



# Elektronik I, Foliensatz 3

## Bipolartransistoren

G. Kemnitz

Institut für Informatik, Technische Universität Clausthal  
12. Juli 2013



## Inhalt des Foliensatzes

### Transistor

- 1.1 Statisches Verhalten
- 1.2 Kapazitäten
- 1.3 Kleinsignalverhalten
- 1.4 Kontrollfragen

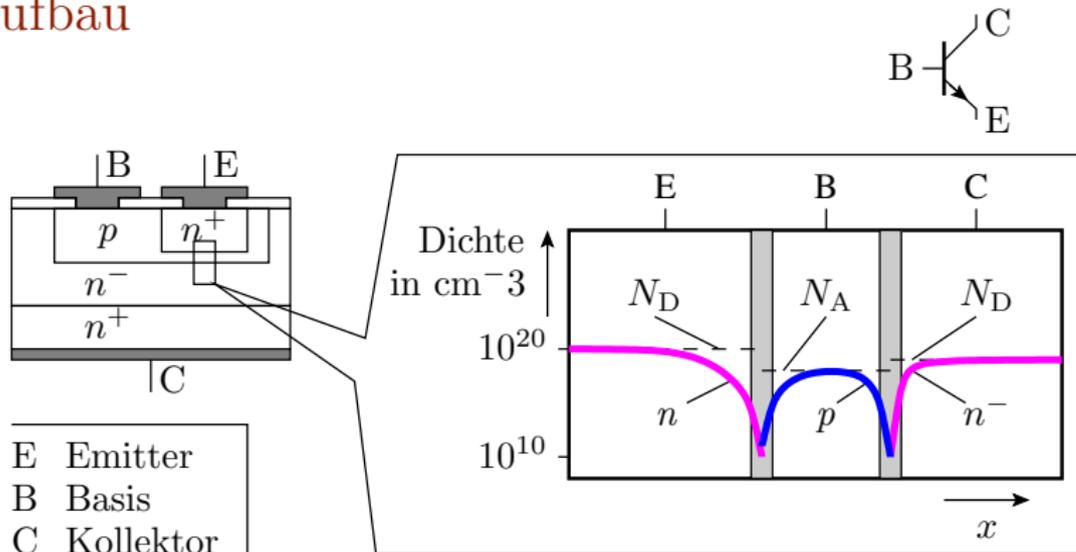
### Grundsaltungen

- 2.1 Emitterschaltung
- 2.2 Arbeitspunkt
- 2.3 Kollektorschaltung
- 2.4 Basisschaltung
- 2.5 Rauschen
- 2.6 Aufgaben



# Transistor

## Aufbau



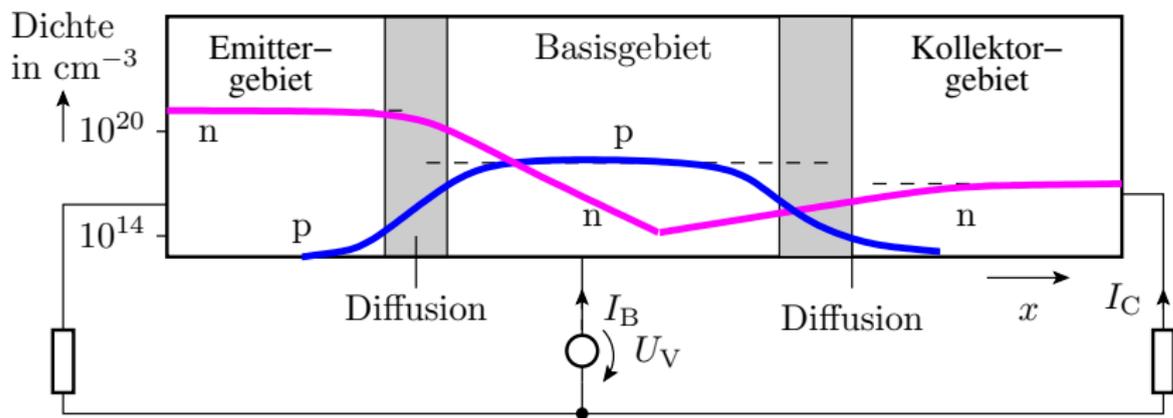
- Schichtfolge p-n-p oder n-p-n
- geringe Basisbreite
- Emitter ist um Zehnerpotenzen höher als die Basis dotiert



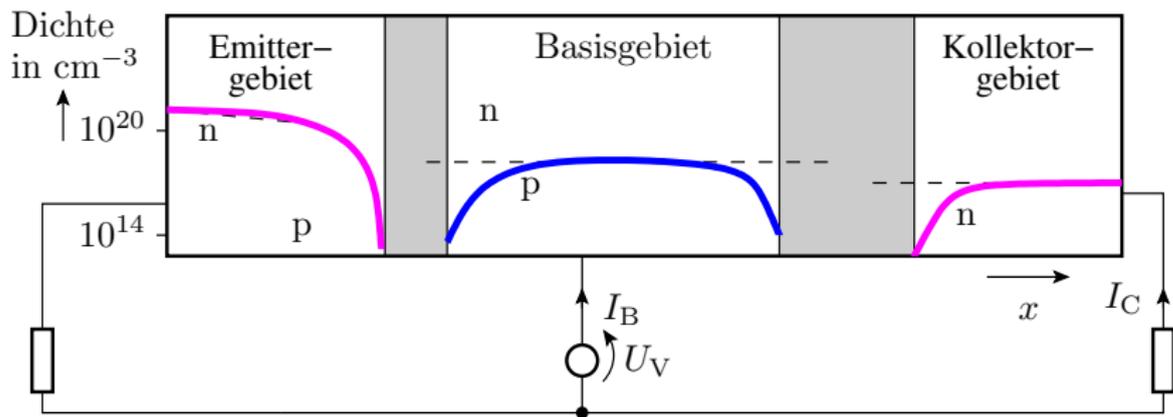
# Statisches Verhalten

### Betriebsarten (npn-Transistor)

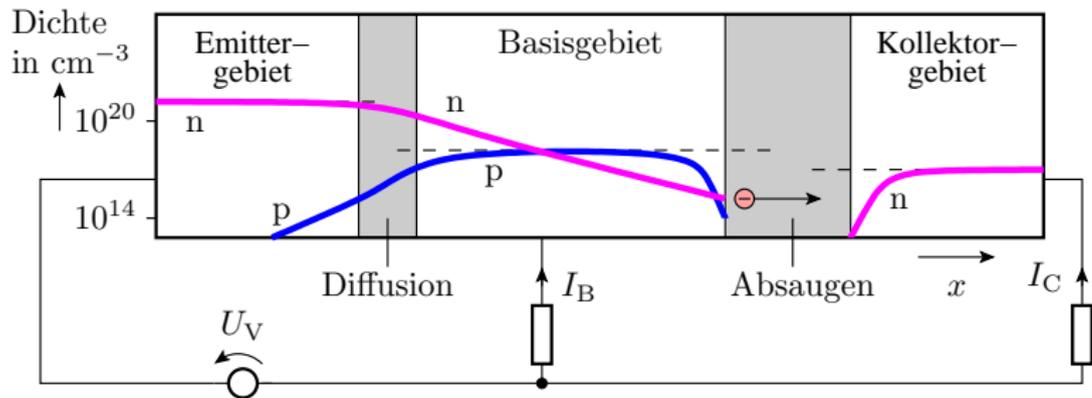
- Beide pn-Übergänge in Durchlassrichtung, Diffusion durch die pn-Übergänge und Rekombination in den Bahngebieten (Funktion wie zwei Dioden)



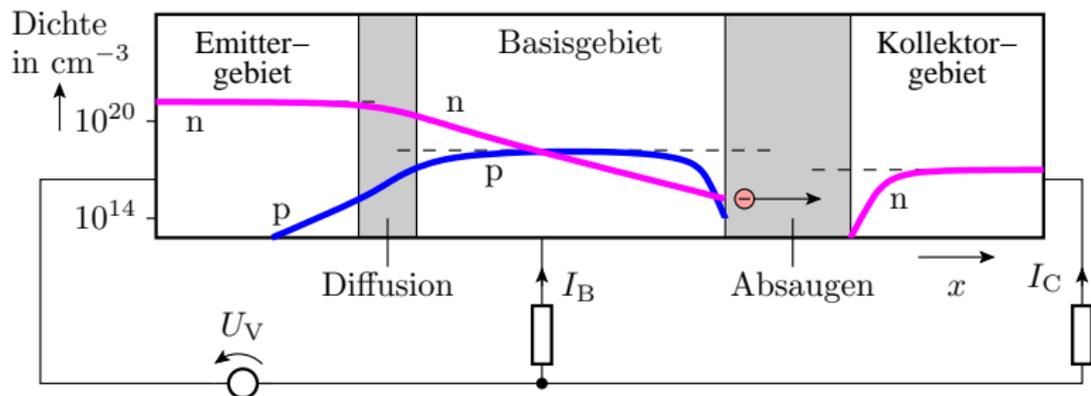
- Beide pn-Übergänge in Sperrichtung gepolt, kein bzw. nur ein geringer Leckstrom (Funktion wie zwei Dioden).



- Wenn ein Übergang (BE-Übergang) in Durchlassrichtung und der andere (BC-Übergang), dann diffundieren am leitenden Übergang ankommende Ladungsträger weiter zum gesperrten Übergang und werden dort abgesaugt.



Der Diffusionsstrom vom Emitter zur Basis kommt fast vollständig am Kollektor an.



$$I_C \approx I_S \cdot e^{\frac{U_{BE}}{U_T}}$$

( $I_S$  – Modellparameter). Nur ein um den Faktor  $B \approx 100$  kleinerer Wert muss an der Basis nachgeliefert werden:

$$I_B = \frac{I_S}{B} \cdot e^{\frac{U_{BE}}{U_T}}$$

( $B$  – Großsignalstromverstärkung).

Funktioniert auch bei Vertauschung von Emitter und Kollektor, nur andere Parameterwerte.

## Simulation Normal- und Inversbetrieb

Normalbetrieb:

- Simulation des Basisstroms als  $B_N$ -ten Teil des Durchlassstroms einer Diode:

$$I_{B.N} = \frac{I_S}{B_N} \cdot e^{\frac{U_{BE}}{U_T}}$$

- Simulation des Kollektorstroms als  $B_N$ -facher Basisstrom:

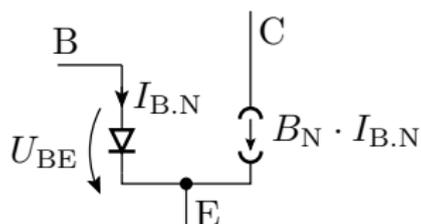
$$I_{C.N} = B_N \cdot I_{B.N}$$

Inversbetrieb: analog für BC-Übergang:

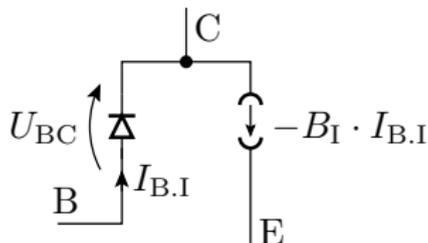
$$I_{B.I} = \frac{I_S}{B_I} \cdot e^{\frac{U_{BC}}{U_T}}$$

$$I_{E.I} = -B_I \cdot I_{B.I}$$

Normalbetrieb



Inversbetrieb

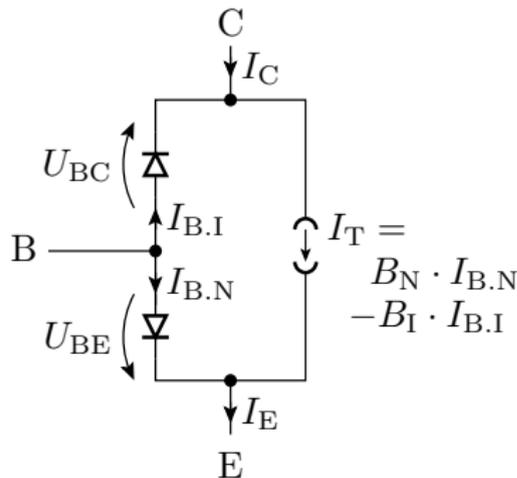


## Transportmodell

Zusammenfassen der Stromquellen für den Kollektorstrom zu einer Transportquelle:

$$\begin{aligned} I_T &= I_{C.N} - I_{E.I} \\ &= B_N \cdot I_{B.N} - B_I \cdot I_{B.I} \end{aligned}$$

(im Normalmodus ist  $I_{B.I} = 0$   
und im Inversmodus  $I_{B.N} = 0$ )



Das Modell erfasst auch den

- Übersteuerungsmodus:  $I_{B.N} > 0$  und  $I_{B.I} > 0$
- Sperrmodus:  $I_{B.N} = 0$  und  $I_{B.I} = 0$ .



## Beispielparameter

| Param. | Spice | Bezeichnung                              | BC547B | BUV47 |    |
|--------|-------|--|--------|-------|----|
| $I_S$  | IS    | Sättigungsstrom                          | 7      | 974   | fA |
| $B_N$  | BF    | ideale Stromverstärkung<br>Normalbetrieb | 375    | 95    |    |
| $B_I$  | BR    | ideale Stromverstärkung<br>Inversbetrieb | 1      | 21    |    |

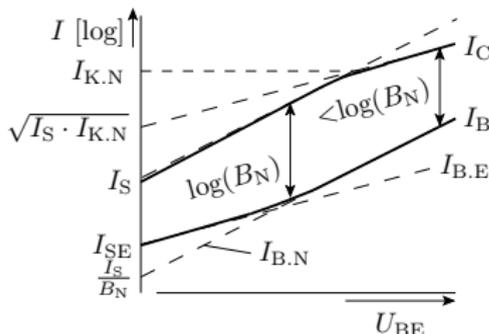
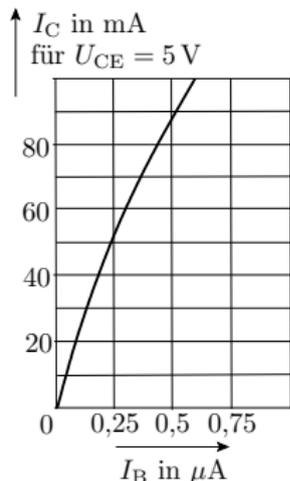
BC547B – npn Kleinsignaltransistor; BUV47 – npn-Leistungstransistor

Im Inversbetrieb ist die Stromverstärkung viel geringer.



## Stromverstärkung

- Misst man  $I_C(I_B)$  erhält man einen nichtlinearen Zusammenhang.
- Für das Verständnis besser  $\ln(I_B(U_{BE}))$  und  $\ln(I_C(U_{BE}))$  betrachten. Differenz
  - mittlerer Bereich:  $\ln(B_N)$ ,  $B_N$  – ideale Stromverstärkung
  - kleine  $I_C$ : erhöhter Basisstrom
  - großer  $I_C$ : verringerter Kollektorstrom



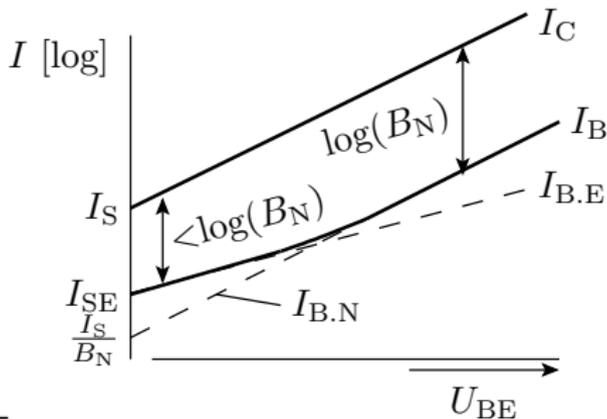
## Leckströme

Außer dem Diffusionsstrom, der überwiegend zum Kollektor weiterfließt, tritt in einer Diode auch ein Leck- oder Rekombinationsstrom auf, der den Basistrom erhöht, aber keinen Einfluss auf den Kollektorstrom hat.

$$\begin{aligned}
 I_B &= I_{B.N} + I_{B.E} \\
 &= \frac{I_S}{B_N} \cdot e^{\frac{U_{BE}}{U_T}} \\
 &\quad + I_{SE} \cdot \left( e^{\frac{U_{BE}}{n_E \cdot U_T}} - 1 \right)
 \end{aligned}$$

mit  $n_E > 1$

Modellierung durch eine zusätzliche Diode und die Parameter  $I_{SE}$ ,  $n_E$ .

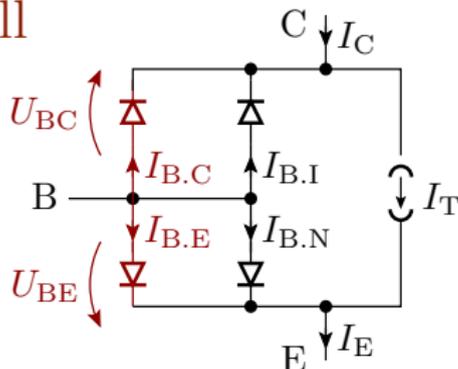


## Leckströme im Transportmodell

$$I_T = B_N \cdot I_{B,N} - B_I \cdot I_{B,I}$$

$$I_{B,E} = I_{SE} \cdot \left( e^{\frac{U_{BE}}{n_E \cdot U_T}} - 1 \right)$$

$$I_{B,C} = I_{SC} \cdot \left( e^{\frac{U_{BC}}{n_C \cdot U_T}} - 1 \right)$$

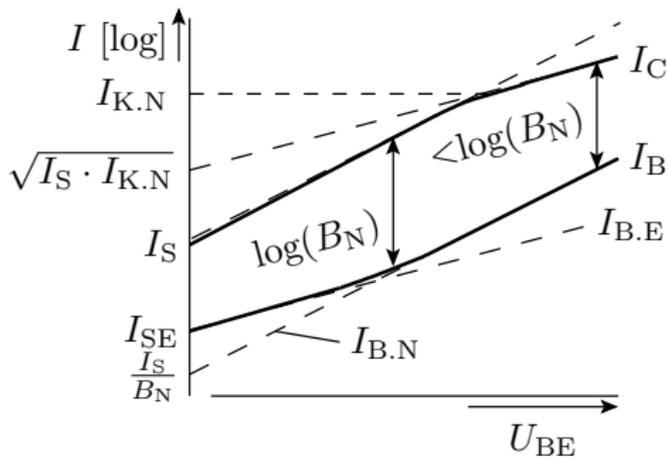


| Param.   | Spice | Bezeichnung                            | BC547B | BUV47 |    |
|----------|-------|--|--------|-------|----|
| $I_{SE}$ | ISE   | Leck-Sättigungsstrom<br>Emitterdiode   | 6,8    | 2570  | fA |
| $n_E$    | NE    | Emissionskoeffizient<br>Emitterdiode   | 1,58   | 1,2   |    |
| $I_{SC}$ | ISE   | Leck-Sättigungsstrom<br>Kollektordiode | –      | –     | fA |
| $n_C$    | NC    | Emissionskoeffizient<br>Kollektordiode | –      | –     |    |

## Hochstromeffekt

Für hohe Ströme halbiert sich der logarithmierte Anstieg des Diffusionsstroms:

$$I_C \approx \frac{I_S \cdot e^{\frac{U_{BE}}{U_T}}}{\sqrt{1 + \frac{I_S}{I_{K.N}} \cdot e^{\frac{U_{BE}}{U_T}}}}$$

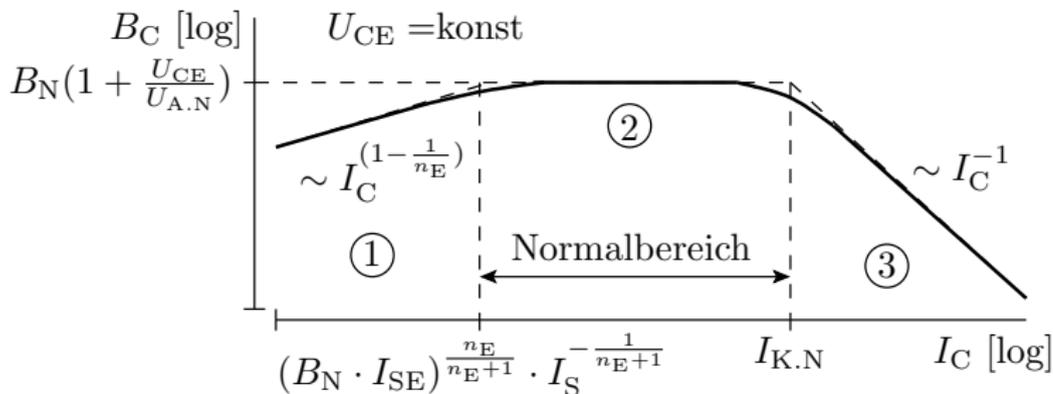


Neue Parameter:

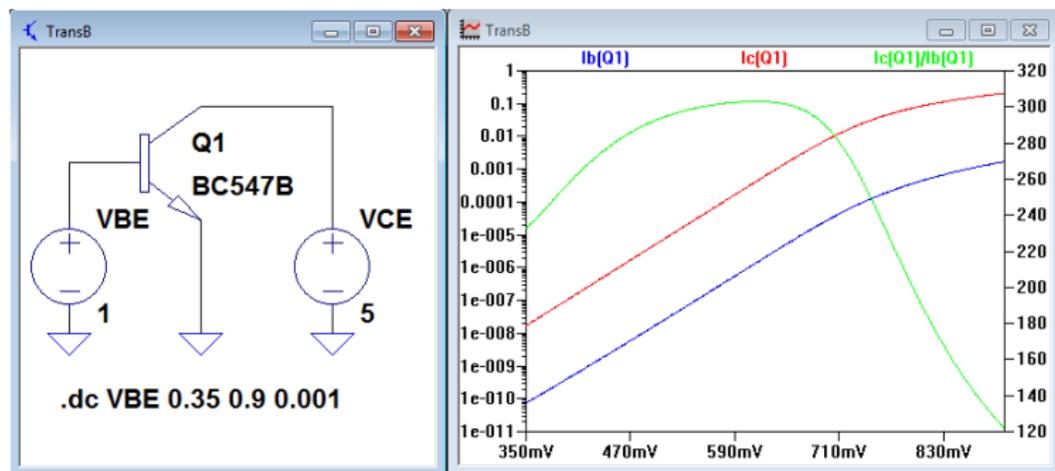
| Param.    | Spice | Bezeichnung                                   | BC547B | BUV47 |   |
|-----------|-------|---|--------|-------|---|
| $I_{K.N}$ | IKF   | Kniestrom zur starken Injektion Normalbetrieb | 0,082  | 15,7  | A |
| $I_{K.I}$ | IKR   | Kniestrom zur starken Injektion Inversbetrieb | –      | –     | A |

## Bereiche der Stromverstärkung

- Kleine Kollektorströme: Verstärkungszunahme durch Minderung des Einflusses von Leckströmen.
- Mittlere Kollektorströme: Konstante, vom Kollektorstrom unabhängige Verstärkung (Normalbereich).
- Hochstrombereich: Verstärkungsabnahme durch Hochstromeffekt.



