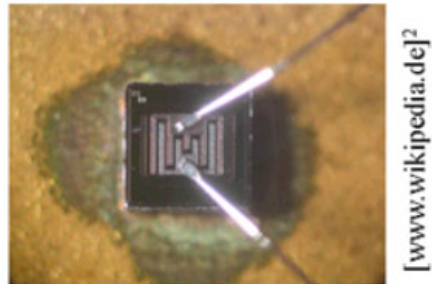
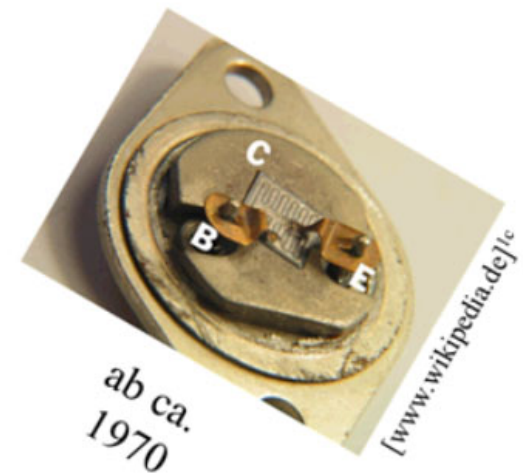


- Grundlagen
 - Historie
 - Bauformen
 - Aufbau (2-Dioden-Modell)
 - Weg der Ladungsträger
 - Planartransistor
 - Gleichstromverstärkung
- Kennlinien, Grenzwerte und Arbeitsbereiche
- Grundsaltungen, Kleinsignalbetrachtung und Arbeitspunkt
- Emitterschaltung
- Kollektor- und Basisschaltung
- Differenzverstärker

Von der Elektronenröhre bis zum Transistor

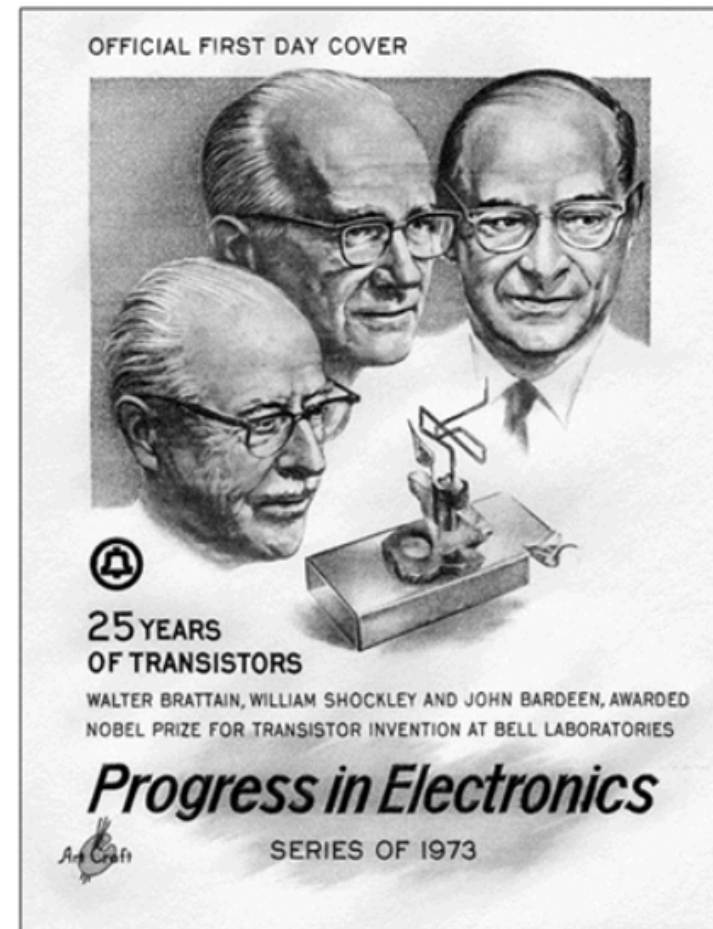
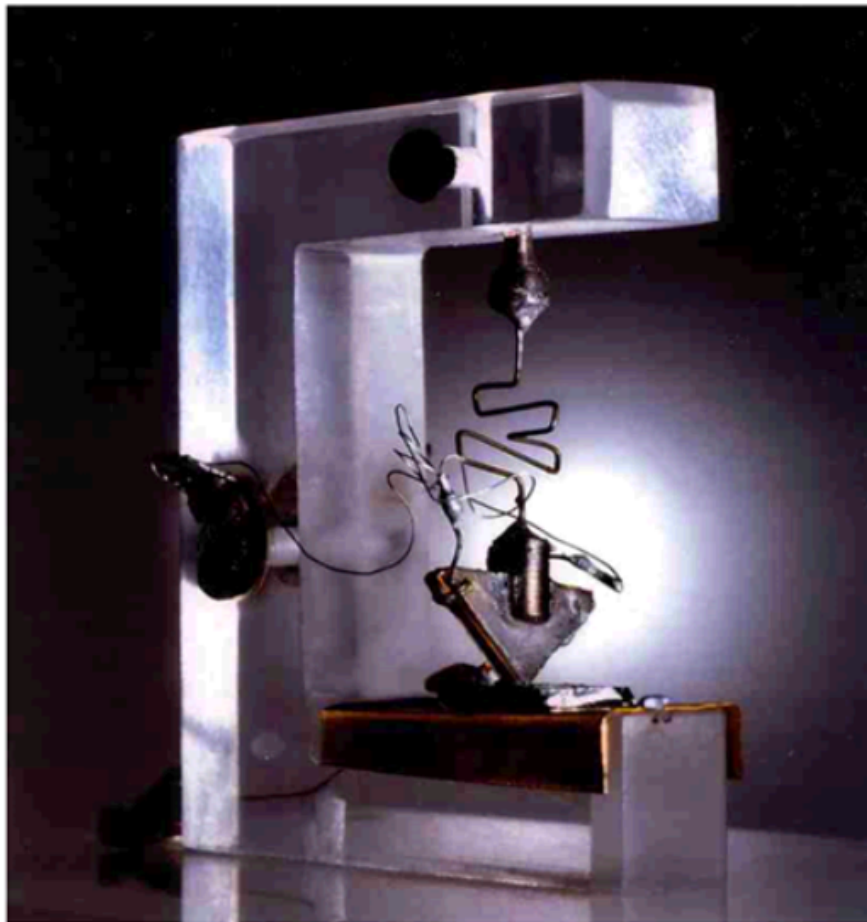


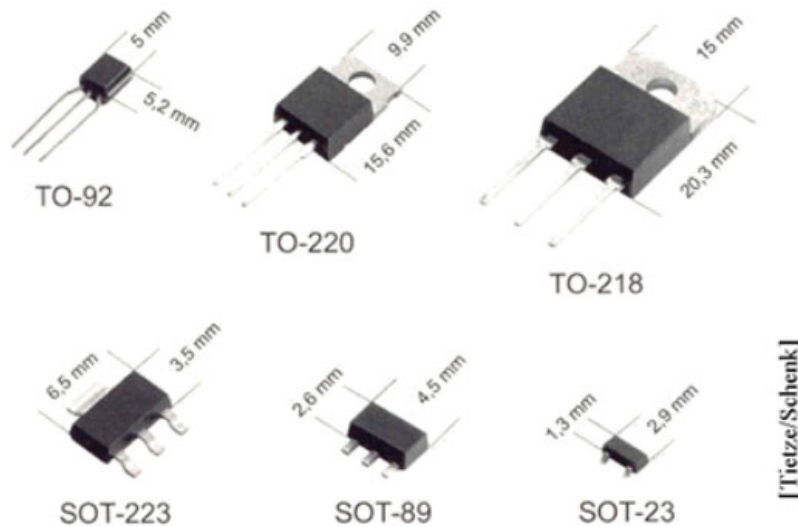
FH MÜNSTER
University of Applied Sciences



Auslöser einer technologischen Revolution:

W. Brattain, W. Shockley und J. Bardeen bauen den ersten Transistor.





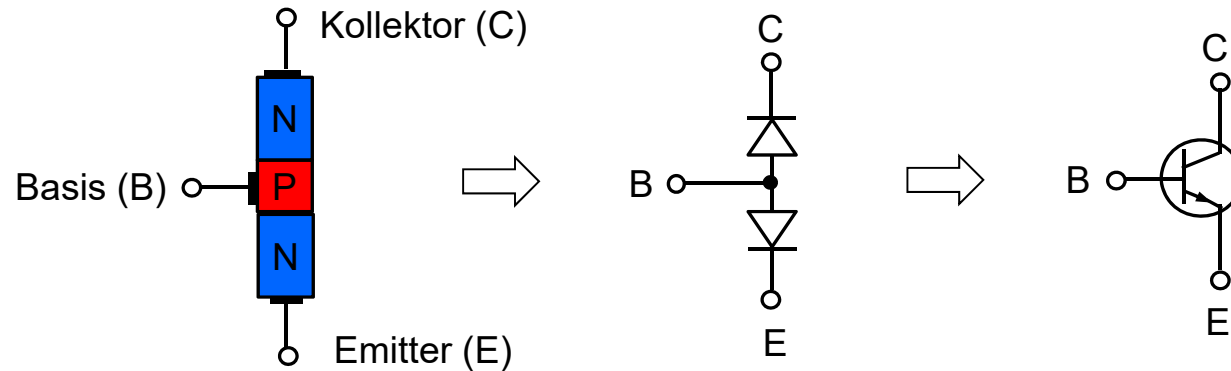
* diskrete Transistoren:
Einzeltransistoren (im
Gegensatz zu integrierten
Transistoren in Ics)

Einteilung nach:

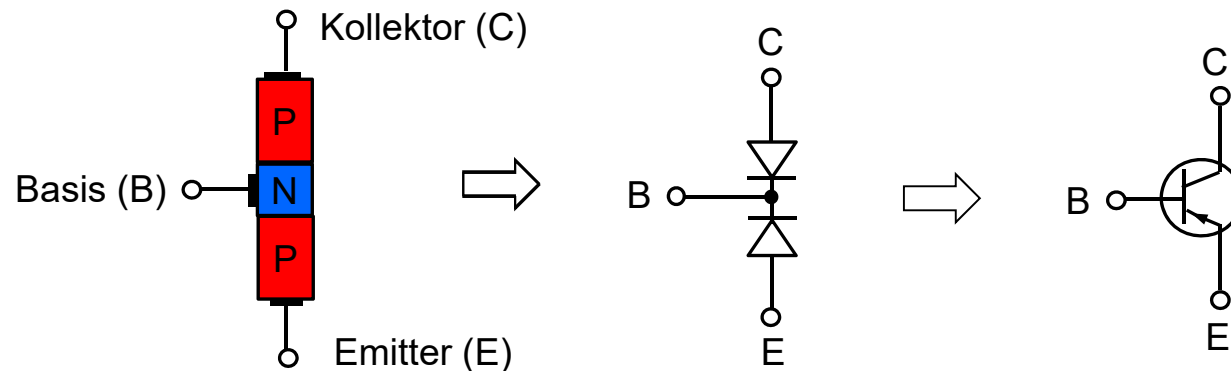
- Einsatzzweck (Verstärkung, Schaltanwendung)
- Belastbarkeit (Kleinsignaltypen, Leistungstypen)
- Frequenzbereich (NF, HF und UHF)



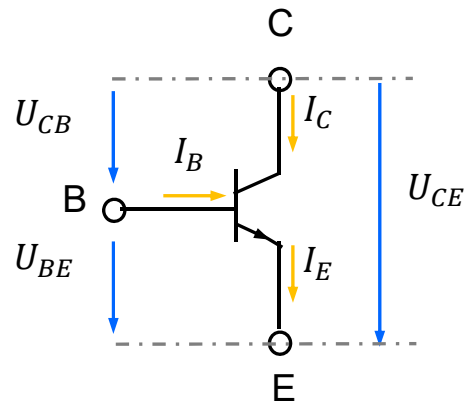
NPN-Transistor:



PNP-Transistor:



Der Bipolartransistor (engl. *bipolar junction transistor*; *BJT*) ist ein aktives (= verstärkendes) Bauelement mit drei Zonen, die abwechselnd n- bzw. p-dotiert sind.



3 Spannungen: $U_{CE} = U_{CB} + U_{BE}$

2 „unabhängige“: U_{BE}, U_{CE}

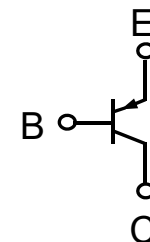
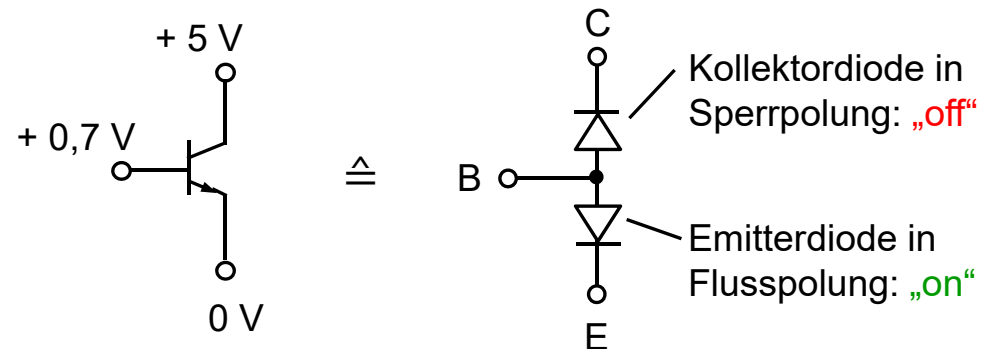
3 Ströme: $I_E = I_C + I_B$

2 „unabhängige“: I_B, I_C

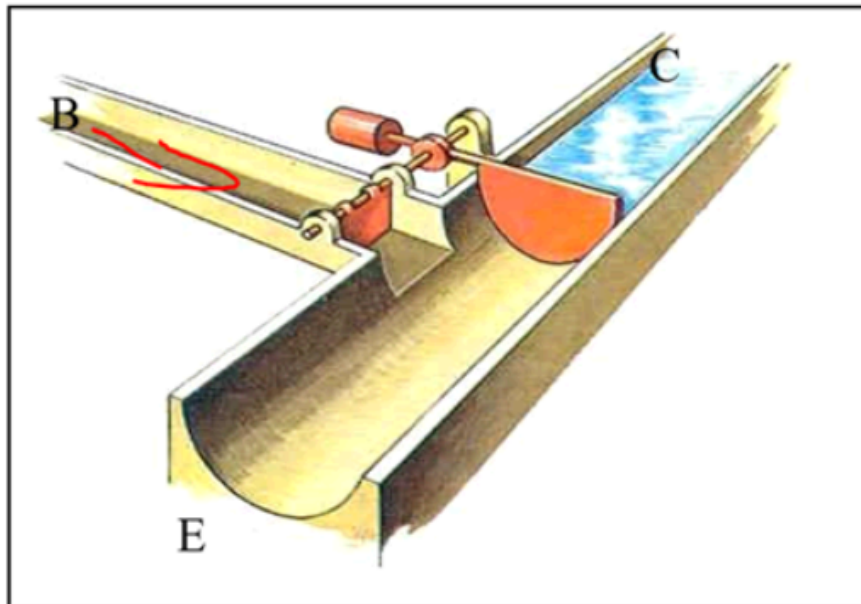
Aktiver Normalbetrieb:

Ein NPN-Transistor wird üblicherweise so betrieben, dass ...

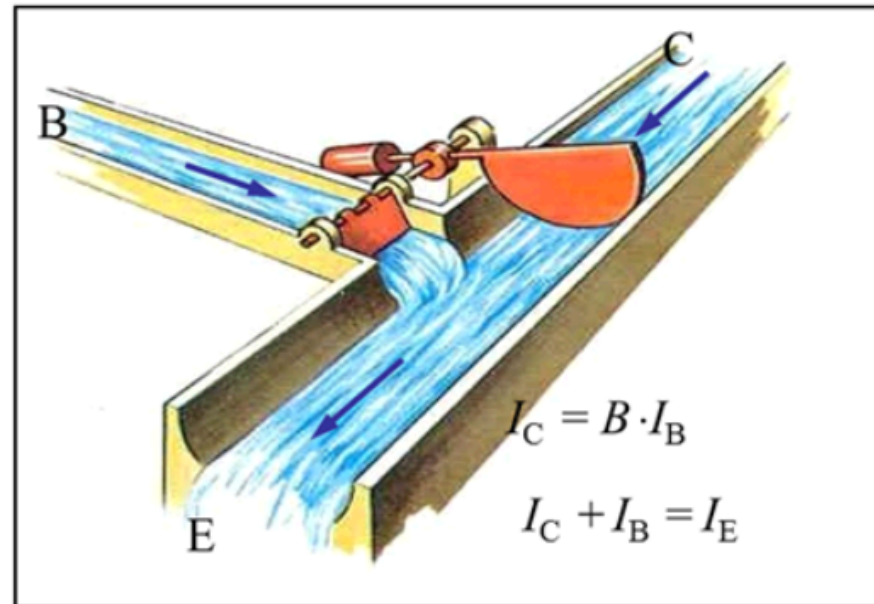
- der Emitter (E) auf einem niedrigen Potential liegt,
 - der Kollektor (C) auf einem hohen
 - und die Basis (B) so, dass die Basis-Emitter-Diode leitet.
- beim PNP ist es umgekehrt!



Die Basis wirkt als Steuerelektrode:

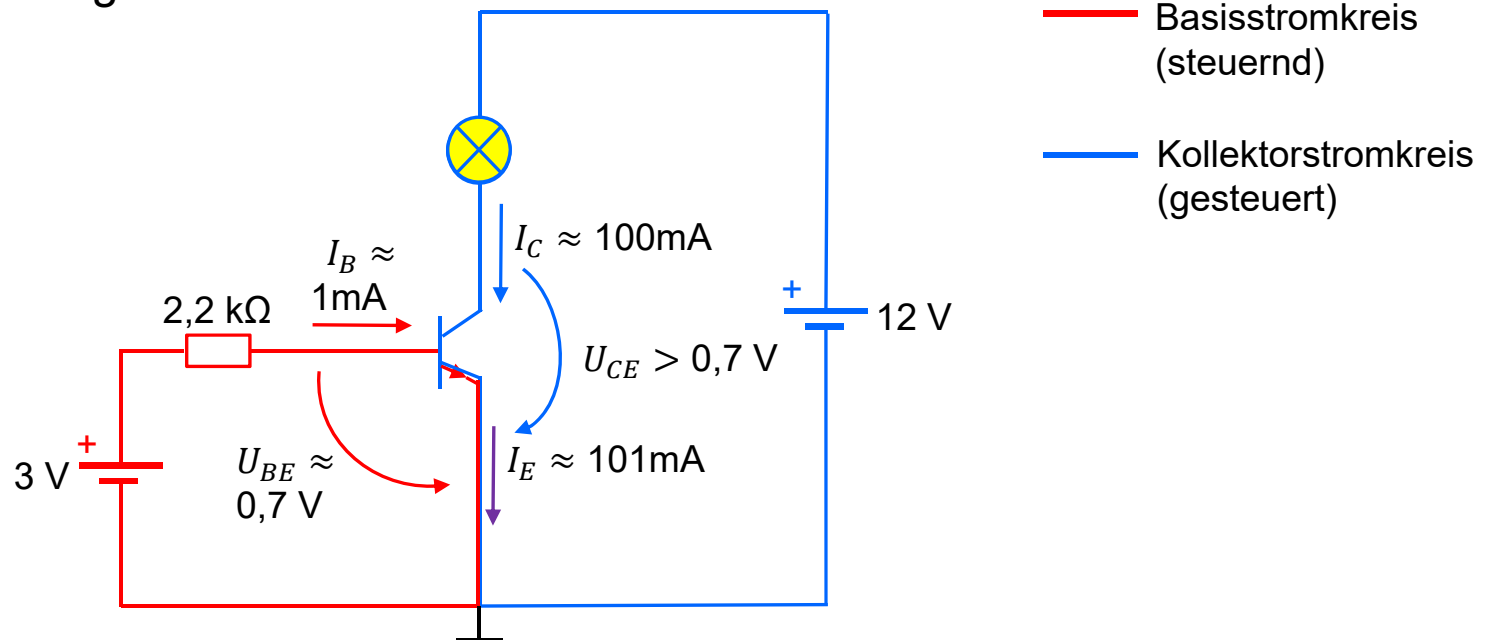


[www.hki.uni-koeln.de]



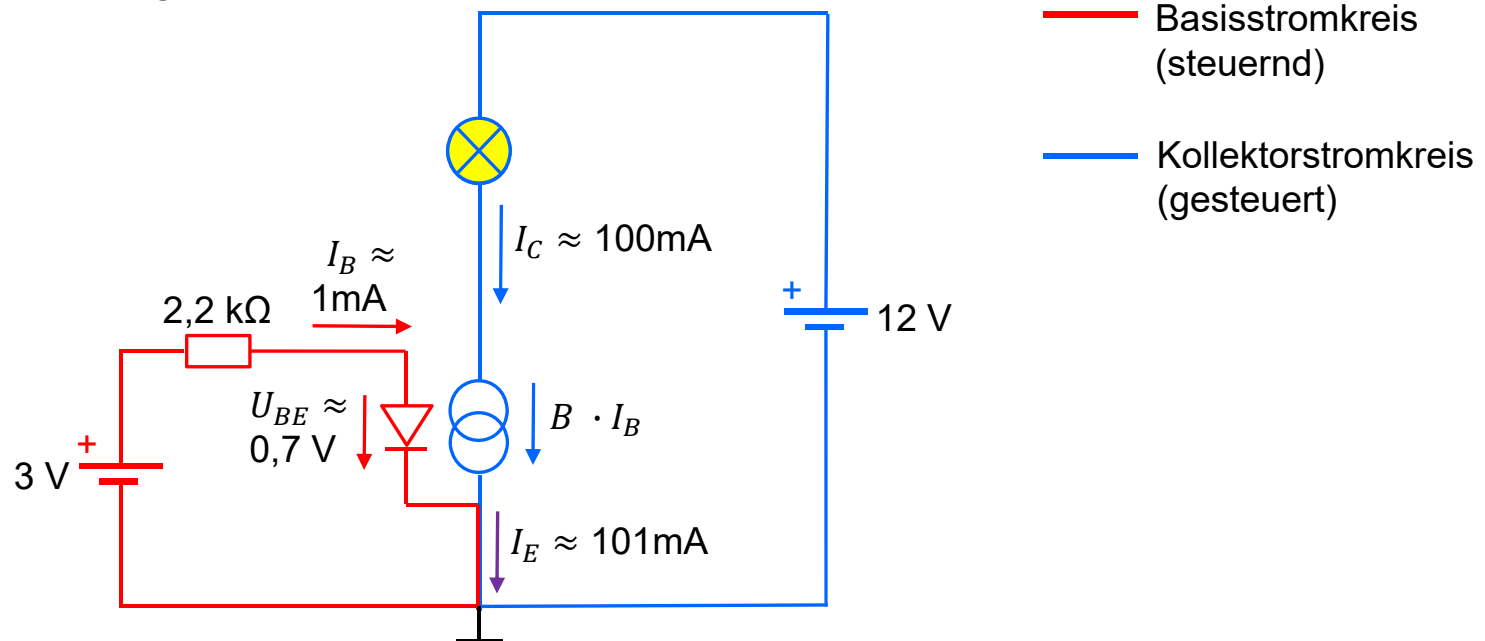
[www.hki.uni-koeln.de]

Normalbetrieb in
Emitterschaltung:



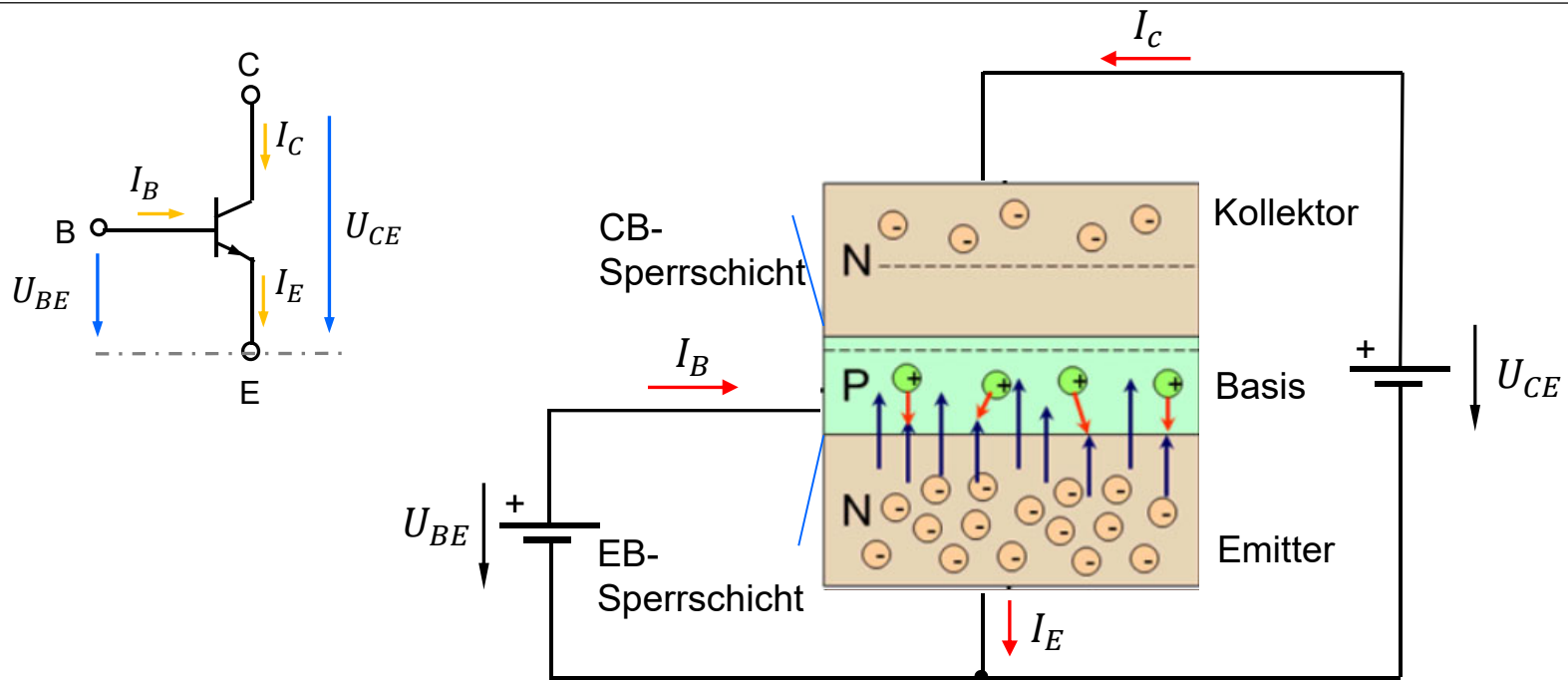
Ein kleiner Basisstrom verursacht einen um den Faktor B
größeren Kollektorstrom: $I_C = B \cdot I_B$

Einfache Ersatzschaltung
für Emitterschaltung:



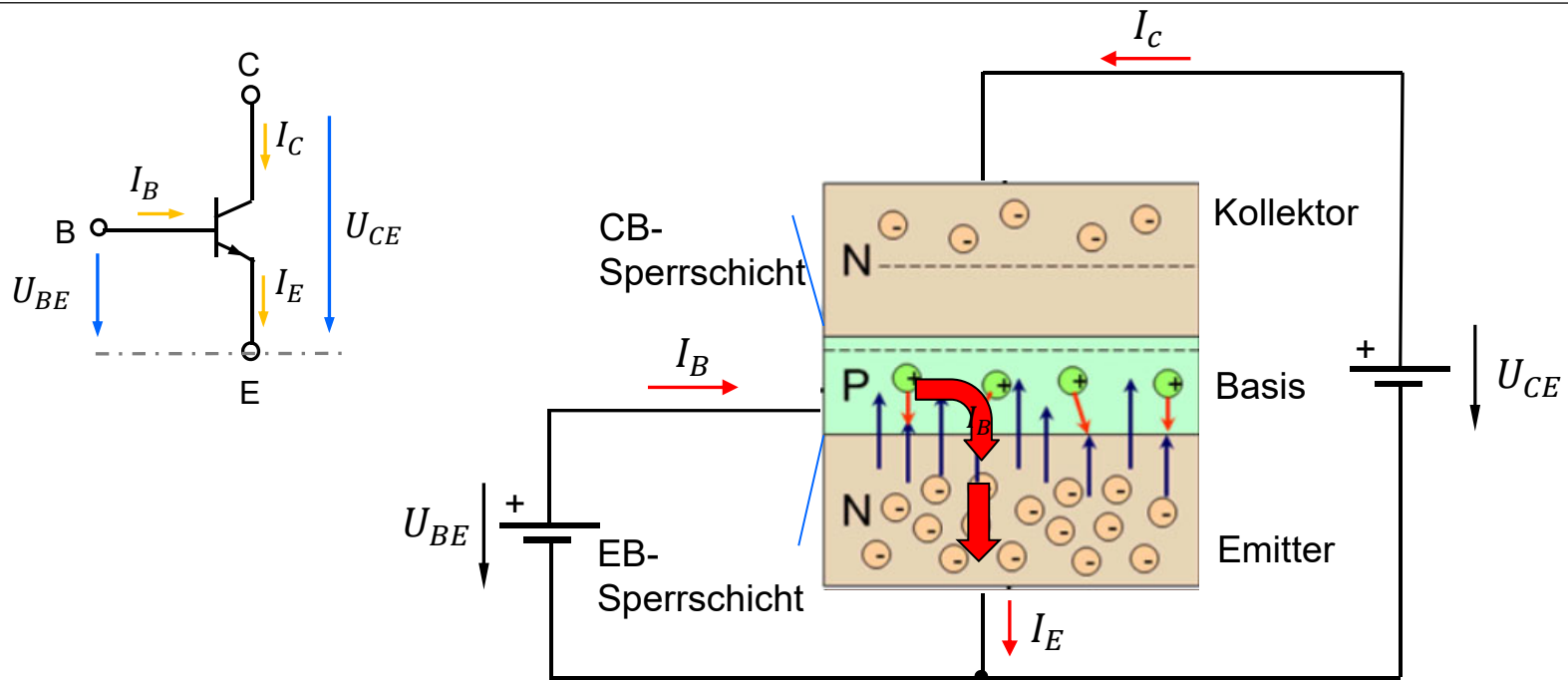
Der Kollektor-Emitter Zweig wirkt wie eine
strom-gesteuerte Stromquelle: $I_C = B \cdot I_B$

Weg der Ladungsträger beim NPN-Transistor

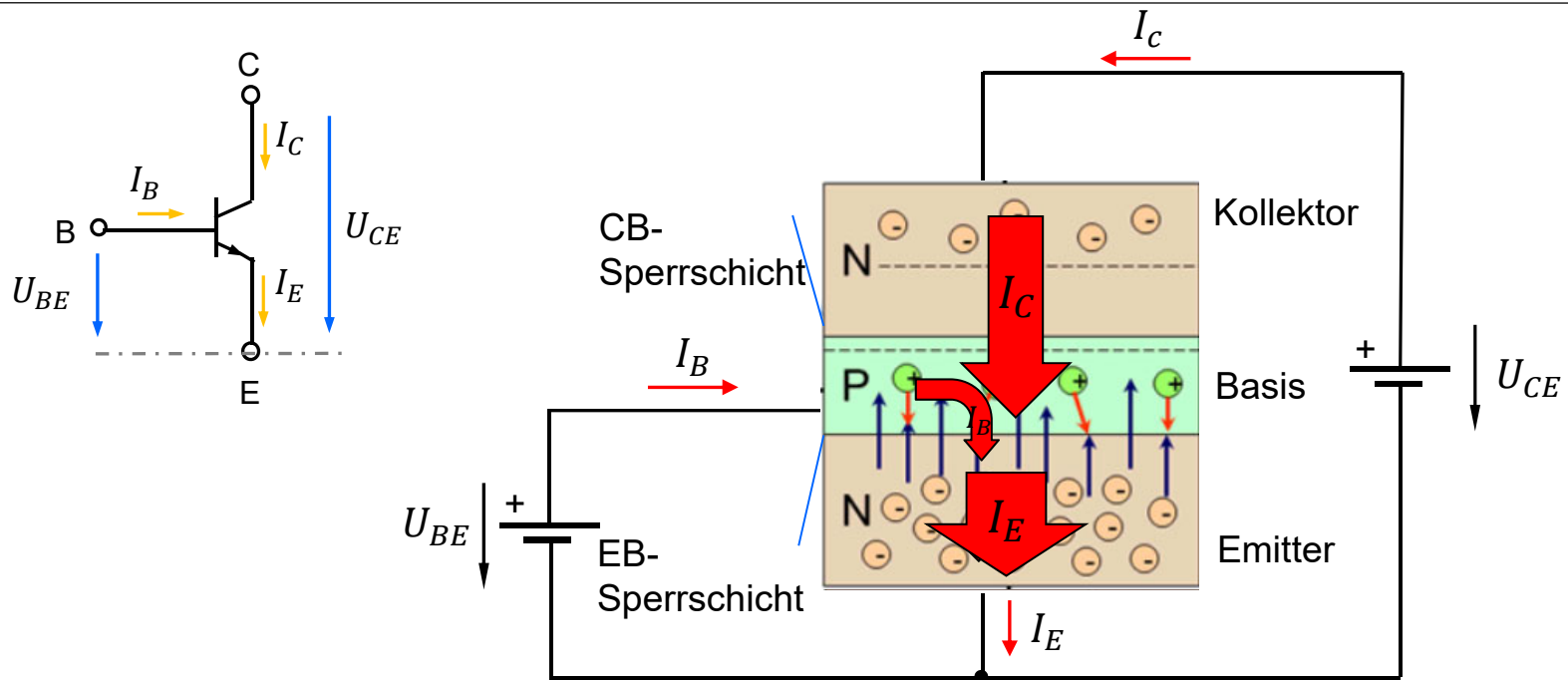


- Der Emitter sendet Elektronen aus, der Kollektor sammelt sie ein.

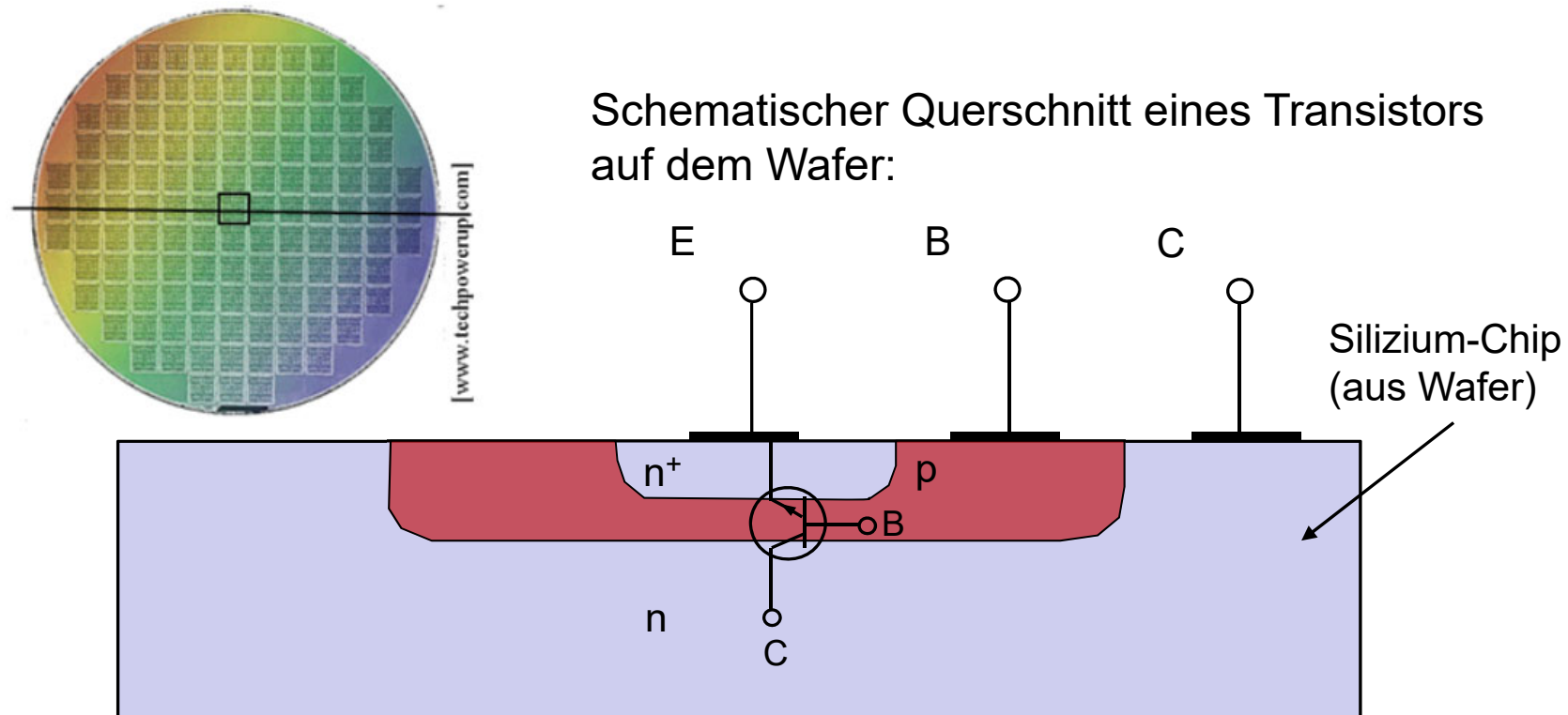
Weg der Ladungsträger beim NPN-Transistor



- Der Emitter sendet Elektronen aus, der Kollektor sammelt sie ein.
- Die Emitterelektronen überschwemmen die schwach dotierte Basis. Nur wenige dieser negativen Ladungsträger gehen durch Rekombination verloren.



