

Elektronische Schaltungen SS 2022

3. Übungsblatt

Bipolartransistoren

Aufgabe 1 (Großsignalanalyse - I/U Kennlinie, Arbeitspunkt)

- a) Das Eingangssignal wird an der Basis angelegt. Das Ausgangssignal befindet sich am Kollektor. Die Schaltung ist also eine Emitter-Schaltung.

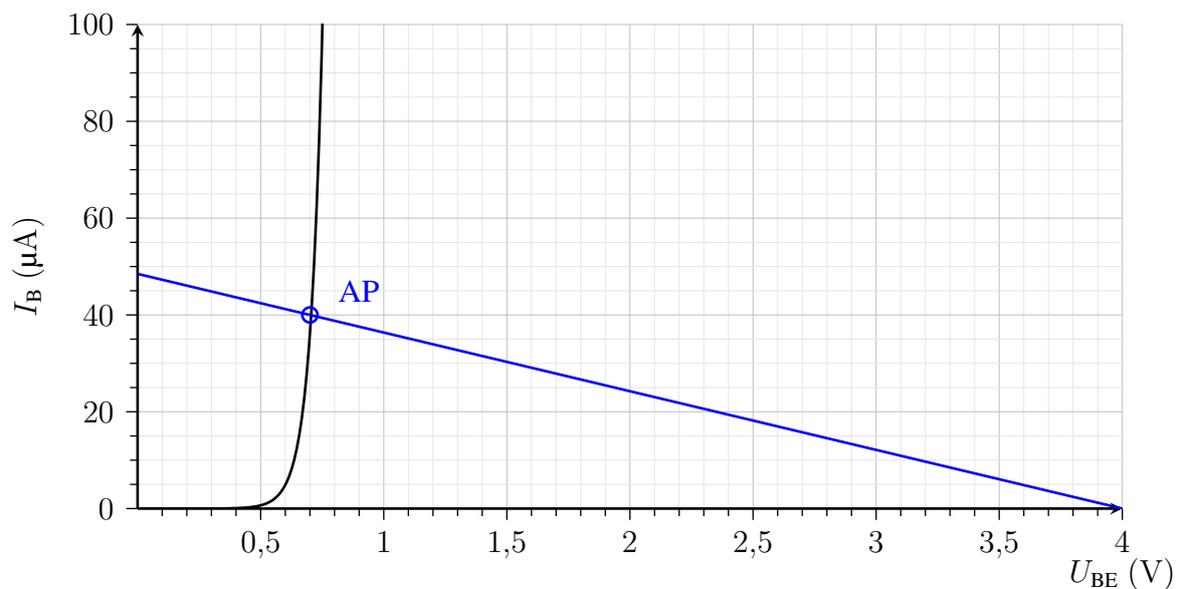


Abbildung 1: Eingangskennlinie des Bipolartransistors.

- b) Die Widerstandsgerade wird so gezeichnet, dass sie die Eingangskennlinie des Transistors bei einer Basis-Emitter-Spannung von $U_{BE} = 0,7 \text{ V}$ schneidet. An dieser Stelle beträgt der Basisstrom $I_B = 40 \mu\text{A}$.

Der gesuchte Widerstand R_B kann aus der Steigung der Gerade abgelesen werden

$$R_B = \frac{\Delta U_{BE}}{\Delta I_B} = \frac{3,3 \text{ V}}{40 \mu\text{A}} = 82,5 \text{ k}\Omega$$

