltung = Vorverstärkerstufe

Die Dimensionierung der Emitter-Parallelkapazität C_e erfolgt so groß, dass sie für alle betrachteten Wechselstromfrequenzen den Emitterwiderstand R_e praktisch kurzschließt.



Standard-Stabilisierungsschaltung = Vorverstärkerstufe

Für den Eingangs- und Ausgangswechselstromwiderstand der Schaltung gilt:

$$r_1 = R_1 \parallel R_2 \parallel h_{11e} \qquad r_2 = R_c \parallel (1 / h_{22e})$$

wobei h_{11e} häufig auch als Basisbahnwiderstand r_{be} und $1/h_{22e}$ als Kollektorinnenwiderstand r_{ce} bezeichnet wird. Typische Werte sind $h_{11e} = r_{be} \approx 200 \Omega$, $1/h_{22e} = r_{ce} \approx 15 \text{ k}\Omega$. Die Stromverstärkung g_i und die Spannungsverstärkung g_u ist definiert als

$$g_i = i_2 / i_1, \quad g_u = u_2 / u_1$$

die Leistungsverstärkung

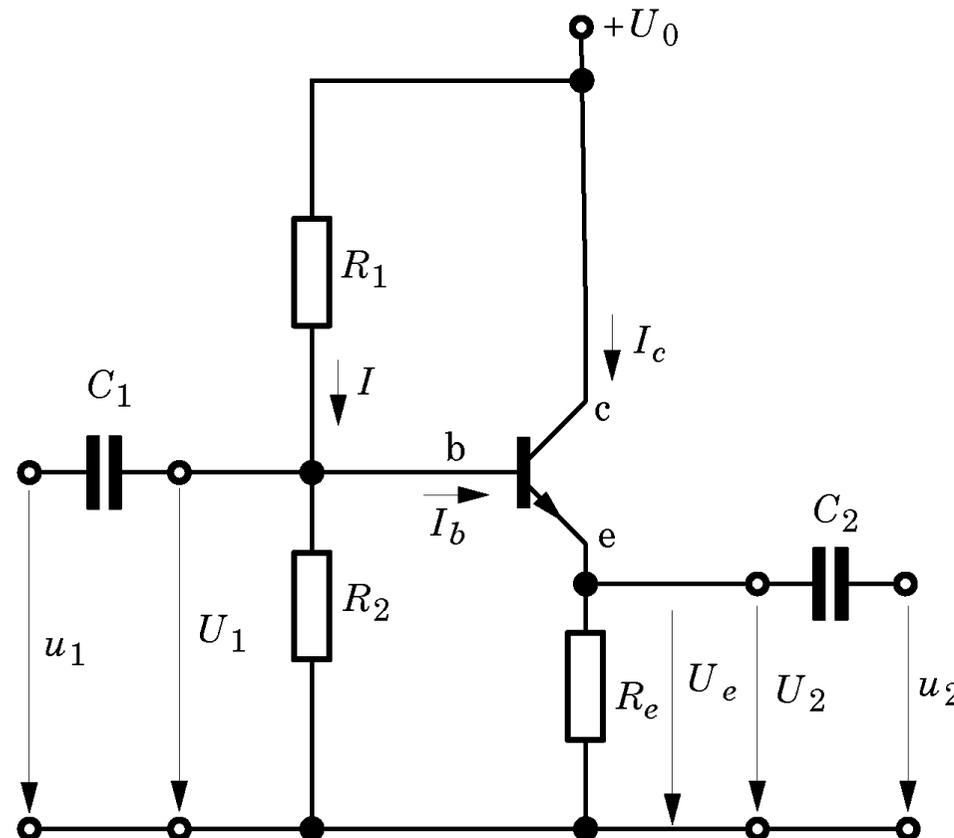
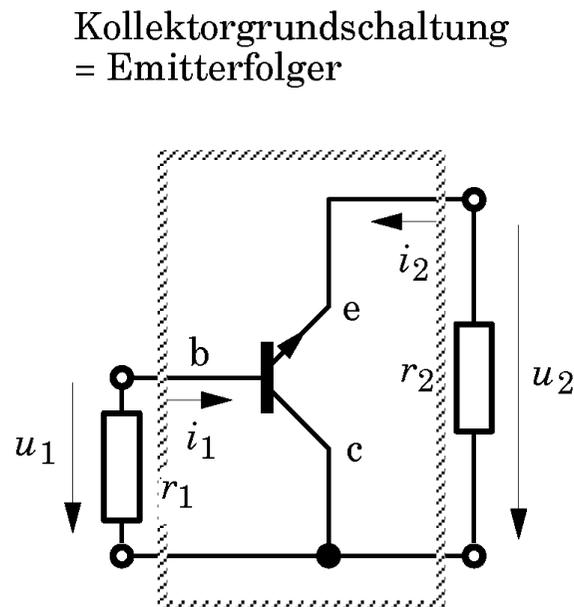
$$g_p = p_2 / p_1 = u_2 i_2 / u_1 i_1 = g_i g_u$$

Die Phasendrehung zwischen Ausgang und Eingang beträgt 180° .

Emitterfolger

Bei der Kollektor-Grundschaltung folgt die Ausgangsspannung u_2 bei Änderung der Eingangsspannung u_1 direkt dem Verlauf der Eingangsspannung, da die Basis-Emitterspannung praktisch konstant ist.

(Die Diodendurchlass-Kniespannung für be Si-Dioden ist ca. 0,5 V).



Emitterfolger

Es gilt $u_2 = u_1$, die Spannungsverstärkung ist identisch gleich 1.