- Der Emitter sendet Elektronen aus, der Kollektor sammelt sie ein.
- Die Emitterelektronen überschwemmen die schwach dotierte Basis. Nur wenige dieser negativen Ladungsträger gehen durch Rekombination verloren.
- Der größte Teil der Elektronen wird von der Feldkraft in der CB-Sperrschicht zum positiven Kollektor hinüber beschleunigt.
- Transistoreffekt: Obwohl die Kollektordiode in Sperrichtung gepolt ist (!), fließt ein großer Strom I_C , der sich durch einen kleinen Strom I_B steuern lässt.

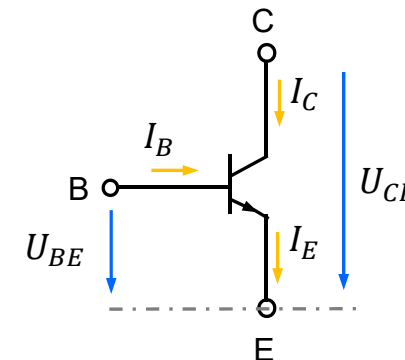
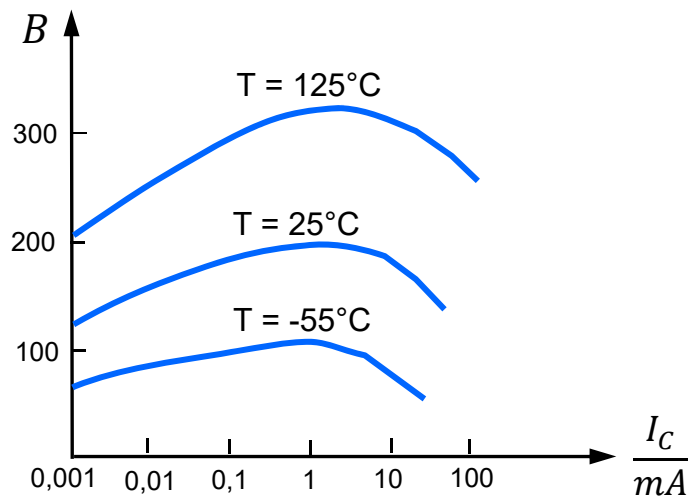
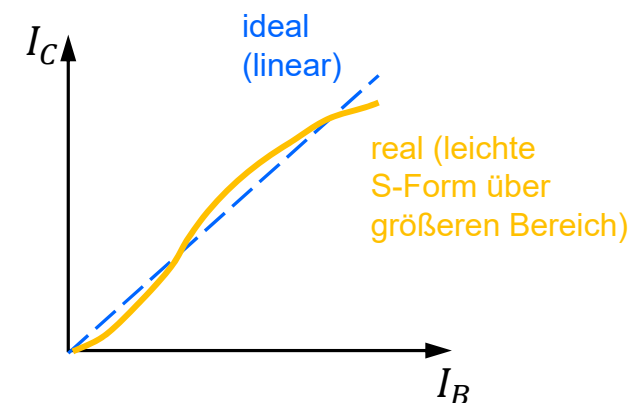


- Die Basis wird möglichst dünn gemacht und nur schwach dotiert.
- Durch die Bauweise von C sollen alle Ladungsträger eingefangen werden.
- Vertauschung von C und E ist prinzipiell möglich, aber nicht empfehlenswert, denn ...
- Der BJT ist ein unsymmetrisches Bauteil.

Den Quotienten $B = \frac{I_C}{I_B}$ bezeichnet man als Gleichstromverstärkung des Transistors (in der Emitterschaltung).

Nährungsweise gilt: $B \approx const \Rightarrow I_C \sim I_B$

B ist eine wichtige Kenngröße (Datenblatt). Gute Transistoren haben eine hohe Stromverstärkung. Typische Werte: $B = 50 \dots 500$ (Exemplarstreuungen, Arbeitspunkt-, Temperaturabhängigkeit)

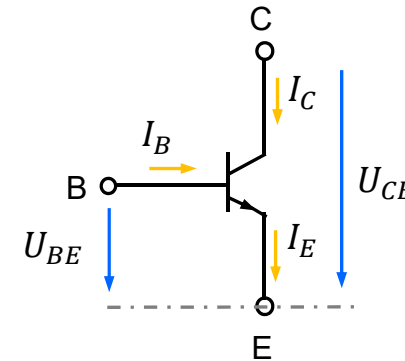


Da $I_B \ll I_C$, ist $I_E \approx I_C$,

d. h. für das Verhältnis der beiden Ströme gilt $\frac{I_C}{I_E} \approx 1$.

Genauer: $I_E = I_C + I_B$ (Strombilanz nach Kirchhoff)

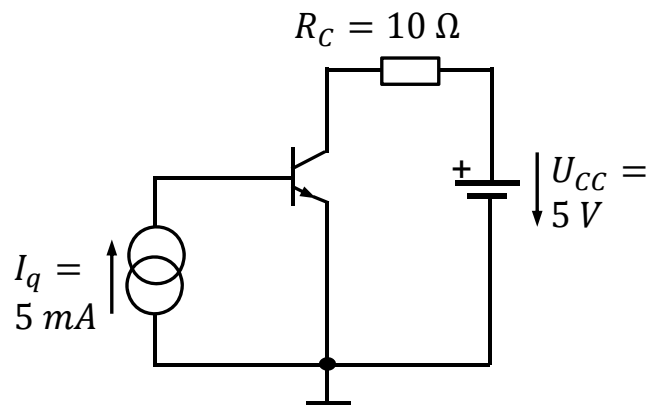
$$I_E = I_C \cdot \left(1 + \frac{1}{B}\right) = I_C \cdot \frac{B+1}{B}$$
$$\Rightarrow A = \frac{I_C}{I_E} = \frac{B}{B+1} < 1$$



Beispiel: Für $B = 50$ (bzw. 100) ist $A = 0,98$ (bzw. 0,99).

Die Größe A kennzeichnet ebenfalls die Stromverstärkung des Transistors (entspricht der Gleichstromverstärkung in der Basisschaltung).

Beispiel 1: Die Gleichstromquelle ($I_q = 5 \text{ mA}$) steuert den Transistor gerade so weit auf, dass U_{CE} gleich der halben Versorgungsspannung ist. Wie groß ist also die Stromverstärkung B ?



$$I_C = ?$$

$$U_{CC} = R_C \cdot I_C + U_{CE} \text{ (Masche), wobei}$$

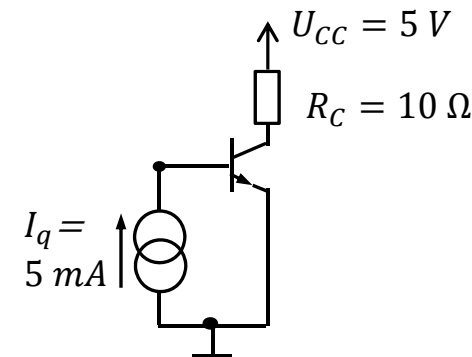
$$U_{CE} = \frac{1}{2} U_{CC} = 2,5 \text{ V}$$

$$\Rightarrow I_C = \frac{U_{CC} - U_{CE}}{R_C} = \frac{5 \text{ V} - 2,5 \text{ V}}{10 \Omega} = 0,25 \text{ A}$$

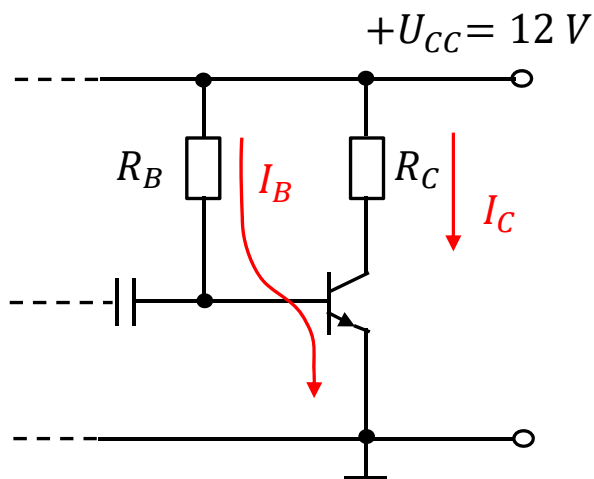
Dieser Strom wird durch $I_B = I_q = 5 \text{ mA}$ verursacht. Daher gilt für die Stromverstärkung des Transistors:

$$B = \frac{I_C}{I_B} = \frac{250 \text{ mA}}{5 \text{ mA}} = 50$$

Alternative Darstellung:



Beispiel 2: Die Widerstände R_B und R_C sollen so dimensioniert werden, dass sich ein Strom $I_C = 7 \text{ mA}$ ($\beta = 250$) sowie ein Potential von 5 V am Kollektor einstellen. (Man benutze für die Emitterdiode das Modell der konstanten Durchlassspannung).



Der erforderliche Basisstrom beträgt

$$I_B = \frac{I_C}{\beta} = \frac{7 \text{ mA}}{250} = 28 \mu\text{A}$$

Aus der Masche $U_{CC} = R_B I_B + 0,7 \text{ V}$ folgt

$$R_B = \frac{U_{CC} - 0,7 \text{ V}}{I_B} = \frac{11,3 \text{ V}}{28 \mu\text{A}} = 404 \text{ k}\Omega \text{ (gewählt: } 390 \text{ k}\Omega)$$

Die Spannung U_{CE} hängt von der richtigen Bemessung des Kollektorwiderstands ab:

$$R_C = \frac{U_{CC} - U_{CE}}{I_C} = \frac{12 \text{ V} - 5 \text{ V}}{7 \text{ mA}} = 1 \text{ k}\Omega$$

Hausaufgabe:

Welche Abweichung ist durch die Wahl von 390 k Ω statt 404 k Ω entstanden? ($U_C = 4,76 \text{ V}$)

Beispiele (3)

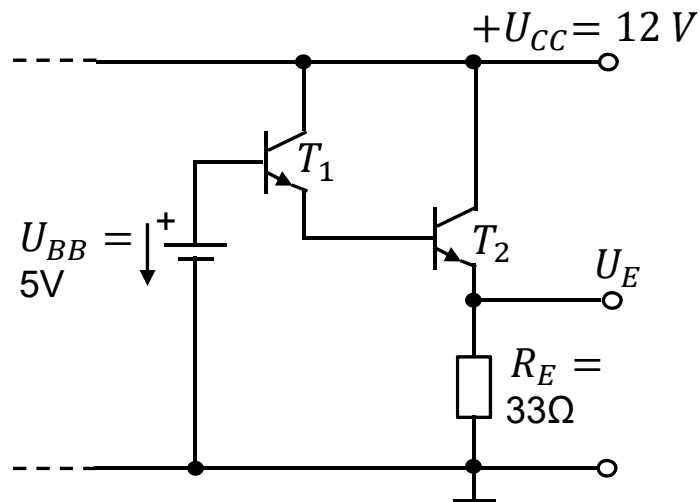


Beispiel 3: Die beiden Transistoren haben Stromverstärkungen von $B_1 = 250$ bzw. $B_2 = 100$.

Wie groß ist das Potential am Emitter von T_2 ?

Man bestimme des Weiteren I_{B1} .

(Die Basis-Emitter-Spannungen der Transistoren dürfen mit $0,7 \text{ V} = \text{const.}$ angenommen werden.)



Die Spannung U_E lässt sich sofort angeben:

$$\begin{aligned} U_E &= U_{BB} - 0,7 \text{ V} - 0,7 \text{ V} \\ &= 5 \text{ V} - 1,4 \text{ V} = 3,6 \text{ V} \end{aligned}$$

Damit muss für den Emitterstrom von T_2 gelten:

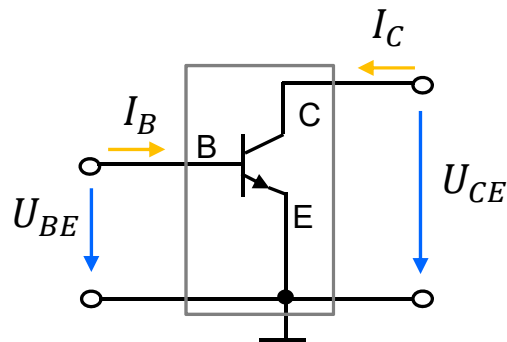
$$I_{E2} = \frac{U_E}{R_E} = \frac{3,6 \text{ V}}{33 \Omega} = 109 \text{ mA}$$

Nun ist der Basisstrom von T_2 zu bestimmen:

$$I_{E2} = I_{C2} + I_{B2} = \underbrace{I_{B2} \cdot B_2}_{=I_{C2}} + I_{B2} = I_{B2} \cdot (B_2 + 1) \Rightarrow I_{B2} = \frac{I_{E2}}{(B_2 + 1)} \quad \text{Beachte: } I_{B2} = I_{E1}$$

Man erhält dem-

$$\text{entsprechend für } T_1: I_{B1} = \frac{I_{E1}}{(B_1 + 1)} = \frac{I_{B2}}{(B_1 + 1)} = \frac{I_{E2}}{(B_1 + 1) \cdot (B_2 + 1)} = \frac{109 \text{ mA}}{251 \cdot 101} = 4,30 \mu\text{A}$$



Transistor als Vierpol
(Emitter-Konfiguration)

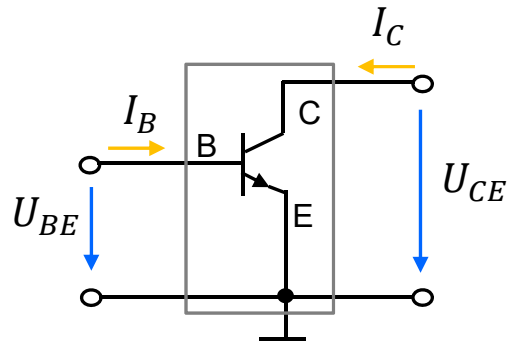
Eingangsgrößen: U_{BE} , I_B

Ausgangsgrößen: U_{CE} , I_C

Das stationäre Klemmverhalten des Transistors lässt sich durch vier I - U -Beziehungen (Kennlinienfelder) vollständig beschreiben:

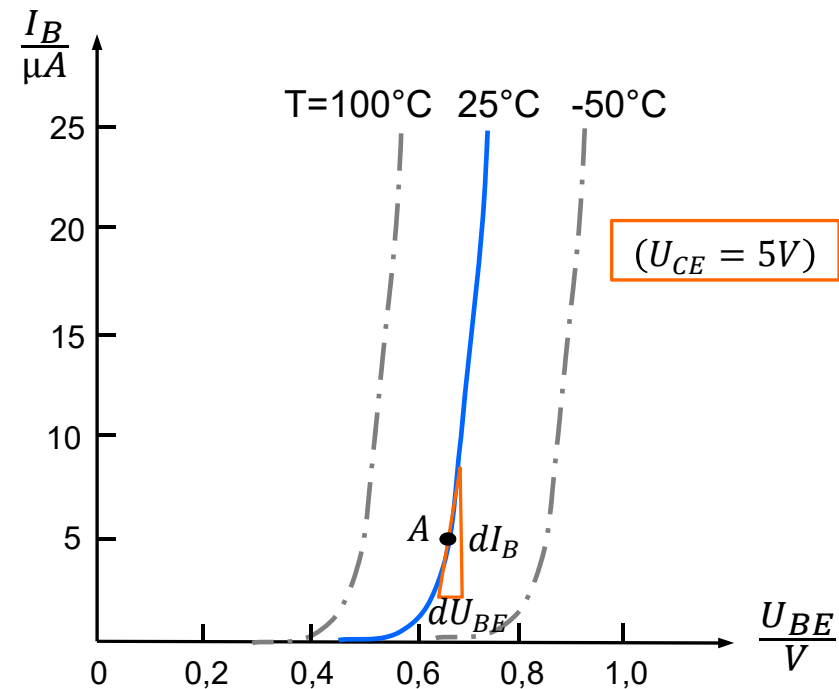
- Eingangskennlinie: $I_B = f(U_{BE})$
- Steuerkennlinie: $I_C = f(I_B)$ alternativ $I_C = f(U_{BE})$
- Ausgangskennlinie: $I_C = f(U_{CE})$ mit I_B bzw. U_{BE} als Parameter
- Rückwirkungskennlinie: $U_{EB} = f(U_{CE})$ (wird nicht betrachtet)

Eingangskennlinie: $I_B = f(U_{BE})$



Die Eingangskennlinie entspricht der Charakteristik der Basis-Emitter-Diode:

$$I_B = I_{BS} \cdot e^{\frac{U_{BE}}{U_{Temp}}} \quad (n \approx 1)$$



Der differentielle Eingangswiderstand der Basis-Emitter-Strecke beträgt:

$$r_{BE} = \left. \frac{dU_{BE}}{dI_B} \right|_A = \frac{U_{Temp}}{I'_B} = \frac{25 \text{ mV}}{I'_B} @ 20^\circ \text{C}$$

Temperaturdrift:

Die Eingangskennlinie verschiebt sich bei Temperaturerhöhung nach links (vgl. Kap. 2)

$$\frac{\Delta U_{BE}}{\Delta T} \approx -2 \text{ mV/K} \quad (\text{für } I_B = \text{const})$$

Strom-Steuerkennlinie: $I_C = f(I_B)$



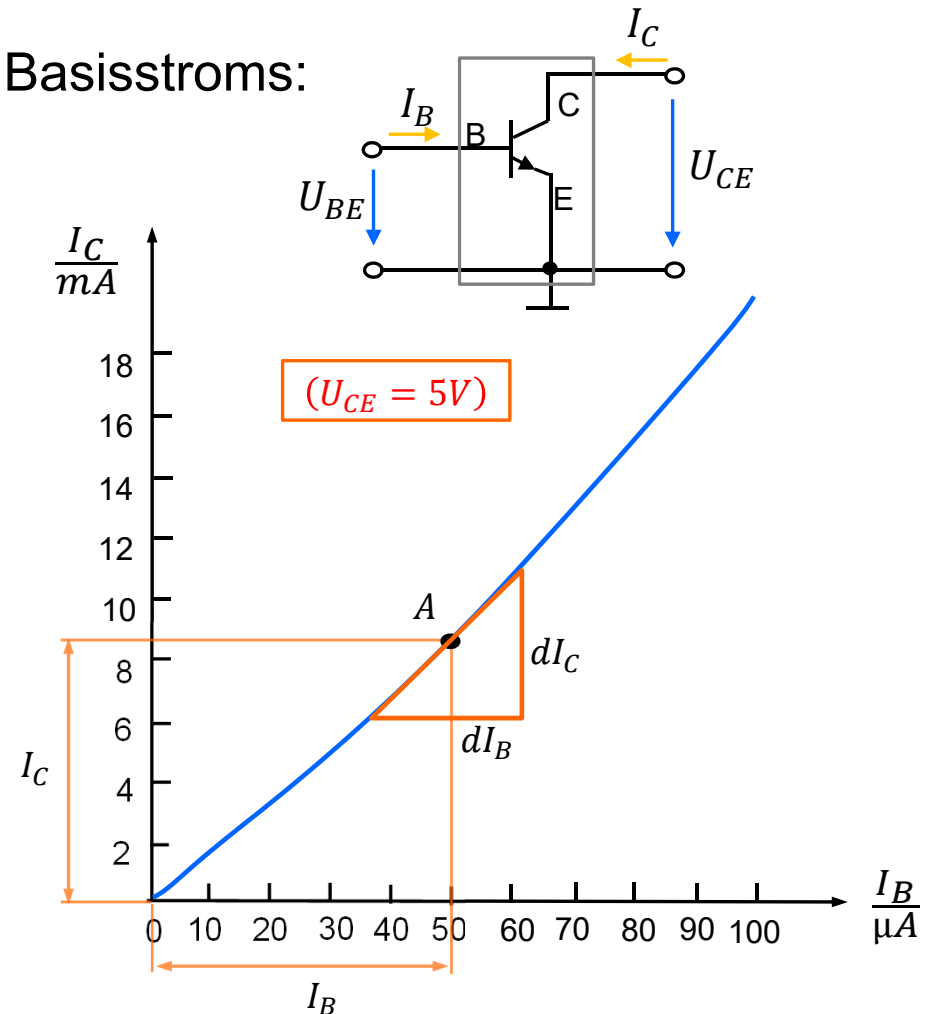
Beschreibung der Steuerwirkung des Basisstroms:

Gleichstromverstärkung
(statische Stromverstärkung):

$$B = \left. \frac{I_C}{I_B} \right|_A \approx \text{const}$$

Differentielle Stromverstärkung
(Wechselstromverstärkung):

$$\beta = \left. \frac{dI_C}{dI_B} \right|_A$$



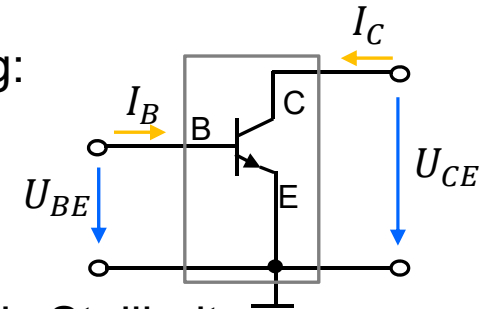
β ist gleich der Steigung der Kennlinie im Arbeitspunkt. Aufgrund der guten Linearität im aktiven Bereich gilt nährungsweise $\beta \approx B$.

Spannungs-Steuerkennlinie: $I_C = f(U_{BE})$



Beschreibung der Steuerwirkung der Basis-Emitter-Spannung:

Aus der Shockley-Gleichung
Für die Emitter-Diode folgt: $I_C = \underbrace{B \cdot I_{BS}}_{=I_{CS}} \cdot e^{\frac{U_{BE}}{U_{Temp}}} \quad (n \approx 1)$

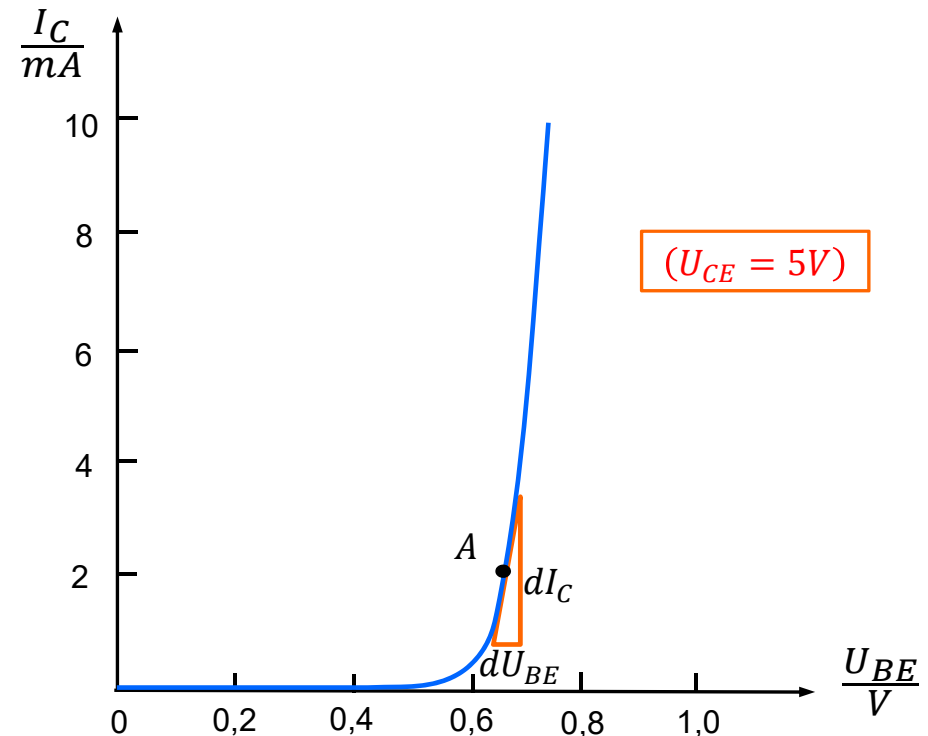


Die Steigung der Kennlinie im Arbeitspunkt bezeichnet man als Steilheit (Übertragungsleitwert, Transkonduktanz). Sie ist ein Maß für die Steuerwirkung von U_{BE} :

$$g_m = \left. \frac{dI_C}{dU_{BE}} \right|_A = \frac{1}{U_{Temp}} \cdot \underbrace{I_{CS} \cdot e^{\frac{U_{BE}}{U_{Temp}}}}_{=I_C}$$

$$\boxed{g_m = \left. \frac{dI_C}{dU_{BE}} \right|_A = \frac{I'_C}{U_{Temp}} = \frac{I'_C}{25 \text{ mV}} @ 20^\circ \text{ C}}$$

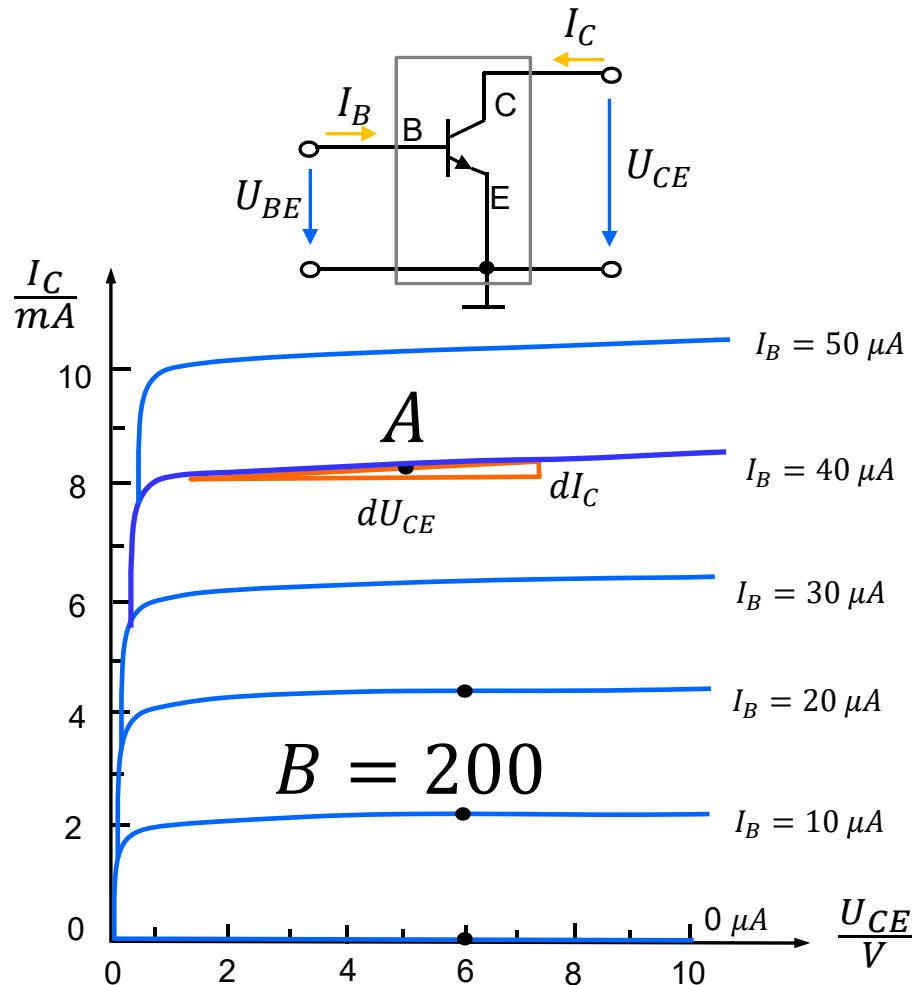
$$[g_m] = \frac{1 \text{ A}}{1 \text{ V}} = 1 \text{ S (Siemens)}$$



Ausgangskennlinienfeld (I_B): $I_C = f(U_{CE})$



Strom-Spannungs-Charakteristik des Ausgangs (mit I_B als Parameter):



- Erwartungsgemäß besteht starke Abhängigkeit vom Parameter I_B .
- I_C hängt im linearen Teil der Parameterkennlinien nur geringfügig von U_{CE} ab.
- Die Kennlinien verlaufen fast waagerecht (aber nur fast ...).
- Der differentielle Ausgangsleitwert (=1/Ausgangswiderstand) ist gleich der Tangentensteigung im Arbeitspunkt des Transistors:

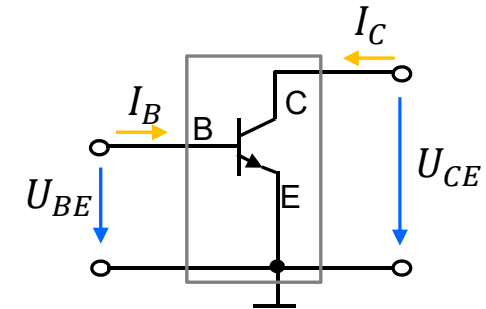
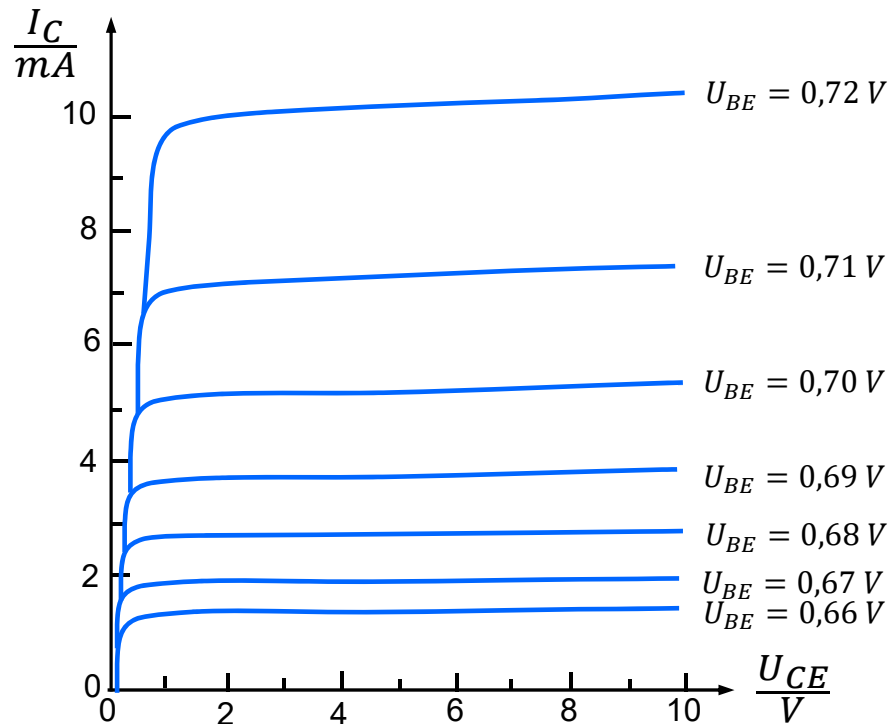
$$\frac{1}{r_{CE}} = \left. \frac{dI_C}{dU_{CE}} \right|_A$$

- Je größer r_{CE} desto besser!

Ausgangskennlinienfeld (U_{BE}): $I_C = f(U_{CE})$



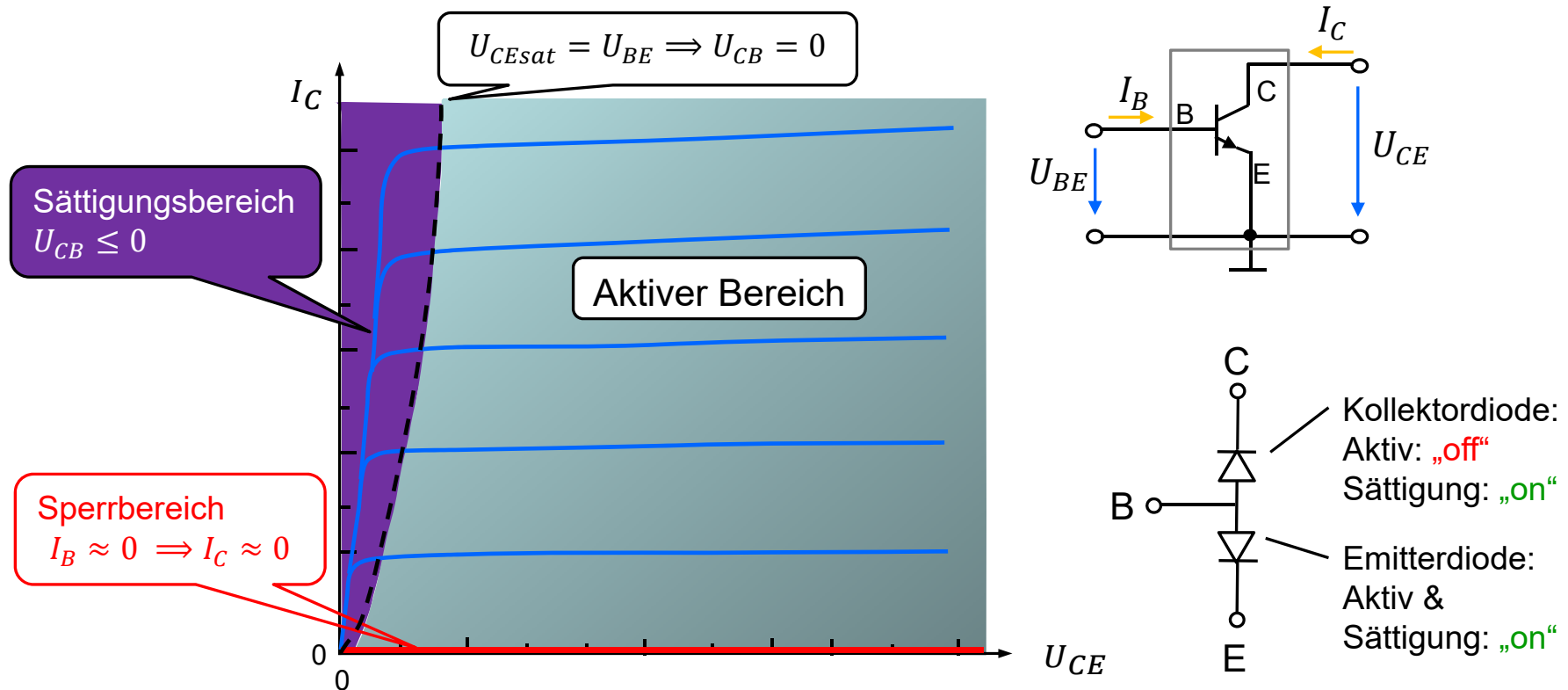
Alternative Darstellung: Kennlinienschar mit U_{BE} als Parameter



- Der Abstand der Parameterkennlinien ist für gleich große Änderungen von U_{BE} nicht konstant.

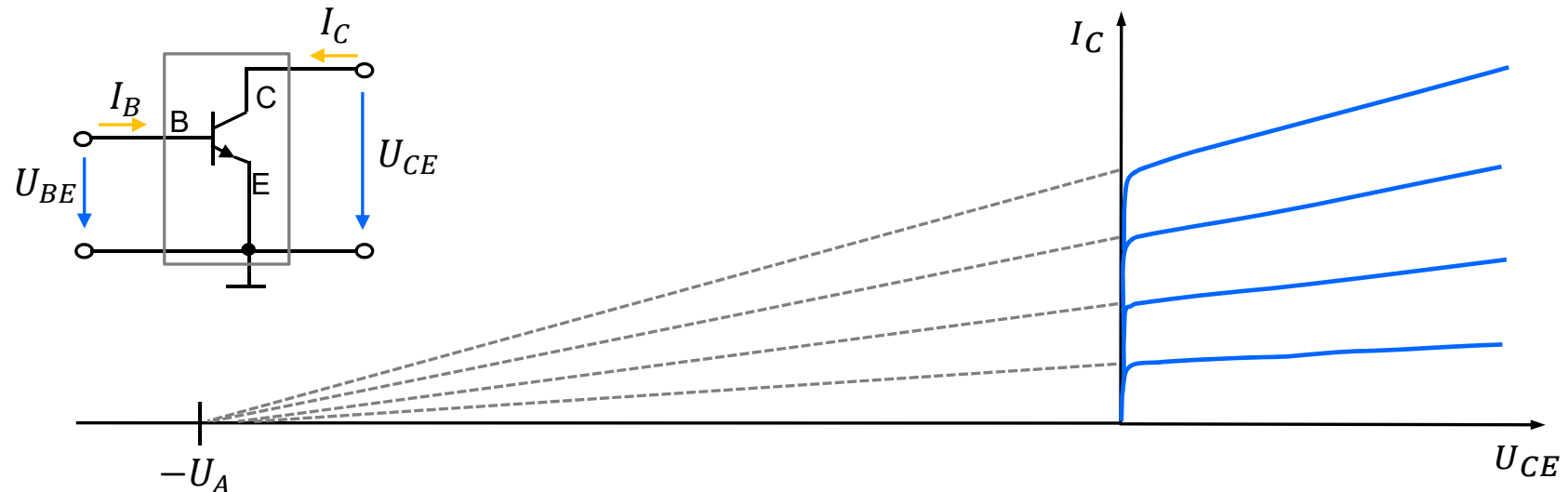
$$\left(I_C \sim e^{\frac{U_{BE}}{U_{Temp}}} \right)$$

- Sperrbereich: Emitterdiode „off“ $\Rightarrow I_B \approx 0; I_C \approx 0$
 - Aktiver Bereich: Emitterdiode „on“ $U_{BE} \approx 0,6 \dots 0,7V$
Kollektordiode „off“; $I_C = B \cdot I_B$
 - Sättigungsbereich: Emitterdiode „on“ $U_{BE} \approx 0,6 \dots 0,7V$
Kollektordiode „on“; $U_{CEsat} = 0,2V$
- (Grenze zum Sättigungsbereich bei $U_{CB} = 0$).
- $I_E = I_B + I_C$



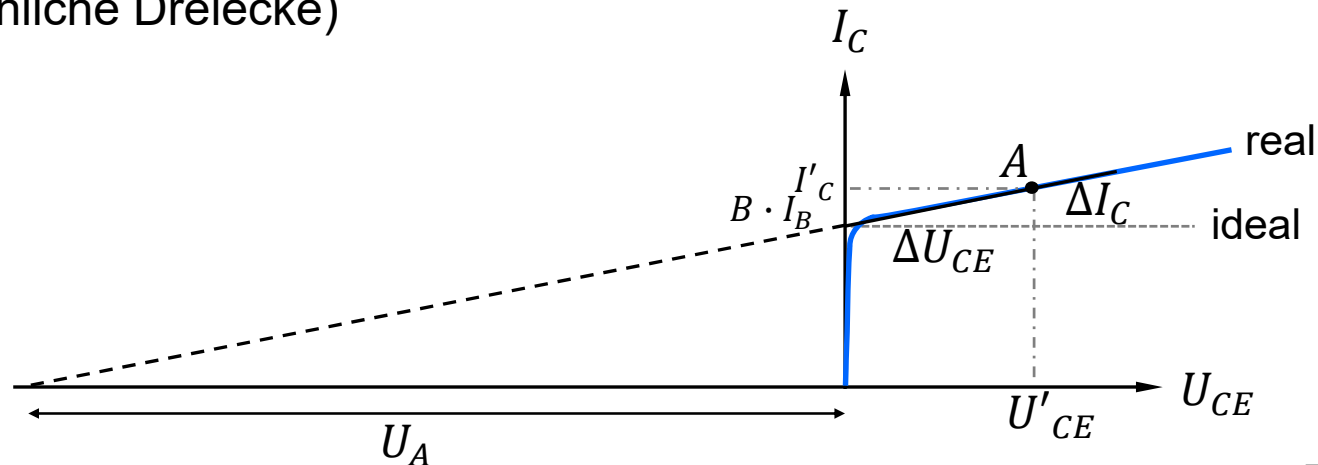
- Grundlagen
- Kennlinien, Grenzwerte und Arbeitsbereiche
 - Transistorersatzschaltung (DC)
 - Was versteht man unter dem Early-Effekt?
 - Grenzwerte
 - npn- und pnp Transistor
- Grundsaltungen, Kleinsignalbetrachtung und Arbeitspunkt
- Emitterschaltung
- Kollektor- und Basisschaltung
- Differenzverstärker

- Die Ausgangskennlinien im aktiven Bereich sind nicht ganz waagerecht $\Rightarrow I_C$ steigt mit U_{CE} leicht an \Rightarrow endliches r_{CE}
- Early-Effekt (Basisweitenmodulation):
Bei steigendem U_{CE} steigt auch die Sperrspannung $U_{CB} \Rightarrow$ Sperrschicht der Kollektordiode dehnt sich aus und macht die Basis schmal $\Rightarrow I_C$ steigt
- Die extrapolierten Kennlinien schneiden sich näherungsweise in einem gemeinsamen Punkt auf der U_{CE} -Achse bei $-U_A$.
- U_A wird als die Early-Spannung bezeichnet.
Typische Werte $U_A = 50 \dots 150V$ für *NPN*, $30 \dots 100V$ für *PNP*.



