



BAUELEMENTE UND SCHALTUNGEN II

# ES1: Bipolartransistor- Grundsaltungen

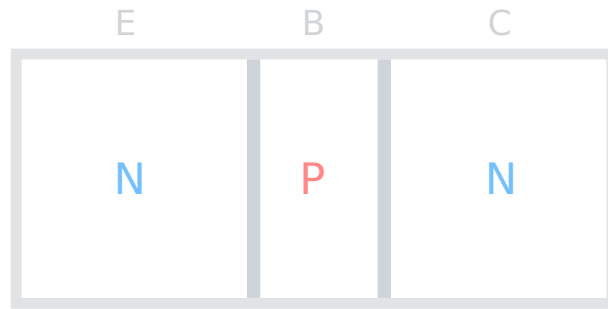
Studien- und Vorbereitungsaufgaben

*Autor:* Richard GRÜNERT

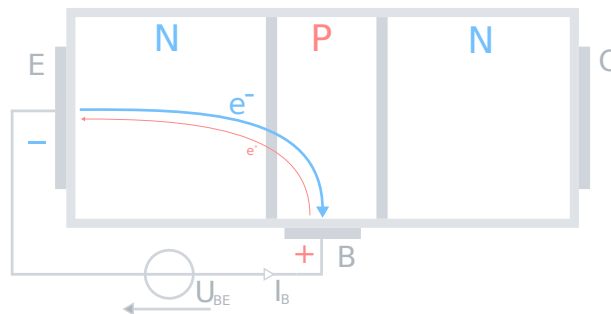
29.4.2020

# 1 Vorbereitungsaufgaben

## 1.1 Funktion des Bipolartransistors

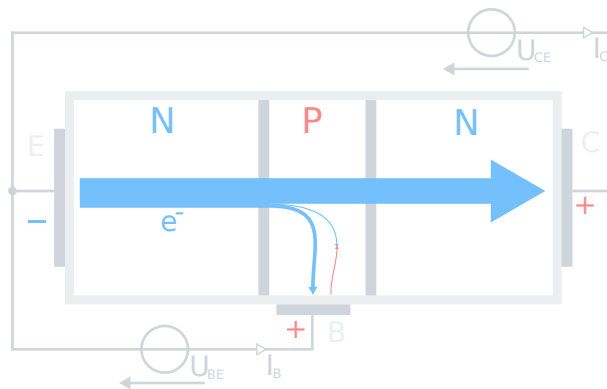


Die Funktion des *Bipolartransistors* basiert auf beiden Ladungsträger -bzw. Halbleiterdotierungsarten. Je nach Transistortyp haben die drei Halbleitergebiete des Bipolartransistors die Dotierfolge NPN oder PNP, die einzelnen Regionen heißen Basis (B), Kollektor (C) und Emitter, welche unterschiedlich dotiert sind.



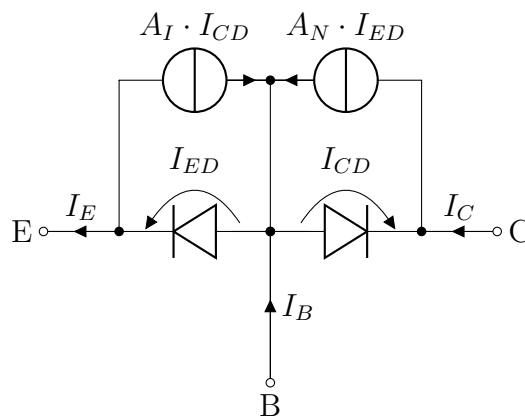
Funktion am Beispiel des NPN-Transistors: Ist die von außen anliegende Spannung  $U_{BE} = 0 \text{ V}$ , sind alle pn-Übergänge in Sperrrichtung und es fließt kein Strom durch den Transistor. Bei einer Spannung von etwa  $U_{BE} = 0.7 \text{ V}$  gerät der Basis-Emitter-Übergang in Durchlassrichtung. Löcher aus dem p-Gebiet (Basis) diffundieren in das n-Gebiet (Emitter)

(vgl. Diode) und rekombinieren mit den dort befindlichen Leitungselektronen. Umgekehrt diffundieren die Elektronen des Emitters ebenfalls in die Basis.