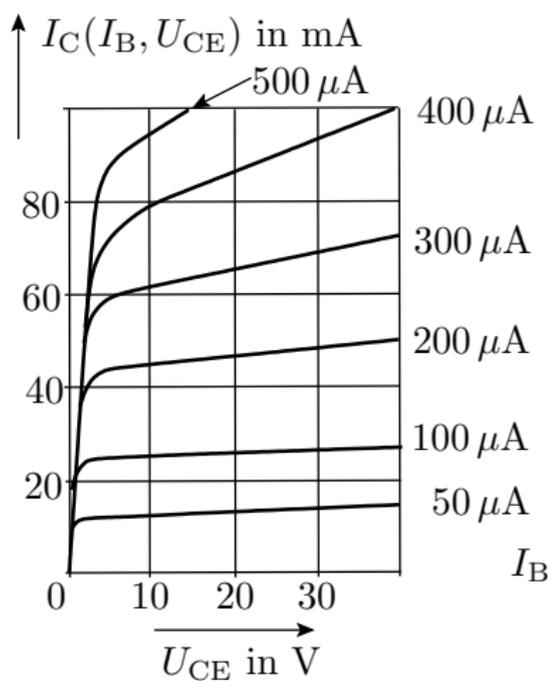
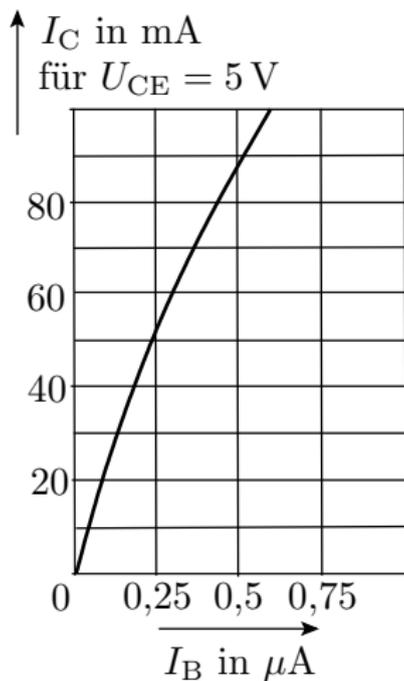
## Simulation



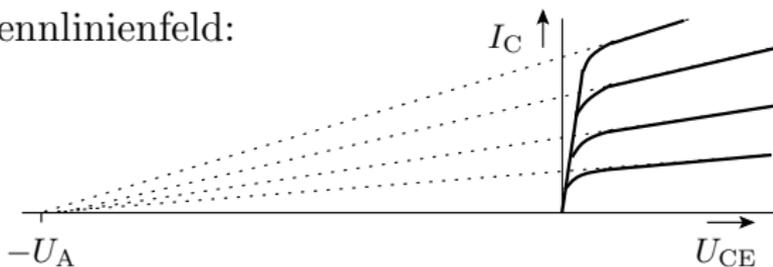
- Bereich mit der maximalen Verstärkung für die Wahl des Arbeitspunktes:  $I_C = 10 \mu\text{A} \dots 10 \text{mA}$
- Für  $U_{BE} < 350 \text{mV}$  kein plausibles Simulationsergebnis. Numerische Fehler?



## Der Early-Effekt



Eine Zunahme der Kollektor-Basis-Sperrspannung verbreitert die Sperrschicht und verringert die Basisbreite. Charakteristisches Ausgangskennlinienfeld:

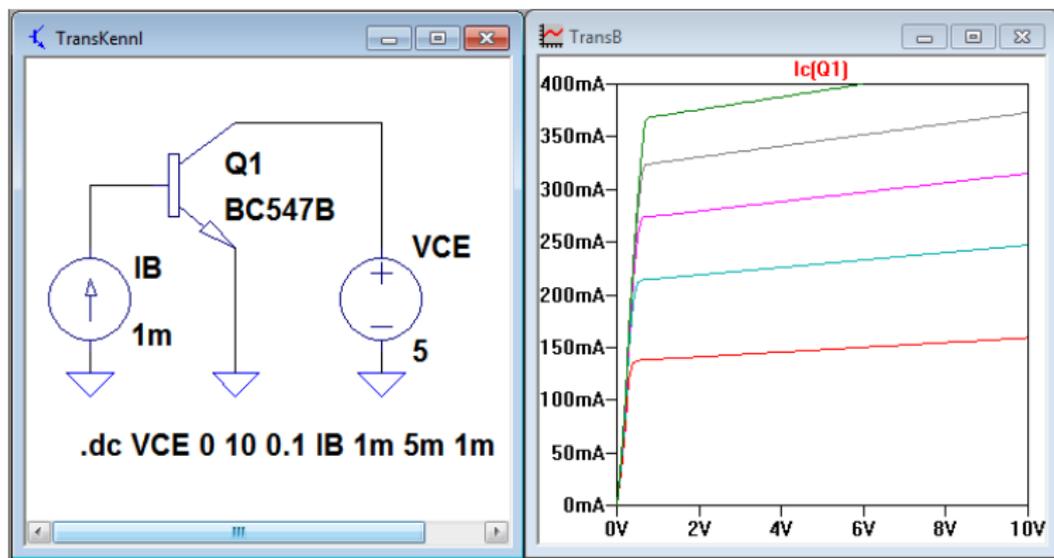


Die Verlängerungen der Kennlinienäste treffen sich in einem Punkt auf der Spannungsachse. Nach Strahlensatz gilt:

$$I_C(U_{CE}) = I_{C0} \cdot \left( 1 + \frac{U_{CE}}{U_A} \right)$$

| Param.    | Spice | Bezeichnung              | BC547B | BUV47 |   |
|-----------|-------|--------------------------|--------|-------|---|
| $U_{A.N}$ | VAF   | Early-Spg. Normalbetrieb | 63     | 190   | V |
| $U_{A.I}$ | VAI   | Early-Spg. Inversbetrieb | -      | -     | V |

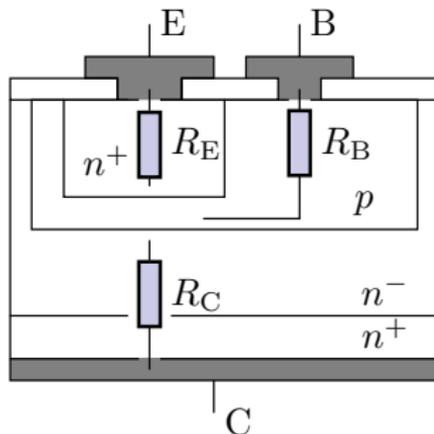
## Simulation Kennlinie



Early-Spannung im Simulationsmodell entsprechend Tabelle auf Folie zuvor:

$$U_{A.N} = 63 \text{ V}$$

## Bahnwiderstände

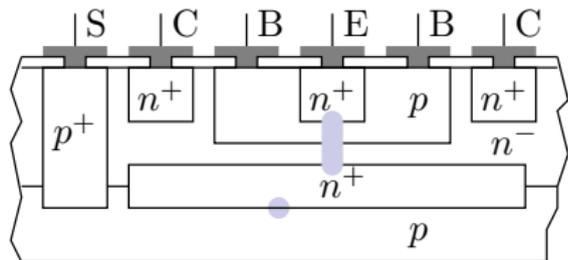


| Param. | Spice | Bezeichnung             | BC547B | BUV47 |          |
|--------|-------|-------------------------|--------|-------|----------|
| $R_B$  | RB    | Basisbahnwiderstand     | 10     | 0,1   | $\Omega$ |
| $R_C$  | RC    | Kollektorbahnwiderstand | 1      | 0,035 | $\Omega$ |
| $R_E$  | RE    | Emitterbahnwiderstand   | –      | –     | $\Omega$ |



# Kapazitäten

## Sperrschichtkapazitäten



Beim Bipolartransistor:

- BE-Übergang
- CE-Übergang
- bei integrierten Schaltkreisen Übergang zum Substrat.

Jeder dieser Übergänge hat eine Sperrschichtkapazität:

$$C_S = C_{S0} \cdot \begin{cases} \frac{1}{\left(1 - \frac{U_D}{U_{\text{Diff}}}\right)^{m_S}} & \text{für } U_D < f_S \cdot U_{\text{Diff}} \\ \frac{1 - f_S(1 - m_S) + \frac{m_S \cdot U_D}{U_{\text{Diff}}}}{(1 - m_S)^{(1 + m_S)}} & \text{für } U_D \geq f_S \cdot U_{\text{Diff}} \end{cases}$$

(Parameter siehe nächste Folie)



| Param.       | Spice | Bezeichnung                               | BC547B | BUV47 |    |
|--------------|-------|---|--------|-------|----|
| $C_{S0.E}$   | CJE   | Kapazität für $U_D = 0$ (E)               | 11,5   | 1093  | pF |
| $U_{Diff.E}$ | VJ    | Diffusionsspannung (E)                    | 0,5    | 0,5   | V  |
| $m_{S.E}$    | MJE   | Kapazitätskoeffizient (E)                 | 0,672  | 0,333 |    |
| $C_{S0.C}$   | CJC   | Kapazität für $U_D = 0$ (C)               | 5,25   | 364   | pF |
| $U_{Diff.C}$ | VJC   | Diffusionsspannung (C)                    | 0,315  | 0,333 | V  |
| $m_{S.C}$    | MJC   | Kapazitätskoeffizient (C)                 | 0,333  | 0,44  |    |
| $C_{S0.S}$   | CJ0   | Kapazität für $U_D = 0$ (S)               | –      | –     | pF |
| $U_{Diff.S}$ | VJS   | Diffusionsspannung (S)                    | –      | –     | V  |
| $m_{S.S}$    | MJS   | Kapazitätskoeffizient (S)                 | –      | –     |    |
| $f_s$        | FC    | Koeffizient für den Verlauf der Kapazität | 0,5    | 0,5   |    |

(E) – Emitterdiode; (C) – Kollektordiode; (S) – Substratdiode;  
 BC547B – npn Kleinsignaltransistor; BUV47 – npn-Leistungstransistor



## Diffusionskapazitäten

Im Normalbetrieb hat der leitende BE- und im Inversbetrieb der leitende BC-Übergang eine Diffusionskapazität:

$$C_D = \frac{dQ_D}{dU_D} \approx \frac{\tau_T \cdot I_D}{n \cdot U_T}$$

die proportional zur Transitzeit  $\tau_T$  und dem Strom  $I_D$  zunimmt ( $n$  – Emissionskoeffizient).

- Transitzeit für kleine Ströme  $\tau_T = \tau_{0,N}$  bzw.  $\tau_{0,I}$ .
- Für großen Ströme nimmt die Transitzeit mit dem Strom zu.  
Modellierung durch weitere Parameter  $x_{\tau,N}$ ,  $U_{\tau,N}$ , ...

| Param.       | Spice | Bezeichnung             | BC547B | BUV47 |    |
|--------------|-------|-------------------------|--------|-------|----|
| $n_E$        | NE    | Emissionskoeffizient E. | 1,58   | 1,2   |    |
| $\tau_{0,N}$ | TF    | ideale Transitzeit (N)  | 0,41   | 21,5  | ns |

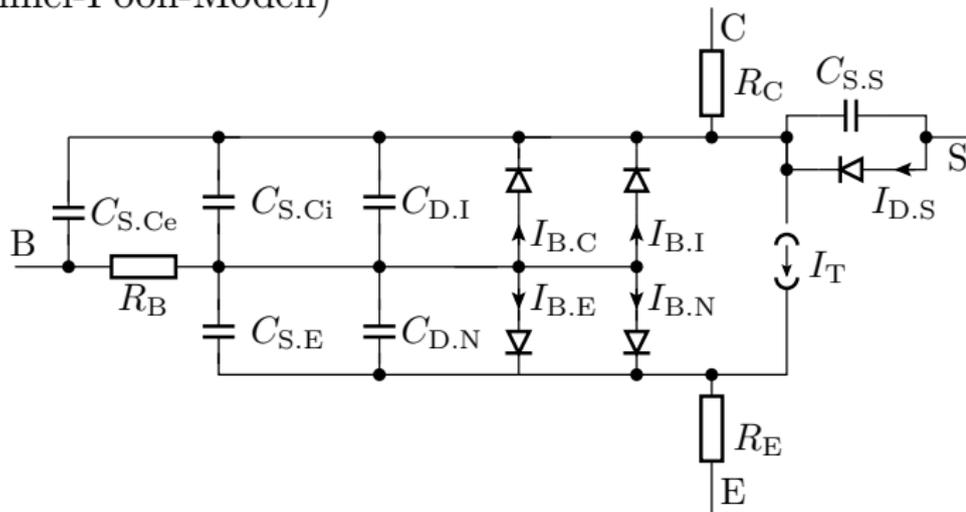


| Param.       | Spice | Bezeichnung                 | BC547B | BUV47 |    |
|--------------|-------|-----------------------------|--------|-------|----|
| $x_{\tau.N}$ | XTF   | Koeffizient Transitzeit (N) | 40     | 205   |    |
| $\tau_{0.N}$ | TF    | ideale Transitzeit (N)      | 0,41   | 21,5  | ns |
| $x_{\tau.N}$ | XTF   | Koeffizient Transitzeit (N) | 40     | 205   |    |
| $U_{\tau.N}$ | VTF   | Transitzeit-Spannung (N)    | 10     | 10    | V  |
| $I_{\tau.N}$ | ITF   | Transitzeit-Strom (N)       | 1,49   | 100   | A  |
| $\tau_{0.I}$ | TI    | Transitzeit (I)             | 10     | 988   | ns |

(N) – Normalbetrieb; (I) – Inversbetrieb; BC547B – npn  
Kleinsignaltransistor; BUV47 – npn-Leistungstransistor

## Vollständiges Transistormodell

(Gummel-Poon-Modell)



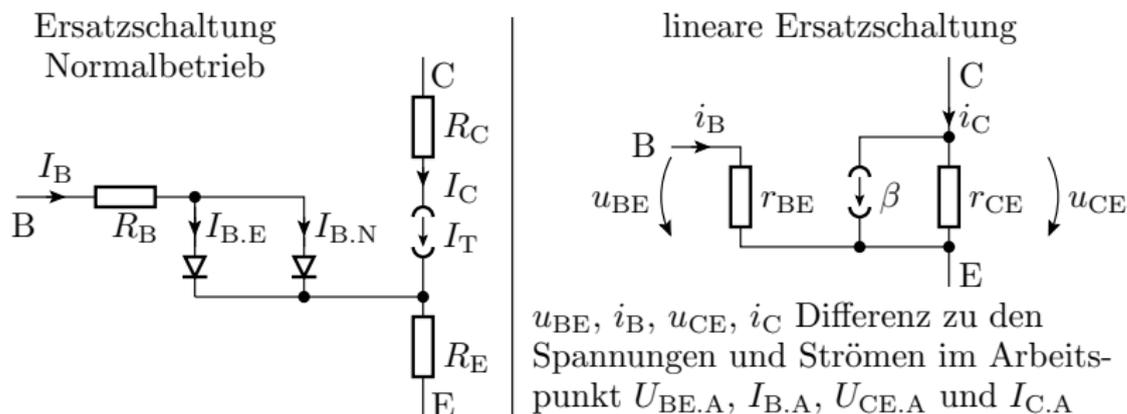
Für manuelle Rechnungen zu kompliziert. Praxis:

- Entwurf und Plausibilitätstest mit vereinfachten Modellen.
- Kontrolle mit dem Simulator.



# Kleinsignalverhalten

## Statisches Kleinsignalmodell

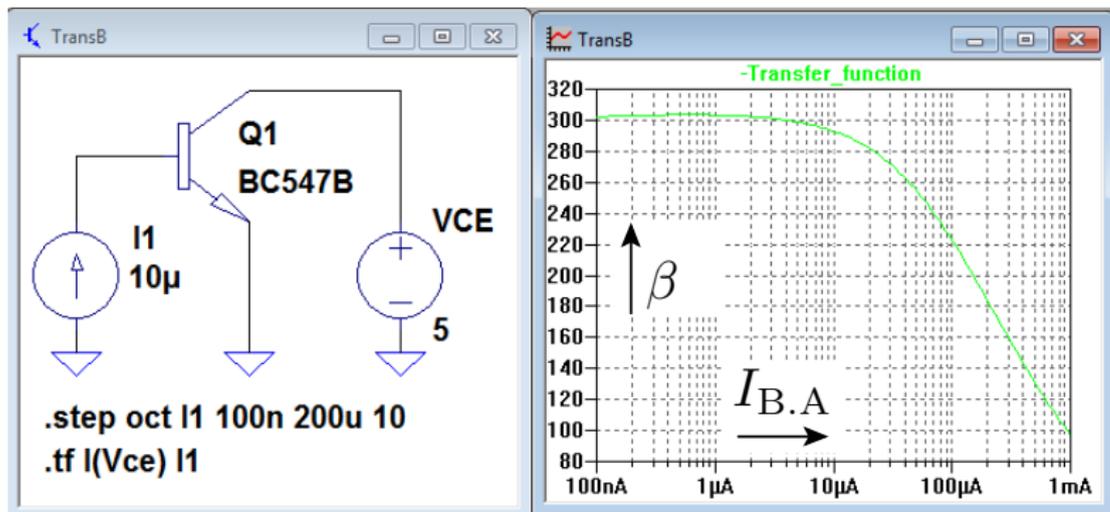


- Stromverstärkung:  $\beta = \left. \frac{\partial I_C}{\partial I_B} \right|_A$
- BE-Widerstand:  $r_{BE} = \left. \frac{\partial U_{BE}}{\partial I_B} \right|_A \sim \frac{1}{I_{B,A}}$
- CE-Widerstand:  $r_{CE} = \left. \frac{\partial U_{CE}}{\partial I_C} \right|_A \approx \frac{U_{A,N}}{I_{C,A}}$

( $U_{A,N}$  – Early-Spannung, Normalbetrieb).

## Parameterbestimmung der Transferfunktion

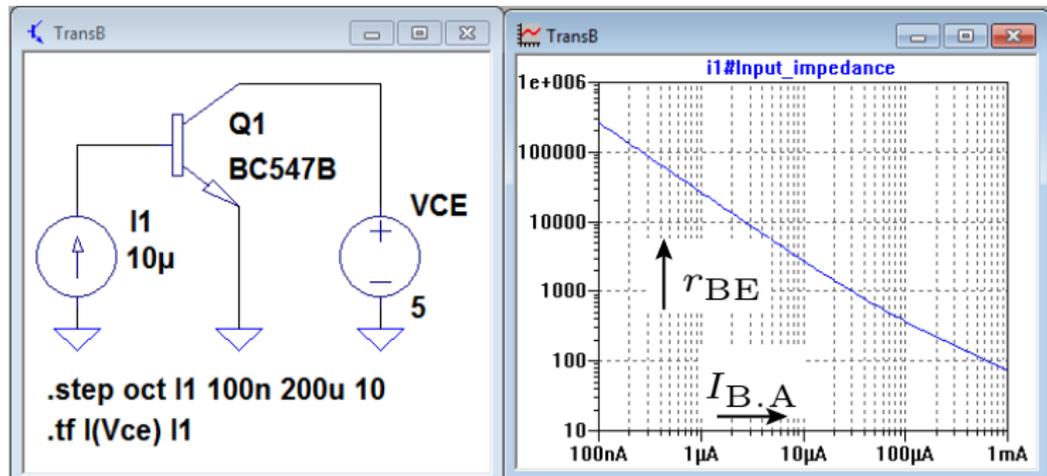
Simulationsart »tf«. Eingabequelle I1, Ausgabe I(Vce).



Wiederhole für  $I_B = 100 \text{ nA}$  bis  $1 \text{ mA}$

$$\beta = -tf \quad (tf \text{ -- Transferfunktion } I_{Vce}/I_1)$$

Eingangsimpedanz:



- Die Eingabeimpedanz nimmt wie vorhergesagt umgekehrt proportional zum Basisstrom  $I_{B,A}$  im Arbeitspunkt ab.

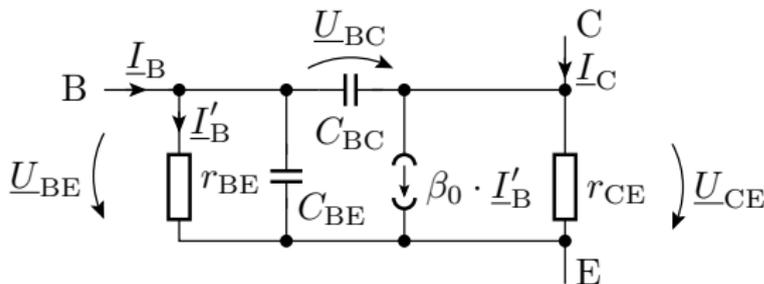
Ausgangsimpedanz:

$$r_{CE} \approx \frac{U_{A.N}}{\beta \cdot I_{B.A}}$$

- Simulator berechnet konstant  $10^{20} \Omega$ . Numerisches Problem?

## Dynamisches Kleinsignalmodell

Ergänzung der Sperrschicht und Diffusionskapazitäten:



- BE-Kapazität: Sperr- plus Diffusionskapazität:

$$C_{BE} \approx \frac{\tau_{0,N}}{r_{BE}(U_{BE})} + C_{S,C}(U_{BE})$$

- BC-Kapazität: Sperrschichtkapazität:

$$C_{BC} \approx C_{S,C}(U_{BC})$$

Diffusionskapazitäten nehmen exponentiell und Sperrschichtkapazitäten mit der Wurzel der Spannung zu.



## Übergangs- und Grenzfrequenzen

- Die Übergangsfrequenz ist die Frequenz, bei der Betrag der Verstärkung auf  $\frac{1}{\sqrt{2}}$  abfällt. Bei Modellierung der Stromverstärkung als RC-Glied

$$\underline{\beta} = \frac{\beta_0}{1 + j \cdot \frac{f}{f_0}}$$

die Frequenz  $f_0$ , bei der Real- und Imaginärteil gleich sind.

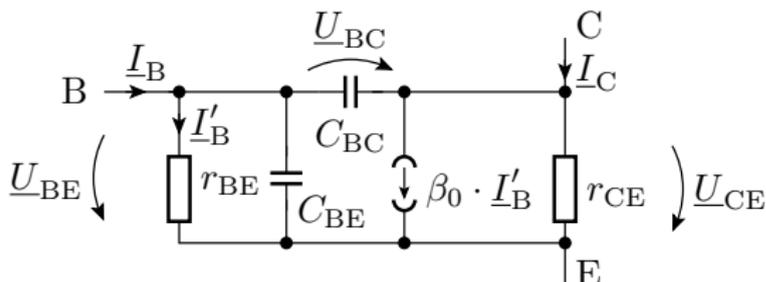
- Die Grenzfrequenz ist die Frequenz, bei der der Betrag der Verstärkung auf 1 abfällt. Bei Modellierung als RC-Glied:

$$f_g = \beta_0 \cdot f_0$$

---

$$\underline{\beta} = \frac{\beta_0}{1 + j \cdot \frac{f_g}{f_0}} = \underline{\beta} = \frac{\beta_0}{1 + j \cdot \frac{\beta_0 \cdot f_0}{f_0}} \approx \frac{\beta_0}{j \cdot \beta_0} = -j, \quad |-j| = 1$$

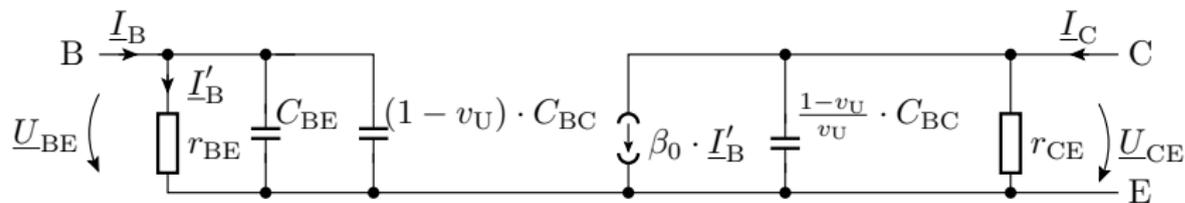
## Angewendet auf einen Transistor

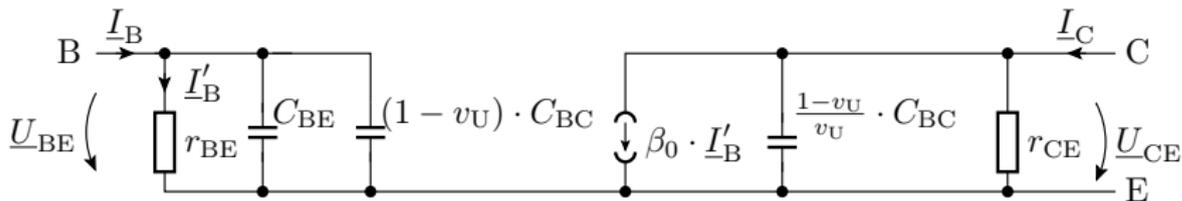


Mit  $\underline{U}_{CE} = v_U \cdot \underline{U}_{BE}$  liegt über  $C_{BC}$  die Spannung

$$\underline{U}_{BC} = (1 - v_U) \cdot \underline{U}_{BE} = \frac{(1 - v_U)}{v_U} \cdot \underline{U}_{CE}$$

Ersatz von  $C_{BC}$  durch zwei skalierte Kapazitäten zum Emittor.