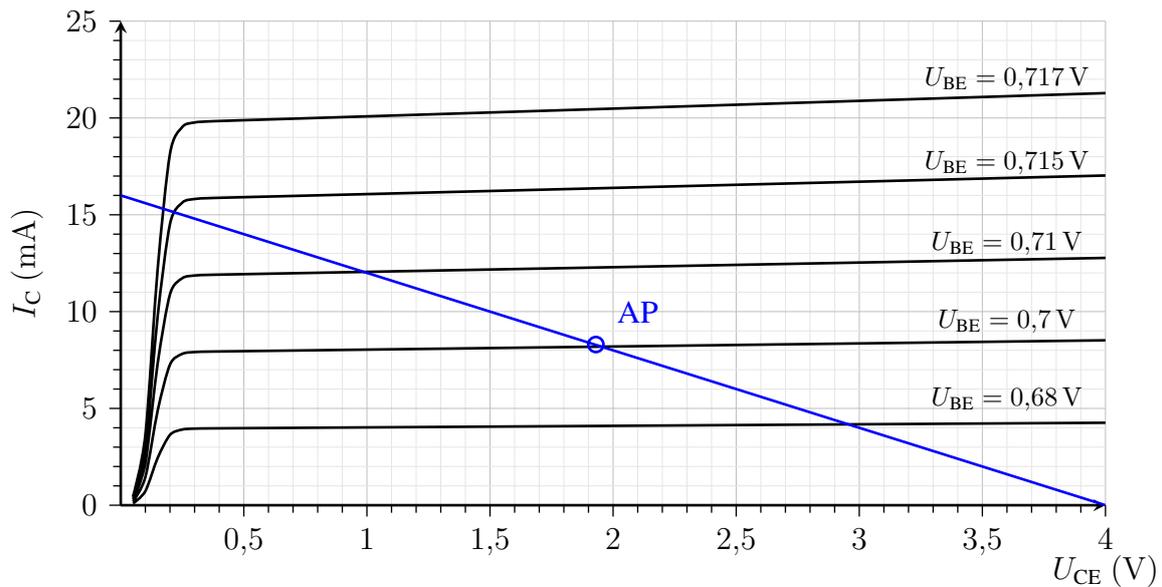


Abbildung 2: Ausgangskennlinienfeld des Bipolartransistors

c) Der Arbeitspunkt muss sich auf der zweiten Kennlinie ($U_{BE} = 0,7$ V) befinden.

Die Steigung der Widerstandsgerade entspricht $-1/250 \Omega = -4$ mS. U_{CE} ergibt sich aus dem Schnittpunkt mit der zweiten Kennlinie ($U_{BE} = 0,7$ V) und beträgt ca. 1,9 V.

Alternativer Gedankengang: Wenn $U_{CE} = 0$, fällt die gesamte Spannung U_B am Widerstand ab. Nach dem ohmschen Gesetz ist der Strom dann $I_C = \frac{4V}{250\Omega} = 16$ mA. Wenn $U_{CE} = 4$ V, fällt keine Spannung am Widerstand ab und der Strom ist dann 0. Die Gerade muss diese beiden Punkte verbinden.

d) Der Early-Effekt kann man der Steigung der Kennlinien in Abbildung 2 festgestellt werden. Diese wird von einer Änderung der Basisweite aufgrund der Kollektor-Emitter-Spannung U_{CE} verursacht.

e) Das Ersatzschaltbild der Schaltung ist in Abbildung 3 gegeben:

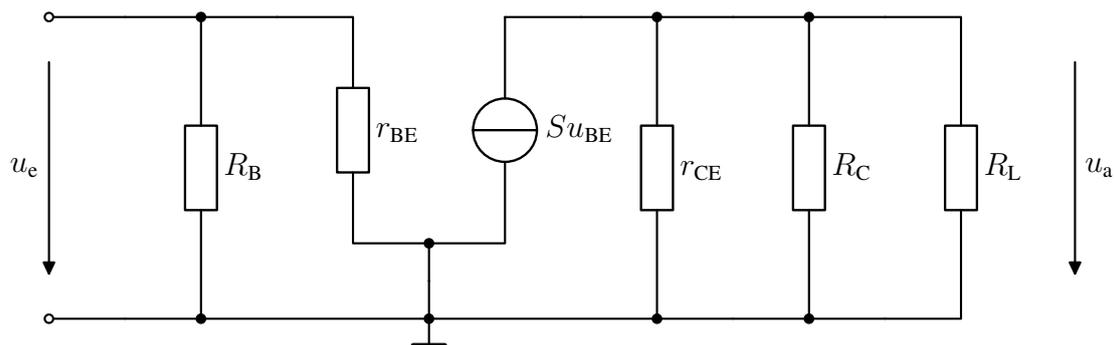


Abbildung 3: Kleinsignal-Ersatzschaltbild

Im Kleinsignalerersatzschaltbild wird der Early-Effekt durch den Kollektor-Emitter Widerstand r_{CE} modelliert. Dieser befindet sich parallel zur Stromquelle im Ersatzschaltbild. In diesem Fall beträgt r_{CE} :

$$r_{CE} = \frac{|U_A| + U_{CE}}{I_C} = \frac{51,9 \text{ V}}{8 \text{ mA}} = 6487,5 \Omega$$

f)

$$S = \frac{dI_C}{dU_{BE}} = \frac{I_C}{U_T} = \frac{8 \text{ mA}}{26 \text{ mV}} = 307,7 \text{ mS}$$

Bei der Berechnung der Kleinsignal-Spannungsverstärkung muss die gesamte Ausgangsimpedanz betrachtet werden. In diesem Fall, besteht diese aus der Parallelschaltung aus r_{CE} , R_C und R_L .

$$r_a = (r_{CE} || R_C || R_L) = 41,4 \Omega$$

$$A = -S \cdot r_a = -12,7$$

g) Eingangswiderstand:

$$r_{BE} = \frac{\beta}{S} = 650,0 \Omega$$

$$r_e = (R_B || r_{BE}) = 644,9 \Omega$$

Der Ausgangswiderstand wurde bereits bei Teilaufgabe (e) berechnet:

$$r_a = (r_{CE} || R_C || R_L) = 41,5 \Omega$$

Aufgabe 2 (Arbeitspunktbestimmung, Kleinsignalanalyse)

a) Das Eingangssignal wird am Emitter angelegt. Das Ausgangssignal befindet sich am Kollektor. Die Schaltung ist also eine Basis-Schaltung.