Für den differentiellen Ausgangswiderstand erhält man:
(ähnliche Dreiecke)

$$r_{CE} = \frac{\Delta U_{CE}}{\Delta I_C} = \frac{U_A}{B \cdot I_B}$$



$$r_{CE} \approx \frac{U_A}{I'_C}$$

$$\Rightarrow r_{CE} \sim \frac{1}{I'_C}$$

Datenblatt:

$$h_{oe} = h_{22} = 1/r_{CE} \\ @ I_C = 2 \text{ mA}$$

Für den Strom im Arbeitspunkt A gilt unter Berücksichtigung der Kennliniensteigung somit:

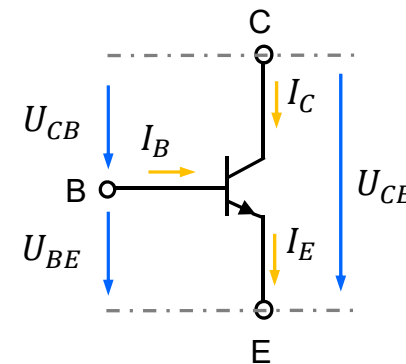
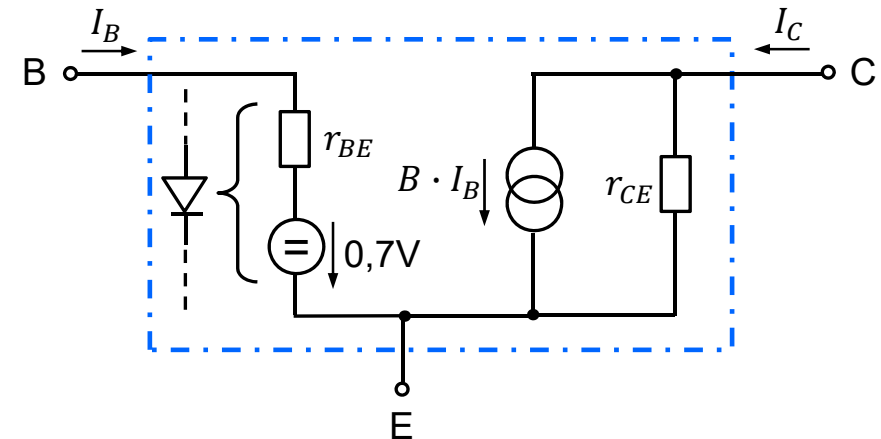
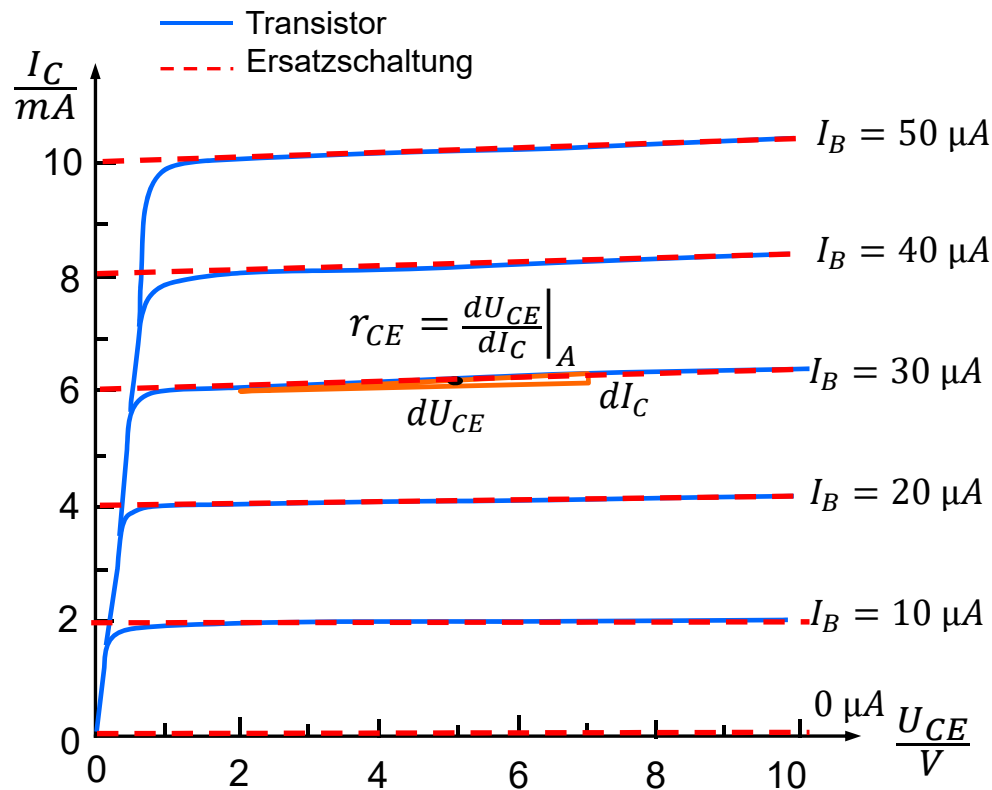
$$I'_C = B \cdot I_B + \Delta I_C = B \cdot I_B + \underbrace{\frac{B \cdot I_B}{U_A}}_{\substack{\text{Steigung} \\ = \frac{1}{r_{CE}}}} \cdot \Delta U_{CE} \approx B \cdot I_B + \frac{B \cdot I_B}{U_A} \cdot U'_{CE} \Rightarrow$$

$$I'_C = B \cdot I_B \cdot \left(1 + \frac{U'_{CE}}{U_A}\right)$$

oder

$$I'_C = I_{CS} \cdot e^{\frac{U_{BE}}{U_{Temp}}} \cdot \left(1 + \frac{U'_{CE}}{U_A}\right)$$

- Großsignalersatzschaltung für die DC-Analyse (Arbeitspunktberechnung) im aktiven Arbeitsbereich:
 - Basis-Emitter Diode
 - Kollektor-Emitter stromgesteuerte Stromquelle



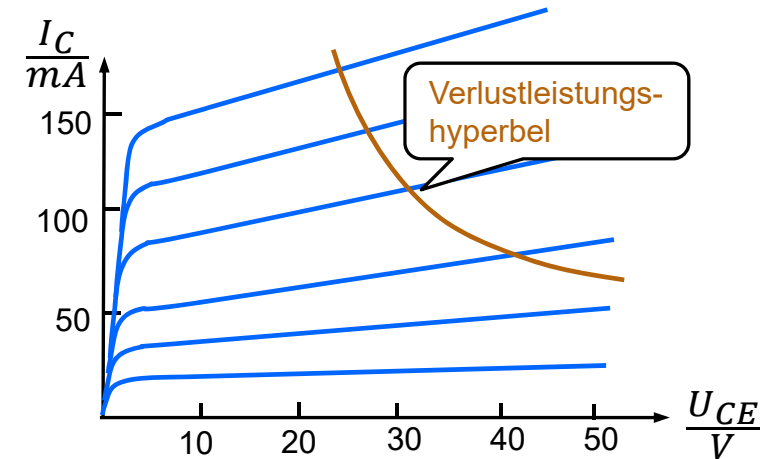
$$B = \beta_{DC} = \frac{I_C}{I_B}$$

$$\beta = \frac{dI_C}{dI_B} \Big|_A = \frac{i_C}{i_B}$$

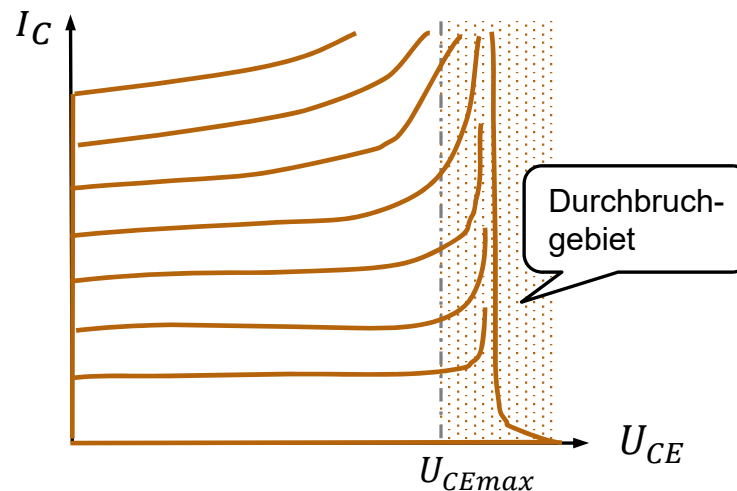
- P_{Vmax} (max. zulässige Verlustleistung):

$$P_V \leq P_{Vmax}$$

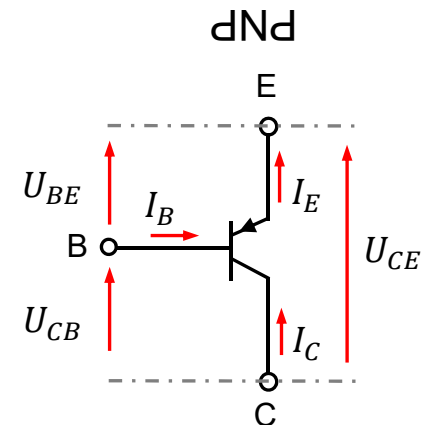
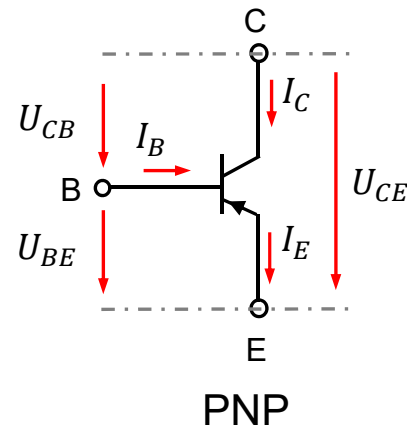
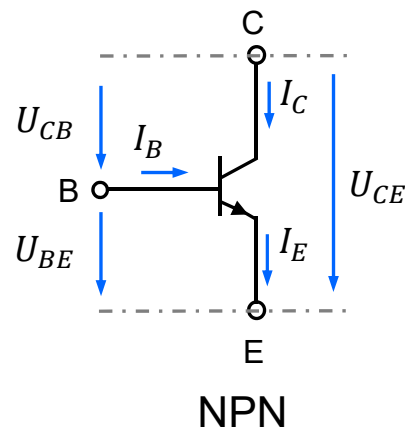
$$\begin{aligned} P_V &= I_C \cdot U_{CE} + I_B \cdot U_{BE} = I_C \cdot U_{CE} + \frac{I_C}{\beta} \cdot U_{BE} \\ &= I_C \left(U_{CE} + \frac{U_{BE}}{\beta} \right) \approx I_C \cdot U_{CE} \end{aligned}$$



- U_{CEmax} (max. zulässige Kollektor-Emitter-Spannung):



Wahl der Zählpfeile beim NPN => PNP



Damit beim pnp die Basis-Emitter-Diode leitet, muss die Spannung am Emitter höher liegen als die an der Basis

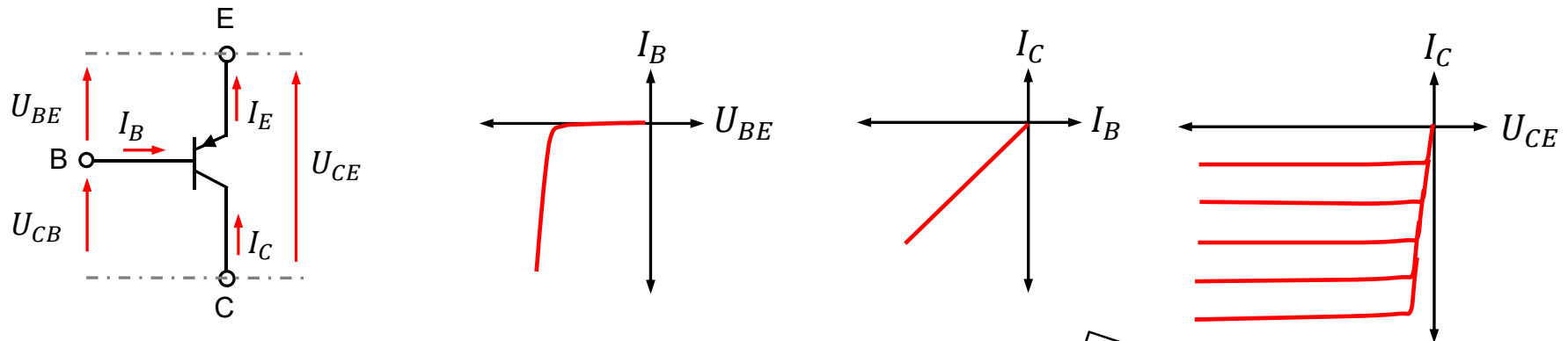
Damit beim pnp die CB-Diode NICHT leitet, muss die Spannung am Kollektor tiefer liegen als die an der Basis

$$U_{BE} < 0 \quad I_B < 0$$

$$U_{CE} < 0 \quad I_C < 0$$

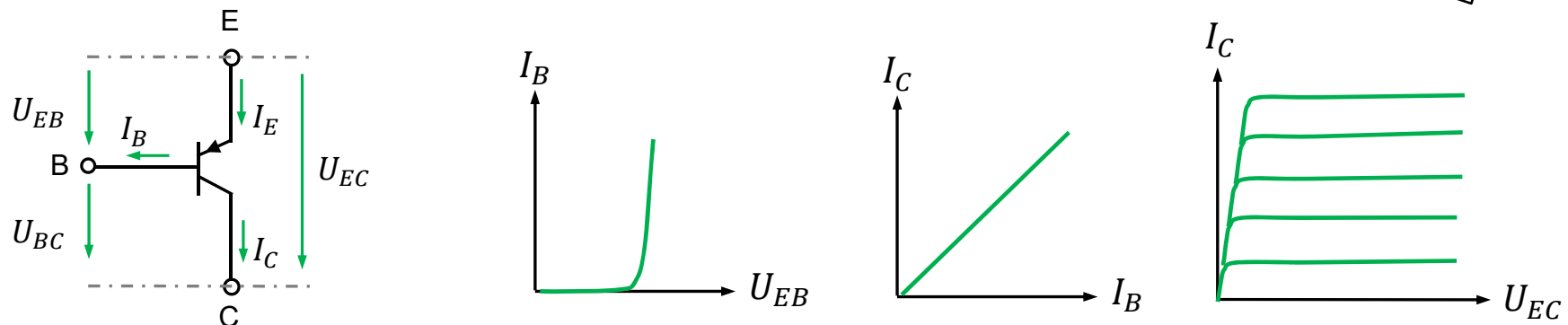
$$U_{CB} < 0 \quad I_E < 0$$

- 1. Möglichkeit: Wie beim NPN (zwar üblich, aber alle Zahlenwerte sind dann < 0 !)



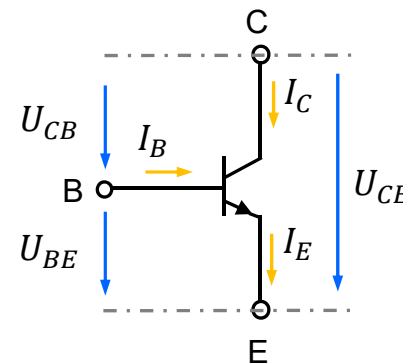
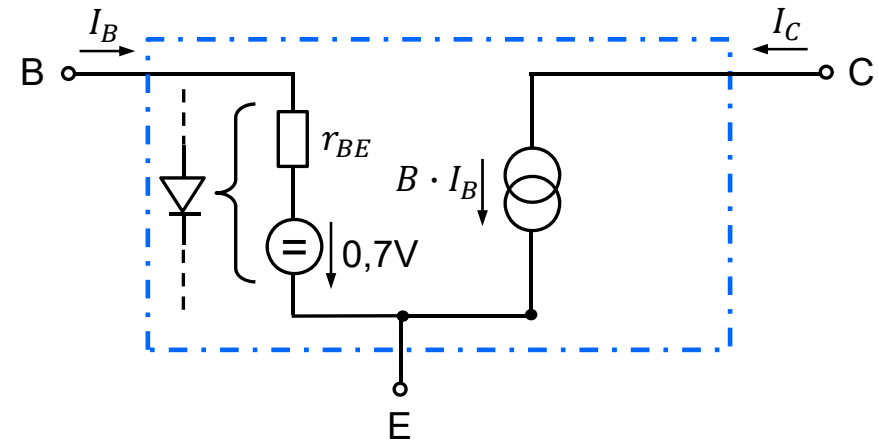
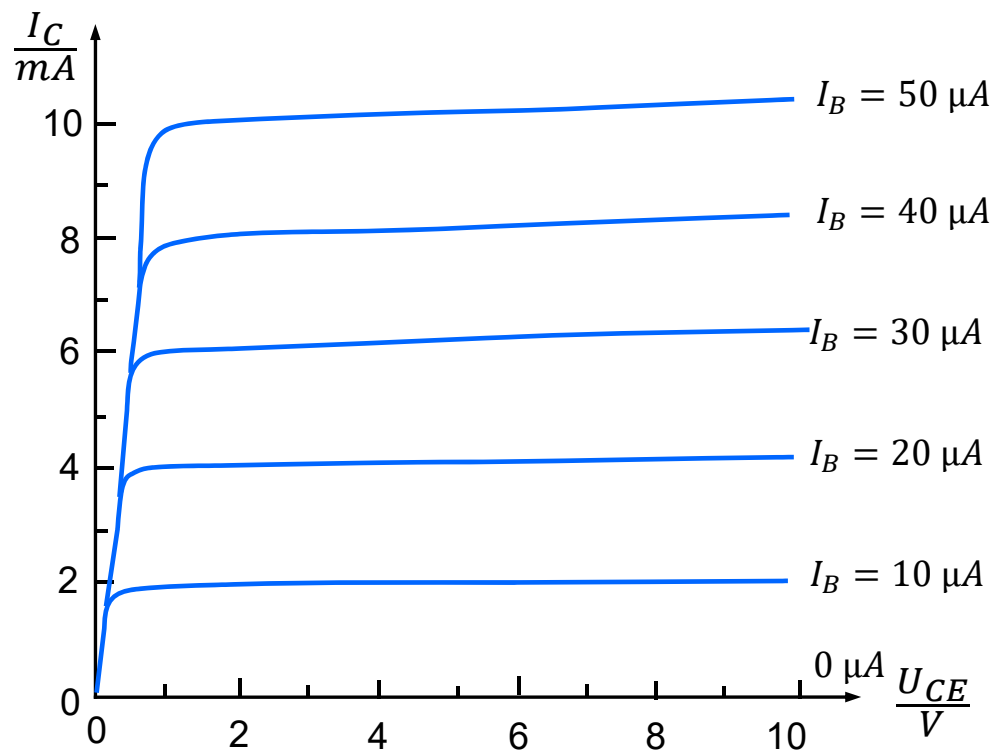
- 2. Möglichkeit: Alle Zählpfeile umkehren (empfohlen!)

Think positive!



- Grundlagen
- Kennlinien, Grenzwerte und Arbeitsbereiche
 - In welchem Betriebszustand befindet sich der Transistor?
 - Ermittlung des Arbeitsbereichs
 - Transistor im Linearbereich oder im Sättigungsbereich
 - Arbeitspunktberechnungen /Großsignal Verhalten (Beispiel)
 - Ermittlung der Spannungen und Ströme in der Schaltung
- Grundsaltungen, Kleinsignalbetrachtung und Arbeitspunkt
- Emitterschaltung
- Kollektor- und Basisschaltung
- Differenzverstärker

- Großsignalersatzschaltung für die DC-Analyse (Arbeitspunktberechnung) im aktiven Arbeitsbereich:
 - Basis-Emitter Diode
 - Kollektor-Emitter stromgesteuerte Stromquelle



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

$$\beta = \left. \frac{dI_C}{dI_B} \right|_A = \frac{i_C}{i_B}$$

- Frage: Wie findet man heraus, in welchem der 3 Betriebszustände sich ein Transistor befindet?

1. Prüfe, ob der Transistor leitet.

(Sehr einfach: leitet die Basis-Emitter-Diode?)

2. Falls ja,

führe eine Berechnung des Arbeitspunktes durch (Spannungen und Ströme in der Schaltung) unter der **Annahme, dass sich der Transistor im aktiven Bereich befinde**,

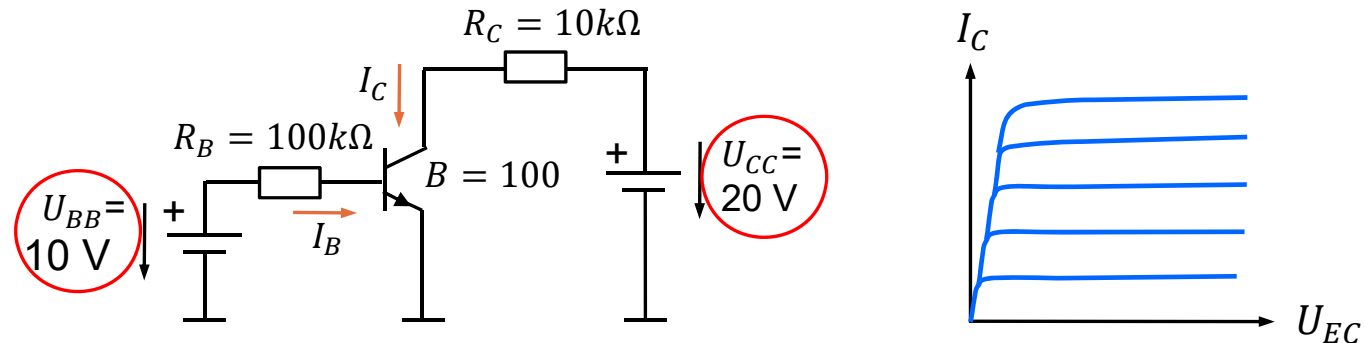
d. h. es gelte $I_C = B \cdot I_B$ etc. ($U_{BE} \approx 0,7V = const.$ & $U_{CE} \gg 0V$)

3. Falls das Ergebnis nicht physikalisch sinnvoll ist,

liegt ein Widerspruch zur Annahme vor

→ Der Transistor arbeitet also nicht im aktiven Bereich, sondern im Sättigungsbereich: $I_C \neq B \cdot I_B$ ($U_{BE} \approx 0,7V = const.$ & $U_{CE} \approx 0,2V$)

Beispiel:



Der Transistor ist offensichtlich „on“ ($U_{BE} \approx 0,7\text{ V} \approx \text{const.}$).

Wir gehen zunächst davon aus, dass er im aktiven Bereich arbeitet und setzen an:

$$I_B = \frac{U_{BB} - U_{BE}}{R_B} = \frac{10\text{ V} - 0,7\text{ V}}{100\text{ k}\Omega} = 93\text{ }\mu\text{A}$$

$$I_C = B \cdot I_B = 100 \cdot 93\text{ }\mu\text{A} = 9,3\text{ mA}$$

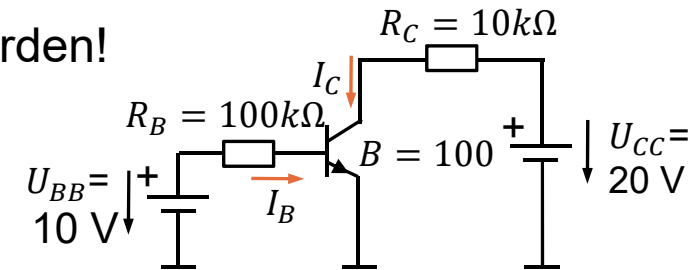
Demnach beträgt die Kollektor-Emitter-Spannung:

$$\begin{aligned} U_{CE} &= U_{CC} - R_C \cdot I_C \\ &= 20\text{ V} - 10\text{ k}\Omega \cdot 9,3\text{ mA} = -73\text{ V} \text{ ?} \quad \Rightarrow \text{Widerspruch zur Annahme!} \end{aligned}$$

Der Transistor kann sich also nicht im aktiven Bereich befinden, sondern arbeitet im Sättigungsbereich.

(Übung 1: R_C auf $1\text{ k}\Omega$ ändern und diese Rechnung wiederholen)

- Beachte: Für $I_C \neq 0$ kann U_{CE} nie ganz zu null werden!
Der erreichbare Minimalwert U_{CEsat} kann im Ausgangskennlinienfeld durch Schnitt mit der Widerstandsgeraden von R_C ermittelt werden.



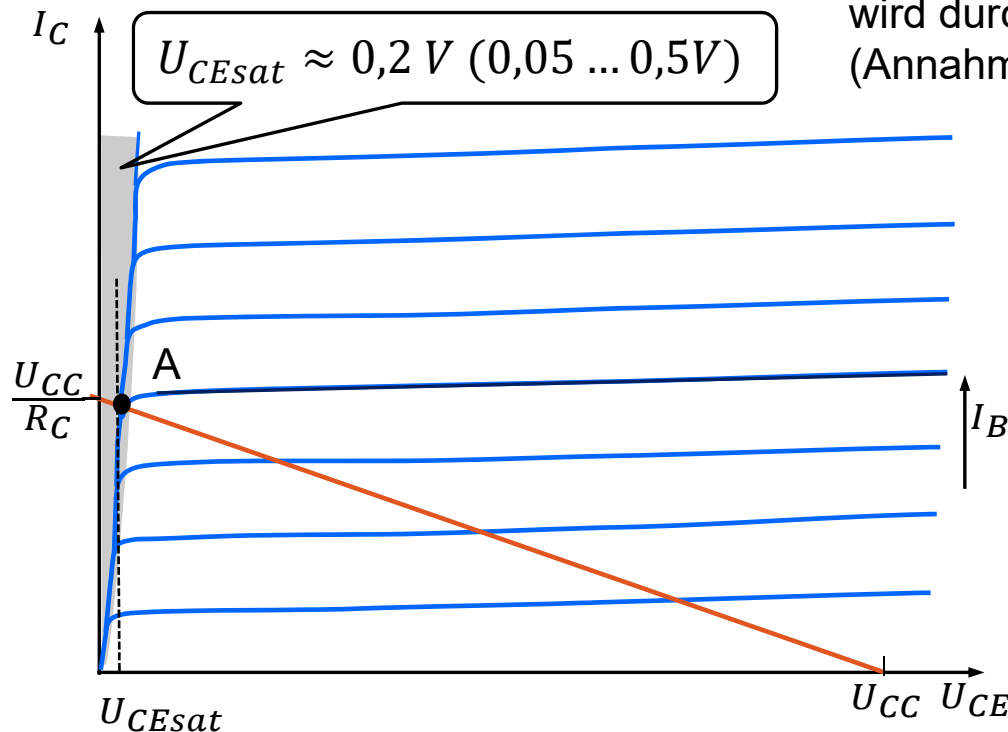
Typische Werte:

$$U_{CEsat} \approx 0,2 \text{ V } (0,05 \dots 0,5 \text{ V})$$

Die im Kollektorkreis maximal mögliche Stromstärke wird durch R_C begrenzt
(Annahme: Transistor vollständig „ein“: $U_{CE} \approx 0$):

$$I_{C \max} = \frac{U_{CC} - U_{CE \min}}{R_C} \approx \frac{20 \text{ V}}{10 \text{ k}\Omega} = 2 \text{ mA}$$

$$I_{B \text{ ist}} = 93 \text{ }\mu\text{A}; \quad \left(B_{\text{eff}} = \frac{I_{C \max}}{I_{B \text{ ist}}} \approx 21,5 \right)$$



Um diesen Strom zu verursachen (und den Transistor an die Sättigungsgrenze zu bringen), genügt theoretisch bereits ein Basisstrom von:

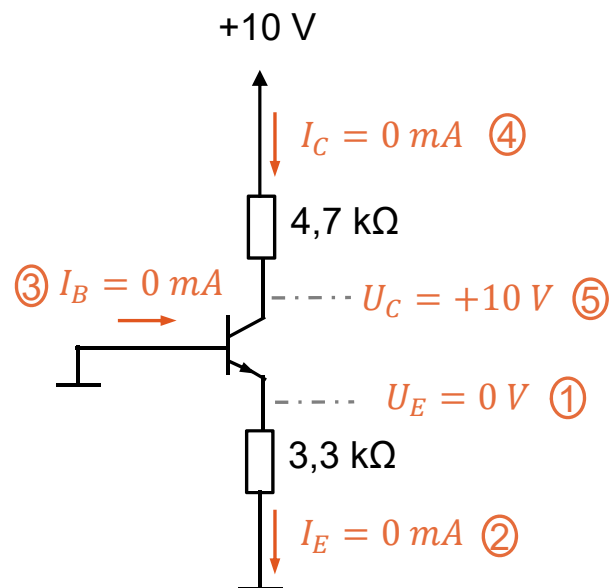
$$I_{B \text{ soll}} = \frac{I_{C \max}}{B} = \frac{2 \text{ mA}}{100} = 20 \text{ }\mu\text{A} !$$

(Übung 2: wie groß ist dann R_B ?)

(Übung 3: das Beispiel mit $R_B = 1 \text{ M}\Omega$ neu berechnen)

Man bestimme für die folgenden Beispiele alle sich einstellenden Ströme und Potentiale – das ist der Arbeitspunkt
(Annahmen: $\beta = 100$; Betrieb im Aktivbereich).

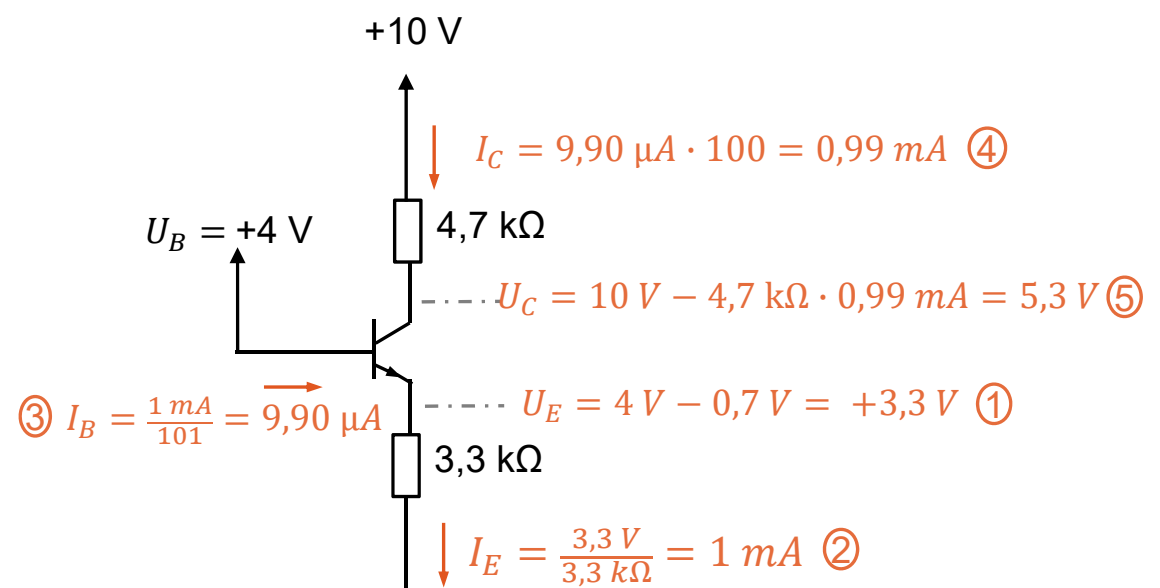
Beispiel 1:



Aktivbereich ?

$U_{BE} = 0\text{ V} \Rightarrow$ **Sperrbereich**

Beispiel 2:

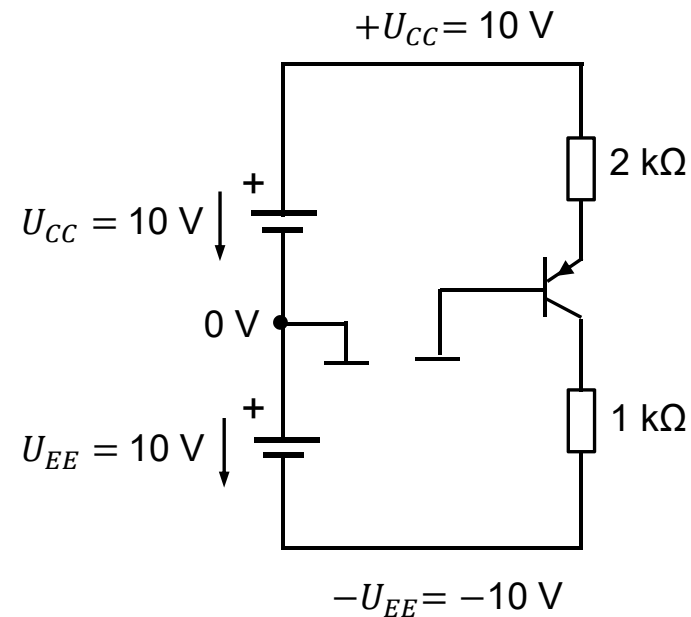
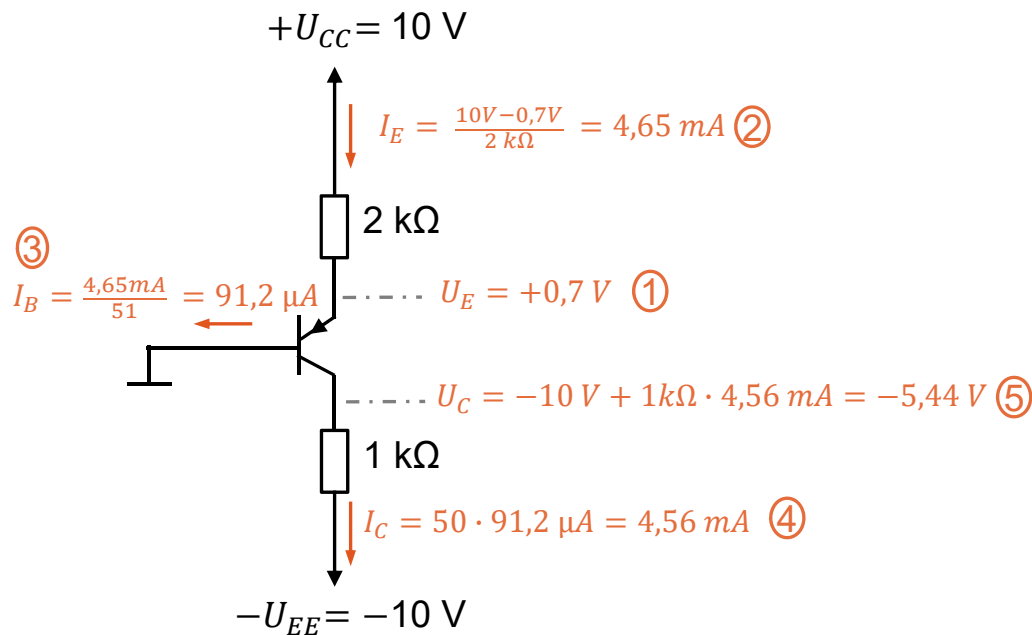


Aktivbereich ?



$U_{CE} = 2\text{ V} > U_{BE} \Rightarrow$ **Aktivbereich**

Beispiel 3: PNP mit dualer Spannungsversorgung (Annahme: $U_{BE} = -0,7V$, $B = 50$)



Aktivbereich ?