- Der Basisstrom teilt sich auf in einen Strom durch  $r_{BE}$

$$\frac{\underline{I}'_B}{\underline{I}_B} = \frac{r_{BE} \parallel \frac{1}{j\omega(C_{BE} + (1 - v_U) \cdot C_{BC})}}{r_{BE}} = \frac{1}{1 + j\omega \cdot r_{BE} \cdot (C_{BE} + (1 - v_U) \cdot C_{BC})}$$

der verstärkt wird, und einen kapazitiven Strom.

- Der verstärkte Kollektorstrom  $\beta_0 \cdot \underline{I}'_B$  teilt sich auf in den Ausgangsstrom  $\underline{I}_C$ , den durch  $C_{BC}$  und den durch  $r_{CE}$ .
- Ohne und für kleine Spannungsverstärkungen sind die Ströme durch  $C_{BC}$  und  $r_{CE}$  vernachlässigbar ( $\underline{I}_C \approx \beta_0 \cdot \underline{I}'_B$ ):

$$\frac{\underline{I}_C}{\underline{I}_B} = \underline{\beta} = \frac{\beta_0}{1 + j\omega \cdot r_{BE} \cdot (C_{BE} + (1 - v_U) \cdot C_{BC})} = \frac{\beta_0}{1 + j \cdot \frac{f}{f_0}}$$



- Übergangsfrequenz:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \cdot r_{BE} \cdot (C_{BE} + (1 - v_U) \cdot C_{BC})}$$

- Grenzfrequenz:

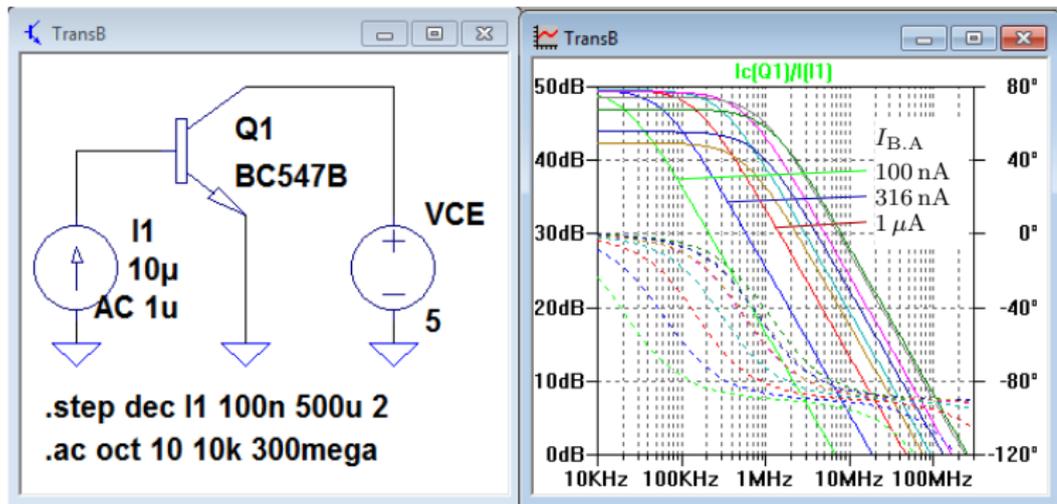
$$f_g = \frac{\beta_0}{2\pi \cdot r_{BE} \cdot (C_{BE} + (1 - v_U) \cdot C_{BC})}$$

- $r_{BE}$  nimmt exponentiell mit  $I_B$  ab, der Diffusionsanteil von  $C_{BE}$  verhält sich umgekehrt proportional zu  $r_{BE}$ . Der Anteil  $r_{BE} \cdot C_{BE,dif}$  ist somit unabhängig von  $I_B$ .
- Die Sperrschichtkapazitätsanteile sind etwa konstant. Die zugehörigen Zeitkonstante:

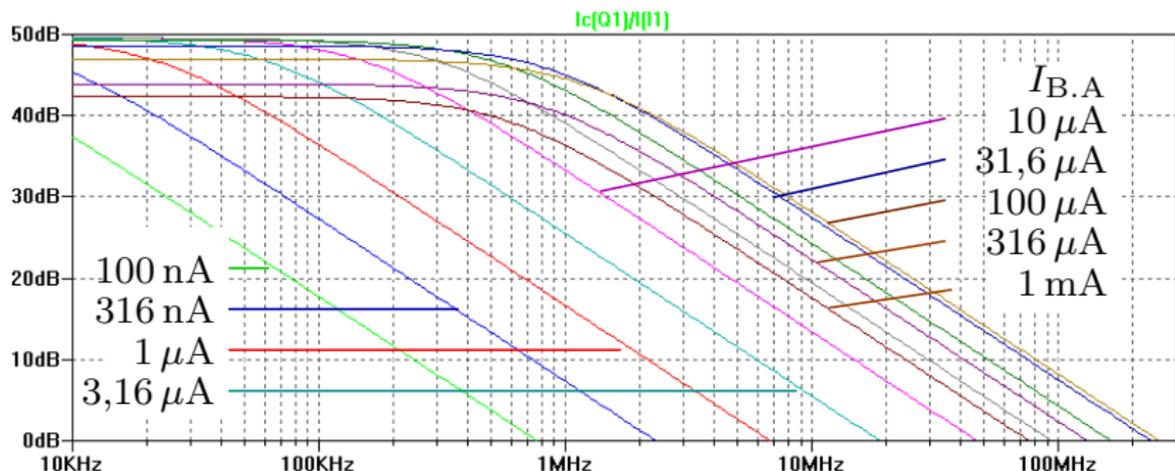
$$r_{BE} \cdot (C_{BE,sperr} + (1 - v_U) \cdot C_{BC}) \sim \frac{1}{I_B}$$

- Welcher Kapazitätsanteil dominiert? Nimmt die Grenzfrequenz mit  $I_B$  zu?

## AC-Simulation mit $I_B$ als Parameter



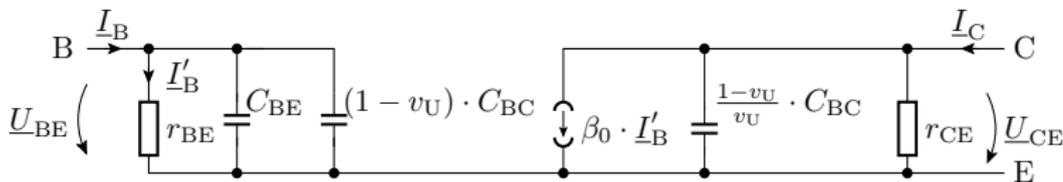
Die Übergangs- und Grenzfrequenz hängen offenbar sehr stark vom Basisstrom ab, d.h. sie werden wesentlich von den Sperrschichtkapazitäten, und nicht überwiegend von der Diffusionskapazität bestimmt.



| $I_B$           | 100n | 316n | 1 $\mu$ | 3,16 $\mu$ | 10 $\mu$ | 31,6 $\mu$ | 100 $\mu$ | 316 $\mu$ |
|-----------------|------|------|---------|------------|----------|------------|-----------|-----------|
| $\beta_0$ in dB | 49,7 | 49,7 | 49,7    | 49,7       | 49,3     | 48,6       | 46,9      | 45,3      |
| $f_0$ in kHz    | 21,8 | 56,8 | 149     | 233        | 563      | 877        | 1150      | 1050      |
| $f_g$ in MHz    | 6,88 | 19,0 | 46,4    | 91,7       | 158      | 236        | 254       | 160       |

Im Normalbereich nehmen  $f_0$  und  $f_g$  mit  $I_{B,A}$  zu und im Hochstrombereich gemeinsam mit der Verstärkung ab.

## Große Spannungsverstärkung



$$\frac{I_C}{I_B} = \underline{\beta} = \frac{\beta_0}{1 + j \cdot \frac{f}{f_0}} \left[ \frac{\text{STV}}{1 + j \cdot \frac{f}{f_1}} \right]$$

mit

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \cdot r_{BE} \cdot (C_{BE} + (1 - v_U) \cdot C_{BC})} \quad (1)$$

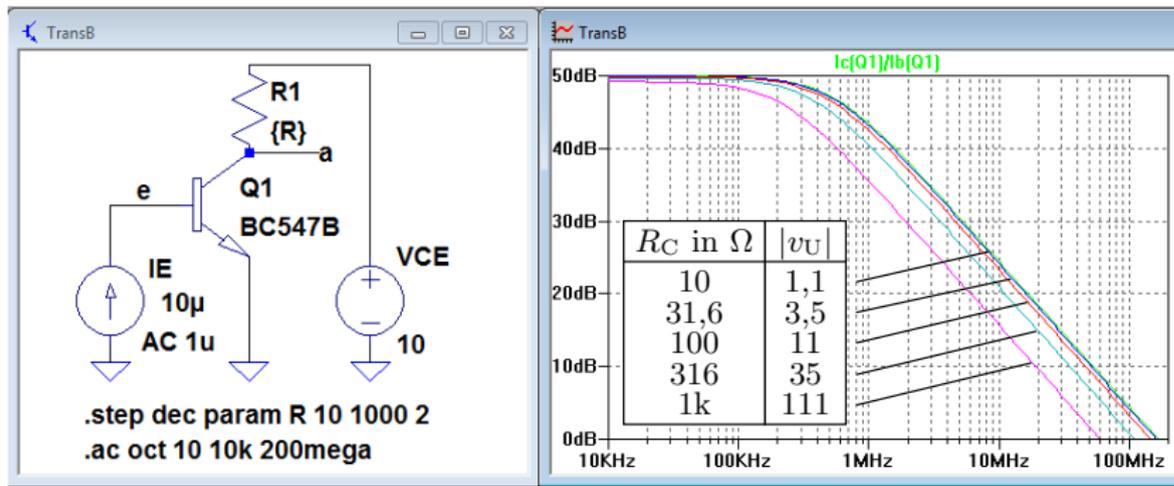
(STV – Stromteilerverhältnis am Kollektor;  $f_1$  – Knickfrequenz des Stromteilerverhältnisse, abhängig von  $C_{BC}$ ,  $r_{CE}$  und Beschaltung). Für große Verstärkungen:

$$f_0 \sim \frac{1}{v_U}$$

## Simulation

Durch Vergrößerung von  $R_C$ :

- Vergrößerung Spannungsverstärkung  $v_u = -\frac{R_C}{r_{BE}} \cdot \beta$
- Erhöhung  $(1 - v_u) \cdot C_{BC}$  in  $f_0 = \frac{1}{2\pi \cdot r_{BE} \cdot (C_{BE} + (1 - v_u) \cdot C_{BC})}$
- Verringerung Übergangs- und Grenzfrequenz von  $\underline{\beta}$ .





|                   |     |      |     |     |      |
|-------------------|-----|------|-----|-----|------|
| $R_C$ in $\Omega$ | 10  | 31,6 | 100 | 316 | 1000 |
| $v_u$             | 1.1 | 3,5  | 11  | 35  | 111  |
| $f_0$ in kHz      | 560 | 548  | 466 | 366 | 210  |
| $f_g$ in MHz      | 163 | 162  | 144 | 107 | 59,7 |

Ab  $|v_u| \approx 10 \dots 100$  dominiert der Einfluss von  $C_{BC}$ :

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \cdot r_{BE} \cdot (C_{BE} + (1 - v_U) \cdot C_{BC})} \approx \frac{1}{2\pi \cdot r_{BE} \cdot |v_u| \cdot C_{BC}}$$

Für große Spannungsverstärkungen ist das Produkt aus dem Betrag der Verstärkung und der Bandbreite (genaugenommen der oberen Übergangsfrequenz) etwa konstant und nimmt unterhalb des Hochstrombereichs proportional mit dem Basis- bzw. Kollektorstrom zu:

$$f_0 \cdot |v_u| \approx \frac{1}{2\pi \cdot r_{BE} \cdot C_{BC}} \approx \text{const.} \sim I_B$$



# Kontrollfragen



### Allgemeines, Early-Effekt

- 1 Wie kann man bei einem Transistor, wenn kein Datenblatt zur Hand ist, mit einem Multimeter feststellen, welcher Anschluss
  - die Basis ist
  - welcher der verbleibenden Anschlüsse der Emitter ist.
- 2 Was beschreibt der Early-Effekt, was bewirkt er und was ist seine Ursache?
- 3 Wie groß ist die Early-Spannung eines Transistors im Normalbetrieb, wenn der Kleinsignalersatzwiderstand zwischen Kollektor und Emitter im Arbeitspunkt  $I_{C,A} = 1 \text{ mA}$   $r_{CE} = 30 \text{ k}\Omega$  beträgt?



## Übergangs- und Grenzfrequenz

- 1 Wie ist die Übergangs- und wie ist die Grenzfrequenz der Stromverstärkung eines Transistors definiert?
- 2 Welchen besonderen Einfluss hat die Basis-Kollektor-Kapazität auf die Stromverstärkung eines Bipolartransistors?
- 3 Wie verhält sich der Basis-Emitter-Widerstand der Kollektor-Emitter-Widerstand eines Bipolartransistors im Normalbereich mit zunehmenden Kollektorstrom im Arbeitspunkt? (Zunahmen/Abnahme, linear/exponentiell/..., keine Abhängigkeit)
- 4 Nehmen im Hochstrombereich mit zunehmendem Kollektorstrom die Verstärkung und die Grenzfrequenz ab oder zu, oder bleiben sie konstant?



## Übersteuerungsbereich

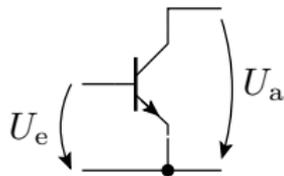
- 1 Beschreibt das Transistormodell auch den Übersteuerungsbereich in dem die Kollektor-Emitterspannung auf ungefähr  $0,2\text{ V}$  abfällt? Wenn ja, welcher der pn-Übergänge wird im Übersteuerungsbereich in Durchlass- und welcher in Sperrrichtung betrieben?
- 2 Wie berechnet das Modell im Übersteuerungsbereich den Kollektorstrom aus  $U_{BE}$  und  $U_{CE}$ ?
- 3 Stellen Sie die Gleichung nach  $U_{CE}$  um und zeigen Sie, dass für große  $U_{BE}$  und  $I_S = \frac{U_V - U_{CE}}{R_C}$  die Spannung  $U_{CE}$  gegen einen konstanten Wert strebt.



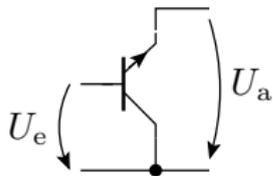
# Grundsaltungen

### Grundsaltungen für Transistorverstärker

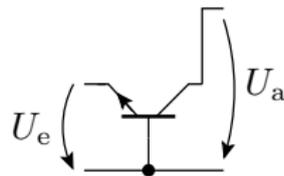
Emitterschaltung



Kollektorschaltung



Basisschaltung



- Benannt nach dem Anschluss, der gleichzeitig als Ein- und Ausgang dient.

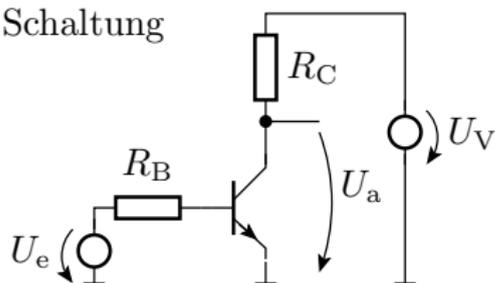


# Emitterschaltung

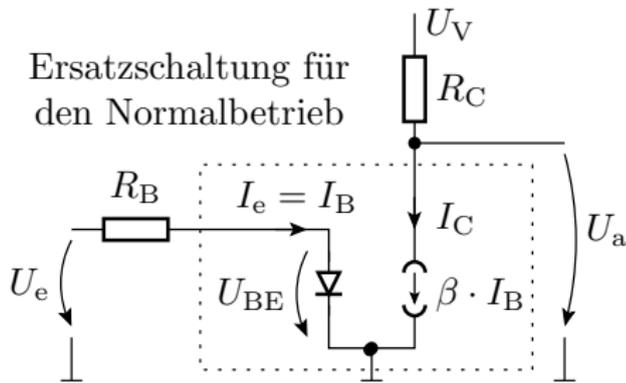


## Emitterschaltung

Schaltung



Ersatzschaltung für den Normalbetrieb



Arbeitsbereich Transistor:

Sperrbereich

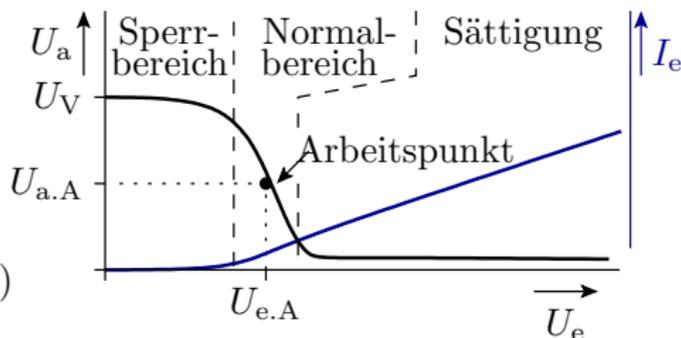
$$U_a \approx U_V$$

Sättigung

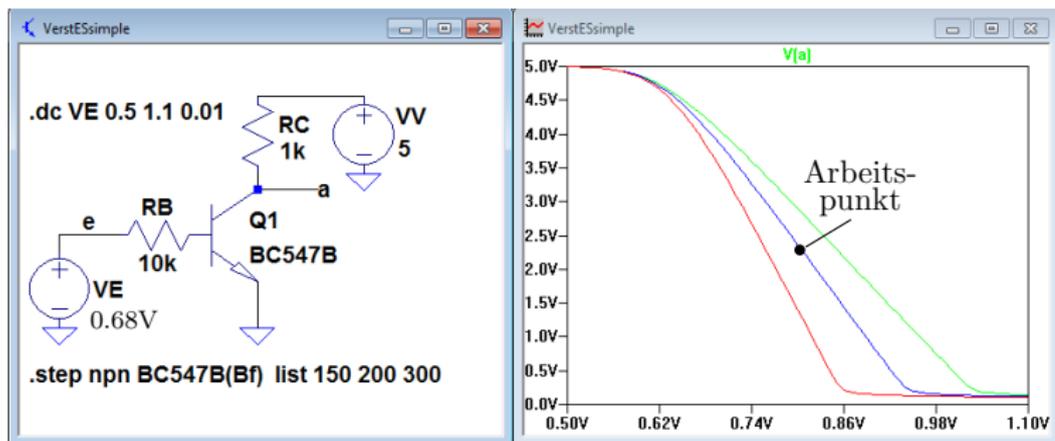
$$U_a \approx U_{CEX}$$

Normalbereich

$$U_a = U_V - \frac{\beta \cdot R_C}{R_B} \cdot (U_e - U_{BE})$$

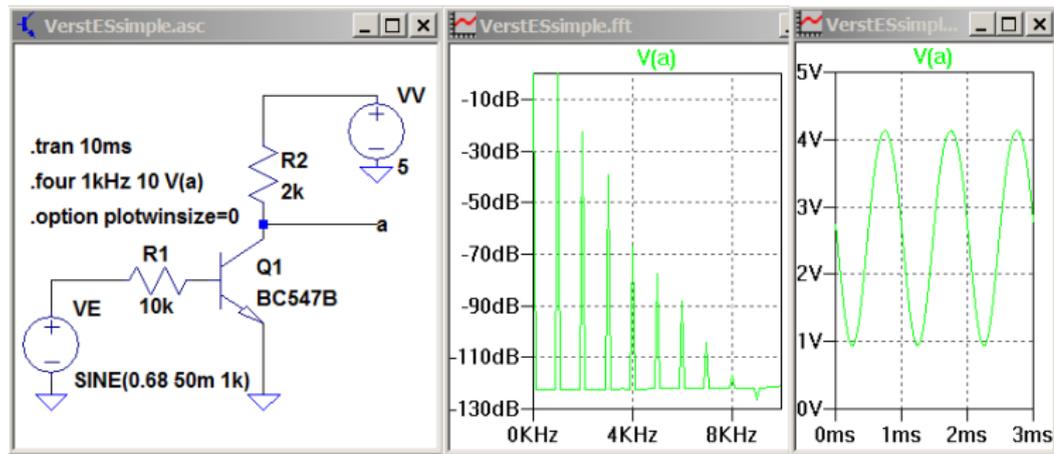


# Simulation der Übertragungsfunktion



- Der zu wählende Arbeitspunkt und die Transferfunktion hängen stark von der toleranzbehafteten Großsignalverstärkung  $B_N$  ab.
- Im Vergleich zu dem vereinfachten Modell aus Elektronik 1 ist der Kennlinienabschnitt im Normalbereich nichtlinear.

## Klirrfaktor



- Simulation einer Beispielschaltung mit einem Sinussignal am Ein- und Ausgang.
- Bestimmung des Spektrums mit Oberwellen.



- Ausgaben der Simulatoranweisung ».four 1kHz 10 V(a)«

| Harmonic Number | Frequency [Hz] | Fourier Component | Normalized Component | Phase [degree] |
|-----------------|----------------|-------------------|----------------------|----------------|
| 1               | 1.000e+03      | 1.607e+00         | 1.000e+00            | 179.63°        |
| 2               | 2.000e+03      | 1.032e-01         | 6.423e-02            | 88.39°         |
| 3               | 3.000e+03      | 1.558e-02         | 9.692e-03            | -179.78°       |
| 4               | 4.000e+03      | 6.208e-04         | 3.863e-04            | -99.58°        |
| 5               | 5.000e+03      | 1.870e-04         | 1.163e-04            | 160.85°        |
| 6               | 6.000e+03      | 4.944e-05         | 3.076e-05            | -77.10°        |
| 7               | 7.000e+03      | 2.796e-06         | 1.740e-06            | -14.03°        |
| 8               | 8.000e+03      | 6.737e-06         | 4.192e-06            | 119.07°        |
| 9               | 9.000e+03      | 6.364e-06         | 3.960e-06            | 97.86°         |
| 10              | 1.000e+04      | 5.373e-06         | 3.343e-06            | 103.91°        |

Total Harmonic Distortion: 6.495447%

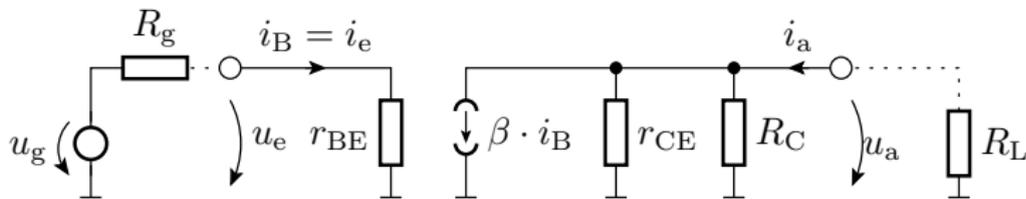
- Klirrfaktor ca. 6,5%
- Die Option »plozwinsize=0« schaltet die verlustbehaftete Komprimierung des Ausgabesignals ab. Ohne sie ist der berechnete Klirrfaktor unplausibel groß.

