



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

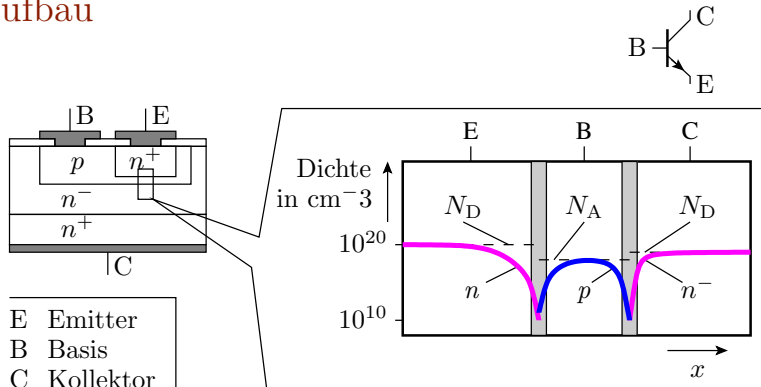
Grundsaltungen

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



Transistor

Aufbau



E Emitter
B Basis
C Kollektor

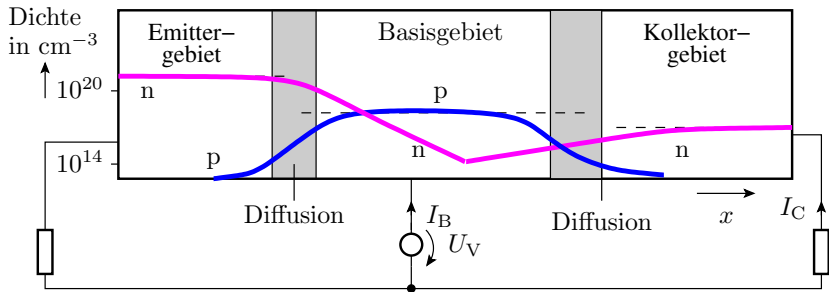
- Schichtfolge p-n-p oder n-p-n
- geringe Basisbreite
- Emittor ist um Zehnerpotenzen höher als die Basis dotiert



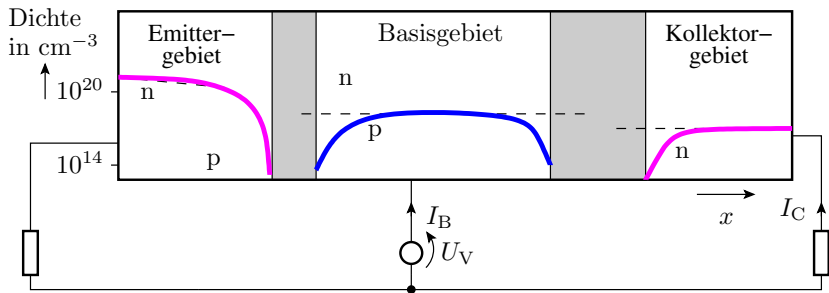
Statisches Verhalten

Betriebsarten (npn-Transistor)

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

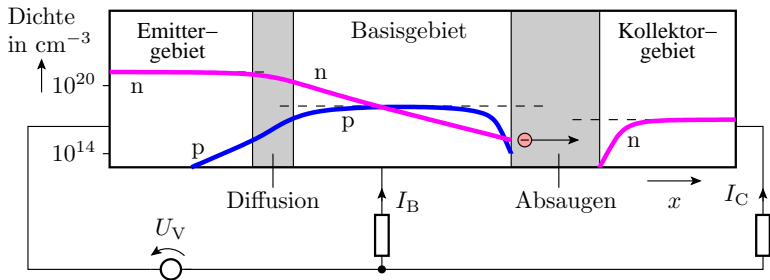


- Beide pn-Übergänge in Sperrichtung gepolt, kein bzw. nur ein geringer Leckstrom (Funktion wie zwei Dioden).

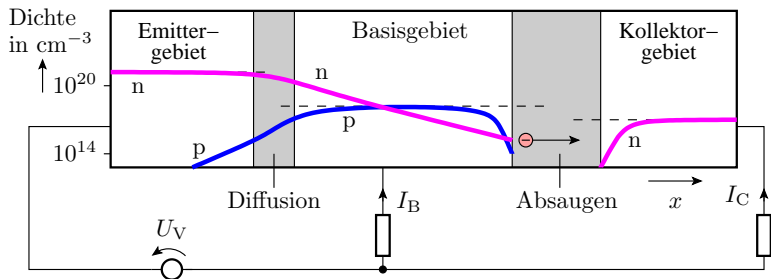




- Wenn ein Übergang (BE-Übergang) in Durchlassrichtung und der andere (BC-Übergang), dann diffundieren am leitenden Übergang ankommende Ladungsträger weiter zum gesperrten Übergang und werden dort abgesaugt.



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:

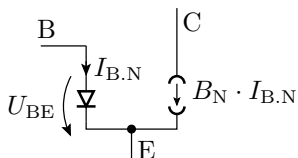
$$I_{C.N} = B_N \cdot I_{B.N}$$

Inversbetrieb: analog für BC-Übergang:

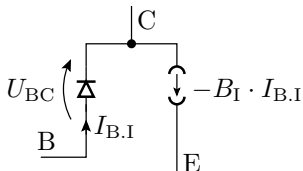
$$I_{B.I} = \frac{I_S}{B_I} \cdot e^{\frac{U_{BC}}{U_T}}$$

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

Normalbetrieb



Inversbetrieb

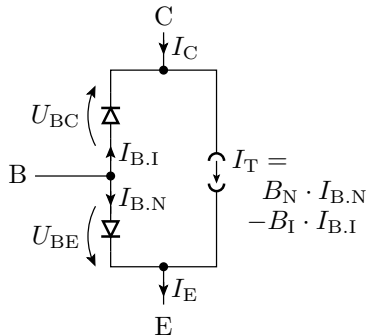


Transportmodell

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

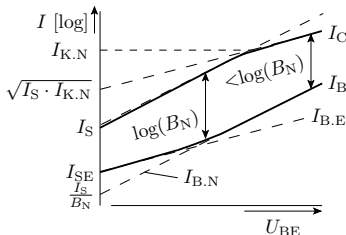
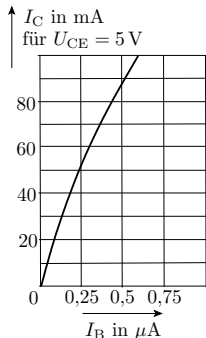
Param.	Spice	Bezeichnung	BC547B	BUV47	
I_S	IS	Sättigungsstrom	7	974	fA
B_N	BF	ideale Stromverstärkung Normalbetrieb	375	95	
B_I	BR	ideale Stromverstärkung Inversbetrieb	1	21	

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



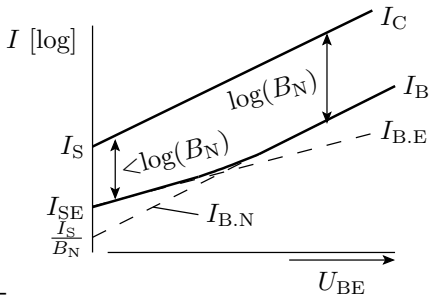
Leckströme

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 .

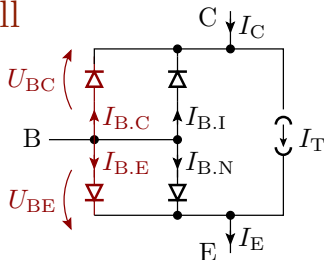


Leckströme im Transportmodell

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

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

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

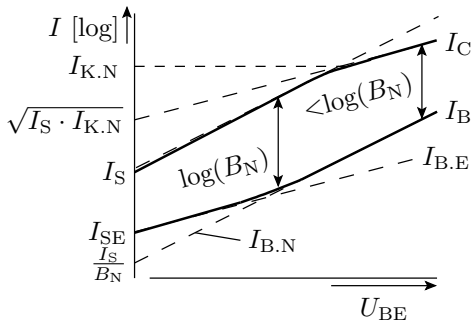


Param.	Spice	Bezeichnung	BC547B	BUV47	
I_{SE}	ISE	Leck-Sättigungsstrom Emitterdiode	6,8	2570	fA
n_E	NE	Emissionskoeffizient Emitterdiode	1,58	1,2	
I_{SC}	ISE	Leck-Sättigungsstrom Kollektordiode	–	–	fA
n_C	NC	Emissionskoeffizient Kollektordiode	–	–	

Hochstromeffekt

Für hohe Ströme halbiert sich der logarithmierte Anstieg des Diffusionsstroms:

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

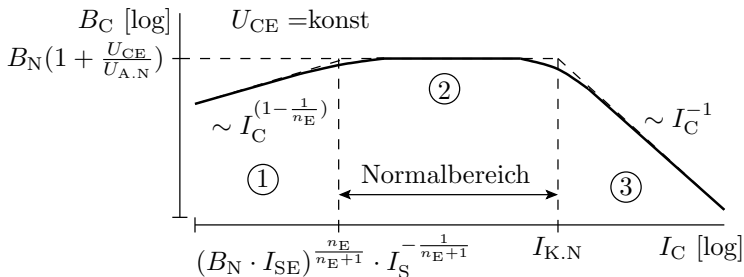


Neue Parameter:

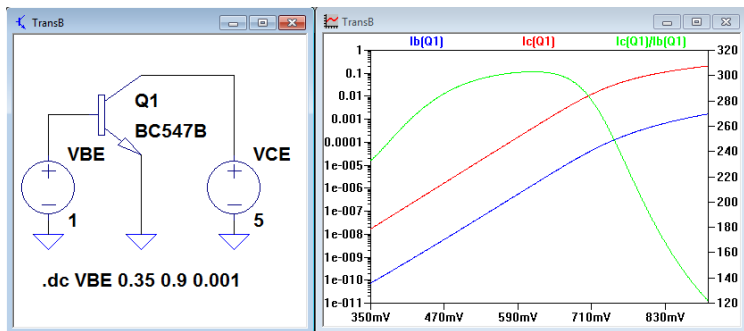
Param.	Spice	Bezeichnung	BC547B	BUV47	
$I_{K.N}$	IKF	Kniestrom zur starken Injektion Normalbetrieb	0,082	15,7	A
$I_{K.I}$	IKR	Kniestrom zur starken Injektion Inversbetrieb	–	–	A

Bereiche der Stromverstärkung

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



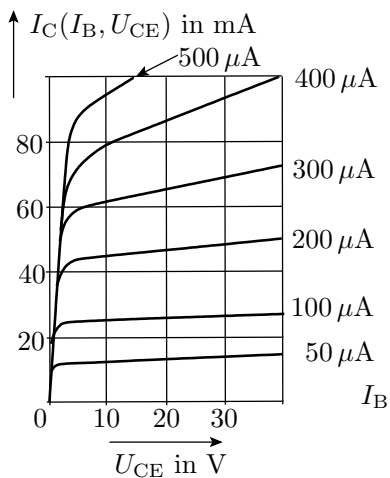
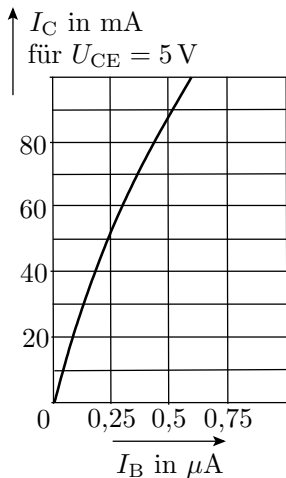
Simulation



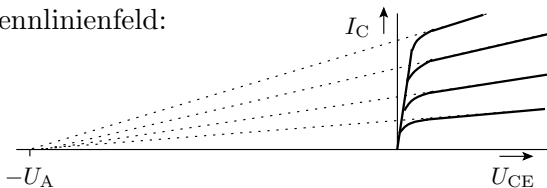
- Bereich mit der maximalen Verstärkung für die Wahl des Arbeitspunktes: $I_C = 10 \mu\text{A} \dots 10 \text{mA}$
- Für $U_{BE} < 350 \text{mV}$ kein plausibles Simulationsergebnis. Numerische Fehler?



Der Early-Effekt



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

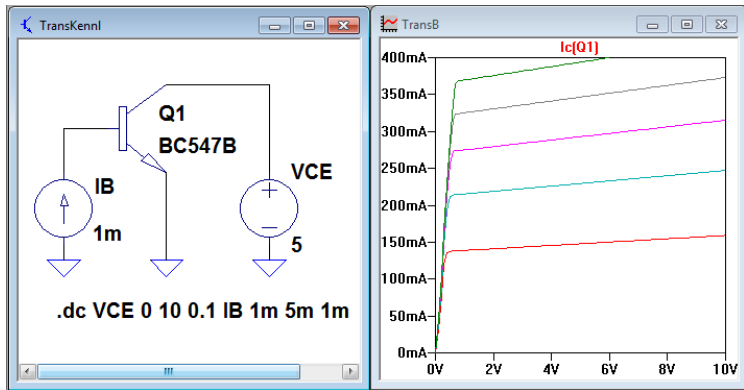


Die Verlängerungen der Kennlinienäste treffen sich in einem Punkt auf der Spannungsachse. Nach Strahlensatz gilt:

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

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

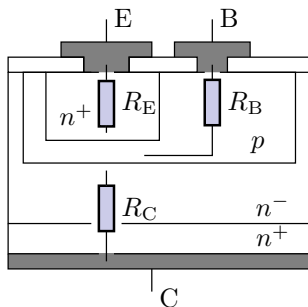
Simulation Kennlinie



Early-Spannung im Simulationsmodell entsprechend Tabelle auf Folie zuvor:

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

Bahnwiderstände

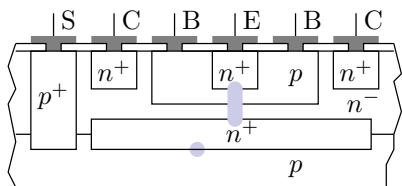


Param.	Spice	Bezeichnung	BC547B	BUV47	
R_B	RB	Basisbahnwiderstand	10	0,1	Ω
R_C	RC	Kollektorbahnwiderstand	1	0,035	Ω
R_E	RE	Emitterbahnwiderstand	–	–	Ω



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 τ_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

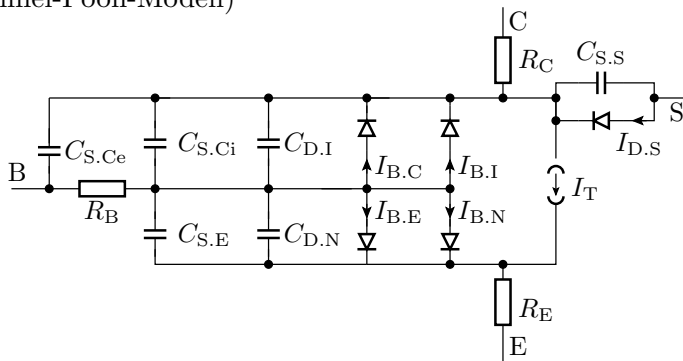


Param.	Spice	Bezeichnung	BC547B	BUV47	
$x_{\tau.N}$	XTF	Koeffizient Transitzeit (N)	40	205	
$\tau_{0.N}$	TF	ideale Transitzeit (N)	0,41	21,5	ns
$x_{\tau.N}$	XTF	Koeffizient Transitzeit (N)	40	205	
$U_{\tau.N}$	VTF	Transitzeit-Spannung (N)	10	10	V
$I_{\tau.N}$	ITF	Transitzeit-Strom (N)	1,49	100	A
$\tau_{0.I}$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

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

Vollständiges Transistormodell

(Gummel-Poon-Modell)



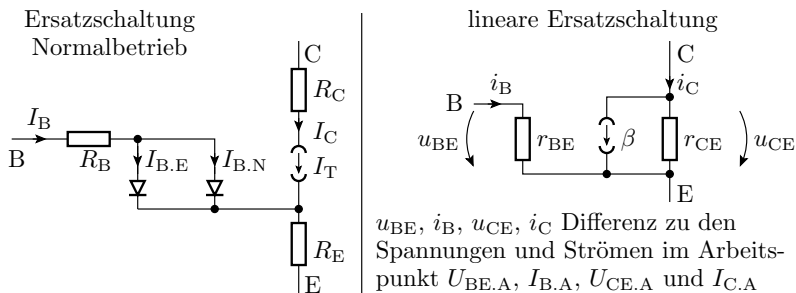
Für manuelle Rechnungen zu kompliziert. Praxis:

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



Kleinsignalverhalten

Statisches Kleinsignalmodell

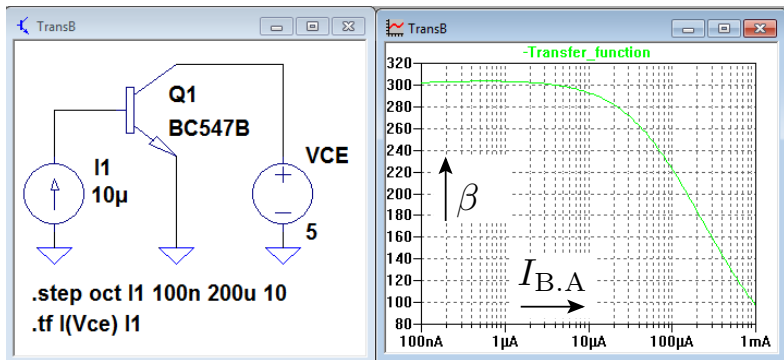


- Stromverstärkung: $\beta = \left. \frac{\partial I_C}{\partial I_B} \right|_A$
- BE-Widerstand: $r_{BE} = \left. \frac{\partial U_{BE}}{\partial I_B} \right|_A \sim \frac{1}{I_{B,A}}$
- CE-Widerstand: $r_{CE} = \left. \frac{\partial U_{CE}}{\partial I_C} \right|_A \approx \frac{U_{A,N}}{I_{C,A}}$

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

Parameterbestimmung der Transferfunktion

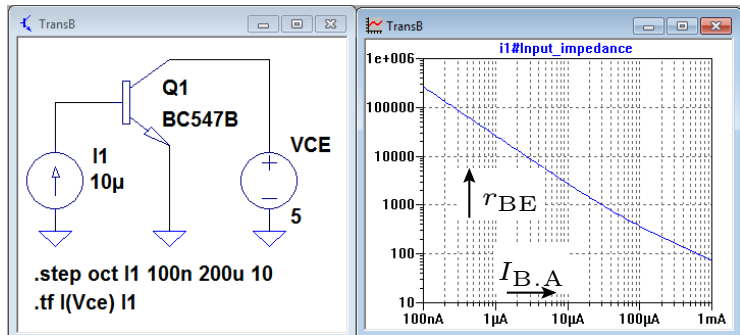
Simulationsart »tf«. Eingabequelle I1, Ausgabe I(Vce).