Legt man eine zusätzliche Spannung an die Kollektor-Emitter-Strecke, so ist das elektrische Feld der Raumladungszone des Basis-Kollektorübergangs so gerichtet, dass sich die Elektronen des Emitters in Richtung Kollektor bewegen (Drift). Außerdem rekombinieren diese nicht in der Basis, da die Basisweite sehr gering ist. Es fließt ein Elektronenstrom zwischen Kollektor und Emitter, der durch einen deutlich geringeren Basisstrom gesteuert wird.

Ein mathematisches Modell zur Beschreibung des statischen Verhaltens des Bipolartransistors bietet das *Ebers-Moll-Modell*:



Knotengleichung am Emitter:

$$I_E = I_{ED} - A_I \cdot I_{CD}$$

$$I_E = I_{ES} \cdot \left( e^{\frac{U_{BE}}{U_T}} - 1 \right) - A_I \cdot I_{CS} \cdot \left( e^{\frac{U_{BC}}{U_T}} - 1 \right)$$

Knotengleichung am Kollektor:

$$I_C = I_{CD} - A_N \cdot I_{ED}$$

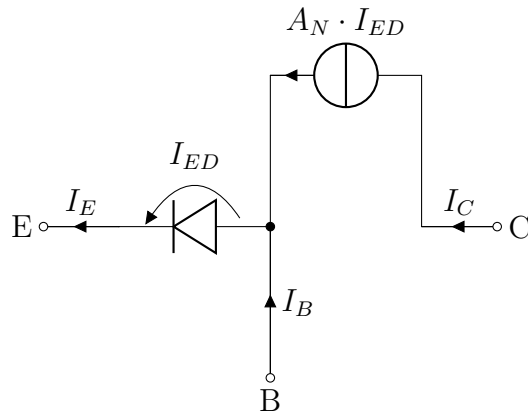
$$I_C = I_{CS} \cdot \left( e^{\frac{U_{BC}}{U_T}} - 1 \right) - A_N \cdot I_{ES} \cdot \left( e^{\frac{U_{BE}}{U_T}} - 1 \right)$$

Basis:

$$I_B = I_E - I_C$$

$$I_B = (1 - A_N) \cdot I_{ES} \cdot \left( e^{\frac{U_{BE}}{U_T}} - 1 \right) - (1 - A_I) \cdot I_{CS} \cdot \left( e^{\frac{U_{BC}}{U_T}} - 1 \right)$$

Im Normalbetrieb (Basis-Emitter-Übergang in Durchlass-, Basis-Kollektor-Übergang in Sperrrichtung) können die inversen Anteile des Modells vernachlässigt werden und es vereinfacht sich zu:

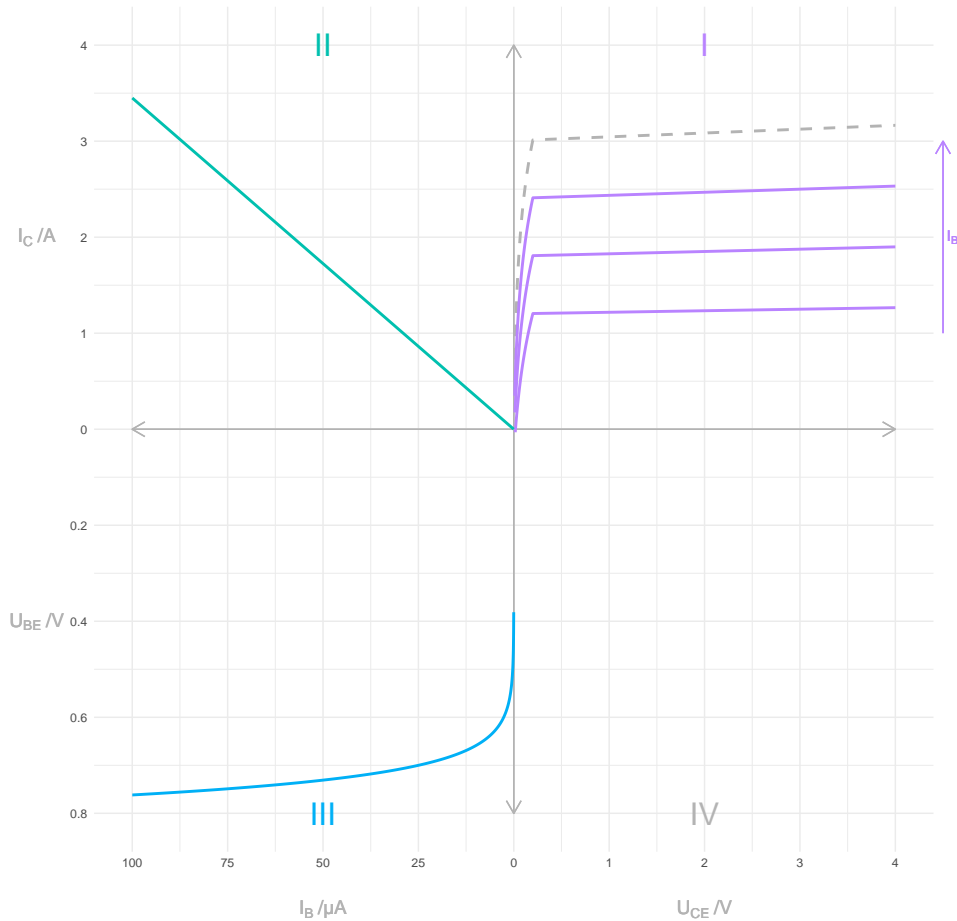


$$I_E = I_{ED}$$

$$I_C = A_N \cdot I_E$$

$$I_B = \frac{1 - A_N}{A_N} \cdot I_C$$

## 1.2 Vierquadrantenkennlinienfeld



### 1.2.1 I: Ausgangskennlinienfeld

**Quadrant I** stellt die Abhängigkeit des Kollektorstroms  $I_C$  von der Kollektor-Emitter-Spannung  $U_{CE}$  dar. Da diese zusätzlich vom Basisstrom  $I_B$  abhängig ist, können einzelne Kennlinien nur für ausgewählte Werte von  $I_B$  angegeben werden, es ergibt sich das Ausgangskennlinienfeld. Das Kennlinienfeld beginnt bei fortlaufender Kollektorspannung mit dem Transistor im Sättigungsbetrieb, da die Basis-Emitter-Spannung  $> 0$  V und die Basis-Kollektor-Spannung ebenfalls  $> 0$  V ( $U_{BC} = U_{BE} - U_{CE}$ ) ist. Beide

pn-Übergänge sind in Durchlassrichtung gepolt, wodurch der Kollektorstrom mit kleiner werdender Kollektor-Emitter-Spannung  $U_{CE}$  abnimmt. Dies ist nicht der Normalbetriebsfall, weshalb die statische Stromverstärkung  $B_N$  in diesem Bereich nicht gilt. Den Bereich ab etwa  $U_{CE} = 0.6\text{ V}$  bezeichnet man als aktiven Vorwärtsbetrieb.

### 1.2.2 II: Stromsteuerkennlinie

Quadrant II zeigt den Zusammenhang zwischen Eingangsstrom  $I_B$  und Ausgangsstrom  $I_C$ . Das Verhalten ist bis auf die Bereiche sehr großer und sehr niedriger Ströme annäherungsweise linear. Der statische Verstärkungsfaktor  $B_N$  (Gleichstromverstärkungsfaktor) kann daher als

$$B_N = \frac{I_C}{I_B}$$

ausgedrückt werden (gilt nur für *einen* statisch eingestellten Arbeitspunkt).

### 1.2.3 III: Eingangskennlinienfeld

Im Quadranten III kann durch Verfolgen der Eingangsgrößen Basis-Spannung  $U_{BE}$  und -Strom  $I_B$  das Diodenverhalten des Basis-Emitter-pn-Übergangs erkannt werden.

### 1.2.4 IV: Rückwirkungskennlinienfeld

Quadrant IV stellt die Rückwirkung der Kollektor-Emitter-Spannung auf die Basis-Emitter-Spannung dar, meist beschränkt man sich jedoch auf die Quadranten I, II und III.