## Transferfunktion

- Linearisierung der BE- und der CE-Strecke im Arbeitspunkt:

$$r_{BE} \approx \frac{\beta \cdot U_T}{I_{C.A}}; \quad r_{CE} \approx \frac{U_{A.N}}{I_{C.A}} \quad (2)$$

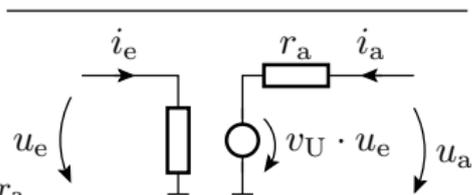
( $U_T$  – Temperaturspannung;  $I_{C.A}$  – Kollektorstrom im Arbeitspunkt;  $U_{A.N}$  – Early-Spannung im Arbeitspunkt)



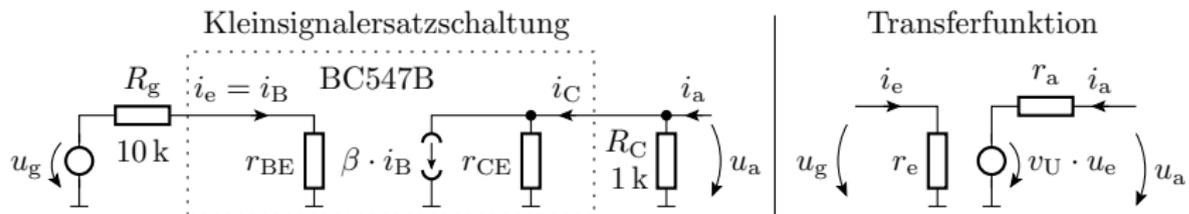
$$r_e = \left. \frac{u_e}{i_e} \right|_{i_a=0} = r_{BE}$$

$$r_a = \left. \frac{u_a}{i_a} \right|_{i_e=0} = R_C \parallel r_{CE}$$

$$v_U = \left. \frac{u_a}{u_e} \right|_{i_a=0} = -\frac{\beta \cdot (R_C \parallel r_{CE})}{r_{BE}} = -\frac{\beta \cdot r_a}{r_e}$$



## Beispielschaltung mit Generatorwiderstand



Bestimmung Transferfunktion:

.tf V(a) VE

Arbeitspunkt:

$$* V(e) = 0,75V$$

$$* I(RC) = 2,5mA$$

$$\Rightarrow I_{C,A}$$

Transistorparameter:

$$* BF=294,3 \Rightarrow \beta$$

$$* VAF=63V \Rightarrow U_{A,N}$$

$$\begin{aligned}
 r_e &= R_g + r_{BE} \\
 &= 10\text{ k}\Omega + \frac{294 \cdot 26\text{ mV}}{2,5\text{ mA}} = 13\text{ k}\Omega \\
 r_a &= r_{CE} \parallel R_C \\
 &= \frac{63V}{2,5\text{ mA}} \parallel 1\text{ k}\Omega = 920\ \Omega \\
 v_U &= -\frac{\beta \cdot r_a}{r_e} \\
 &= -\frac{13\text{ k}\Omega \cdot 294}{920\ \Omega} = -20,7
 \end{aligned}$$



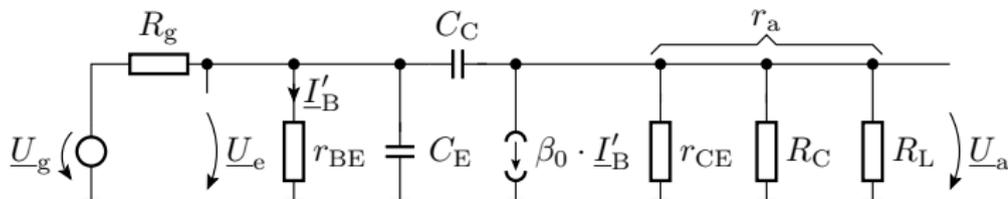
### Anmerkungen:

- Arbeitspunkt, Spannungsverstärkung und Eingangswiderstand hängen von dem stark toleranzbehafteten Parameter  $\beta$  ab. Die Schaltung funktioniert nicht »mit Bauteilen aus der Kiste«.
- Der Kollektorstrom nimmt um  $0,04 \dots 0,08 \text{ K}^{-1}$  mit der Temperatur zu. Umgekehrt proportional dazu nehmen  $r_{\text{BE}}$  und  $r_{\text{CE}}$  mit  $-0,04 \dots -0,08 \text{ K}^{-1}$  ab. Die Reihenschaltung von  $R_{\text{B}}$  bzw. die Parallelschaltung von  $R_{\text{C}}$  mindern den Temperatureinfluss.
- Eine hohe Verstärkung verlangt ein großes  $R_{\text{C}}$ . Alternative Ersatz von  $R_{\text{C}}$  durch eine Stromquelle:  $r_{\text{a}} \rightarrow r_{\text{CE}}$

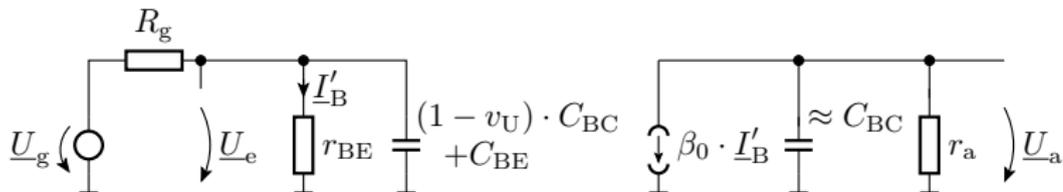


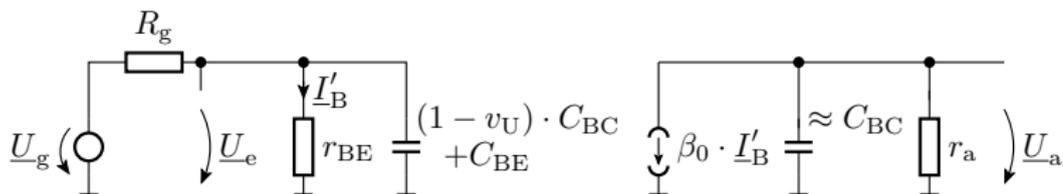
## Übergangsfrequenz der Spannungsverstärkung

- Ergänzen von  $C_B$  und  $C_C$  in der Kleinsignalersatzschaltung.



- Umrechnung von  $C_{BC}$  in äquivalente Kapazitäten zum Emitter.





- $\underline{U}_e$  ergibt sich über einen Spannungsteiler:

$$\underline{U}_e = \underline{U}_g \cdot \frac{r_{BE}}{(R_g + r_{BE}) \cdot \left(1 + j \cdot \frac{f}{f_{V01}}\right)}$$

mit

$$f_{V01} = \frac{1}{2\pi \cdot (R_g \parallel r_{BE}) \cdot (C_{BE} + (1 - v_U) \cdot C_{BC})}$$

- Ausgangsspannung:

$$\underline{U}_a = -\frac{\underline{U}_e}{r_{BE}} \cdot \beta_0 \cdot \frac{r_a}{1 + j \cdot \frac{f}{f_{V02}}}$$

mit  $f_{V02} = \frac{1}{2\pi \cdot r_a \cdot C_{BC}}$



- Verstärkung

$$\underline{v}_U \approx \frac{v_{U0}}{\left(1 + j \cdot \frac{f}{f_{V01}}\right) \cdot \left(1 + j \cdot \frac{f}{f_{V02}}\right)}$$

- mit  $v_{U0} = \beta_0 \cdot \frac{r_a}{R_g + r_{BE}} \Rightarrow$

$$f_{V02} = \frac{1}{2\pi \cdot r_a \cdot C_{BC}} = \frac{1}{2\pi \cdot (R_g + r_{BE}) \cdot \frac{v_{U0}}{\beta_0} \cdot C_{BC}}$$

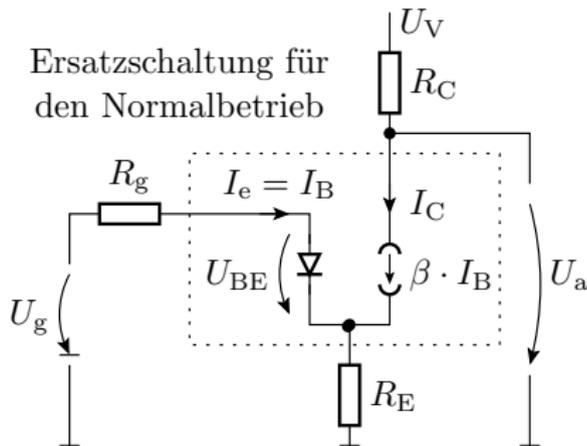
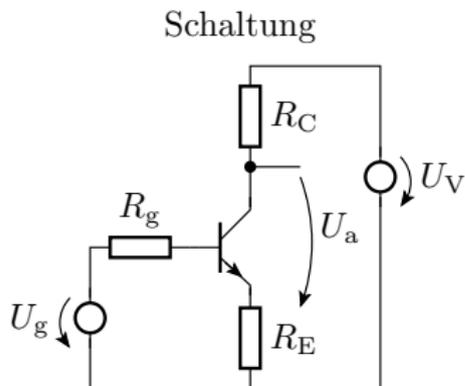
- Für kleine Generatorwiderstände  $R_g < r_{BE} \cdot \sqrt{\beta}$  ist  $f_{V01}$  kleiner und damit die Übergangsfrequenz. Abnahme mit dem Generatorwiderstand und der Spannungsverstärkung.

- Vergleich mit der Übergangsfrequenz der Stromverstärkung Gl. 1:

$$\frac{f_{V01}}{f_0} = \frac{\frac{1}{2\pi \cdot (R_g \parallel r_{BE}) \cdot (C_{BE} + (1 + v_U) \cdot C_{BC})}}{\frac{1}{2\pi \cdot r_{BE} \cdot (C_{BE} + (1 + v_U) \cdot C_{BC})}} = \frac{r_{BE}}{R_g \parallel r_{BE}}$$

- Für einen Generator mit endlichem Widerstand ist die Übergangsfrequenz der Spannungsverstärkung größer als die der Stromverstärkung.

### Stromgegenkopplung

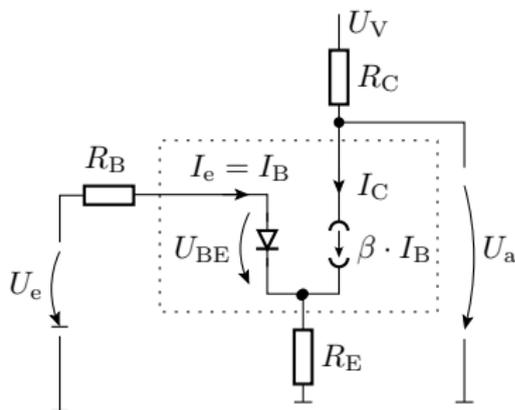
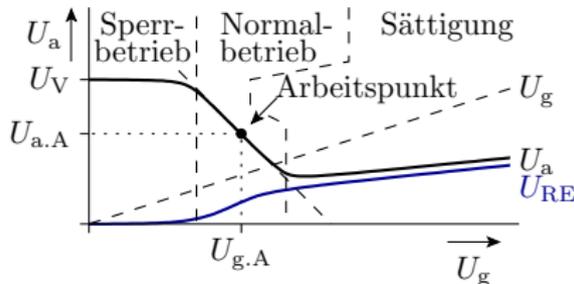


- Verringerung von  $U_{BE}$  bei Zunahme von  $I_C$ :

$$U_{BE} = U_g - (R_g + R_E) \cdot I_B - R_E \cdot I_C$$

- Verringert und linearisiert die Verstärkung.
- Mindert den Einfluss der Streuung von  $\beta$  und der Temperatur auf die Funktion der Schaltung.

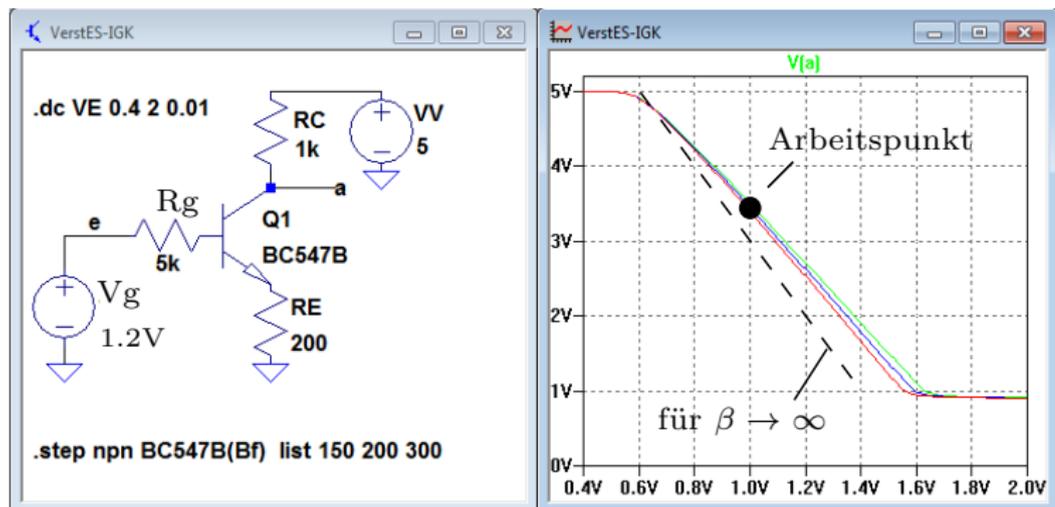
## Übertragungskennlinie



- Im Normalbetrieb durch Gegenkopplung nahezu lineare Kennlinie.
- Dafür beginnt der Übersteuerungsbereich schon bei kleineren Eingangsspannungen.
- Nutzbarer Ausgangsspannungsbereich:

$$U_V \cdot \frac{R_E}{R_E + R_C} + 0,5 \text{ V} < U_a < U_V$$

## Simulation Einfluss der Stromverstärkung $B_N$

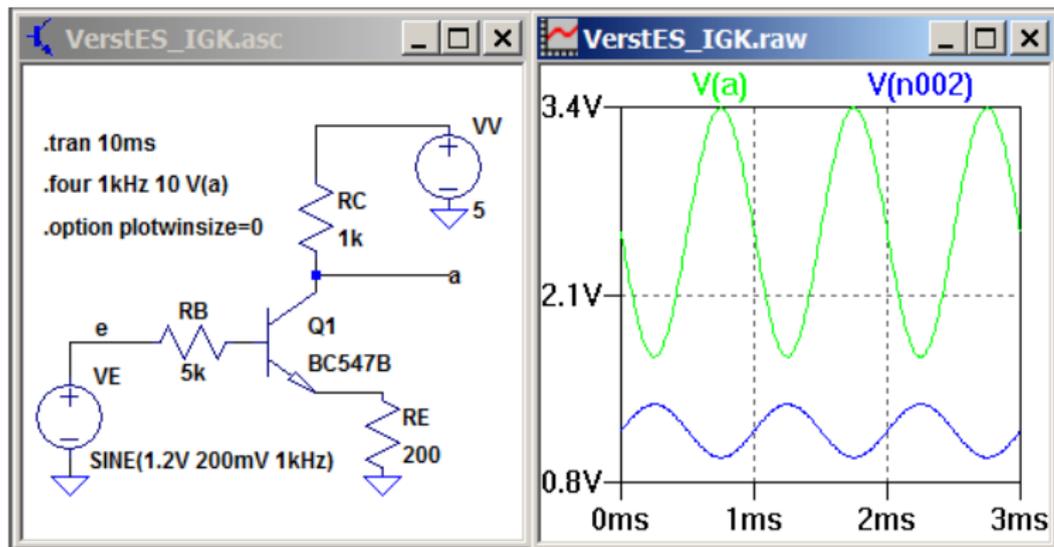


Für  $\beta \rightarrow \infty$  ist im Normalbereich  $I_C = I_E$  und

$$U_a = U_V - \frac{R_C}{R_E} \cdot (U_e - U_{BE})$$

Abweichung hauptsächlich durch  $U_{RB}$ . Zunahme mit  $R_B$ .

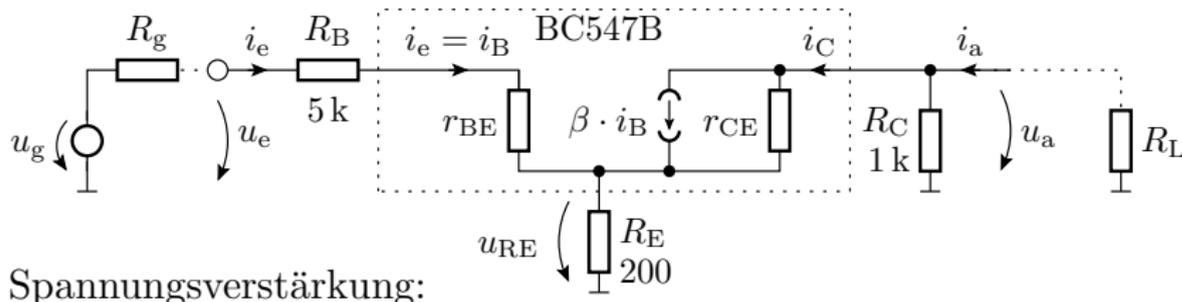
## Klirrfaktor



Total Harmonic Distortion: 0.331756% <sup>1</sup>

<sup>1</sup>Ohne Gegenkopplung war der Klirrfaktor 20 mal so groß, allerdings bei der doppelten Ausgangsamplitude.

## Transferfunktion



$$u_e = i_B \cdot (R_B + r_{BE} + (1 + \beta) \cdot R_E)$$

$$u_a |_{i_a=0} \approx -\beta \cdot i_B \cdot (r_{CE}^* \parallel R_C) \quad (*u_{RE} \text{ vernachlässigt})$$

$$v_U = \frac{u_a}{u_e} \Big|_{i_a=0} = -\frac{\beta \cdot (r_{CE} \parallel R_C)}{R_B + r_{BE} + (1 + \beta) \cdot R_E}$$

als

Mit  $\beta \gg 1$ ;  $R_B + r_{BE} \ll (1 + \beta) \cdot R_E$  und  $r_{CE} \gg R_C$

$$v_U = -\frac{R_C}{R_E}$$

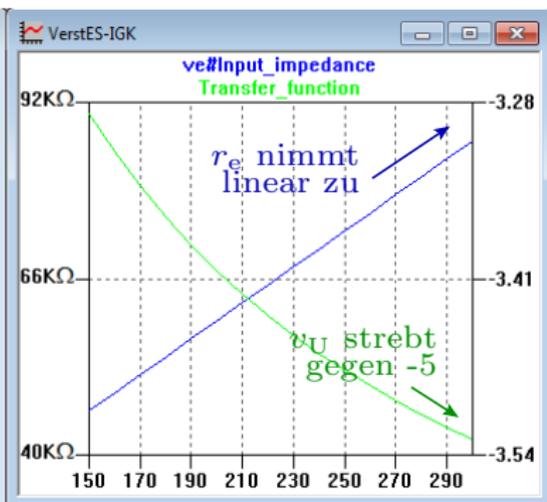
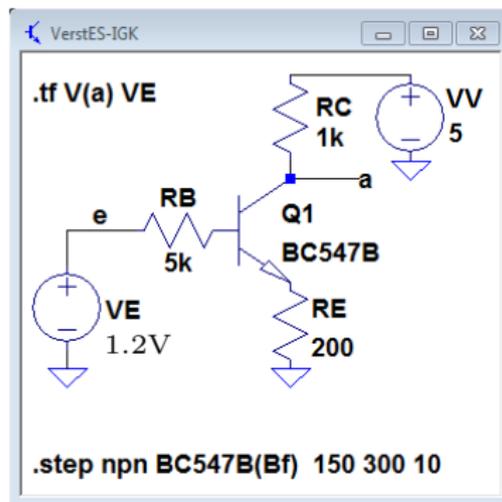


Eingangswiderstand:

$$r_e = \left. \frac{u_e}{i_e} \right|_{i_a=0} = R_B + r_{BE} + (1 + \beta) \cdot R_E \approx (1 + \beta) \cdot R_E$$

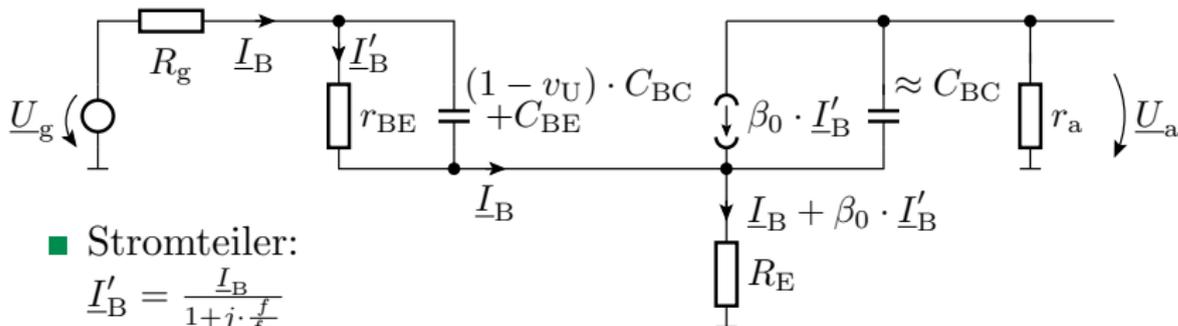
Ausgangswiderstand:

$$r_a = \left. \frac{u_a}{i_a} \right|_{i_e=0} = R_C \parallel (r_{CE} + R_E)$$



## Frequenzgang

- Ergänzen von  $C_{BE}$  und  $C_{BC}$ , wobei  $C_{BC}$  wieder durch äquivalente Kapazitäten zum Emitter nachgebildet wird.