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

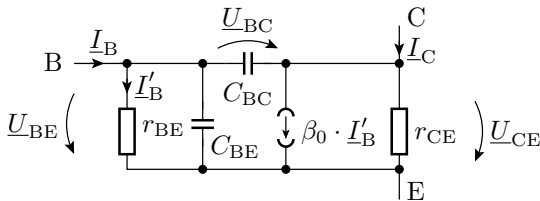
Ausgangsimpedanz:

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

- 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

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

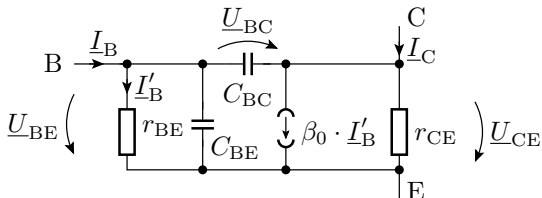
die Frequenz f_0 , bei der Real- und Imaginärteil gleich sind.

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

$$f_g = \beta_0 \cdot f_0$$

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

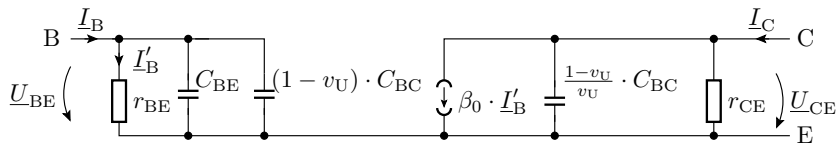
Angewendet auf einen Transistor

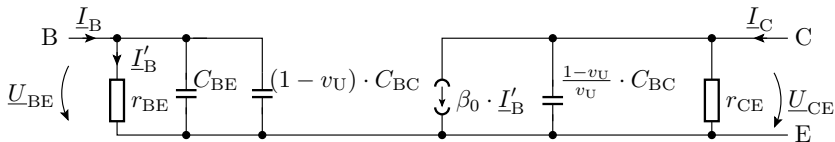


Mit $\underline{U}_{CE} = v_U \cdot \underline{U}_{BE}$ liegt über C_{BC} die Spannung

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

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:

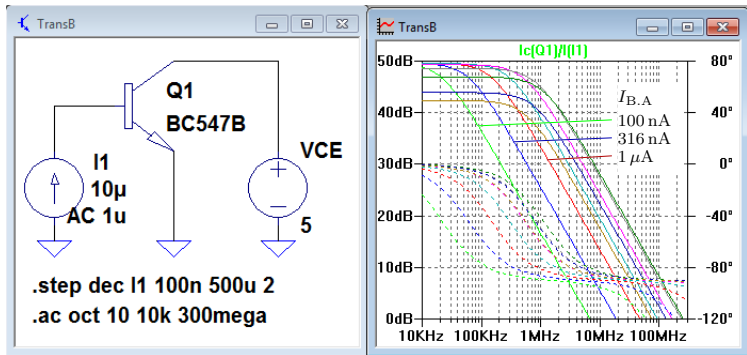
$$f_g = \frac{\beta_0}{2\pi \cdot r_{BE} \cdot (C_{BE} + (1 - v_U) \cdot C_{BC})}$$

- 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:

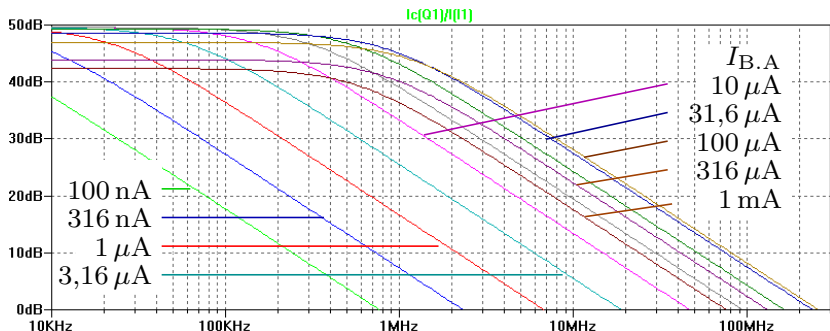
$$r_{BE} \cdot (C_{BE,sperr} + (1 - v_U) \cdot C_{BC}) \sim \frac{1}{I_B}$$

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

AC-Simulation mit I_B als Parameter



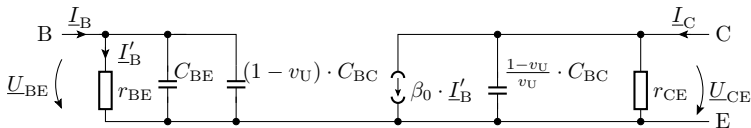
Die Übergangs- und Grenzfrequenz hängen offenbar sehr stark vom Basisstrom ab, d.h. sie werden wesentlich von den Sperrschichtkapazitäten, und nicht überwiegend von der Diffusionskapazität bestimmt.



I_B	100n	316n	1μ	3,16μ	10μ	31,6μ	100μ	316μ
β_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

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

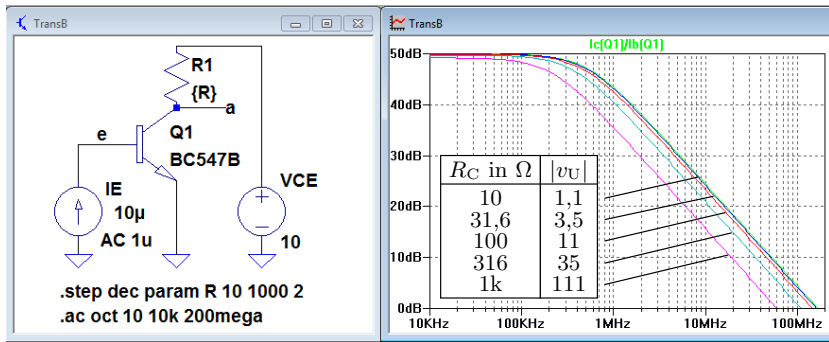
(STV – Stromteilerverhältnis am Kollektor; f_1 – Knickfrequenz des Stromteilerverhältnisse, abhängig von C_{BC} , r_{CE} und Beschaltung). Für große Verstärkungen:

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

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 Ω	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

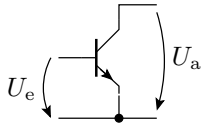
- 1 Beschreibt das Transistormodell auch den Übersteuerungsbereich in dem die Kollektor-Emitterspannung auf ungefähr $0,2\text{ V}$ abfällt? Wenn ja, welcher der pn-Übergänge wird im Übersteuerungsbereich in Durchlass- und welcher in Sperrrichtung betrieben?
- 2 Wie berechnet das Modell im Übersteuerungsbereich 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.



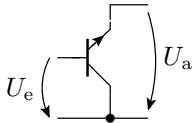
Grundsaltungen

Grundsaltungen für Transistorverstärker

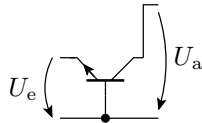
Emitterschaltung



Kollektorschaltung



Basisschaltung



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

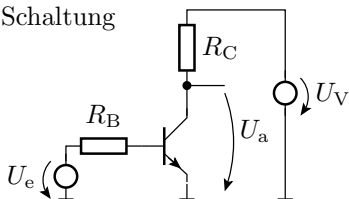


Emitterschaltung

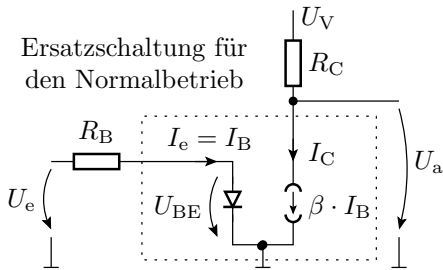


Emitterschaltung

Schaltung



Ersatzschaltung für den Normalbetrieb



Arbeitsbereich Transistor:

Sperrbereich

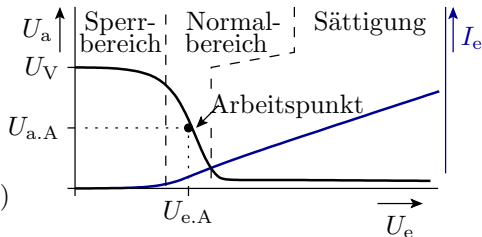
$$U_a \approx U_V$$

Sättigung

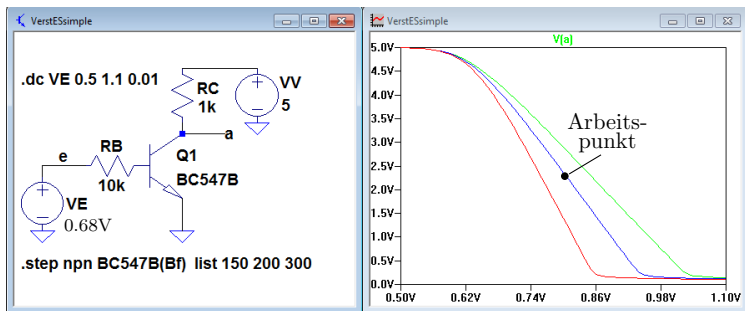
$$U_a \approx U_{CEX}$$

Normalbereich

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

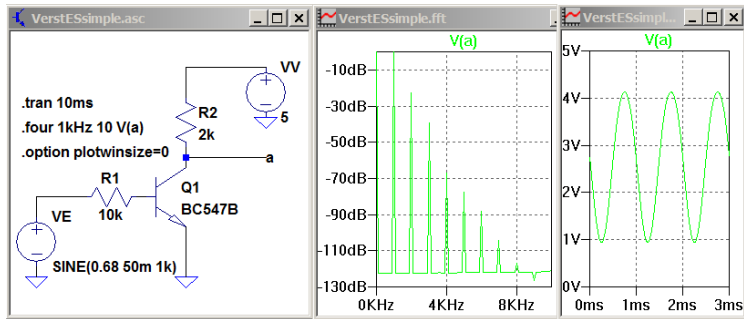


Simulation der Übertragungsfunktion



- 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%

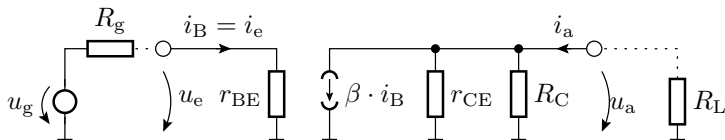
- Klirrfaktor ca. 6,5%
- Die Option »plozwinsize=0« schaltet die verlustbehaftete Komprimierung des Ausgabesignals ab. Ohne sie ist der berechnete Klirrfaktor unplausibel groß.