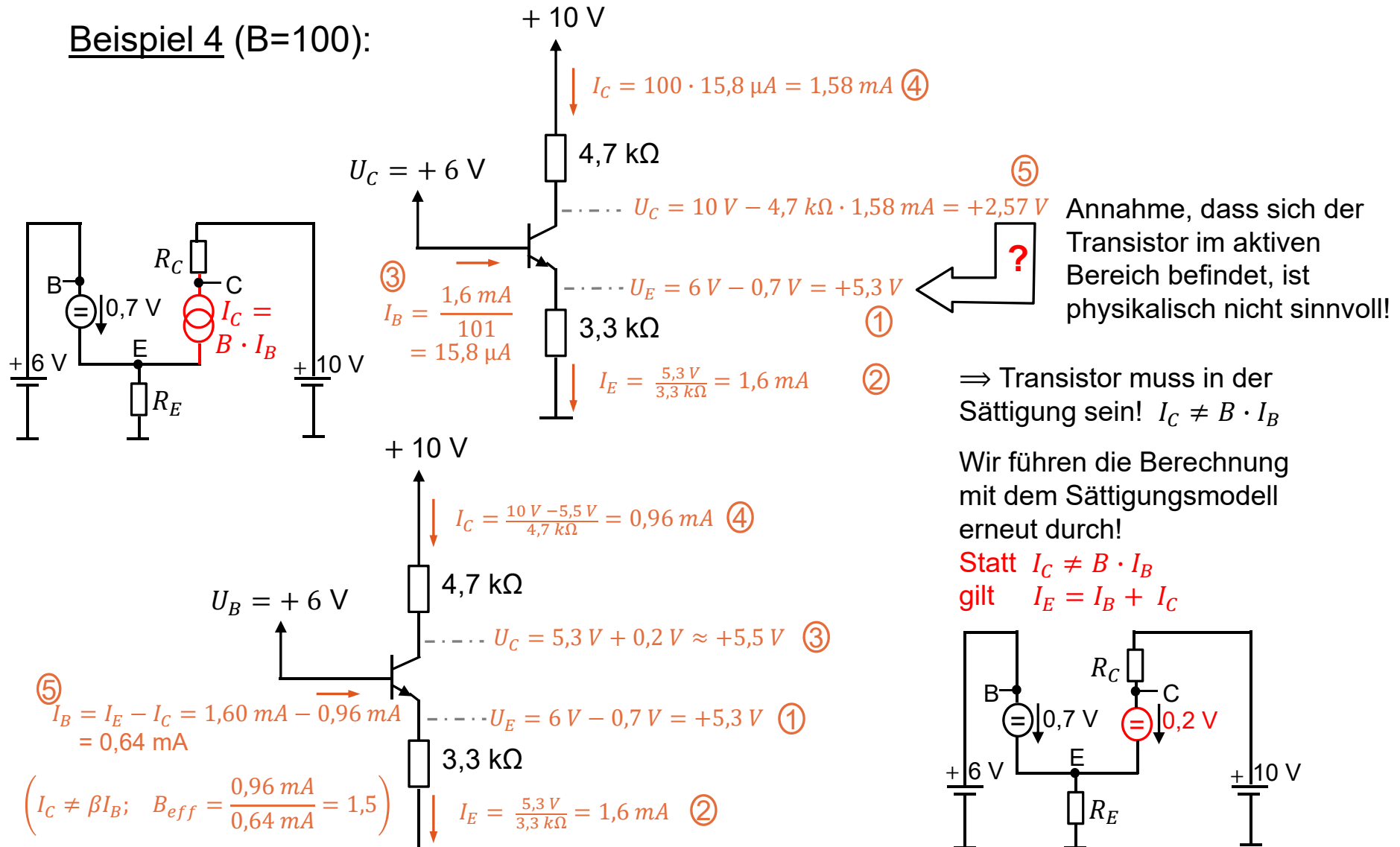
$$U_{EC} = 6,14V > U_{EB} \Rightarrow \text{Aktivbereich}$$

(Übung: Wie ändern sich die Werte, wenn alle Spannungen um 10V nach oben verschoben werden?)

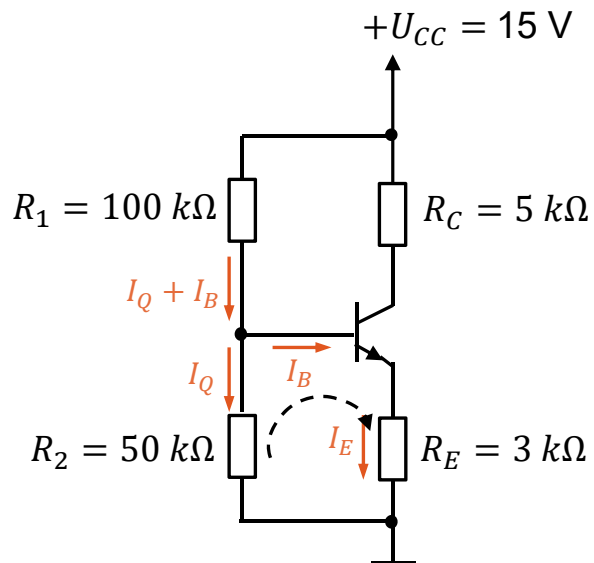
Arbeitspunktberechnungen: Beispiel 4



Beispiel 4 (B=100):



Beispiel 5: Spannungsteiler (B=100)

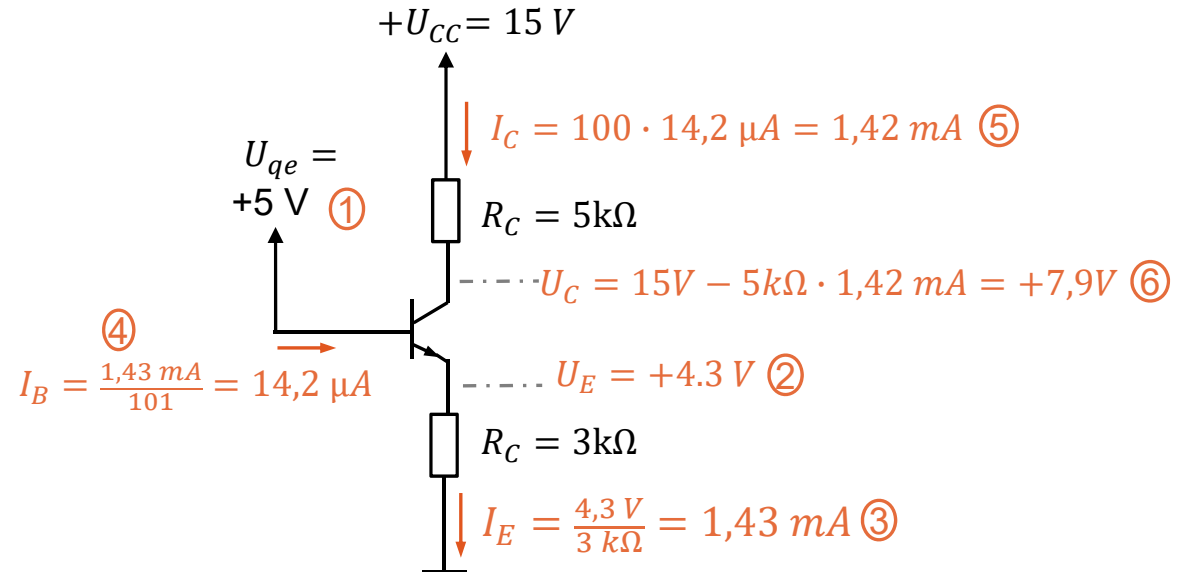


$$U_{CC} = R_1 \cdot (I_Q + I_B) + R_2 \cdot I_Q$$

$$0 = -R_2 \cdot I_Q + U_{BE} + R_E \cdot I_E$$

$$= -R_2 \cdot I_Q + U_{BE} + R_E \cdot (B + 1) \cdot I_B$$

Eine Möglichkeit: I_B vernachlässigen!



$$U_{qe} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot U_{CC} = +5V$$

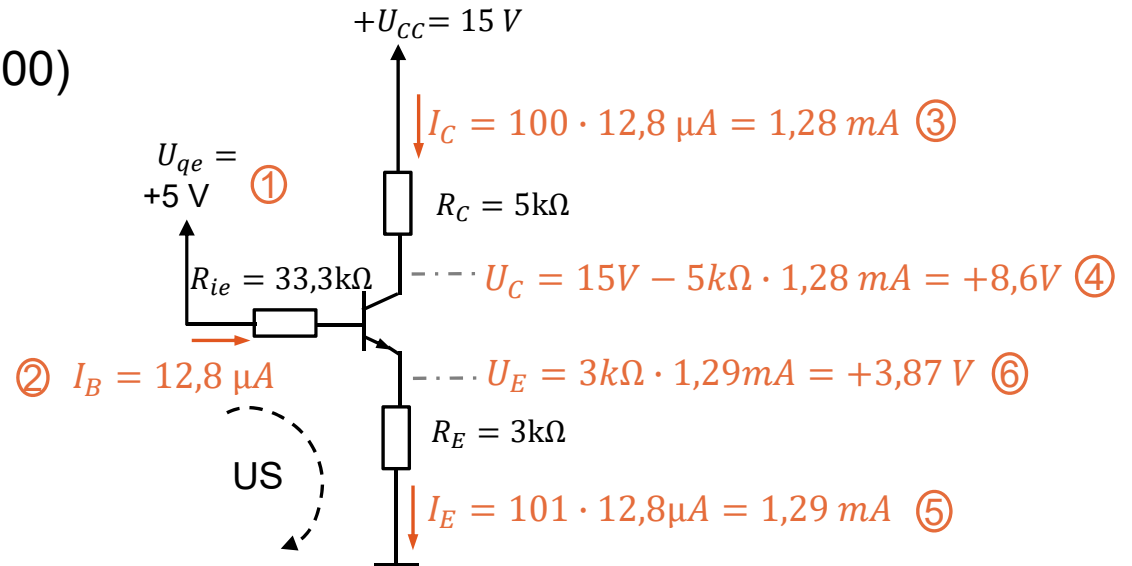
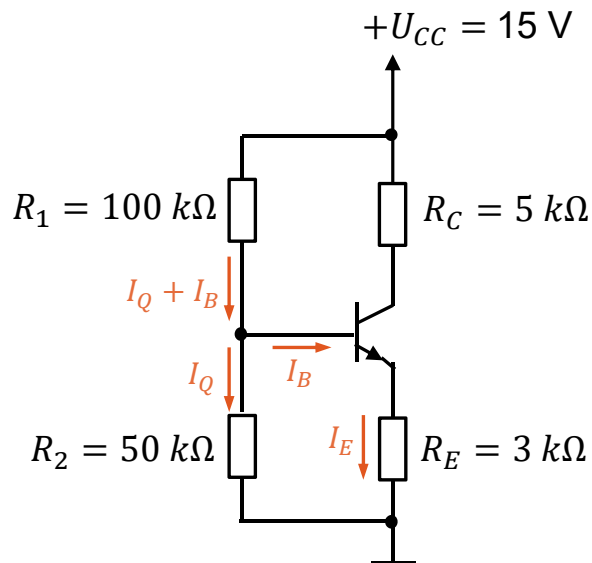
$$\left(I_Q = \frac{U_{CC}}{R_1 + R_2} = \frac{15V}{150k\Omega} = 100 \mu A \right)$$

Aktivbereich ?



$$U_{CE} = 3,6V > U_{BE} \Rightarrow \text{Aktivbereich}$$

Beispiel 5: Spannungsteiler ($B=100$)



$$U_{qe} = R_{ie} \cdot I_B + U_{BE} + R_E \cdot I_E \quad (1)$$

$$= R_{ie} \cdot I_B + U_{BE} + R_E \cdot (B + 1) \cdot I_B$$

$$\Rightarrow I_B = \frac{U_{qe} - 0,7V}{R_{ie} + (B + 1) \cdot R_E} = \dots = 12,8 \mu A \quad (2)$$

$$I_Q = \frac{U_{CC} - R_1 \cdot I_B}{R_1 + R_2} = 91,47 \mu A$$

Zweite Möglichkeit: Ersatzspannungsquelle

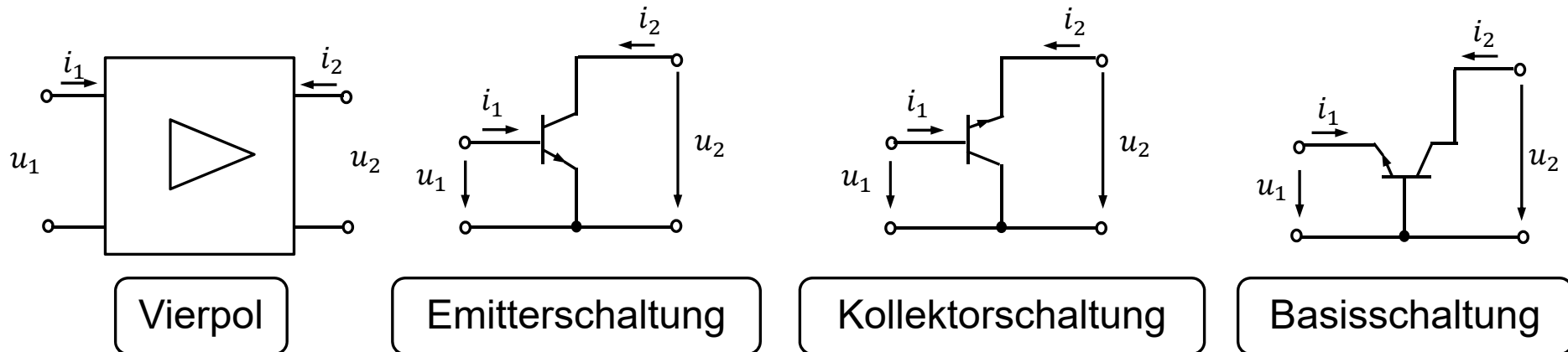
$$R_{ie} = R_1 \parallel R_2$$

$$U_{qe} = U_{CC} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

Methode	$I_B [\mu A]$	$I_C [mA]$	$U_E [V]$	$U_C [V]$
1. I_B vernachlässigt	14,2	1,42	4,3	7,9
2. Ersatzspannungsquelle	12,8	1,28	3,87	8,6

- Grundlagen
- Kennlinien, Grenzwerte und Arbeitsbereiche
- Arbeitspunkt, Kleinsignalbetrachtung und die Grundsaltungen
 - Welche Grundsaltungen sind mit dem Bipolartransistor realisierbar?
 - Das Grundprinzip der Signalverstärkung
 - Die AC/DC-Zerlegung
 - Kleinsignalbetrachtung
 - Transistorersatzschaltungen (AC)
- Emitterschaltung
- Kollektor- und Basisschaltung
- Differenzverstärker

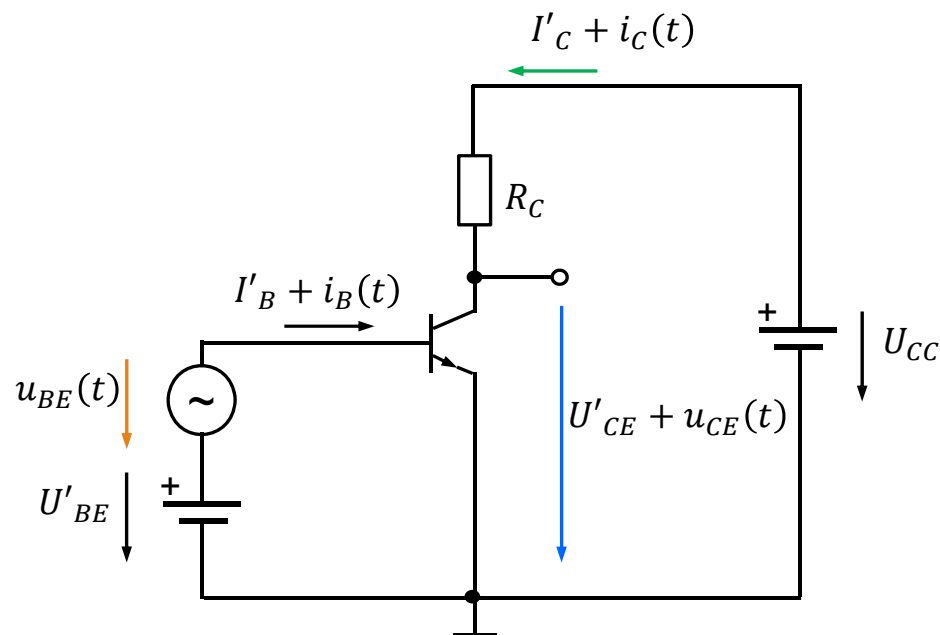
Die 3 Grundsaltungen des Transistors



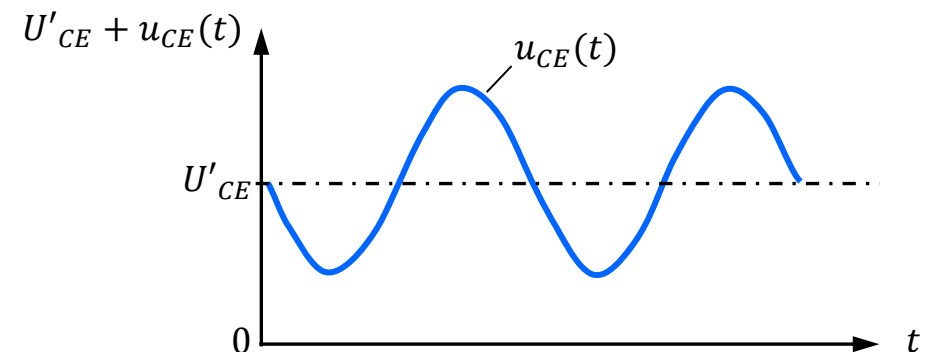
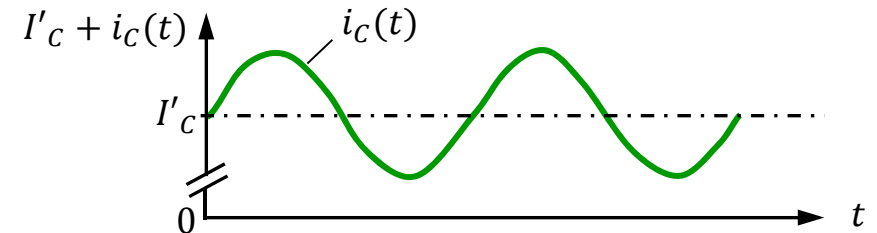
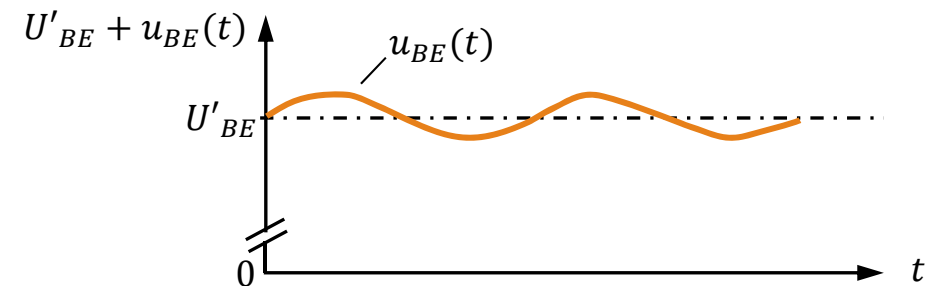
	Emitterschaltung	Kollektorschaltung	Basisschaltung
Spannungsverstärkung	groß	≈ 1	groß
Stromverstärkung	groß	groß	≈ 1
Eingangswiderstand	mittel	groß	klein
Ausgangswiderstand	mittel	klein	mittel
Grenzfrequenz	niedrig	mittel bis hoch	hoch
Phasendrehung	180°	0°	0°
Engl. Bezeichnung	Common Emitter	Common Collector	Common Base

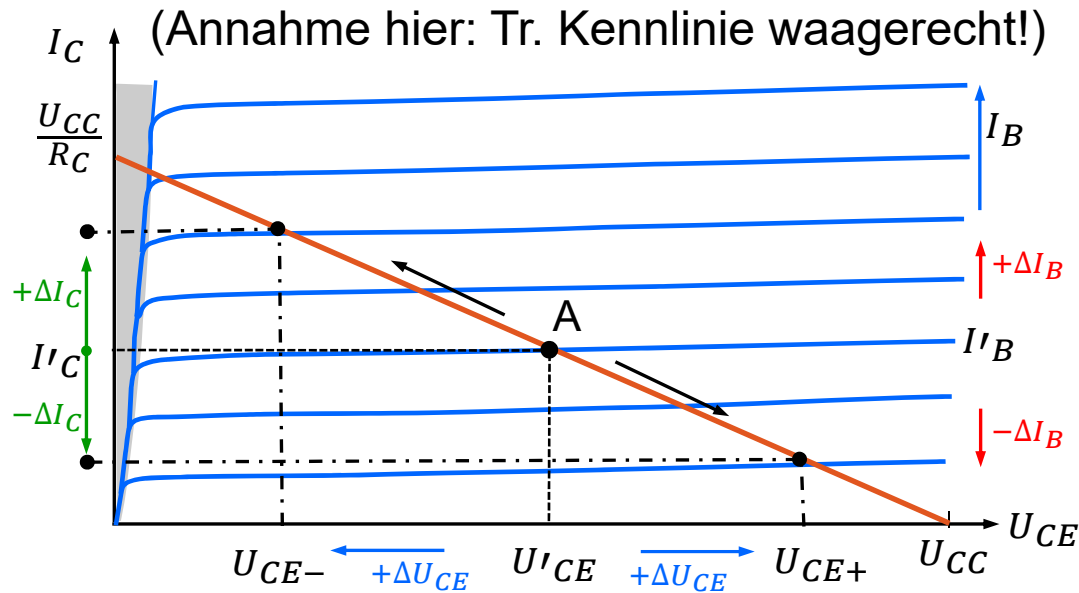
Idee: Der Arbeitspunkt der Schaltung ist ermittelt und eingestellt: U'_{BE} , U'_{CE} , I'_B , I'_C

Der Basisvorspannung U'_{BE} wird das zu verstärkende Signal überlagert.



Konzept eines Wechselspannungsverstärkers in Emitterschaltung





$$g_m = \left. \frac{dI_C}{dU_{BE}} \right|_A \Rightarrow \Delta I_C = g_m \cdot \Delta U_{BE}$$

$$\Delta U_{Aus} = \Delta U_{CE} = -\Delta U_{RC} = -R_C \cdot \Delta I_C$$

$$\Rightarrow \Delta U_{CE} = -R_C \cdot g_m \cdot \Delta U_{BE}$$

$$\Rightarrow A_U = \frac{\Delta U_{Aus}}{\Delta U_{Ein}} = \frac{\Delta U_{CE}}{\Delta U_{BE}} = -g_m \cdot R_C$$

Arbeitspunkt:

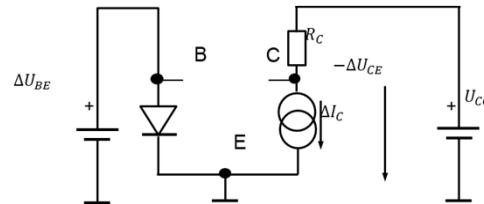
$$\blacksquare U'_{BE} \rightarrow I'_B \rightarrow I'_C \rightarrow U'_{RC} \rightarrow U'_{CE}$$

$$\blacksquare \text{Positive Aussteuerung am Eingang: } +\Delta U'_{BE} \rightarrow +\Delta I'_B$$

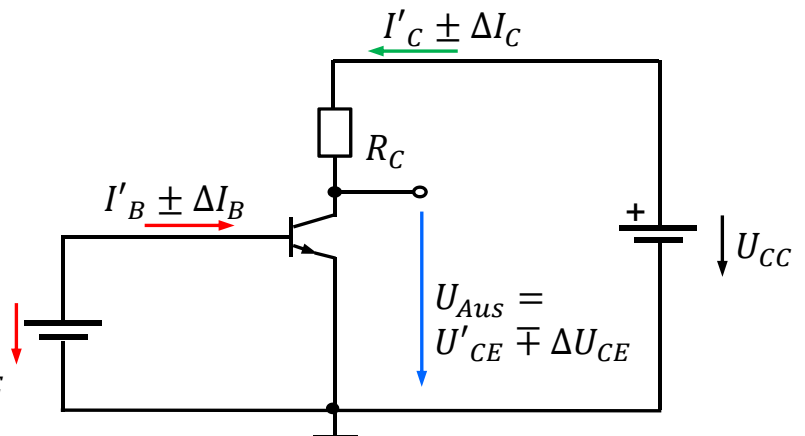
$$\text{Negative Aussteuerung am Ausgang: } \rightarrow +\Delta I'_C \rightarrow +\Delta U'_{RC} \rightarrow -\Delta U'_{CE}$$

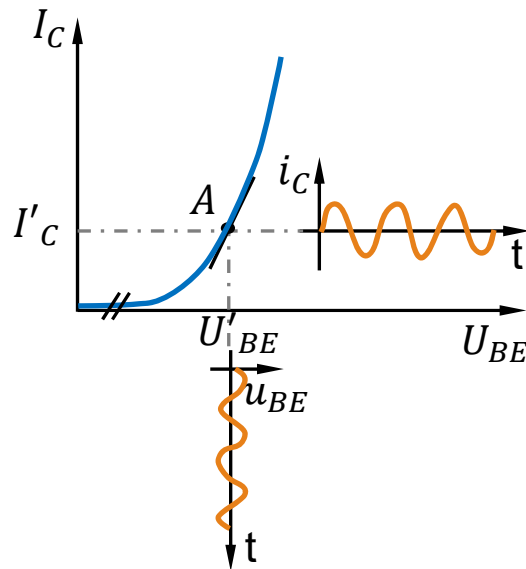
$$\blacksquare \text{Negative Aussteuerung am Eingang: } -\Delta U'_{BE} \rightarrow -\Delta I'_B$$

$$\text{Positive Aussteuerung am Ausgang: } \rightarrow -\Delta I'_C \rightarrow -\Delta U'_{RC} \rightarrow +\Delta U'_{CE}$$



$$U_{Ein} = U'_{BE} \pm \Delta U_{BE}$$





$$I_B \approx I_{BS} \cdot e^{\frac{U_{BE}}{U_{Temp}}} \quad I_C = B \cdot I_B$$

Nichtlineare Abhängigkeit: $U'_{BE} \rightarrow I'_B \rightarrow I'_C$

$$g_m = \left. \frac{dI_C}{dU_{BE}} \right|_A = \frac{I'_C}{U_{Temp}}$$

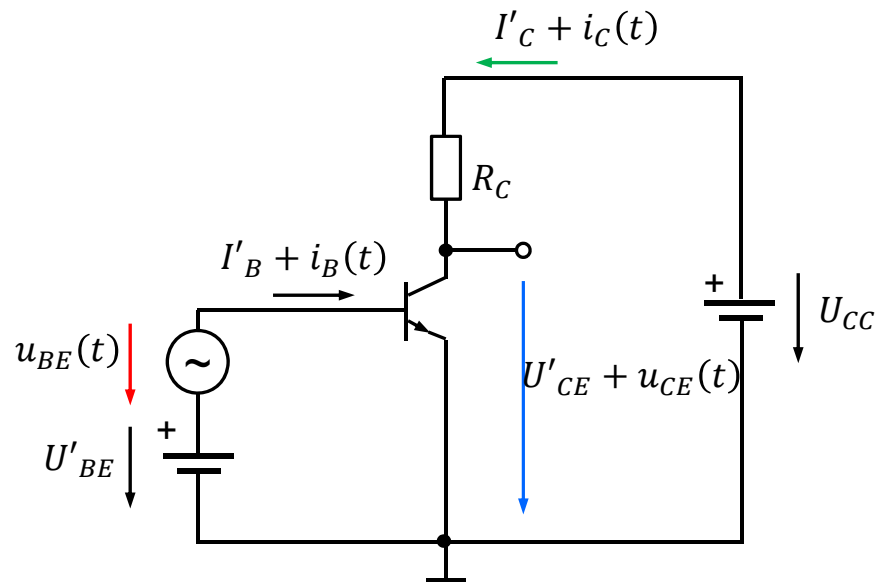
$$g_m = \frac{i_C}{u_{BE}}$$

$$\Rightarrow i_C = g_m \cdot u_{BE}$$

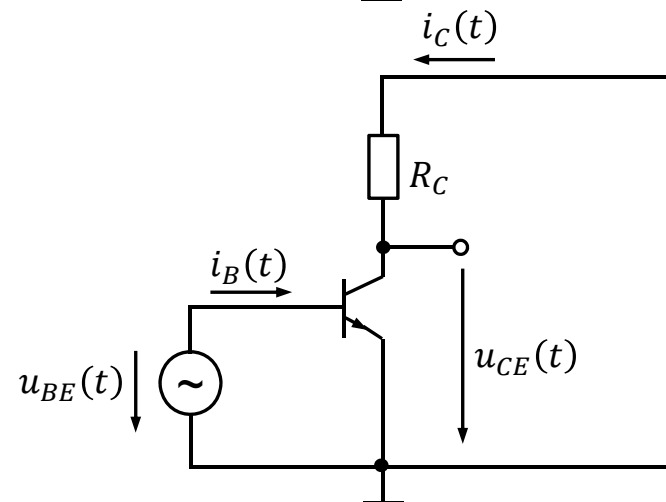
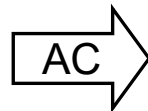
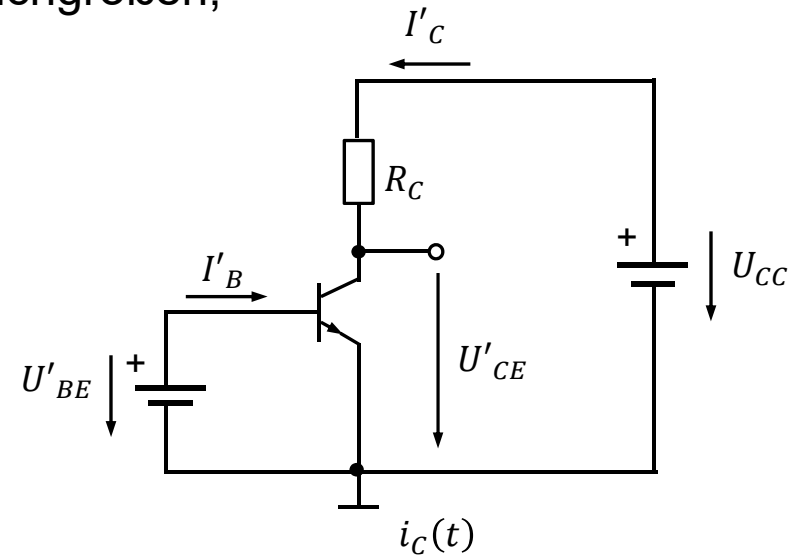
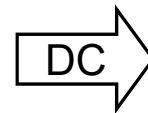
Lineare Abhängigkeit: $u_{BE} \rightarrow i_B \rightarrow i_C$

- Für die AC-Analyse betrachten wir nur infinitesimal kleine Änderungen um den Arbeitspunkt herum, bzw. Signale mit sehr kleiner Amplitude (= Kleinsignal).
- Unter dieser Voraussetzung dürfen alle Transistorkennlinien durch ihre Tangenten im Arbeitspunkt ersetzt werden (Linearisierung).
- Die entsprechenden differentiellen Größen fungieren als Rechengrößen (= Kleinsignalparameter) im Wechselstromersatzschaltbild des Transistors.

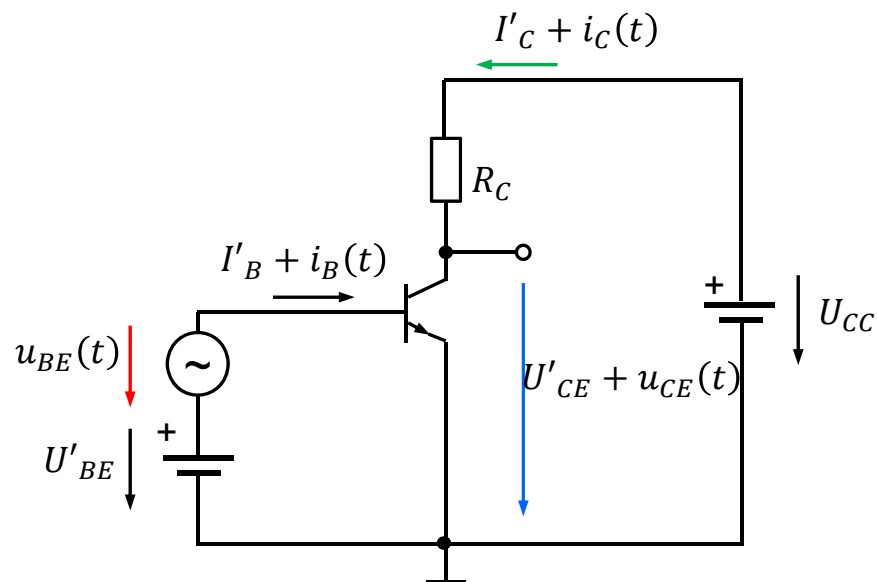
- Die DC-Analyse berücksichtigt nur die Gleichgrößen, die AC-Analyse nur die Wechselgrößen.



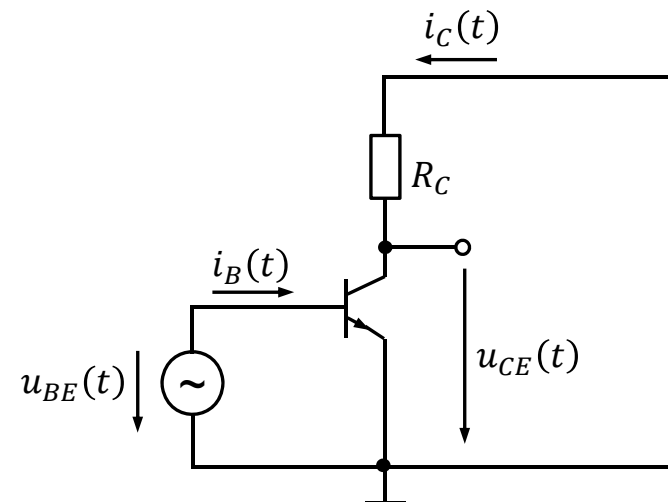
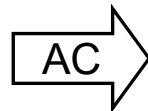
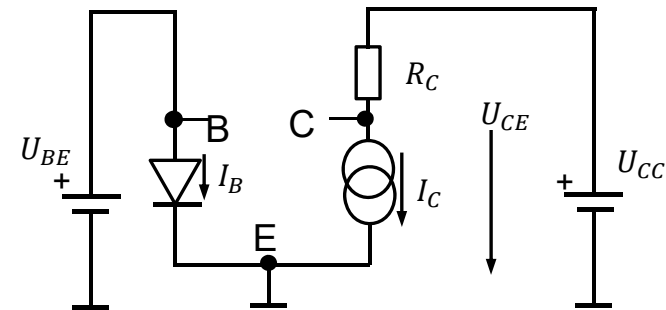
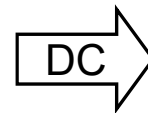
Prinzip eines Wechselspannungsverstärkers in Emitterschaltung



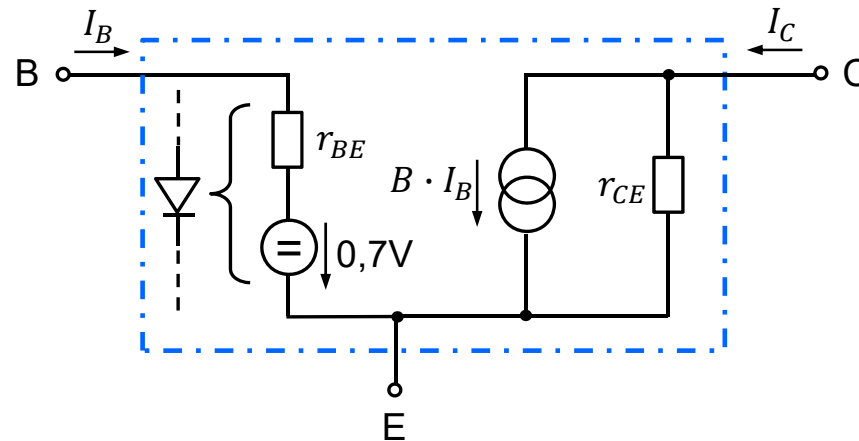
- Die DC-Analyse berücksichtigt nur die Gleichgrößen, die AC-Analyse nur die Wechselgrößen.