Der Emitterwiderstand erscheint eingangsseitig um den Stromverstärkungsfaktor β erhöht, da bei gleicher Wechselfspannung durch den Widerstand R_e der Emitterstrom, in die Basis jedoch nur der um β geringere Basisstrom fließt.

$$i_e = i_c + i_b = (\beta + 1)i_b \cong \beta i_b, \quad r_{ein} = r_{be} + (\beta + 1)R_e \cong \beta R_e$$

Der Emitterfolger fungiert als Impedanzwandler, er macht aus einer hochohmigen, gering belastbaren Spannungsquelle, eine niederohmige, mit hohen Strömen belastbare Spannungsquelle. Für den Eingangs- und Ausgangswechselstromwiderstand der Kollektor-Grundsaltung gilt:

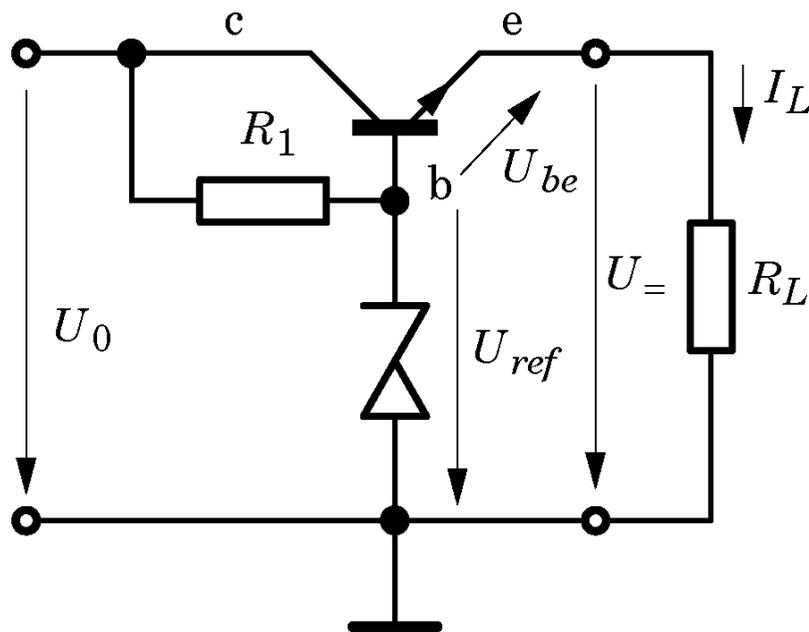
$$r_1 = R_1 \parallel R_2 \parallel r_{ein} \cong R_1 \parallel R_2 \parallel \beta R_e$$

$$r_2 = R_e \parallel \left[r_{be} / (1 + \beta) \right] \cong r_{be} / \beta$$

Die Phasendrehung zwischen Ausgangs- und Eingangsspannung beträgt 0° .

Konstantspannungsquelle

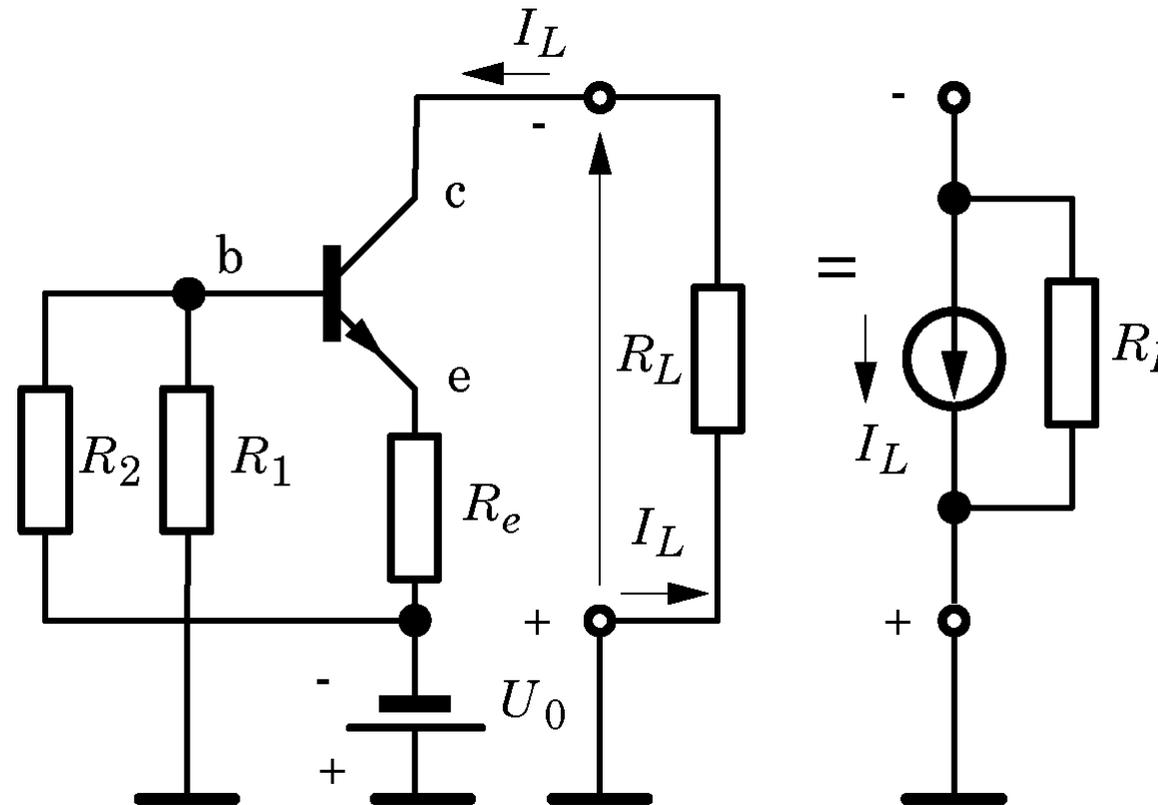
Die Zener-Diodenschaltung zur Erzeugung einer stabilisierten Gleichspannung hat den Nachteil, dass die so erzeugte Gleichspannung nur gering belastbar ist. Man kann die Impedanzwandler-Eigenschaft der Emitterschaltung zur Erzeugung einer hochbelastbaren, stabilisierten Spannungsquelle nutzen.