Transferfunktion

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

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

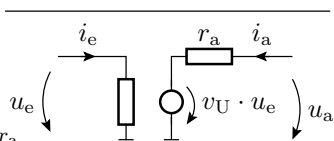
(U_T – Temperaturspannung; $I_{C.A}$ – Kollektorstrom im Arbeitspunkt; $U_{A.N}$ – Early-Spannung im Arbeitspunkt)



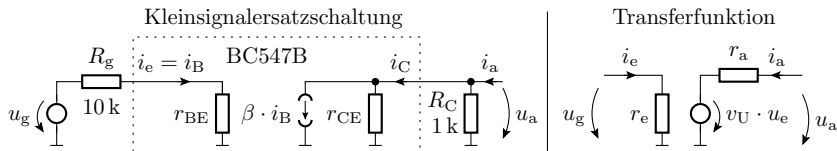
$$r_e = \left. \frac{u_e}{i_e} \right|_{i_a=0} = r_{BE}$$

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

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



Beispielschaltung mit Generatorwiderstand



Bestimmung Transferfunktion:

.tf V(a) VE

Arbeitspunkt:

$$* V(e) = 0,75\text{V}$$

$$* I(R_C) = 2,5\text{mA}$$

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

Transistorparameter:

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

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

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

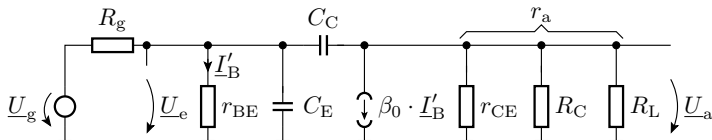


Anmerkungen:

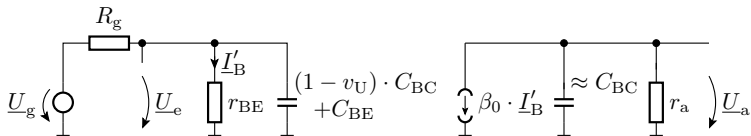
- Arbeitspunkt, Spannungsverstärkung und Eingangswiderstand hängen von dem stark toleranzbehafteten Parameter β ab. Die Schaltung funktioniert nicht »mit Bauteilen aus der Kiste«.
- Der Kollektorstrom nimmt um $0,04 \dots 0,08 \text{ K}^{-1}$ mit der Temperatur zu. Umgekehrt proportional dazu nehmen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

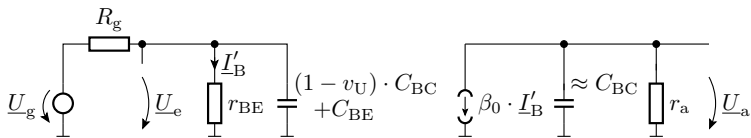
Übergangsfrequenz der Spannungsverstärkung

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

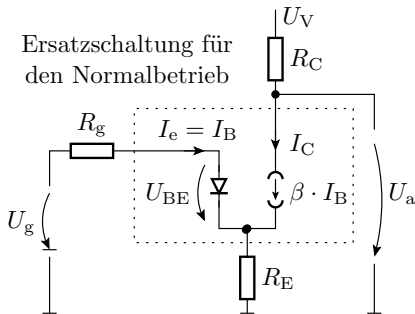
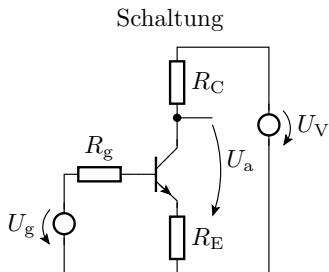
$$f_{V02} = \frac{1}{2\pi \cdot r_a \cdot C_{BC}} = \frac{1}{2\pi \cdot (R_g + r_{BE}) \cdot \frac{v_{U0}}{\beta_0} \cdot C_{BC}}$$

- 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

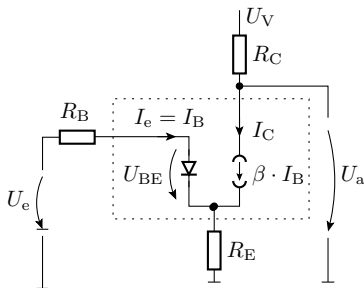
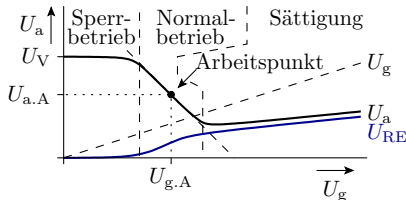


- Verringerung von U_{BE} bei Zunahme von I_C :

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

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

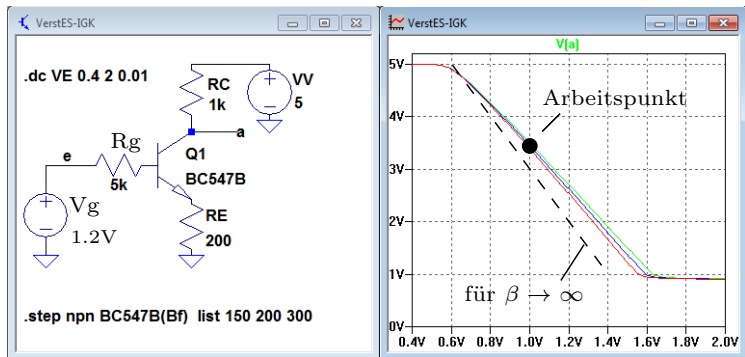
Übertragungskennlinie



- 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

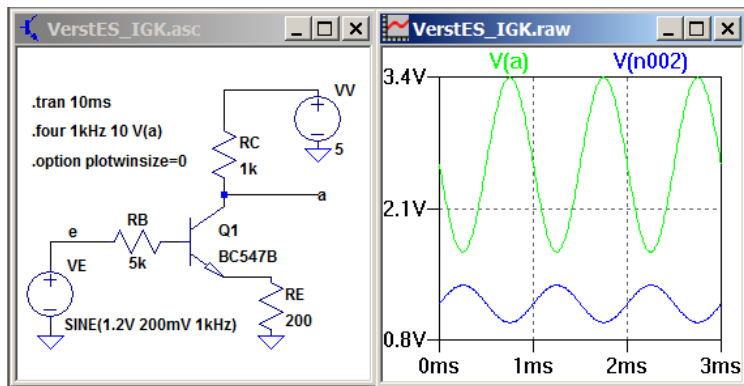


Für $\beta \rightarrow \infty$ ist im Normalbereich $I_C = I_E$ und

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

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

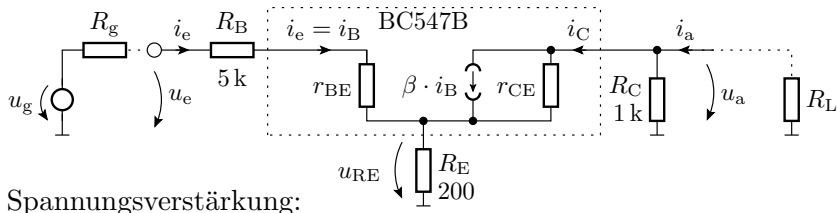
Klirrfaktor



Total Harmonic Distortion: 0.331756% ¹

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

Transferfunktion



Spannungsverstärkung:

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

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

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

als

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

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

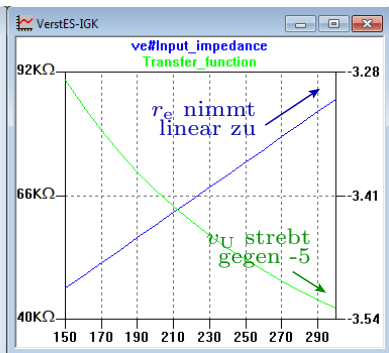
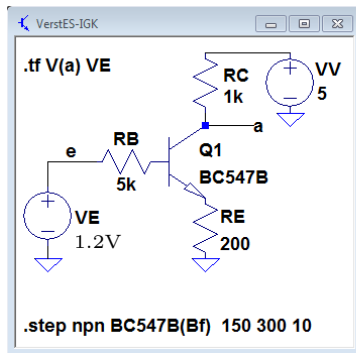


Eingangswiderstand:

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

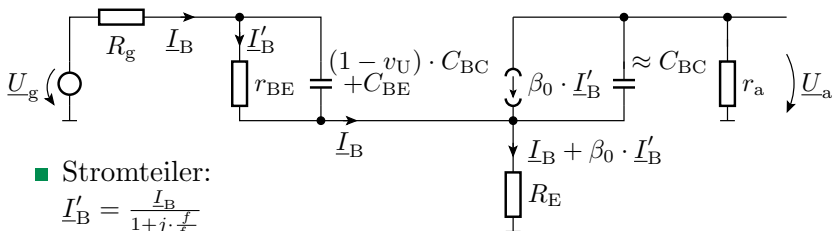
Ausgangswiderstand:

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



Frequenzgang

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



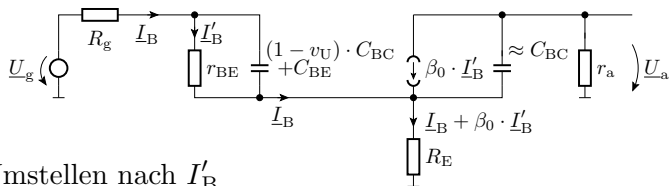
- Stromteiler:

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

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

- 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

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

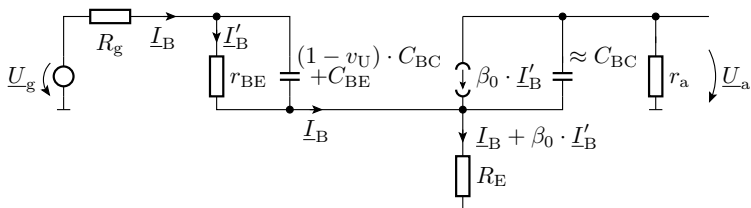
- Erste Knickfrequenz (mögliche Übergangsfrequenz):

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

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).