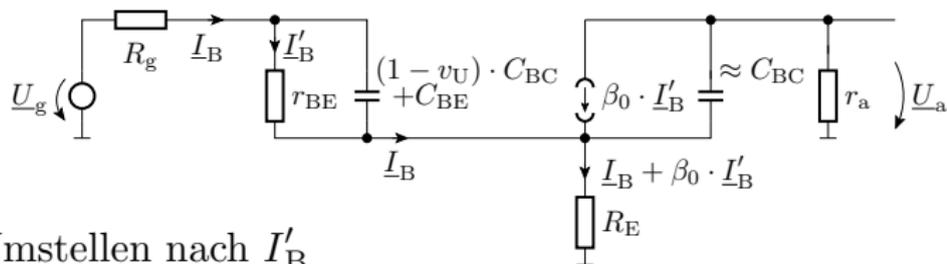
- Stromteiler:

$$\underline{I}'_B = \frac{\underline{I}_B}{1 + j \cdot \frac{f}{f_0}}$$

$$\left( f_0 = \frac{1}{2\pi \cdot r_{BE} \cdot (C_{BE} + (1 - v_U) \cdot C_{BC})} \right) \text{ (Übergangsfrequ. Stromverstärkung)}$$

- Eingangsmasche:

$$\begin{aligned} \underline{U}_g &= \underline{I}_B \cdot (R_g + R_E) + \underline{I}'_B \cdot (r_{BE} + \beta_0 \cdot R_E) \\ &= \underline{I}'_B \cdot \left( (R_g + R_E) \cdot \left( 1 + j \cdot \frac{f}{f_0} \right) + r_{BE} + \beta_0 \cdot R_E \right) \end{aligned}$$



- Umstellen nach  $\underline{I}'_B$

$$\underline{I}'_B = \frac{\underline{U}_g}{(R_g + R_E + r_{BE} + (1 + \beta_0) \cdot R_E) \left(1 + j \cdot \frac{f}{f_{VGK1}}\right)}$$

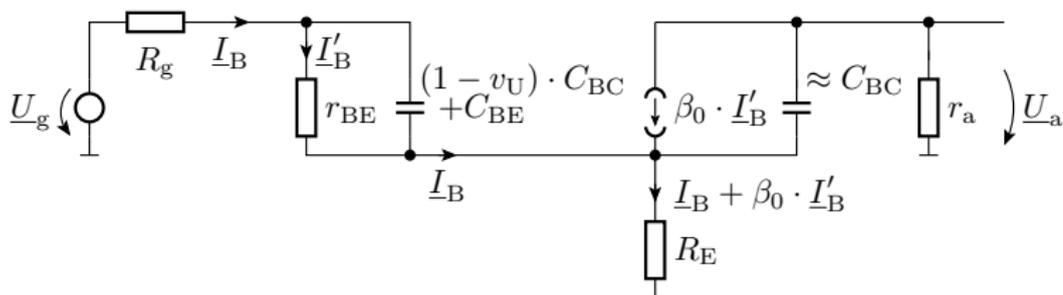
- Erste Knickfrequenz (mögliche Übergangsfrequenz):

$$f_{VGK1} = \frac{R_g + r_{BE} + R_E \cdot (1 + \beta_0)}{R_g + R_E} \cdot f_0$$

für  $R_g \ll R_E \cdot \beta_0$  ist

$$f_{VGK1} \approx \beta_0 \cdot f_0 = f_g$$

( $f_g$  – Grenzfrequenz der Stromverstärkung). Bei kleinem  $R_g$  hängt die Grenzfrequenz praktisch nicht von  $R_E$ , aber von  $v_U$  ab.



- Ausgangsspannung:

$$\underline{U}_a = -\underline{I}'_B \cdot \left( r_a \parallel \frac{1}{j\omega C_{BC}} \right) = \frac{v_U}{\left( 1 + j \cdot \frac{f}{f_{VGK1}} \right) \left( 1 + j \cdot \frac{f}{f_{VGK2}} \right)}$$

- Zweite Knickfrequenz (zweite mögliche Übergangsfrequenz):

$$f_{VGK2} = \frac{1}{2\pi \cdot r_a \cdot C_{BC}}$$

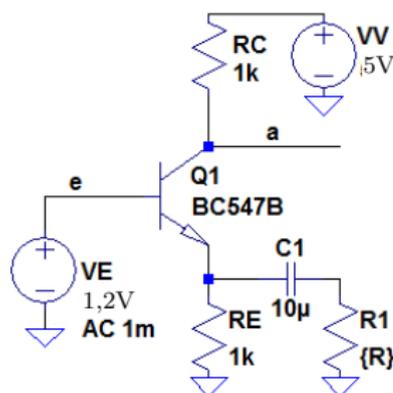
(Hängt weder von  $R_E$  noch von  $v_U$  ab).

- Verstärkung für niedrige Frequenzen :

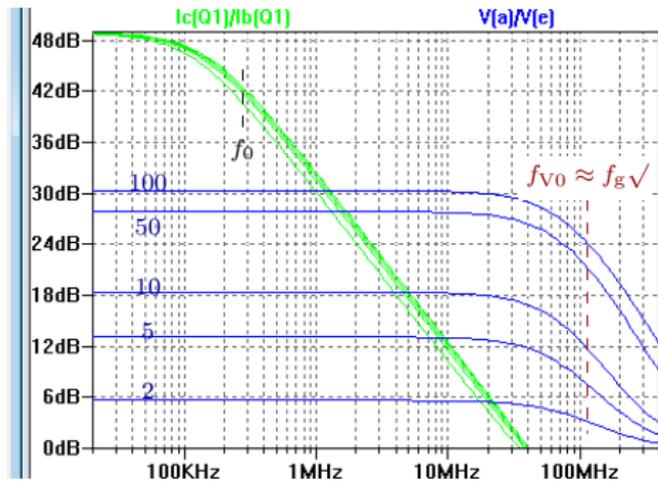
$$v_U = \frac{\beta_0 \cdot r_a}{(R_g + R_E + r_{BE} + (1 + \beta_0) \cdot R_E)} \approx \frac{r_a}{R_E} \Big|_{R_g \ll R_E \cdot \beta_0}$$

Ist  $f_{VGK1}$  oder  $f_{VGK2}$  die Übergangsfrequenz?

Bei  $R_B = 0$  und konstantem  $r_a$  hängt  $f_{VGK1}$  von der Verstärkung und  $f_{VGK2}$  nicht von der Verstärkung ab.

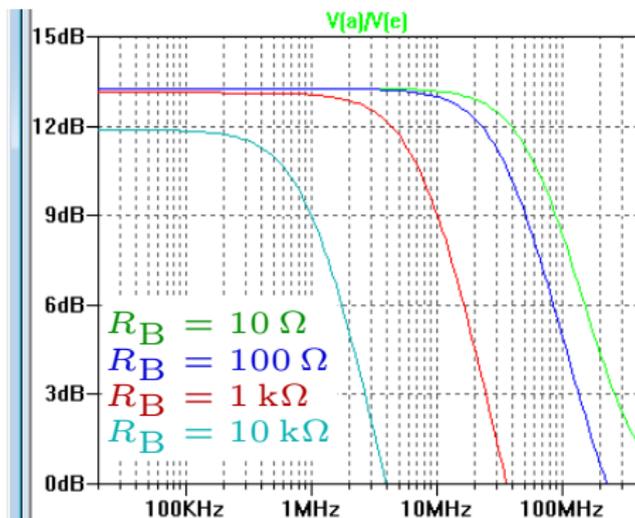
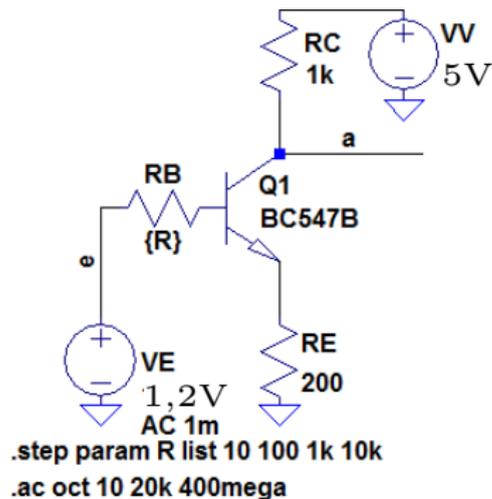


```
.step param R list 10.1 20.4 111 250 1k
.ac oct 10 20k 400mega
```



- Verstärkung ändert sich, aber die Übergangsfrequenz nicht.
- $f_{VGK2}$  Übergangsfrequenz oder  $C_{BE} > (1 - v_U) \cdot C_{BC}$ ?

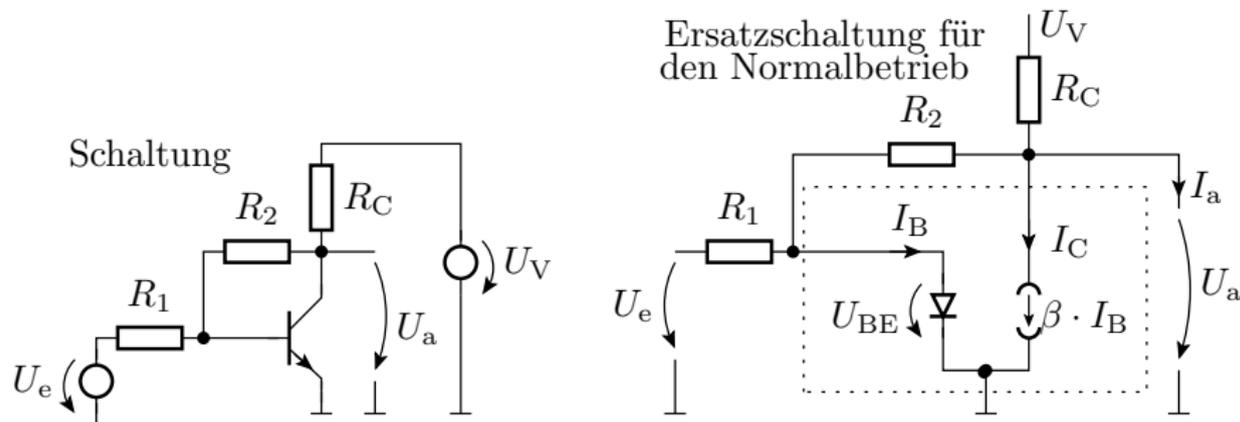
# Einfluss von $R_B$ auf die Übergangsfrequenz



| $R_B$ in $\Omega$                                | 10               | 100              | 1 k              | 10 k             |
|--|------------------|------------------|------------------|------------------|
| $f_{V0} \approx \frac{R_E}{R_B + R_E} \cdot f_g$ | $95\% \cdot f_g$ | $67\% \cdot f_g$ | $17\% \cdot f_g$ | $10\% \cdot f_g$ |

Deutet darauf, dass  $f_{VGK1}$  die Übergangsfrequenz ist.

## Emitterschaltung mit Spannungsgegenkopplung



Rückführung der Ausgangsspannung auf die Basis:

$$\frac{U_e - U_{BE}}{R_1} + \frac{U_a - U_{BE}}{R_2} = I_B = \frac{I_C}{\beta}$$

$$\frac{U_V - U_a}{R_C} - I_a = \frac{U_a - U_{BE}}{R_2} + I_C$$



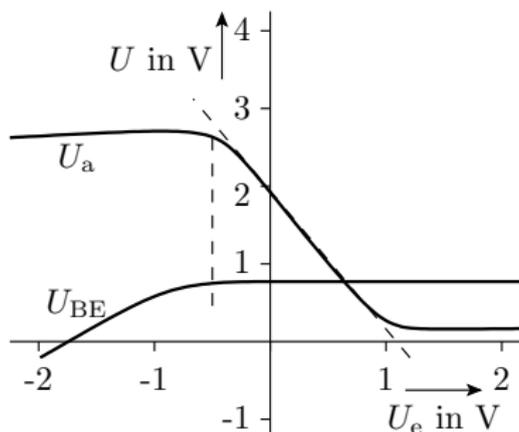
Für  $I_a = 0$

$$\frac{U_V - U_a}{R_C} = \frac{(1 + \beta) \cdot (U_a - U_{BE})}{R_2} + \frac{\beta \cdot (U_e - U_{BE})}{R_1}$$

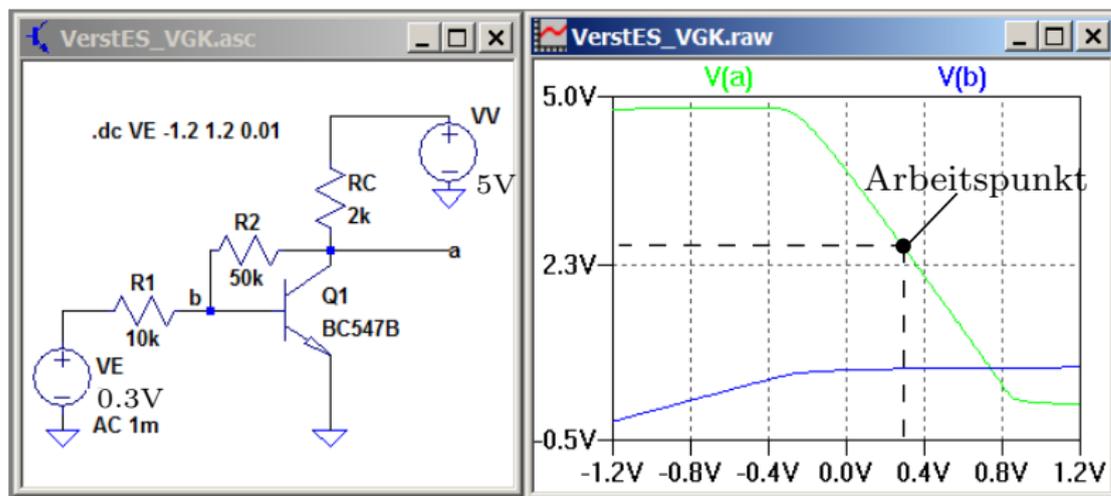
$$U_a \cdot \left( \frac{1}{R_C} + \frac{1 + \beta}{R_2} \right) = \frac{U_V}{R_C} + U_{BE} \cdot \left( \frac{\beta}{R_1} + \frac{1 + \beta}{R_2} \right) - \frac{\beta \cdot U_e}{R_1}$$

mit  $\beta \gg 1$  und  $\beta \cdot R_C \gg R_2$

$$U_a \approx \frac{U_V \cdot R_2}{\beta \cdot R_C} + U_{BEF} \cdot \left( 1 + \frac{R_2}{R_1} \right) - \frac{R_2}{R_1} \cdot U_e$$



# Übertragungsfunktion einer Beispielschaltung



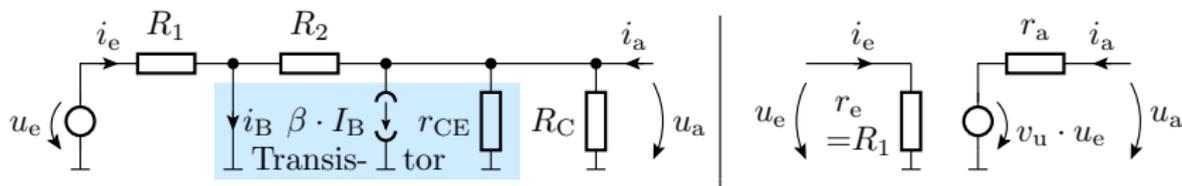
■ Verstärkung: 
$$v_U \approx -\frac{R_2}{R_1} = -5\sqrt$$

Eingangsspannung im Arbeitspunkt  $U_{a.A} = U_V/2$ :

$$U_{e.A} \approx U_{BE} \cdot \left(1 + \frac{1}{5}\right) - \frac{U_V}{10}\sqrt$$

## Transferfunktion

- Zur Vereinfachung der Rechnung wird  $r_{BE}$  gegenüber  $R_1$  und  $R_2$  vernachlässigt:



$$i_a = \beta \cdot \underbrace{\left( \frac{u_e}{R_1} + \frac{u_a}{R_2} \right)}_{i_C} + \frac{u_a}{R_2} + \frac{u_a}{r_{CE}} + \frac{u_a}{R_C}$$

- mit  $i_a = 0$  nach der Verstärkung  $v_U = \frac{u_a}{u_e}$  auflösbar.
- mit  $u_e = 0$  nach dem Ausgangswiderstand  $r_a = \frac{u_a}{i_a}$  auflösbar.



Verstärkung:

$$\frac{\beta \cdot u_e}{R_1} = - \left( \frac{(\beta + 1)}{R_2} + \frac{1}{r_{CE}} + \frac{1}{R_C} \right) \cdot u_a$$

$$v_U = - \frac{u_a}{u_e} = \frac{\beta \cdot \left( \frac{R_2}{\beta + 1} \parallel r_{CE} \parallel R_C \right)}{R_1}$$

Ausgangswiderstand:

$$i_a = \frac{\beta \cdot u_a}{R_2} + \frac{u_a}{R_2} + \frac{u_a}{r_{CE}} + \frac{u_a}{R_C}$$

$$r_a = \frac{u_a}{i_a} = \frac{R_2}{\beta + 1} \parallel r_{CE} \parallel R_C$$

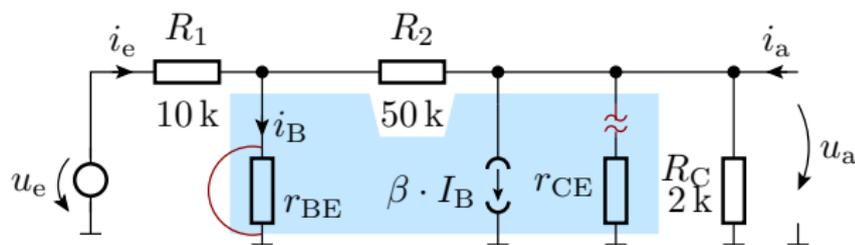
Mit den Beispielwerten:

$$\left. \begin{array}{l} R_1 = 10 \text{ k}\Omega \quad \beta \approx 300 \\ R_2 = 50 \text{ k}\Omega \quad R_C = 2 \text{ k}\Omega \end{array} \right\} \begin{array}{l} v_U = -4,3 \\ r_e = 10 \text{ k}\Omega \\ r_a = 142 \Omega \end{array}$$

## Simulation mit ».tf Va) VE«

|            | $v_U$ | $r_e$         | $r_a$        |
|------------|-------|---------------|--------------|
| Überschlag | -4,3  | 10 k $\Omega$ | 142 $\Omega$ |
| Simulation | -4,0  | 11 k $\Omega$ | 375 $\Omega$ |

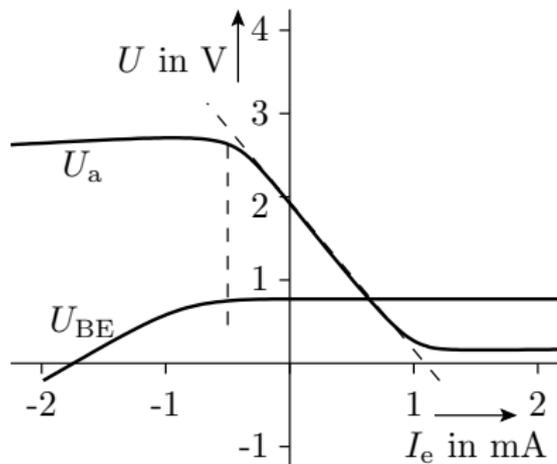
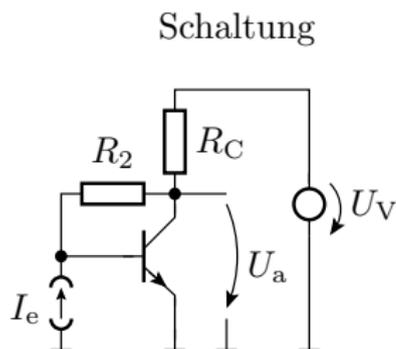
Die Abweichungen zur Rechnung resultieren vermutlich aus der Vernachlässigung von  $r_{BE}$  in der Ersatzschaltung.



■ Transistor

— Vereinfachungen für den Überschlag

## Betrieb als Strom-Spannungswandler



$$I_e - \frac{U_a - U_{BE}}{R_2} = I_B = \frac{I_C}{\beta}$$

$$\frac{U_V - U_a}{R_C} = \frac{U_a - U_{BE}}{R_2} + I_C$$

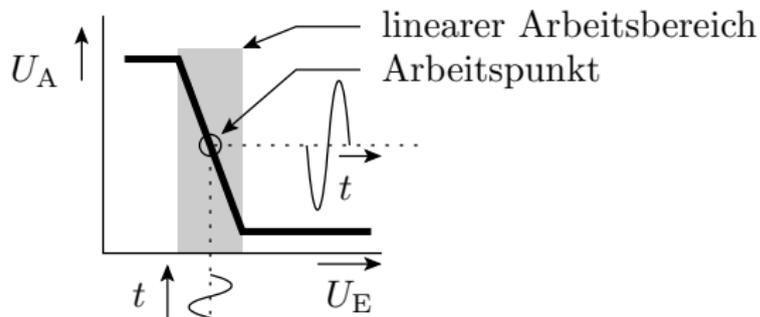
Umstellung nach  $U_a(I_e)$ , ...



# Arbeitspunkt

## Arbeitspunkt

- Arbeitspunkt: Spannungen und Ströme im stationären Zustand
- Die Berechnungen im Frequenzbereich setzen Linearität voraus
- Der Transistor muss für den gesamten Eingangsspannungsbereich im Normalbereich arbeiten
- Die Ausgangsspannung im Arbeitspunkt muss etwa in der Mitte des linearen Arbeitsbereichs liegen

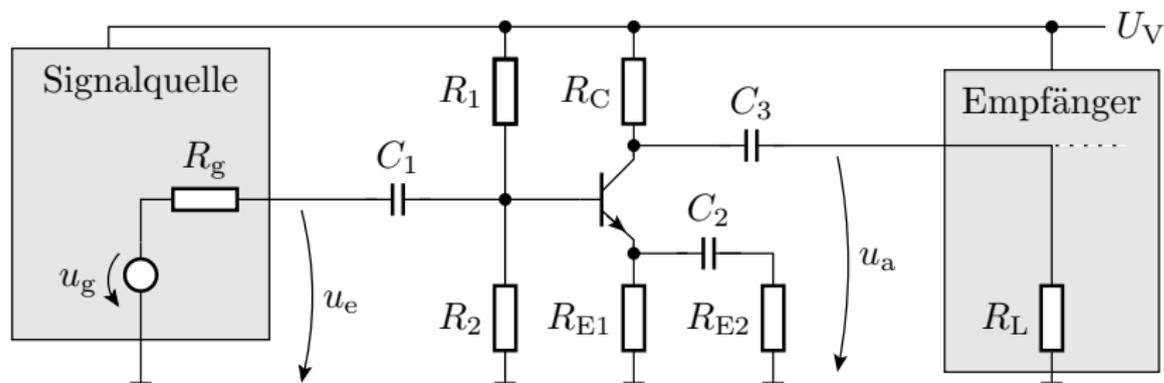




Einstellung des Arbeitspunktes:

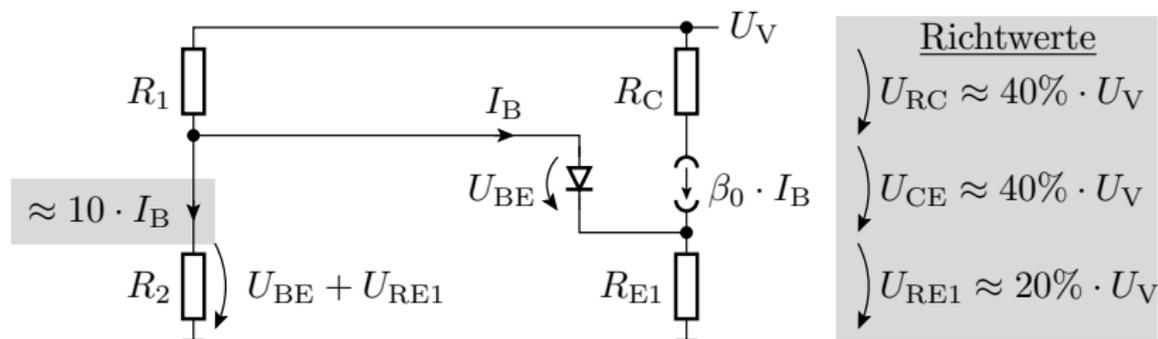
- Temperaturabhängigkeit und Bauteiltoleranzen beachten
- Wechselspannungskopplung:
  - Trennung von Gleichanteil und Nutzsignal mit RC-Gliedern
  - Spektralanteile mit einer Frequenz  $f \geq f_u$  verstärken ( $f_u$  – minimale Nutzfrequenz).
  - Im Frequenzbereich darunter und im stationären Betrieb Arbeitspunkteinstellung über starke Gegenkopplung.
- Gleichstromkopplung: Arbeitspunkteinstellung für alle Frequenzen über dieselbe Gegenkopplung

## Typischer Kleinsignalverstärker



- Arbeitspunkteinstellung im stationären Zustand über Ersatzschaltung mit den Kapazitäten als Unterbrechungen.
- Im genutzten Frequenzbereich sind die kapazitiven Blindwiderstände gegenüber den jeweiligen (Ersatz-) Widerständen in Reihe vernachlässigbar.