## 1.3 Vierpolersatzschaltbild

Das Vierpolersatzschaltbild dient zur Kleinsignalbeschreibung des Bipolartransistors. Die Kapazitäten im physikalischen Ersatzschaltbild führen

zu einer Frequenzabhängigkeit der Vierpolparameter.

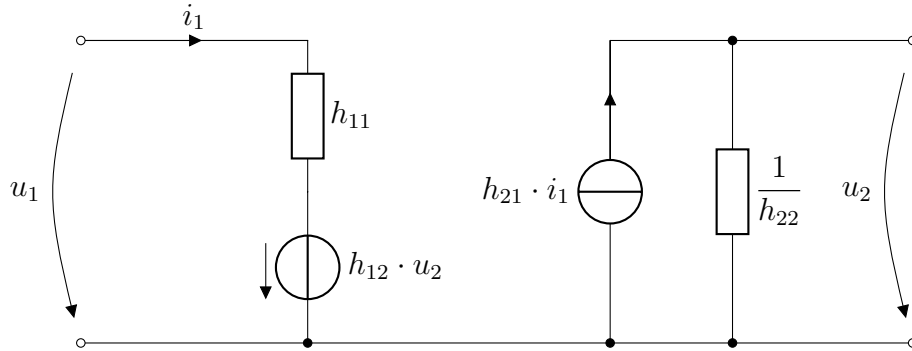


Abbildung 1: Hybridparametermodell

$$h_{11} := \frac{u_1}{i_1} \Big|_{u_2=0}$$

$$h_{12} := \frac{u_1}{u_2} \Big|_{i_1=0}$$

$$h_{21} := \frac{i_2}{i_1} \Big|_{u_2=0}$$

$$h_{22} := \frac{i_2}{u_2} \Big|_{i_1=0}$$

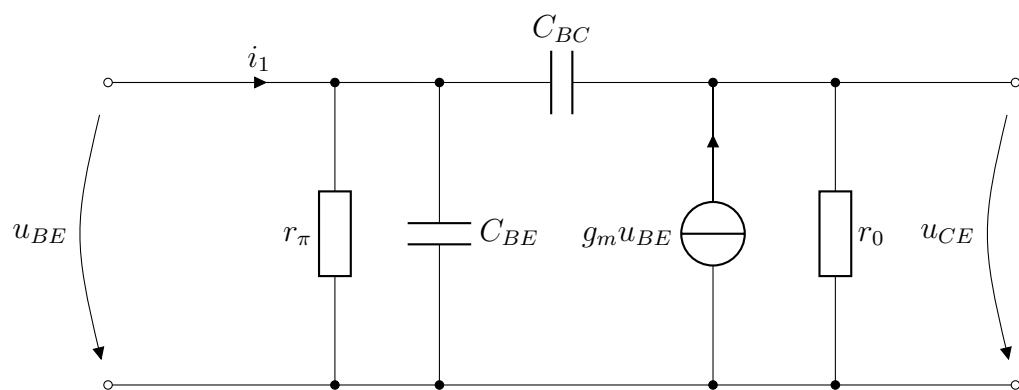


Abbildung 2: Kleinsignalersatzschaltbild des Bipolartransistors

Steilheit/Übertragungsleitwert:

$$g_m = \frac{dI_C}{dU_{BE}} = \frac{I_{C,A}}{U_T}$$

Eingangswiderstand:

$$r_\pi = \frac{dU_{BE}}{dI_B} = \frac{\beta_N}{g_m} = \frac{\beta_N \cdot U_T}{I_{C,A}}$$

Ausgangswiderstand ( $U_{AN}$  : Early-Spannung):

$$r_0 = \frac{dU_{CE}}{dI_C} = \frac{U_{AN} + U_{CE,A}}{I_{C,A}}$$

Rückwärtssteilheit:

$$\frac{dI_B}{dU_{CE}} \approx 0$$

$C_{BC}$ : Sperrschichtkapazität (dominiert im normalen Verstärkerbetrieb)