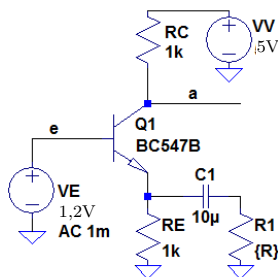
- Verstärkung für niedrige Frequenzen :

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

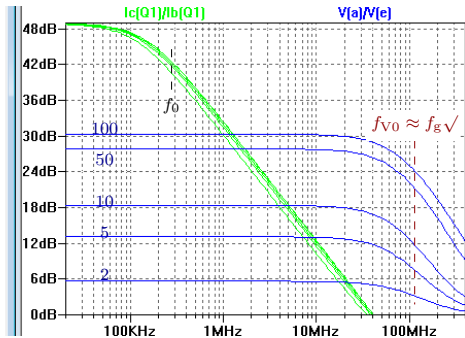


Ist f_{VGK1} oder f_{VGK2} die Übergangsfrequenz?

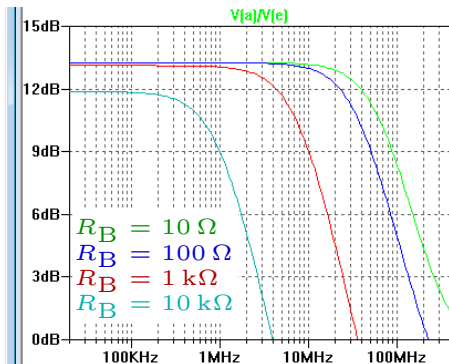
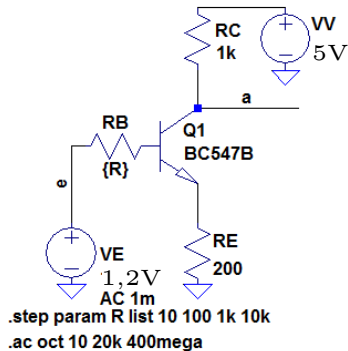
Bei $R_B = 0$ und konstantem r_a hängt f_{VGK1} von der Verstärkung und f_{VGK2} nicht von der Verstärkung ab.



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



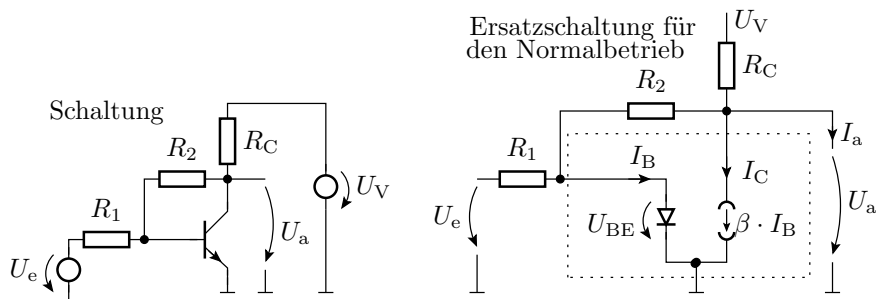
- Verstärkung ändert sich, aber die Übergangsfrequenz nicht.
- f_{VGK2} Übergangsfrequenz oder $C_{BE} > (1 - v_U) \cdot C_{BC}$?

Einfluss von R_g auf die Übergangsfrequenz

R_B in Ω	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:

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

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



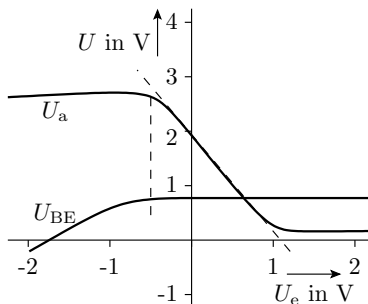
Für $I_a = 0$

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

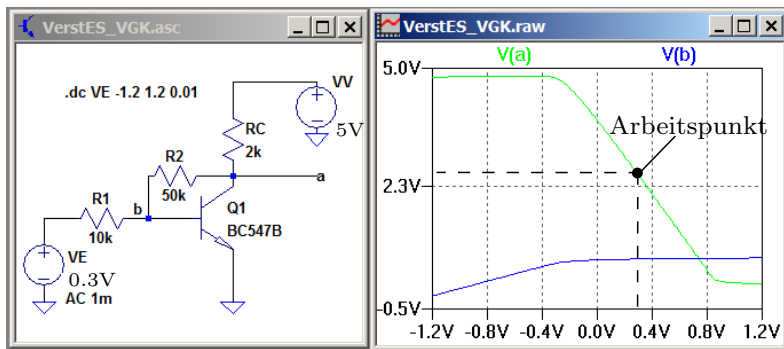
$$U_a \cdot \left(\frac{1}{R_C} + \frac{1 + \beta}{R_2} \right) = \frac{U_V}{R_C} + U_{BE} \cdot \left(\frac{\beta}{R_1} + \frac{1 + \beta}{R_2} \right) - \frac{\beta \cdot U_e}{R_1}$$

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



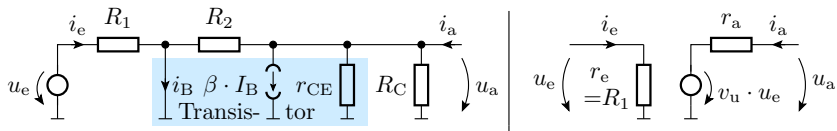
■ Verstärkung:
$$v_U \approx -\frac{R_2}{R_1} = -5\sqrt{}$$

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:

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

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

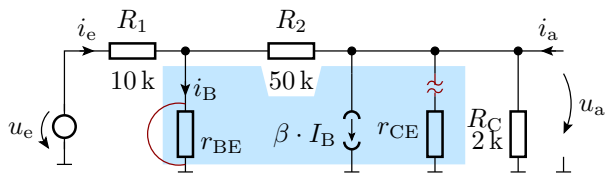
Mit den Beispielwerten:

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

Simulation mit ».tf Va) VE«

	v_U	r_e	r_a
Überschlag	-4,3	10 k Ω	142 Ω
Simulation	-4,0	11 k Ω	375 Ω

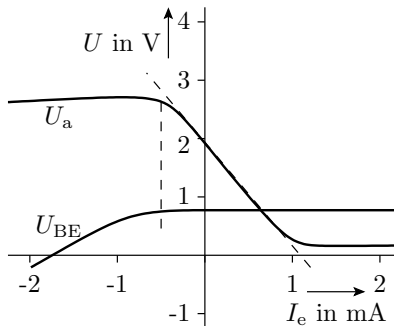
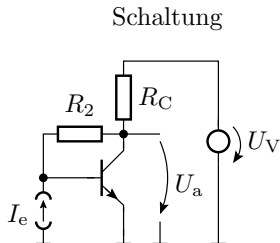
Die Abweichungen zur Rechnung resultieren vermutlich aus der Vernachlässigung von r_{BE} in der Ersatzschaltung.



Transistor

Vereinfachungen für den Überschlag

Betrieb als Strom-Spannungswandler



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

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

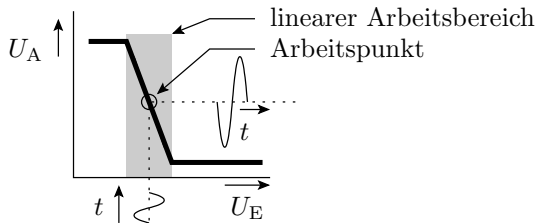
Umstellung nach $U_a(I_e)$, ...



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

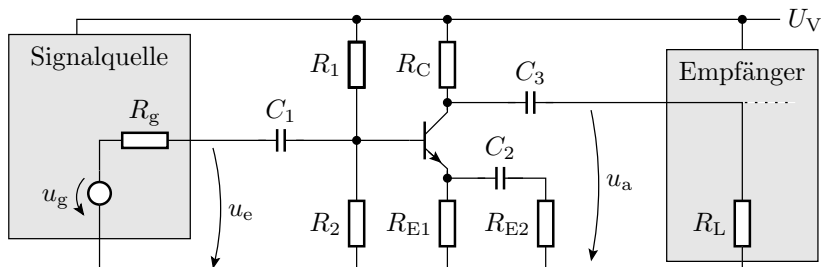




Einstellung des Arbeitspunktes:

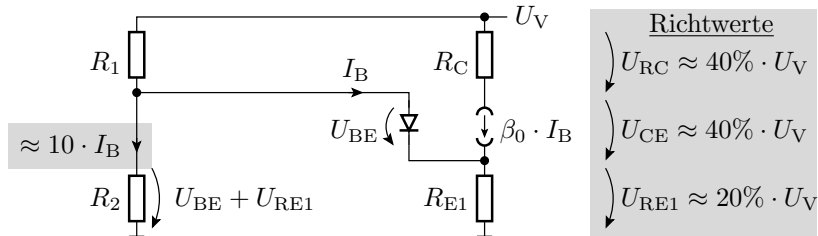
- Temperaturabhängigkeit und Bauteiltoleranzen beachten
- Wechselspannungskopplung:
 - Trennung von Gleichanteil und Nutzsignal mit RC-Gliedern
 - Spektralanteile mit einer Frequenz $f \geq f_u$ verstärken (f_u – minimale Nutzfrequenz).
 - Im Frequenzbereich darunter und im stationären Betrieb Arbeitspunkteinstellung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