$$U_ = = U_{ref} - U_{be} \cong U_{ref} - 0,5V$$

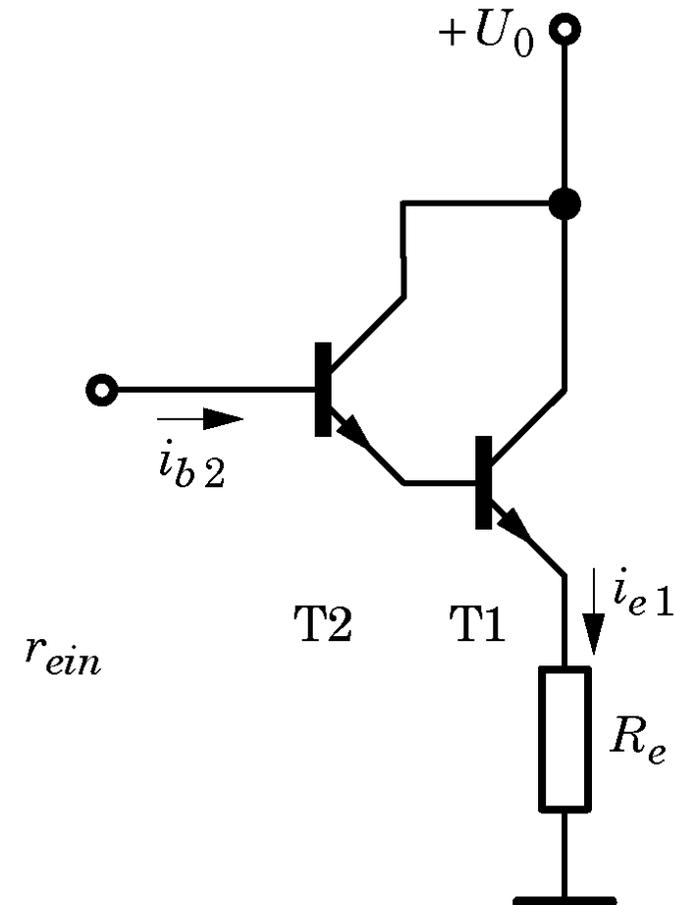
Konstantstromquelle

Zur Erzeugung eines eingepprägten Stromes wird sehr häufig diese Schaltung verwendet. Dabei nützt man den hochohmigen differentiellen Kollektorinnenwiderstand ($r_{ce} = 1/h_{22e} \approx 15 \text{ k}\Omega$) als Quellenwiderstand.



Darlington Schaltung

Bei der Darlington-Schaltung wird die Basis des ersten Transistors T1 direkt vom Emitter des zweiten Transistors T2 gespeist. Die Schaltung zeichnet sich durch eine extrem hohe Stromverstärkung β aus, die sich aus dem Produkt der beiden Einzelstromverstärkungen $\beta_2\beta_1$ ableitet. Beispiel: die Verwendung als Emitterfolger.



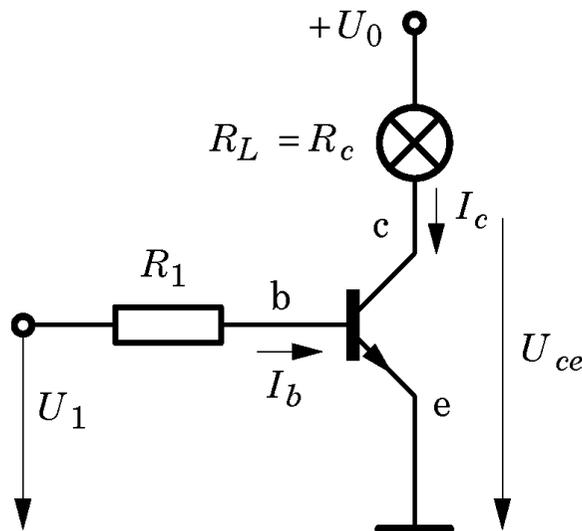
$$i_{e1} = (1 + \beta_1) i_{b1} \leftarrow i_{b1} = i_{e2} \leftarrow i_{e2} = (1 + \beta_2) i_{b2}$$

$$i_{e1} = (1 + \beta_1)(1 + \beta_2) i_{b2} \cong \beta_1 \beta_2 i_{b2}$$

$$r_{ein} = r_{be2} + (1 + \beta_2) \left[r_{be1} + (1 + \beta_1) R_e \right] \cong \beta_2 \beta_1 R_e$$

Der BJT als Schalter

Wir verlassen nun die Voraussetzungen des Kleinsignalverhaltens und betrachten die Verwendung des Transistors als elektronischer Schalter. Dabei wird der volle Aussteuerungsbereich genutzt, der Transistor wird zwischen den Extrembereichen 3 (EIN Zustand, BJT durchgeschaltet) und 1 (AUS Zustand, BJT abgeschaltet) im Ausgangskennlinienfeld hin- und hergeschaltet. Beispiel: Arbeitswiderstand = Glühlampe



Es gilt für den AUS Zustand

$$U_1 = 0 \Rightarrow I_b = 0 \Rightarrow I_c \cong 0 \Rightarrow U_{ce} \cong U_0$$

und für den EIN Zustand

$$U_1 > 0 \Rightarrow I_b = \frac{U_1 - U_{be}}{R_1} \Rightarrow I_c = \frac{U_0 - U_{ce}}{R_c} \cong \frac{U_0}{R_c}, U_{ce} \cong 0$$

Die rechte Seite der Gleichung gilt dabei nur unter der Voraussetzung, dass der BJT wirklich voll durchgeschaltet ist, d. h.

$$I_c \leq \beta I_b$$

Unipolare Transistoren - Feldeffekttransistoren FET

Bei unipolaren Transistoren erfolgt die Steuerung des Stromes durch den Halbleiter leistungslos über ein elektrisches Feld.