$C_{BE}$ : Diffusionskapazität

Hybridparameter:

$$h_{11} := \left. \frac{u_1}{i_1} \right|_{u_2=0}$$

$$h_{11} = \frac{r_\pi \cdot \frac{1}{j\omega(C_{BE}+C_{BC})}}{r_\pi + \frac{1}{j\omega(C_{BE}+C_{BC})}} = \frac{r_\pi}{j\omega r_\pi (C_{BE} + C_{BC}) + 1}$$

$$h_{11} = r_\pi \cdot \frac{1}{1 + j\omega r_\pi (C_{BE} + C_{BC})}$$

$$h_{12} := \left. \frac{u_1}{u_2} \right|_{i_1=0}$$

$$i_1 = 0 \rightarrow i_B = 0 \rightarrow \beta_N \cdot i_B = 0 \rightarrow u_2 = 0$$



$$h_{12} = 0$$

$$h_{21} := \left. \frac{i_2}{i_1} \right|_{u_2=0}$$

$$i_1 = \frac{u_{BE}}{r_\pi // \left( \frac{1}{j\omega(C_{BC} + C_{BE})} \right)}$$

$$i_2 = i_c = g_m \cdot u_{BE} = \frac{\beta_N}{r_\pi} \cdot u_{BE}$$

$$\begin{aligned} \frac{1}{h_{21}} &= \frac{\frac{\frac{u_{BE}}{r_\pi \cdot \frac{1}{j\omega(C_{BC} + C_{BE})}}}{r_\pi + \frac{1}{j\omega(C_{BC} + C_{BE})}}}{\frac{\beta_N}{r_\pi} \cdot u_{BE}} = \frac{\frac{\frac{1}{j\omega(C_{BC} + C_{BE})}}{r_\pi + \frac{1}{j\omega(C_{BC} + C_{BE})}}}{\beta_N} = \frac{\frac{1}{r_\pi \cdot j\omega(C_{BC} + C_{BE}) + 1}}{\beta_N} \\ &= \frac{1}{\beta_N \cdot \frac{1}{r_\pi \cdot j\omega(C_{BC} + C_{BE}) + 1}} \end{aligned}$$

$$h_{21} = \beta_N \cdot \frac{1}{1 + j\omega r_\pi (C_{BC} + C_{BE})}$$

$$(\omega \rightarrow 0 \rightarrow h_{21} = \beta_N)$$

$$h_{22} := \left. \frac{i_2}{u_2} \right|_{i_1=0}$$

$$\begin{aligned} \frac{1}{h_{22}} &= r_0 // \left( \frac{1}{j\omega C_{BC}} + (r_\pi // \frac{1}{j\omega C_{BE}}) \right) \\ &= r_0 // \left( \frac{1}{j\omega C_{BC}} + \frac{1}{\frac{1}{r_\pi} + j\omega C_{BE}} \right) \\ &= \frac{r_0 \cdot \left( \frac{1}{j\omega C_{BC}} + \frac{1}{\frac{1}{r_\pi} + j\omega C_{BE}} \right)}{r_0 + \left( \frac{1}{j\omega C_{BC}} + \frac{1}{\frac{1}{r_\pi} + j\omega C_{BE}} \right)} \end{aligned}$$

$$\frac{1}{h_{22}} = \frac{r_0}{1 + \frac{r_0}{\left( \frac{1}{j\omega C_{BC}} + \frac{1}{\frac{1}{r_\pi} + j\omega C_{BE}} \right)}}$$

y-Parameter:

$$y_{11} = \frac{1}{h_{11}}$$

$$y_{12} = \frac{-h_{12}}{h_{11}}$$

$$y_{21} = \frac{h_{21}}{h_{11}}$$

$$y_{22} = \frac{\det H}{h_{11}}$$

## 1.4 Transistorgrundschaltungen

Die drei Grundschaltungen des Transistors werden nach dem der Ausgangs- und Eingangsspannung gemeinsamen Potential benannt. Demnach exis-

tieren Emitter-, Kollektor- und Basisschaltung. Zum Entfernen der Gleichanteile des Ein- und Ausgangssignals werden Kondensatoren vor die Eingänge geschaltet, welche so dimensioniert sind, dass sie für die Wechselanteile der Signale einen Kurzschluss darstellen.