Prinzip eines Wechselspannungsverstärkers in Emitterschaltung



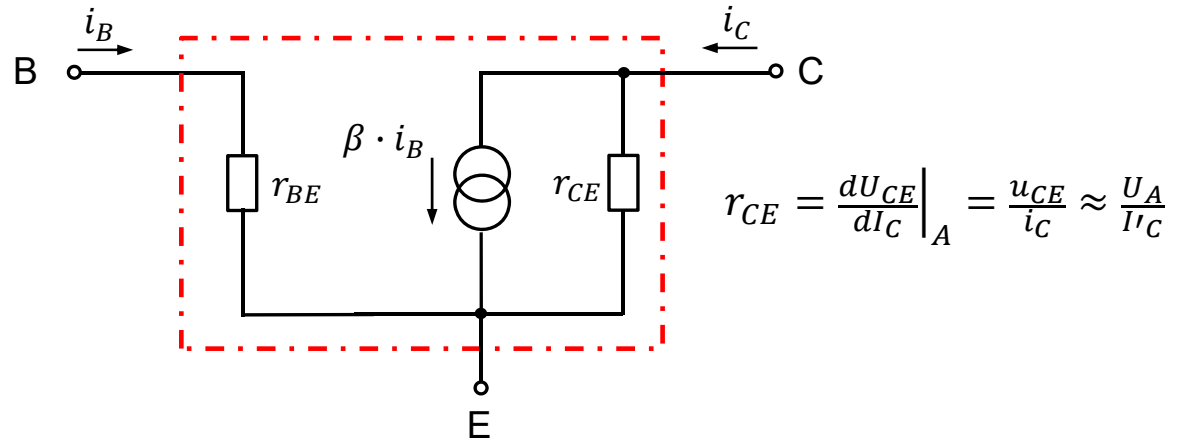
- Kleinsignalersatzschaltungen als lineares Modell für die AC-Analyse –
Stromgesteuerte Variante:



- Kleinsignalersatzschaltungen als lineares Modell für die AC-Analyse – *Stromgesteuerte Variante:*

$$\beta = \left. \frac{dI_C}{dI_B} \right|_A = \left. \frac{i_C}{i_B} \right|_{u_{CE}=0} \approx B$$

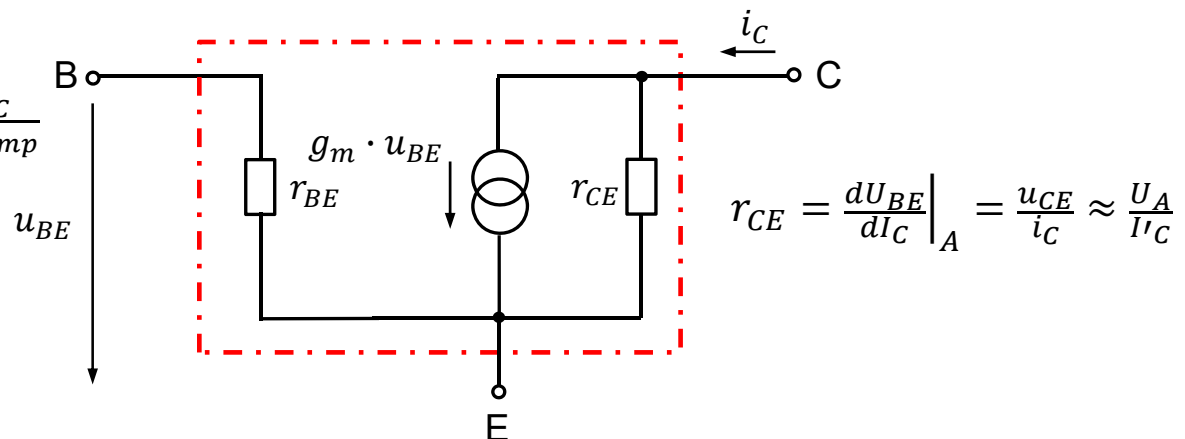
$$r_{BE} = \left. \frac{dU_{BE}}{dI_B} \right|_A = \frac{u_{BE}}{i_B} = \frac{U_{Temp}}{I'_B}$$



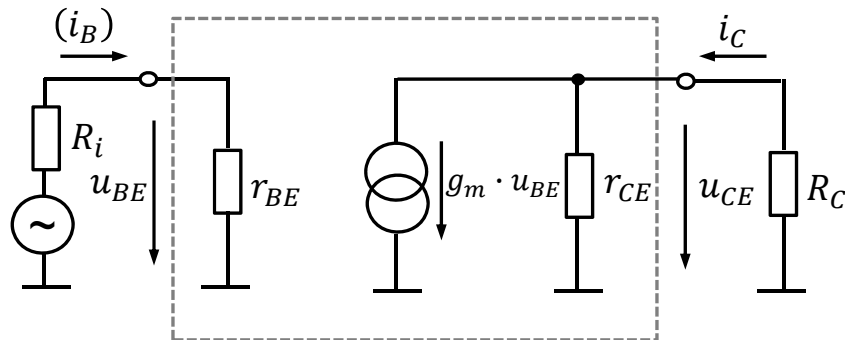
- Kleinsignalersatzschaltungen als lineares Modell für die AC-Analyse – *Spannungsgesteuerte Variante:*

$$g_m = \left. \frac{dI_C}{dU_{BE}} \right|_A = \left. \frac{i_C}{u_{BE}} \right|_{u_{CE}=0} = \frac{I'_C}{U_{Temp}}$$

$$r_{BE} = \left. \frac{dU_{BE}}{dI_B} \right|_A = \frac{u_{BE}}{i_B} = \frac{U_{Temp}}{I'_B}$$



1. Kleinsignalmodell (spannungsgesteuert)



Für den Eingangswiderstand, auf den die Quelle sieht, gilt:

$$r_{Ein} = \left. \frac{dU_{Ein}}{dI_{Ein}} \right|_A = \left. \frac{dU_{BE}}{dI_B} \right|_A = r_{BE} = \frac{u_{BE}}{i_B}$$

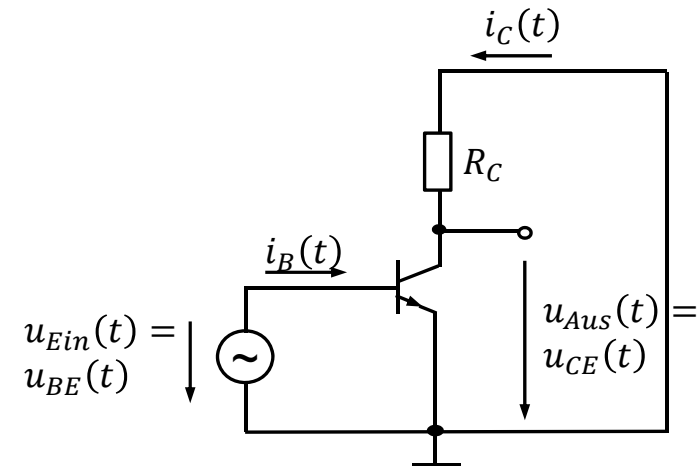
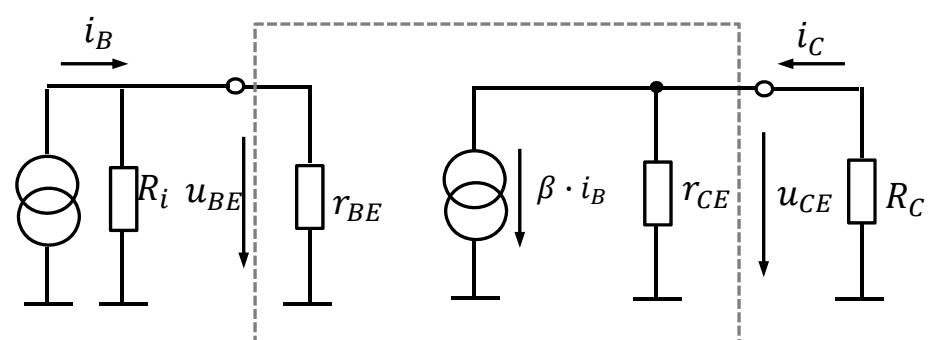
Der Ausgangswiderstand des gesamten Verstärkers ist offensichtlich:

$$r_{Aus} = \left. \frac{dU_{Aus}}{dI_{Aus}} \right|_A = \left. \frac{dU_{CE}}{dI_C} \right|_A = \frac{u_{CE}}{i_C} = r_{CE} \parallel R_C \approx R_C$$

Die Ausgangsspannung errechnet sich (1. Modell) zu:

$$u_{Aus} = u_{CE} = -i_{Aus} \cdot r_{Aus} = -g_m \cdot u_{BE} \cdot (r_{CE} \parallel R_C)$$

2. Kleinsignalmodell (stromgesteuert)



bzw. für das stromgesteuerte Transistormodell (2. Modell):

$$u_{Aus} = u_{CE} = -i_{Aus} \cdot r_{Aus} = -\beta \cdot i_B \cdot (r_{CE} \parallel R_C)$$

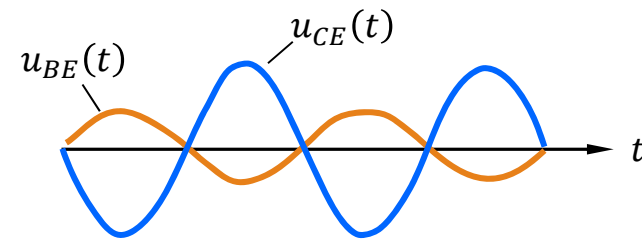
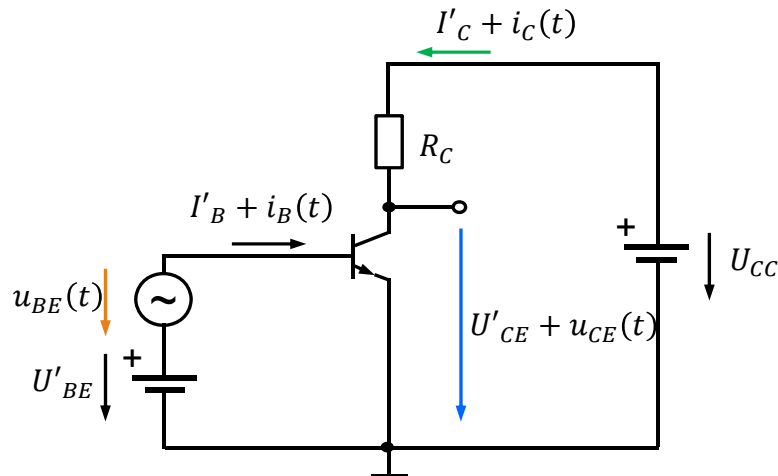
Die Ausgangsspannung errechnet sich zu: $u_{CE} = -i_{CE} \cdot (r_{CE} \parallel R_C)$ mit $i_{CE} = g_m \cdot u_{BE}$
 $= -g_m \cdot u_{BE} \cdot (r_{CE} \parallel R_C)$

Damit erhält man für die Spannungs-
 verstärkung $A_U = u_{out}/u_{in} = u_{CE} / u_{BE}$

$$A_U = -g_m \cdot (r_{CE} \parallel R_C) \stackrel{r_{CE} \gg R_C}{\approx} -g_m \cdot R_C \quad \text{bzw.}$$

$$A_U = -\frac{\beta}{r_{BE}} \cdot (r_{CE} \parallel R_C) \stackrel{r_{CE} \gg R_C}{\approx} -\beta \cdot \frac{R_C}{r_{BE}}$$

Das negative Vorzeichen bedeutet eine Invertierung (Phasenumkehr) des Ausgangssignals. Dies wird deutlich, wenn wir die folgende Ursache-Wirkungs-Kette betrachten:



$$u_{BE} \uparrow \Rightarrow i_B \uparrow \Rightarrow i_C \uparrow \Rightarrow u_{RC} \uparrow \Rightarrow u_{CE} \downarrow$$

Die Emitterschaltung bewirkt eine Phasenverschiebung von 180° zwischen dem Eingangs- und dem Ausgangssignal.

Zusammenhang zwischen g_m und β



Die Kleinsignalanalyse kann mit beiden Ersatzschaltungen durchgeführt werden. Beide Modelle sind äquivalent und durch folgende Beziehung miteinander verknüpft:

$$i_C = g_m \cdot u_{BE} = \beta \cdot i_B \quad \text{bzw.} \quad \boxed{g_m \cdot r_{BE} = \beta} \quad (u_{BE} = i_B \cdot r_{BE})$$

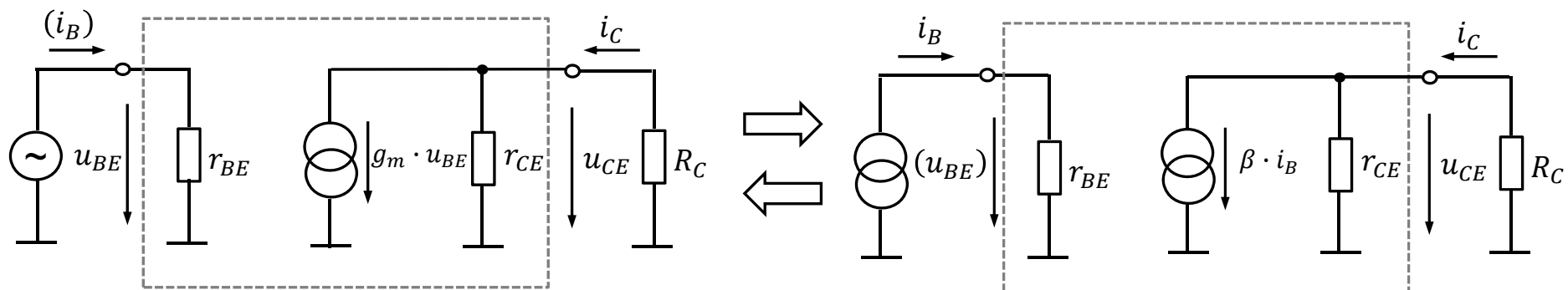
Zur Erinnerung:

$$g_m = \left. \frac{dI_C}{dU_{BE}} \right|_A = \frac{I'_C}{U_{Temp}} \quad r_{BE} = \left. \frac{dU_{BE}}{dI_B} \right|_A = \frac{U_{Temp}}{I'_B}$$

Machen wir die Probe:

$$g_m \cdot r_{BE} = \left. \frac{dI_C}{dU_{BE}} \cdot \frac{dU_{BE}}{dI_B} \right|_A = \left. \frac{dI_C}{dI_B} \right|_A = \beta \quad \checkmark$$

$$g_m \cdot r_{BE} = \frac{I'_C}{U_{Temp}} \cdot \frac{U_{Temp}}{I'_B} = \frac{I'_C}{I_B} = B \approx \beta \quad \checkmark$$



Typische BJT Parameterwerte



Großsignal Parameter:

$I_{CB,off}$ (collector-base
cut-off current)

f_T (current gain
bandwidth product)

Kleinsignal Parameter:

$$g_m = \left. \frac{I_C}{U_{Temp}} \right|_{AP} = \left. \frac{dI'_C}{dU_{BE}} \right|_{AP}$$

$$r_{BE} = \left. \frac{U_{Temp}}{I_B} \right|_{AP} \approx \left. \frac{\beta}{I_C/U_{Temp}} \right|_{AP}$$

$$r_{CE} = \left. \frac{dU_{CE}}{dI_C} \right|_{AP} = \frac{u_{CE}}{i_C} \approx \frac{U_A}{I'_C}$$

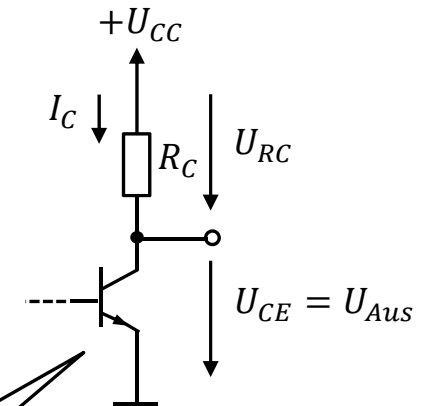
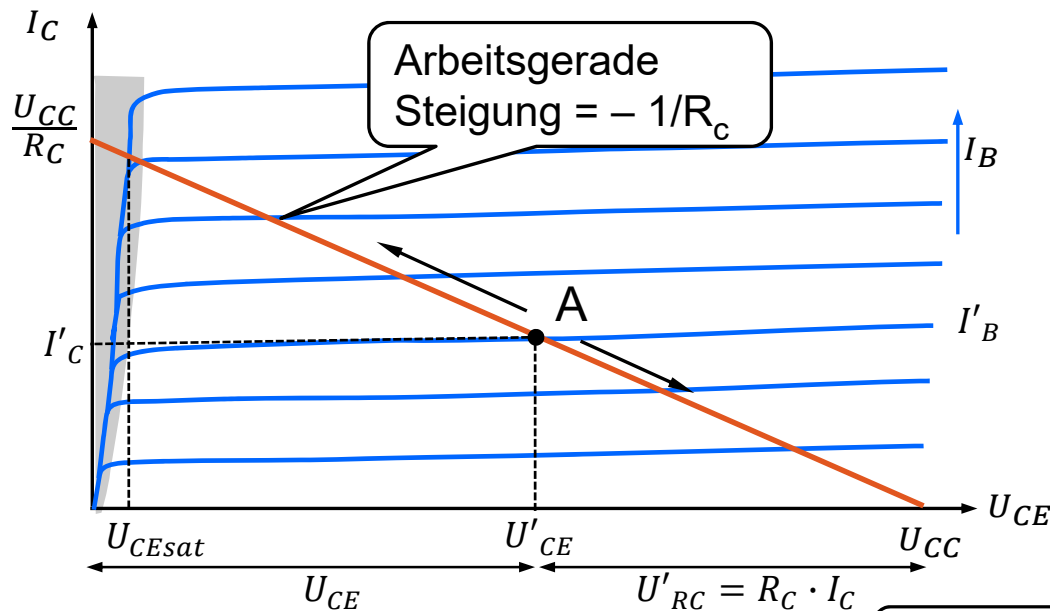
(ideal: $r_{CE} \rightarrow \infty$)

	PNP		NPN	
Typ	BC556	BC640	BC548A/C	BC 107 B
$ I_{C,max} [mA]$	100	1000	100	100
$ I_{CB,off} [nA]$	5	100	15	15
$ U_{CE,sat} [V]$	0,2	0,5	0,25	0,15
$B (hFE)$	125-475	20-160	110-220 (A) 420-800 (C)	110-450
$f_T[MHz]$	100	100	300	125
$ U_{BE(on)} [V]$	0,65	1	0,66	0,65
$ U_A [V]$	73	144	128 (A) 25 (C)	60
Arbeitspunkt: $I_C = 2mA$				
$g_m[mS]$	77	77	77	77
$r_{BE}[k\Omega]$	1,6-6,15	0,26-2,08	1,43-286(A) 5,45-10,4 (C)	1,43-5,85
$r_{CE}[k\Omega]$	36,5	72	64 (A) 12,5 (C)	30

$$\text{typ: } r_{CE} \gg r_{BE} \quad U_{Temp} = \left. \frac{k \cdot t}{q} \right|_{T=300K} \approx 26mV$$

- Grundlagen
- Kennlinien, Grenzwerte und Arbeitsbereiche
- Grundsaltungen, Arbeitspunkt und Kleinsignalbetrachtung
 - Wahl des Arbeitspunktes
 - Biasing beim Emittterverstärker
- Emitterschaltung
- Kollektor- und Baisschaltung
- Differenzverstärker

Wahl des Arbeitspunkts (1)



- Gleichung der Widerstandsgeraden: $U_{CC} = R_C \cdot I_C + U_{CE} \Rightarrow I_C = -\frac{1}{R_C} \cdot U_{CE} + \frac{U_{CC}}{R_C}$
(Masche) (vgl: $y = mx + c$)

- Der Ruhe-Arbeitspunkt wird in den aktiven Bereich des Ausgangskennlinienfelds gelegt. Er bewegt sich bei Änderung von I_C nur auf der Arbeitsgeraden.

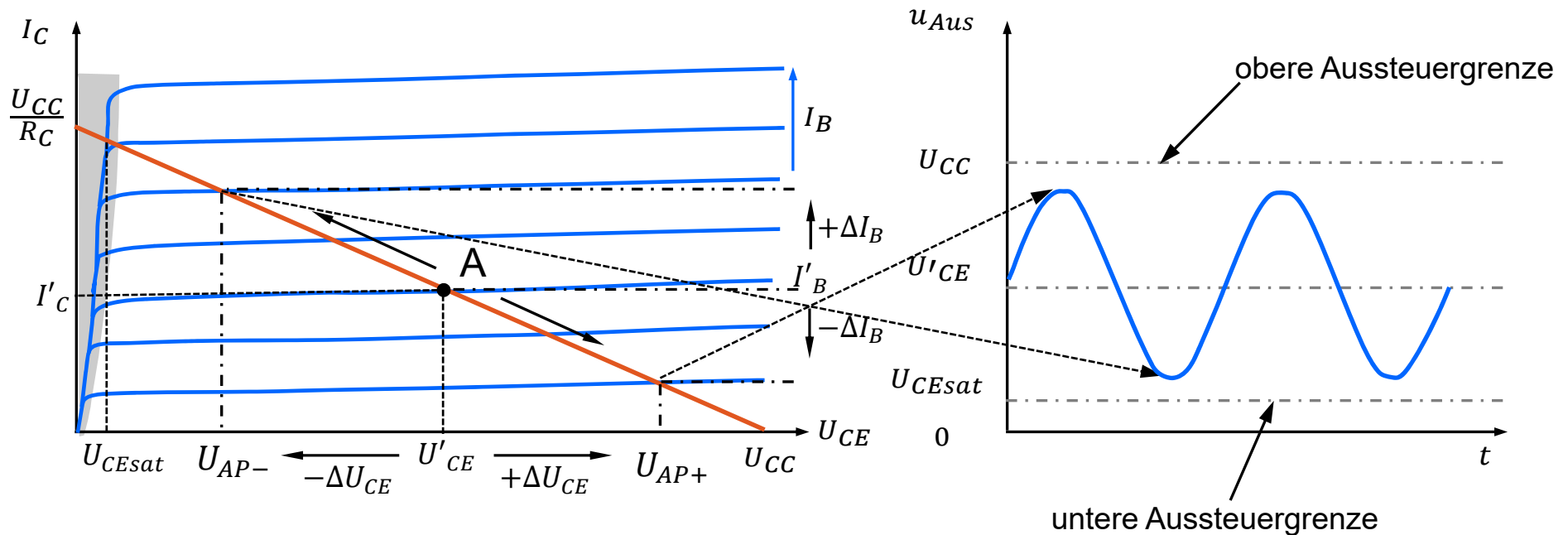
- Die Aussteuerung soll symmetrisch um den Ruhe-Arbeitspunkt erfolgen.

Für die Aussteuerungsgrenzen gilt: $u_{Aus,max} = U_{CC}$ $u_{Aus,min} = U_{CEsat}$

- Mitte des max. möglichen Aussteuerbereichs:

$$U'_{CE} = U_{CEsat} + \frac{U_{CC} - U_{CEsat}}{2} \approx \frac{U_{CC}}{2}$$

Wahl des Arbeitspunkts (2)



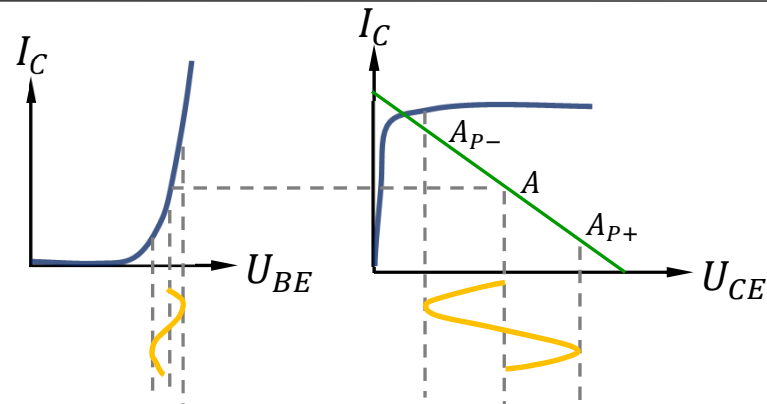
Fazit:

- Die Lage des Ruhe-Arbeitspunkts bestimmt die maximal mögliche Amplitude der Ausgangsschwingung.
- Den größtmöglichen Aussteuerungsbereich erhält man, wenn man die Kollektor-Emitter-Spannung in etwa gleich der halben Betriebsspannung wählt.
- Bei Überschreiten der Aussteuerungsgrenzen wird der Verstärker übersteuert. Das Ausgangssignal wird beschnitten (engl. „clipping“).

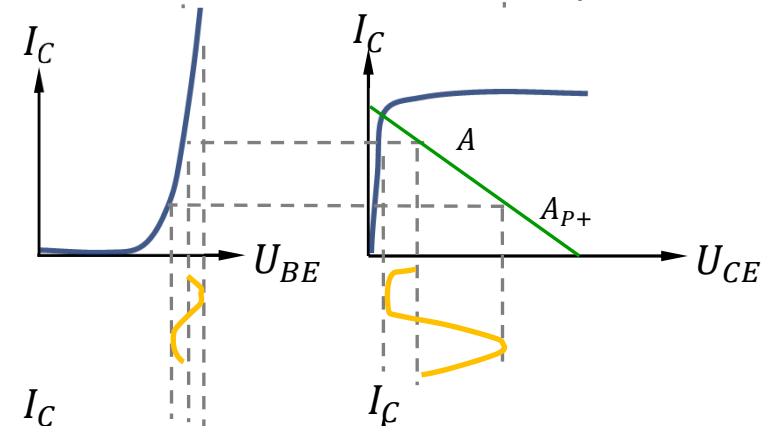
Wahl des Arbeitspunkts (3)



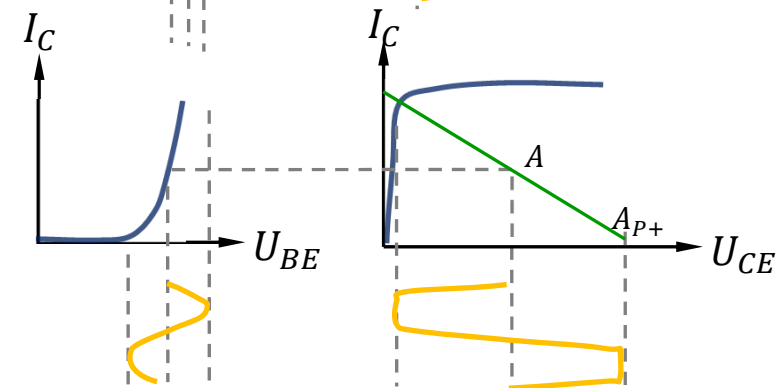
Symmetrisches
Aussteuern (richtig):



Falsch eingestellter
Ruhe-Arbeitspunkt:



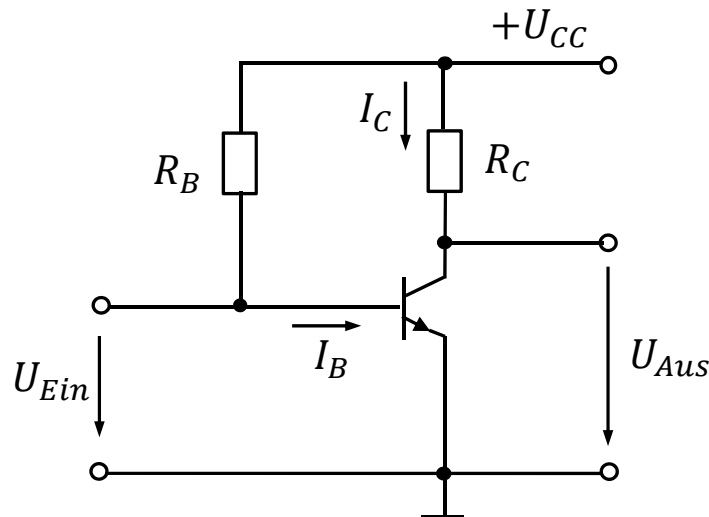
Übersteuerung:



- Sinnvolle Wahl des Arbeitspunkts:
 $U'_{CE} \approx 1/2 U_{CC}$, Widerstand R_C bzw. Ruhestrom I'_C je nach Erfordernissen

- Zwei einfache Arten der Arbeitspunkteinstellung (engl. *biasing*):

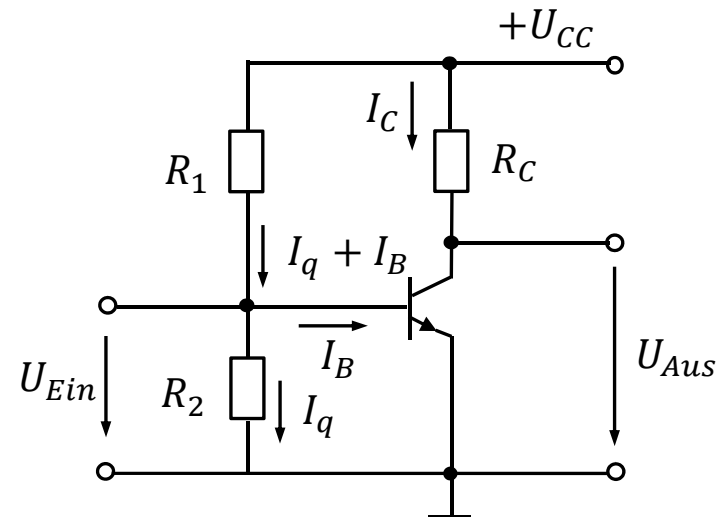
1. mit Basisvorwiderstand



$$R_B = \frac{U_{CC} - U_{BE}}{I_B} \quad I_B = I_C / B$$

B muss ziemlich genau bekannt sein.
Evtl. Abgleich erforderlich.
Schaltung ist nicht temperaturstabil
(wegen Temperaturgang von B).

2. mit Basisspannungsteiler



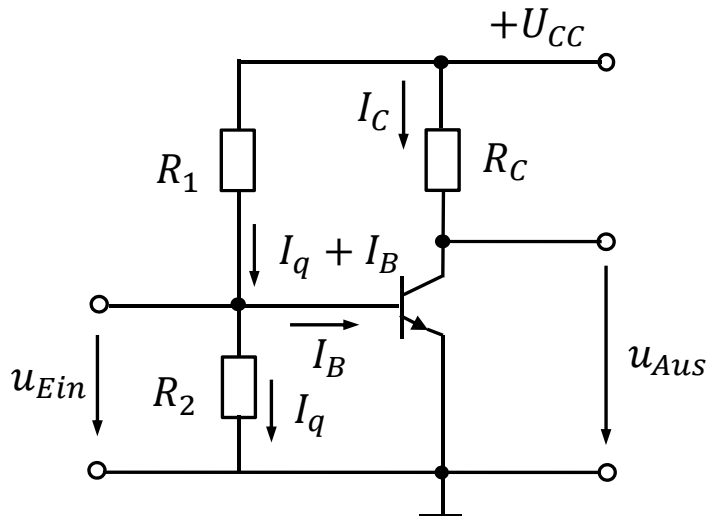
$$R_2 = \frac{U_{BE}}{I_q} \quad R_1 = \frac{U_{CC} - U_{BE}}{I_q + I_B} \quad I_B = I_C / B$$

Abgleich normalerweise erforderlich.
Keine Temperaturstabilität
(wegen Temperaturgang von U_{BE} bzw. I_B).

„Bad circuit design!“

- Grundlagen
- Kennlinien, Grenzwerte und Arbeitsbereiche
- Grundsaltungen, Arbeitspunkt und Kleinsignalbetrachtung
- Emitterschaltung
 - Einfache Emitterstufe implementieren
 - Arbeitspunktberechnung
 - Kleinsignalparameter
 - Verstärkung
 - Großsignalaussteuerung
 - Koppelkondensatoren
- Kollektor- und Basisschaltung
- Differenzverstärker

Beispiel: Eine Emitterstufe mit Basisspannungsteiler soll so dimensioniert werden, dass sich der Arbeitspunkt am Ausgang bei $I'_C = 2 \text{ mA}$ und $U'_{CE} = 1/2 U_{CC}$ einstellt ($U_{CC} = 10 \text{ V}$). Für den verwendeten Transistor wird $B = 200$ angenommen.



Berechnung des Kollektorwiderstands:

$$R_C = \frac{U_{CC} - U'_{CE}}{I'_C} = \frac{10 \text{ V} - 5 \text{ V}}{2 \text{ mA}} = 2,5 \text{ k}\Omega$$

(E24-Normwert: $2,4 \text{ k}\Omega \rightarrow U_{CE} = 5,2 \text{ V}$)

Für die Dimensionierung des Basisspannungsteilers sollte U_{BE} möglichst genau bekannt sein. Dem Ausgangskennlinienfeld im Datenblatt lässt sich $U_{BE} = 0,65 \text{ V}$ bei $I_C = 2 \text{ mA}$ entnehmen. Für den Querstrom soll $I_q = n \cdot I_B$ (mit $n \approx 5$) angesetzt werden.

$$R_2 = \frac{U'_{BE}}{I_q} = \frac{0,65 \text{ V}}{5 \cdot 10 \mu\text{A}} = 13 \text{ k}\Omega$$

(E24-Normwert: $13 \text{ k}\Omega$)

$$R_1 = \frac{U_{CC} - U'_{BE}}{I_q + I_B} = \frac{10 \text{ V} - 0,65 \text{ V}}{50 \mu\text{A} + 10 \mu\text{A}} = 156 \text{ k}\Omega$$

(E24-Normwert: $160 \text{ k}\Omega$)

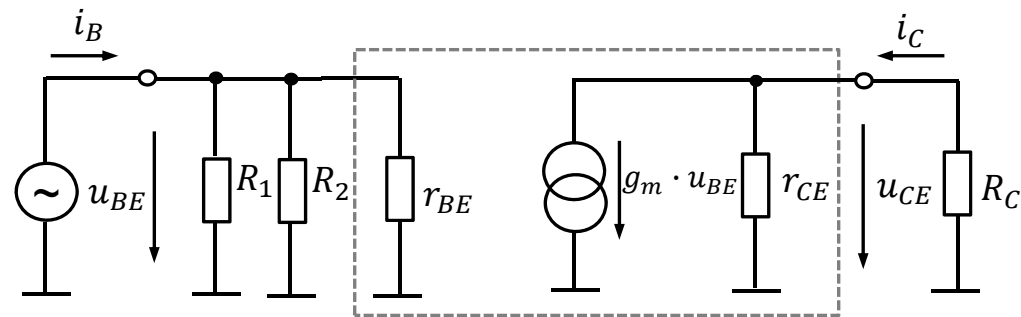
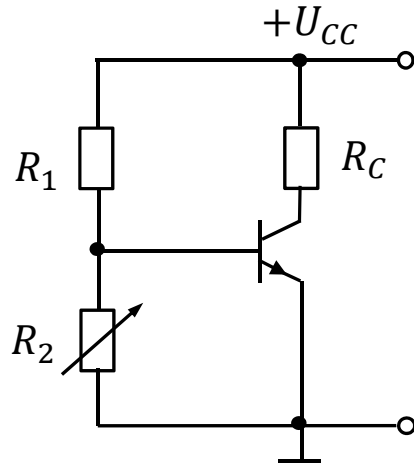
$$I'_B = 8,5 \mu\text{A}$$

$$I'_C = 1,7 \text{ mA}$$

$$U'_{CE} = 5,92 \text{ V}$$

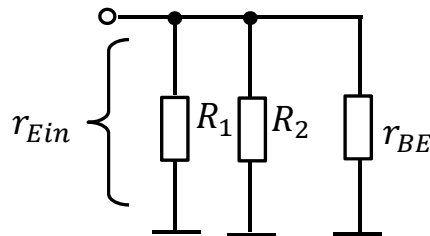
$$r_{BE} = \frac{U_{Temp}}{I'_B} = \frac{25 \text{ mV}}{10 \mu\text{A}} = 2,5 \text{ k}\Omega$$

$$r_{CE} = \frac{U_A}{I'_C} = \frac{100 \text{ V}}{2 \text{ mA}} = 50 \text{ k}\Omega \gg R_C = 2,5 \text{ k}\Omega$$



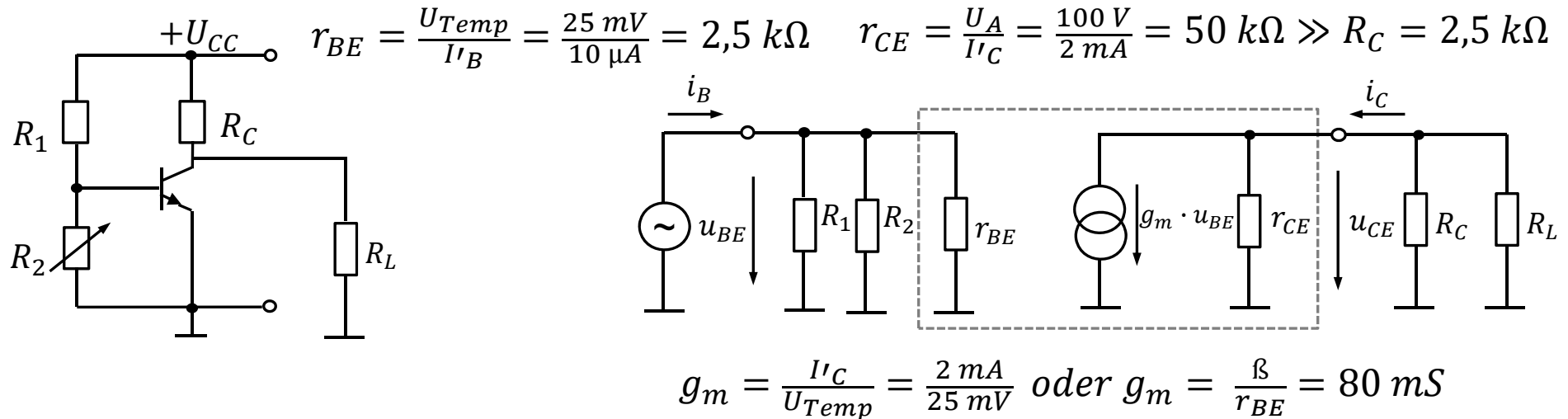
$$g_m = \frac{I'_C}{U_{Temp}} = \frac{2 \text{ mA}}{25 \text{ mV}} \text{ oder } g_m = \frac{\beta}{r_{BE}} = 80 \text{ mS}$$

Der resultierende (Kleinsignal-) Eingangswiderstand des Verstärkers wird durch den Spannungsteiler herabgesetzt! (U_{CC} wechselstrommäßig durch Kurzschluss ersetzt)



$$r_{Ein} = R_1 \parallel R_2 \parallel r_{BE} = 156 \text{ k}\Omega \parallel 13 \text{ k}\Omega \parallel 2,5 \text{ k}\Omega \approx 2 \text{ k}\Omega$$

Der (Kleinsignal-) Ausgangswiderstand liegt bei: $r_{Aus} = R_C \parallel r_{CE} = 2,4 \text{ k}\Omega \approx R_C$



Über die Steilheit des Transistors lässt sich die Spannungsverstärkung bestimmen:

$$A_U = -g_m \cdot (R_C \parallel r_{CE}) \approx -g_m \cdot R_C \quad (r_{CE} \gg R_C) \quad A_U \approx -80 \text{ mS} \cdot 2,5 \text{ k}\Omega = -200 \quad (-190 \text{ genau})$$