b) Die Masche von U_b über R_C , U_{CE} und R_E ergibt:

$$U_b = I_C R_C + U_{CE} + I_C R_E$$

Nach R_E aufgelöst:

$$R_E = \frac{U_b - U_{CE}}{I_C} - R_C = 100 \Omega$$

c) Der Basisstrom am Arbeitspunkt ist gegeben durch:

$$I_B = \frac{I_C}{B} = 40 \mu\text{A}$$

Aus dem Knoten an der Basis folgt:

$$I_{B2} = 10I_B - I_B = 9I_B = 360 \mu\text{A}$$

Um die richtige Basisspannung einzustellen, muss gelten:

$$U_{B2} = U_{BE} + R_E I_C = 0,9 \text{ V} + 1 \text{ V}$$

$$R_2 = \frac{U_{B2}}{9I_B} = 5,28 \text{ k}\Omega$$

$$R_1 = \frac{U_b - U_{B2}}{10I_B} = 7,75 \text{ k}\Omega$$

d) Kleinsignal-Ersatzschaltbild:

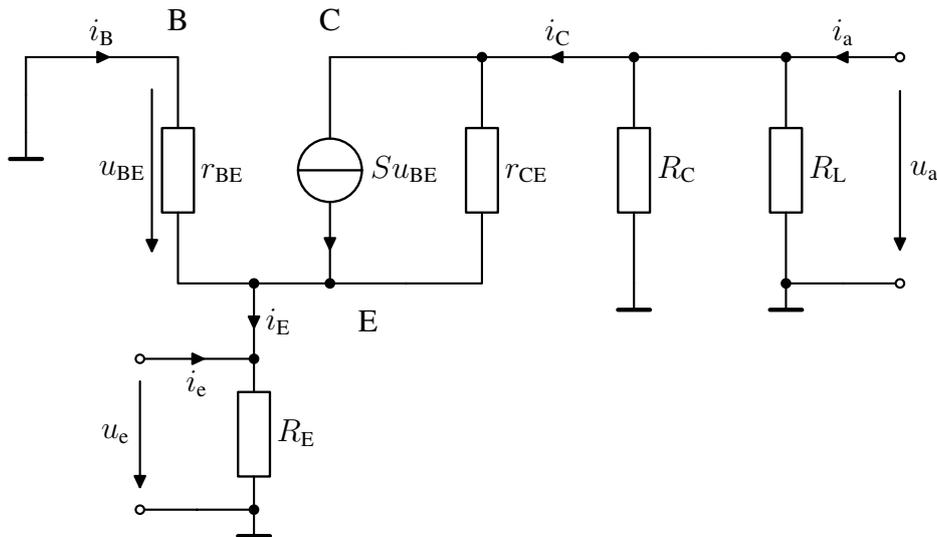


Abbildung 4: Kleinsignalersatzschaltbild

e) Der Eingangswiderstand ist folgendermaßen definiert:

$$r_e = \frac{u_e}{i_e}$$

Der Eingangsstrom i_a kann anhand des Emitter-Knotens ermittelt werden¹:

$$i_e + \frac{u_{BE}}{r_{BE}} + S \cdot u_{BE} = \frac{u_e}{R_E}$$

$$i_e = \frac{u_e}{R_E} - \frac{u_{BE}}{r_{BE}} - S \cdot u_{BE}$$

Außerdem gilt $u_{BE} = -u_e$:

$$i_e = \frac{u_e}{R_E} + \frac{u_e}{r_{BE}} + S \cdot u_e$$

$$i_e = u_e \left(\frac{1}{R_E} + \frac{1}{r_{BE}} + \frac{1}{1/S} \right)$$

Diese Summe der Kehrwerte entspricht einer Parallelschaltung:

$$r_e = \frac{u_e}{i_e} = \left(R_E \parallel r_{BE} \parallel \frac{1}{S} \right)$$

Aus dieser Gleichung kann eine wichtige Erkenntnis gewonnen werden: Wenn die Eingangs-

¹Da der Early-Effekt vernachlässigt werden kann, geht $r_{CE} \rightarrow \infty$ und der Strom durch diesen Widerstand kann vernachlässigt werden.

spannung zwischen Emitter und Basis abfällt, wirkt sich die äquivalente linearisierte Stromquelle wie ein Widerstand mit dem Wert $\frac{1}{S}$ am Emitter aus. Es muss jedoch für jeden Einzelfall geprüft werden, ob diese Annahme gilt.