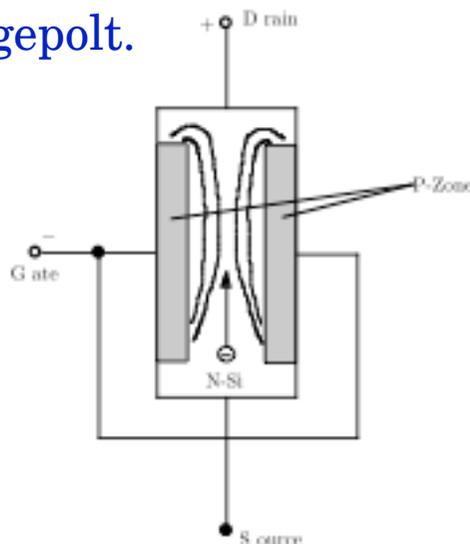
Man spricht daher auch von Feldeffekt-Transistoren (FET).

Sperrschicht- (Junction resp. J-) FET

Metall-Oxid-(Metal Oxide Semiconductor resp. MOS-) FET

Die Anschlüsse des FETs werden **Source**, **Gate** und **Drain** genannt.

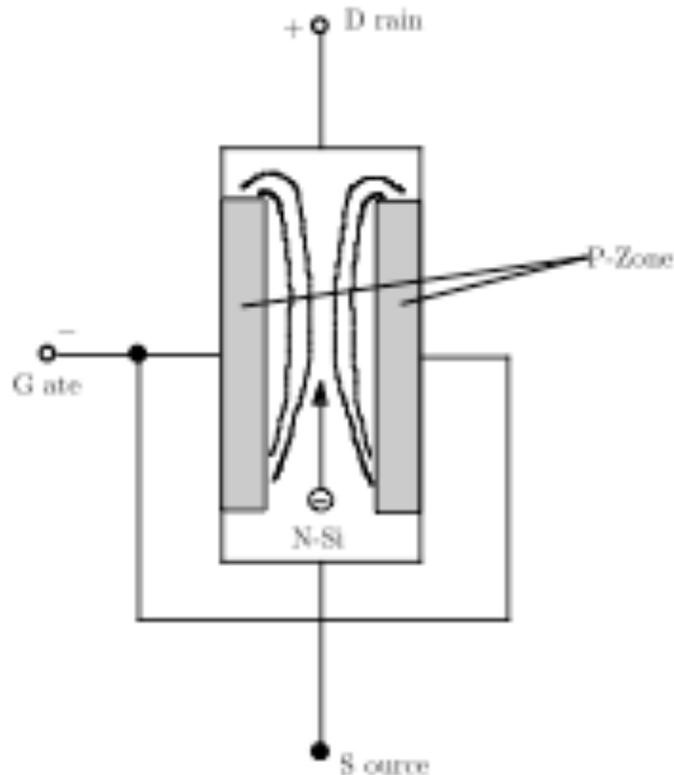
Im normalen Betriebsspannungsbereich ist der PN-Übergang in Sperrrichtung gepolt.



Je negativer die Gate-Source Spannung, umso breiter ist die Sperrzone und die Einengung des leitenden Drain-Source Kanals. Bei einer hinreichend hohen Spannung (Pinch Off Spannung, einige Volt) kommt es zu einer vollständigen Abschnürung des Stromflusses durch die dann über den ganzen Kanalquerschnitt reichende Sperr(= weitgehend ladungsträgerfreie)-Zone.