Die Amplitude der (unbelasteten) Ausgangswechselspannung beträgt damit:

$$|A_U| \cdot U_{Ein} = 200 \cdot 20 \text{ mV} = 4,0 \text{ V}$$

Es soll nun eine Last angeschlossen werden

(Messkopf: $1 \text{ M}\Omega$ und $10 \text{ k}\Omega$, Lautsprecher: 25Ω)

Der Ausgangswiderstand ändert sich daher auf den Wert:

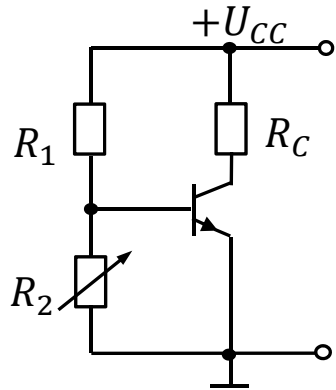
$$r_{Aus} = R_C \parallel r_{CE} \parallel R_L$$

$$R_L = 1 \text{ M}\Omega \Rightarrow r_{Aus} \approx 2,4 \text{ k}\Omega$$

$$R_L = 10 \text{ k}\Omega \Rightarrow r_{Aus} \approx 1,9 \text{ k}\Omega \quad A_U \approx -80 \text{ mS} \cdot 1,9 \text{ k}\Omega \approx -150 \quad |A_U| \cdot U_{Ein} = 150 \cdot 20 \text{ mV} = 3,0 \text{ V}$$

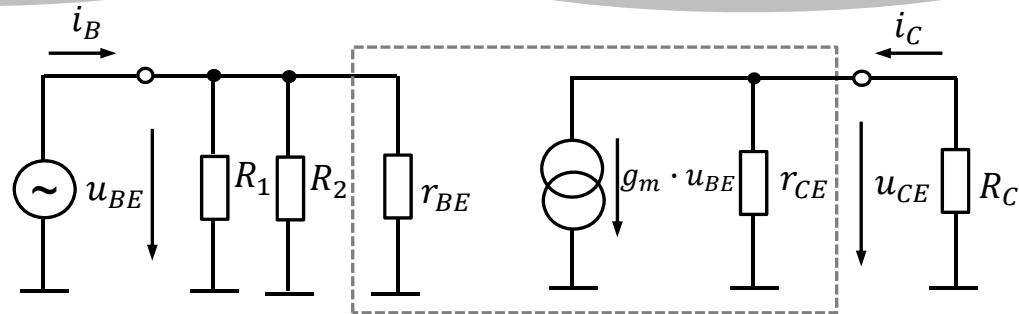
$$R_L = 25 \Omega \Rightarrow r_{Aus} \approx 24,7 \Omega \quad A_U \approx -80 \text{ mS} \cdot 25 \Omega \approx -2 \quad |A_U| \cdot U_{Ein} = 2 \cdot 20 \text{ mV} = 40 \text{ mV}$$

Emitterstufe: Zusammenfassung



$$r_{BE} = \frac{U_{Temp}}{I'_B} = \frac{25 \text{ mV}}{10 \mu\text{A}} = 2,5 \text{ k}\Omega$$

$$r_{CE} = \frac{U_A}{I'_C} = \frac{100 \text{ V}}{2 \text{ mA}} = 50 \text{ k}\Omega \gg R_C$$



$$g_m = \frac{I'_C}{U_{Temp}} = \frac{I'_C}{25 \text{ mV}} \text{ oder } g_m = \frac{\beta}{r_{BE}} = 80 \text{ mS}$$

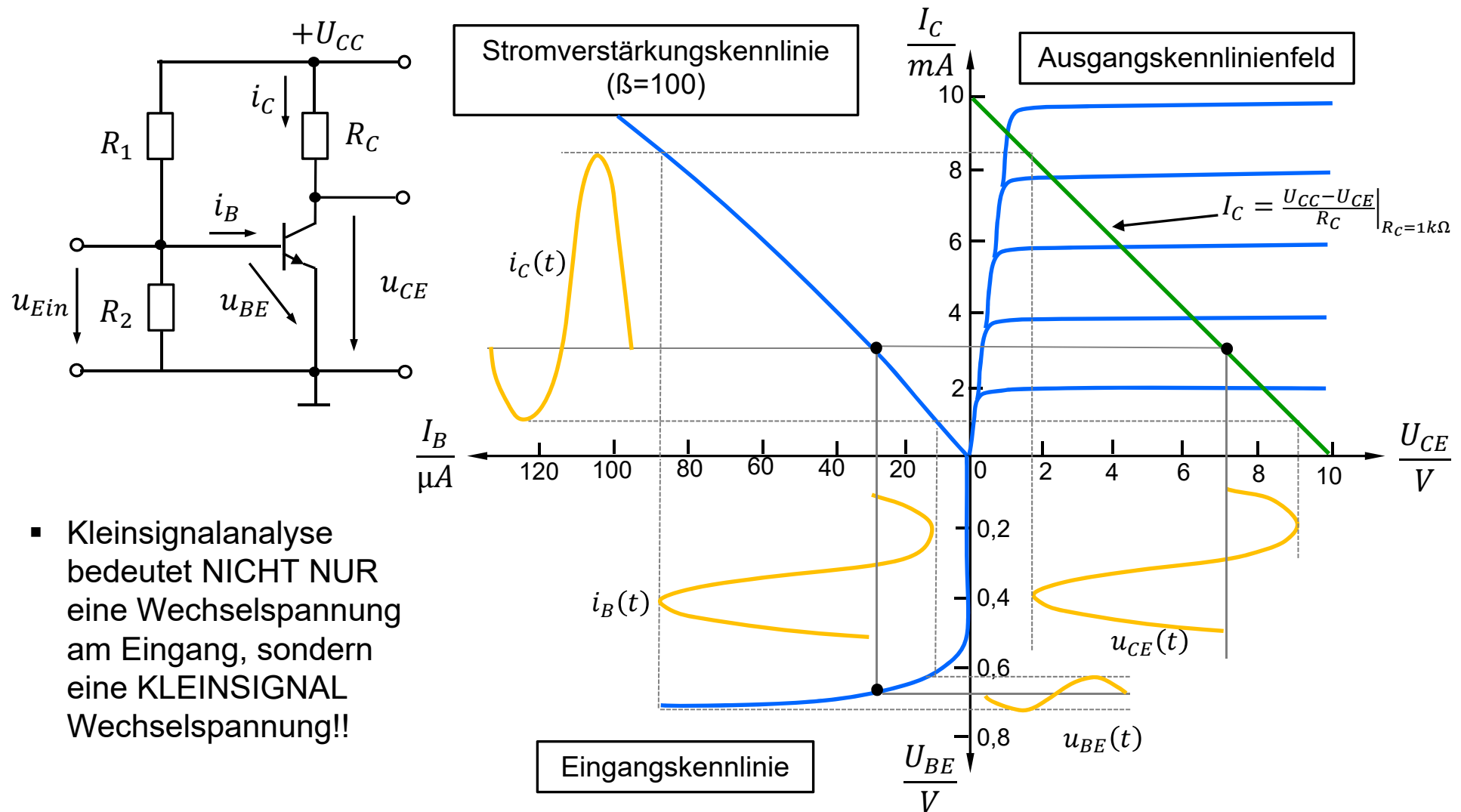
$$r_{Ein} = R_1 \parallel R_2 \parallel r_{BE} = 12 \text{ k}\Omega \parallel 160 \text{ k}\Omega \parallel 2,5 \text{ k}\Omega = 2 \text{ k}\Omega$$

$$r_{Aus} = R_C \parallel r_{CE} \approx R_C = 2,4 \text{ k}\Omega$$

Über die Steilheit des Transistors lässt sich die Spannungsverstärkung bestimmen:

$$A_U = -g_m \cdot (R_C \parallel r_{CE}) \approx -g_m \cdot R_C \quad (r_{CE} \gg R_C)$$

$$A_U \approx -80 \text{ mS} \cdot 2,4 \text{ k}\Omega = -190$$

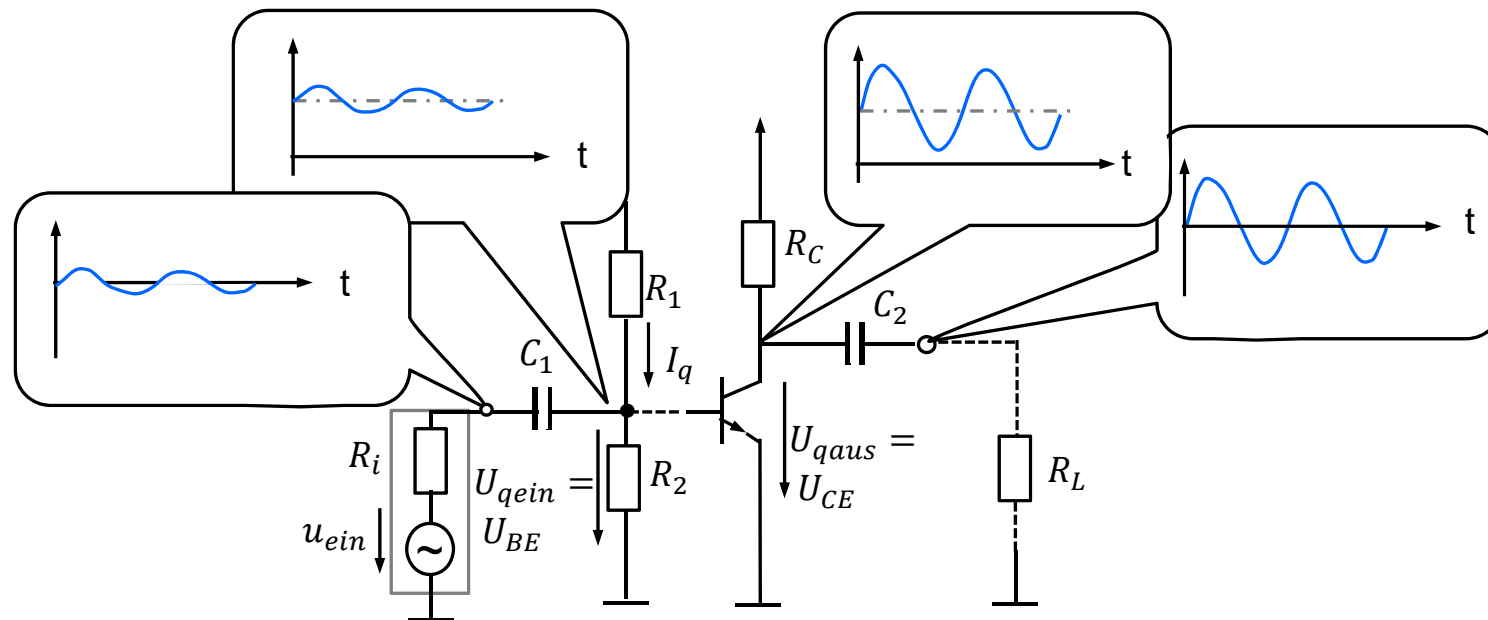


- Kleinsignalanalyse bedeutet NICHT NUR eine Wechselspannung am Eingang, sondern eine KLEINSIGNAL Wechselspannung!!

- Aufgrund der Krümmung der exponentiellen Eingangskennlinie führen größere Eingangsspannungen zu nicht linearen Verzerrungen.

Koppelkondensatoren (Abblockkondensatoren) dienen zur Trennung von Gleich- und Wechselgrößen. Gleichstrom wird gesperrt!

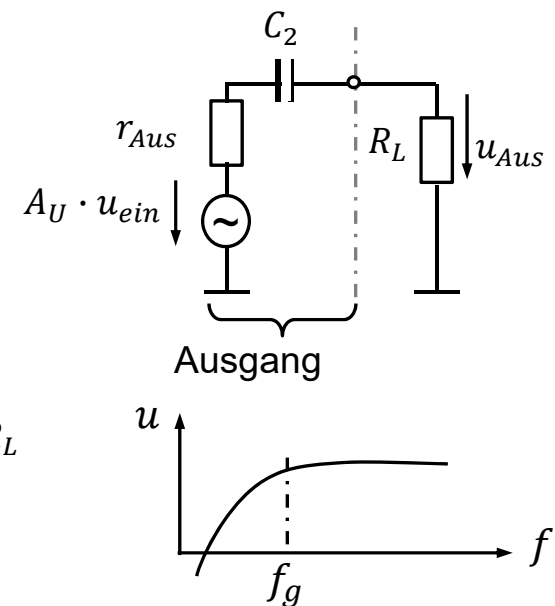
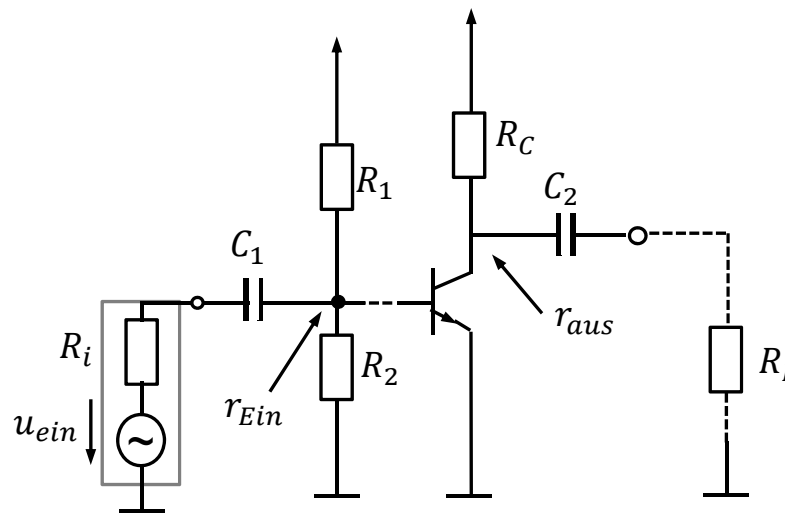
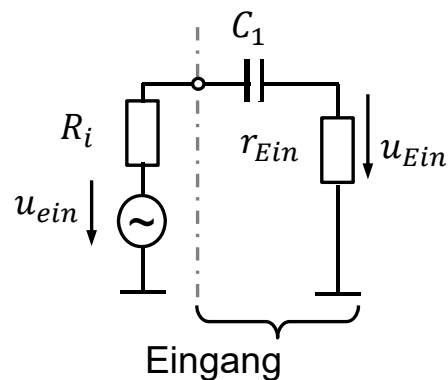
- C_1 verhindert, dass Gleichstrom über die Signalquelle fließt. (Innenwiderstand der Quelle würde sonst den Basisspannungsteiler beeinflussen.)
- C_2 blockt den Gleichspannungsanteil am Ausgang ab.



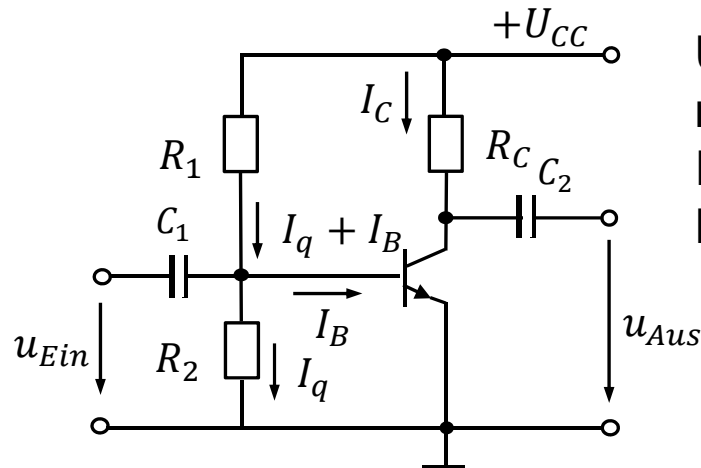
- Die Größe der Kapazitäten hängt ab von der geforderten unteren Grenzfrequenz des Verstärkers (z. B. $f_g = 20$ Hz für Audioanwendungen):

$$C_1 = \frac{1}{2\pi \cdot f_{g1} \cdot (r_{Ein} + R_i)}$$

$$C_2 = \frac{1}{2\pi \cdot f_{g2} \cdot (r_{Aus} + R_L)}$$



- Beachte: Alle mit C_1 bzw. C_2 in Reihe liegenden Widerstände müssen berücksichtigt werden.
- Bei n Hochpässen im Verstärker mit gleichem f_g beträgt die resultierende untere Grenzfrequenz der Gesamtschaltung: $f_{g,res} \approx \sqrt{n} \cdot f_g$

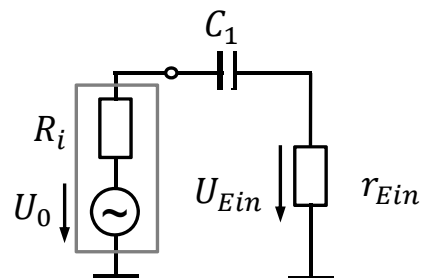


Über den Koppelkondensator C_1 soll eine Signalquelle mit der Leerlaufamplitude $U_0 = 10 \text{ mV}$ und dem Innenwiderstand $R_i = 500 \Omega$ angeschlossen werden. Für den Scheitelwert der Klemmenspannung gilt somit:

$$U_{Ein} = U_0 \cdot \frac{r_{Ein}}{r_{Ein} + R_i} = 10 \text{ mV} \cdot \frac{2 \text{ k}\Omega}{2 \text{ k}\Omega + 0,5 \text{ k}\Omega} = 8 \text{ mV}$$

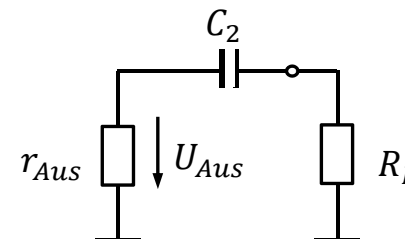
Mit gewählten $f_g = 20 \text{ Hz}$ ergibt sich für C_1 :

$$C_1 = \frac{1}{2\pi \cdot 20 \text{ Hz} \cdot (2 \text{ k}\Omega + 0,5 \text{ k}\Omega)} \\ = 3,1 \mu\text{F} \text{ (E6 - Normwert: } 3,3 \mu\text{F)}$$



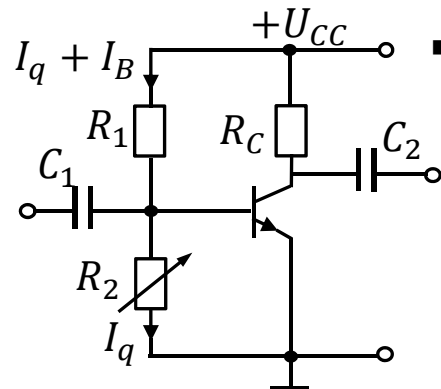
Dimensionierung des ausgangsseitigen Koppelkondensators ($R_L = 10 \text{ k}\Omega$):

$$C_2 = \frac{1}{2\pi \cdot 20 \text{ Hz} \cdot (2,4 \text{ k}\Omega + 10 \text{ k}\Omega)} \\ = 642 \text{ nF} \text{ (E6 - Normwert: } 680 \text{ nF)}$$



Mit den durch C_1 und C_2 gebildeten Hochpässen liegt die untere 3-dB-Grenzfrequenz der gesamten Emitterstufe nunmehr bei: $f_{g,res} \approx \sqrt{2} \cdot 20 \text{ Hz} = 28 \text{ Hz}$

- Grundlagen
- Kennlinien, Grenzwerte und Arbeitsbereiche
- Grundsaltungen, Kleinsignalbetrachtung und Arbeitspunkt
- Emitterschaltung
 - Temperaturdrift
 - Emitterschaltung mit Stromgegenkopplung
 - Ein- und Ausgangswiderstand bei Stromgegenkopplung
 - Spannungsverstärkung bei Stromgegenkopplung
 - Beispiel zur Stromgegenkopplung
- Kollektor- und Basisschaltung
- Differenzverstärker



- Wegen Exemplarstreuungen beim Transistor kann zur genauen Arbeitspunkteinstellung ein nachträglicher Abgleich erforderlich sein (daher für Serienproduktion nicht geeignet.)

Die Arbeitspunkteinstellung gilt nur für eine bestimmte Temperatur. Wegen des Temperaturgangs von U_{BE} bzw. I_C kann der Arbeitspunkt bei Erwärmung im Betrieb leicht „davonlaufen“.

Berechnung des Temperaturdrifts der Ausgangsspannung:

Hierfür wird eine Spannungsquelle dU_{BE} mit $\frac{dU_{BE}}{dT} \approx -2 \text{ mV/K}$ in das Kleinsignalersatzschaltbild eingefügt. (ohne Eingangssignal – wird auf Masse gelegt)

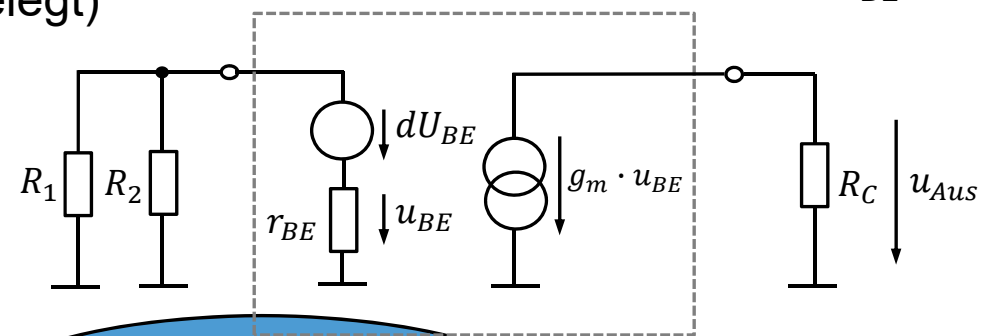
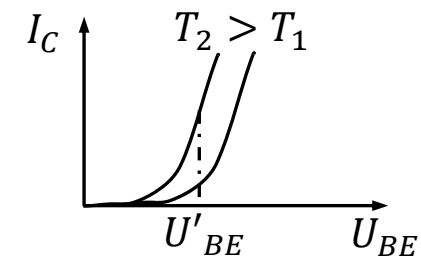
Sie wirkt wie eine Signalquelle mit dem Innenwiderstand $R_1 \parallel R_2$.

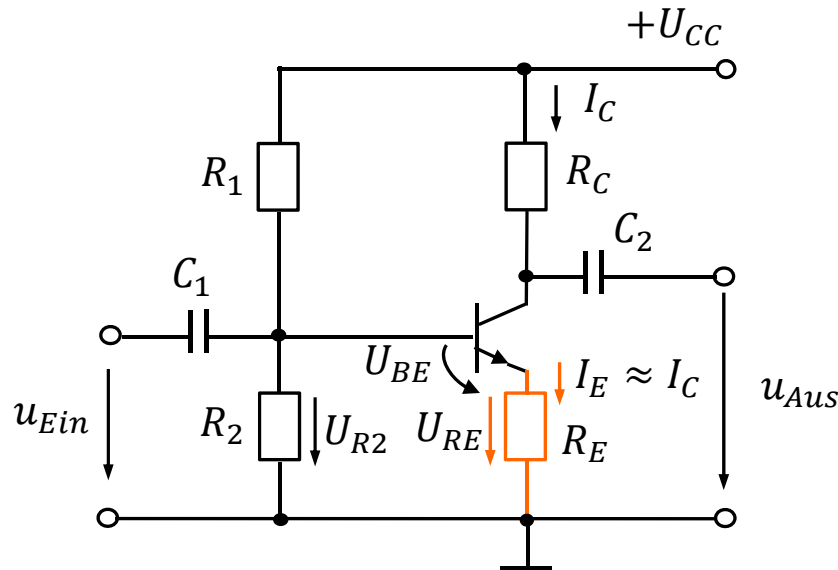
Daraus folgt:

$$\frac{dU_{Aus}}{dT} = -A_U \cdot \frac{dU_{BE}}{dT} \cdot \frac{r_{BE}}{r_{BE} + (R_1 \parallel R_2)}$$

$$\approx -190 \cdot 2 \frac{\text{mV}}{\text{K}} \cdot \frac{2,5 \text{ k}\Omega}{2,5 \text{ k}\Omega + (13 \text{ k}\Omega \parallel 156 \text{ k}\Omega)} = -65 \text{ mV/K}$$

Abhilfe?





- R_E bewirkt eine Stromgegenkopplung: Die Ausgangsgröße I_C wirkt gegensinnig auf den Eingang zurück.
- Stabilisierung des Arbeitspunkts: Die Auswirkungen von Exemplarstreuungen und Temperaturänderungen werden stark reduziert.
- Ursache-Wirkungs-Kette:
 $T \uparrow \Rightarrow I_C \uparrow \Rightarrow U_{RE} \uparrow$
 da aber $U_{R2} = U_{BE} + U_{RE} = const \Rightarrow$
 $U_{BE} \downarrow \Rightarrow I_C \downarrow$ Gegenkopplung (neg. feedback)

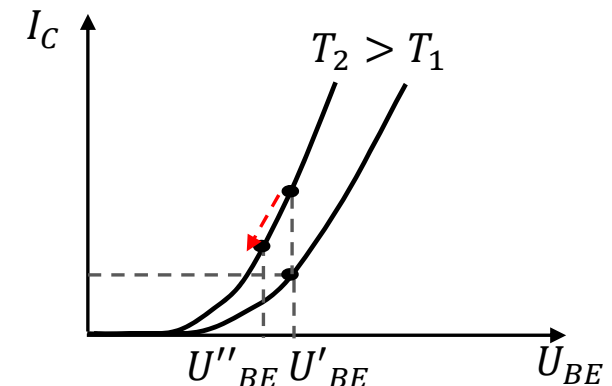
Bei Temperaturerhöhung gilt: $\Delta U_E \approx \Delta I_C \cdot R_E \approx -\Delta U_{BE} \approx 2 \text{ mV je Kelvin}$

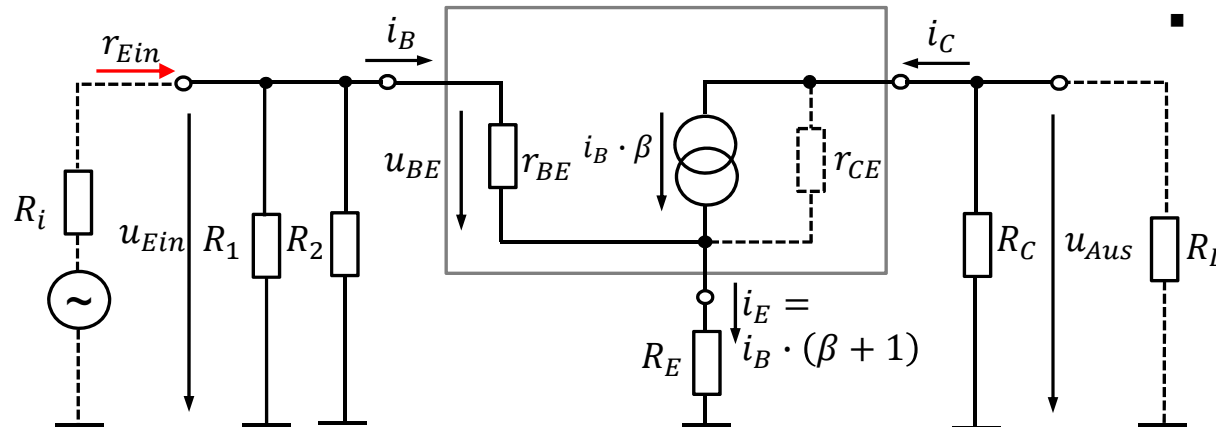
Damit ist der Stromanstieg begrenzt auf den Wert:

$$\frac{dI_C}{dT} \approx \frac{dU_{BE}/dT}{R_E} \approx \frac{2 \text{ mV/K}}{R_E} \Rightarrow$$

$$\frac{dU_{Aus}}{dT} = -R_C \cdot \frac{dI_C}{dT} \approx -R_C \cdot \frac{dU_{BE}/dT}{R_E} \approx -2 \text{ mV/K} \cdot \frac{R_C}{R_E}$$

R_E bestimmt dabei die Güte der Stabilisierung.





- Entkopplungskondensatoren?
Wir betrachten nur „durchgelassene“ Frequenzen

- Berechnung des Eingangswiderstands am Transistor:
(r_{CE} vernachlässigt):

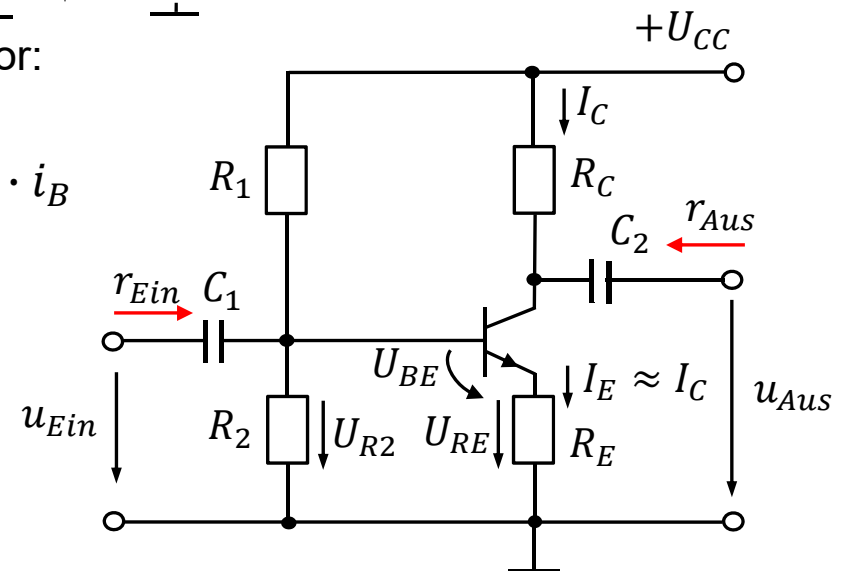
$$u_{Ein} = u_{BE} + R_E \cdot i_E = r_{BE} \cdot i_B + R_E \cdot (1 + \beta) \cdot i_B$$

$$\frac{u_{Ein}}{i_B} = r_{BE} + R_E \cdot (1 + \beta) \approx r_{BE} + R_E \cdot \beta$$

- Eingangswiderstand der Schaltung r_{Ein} :
Parallelschaltung von R_1 , R_2 und des Eingangswiderstandes am Transistor

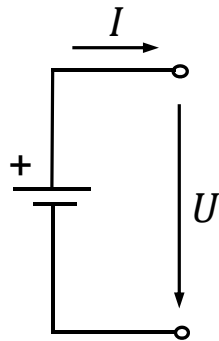
$$\Rightarrow r_{Ein} \approx R_1 \parallel R_2 \parallel (r_{BE} + R_E \cdot \beta)$$

- Durch die Gegenkopplung wird der Eingangswiderstand erheblich erhöht. Der Emittterwiderstand R_E geht in etwa um den Faktor β vergrößert in die Berechnung ein.

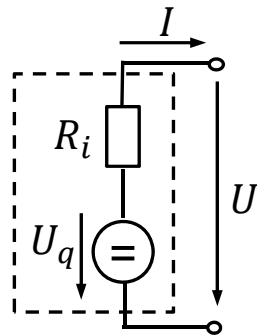


Wiederholung:

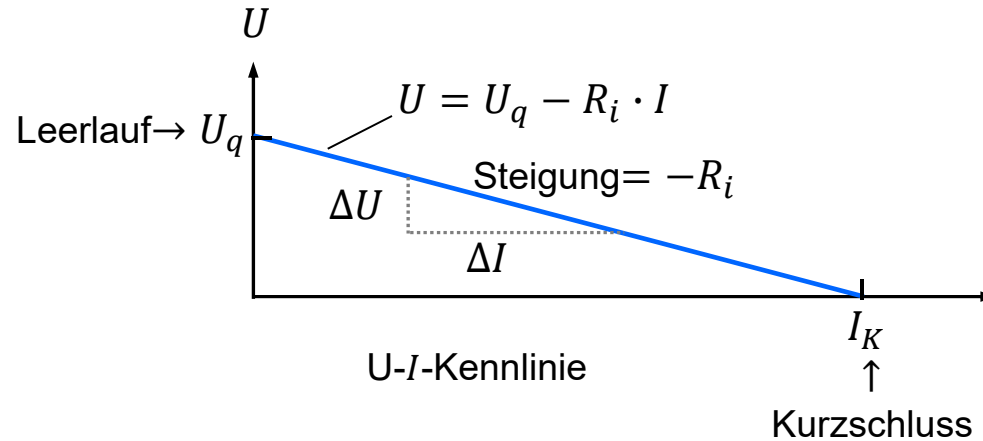
Wie kann man den Ausgangs(innen)widerstand einer realen Quelle bestimmen?



Batterie



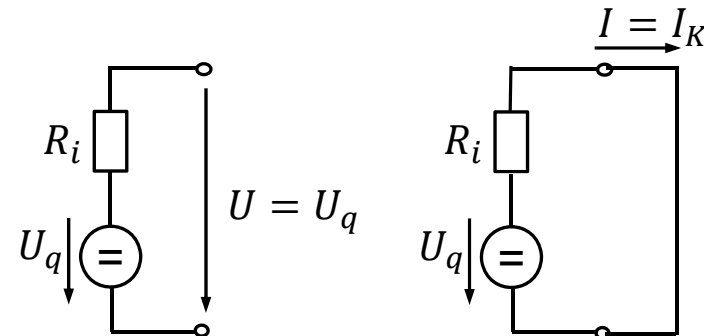
Ersatzschaltung

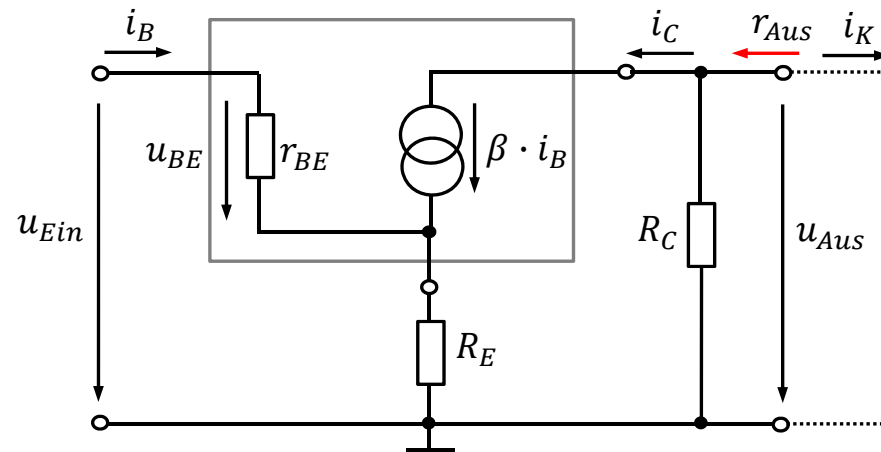


Es gilt: $R_i = \frac{\Delta U}{\Delta I} = \frac{U_q}{I_K}$ Daraus leitet sich folgendes Vorgehen ab:

1. Bestimme die Leerlaufspannung
2. Bestimme den Kurzschlussstrom

3. Berechne: $R_i = \frac{\text{Leerlaufspannung}}{\text{Kurzschlussstrom}}$





Kleinsignalersatzschaltung
(r_{CE} vernachlässigt)

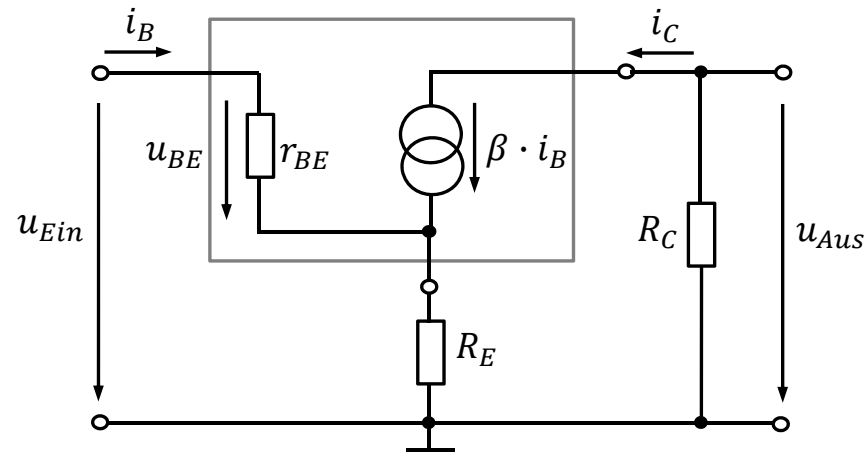
Bei vorgegebener Eingangsspannung u_{Ein} gilt für den Ausgangswiderstand:

$$r_{Aus} = \frac{\text{Leerlaufspannung}}{\text{Kurzschlussstrom}} = \frac{u_{Aus}}{i_K}$$

$$u_{Aus} = -i_C \cdot R_C = -\beta \cdot i_B \cdot R_C$$

$$i_K = -i_C = -i_B \cdot \beta$$

$$r_{Aus} = \frac{u_{Aus}}{i_K} = \frac{-i_B \cdot \beta \cdot R_C}{-i_B \cdot \beta} = R_C$$



Kleinsignalersatzschaltung
(r_{CE} vernachlässigt)

Berechnung der Spannungsverstärkung:

$$u_{Aus} = -i_C \cdot R_C = -\beta \cdot i_B \cdot R_C \quad \left(i_B = \frac{u_{Ein}}{r_{BE}} = \frac{u_{Ein}}{r_{BE} + (\beta + 1)R_E} \right)$$

$$A_U = \frac{u_{Aus}}{u_{Ein}} = \frac{-\frac{u_{Ein}}{r_{BE} + R_E \cdot (1 + \beta)} \cdot \beta \cdot R_C}{u_{Ein}} = -\frac{\beta \cdot R_C}{r_{BE} + R_E \cdot (1 + \beta)} \approx -\frac{R_C}{\frac{r_{BE}}{\beta} + R_E}$$

Da meist $\frac{r_{BE}}{\beta} \ll R_E$ gilt, erhält man als Näherung:

$$A_U \approx -\frac{R_C}{R_E}$$

$$\frac{R_C}{R_E} \nearrow$$

Zur Erinnerung (therm. Stabilität):

$$\frac{dU_{CE}}{dT} \approx \frac{dU_{BE}}{dT} \cdot \frac{R_C}{R_E}$$

$$\frac{R_C}{R_E} \searrow$$



Beispiel zur Stromgegenkopplung: r_{Ein}



Beispiel: Für eine stromgegekoppelte Emitterstufe mit $U_{CC} = 10\text{ V}$ und $I'_C = 2\text{ mA}$ werden R_E und R_C wie folgt dimensioniert:

$$R_E = \frac{U'_{RE}}{I'_C} = \frac{1\text{ V}}{2\text{ mA}} = 500\ \Omega$$

(Faustregel: Spannung an R_E etwa 10 % der Versorgungsspannung, jedoch mind. 1 V).