Die Zahlenwerte für diese Aufgabe ergeben:

$$S = \frac{I_C}{U_T} = \frac{10 \text{ mA}}{26 \text{ mV}} = 384,6 \text{ mS}$$

$$\frac{1}{S} = 2,6 \Omega$$

$$r_{BE} = \frac{\beta \cdot U_T}{I_C} = 650 \Omega$$

Der Eingangswiderstand ist:

$$r_e = (100 \Omega \parallel 650 \Omega \parallel 2,6 \Omega) = 2,52 \Omega$$

Der Ausgangswiderstand kann etwas direkter gesehen werden. Wenn $r_{CE} \rightarrow \infty$ und $u_e = 0$ sind nur R_C und R_L am Ausgang parallelgeschaltet:

$$r_a = (R_C \parallel R_L) = (200 \Omega \parallel 100 \Omega) = 66,7 \Omega$$

Für die Kleinsignalverstärkung muss beachtet werden, dass die Eingangswechselspannung u_e von Emitter zu Basis abfällt. Der Kleinsignal-Kollektorstrom ist dann $i_C = -S \cdot u_e$. Un der Kollektorstrom fließt im Kleinsignal-ESB in die entgegengesetzte Richtung von der Ausgangsspannung u_a . Deswegen gilt:

$$u_a = -i_C \cdot r_a = -(S \cdot (-u_e)) \cdot r_a = u_e \cdot S \cdot r_a$$

$$A_0 = \frac{u_a}{u_e} = S \cdot r_a = 384,6 \text{ mS} \cdot 66,7 \Omega = 25,7$$

Aufgabe 3 (Design-Aufgabe mit LTspice)

a) Da die Schaltung eine hohe Verstärkung A_0 haben soll, kommen nur die Emitter-Schaltung und die Basis-Schaltung in Frage. Der kleine Eingangswiderstand der Basisschaltung würde dazu führen, dass nur ein kleiner Anteil der Eingangsspannung zwischen Basis und Emitter des Transistors abfällt. Deswegen eignet sich die Emitter-Schaltung am besten für diese Anwendung.

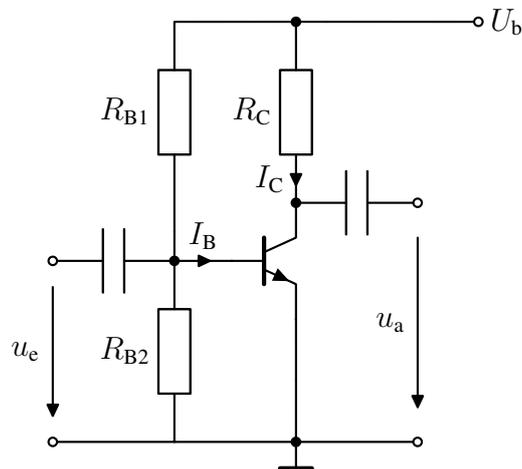


Abbildung 5

Ein Bias-Netzwerk ist notwendig, um den Arbeitspunkt einzustellen. In diesem Fall wird das Basispotential anhand von den Widerständen R_{B1} und R_{B2} eingestellt. Außerdem werden Koppelkondensatoren benötigt, um die Wechsignale ein- und auszukoppeln.

b) Die Simulation wird wie in Abbildung 6 durchgeführt.

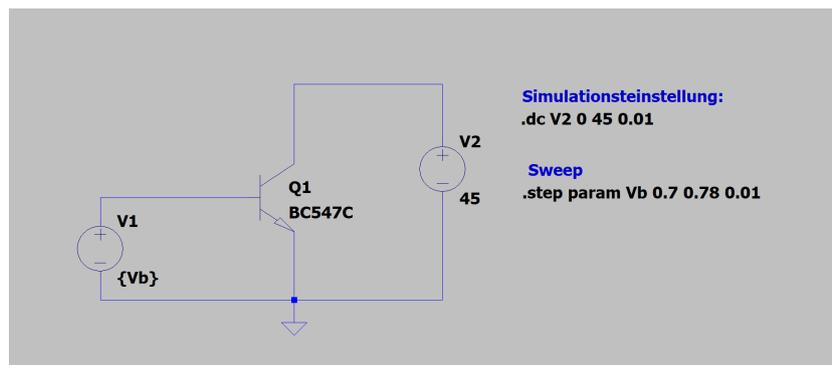


Abbildung 6: Simulationseinstellung für AC-Analyse

Bei der Simulationseinstellung wird festgelegt, welche Spannungen der Quelle V2 (In diesem Fall entspricht sie U_{CE}) evaluiert werden. Die Syntax dafür ist:

Syntax: `.dc <Spannungsquelle> <Anfangswert> <Endwert> <Step>`

Die Variation der Basis-Emitter-Spannung (in der Simulation Vb) wird anhand eines s.g. Sweeps durchgeführt:

Syntax: `.step param <Parameter> <Anfangswert> <Endwert> <Step>`

Für diese Simulation: `.step param Vb 0.7 0.78 0.01`

Der Kollektorstrom des Transistors für die unterschiedlichen Basis-Emitter-Spannungen wird in Abbildung 7 gezeigt.