Sperrschicht- (Junction resp. J-) FET

N-Kanal

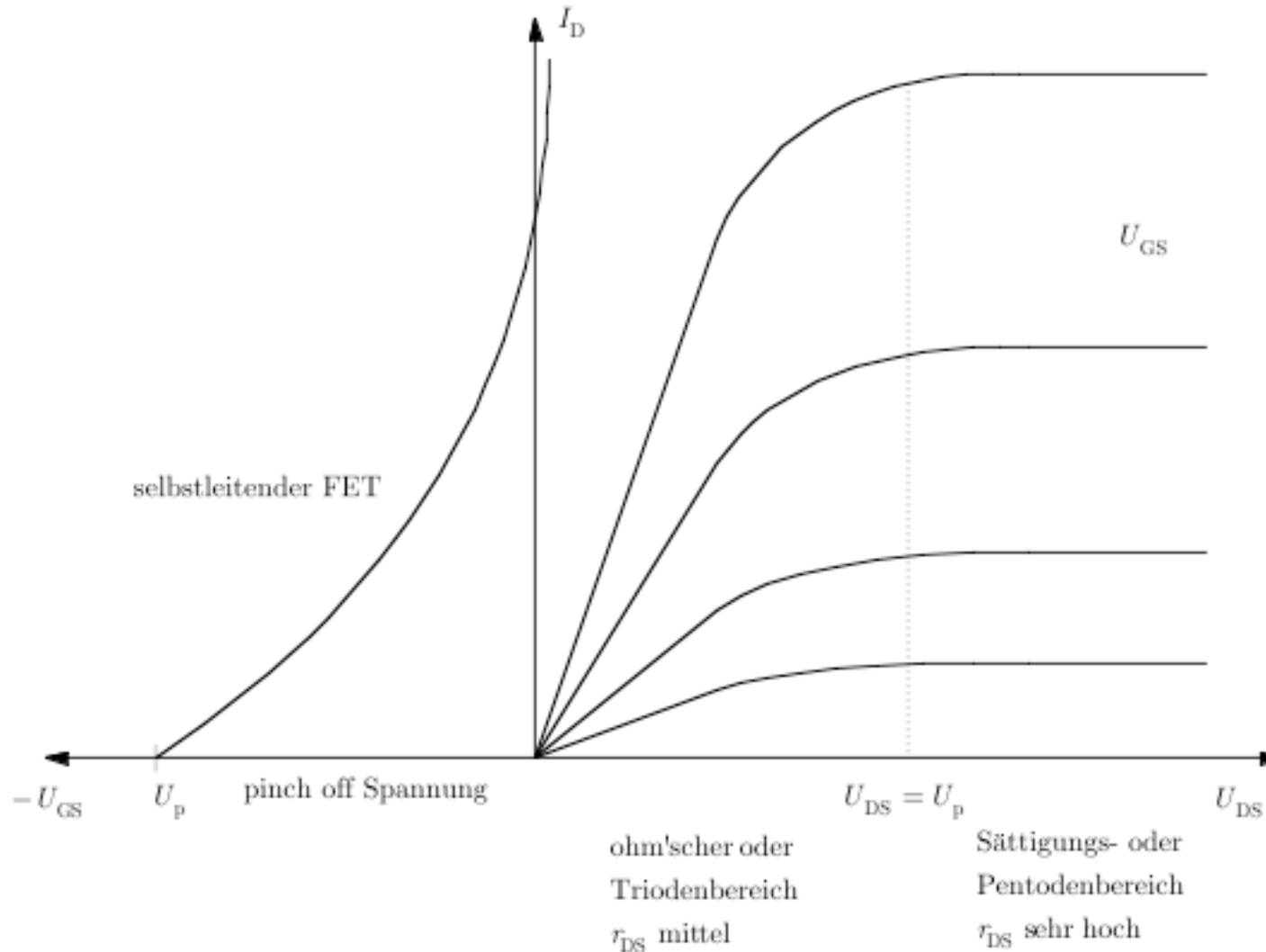


Der FET kann als eine spannungsgesteuerte Stromquelle aufgefasst werden. Die wichtigste dynamische Kenngröße des FET ist die sog. Steilheit:

$$S = \left. \frac{\partial I_d}{\partial U_{gs}} \right|_{U_{ds}}$$

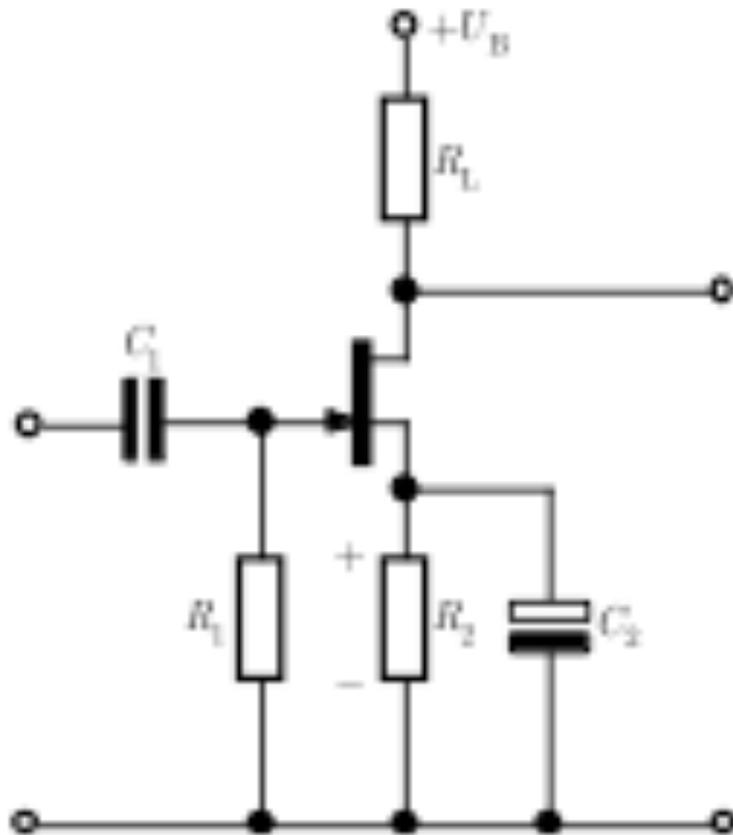
mA/V

Sperrschicht- (Junction resp. J-) FET N-Kanal



Steuer- und Ausgangskennlinien eines FET in Source-Grundsaltung. J-FET sind immer vom selbstleitenden Typ, während MOS-FETs auch vom selbstsperrenden Typ sein können.