Achtung: die Basisspannung ist nun: $U_{BE} + U_{RE}$

Für einen maximalen, symmetrischen Aussteuerungsbereich ist wieder $U'_{CE} = 1/2 U_{CC} = 5\text{ V}$ anzusetzen. Damit ergibt sich für den Kollektorwiderstand:

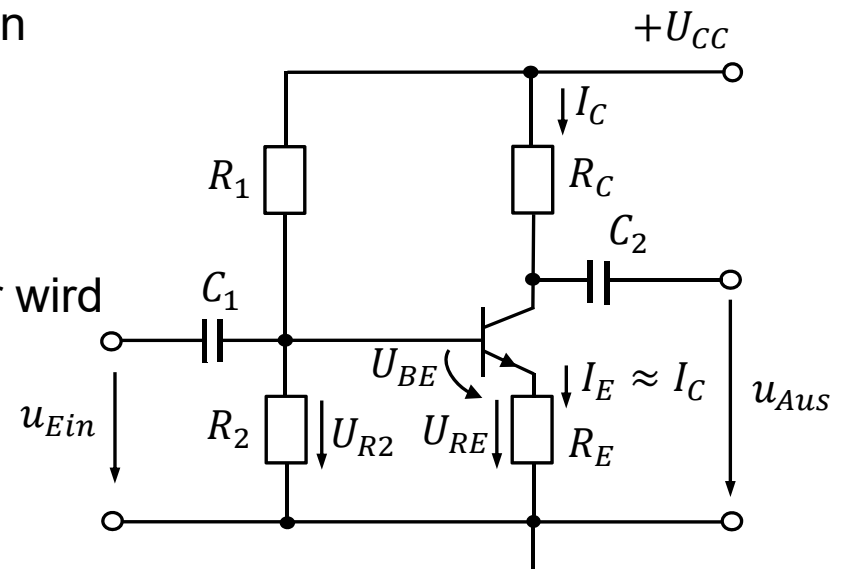
$$R_C = \frac{10\text{ V} - 5\text{ V} - 1\text{ V}}{I'_C} = \frac{4\text{ V}}{2\text{ mA}} = 2\text{ k}\Omega$$

Mit $\beta = 200$ und $r_{BE} = 2,5\text{ k}\Omega$ erhält man für den Eingangswiderstand: $r_{BE} + R_E \cdot \beta \approx 100\text{ k}\Omega$

$$\begin{aligned} \Rightarrow r_{Ein} &\approx R_1 \parallel R_2 \parallel (r_{BE} + R_E \cdot \beta) \\ &= 156\text{ k}\Omega \parallel 13\text{ k}\Omega \parallel 100\text{ k}\Omega \approx 10,5\text{ k}\Omega \end{aligned}$$

Man beachte: Durch den Basisspannungsteiler wird der wirksame Eingangswiderstand allerdings noch erheblich reduziert!

$$\left(\text{ohne Stromgegenkopplung dominiert } r_{BE} \right)$$
$$r_{Ein} = R_1 \parallel R_2 \parallel r_{BE} = 2\text{ k}\Omega$$



Die Spannungsverstärkung beträgt jetzt nur noch

$$A_U \approx - \frac{R_C}{R_E} = - \frac{2 \text{ k}\Omega}{0,5 \text{ k}\Omega} = -4$$



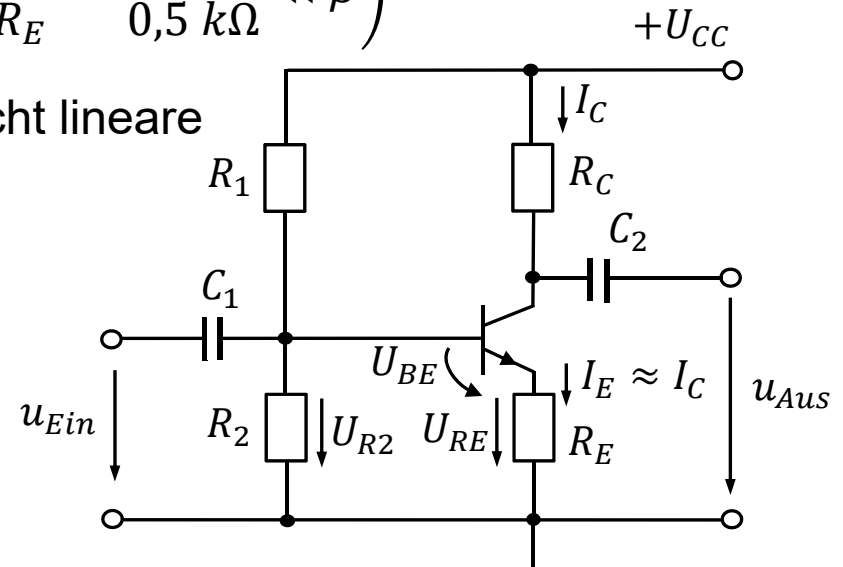
- Die Spannungsverstärkung ist somit erheblich kleiner als ohne Gegenkopplung.
- Aber: Sie ist nahezu unabhängig von den differentiellen Transistorparametern bzw. dem benutzten Kennlinienbereich, denn sie wird nur vom konstanten Verhältnis zweier Widerstände bestimmt.

$$A_U \approx - \frac{R_C}{\frac{r_{BE}}{\beta} + R_E} \quad \text{Bedingung: } \frac{r_{BE}}{\beta} \ll R_E \quad \left(\frac{r_{BE}}{R_E} = \frac{2,5 \text{ k}\Omega}{0,5 \text{ k}\Omega} \ll \beta \right)$$

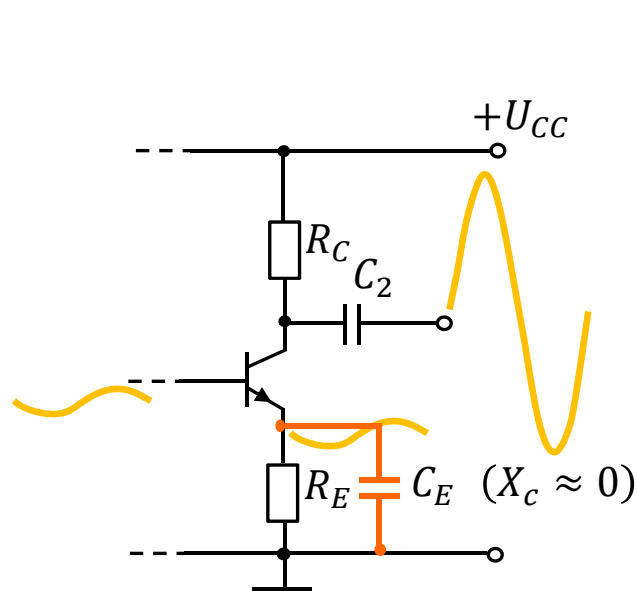
- Durch die Gegenkopplung werden daher nicht lineare Signalverzerrungen erheblich reduziert.

Und die Temperaturdrift beträgt jetzt nur noch:

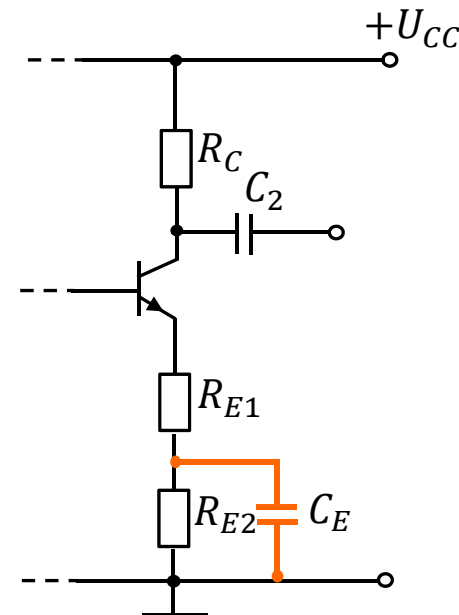
$$\frac{dU_{CE}}{dT} \approx \frac{dU_{BE}}{dT} \cdot \frac{R_C}{R_E} = -8 \text{ mV/K}$$



- Grundlagen
- Kennlinien, Grenzwerte und Arbeitsbereiche
- Grundsaltungen, Kleinsignalbetrachtung und Arbeitspunkt
- Emitterschaltung
 - Wie kann die AC-Signalgegenkopplung unterdrückt werden?
 - Wie funktioniert eine Emitterstufe mit Spannungsgegenkopplung?
- Kollektor- und Basisschaltung
- Differenzverstärker

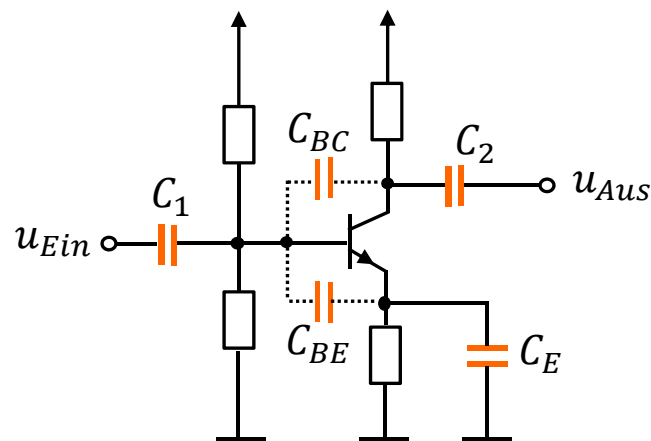


vollständige Unterdrückung



partielle Unterdrückung

- Die Kapazität unterbindet die Rückkopplung des Wechselsignals (*AC feedback*). Die Arbeitspunktstabilisierung (*DC feedback*) bleibt dagegen erhalten.
- Die Kapazität des Überbrückungskondensators muss so groß sein, dass für alle relevanten Signalfrequenzen $1/\omega \cdot C_E \ll R_E$ gilt.



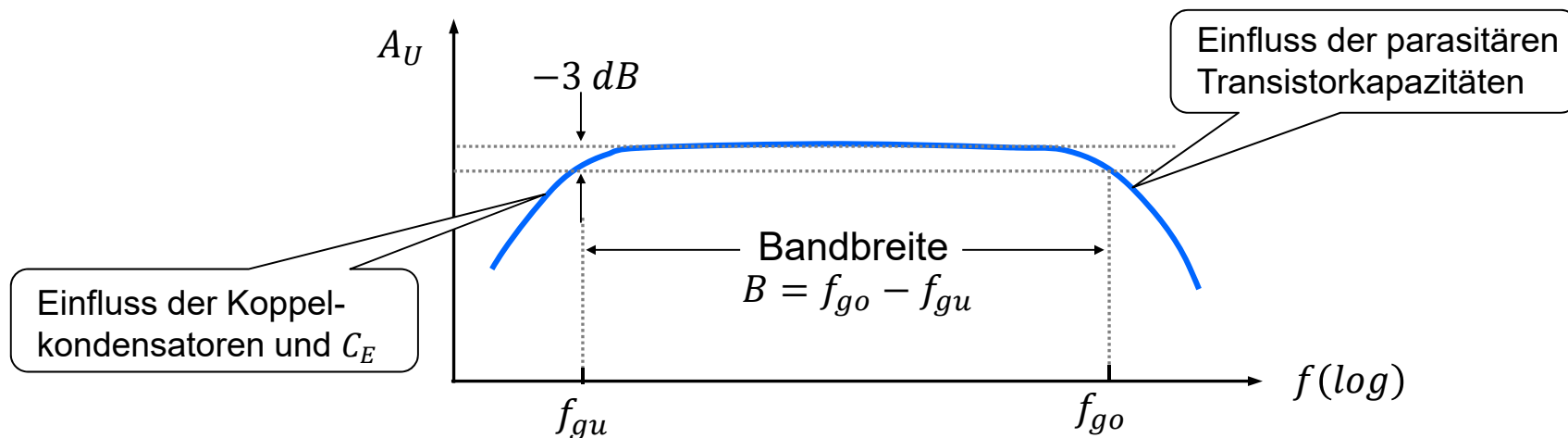
$$X_C = \frac{1}{\omega \cdot c}$$

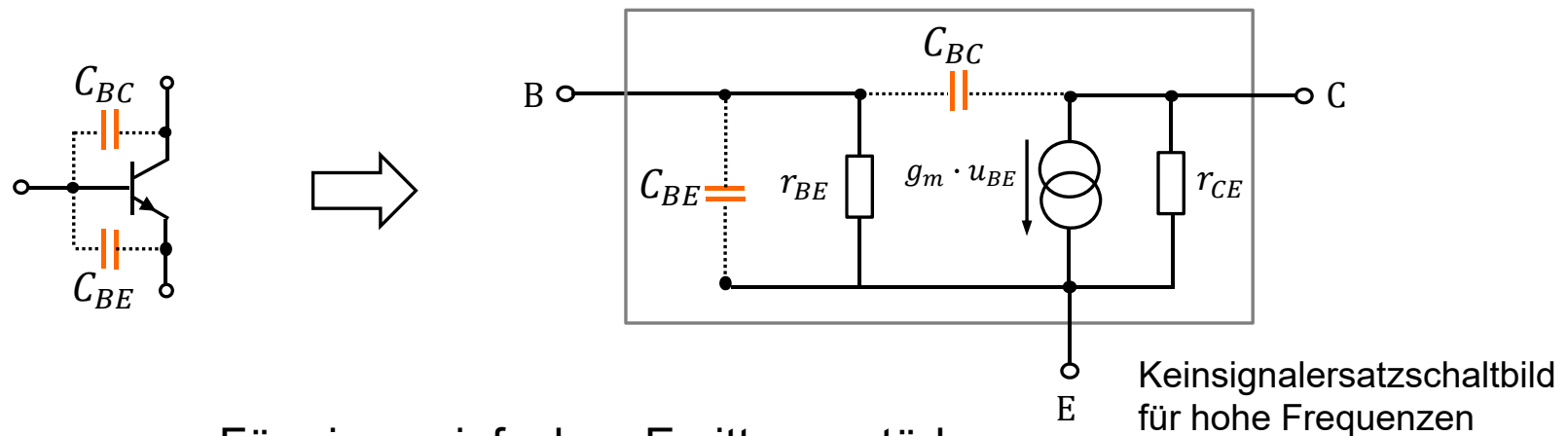
Grenzfälle:

$f = 0 \Rightarrow X_C = \infty$ (Unterbrechung)

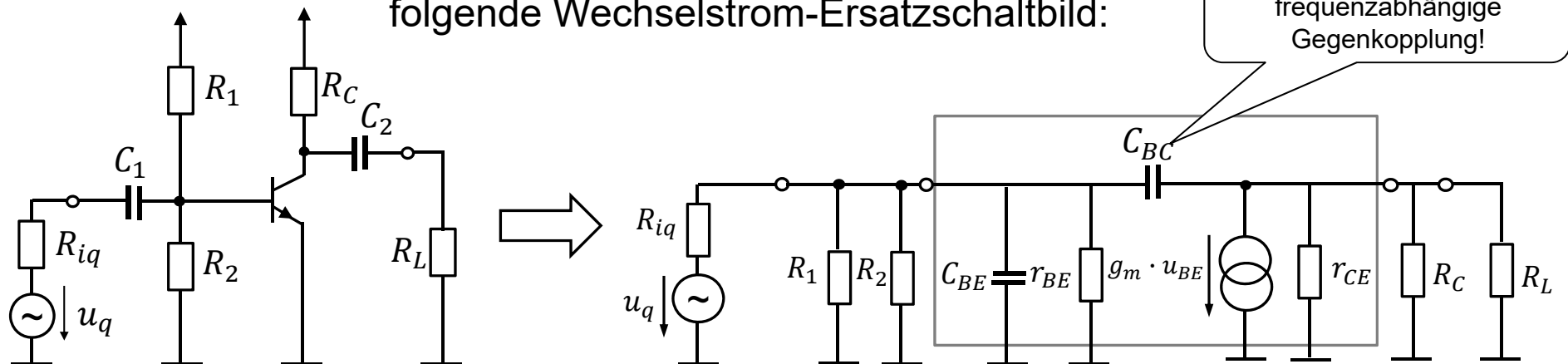
$f = \infty \Rightarrow X_C = 0$ (Kurzschluss)

C_1, C_2	Koppelkondensatoren	} Hochpässe → untere Grenzfrequenz f_{gu}
C_E	Überbrückungskondensator	
C_{BE}	Basis-Emitter-Kapazität	} Tiefpässe → obere Grenzfrequenz f_{go}
C_{BC}	Basis-Kollektor-Kapazität	

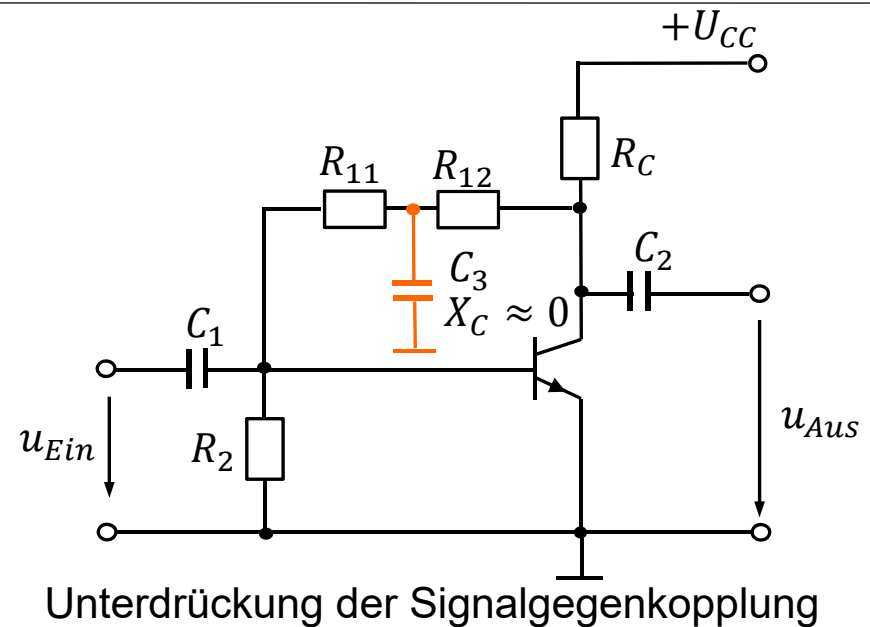
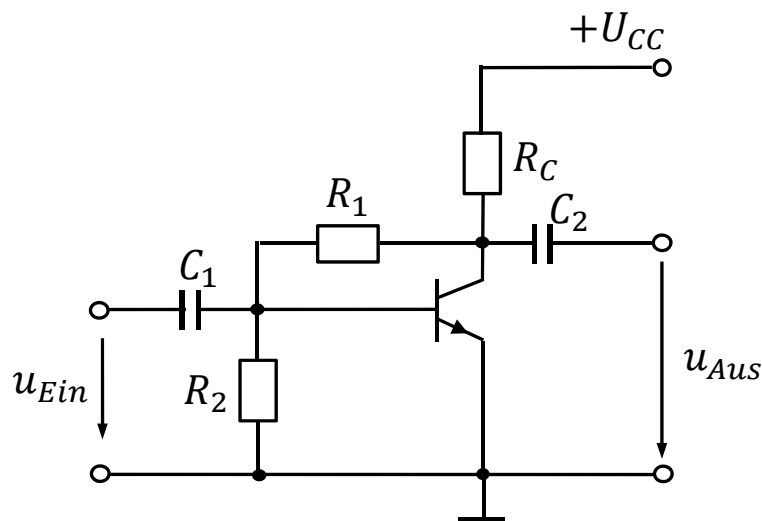




- Für einen einfachen Emittterverstärker ergibt sich damit bei **hohen** Frequenzen das folgende Wechselstrom-Ersatzschaltbild:

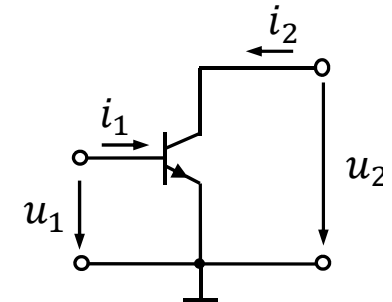
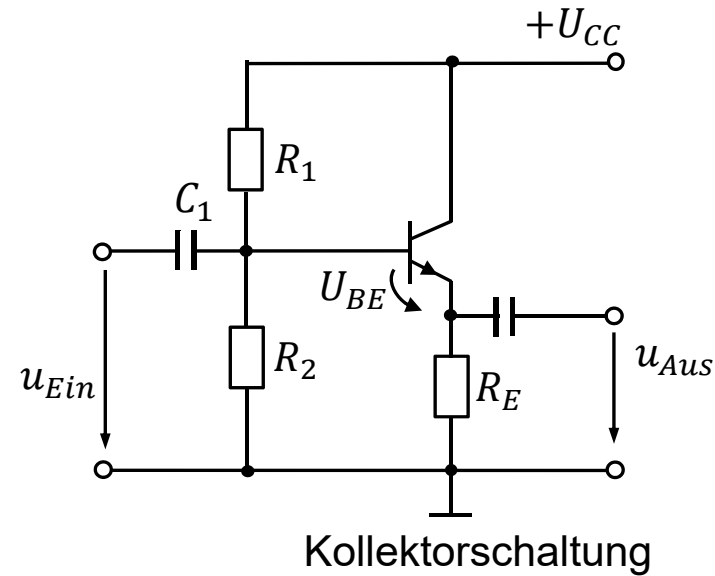
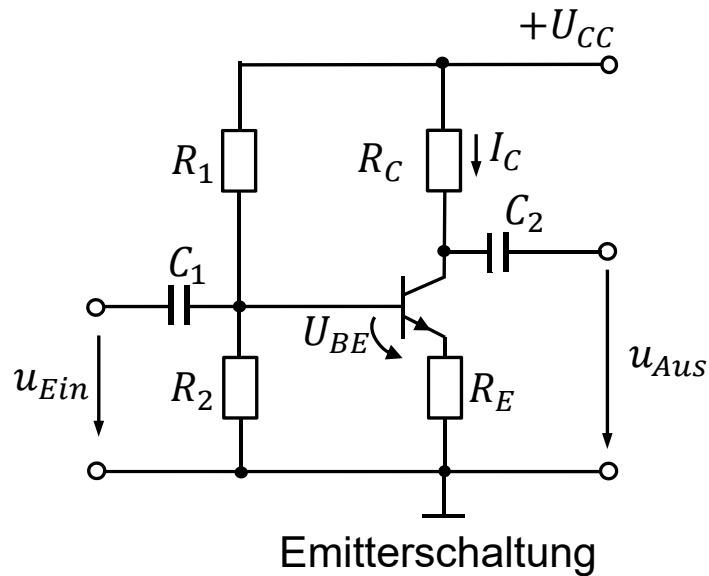


Die „Miller“-Kapazität C_{BC} erscheint am Eingang der Emittterstufe etwa um den Verstärkungsfaktor vergrößert: $C_{BC}^M \approx |A_U| \cdot C_{BC}$

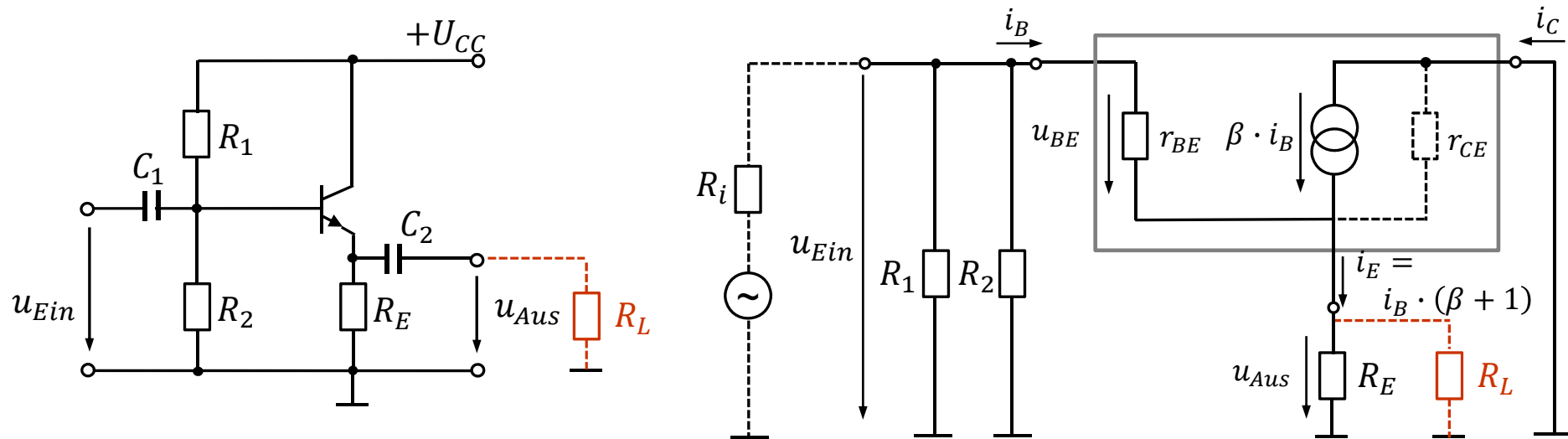


- Spannungsgegenkopplung: Die Ausgangsgröße U_{CE} wirkt über R_1 gegensinnig auf den Eingang zurück.
- Ursache-Wirkungs-Kette: $T \uparrow \Rightarrow I_C \uparrow \Rightarrow U_{RC} \uparrow \Rightarrow U_{CE} \downarrow \Rightarrow U_{R2} = U_{BE} \downarrow \Rightarrow I_C \downarrow$
- Thermische Stabilität / Unempfindlichkeit gegenüber Parameterstreuungen, da Änderungen des Arbeitspunkts wie bei Strom-GK selbsttätig ausgeglichen werden (Stabilisierung allerdings deutlich schlechter).

- Grundlagen
- Kennlinien, Grenzwerte und Arbeitsbereiche
- Grundsaltungen, Kleinsignalbetrachtung und Arbeitspunkt
- Emitterschaltung
- Kollektor- und Basisschaltung
 - Die Kollektorschaltung
 - Wie groß ist die Verstärkung der Kollektorschaltung?
 - Wie werden Ein- und Ausgangswiderstand der Kollektorschaltung bestimmt?
 - Die Kollektorschaltung als Impedanzwandler
 - Basisschaltung
 - Die drei Grundsaltungen des Transistors im Überblick
 - Mehrstufiger Verstärker
- Differenzverstärker



- Der Kollektor ist kleinsignalmäßig die gemeinsame Bezugselektrode für Ein- und Ausgang.
- Emitterfolger: „Emitter folgt Basis“ – Das Emitterpotential ist stets um $U_{BE} \approx 0,7 \text{ V}$ kleiner als das Basispotential $\Rightarrow u_{Aus} \approx u_{Ein} \Rightarrow A_U \approx 1$.
- Stromgegenkopplung: Die gesamte Ausgangsspannung wird auf den Eingang zurückgeführt (vollständige Gegenkopplung). Arbeitspunktstabilität ist gewährleistet.
(in der Emitterschaltung wird nur ein Teil (R_E/R_C) des Ausgangssignals am Emitter zurückgeführt)



Spannungsverstärkung: $A_U = \frac{u_{Aus}}{u_{Ein}} = \frac{i_B \cdot (\beta + 1) \cdot R_E}{r_{BE} \cdot i_B + i_B \cdot (\beta + 1) \cdot R_E} = \frac{1}{1 + \frac{r_{BE}}{(\beta + 1) \cdot R_E}} \approx 1$
(ohne r_{CE}, R_L)

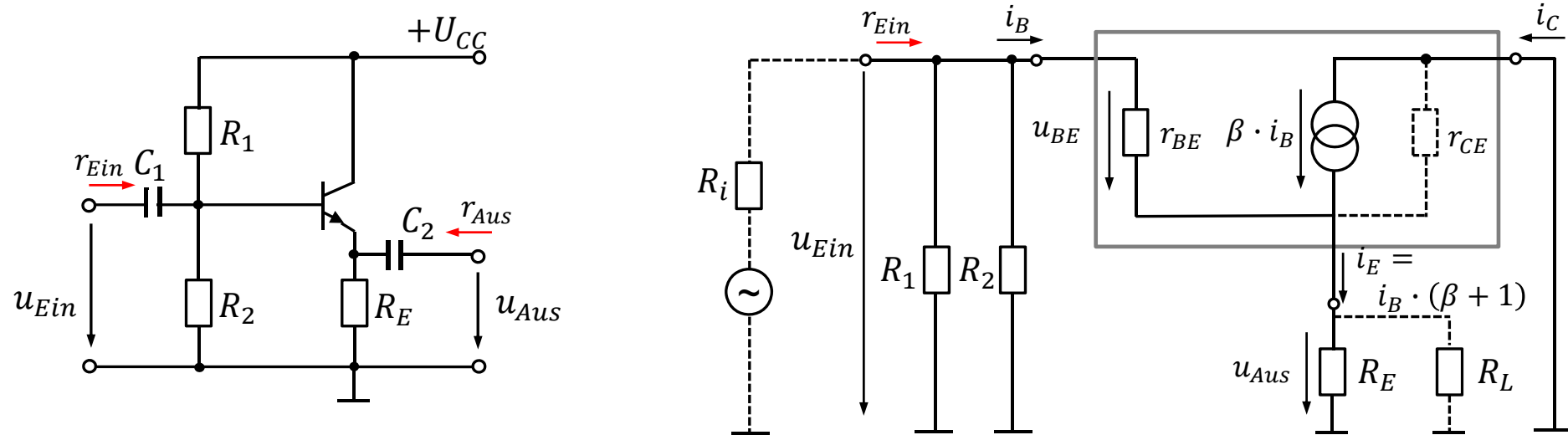
Die Spannungsverstärkung ist geringfügig kleiner eins (<1).
Aus- und Eingangsspannung sind phasengleich.

Stromverstärkung (Spannungsteiler und Last seien hier unberücksichtigt):

$$i_{Ein} = i_B):$$

$$A_I = \frac{i_E}{i_B} = \beta + 1$$

Die Kollektorschaltung besitzt eine
sehr hohe Stromverstärkung.

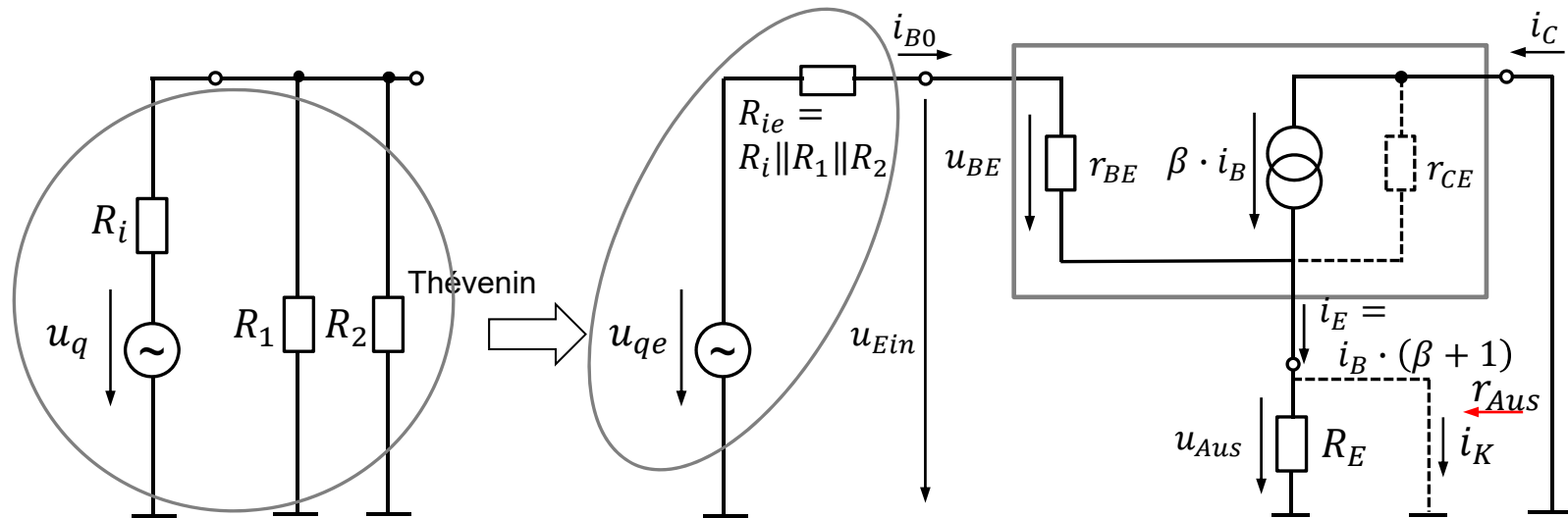


Unter Berücksichtigung der angeschlossenen Last gilt für den Eingangswiderstand:

$$r_{Ein} = R_1 \parallel R_2 \parallel \left(r_{BE} + (\beta + 1) \cdot (R_E \parallel R_L) \right) \quad (\text{Wie bei Emitterstufe mit Strom-GK})$$

$$r_{Ein} = R_1 \parallel R_2 \parallel \left(r_{BE} + (\beta + 1) \cdot (R_E \parallel R_L \parallel r_{CE}) \right) \quad (\text{falls } r_{CE} \text{ nicht vernachlässigbar})$$

- Der Eingangswiderstand der Kollektorschaltung ist groß (hochohmiger Basisspannungsteiler vorausgesetzt).



- Ausgangswiderstand:

$$r_{Aus} = \frac{u_{Aus}}{i_K} = \frac{i_{B0} \cdot (\beta + 1) \cdot R_E}{(\beta + 1) \cdot i_{BK}}$$

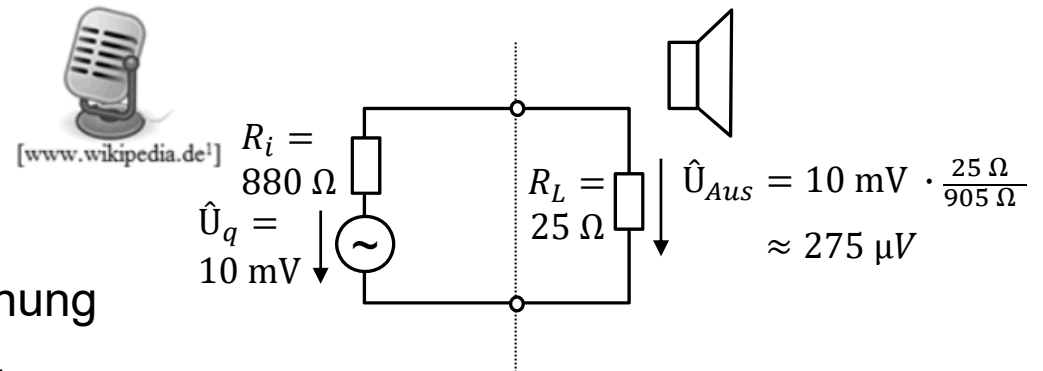
(Basisstrom bei Leerlauf): $i_{B0} = \frac{u_{qe}}{R_{ie} + r_{BE} + (\beta + 1) \cdot R_E}$

(Basisstrom bei Kurzschluss): $i_{BK} = \frac{u_{qe}}{R_{ie} + r_{BE}}$

$$\Rightarrow r_{Aus} = \frac{(R_{ie} + r_{BE}) \cdot R_E}{R_{ie} + r_{BE} + (\beta + 1) \cdot R_E} = \frac{1}{\frac{1}{R_E} + \frac{\beta + 1}{R_{ie} + r_{BE}}} = R_E \parallel \frac{R_{ie} + r_{BE}}{\beta + 1} \approx \frac{R_{ie} + r_{BE}}{\beta}$$

- Problem:
Hochohmige Signalquelle soll
niederohmige Last treiben.
Was passiert?

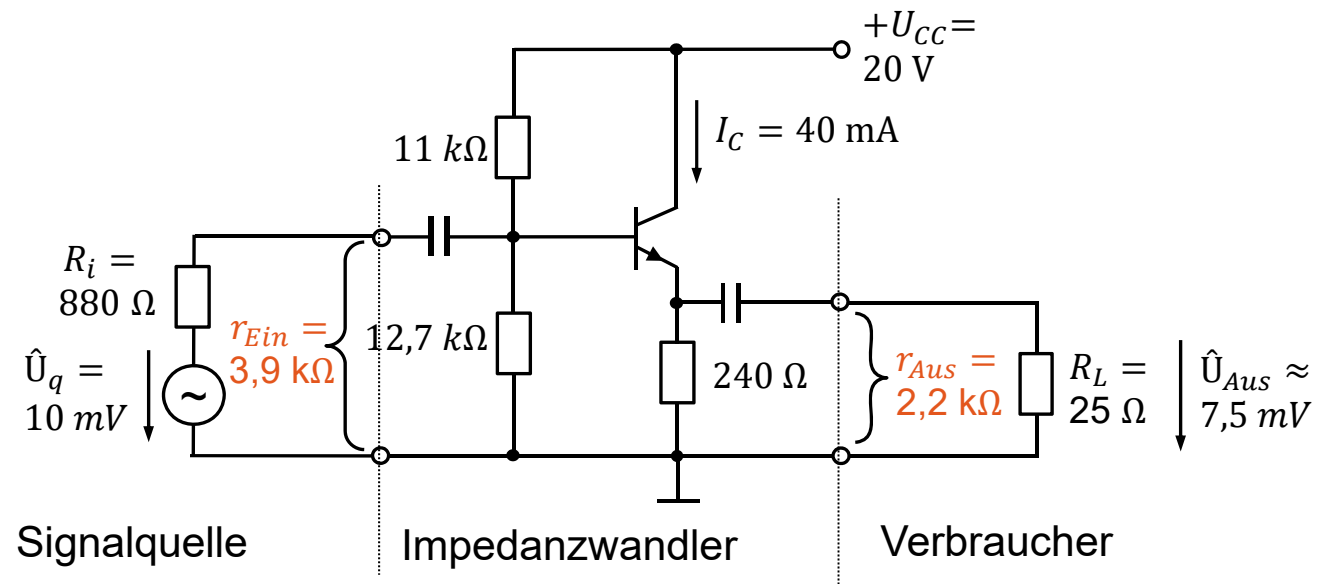
⇒ Die Klemmenspannung
„bricht“ zusammen.