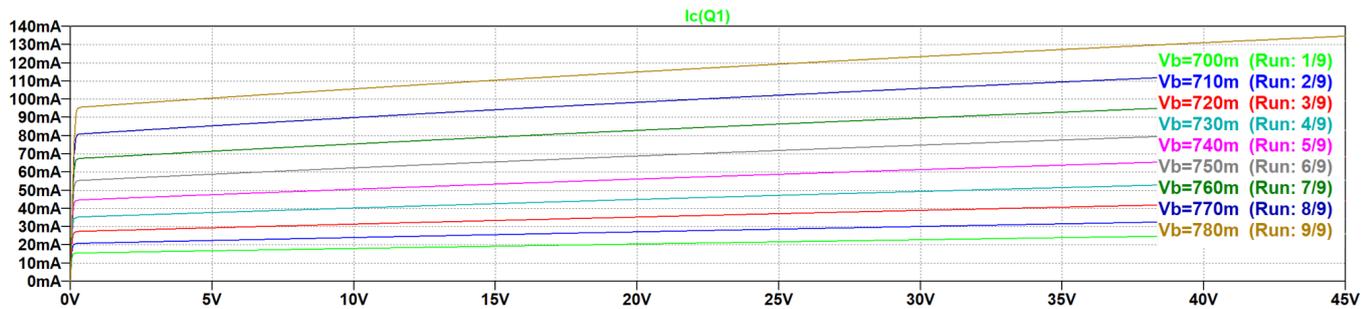


Abbildung 7

Damit sich der Transistor im aktiven Bereich befindet, muss die Kollektor-Emitter-Spannung ca. im Bereich $0,2 \text{ V} < U_{CE} < 45 \text{ V}$ sein. Entsprechend wird für maximale Aussteuerbarkeit $U_{CE} = 22,6 \text{ V}$ und $I_C = 50 \text{ mA}$ gewählt.

$$U_{CE} = \frac{U_{CE,Max} - U_{CE,Sättigung}}{2} = 22,6 \text{ V}$$

$$I_C = \frac{I_{C,Max}}{2} = 50 \text{ mA}$$

c) Die linear ausgedruckte Verstärkung A_0 soll betragen:

$$|A_0| = 10^{\frac{A_{0,dB}}{20}} \stackrel{!}{=} 10^{\frac{50}{20}} = 316,2$$

Um die Basis-Emitter-Spannung, den Basisstrom und die Steilheit im Arbeitspunkt zu finden, wird die Simulation in Abbildung 8 aufgebaut:

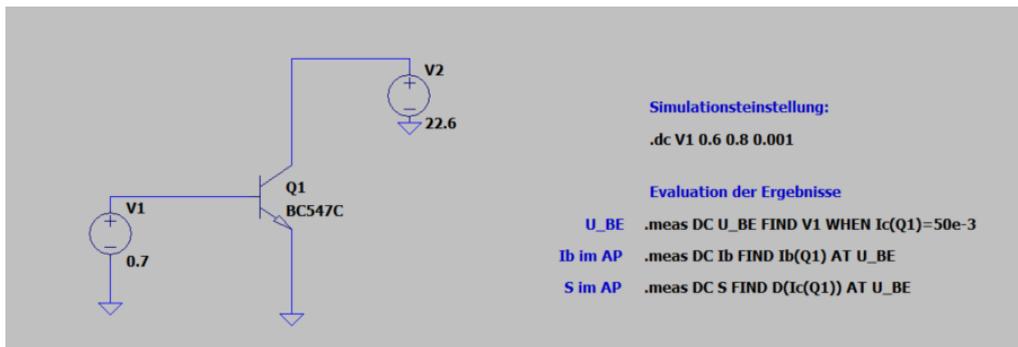


Abbildung 8

Die Simulation wird anhand von *.meas*-Befehlen evaluiert. Diese richten sich nach folgender Syntax:

```
.meas <Simulation> <Ergebnis> FIND <Gesuchter Wert> WHEN/AT <Bedingung>
```

Für diese Simulation wird folgender Befehl ausgeführt:

```
.meas DC U_BE FIND V1 WHEN Ic(Q1)=50e-3
```

Dieser evaluiert die Spannung welcher Quelle **V1**, bei welcher der Kollektorstrom **Ic(Q1)** 50 mA beträgt. Das Ergebnis wird unter dem Namen **U_BE** gespeichert.

Mit **AT** anstelle von **WHEN** wird der Wert an einer bestimmten Stelle evaluiert. So gibt der zweite *.meas*-Befehl in Abbildung 8 den Basisstrom für die bereits ermittelte Basis-Emitter-Spannung **U_BE** an.

Die Steilheit ist gegeben durch $S = dI_C/dU_{BE}$. Mit der Funktion **D(Ic(Q1))** wird diese Ableitung gebildet. So evaluiert der dritte *.meas*-Befehl die Steilheit des Transistors im Arbeitspunkt.

Die Ergebnisse der *.meas*-Befehle werden folgendermaßen angezeigt:

Rechts-Click → view → SPICE- Error Log

Die Simulationsergebnisse werden in Abbildung 9 gezeigt. Die Ergebnisse der *.meas*-Befehle werden auch als Screenshot gezeigt.