Arbeitspunkteinstellung beim Sperrschicht- (Junction resp. J-) FET N-Kanal



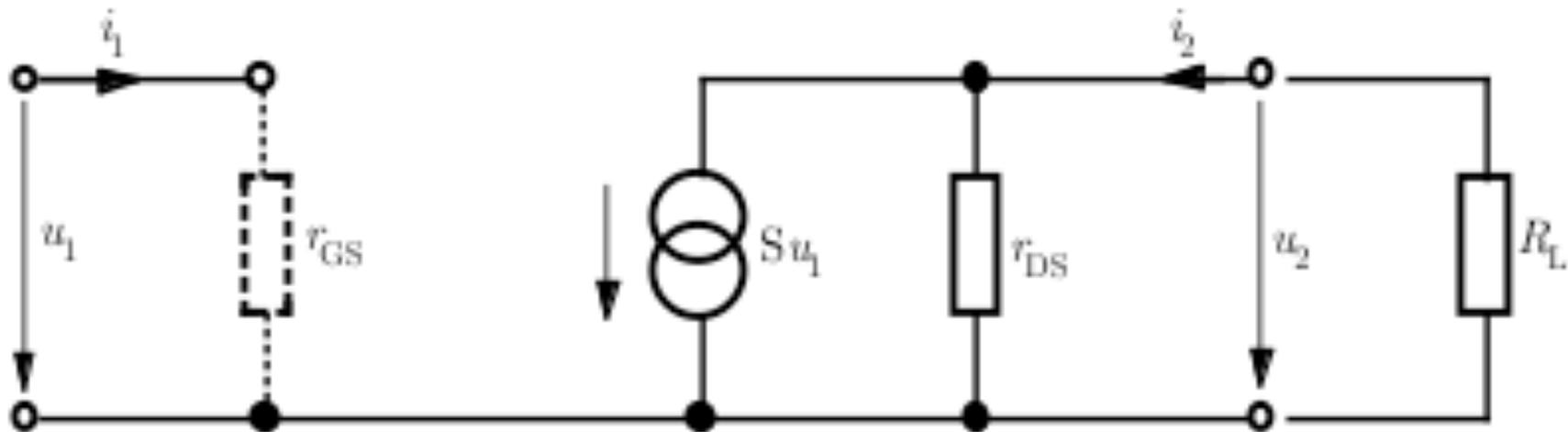
Da R_1 praktisch gleichstromlos ist, gilt

$$U_{gs} = -U_{R_2} = -I_d R_2$$

R_1 wird typischerweise gleich $1 \text{ M}\Omega$ gewählt.

Neben der Source-Grundschialtung wird der FET auch in Drain-Grundschialtung (Source-Folger) verwendet.