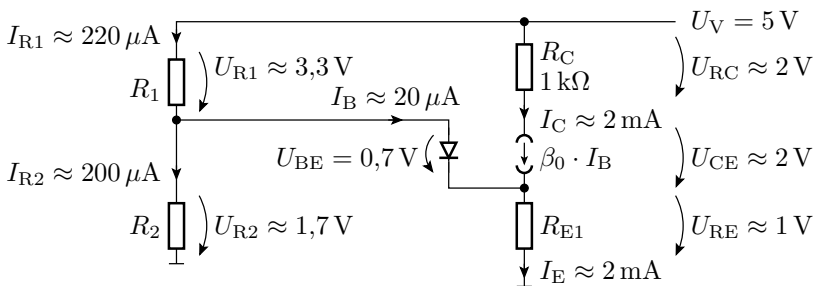
Beispiel:

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

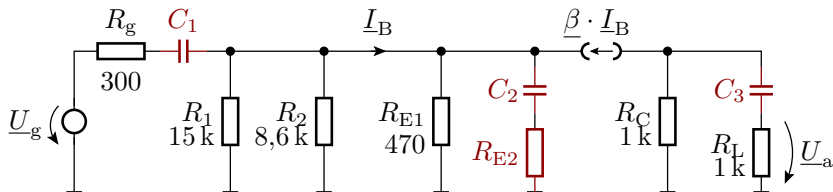


$$R_{E1} \approx \frac{1 \text{ V}}{2 \text{ mA}} \approx 500 \Omega$$

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

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

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

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

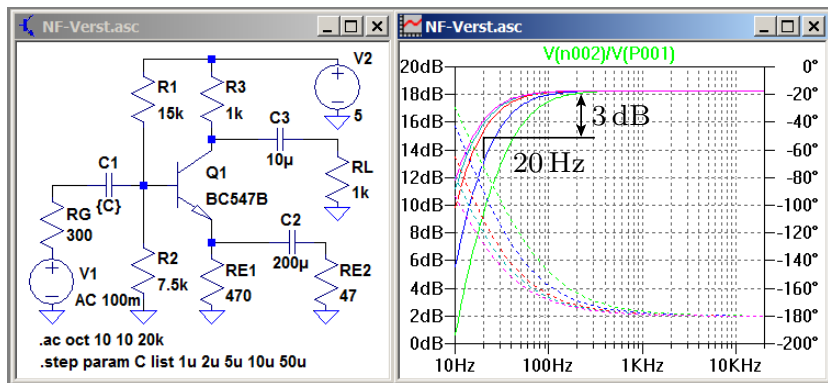
$$R_2 = 50 \text{ k}\Omega \quad R_C = 2 \text{ k}\Omega$$

$$v_U = -4,3$$

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

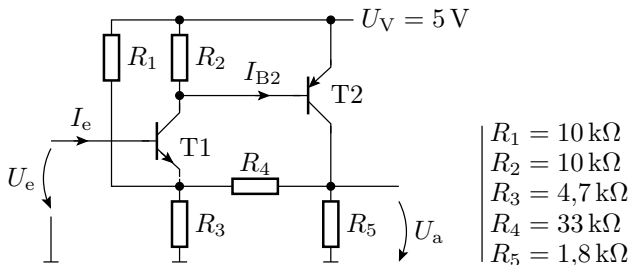
$$r_a = 142 \Omega$$

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).

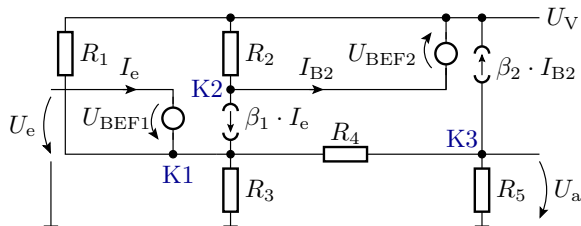
Arbeitspunkt mit Gleichstromgegenkopplung



- 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.



- $R_1 = 10 \text{ k}\Omega$
- $R_2 = 10 \text{ k}\Omega$
- $R_3 = 4,7 \text{ k}\Omega$
- $R_4 = 33 \text{ k}\Omega$
- $R_5 = 1,8 \text{ k}\Omega$

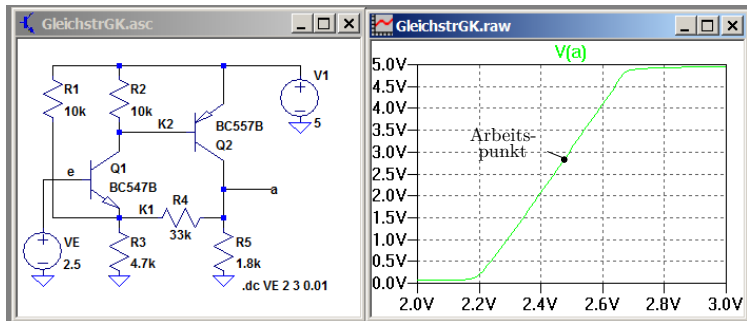
$$\text{K1: } (1 + \beta_1) \cdot I_e + \frac{U_V - U_e + U_{BE1}}{R_1} - \frac{U_e - U_{BE1}}{R_3} + \frac{U_a - U_e + U_{BE1}}{R_4} = 0$$

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

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

Damit könnte man die Übertragungsfunktion bestimmen.

Was sagt der Simulator?



Parameter der Transferfunktion im Arbeitspunkt:

$$v_U = 10,2$$

$$r_e = 9 \cdot 10^6 \text{ k}\Omega$$

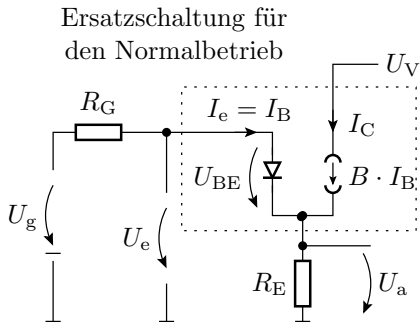
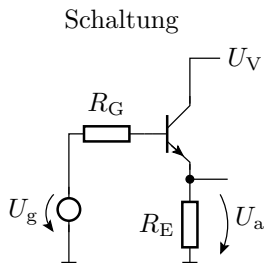
$$r_a = 152 \Omega$$

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

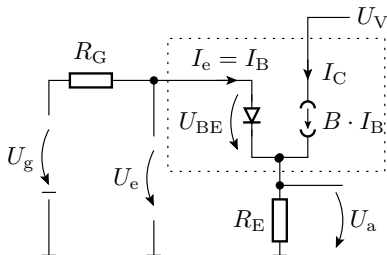
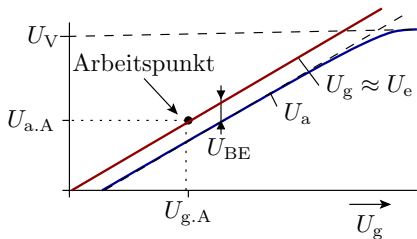


Kollektorschaltung

Kollektorschaltung



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

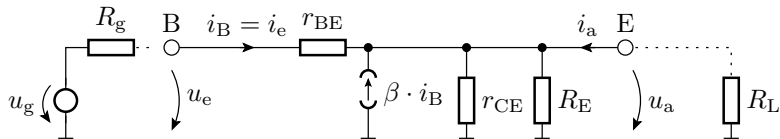


- Mit der vereinfachenden Annahme aus Elektronik 1, dass U_{BE} näherungsweise konstant und gleich $U_{BEF} \approx 0,7\text{ V}$ ist:

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

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

Transferfunktion

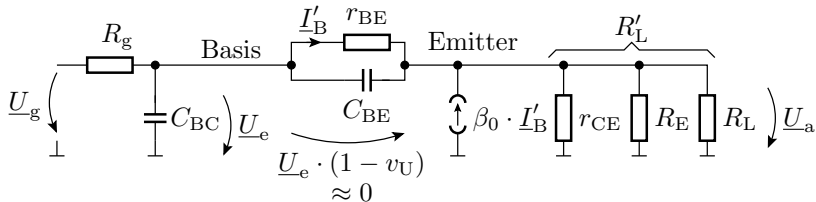


$$\begin{aligned}
 r_e &= \left. \frac{u_e}{i_e} \right|_{i_a=0} = r_{BE} + \beta \cdot (r_{CE} \parallel R_E) \\
 r_a &= \left. \frac{u_a}{i_a} \right|_{i_e=0} = (r_{CE} \parallel R_E) \parallel \frac{R_g + r_{BE}}{\beta} \\
 v_U &= \left. \frac{u_a}{u_e} \right|_{i_a=0} = \frac{\beta \cdot (r_{CE}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

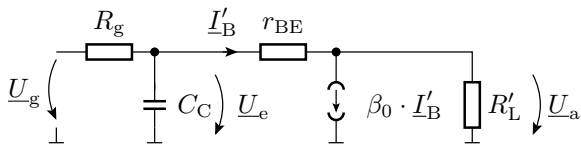


Übergangsfrequenz

- 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_{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:

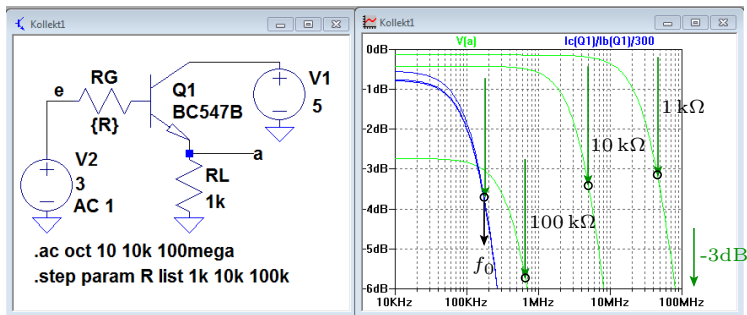
$$\begin{aligned} f_{\text{KS0}} &= \frac{R_g + r_{\text{BE}} + \beta_0 \cdot R'_L}{2\pi \cdot C_{\text{BC}} \cdot R_g \cdot (r_{\text{BE}} + \beta_0 \cdot R'_L)} \\ &= \frac{1}{2\pi \cdot C_{\text{BC}} \cdot (R_g \parallel (r_{\text{BE}} + \beta_0 \cdot R'_L))} \end{aligned}$$

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

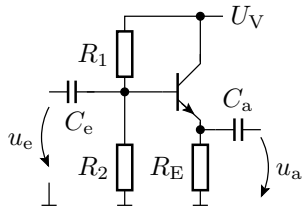


R_g	1 kΩ	10 kΩ	100 kΩ
f_{KS0} laut Simulation	50 MHz	5 MHz	550 kHz

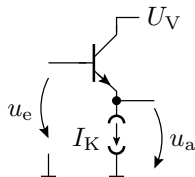
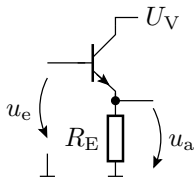
- $C_C \approx \frac{1}{2\pi \cdot f_{KS0} \cdot R_g} = \frac{1}{2\pi \cdot 50 \text{ MHz} \cdot 1 \text{ k}\Omega} = 3,2 \text{ pF}$ (plausibel)
- für $R_g = 100 \text{ k}\Omega$ ist der »parallel wirkende« Term $\beta_0 \cdot R'_L \approx 300 \cdot 1 \text{ k}\Omega$ nicht mehr ohne Einfluss (plausibel).

Arbeitspunkteinstellung

Wechselspannungskopplung



Gleichspannungskopplung



- Wechselstromkopplung, Arbeitspunktwahl typisch:

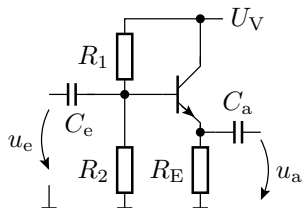
$$U_{B.A} \approx \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot U_V \approx \frac{U_V}{2}$$

d.h. $R_1 \approx R_2$.

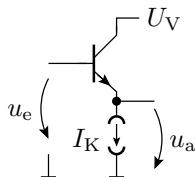
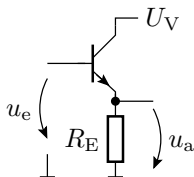
- Gleichspannungskopplung: Arbeitspunktwahl auch typ.
 $U_e \approx U_a \approx U_V/2$; unkritisch wegen $v_U \approx 1$



Wechselspannungskopplung



Gleichspannungskopplung



Ein- und Ausgangswiderstand

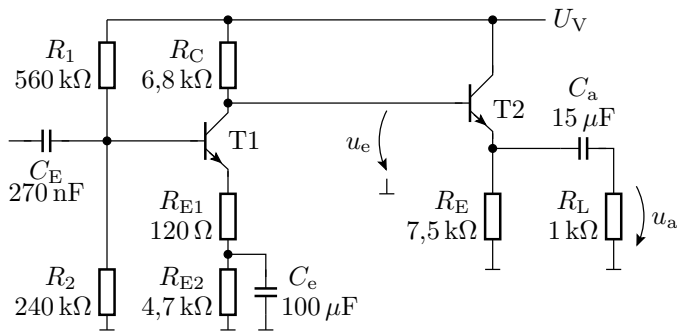
■ Wechselspannungskopplung:

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

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

■ 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:

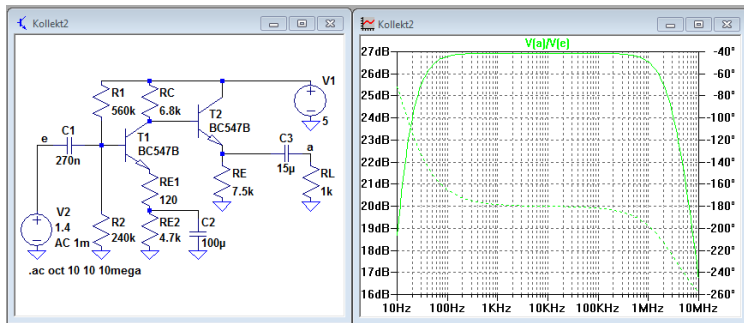
$$r_a \approx \frac{R_C}{\beta_2} \parallel R_E = \frac{6,8 \text{ k}\Omega}{100 \dots 300} \parallel 7,5 \text{ k}\Omega \approx 30 \dots 70 \Omega$$

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



Spannungsverstärkung

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

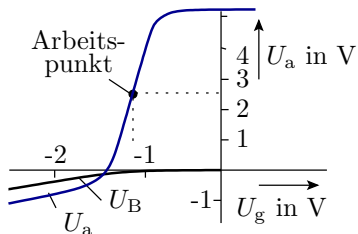
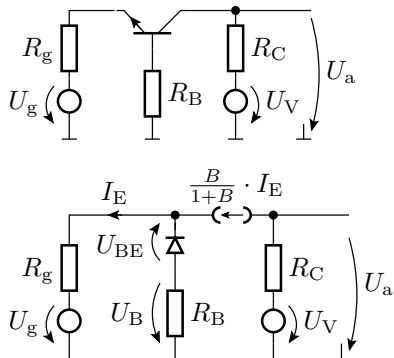


Laut Simulation 27 dB, $v_u = 10^{\frac{27}{20}} = 22$. Das müsste mehr sein?



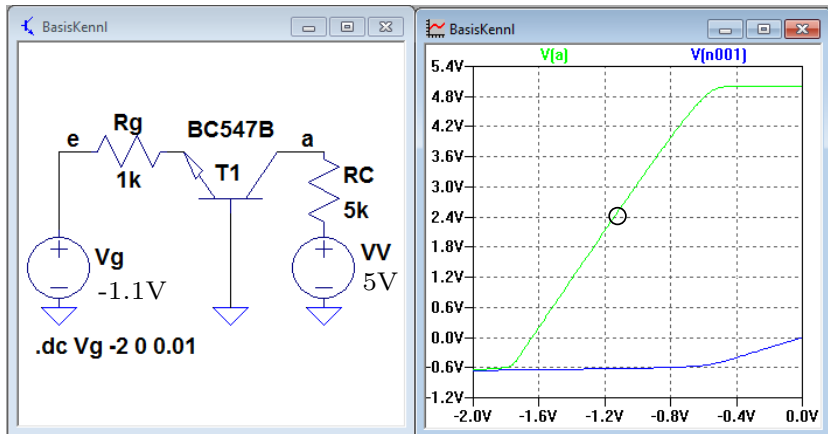
Basisschaltung

Basisschaltung



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

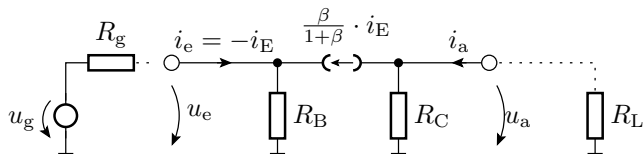
Simulation der Übertragungsfunktion





Transferfunktion

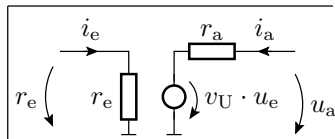
- r_{BE} sei Teil von R_B und r_{CE} sei vernachlässigt.



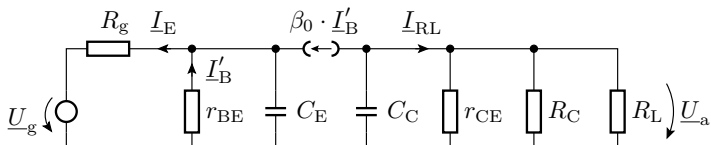
$$r_e = \left. \frac{u_e}{i_e} \right|_{i_a=0} = \frac{R_B}{\beta}$$

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

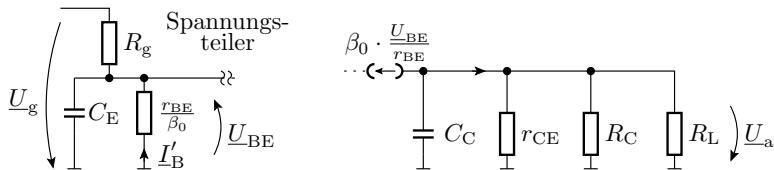
$$v_U = \left. \frac{u_a}{u_e} \right|_{i_a=0} \approx \frac{\beta \cdot R_C}{R_B}$$



Übergangsfrequenz

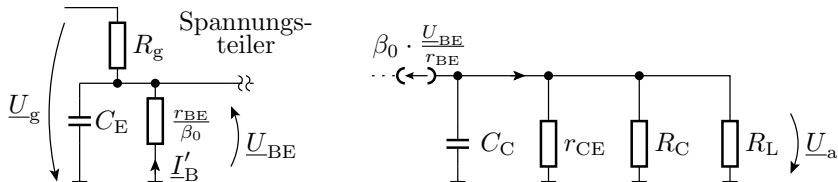


An der Stromquelle trennbar in zwei getrennt analysierbare Schaltungen.