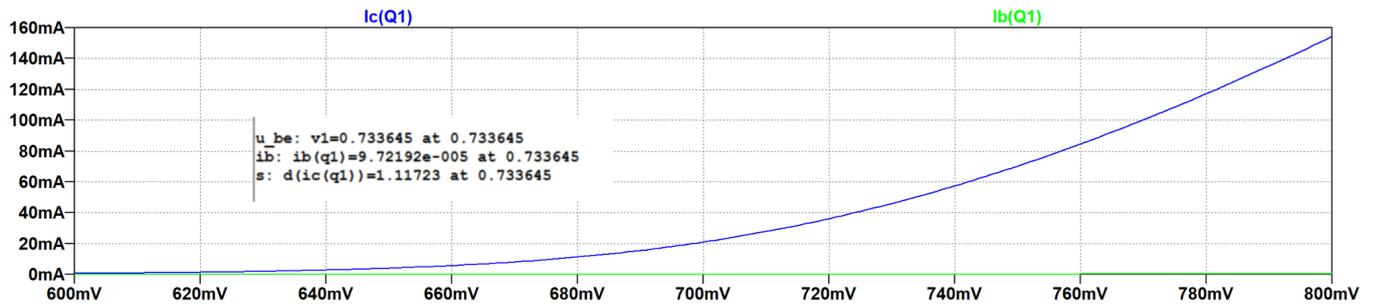


Abbildung 9

Für den Arbeitspunkt gilt dann:

$$U_{BE} = 0,734 \text{ V}$$

$$I_B = 97,22 \mu\text{A}$$

$$S = 1,119 \text{ S}$$

Nun soll R_C bestimmt werden, um die gewünschte Verstärkung zu erreichen.

$$A_0 = -S \cdot r_a \stackrel{!}{=} -316,2$$

$$r_a = \frac{A_0}{-S} = 283,1 \Omega \stackrel{!}{=} (R_C \parallel R_L \parallel r_{CE}) = R_C \parallel (R_L \parallel r_{CE})$$

$$r_a = \frac{R_C \cdot (R_L \parallel r_{CE})}{R_C + (R_L \parallel r_{CE})},$$

mit:

$$r_{CE} = \frac{|U_A| + U_{CE}}{I_C} = \frac{52,64 \text{ V} + 22,6 \text{ V}}{50 \text{ mA}} = 1,5 \text{ k}\Omega$$

$$(R_L \parallel r_{CE}) = (600 \Omega \parallel 1,5 \text{ k}\Omega) = 428,6 \Omega$$

Für den Kollektorwiderstand R_C ergibt sich dann:

$$R_C = \frac{r_a \cdot (R_L \parallel r_{CE})}{(R_L \parallel r_{CE}) - r_a} = \frac{283,1 \Omega \cdot 428,6 \Omega}{428,6 \Omega - 283,1 \Omega} = 833,9 \Omega$$

Die Versorgungsspannung soll dann so ausgewählt werden, dass sich $U_{CE} = 22,6 \text{ V}$ zur maximalen Aussteuerbarkeit einstellt. Die Masche über U_b , R_C und U_{CE} ergibt dann:

$$U_b = I_C \cdot R_C + U_{CE} = 64,3 \text{ V}$$

d) Der Widerstand R_{B1} aus Abbildung 5 soll so gewählt werden, dass der Strom $10I_B$ durch ihn fließt.

$$R_{B1} = \frac{U_b - U_{BE}}{10I_B} = 65,4 \text{ k}\Omega$$

Um den zweiten Widerstand R_{B2} zu bestimmen, kann ein Sweep durchgeführt werden. Die entsprechende Simulationseinstellung wird in Abbildung 10 gezeigt.

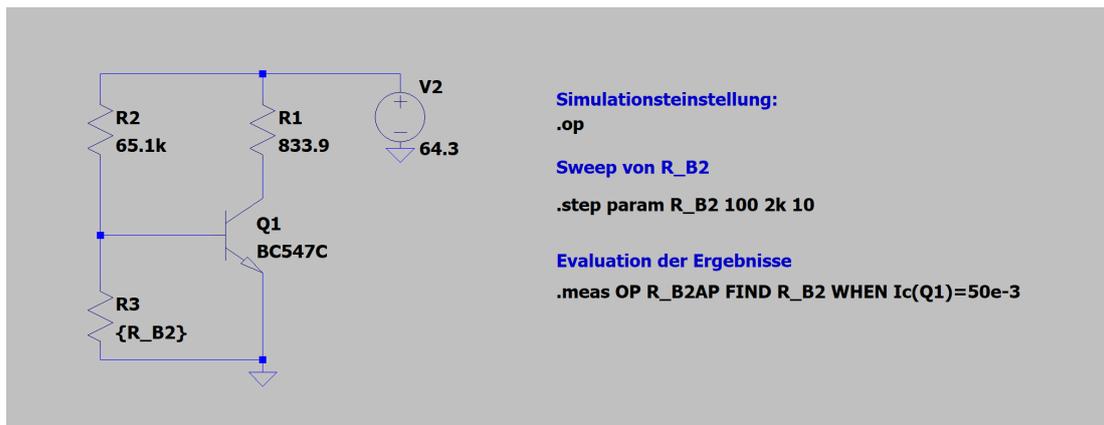


Abbildung 10

Abbildung 11 zeigt den Kollektorstrom und die Kollektor-Emitter-Spannung in Abhängigkeit vom Widerstand R_{B2} .