## Arbeitspunkteinstellung



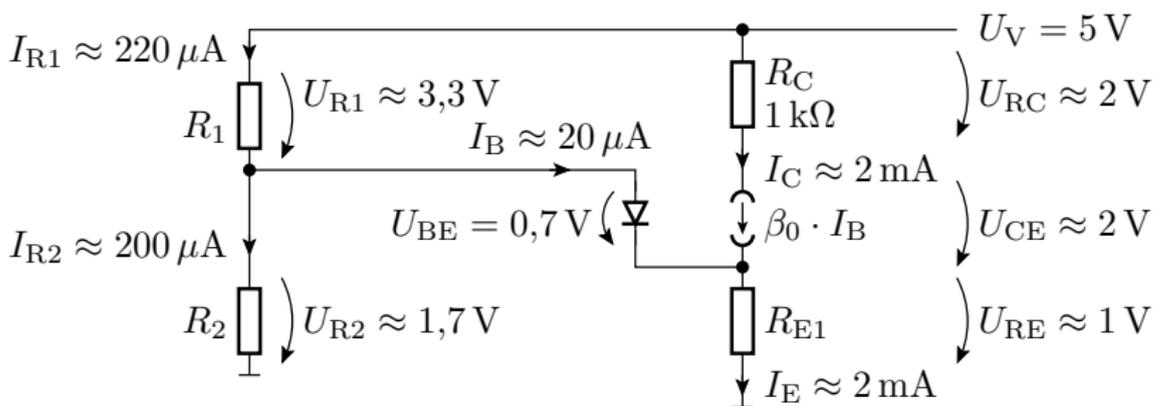
Beispiel:

gegeben:

 $U_V = 5 \text{ V}$ ,  $\beta_0 \approx 100$ ,  $U_{BE} \approx 0,7 \text{ V}$  und  $R_C = 1 \text{ k}\Omega$ 

gesucht:

 $R_{E1}$ ,  $R_1$  und  $R_2$

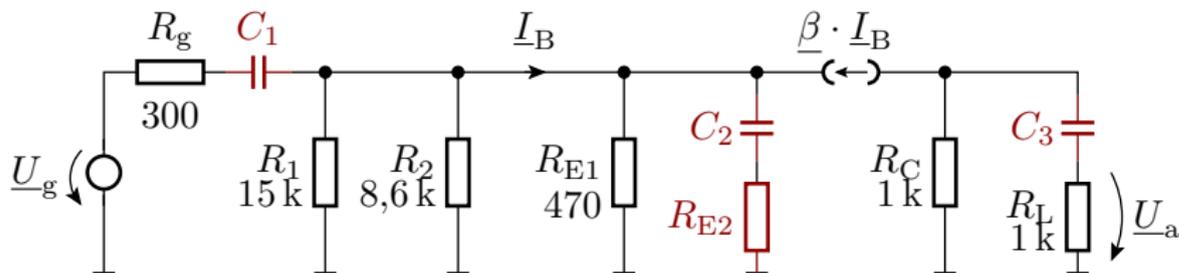


$$R_{E1} \approx \frac{1 \text{ V}}{2 \text{ mA}} \approx 500 \Omega$$

$$R_1 \approx \frac{3,3 \text{ V}}{220 \mu\text{A}} \approx 15 \text{ k}\Omega$$

$$R_2 \approx \frac{1,7 \text{ V}}{200 \mu\text{A}} \approx 8,6 \text{ k}\Omega$$

## Ersatzschaltung im genutzten Frequenzbereich



— Parameter noch zu bestimmen

Die Parameter der restlichen Bauteile durch Probieren mit dem Simulator bestimmen:

- Einstellung der gewünschten Verstärkung durch Variation von  $R_{E2}$  und Simulation des Frequenzgangs

$$R_1 = 10 \text{ k}\Omega \quad \beta \approx 300$$

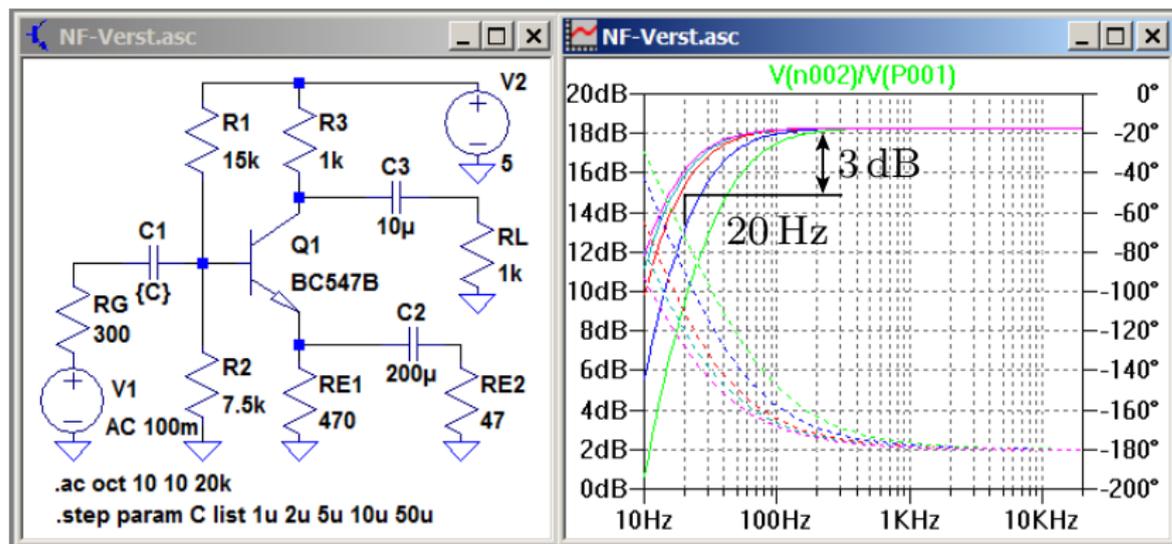
$$R_2 = 50 \text{ k}\Omega \quad R_C = 2 \text{ k}\Omega$$

$$v_U = -4,3$$

$$r_e = 10 \text{ k}\Omega \quad \underline{U}_a / \underline{U}_e$$

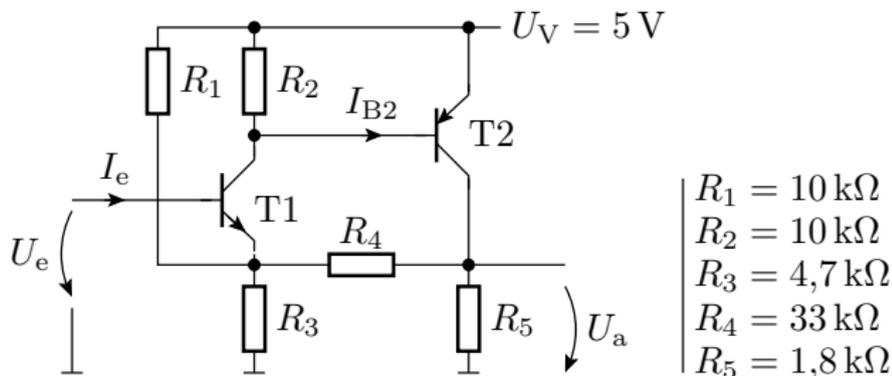
$$r_a = 142 \Omega$$

## Bestimmen von $C_1$ durch Probieren



Für  $R_{E2}$ ,  $C_2$  und  $C_3$  wurden schon sinnvolle Werte gewählt. Simulation mit einer Liste möglicher Werte für  $C_1$ . Es muss mindestens der dritte Wert aus der Liste sein  $C_1 \geq 5 \mu\text{F}$  (rot).

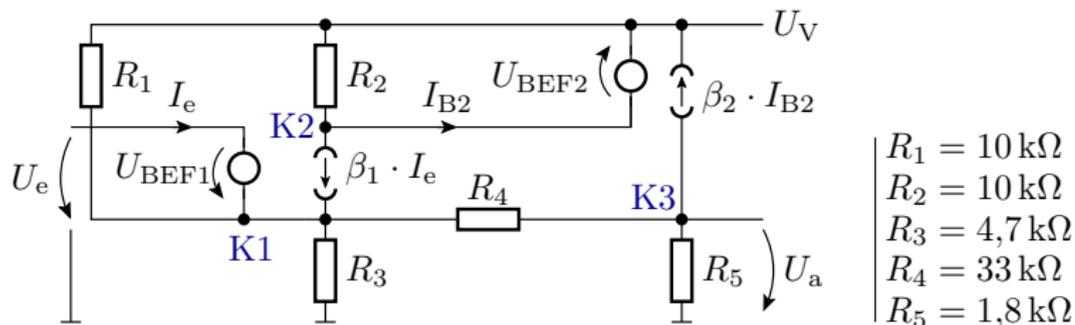
## Arbeitspunkt mit Gleichstromgegenkopplung



- T1 arbeitet in Emitterschaltung mit Stromgegenkopplung.
- Der Spannungsteiler von  $R_1$  und  $R_2$  erhöht des Emitterpotential von T1 bei  $I_E = 0$  auf etwa 1,5 V.
- T2 ist ein pnp-Transistor in Emitterschaltung und wird direkt vom Kollektorstrom von T1 gespeist.
- Rückkopplung über  $R_4$  auf die Emitterspannung von T1.

## Funktionsabschätzung

Ersatz der Transistoren für den Normalbereich.



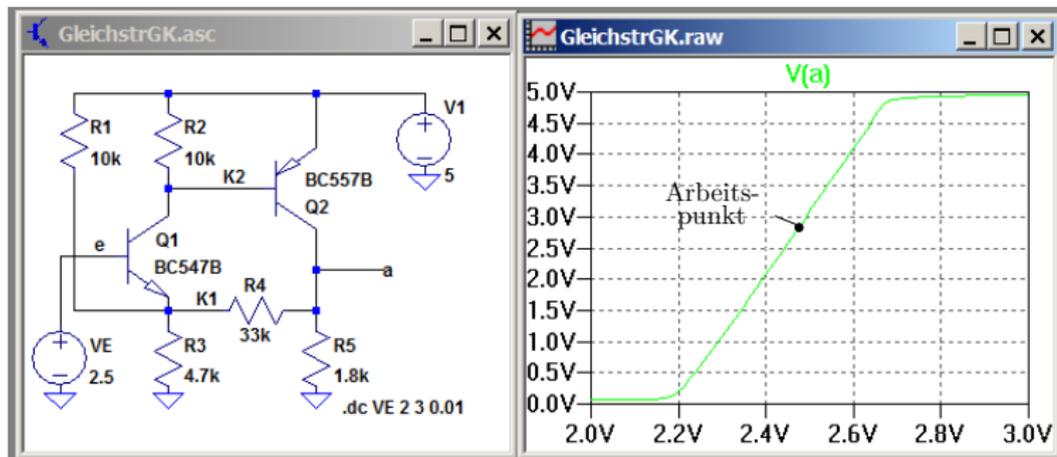
$$\text{K1: } (1 + \beta_1) \cdot I_e + \frac{U_V - U_e + U_{BE1}}{R_1} - \frac{U_e - U_{BE1}}{R_3} + \frac{U_a - U_e + U_{BE1}}{R_4} = 0$$

$$\text{K2: } -\beta_1 \cdot I_e - \frac{U_{BE2}}{R_2} - I_{B2} = 0$$

$$\text{K3: } -\beta_2 \cdot I_{B2} - \frac{U_a}{R_5} - \frac{U_a - U_e + U_{BE1}}{R_4} = 0$$

Damit könnte man die Übertragungsfunktion bestimmen.

Was sagt der Simulator?



Parameter der Transferfunktion im Arbeitspunkt:

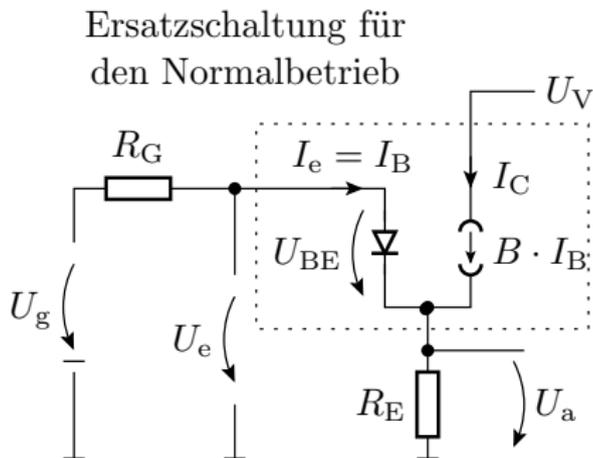
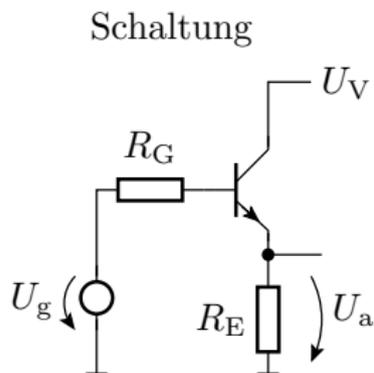
$$\begin{aligned}
 v_U &= 10,2 \\
 r_e &= 9 \cdot 10^6 \text{ k}\Omega \\
 r_a &= 152 \Omega
 \end{aligned}$$

Nicht invertierender Verstärker mit hohem Eingangswiderstand  
 und Arbeitspunkt  $U_{e,A} \approx U_{a,V} \approx U_V/2$ .

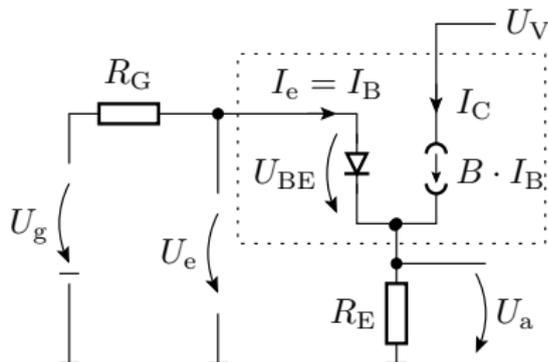
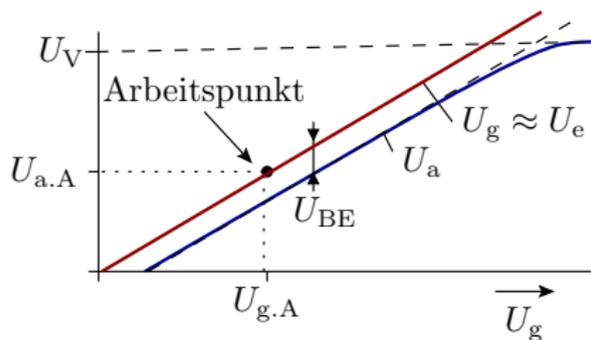


## Kollektorschaltung

## Kollektorschaltung



- Eingabe an der Basis
- Ausgabe am Emitter
- konstantes Potential am Kollektor

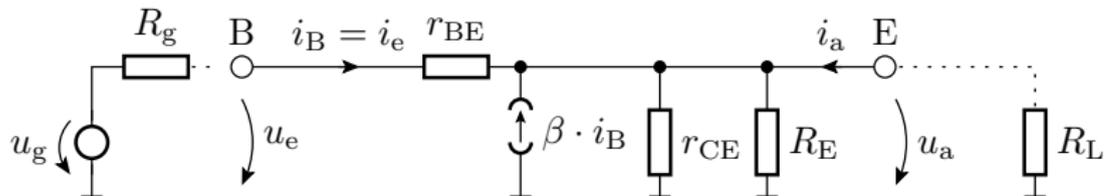


- Mit der vereinfachenden Annahme aus Elektronik 1, dass  $U_{BE}$  näherungsweise konstant und gleich  $U_{BEF} \approx 0,7 \text{ V}$  ist:

$$U_a \approx U_g - U_{BEF}$$

- Spannungsverstärkung:  $v_{U0} \approx 1$
- Arbeitspunkt:  $U_{a.A} \approx U_V/2$ ;  $U_{g.A} \approx U_V/2 + U_{BEF}$

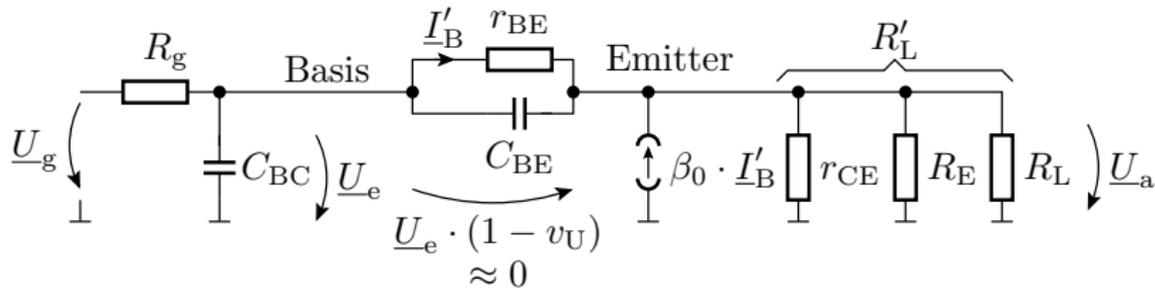
## Transferfunktion



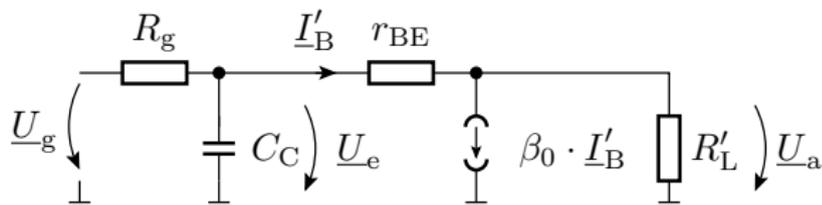
$$\begin{aligned}
 r_e &= \left. \frac{u_e}{i_e} \right|_{i_a=0} = r_{BE} + \beta \cdot (r_{CE} \parallel R_E) \\
 r_a &= \left. \frac{u_a}{i_a} \right|_{i_e=0} = (r_{CE} \parallel R_E) \parallel \frac{R_g + r_{BE}}{\beta} \\
 v_U &= \left. \frac{u_a}{u_e} \right|_{i_a=0} = \frac{\beta \cdot (r_{CE} \parallel R_E)}{r_{BE} + \beta \cdot (r_{CE} \parallel R_E)} \approx 1
 \end{aligned}$$

## Übergangsfrequenz

- Ergänzen der Kapazitäten zwischen Basis und Emitter ( $C_{BE}$ ) und Basis und Kollektor ( $C_{CC}$ ):



- Über  $C_E$  liegt die Spannung  $\underline{U}_{CE} = \underline{U}_e \cdot (1 - v_U)$ . Damit ist  $C_E$  ersetzbar durch Kapazitäten zum Kollektor mit dem  $1 - v_U$ -fachen Wert. Wegen  $v_U \rightarrow 1$  gegenüber  $C_C$  vernachlässigbar.
- Parallele Ausgangswiderstände zu  $R'_L$  zusammenfassen.



- Ersatzwiderstand des Zweipols aus  $r_{BE}$ ,  $R'_L$  und Stromquelle:

$$R_{\text{ers}} = \frac{1}{j\omega \cdot C_{BC}} \parallel (r_{BE} + \beta_0 \cdot R'_L) = \frac{r_{BE} + \beta_0 \cdot R'_L}{1 + j\omega \cdot C_{BC} \cdot (r_{BE} + \beta_0 \cdot R'_L)}$$

- Spannungsteiler aus  $R_g$  und  $R_{\text{ers}}$ :

$$\begin{aligned} \frac{U_e}{U_g} &= \frac{R_{\text{ers}}}{R_g + R_{\text{ers}}} = \frac{r_{BE} + \beta_0 \cdot R'_L}{R_g \cdot (1 + j\omega \cdot C_{BC} \cdot (r_{BE} + \beta_0 \cdot R'_L)) + r_{BE} + \beta_0 \cdot R'_L} \\ &= \frac{r_{BE} + \beta_0 \cdot R'_L}{(R_g + r_{BE} + \beta_0 \cdot R'_L) \cdot \left(1 + j \cdot \frac{f}{f_{\text{KS0}}}\right)} \end{aligned}$$

mit

$$f_{\text{KS0}} = \frac{R_g + r_{BE} + \beta_0 \cdot R'_L}{2\pi \cdot C_{BC} \cdot R_g \cdot (r_{BE} + \beta_0 \cdot R'_L)} = \frac{1}{2\pi \cdot C_{BC} \cdot (R_g \parallel (r_{BE} + \beta_0 \cdot R'_L))}$$



Die Übergangsfrequenz ist:

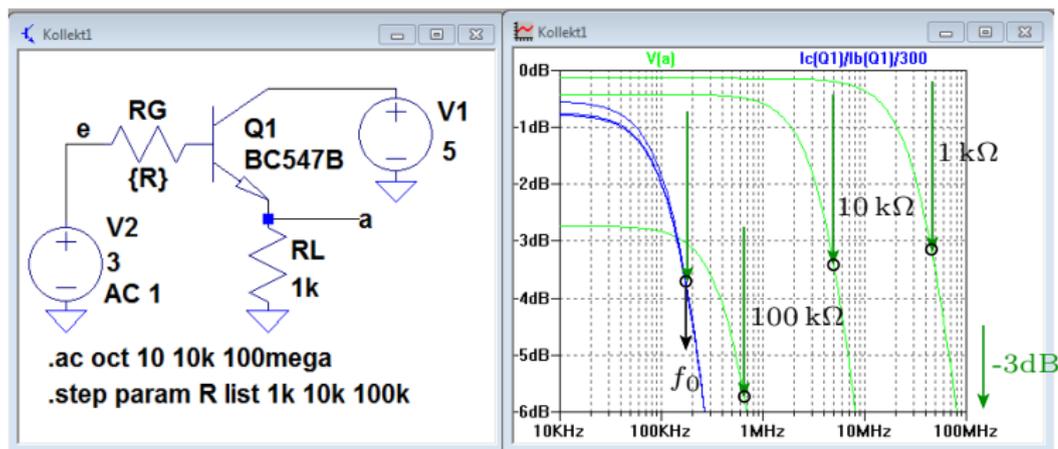
$$\begin{aligned} f_{\text{KS0}} &= \frac{R_g + r_{\text{BE}} + \beta_0 \cdot R'_L}{2\pi \cdot C_{\text{BC}} \cdot R_g \cdot (r_{\text{BE}} + \beta_0 \cdot R'_L)} \\ &= \frac{1}{2\pi \cdot C_{\text{BC}} \cdot (R_g \parallel (r_{\text{BE}} + \beta_0 \cdot R'_L))} \end{aligned}$$

Der Generatorwiderstand ist in der Regel viel kleiner als  $R_g \ll \beta_0 \cdot R'_L$

$$f_{\text{KS0}} \approx \frac{1}{2\pi \cdot C_{\text{BC}} \cdot R_g}$$

Durch den Wegfall des Einflusses der Basis-Emitter-Kapazität ist die Übergangsfrequenz, die in der Kollektorschaltung wegen  $v_U \approx 1$  gleichzeitig die Grenzfrequenz ist, deutlich höher als bei einer vergleichbaren Emitterschaltung.