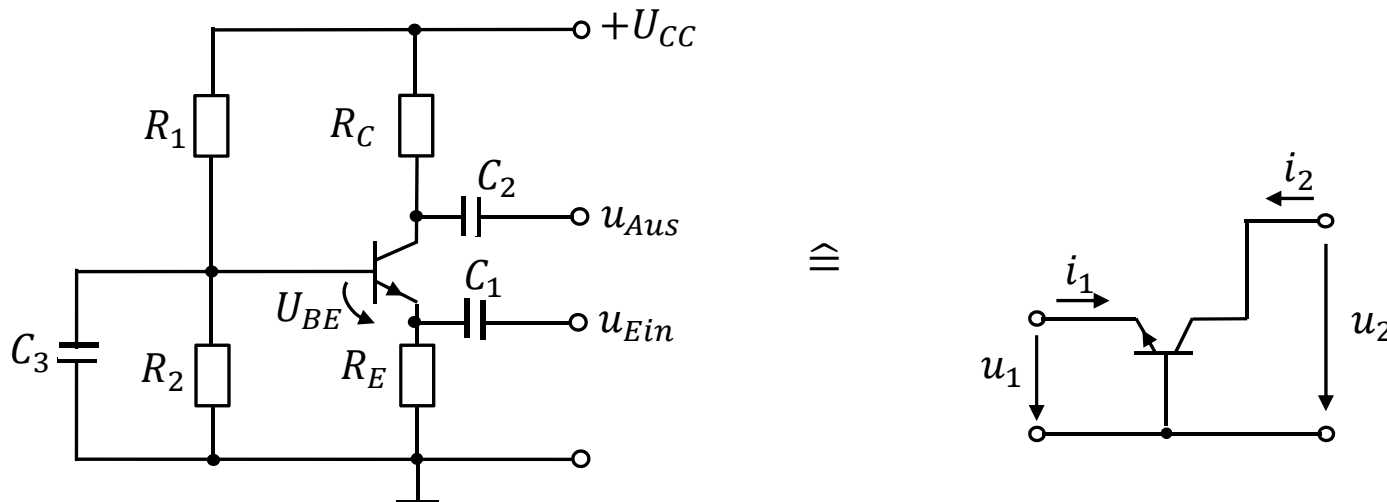


- Lösung: Verwendung eine Puffers
(engl. *buffer*)

$$\beta = 500$$

$$r_{BE} = 313 \Omega$$





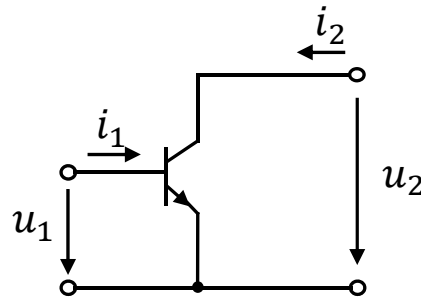
- Einspeisung am Emitter (Basis konstant):
Die Signalquelle muss den hohenEmitterstrom aufbringen.
Der Eingangswiderstand ist daher sehr klein.

$$r_{Ein} \approx \frac{r_{BE}}{\beta + 1} \quad (\text{Differentieller Widerstand der BE-Diode vom Emitter aus gesehen})$$

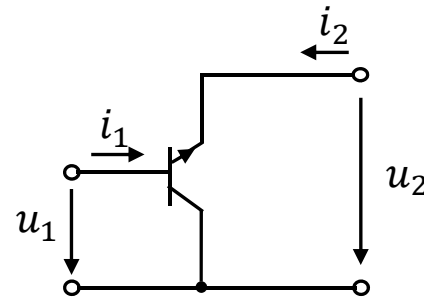
- Ausgangswiderstand: $r_{Aus} \approx R_C$ (Wie bei Emitterschaltung)
- Spannungsverstärkung: $A_U = \frac{u_{Aus}}{u_{Ein}} \approx g_m \cdot R_C$ (Wie bei Emitterschaltung, aber ohne Invertierung)
- Stromverstärkung: $A_I = \frac{i_C}{i_E} \approx 1 = \frac{\beta}{\beta + 1}$ (Stets kleiner als 1)

Die Basissschaltung eignet sich besonders als Spannungsverstärker im HF-Bereich (kein Miller-Effekt durch parasitäre Rückwirkungskapazitäten).

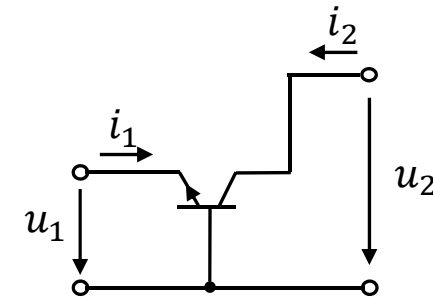
Die 3 Grundsaltungen des Transistors



Emitterschaltung



Kollektorschaltung

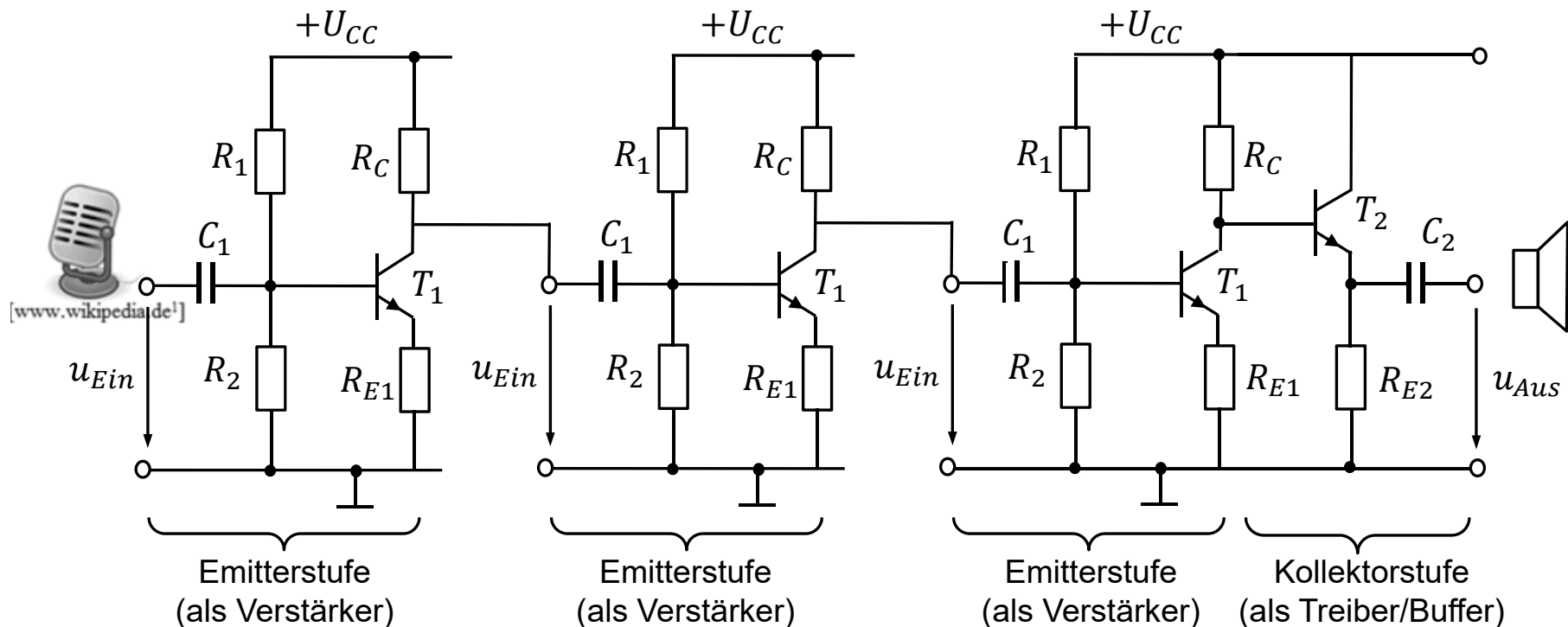


Basisschaltung

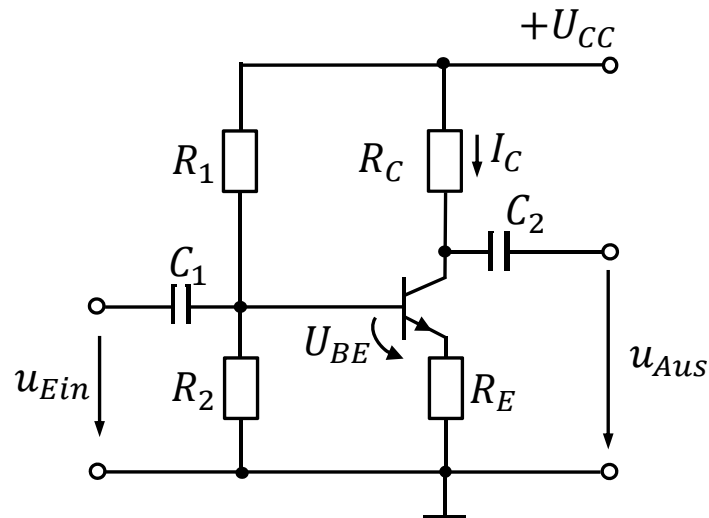
B=200 $I_c=2\text{mA}$	Emitterschaltung	Kollektorschaltung	Basisschaltung
Spannungsverstärkung	groß, z.B. - 200	≈ 1	groß, z. B. 200
Stromverstärkung	groß, z. B. - 200	groß, z. B. 200	≈ 1
Eingangswiderstand	mittel, z. B. 2 k Ω	groß, z. B. 20 k Ω	klein, z. B. 20 Ω
Ausgangswiderstand	mittel, z. B. 2 k Ω	klein, z. B. 50 Ω	mittel, z. B. 2 k Ω
obere Grenzfrequenz	niedrig, z. B. 500 kHz	mittel bis hoch, z. B. 5 MHz	hoch, z. B. 20 MHz
Phasendrehung	180°	0°	0°

Die Kollektorschaltung hat zwar keine Spannungsverstärkung, aber ...

- einen hohen Eingangswiderstand, der die Signalquelle kaum belastet,
- einen niedrigen Ausgangswiderstand, d. h.
niederohmige Lasten können mit großen Strömen versorgt werden,
- daher eignet sie sich als Treiberstufe bzw. Impedanzwandler.

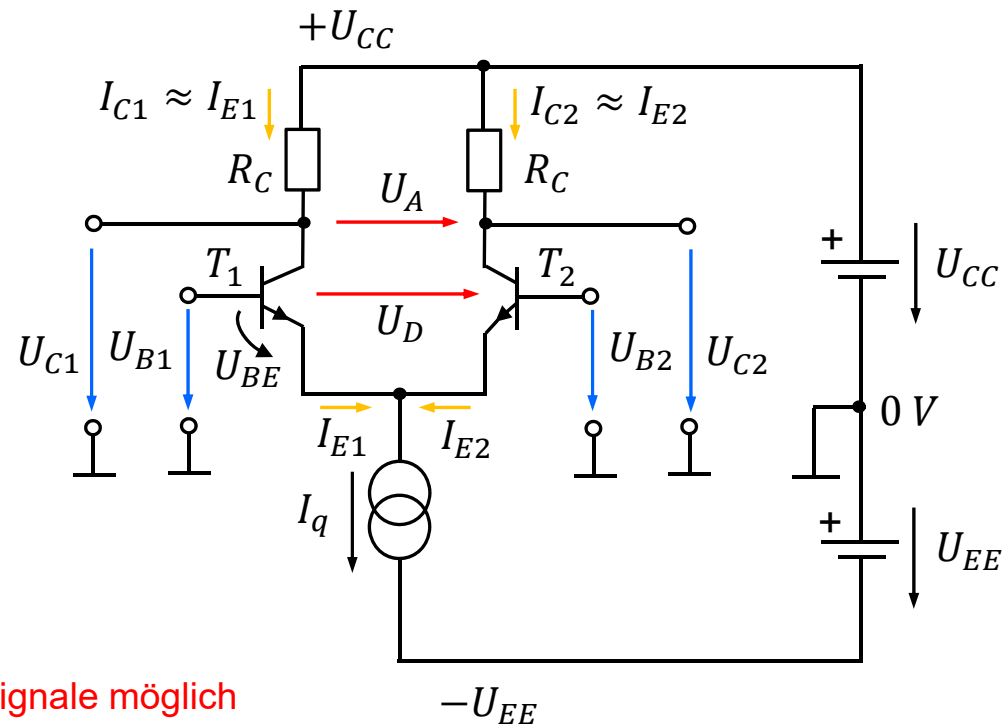


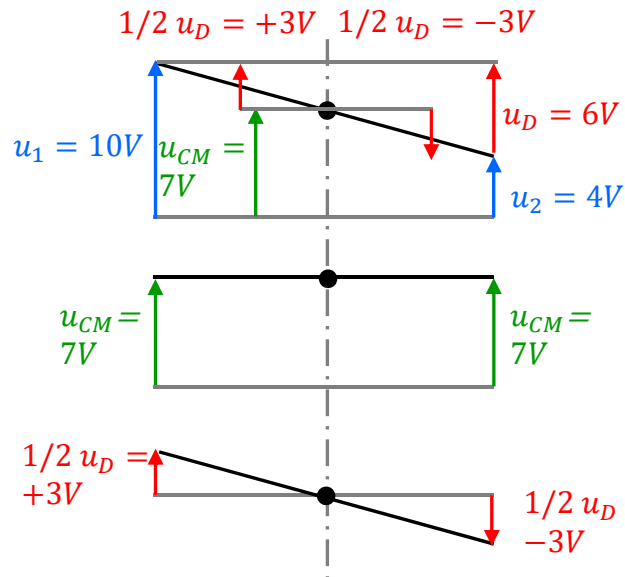
- Grundlagen
- Kennlinien, Grenzwerte und Arbeitsbereiche
- Grundsaltungen, Kleinsignalbetrachtung und Arbeitspunkt
- Emitterschaltung
- Kollektor- und Basisschaltung
- Differenzverstärker
 - Was versteht man unter dem Gleichtakt- und Gegentaktanteil von Signalen?
 - Wie verhält sich eine Differenzstufe bei Gleichtaktaussteuerung?
 - Wie verhält sich eine Differenzstufe bei Gegentaktaussteuerung?
 - Verhalten des Differenzverstärkers



Emitterschaltung:

- Arbeitspunktempfindlich
- Temperaturabhängig
- AC-Kopplung am Ein- und Ausgang: nur AC Signale möglich
- Große Kapazitäten der Koppelkondensatoren verringern die Eckfrequenz.
- Symmetrischer Aufbau aus zwei gleichen Emitterstufen (T_1, T_2 identisch).
- Thermisch stabil (da Temperaturänderungen wie ein Gleichtaktsignal wirken).
- Eine Stromquelle hält die Summe der Ströme konstant: $I_{E1} + I_{E2} = I_q = \text{const}$
- 2 Eingänge U_{B1}, U_{B2} ; $U_D = U_{B1} - U_{B2}$ (Eingangsdifferenzspannung)
- 2 massebezogene Ausgänge U_{C1}, U_{C2} (asymmetrisch)
- 1 massefreier Ausgang U_A (symmetrisch); $U_A = U_{C1} - U_{C2}$ (Ausgangsdifferenz)





Zwei beliebige Signale lassen sich stets zerlegen in einen Gleichtaktanteil (engl. *common mode*) und einen Gegentakt-/Differenzanteil (*differential mode*):

$$u_{CM} = \frac{u_1 + u_2}{2} \quad (\text{arithmetischer Mittelwert})$$

$$u_D = u_1 - u_2 \quad (\text{Differenz})$$

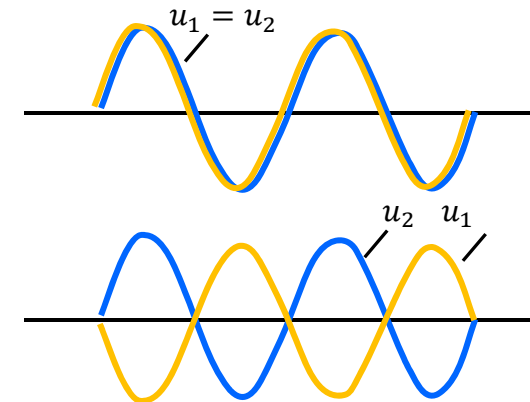
Umgekehrt können beide Signale als Überlagerung dieser Komponenten dargestellt werden:

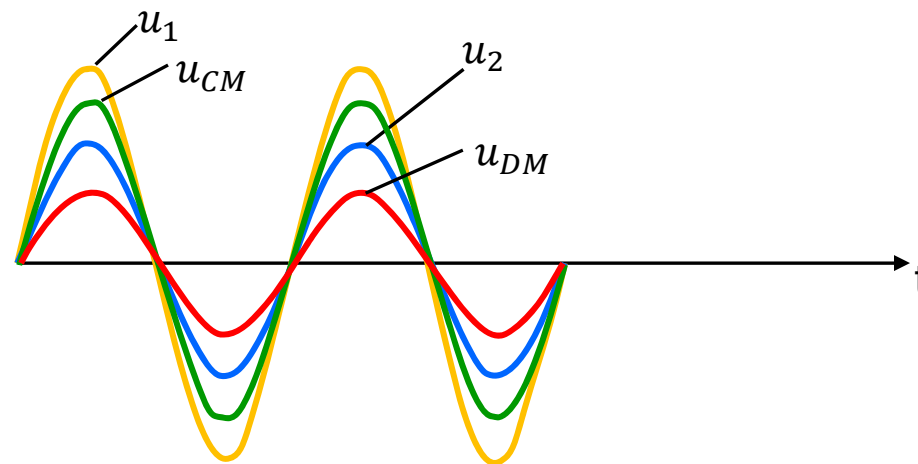
- Zwei (zeitveränderliche) Signale sind im Gleichtakt, wenn stets $u_1 = u_2$ bzw. $u_D = 0$ gilt:

$$u_{CM} = u_1 = u_2$$
- Sie sind im Gegentakt, wenn stets $u_1 = -u_2$ bzw. $u_{CM} = 0$ gilt:

$$u_D = u_1 - (-u_2) = 2 \cdot u_1$$

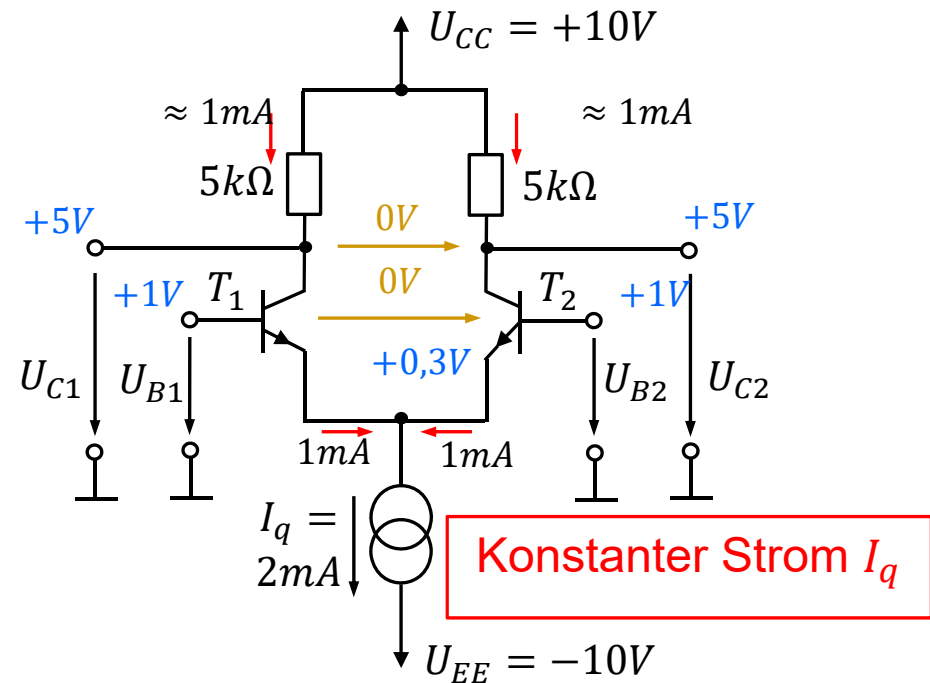
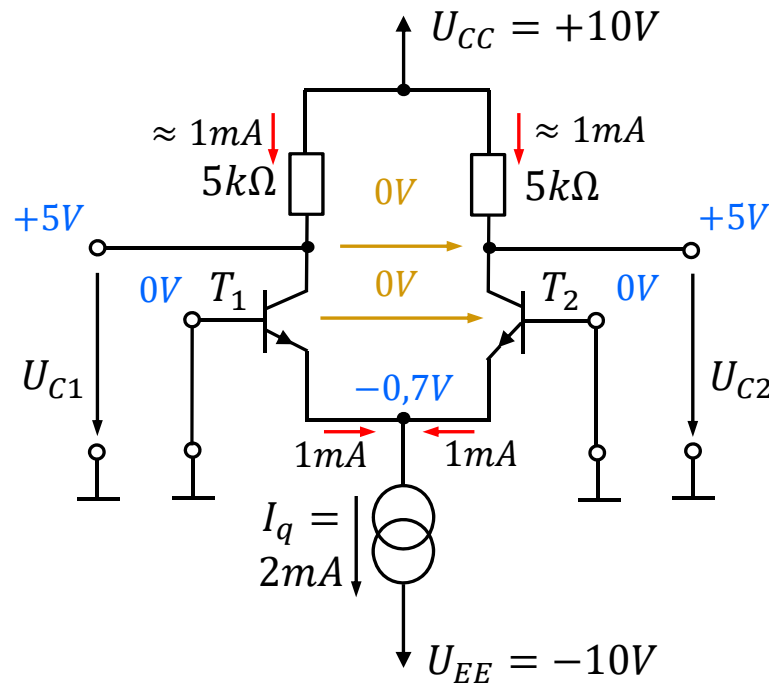
$$u_1 = u_{CM} + \frac{u_D}{2} \quad u_2 = u_{CM} - \frac{u_D}{2}$$





- Zwei Eingangssignale u_1 und u_2
- Zerlegung der beiden Eingangssignale in ihre Anteile:
 1. Gleichtakt Anteil der Signale u_{CM}
 2. Differenzsignal aus u_1 und u_2 : u_{DM}

Fall 1: Gleich große Eingangsspannungen $U_{B1} = U_{B2} = U_{CM}, U_D = 0$ (reiner Gleichtakt).

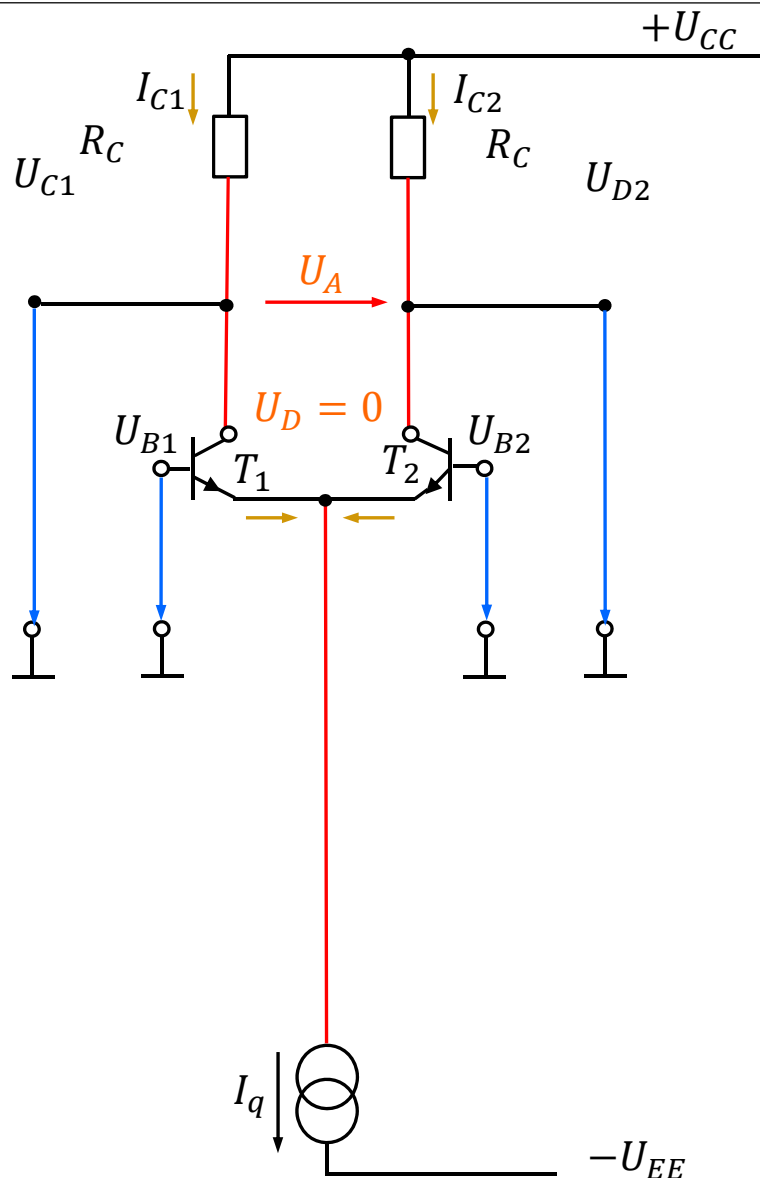


- Bei Änderung der Gleichtaktspannung verschieben sich die Potential an den Ausgängen nicht. Der Quellstrom verteilt sich stets gleichmäßig auf beide Emitterzweige:

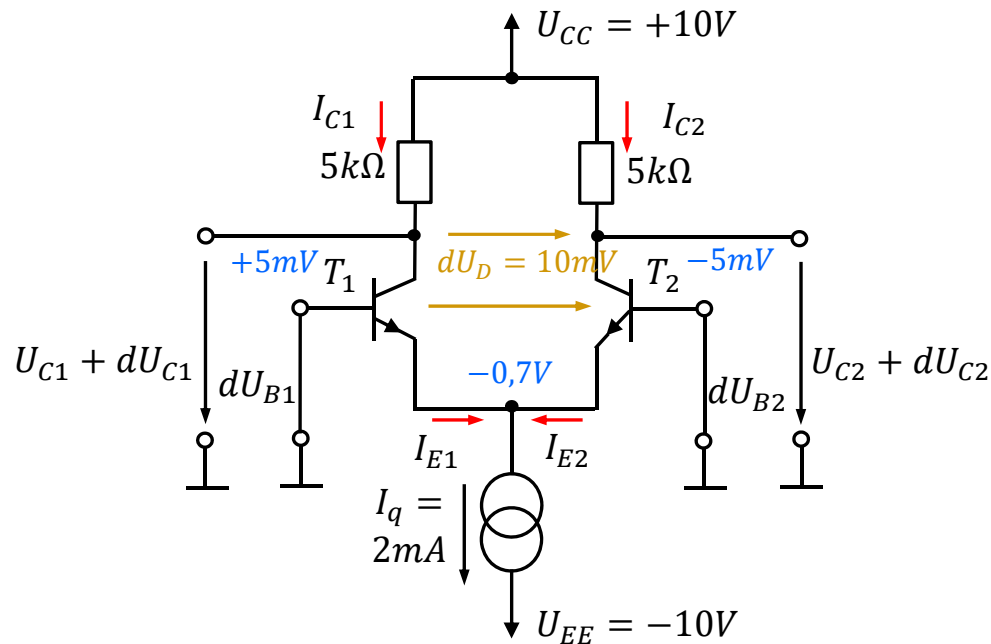
$$I_{E1} = I_{E2} = \frac{1}{2}I_q \approx I_{C1} = I_{C2} \Rightarrow U_{C1} = U_{C2} = U_{CC} - \frac{1}{2}I_q \cdot R_C \text{ bzw. } U_A = 0$$

Die Gleichtaktverstärkung ist in diesem Beispiel idealerweise null:

$$A_{U,CM} = \frac{dU_{C1}}{dU_{CM}} = \frac{dU_{C2}}{dU_{CM}} = \frac{0V}{1V} = 0$$



Fall 2: Die Eingangsspannungen seien entgegengesetzt gleich groß (reiner Differenzbetrieb). Betrachtet werden nur kleine Spannungen (bzw. deren Änderungen).



Bei reiner Differenzaussteuerung ist die Spannung am Emitter konstant und es gilt:

T_1 und T_2 arbeiten als einfache Emitterstufen.
Da das Superpositionsprinzip gilt, wird die Differenzverstärkung bei asymmetrischer Auskopplung (*single ended*) betrachtet:

$$\text{z.B.: } dU_D = dU_{B1} - dU_{B2} \approx 10\text{mV}$$

$$dU_{B1} = -dU_{B2} = \frac{1}{2}dU_D \quad \text{d.h.}$$

$$dU_{B1} = 5\text{mV}, dU_{B2} = -5\text{mV}$$

$$I_{C1} \uparrow I_{C2} \downarrow \Rightarrow U_{C1} \downarrow U_{C2} \uparrow$$

$$\text{weil } I_{C1} + I_{C2} \approx I_q = \text{const.}$$

$$\Rightarrow dI_{C1} = -dI_{C2} \Rightarrow dU_{C1} = -dU_{C2}$$

$$dI_{C1} = g_m \cdot dU_{BE1} \quad dI_{C2} = g_m \cdot dU_{BE2}$$

$$dU_{B1} = dU_{BE1} = \frac{1}{2}dU_D$$

$$dU_{B2} = dU_{BE2} = -\frac{1}{2}dU_D$$

$$A_{U,D} = \frac{dU_{C1}}{dU_D} = \frac{dU_{C1}}{2dU_{BE1}} = -\frac{1}{2}g_m R_C$$

Differenzstufe bei Gegentaktaussteuerung (2)

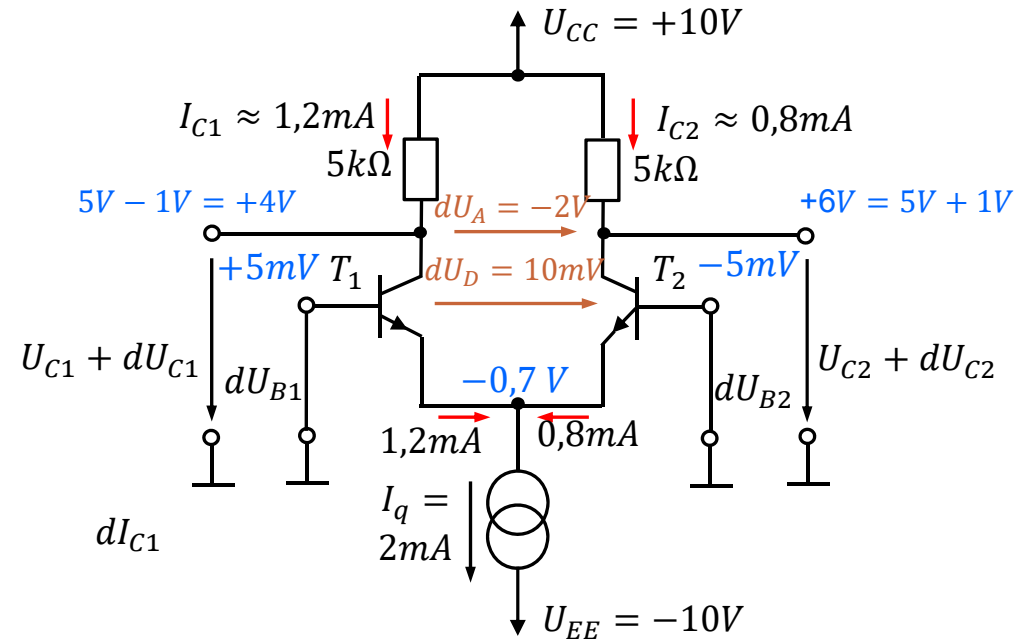


Bei symmetrischer, massefreier Auskopplung (*fully differential*) beträgt die Differenzverstärkung:

$$A_{U,D} = \frac{dU_A}{dU_D} = -g_m R_C$$

$$\left(\begin{array}{l} \text{Da } dU_{C1} = -dU_{C2}, \\ dU_A = dU_{C1} - dU_{C2} = 2dU_{C1} \end{array} \right)$$

und die Ströme?



Beispiel: Bei $I_{C1} = I_{C2} = \frac{1}{2} I_q$ gilt für die Steilheiten von T_1 und T_2 $g_m = \frac{1 \text{ mA}}{25 \text{ mV}} = 40 \text{ mS}$

und damit für die single-ended Differenzverstärkung $A_{U,D} = \frac{dU_{C1}}{dU_D} = -\frac{1}{2} 40 \text{ mS} \cdot 5 \text{ k}\Omega = -100$

Somit betragen die Änderungen der Ausgangsspannungen:

$$dU_{C1} = A_{U,D} \cdot dU_D = -100 \cdot 10 \text{ mV} = -1 \text{ V}$$

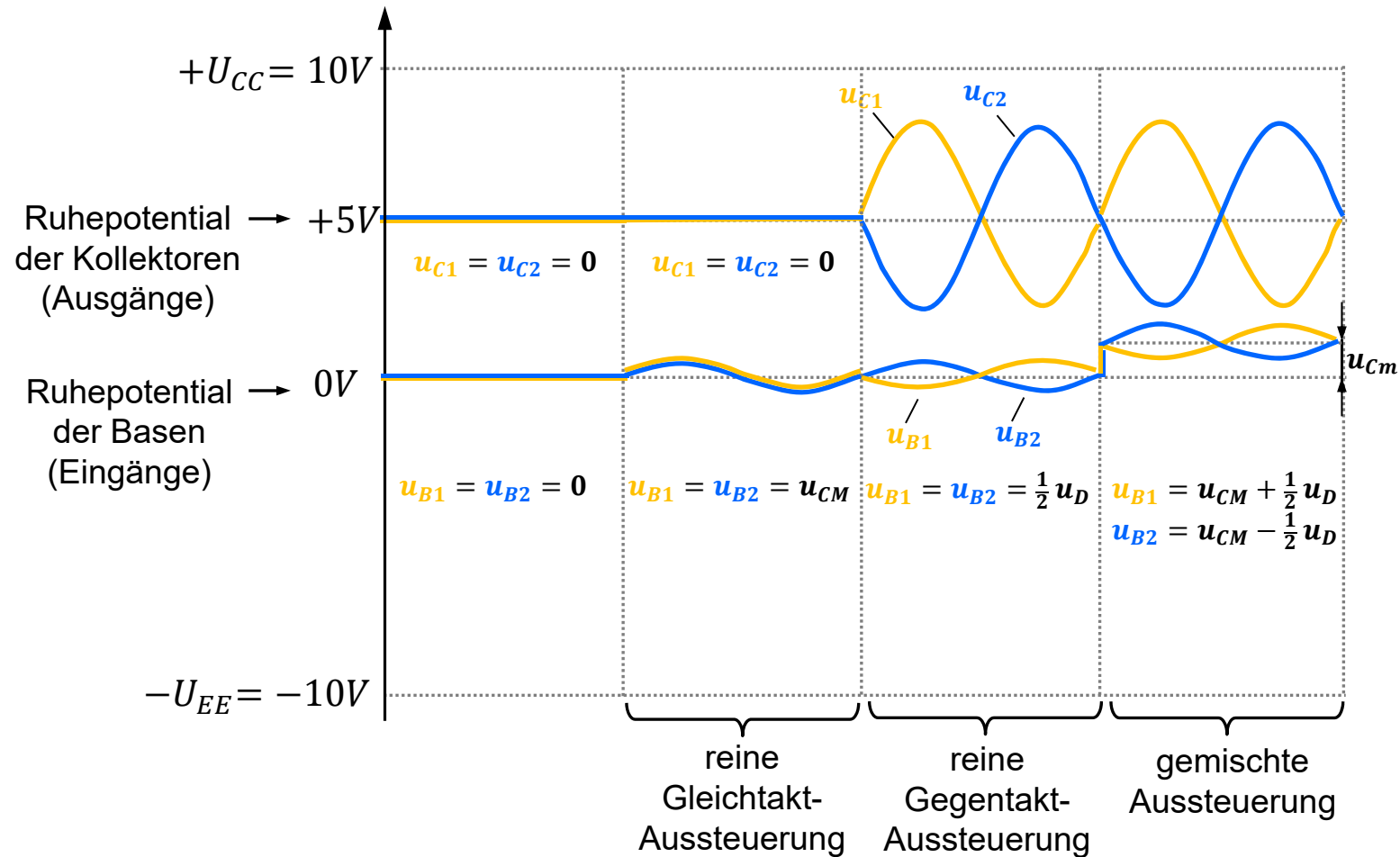
$$dU_{C2} = -dU_{C1} = +1 \text{ V}$$

$$dU_A = dU_{C1} - dU_{C2} = -2 \text{ V}$$

$$g_m = \frac{I_C}{U_{Temp}} = g_{m2} ?$$

und die Stromänderungen:

$$dI_{C1} = -dI_{C2} = \frac{-dU_{C1}}{R} = \frac{1 \text{ V}}{5 \text{ k}\Omega} = 0,2 \text{ mA}$$



Die Differenzstufe verstärkt nur die Differenzspannung zwischen den beiden Eingängen. Der Gleichtaktanteil wird unterdrückt.