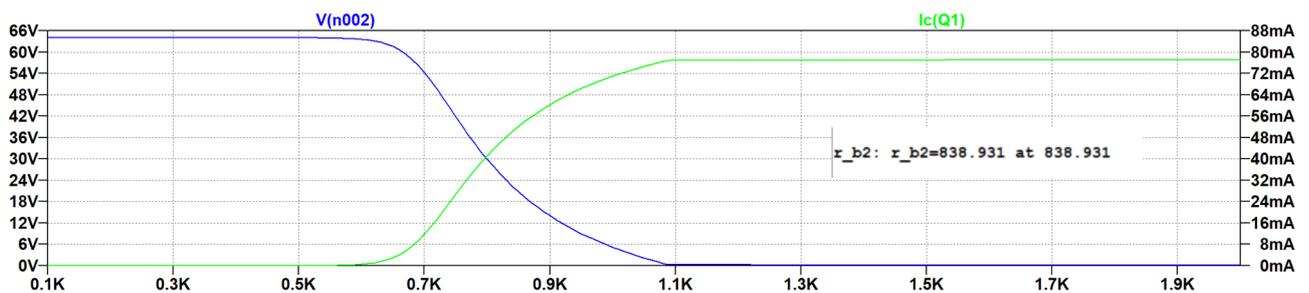


Abbildung 11

Der *.meas*-Befehl evaluiert den Wert von R_{B2} , bei dem der Kollektorstrom $I_C = 50 \text{ mA}$ beträgt. Daraus ergibt sich:

$$R_{B2} = 838,9 \Omega$$

e) Wechselstrom-Simulationen (AC) werden mit folgender Syntax eingestellt.

.ac dec <Punkte/Dekade> <Startfrequenz> <Endfrequenz>

Die Simulationseinstellung wird in Abbildung 12 gezeigt.

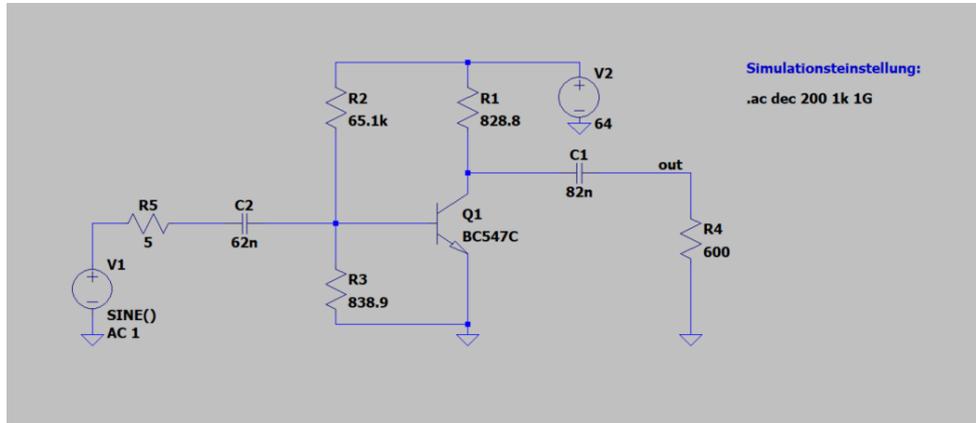


Abbildung 12

Abbildung 13 zeigt den Amplituden- und Phasengang der Spannungsverstärkung der entworfenen Schaltung.

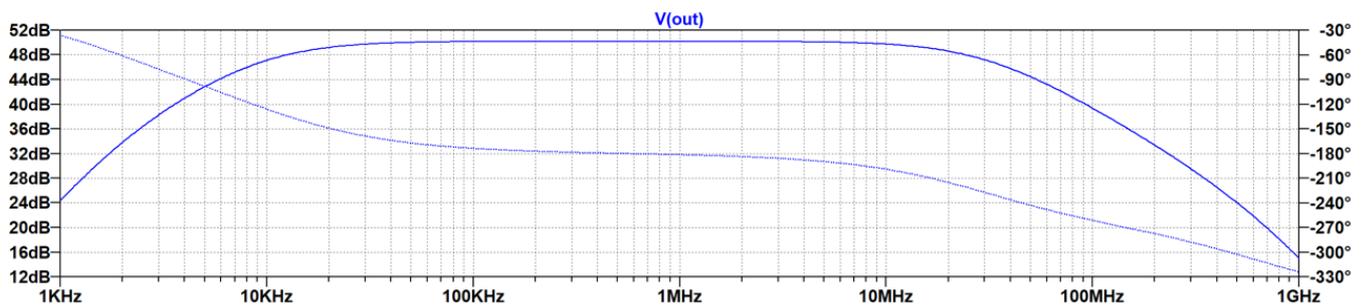


Abbildung 13

Das Hochpass-Verhalten mit einer Knick-Frequenz bei ca. 10 kHz kommt aufgrund der Kopplerkondensatoren zustande. Diese bilden jeweils einen Hochpass mit dem Eingangswiderstand des Verstärkers und mit dem Lastwiderstand R_L .