## Beispielsimulation

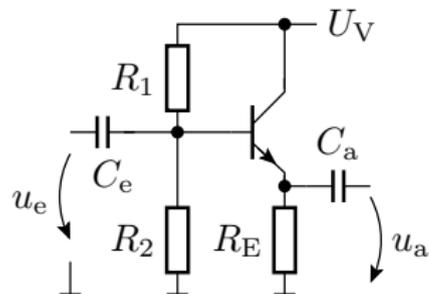


| $R_g$                     | 1 k $\Omega$ | 10 k $\Omega$ | 100 k $\Omega$ |
|---------------------------|--------------|---------------|----------------|
| $f_{KS0}$ laut Simulation | 50 MHz       | 5 MHz         | 550 kHz        |

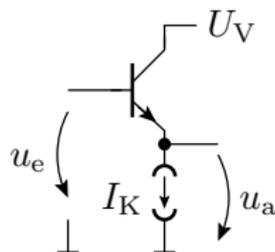
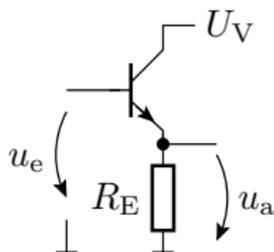
- $C_C \approx \frac{1}{2\pi \cdot f_{KS0} \cdot R_g} = \frac{1}{2\pi \cdot 50 \text{ MHz} \cdot 1 \text{ k}\Omega} = 3,2 \text{ pF}$  (plausibel)
- für  $R_g = 100 \text{ k}\Omega$  ist der »parallel wirkende« Term  $\beta_0 \cdot R'_L \approx 300 \cdot 1 \text{ k}\Omega$  nicht mehr ohne Einfluss (plausibel).

## Arbeitspunkteinstellung

Wechselspannungskopplung



Gleichspannungskopplung



- Wechselstromkopplung, Arbeitspunktwahl typisch:

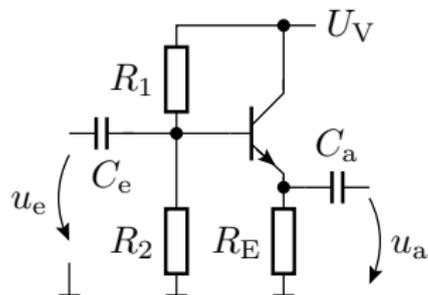
$$U_{B.A} \approx \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot U_V \approx \frac{U_V}{2}$$

d.h.  $R_1 \approx R_2$ .

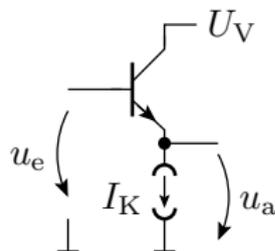
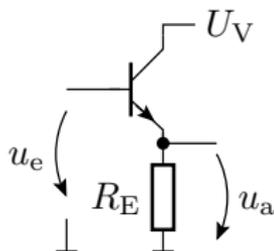
- Gleichspannungskopplung: Arbeitspunktwahl auch typ.  
 $U_e \approx U_a \approx U_V/2$ ; unkritisch wegen  $v_U \approx 1$



## Wechselspannungskopplung



## Gleichspannungskopplung



## Ein- und Ausgangswiderstand

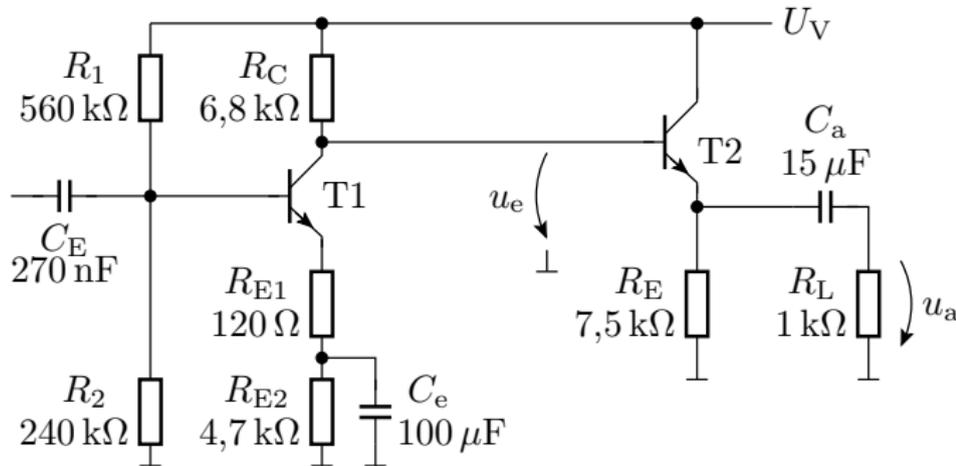
## ■ Wechselspannungskopplung:

$$r_e \approx R_1 \parallel R_2 \parallel \underline{\beta} \cdot (R_E \parallel \dots)$$

$$r_a \approx \frac{R_1 \parallel R_2 \parallel \dots}{\underline{\beta}} \parallel R_E \parallel r_{CE} \parallel \dots$$

■ Gleichspannungskopplung: Vergrößerung von  $r_e$  und  $r_a$  durch Wegfall von wegen  $R_1$  und  $R_2$ .■ Mit Stromquelle statt  $R_E$ : Vergrößerung von  $r_e$  und  $r_a$  durch Wegfall von  $R_E$  bzw.  $R_E \rightarrow \infty$ .

## Typische Lösung



Emitterschaltung gefolgt von einer Kollektorschaltung als Impedanztransformator: Ausgangswiderstand:

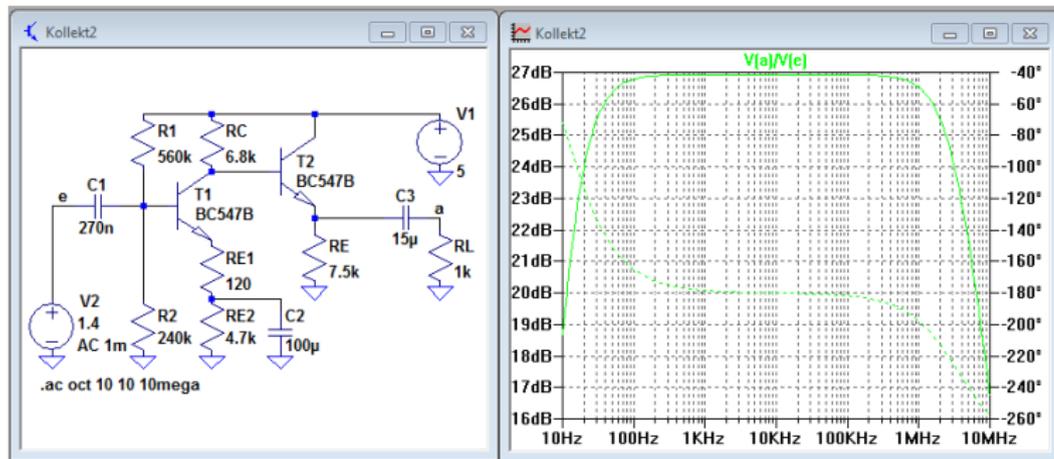
$$r_a \approx \frac{R_C}{\beta_2} \parallel R_E = \frac{6,8 \text{ k}\Omega}{100 \dots 300} \parallel 7,5 \text{ k}\Omega \approx 30 \dots 70 \Omega$$

Laut Simulation mit ».tf«:  $r_a = 31,4 \Omega$



## Spannungsverstärkung

$$v_u \approx -\frac{R_C \parallel \frac{R_E}{\beta_2}}{R_{E1}} \approx -\frac{6,8 \text{ k}\Omega}{120 \Omega} \approx 40 \dots 50$$

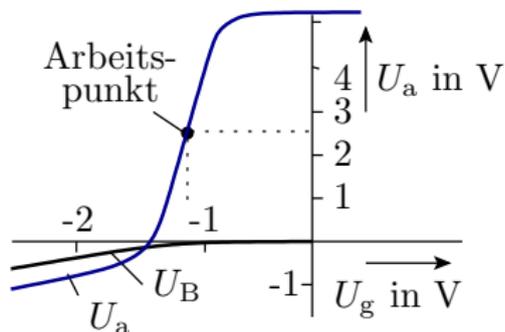
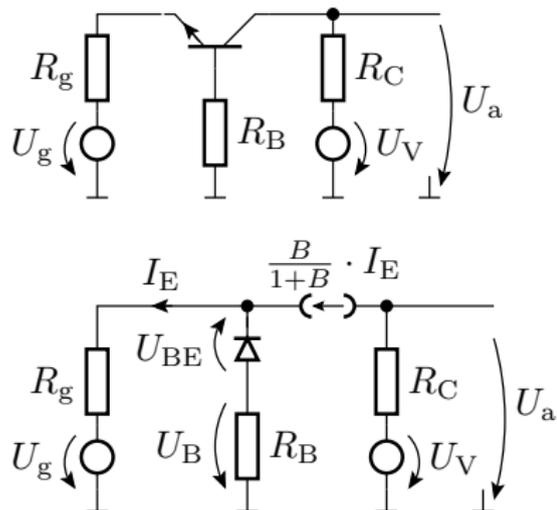


Laut Simulation 27 dB,  $v_u = 10^{\frac{27}{20}} = 22$ . Das müsste mehr sein?



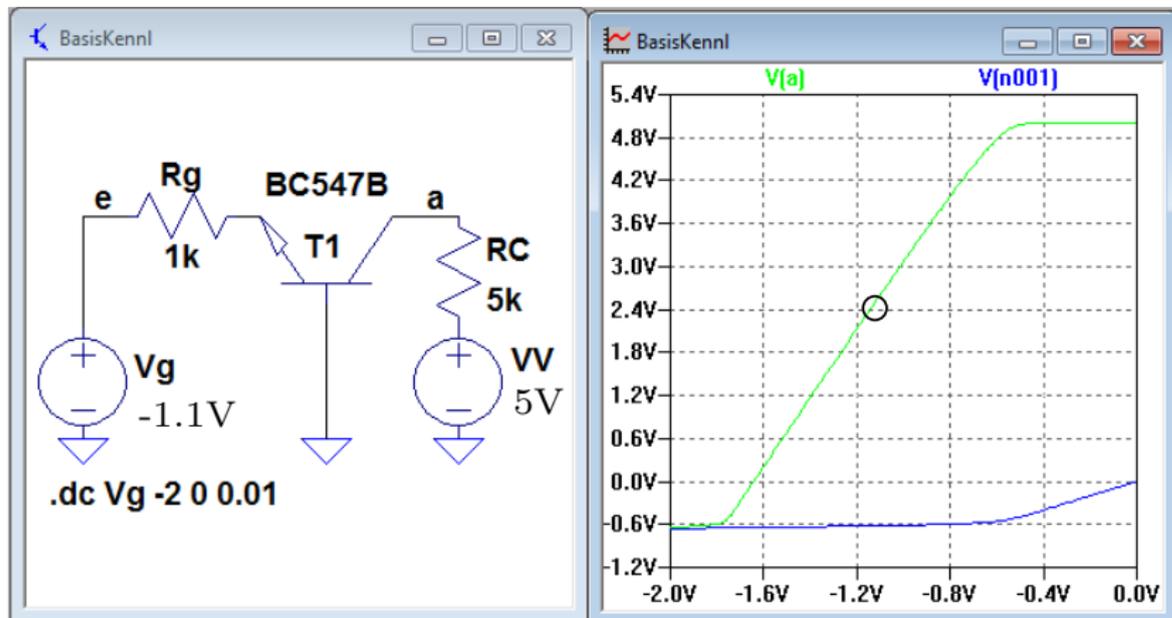
# Basisschaltung

## Basisschaltung



- Eingabe am Emitter
- Ausgabe am Kollektor
- gemeinsamer Anschluss Basis

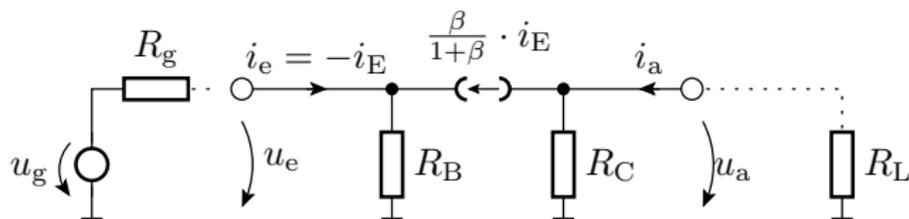
# Simulation der Übertragungsfunktion





## Transferfunktion

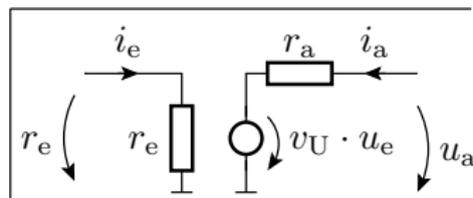
- $r_{BE}$  sei Teil von  $R_B$  und  $r_{CE}$  sei vernachlässigt.



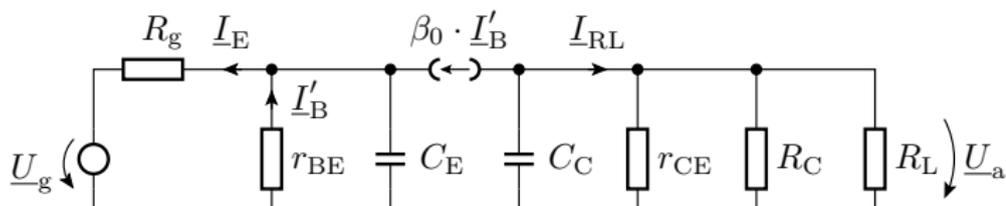
$$r_e = \left. \frac{u_e}{i_e} \right|_{i_a=0} = \frac{R_B}{\beta}$$

$$r_a = \left. \frac{u_a}{i_a} \right|_{i_e=0} \approx R_C$$

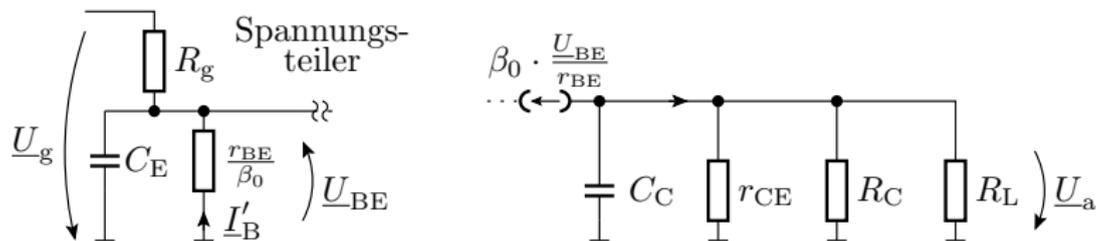
$$v_U = \left. \frac{u_a}{u_e} \right|_{i_a=0} \approx \frac{\beta \cdot R_C}{R_B}$$



## Übergangsfrequenz

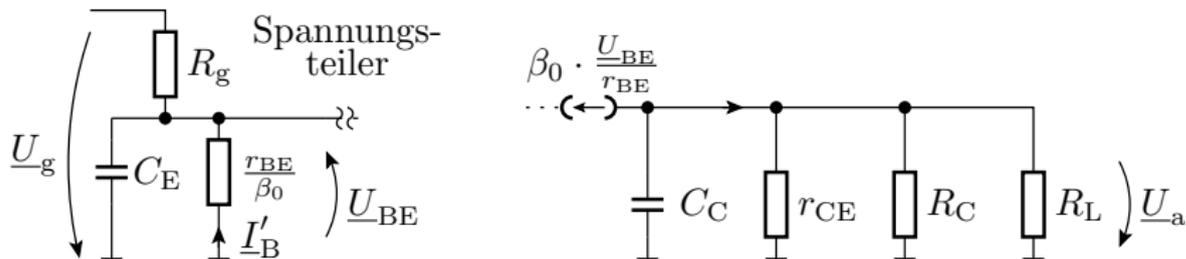


An der Stromquelle trennbar in zwei getrennt analysierbare Schaltungen.



Zu erwartendes Ergebnis:

$$\underline{U}_{BE} = -\underline{U}_g \cdot \frac{v_1}{1 + j \cdot \frac{f}{f_1}} \quad \text{und} \quad \underline{U}_a = -\underline{U}_{BE} \cdot \frac{v_2}{1 + j \cdot \frac{f}{f_2}}$$



$$U_{BE} = -U_g \cdot \frac{\frac{r_{BE}}{\beta_0} \parallel \frac{1}{j\omega \cdot C_E}}{R_g + \left( \frac{r_{BE}}{\beta_0} \parallel \frac{1}{j\omega \cdot C_E} \right)}$$

mit

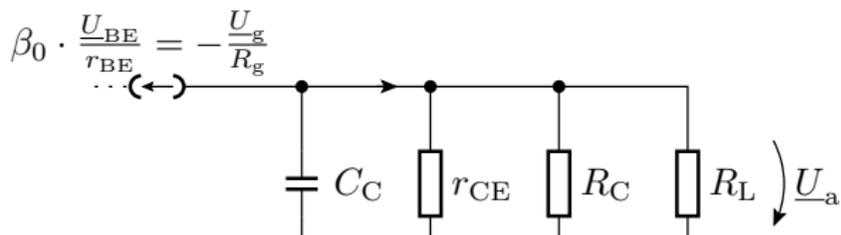
$$\frac{r_{BE}}{\beta_0} \parallel \frac{1}{j\omega \cdot C_E} = \frac{r_{BE}}{\beta_0 + j\omega \cdot r_{BE} \cdot C_E}$$

folgt:

$$U_{BE} = -U_g \cdot \frac{r_{BE}}{\beta_0 \cdot R_g + r_{BE} + j\omega \cdot r_{BE} \cdot R_g \cdot C_E}$$

$$v_1 = -\frac{r_{BE}}{\beta_0 \cdot R_g + r_{BE}} \approx -\frac{r_{BE}}{\beta_0 \cdot R_g}$$

$$f_{BS1} = \frac{\beta_0 \cdot R_g + r_{BE}}{2\pi \cdot r_{BE} \cdot R_g \cdot C_E} \approx \frac{\beta_0}{2\pi \cdot r_{BE} \cdot C_E}$$



$$\begin{aligned} \underline{U}_a &= \frac{U_g}{R_g} \cdot \left( r_{CE} \parallel R_C \parallel R_L \parallel \frac{1}{j\omega \cdot C_C} \right) \\ &= \frac{U_g \cdot (r_{CE} \parallel R_C \parallel R_L)}{R_g \cdot \left( 1 + j \cdot \frac{f}{f_1} \right) \cdot \left( 1 + j \cdot \frac{f}{f_2} \right)} \end{aligned}$$

mit

$$f_{BS2} = \frac{1}{2\pi \cdot (r_{CE} \parallel R_C \parallel R_L) \cdot C_C}$$

Gesamtverstärkung:

$$v_{U0} \approx \frac{(r_{CE} \parallel R_C \parallel R_L)}{R_g}$$



- Die Frequenz

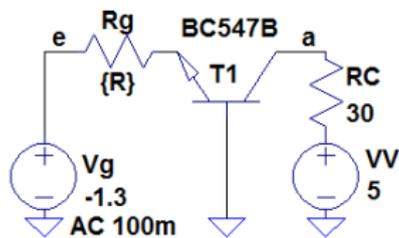
$$f_{BS1} \approx \frac{\beta_0}{2\pi \cdot r_{BE} \cdot C_E}$$

ist etwa die Grenzfrequenz des Transistors, bei dem die Stromverstärkung 1 ist.

- Für  $f_{BS1} < f_{BS2}$  (bei kleinem  $r_{CE} \parallel R_C \parallel R_L$ ) ist die Übergangsfrequenz des Verstärkers etwa  $f_{BS1}$ . Von  $R_g$ ,  $R_C$  und  $R_L$  unabhängig.
- Für kleine Basisströme dominiert für  $C_{BE}$  die Sperrschichtkapazität, die nicht von  $I_{B.A}$  abhängt. Aus  $r_{BE} \sim \frac{1}{I_{B.A}}$  resultiert eine Zunahme von  $f_{BS1}$  mit  $I_{B.A}$ .
- Für größere Basisströme dominiert die Emitterdiffusionskapazität  $C'_{BE} \approx \frac{\tau_T}{r_D}$ . Von  $I_{B.A}$  unabhängige Übergangsfrequenz:  $f_{BS1} \approx \frac{\beta_0}{2\pi \cdot \tau_T}$  ( $\tau_T$  – Transitzeit).
- Für einen großen Wert von  $r_{CE} \parallel R_C \parallel R_L$  ist  $f_{BS2}$  bestimmend. Umgekehrt proportionale Abnahme der Übergangsfrequenz mit  $r_{CE} \parallel R_C \parallel R_L$ .

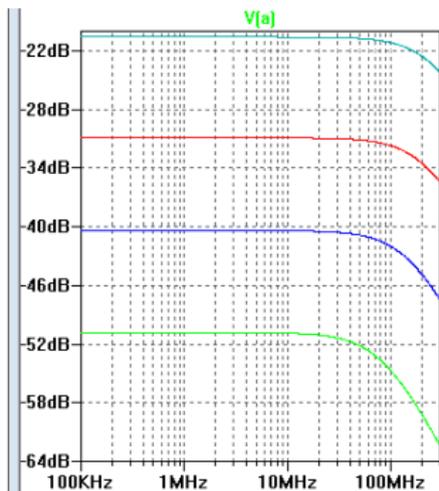
## Kontrolle durch Simulation

- Erhöhung des Basisstroms durch Verringerung des Generatorwiderstands.



```

.ac oct 100 100k 300Mega
.step param R list 1k 300 100 30
..meas ac tmp max mag(V(a))
..meas ac f_3dB when mag(V(a))=tmp/sqrt(2)
    
```



Die ».meas«-SPICE-Anweisungen berechnen die 3dB-Frequenz.