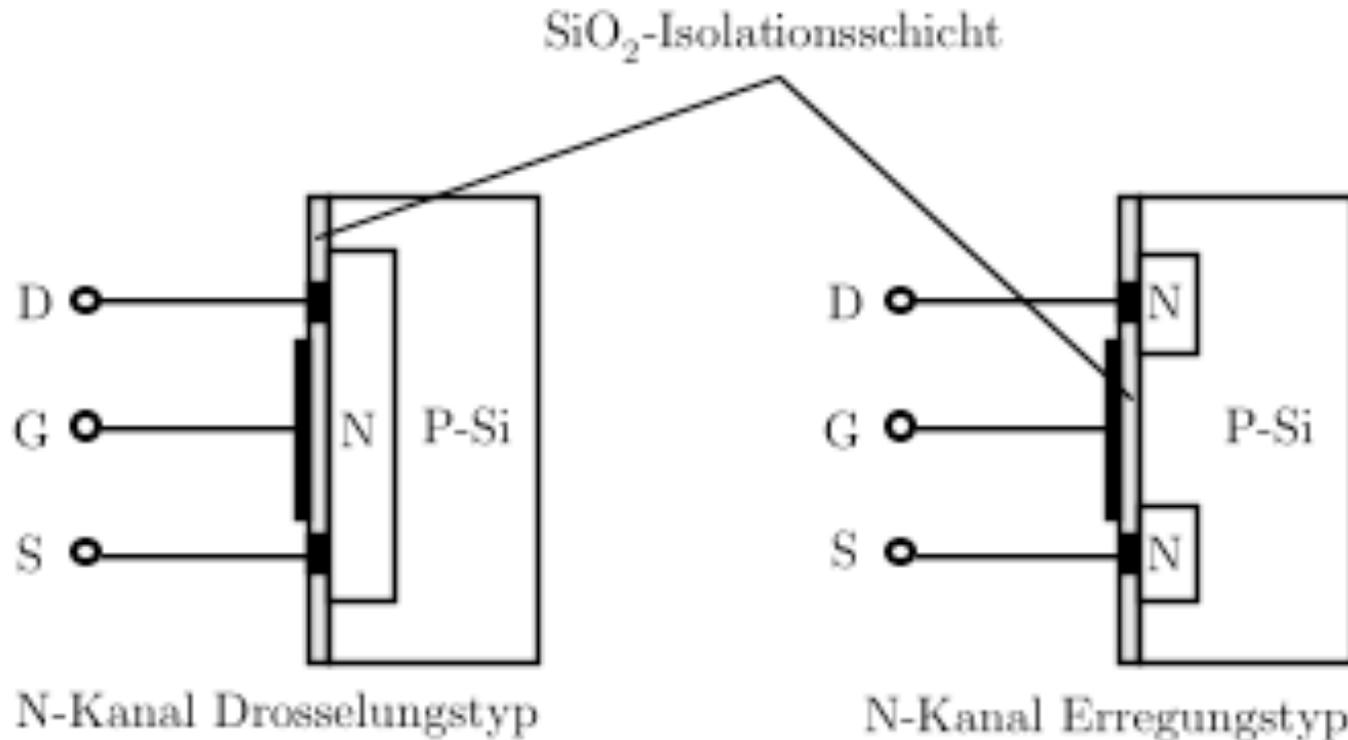
J-FET Kleinsignalersatzschaltbild



Für den Eingangsstrom i_1 und die Spannungsverstärkung g_u gilt

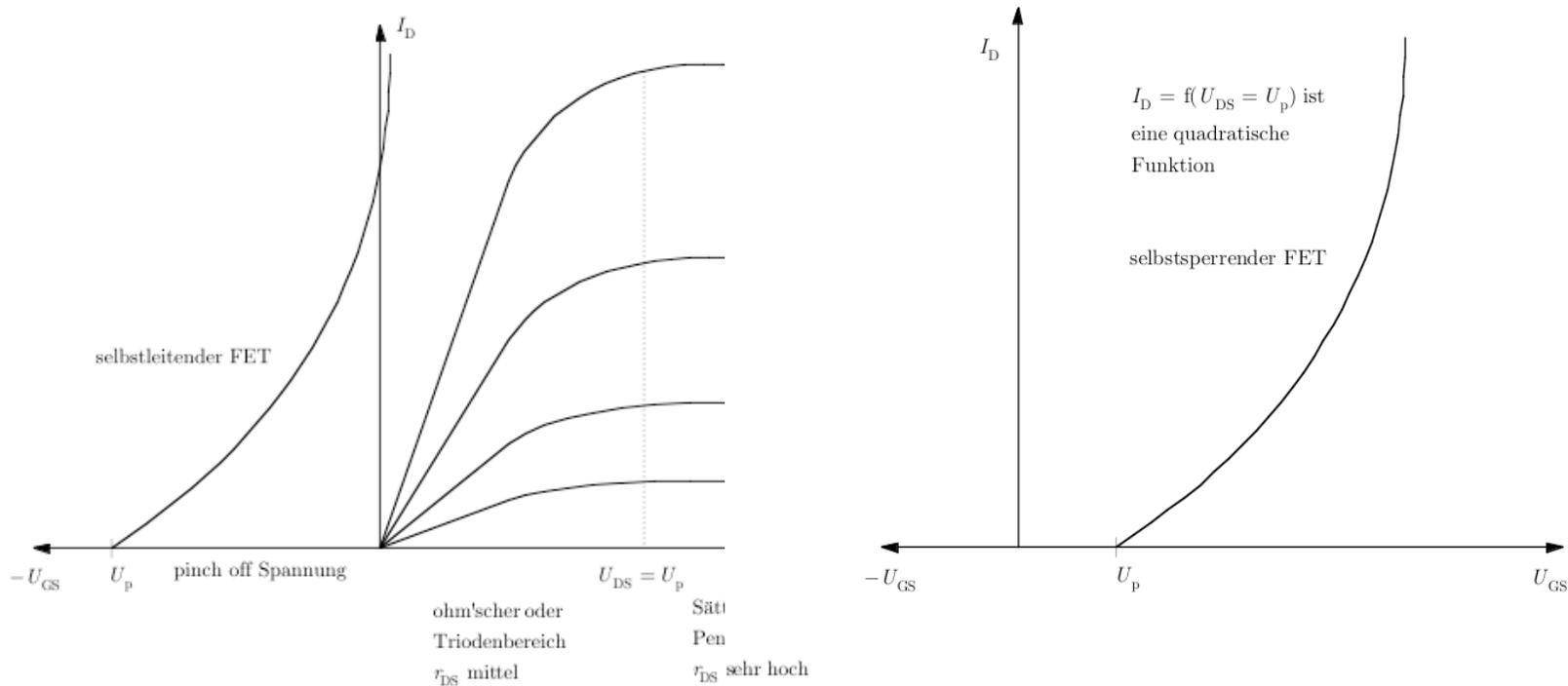
$$i_1 \approx 0 \quad g_u = \frac{u_2}{u_1} = -S(r_{ds} \parallel R_L)$$

wobei r_{ds} der differentielle Drain-Source Widerstand ist.