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

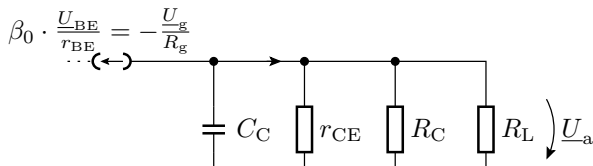
$$\frac{r_{BE}}{\beta_0} \parallel \frac{1}{j\omega \cdot C_E} = \frac{r_{BE}}{\beta_0 + j\omega \cdot r_{BE} \cdot C_E}$$

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

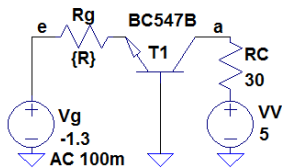
$$f_{BS1} \approx \frac{\beta_0}{2\pi \cdot r_{BE} \cdot C_E}$$

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

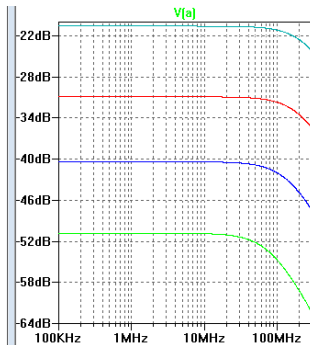
- Für $f_{BS1} < f_{BS2}$ (bei kleinem $r_{CE} \parallel R_C \parallel R_L$) ist die Übergangsfrequenz des Verstärkers etwa f_{BS1} . Von R_g , R_C und R_L unabhängig.
- Für kleine Basisströme dominiert für C_{BE} die Sperrschichtkapazität, die nicht von $I_{B.A}$ abhängt. Aus $r_{BE} \sim \frac{1}{I_{B.A}}$ 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: $f_{BS1} \approx \frac{\beta_0}{2\pi \cdot \tau_T}$ (τ_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.

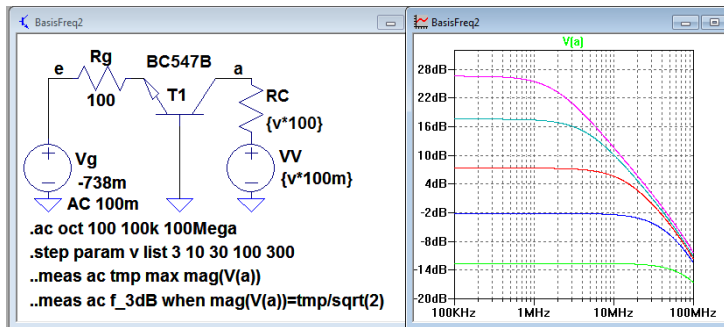


Measurement: f_3db

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.

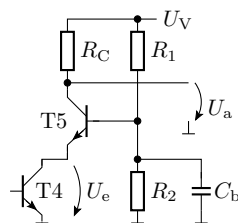
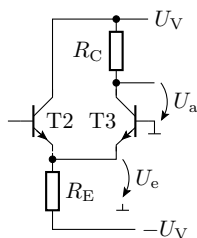
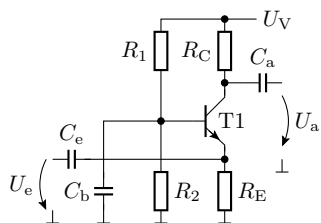
- Erhöhung der Kollektorwiderstands bei konstantem Generatorwiderstand:



R_C in Ω	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

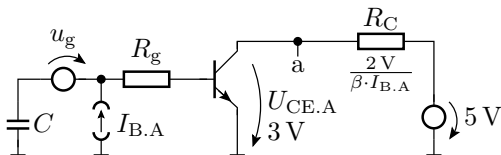
T5: Basisschaltung, in der die Basis wechselfspannungsmäßig auf Masse liegt (Mischung aus Gleich- und Wechselstromkopplung)



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 2 V 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 :

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

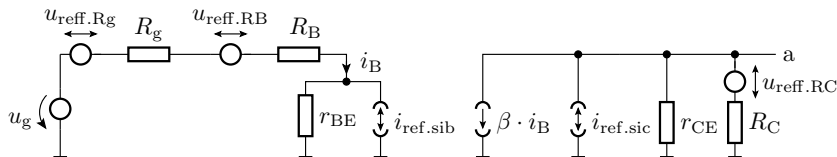
- effektives (weißes) Rauschen des Basisstroms:

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

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



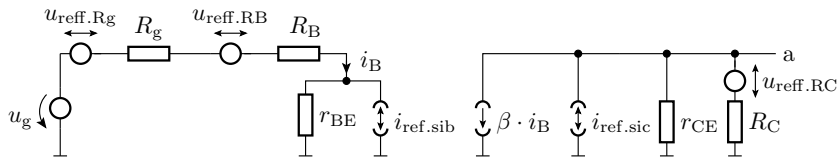
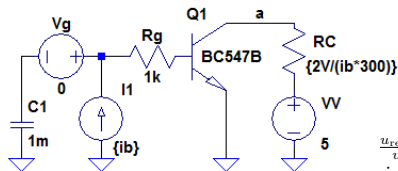


Abbildung der Quellenwerte auf die Ausgangsspannung:

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

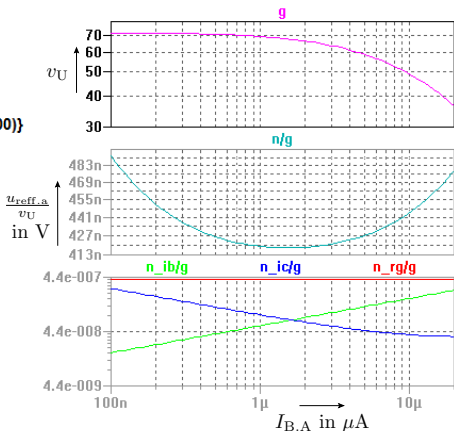
Widerstandsabhängigkeiten vom Basisstrom:

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



```

.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:

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

- 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 $1 \text{ k}\Omega \ll \frac{26 \text{ mV}}{I_{B.A}}$:

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



- Vom Kollektorstrom verursachtes Rauschen:

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

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

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

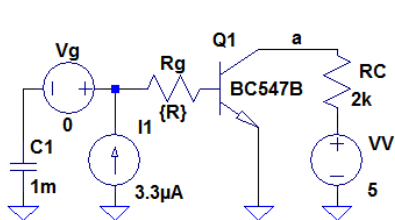
Verlauf, Wert ok., in der Simulation etwas größer sein?

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.

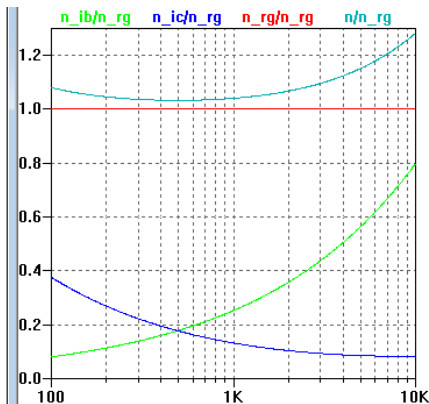
Optimaler Generatorwiderstand

- 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

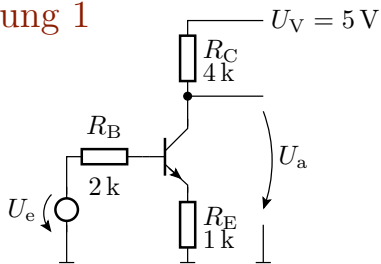
Bei einer Erhöhung des Generatorwiderstands nimmt der relative Einfluss des Basisstromrauschens mit dem Generatorwiderstand zu und der des Kollektorstromrauschens ab. Für eine gegebene Transistorschaltung gibt es offenbar auch einen Bereich für den Generatorwiderstand, in dem der relative Einfluss des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

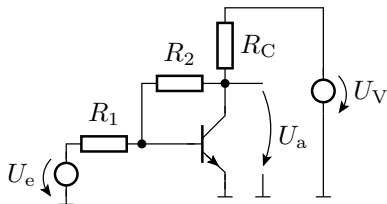
Emitterschaltung 1



- 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 qualitativ² 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?

²Qualitative Abschätzung; z.B. kein Einfluss, unerheblich, nimmt linear zu

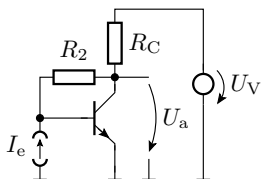
Emitterschaltung 2



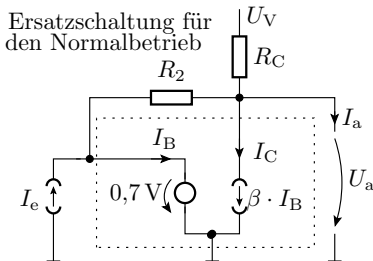
Wie wirkt sich in der Schaltung eine Verdopplung von R_2 qualitativ aus:

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

Strom-Spannungswandler



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

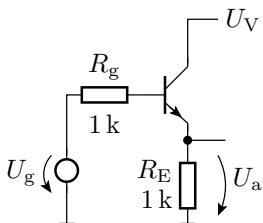


- 1 Bestimmen Sie für den Strom-Spannungswandler über die angegebene Ersatzschaltung für den Normalbetrieb den Zusammenhang $U_a(I_e)$ für $I_a = 0$.
- 2 Wie groß ist die Steilheit:

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

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

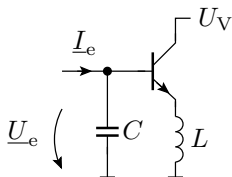
Übergangsfrequenz Kollektorschaltung



Wie ändert sich die Übergangsfrequenz der nachfolgenden Kollektorschaltung, wenn

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

Kollektorschaltung als Impedanzkonverter



Der Transistor dient als Impedanzkonverter für die Induktivität.

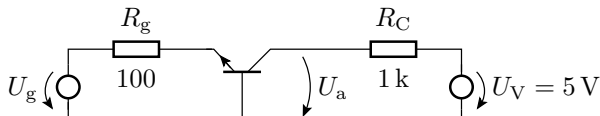
- 1 Berechnen Sie für den Zweipol

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

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} ?