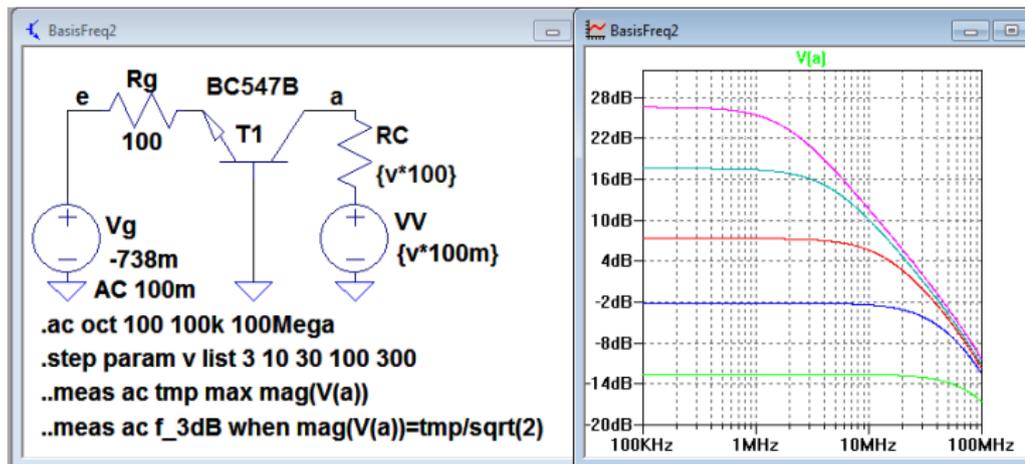


Measurement: f\_3db

| step | mag(v(a))=tmp/sqrt(2) | R   |
|------|-----------------------|-----|
| 1    | 8.27755e+007          | 1k  |
| 2    | 1.48711e+008          | 300 |
| 3    | 2.20906e+008          | 100 |
| 4    | 2.64524e+008          | 30  |

- Die Übergangsfrequenz nimmt mit dem Strom zu. Ursache vermutlich abnehmender Basis-Emitter-Widerstand.
- Bei größeren Strömen geringere Zunahme. Ursache vermutlich, dass der Einfluss der BE-Diffusionskapazität gegenüber der BE-Sperrschichtkapazität zunimmt.

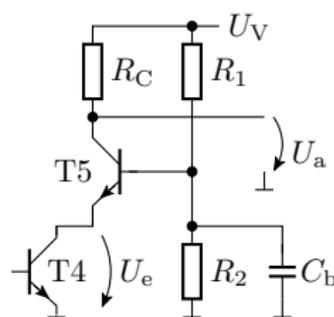
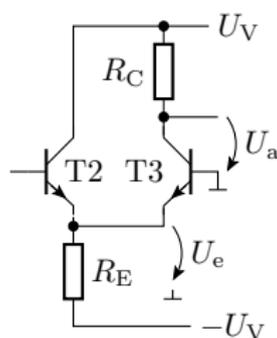
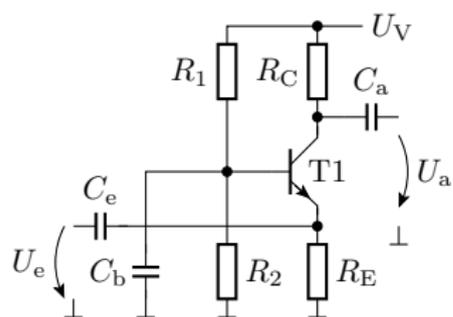
- Erhöhung der Kollektorwiderstands bei konstantem Generatorwiderstand:



|                   |       |       |       |       |       |
|-------------------|-------|-------|-------|-------|-------|
| $R_C$ in $\Omega$ | 300   | 1k    | 3k    | 10k   | 30k   |
| $f_0$ in Hz       | 83,5M | 38,5M | 14,3M | 4,67M | 1,82M |

Für große Verstärkung  $f_0 \sim 1/R_C$ . Das RC-Glied am Kollektor bestimmt offensichtlich die Übergangsfrequenz.

## Arbeitspunkteinstellung



**T1:** Basisschaltung Wechselstromkopplung

**T2:** Kollektorschaltung

**T3:** Basisschaltung, Gleichstromkopplung

**T4:** Emitterschaltung

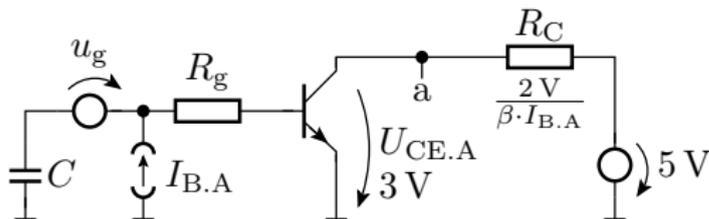
**T5:** Basisschaltung, in der die Basis wechselfspannungsmäßig auf Masse liegt (Mischung aus Gleich- und Wechselstromkopplung)



# Rauschen

## Rauschen von Verstärkern mit Bipolartransistoren

Das Rauschen am Ausgang eines Transistorverstärkers wird von  $R_g$ , vom Basis- bzw. Kollektorstrom bestimmt. Testschaltung:



- Einstellung des Arbeitspunktstroms  $I_{B.A}$  über eine wechselstrommäßig überbrückte Quelle, so dass  $R_g$  und  $I_{B.A}$  unabhängig von einander änderbar sind.
- Anpassung von  $R_C$  so, dass über ihm etwa 2V abfallen.

Vereinfachte Annahme für die Rauschersatzschaltung:

- nur weißes Rauschen, keine Frequenzabhängigkeit im Nutzfrequenzbereich  $f_B = f_o - f_u$

- Temperatur:  $T = 300 \text{ K}$

Rauschquellen :

- effektives (weißes) Rauschen von  $R_g$ :

$$u_{\text{reff.Rg}} = \sqrt{4 \cdot k \cdot T \cdot R_g \cdot f_B}$$

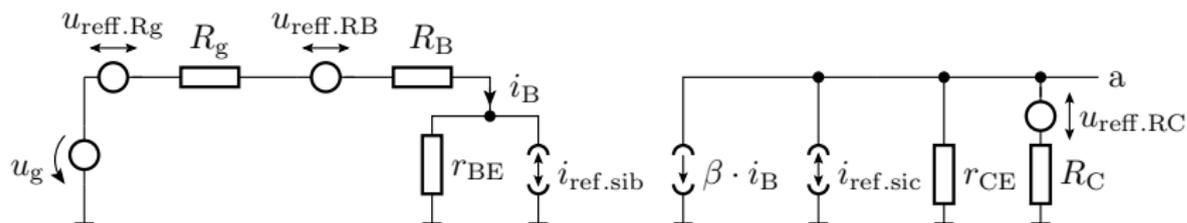
- effektives (weißes) Rauschen des Basisstroms:

$$i_{\text{reff.sib}} = \sqrt{2 \cdot q \cdot I_{B.A} \cdot f_B}$$

- effektives (weißes) Rauschen des Kollektorstroms:

$$i_{\text{reff.sic}} = \sqrt{2 \cdot q \cdot \beta \cdot I_{B.A} \cdot f_B}$$

- Rauschen von  $R_B$ :  $u_{\text{reff.RB}} = \sqrt{4 \cdot k \cdot T \cdot R_B \cdot f_B}$



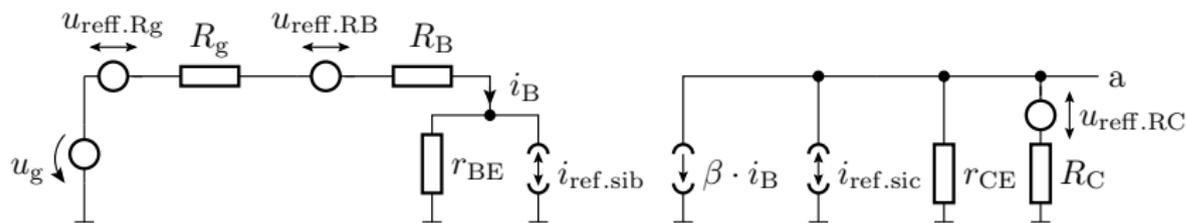
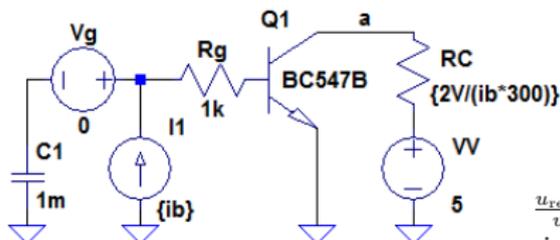


Abbildung der Quellenwerte auf die Ausgangsspannung:

| Quelle                                      | Betrag Abbildungsfaktor                                 |
|---|---|
| $u_g, u_{\text{ref.Rg}}, u_{\text{ref.Rb}}$ | $g = \frac{\beta \cdot r_a}{R_g + R_B + r_{\text{BE}}}$ |
| $i_{\text{ref.sib}}$                        | $g \cdot ((R_g + R_B) \parallel r_{\text{BE}})$         |
| $i_{\text{ref.sic}}$                        | $r_a = R_C \parallel r_{\text{CE}}$                     |
| $u_{\text{ref.RC}}$                         | $\frac{r_{\text{CE}}}{r_{\text{CE}} + R_C}$             |

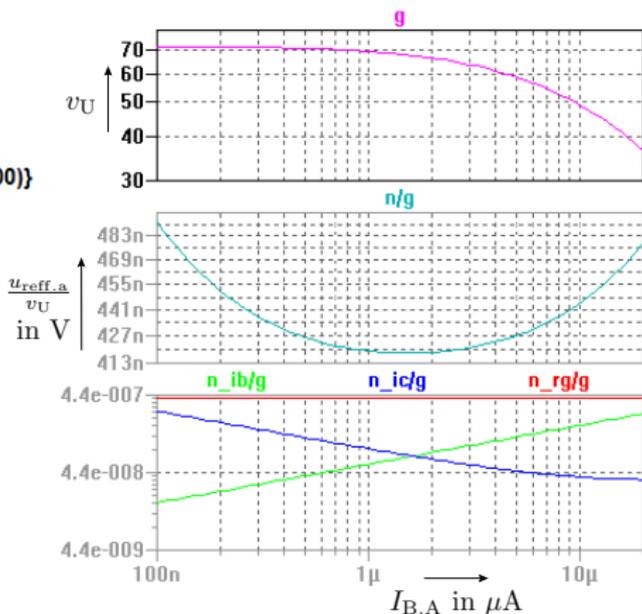
Widerstandsabhängigkeiten vom Basisstrom:

$$r_{\text{BE}} = \frac{26 \text{ mV}}{I_{\text{B.A}}}, r_a = R_C \parallel \frac{63 \text{ V}}{\beta \cdot I_{\text{B.A}}} \approx R_C = \frac{2 \text{ V}}{\beta \cdot I_{\text{B.A}}}, R_B = 1 \Omega$$



```

.meas noise g max gain
.meas noise n_rg integ V(Rg)
.meas noise n_ib integ V(q1.sib)
.meas noise n_ic integ V(q1.sic)
.meas noise n integ V(onoise)
.noise V(a) Vg oct 10 100 10k
.step oct param ib 100nA 20µA 10
    
```



■ Kontrolle der Verstärkung  $v_U$  (im Simulator  $g$  für »gain«):

$$v_U = \frac{\beta \cdot (R_C \parallel r_a)}{R_g + R_B + r_{BE}} = \frac{\beta \cdot \left( \frac{2V}{\beta \cdot I_{B,A}} \parallel \frac{63V}{\beta \cdot I_{B,A}} \right)}{1 \text{ k}\Omega + \frac{26 \text{ mV}}{I_{B,A}}} \approx \frac{2V}{1 \text{ k}\Omega \cdot I_{B,A} + 26 \text{ mV}} \sqrt{\quad}$$

- Kontrolle des durch  $R_g$  verursachten Rauschens:

$$\begin{aligned}\frac{u_{\text{reff.a}}(R_g)}{v_U} &= u_{\text{reff.Rg}} = \sqrt{4 \cdot k \cdot T \cdot R_g \cdot f_B} \\ &= \sqrt{4 \cdot 1,38 \cdot 10^{-23} \text{ J/K} \cdot 300 \text{ K} \cdot 1 \text{ k}\Omega \cdot (10 \text{ kHz} - 100 \text{ Hz})} \\ &= 405 \text{ nV}\sqrt{\quad}\end{aligned}$$

- Kontrolle des vom Basisstrom verursachten Rauschen:

$$\frac{u_{\text{reff.a}}(i_B)}{v_U} = i_{\text{reff.sib}} \cdot ((R_g + R_B) \parallel r_{BE}) \approx i_{\text{reff.sib}} \cdot \left( 1 \text{ k}\Omega \parallel \frac{26 \text{ mV}}{I_{B.A}} \right)$$

für  $I_{B.A} < 10 \mu\text{A}$  ist  $1 \text{ k}\Omega \ll \frac{26 \text{ mV}}{I_{B.A}}$ :

$$\begin{aligned}u_{\text{reff.a}}(i_B) &\approx \sqrt{2 \cdot q \cdot I_{B.A} \cdot f_B \cdot 1 \text{ k}\Omega} \\ &= 1 \text{ k}\Omega \cdot \sqrt{2 \cdot 1,6 \cdot 10^{-19} \text{ C} \cdot I_{B.A} \cdot (10 \text{ kHz} - 100 \text{ Hz})} \\ &\approx 56 \text{ nV} \cdot \sqrt{\frac{I_{B.A}}{\mu\text{A}}}\sqrt{\quad}\end{aligned}$$

- Vom Kollektorstrom verursachtes Rauschen:

$$\frac{u_{\text{reff.a}}(i_C)}{v_U} = \frac{i_{\text{reff.sic}} \cdot r_a}{\frac{2V}{1 \text{ k}\Omega \cdot I_{B.A} + 26 \text{ mV}}} \approx \frac{i_{\text{reff.sic}} \cdot \frac{2V}{\beta \cdot I_{B.A}} \cdot (1 \text{ k}\Omega \cdot I_{B.A} + 26 \text{ mV})}{2V}$$

- für  $I_{B.A} < 1 \mu\text{A}$  ist  $I_{B.A} \cdot 1 \text{ k}\Omega \ll 26 \text{ mV}$ :

$$\begin{aligned} \frac{u_{\text{reff.a}}(i_C)}{v_U} &= \frac{26 \text{ mV}}{2V} \cdot \sqrt{\frac{2 \cdot 1,6 \cdot 10^{-19} \text{ C} \cdot (10 \text{ kHz} - 100 \text{ Hz})}{\beta \cdot I_{B.A}}} \\ &\approx 42 \text{ nV} \cdot \sqrt{\frac{\mu\text{A}}{I_{B.A}}} \end{aligned}$$

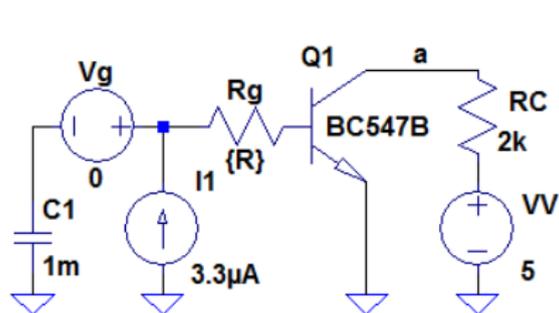
Verlauf, Wert ok., in der Simulation etwas größer sein?

## Folgerung 1

Das Experiment sollte zeigen, dass es einen Arbeitspunktbereich für den Basis- bzw. Kollektorstrom gibt, in dem das Rauschen am Ausgang minimal ist (im Beispiel ca.  $1 \mu\text{A}$ ). Ursache: der Einfluss des Basisstromrauschens nimmt mit dem Basisstrom zu und des Kollektorstromrauschens mit dem Basisstrom ab.

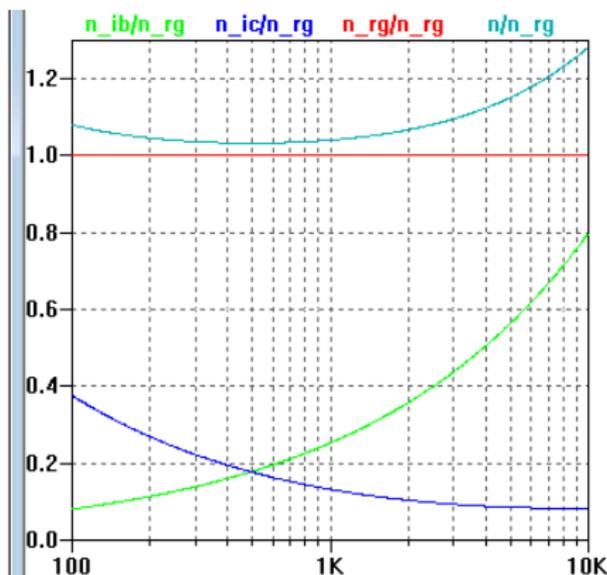
## Optimaler Generatorwiderstand

- Variation des Generatorwiderstands bei konstantem Basisstroms.



```

.meas noise g max gain
.meas noise n_rg integ V(Rg)
.meas noise n_ib integ V(q1.sib)
.meas noise n_ic integ V(q1.sic)
.meas noise n integ V(onoise)
.noise V(a) Vg oct 10 100 10k
.step oct param r 100 10k 10
    
```





### Folgerung 2

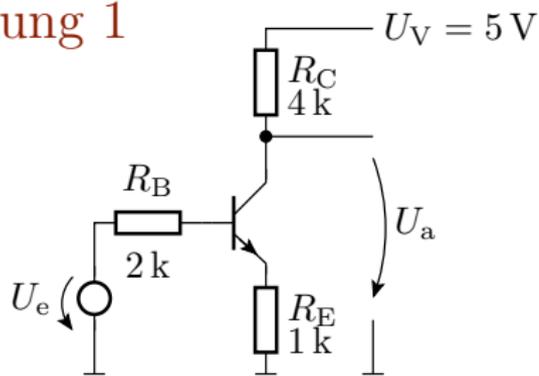
Bei einer Erhöhung des Generatorwiderstands nimmt der relative Einfluss des Basisstromrauschens mit dem Generatorwiderstand zu und der des Kollektorstromrauschens ab. Für eine gegebene Transistorschaltung gibt es offenbar auch einen Bereich für den Generatorwiderstand, in dem der relative Einfluss des Transistorrauschens auf das Gesamtrauschen am geringsten ist.

- Die Rauschzahl ist im Beispiel das Quadrat der Kurve  $n/n_{rg}$  ( $n$  – gesamte Rauschspannung am Schaltungsausgang;  $n_{rg}$  – die vom Generatorwiderstand verursachte Rauschspannung am Ausgang.)
- Für sehr kleine Generatorwiderstände im Bereich des Basisbahnwiderstands  $R_B$  Rauschzahlverschlechterung durch »Spannungsteiler mit  $R_B$ « (Foliensatz 1).



# Aufgaben

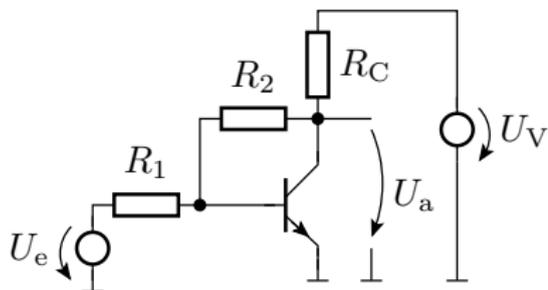
## Emitterschaltung 1



- 1 Strom- oder Spannungsgegenkopplung?
- 2 Welche Amplitude kann ein Sinussignal am Ausgang max. haben? Wie ist der Arbeitspunkt  $U_{a,A}$  dafür zu wählen.
- 3 Wie wirkt sich eine Halbierung von  $R_E$  qualitativ<sup>2</sup> auf die Verstärkung und die Übergangsfrequenz des Verstärkers aus?
- 4 Wie wirkt sich eine Halbierung von  $R_B$  qualitativ auf die Verstärkung und die Übergangsfrequenz des Verstärkers aus?

<sup>2</sup>Qualitative Abschätzung; z.B. kein Einfluss, unerheblich, nimmt linear zu

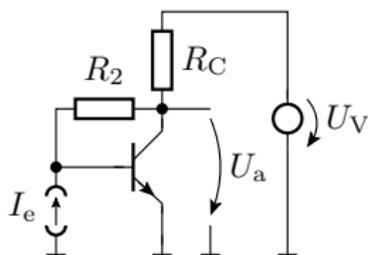
## Emitterschaltung 2



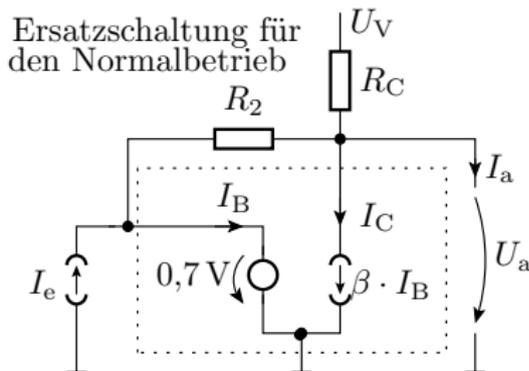
Wie wirkt sich in der Schaltung eine Verdopplung von  $R_2$  qualitativ aus:

- 1 auf den Eingangswiderstand
- 2 auf den Ausgangswiderstand
- 3 auf die Verstärkung?

## Strom-Spannungswandler



|                             |                     |
|-----------------------------|---------------------|
| $R_2 = 100 \text{ k}\Omega$ | $U_V = 6 \text{ V}$ |
| $R_C = 2 \text{ k}\Omega$   | $\beta = 300$       |

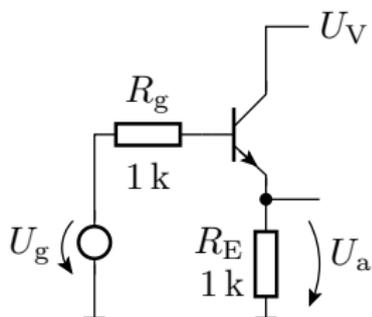


- 1 Bestimmen Sie für den Strom-Spannungswandler über die angegebene Ersatzschaltung für den Normalbetrieb den Zusammenhang  $U_a(I_e)$  für  $I_a = 0$ .
- 2 Wie groß ist die Steilheit:

$$S = \frac{dU_a}{dI_e}$$

- 3 Wie groß ist der Strom  $I_{e,A}$  im Arbeitspunkt zu wählen, damit die Ausgangsspannung  $U_{a,A} = 3 \text{ V}$  beträgt?

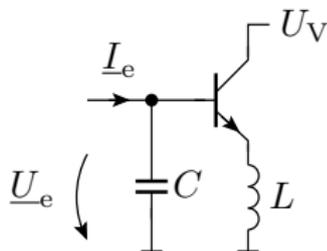
## Übergangsfrequenz Kollektorschaltung



Wie ändert sich die Übergangsfrequenz der nachfolgenden Kollektorschaltung, wenn

- 1 der Quellwiderstand am Eingang verzehnfacht wird?
- 2 Zum Emitterwiderstand  $R_E$  ein Lastwiderstand  $R_L = 2 \cdot R_E$  parallel geschaltet wird?

## Kollektorschaltung als Impedanzkonverter



Der Transistor dient als Impedanzkonverter für die Induktivität.

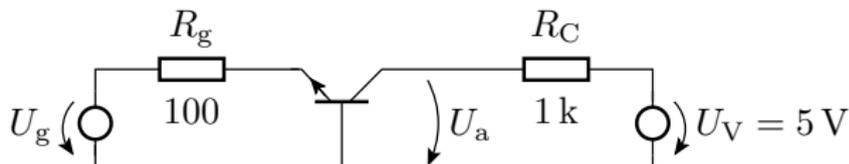
- 1 Berechnen Sie für den Zweipol

$$\underline{X}_e = \frac{U_e}{I_e}$$

eine lineare Ersatzschaltung aus  $R$ ,  $L$  und  $C$ .

- 2 Ist die Schaltung stabil? (Liegen alle Pole im Laplace-Raum in der linken Halbebene?)

## Basisschaltung



- 1 Wie ist der Arbeitspunkt für die Spannung  $U_g$  zu wählen, damit ein Sinussignal am Ausgan  $a$  ein möglichst hohe Amplitude haben kann?
- 2 Welchen Einfluss hat jeweils eine Verdopplung von  $R_C$  und  $R_g$  auf die Verstärkung  $v_0$  und auf die Übergangsfrequenz  $f_{v0}$ ?