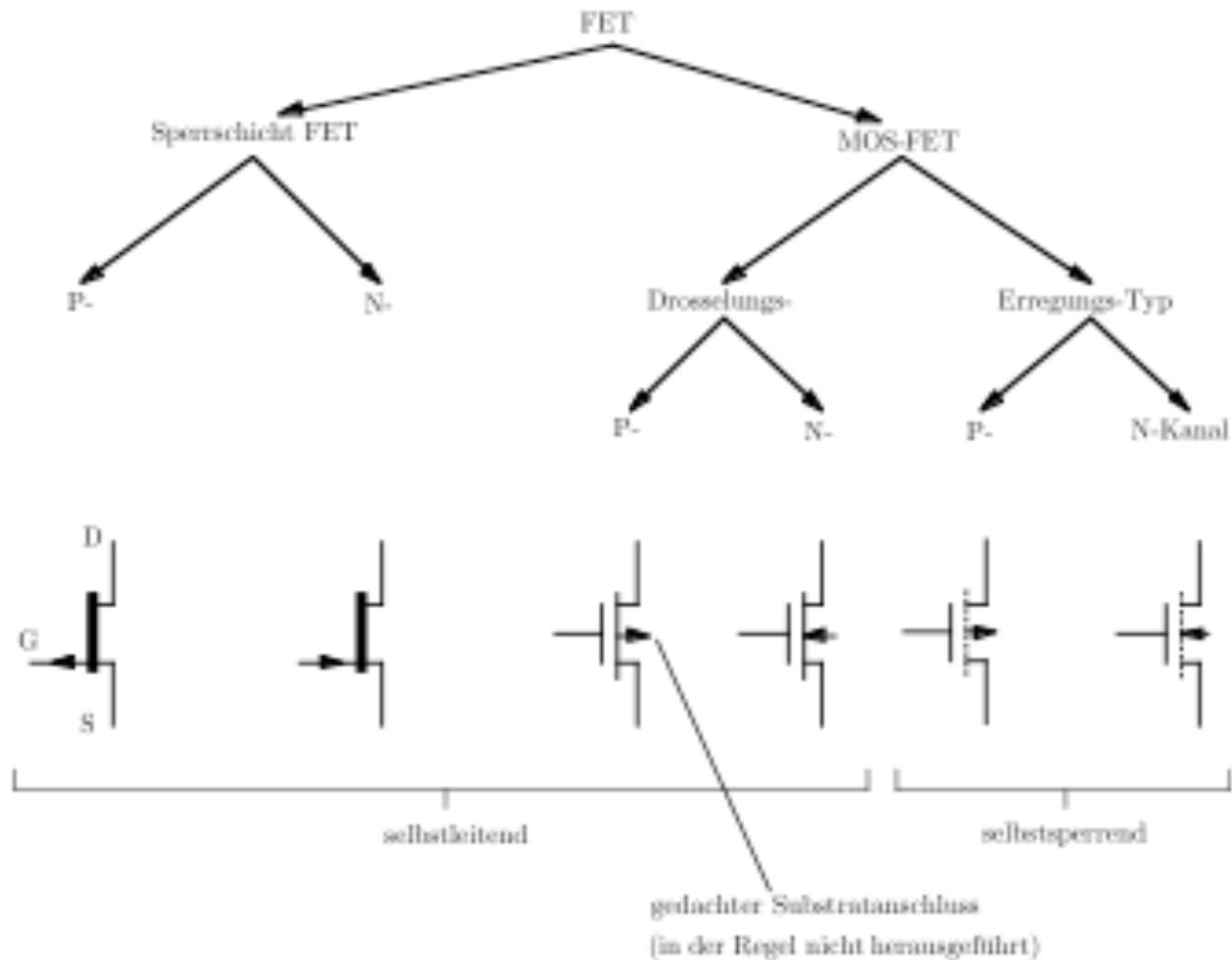
Die metallische Gate Elektrode ist vollständig durch eine dünne SiO₂ (Quarzglas)-Schicht vom Kanal isoliert. Man unterscheidet - abgesehen von einer **P oder N-Kanal** Version - den **Drosselungs (Depletion) Typ** und den **Anreicherungs (Enhancement) Typ**.

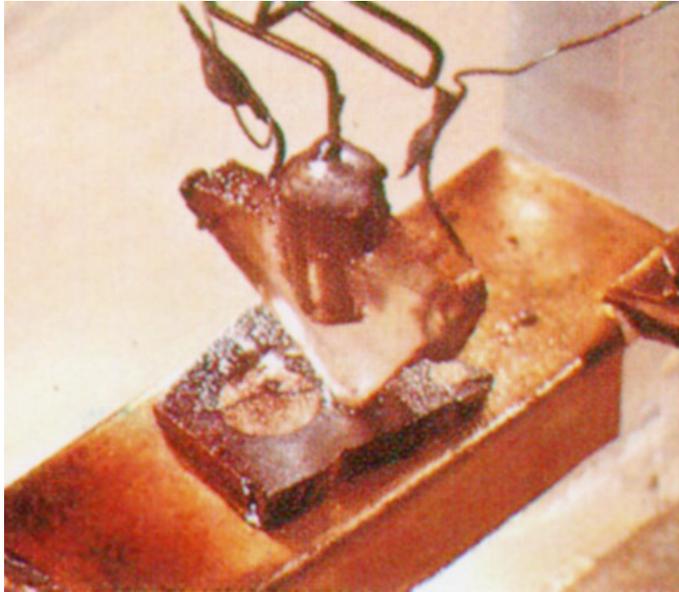
Metalloxid-Feldeffekttransistoren MOS-FET



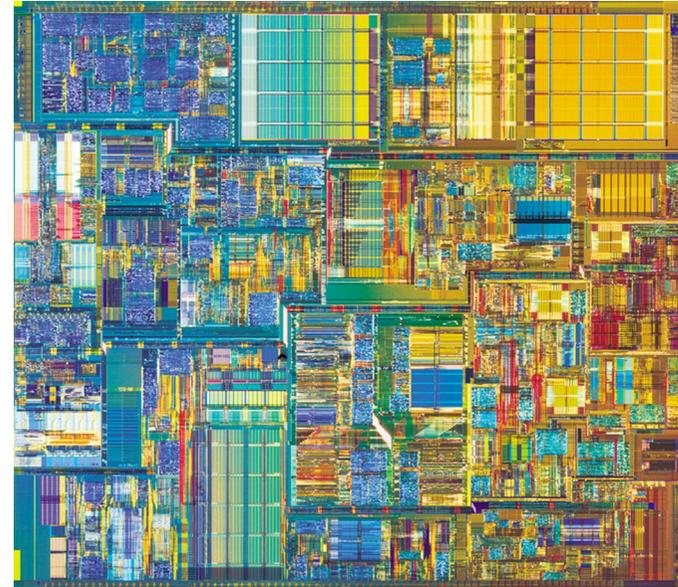
Man unterscheidet - abgesehen von einer **P oder N-Kanal** Version - den **Drosselungs (Depletion) Typ** und den **Anreicherungs (Enhancement) Typ**.

Schaltensymbole für FET





1947: 1. Transistor Bell Labs



**2001: Pentium IV:
50 Millionen Transistoren
Intel**

2016: 3 Milliarden Transistoren, 30 GHz, 128 GB RAM

Mikroelektronik >> Nanoelektronik