Das Tiefpass-Verhalten wird von den parasitären Kapazitäten des Transistors verursacht. Die Basis-Emitter-Kapazität und die Basis-Kollektor-Kapazität (Miller-Kapazität) dominieren.

f) Für die Zeitbereich-Simulation (*eng. Transient*) muss die Signalquelle wie in Abbildung 14 eingestellt werden. Außerdem wird die Simulation mithilfe folgender Syntax eingestellt:

.tran <Stopzeit>

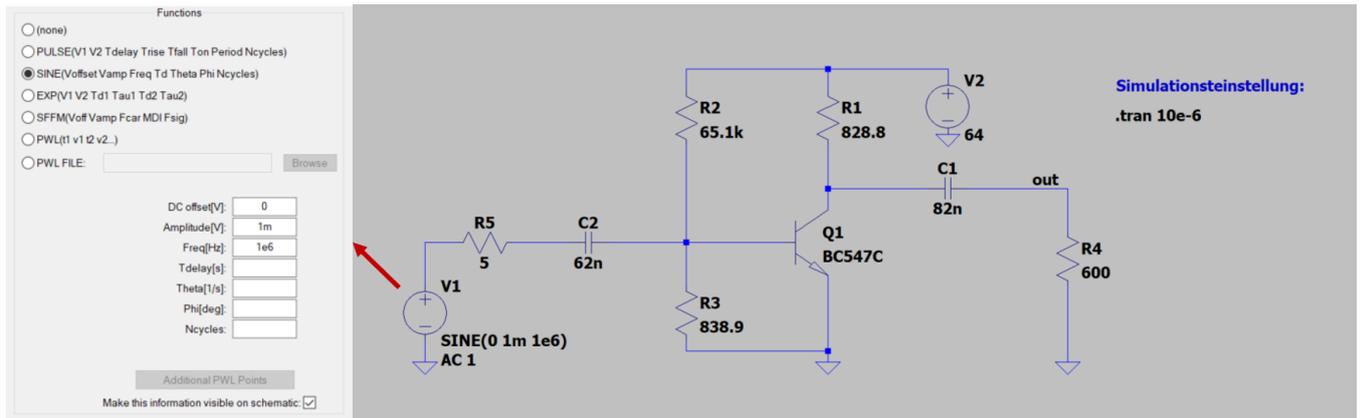


Abbildung 14

Die zeitlichen Spannungsverläufe am Ausgangsknoten werden in Abbildung 15 gezeigt:

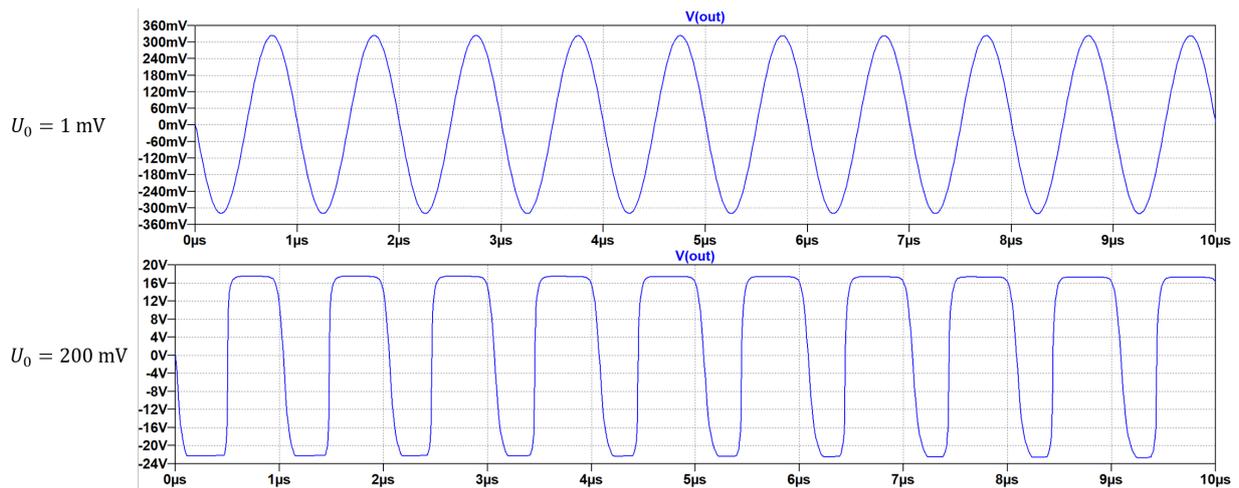


Abbildung 15

Bei einem Eingangssignal mit einer Spannungsamplitude von 200 mV wird der Aussteuerungsbereich der Schaltung am Ausgang überschritten. Es ist kein Kleinsignal-Betrieb mehr und das Ausgangssignal ist stark verzerrt. Die Schaltung kann also nicht mehr ausreichend genau mit einer Kleinsignalanalyse beschrieben werden.