Bei der Arbeitspunkteinstellung werden die Kondensatoren entfernt und die Widerstände im gewünschten Arbeitspunkt ( $I_C, U_{CE}$ ) ermittelt.

#### 1.4.1 Emitterschaltung

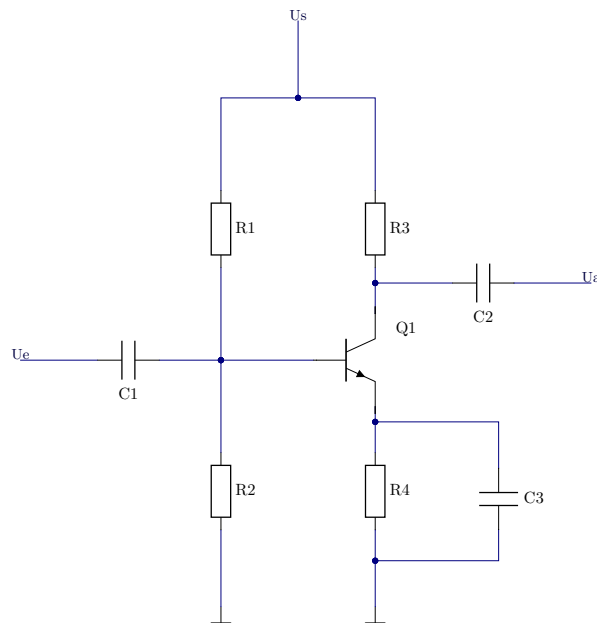


Abbildung 3: Emitterschaltung

Mithilfe der Stromgegenkopplung durch den Widerstand  $R_4$  lässt sich der Arbeitspunkt gegenüber Änderungen der Stromverstärkung stabilisieren, er verringert jedoch die Verstärkung und erhöht den Eingangs- und Ausgangswiderstand. Man kann einen Kondensator ( $C_3$ ) parallel schalten, um die negative Auswirkung des Widerstands für Wechsignale zu unterdrücken. Allgemein besitzt die Emitterschaltung eine hohe Spannungsverstärkung sowie einen hohen Ein- und Ausgangswiderstand.

### 1.4.2 Kollektorschaltung (Emitterfolger)

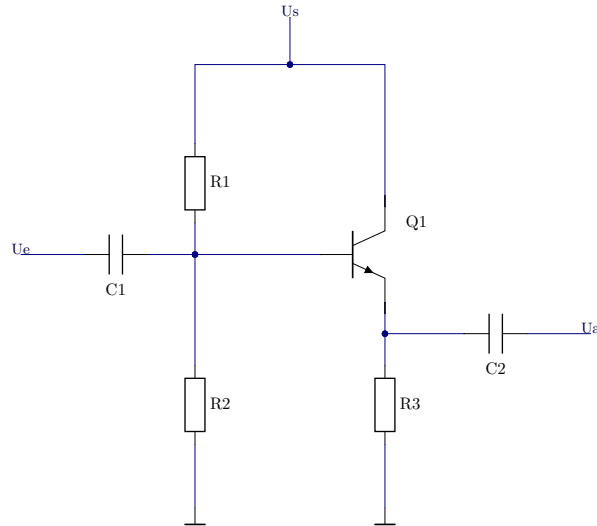


Abbildung 4: Kollektorschaltung

Das Ausgangsspannungssignal der Kollektorschaltung folgt etwa dem Eingangssignal ( $-0.7\text{ V}$ ), die Spannungsverstärkung ist 1, der Ausgangsstrom ist jedoch deutlich höher als der Eingangsstrom. Der Eingangswiderstand der Schaltung ist daher sehr hoch, der Ausgangswiderstand ist umgekehrt proportional der Steilheit des Transistors, also in der Regel sehr gering, weshalb sich die Schaltung gut als Impedanzwandler eignet.

Die Arbeitspunkteinstellung ist analog der Arbeitspunkteinstellung bei der Emitterschaltung. Zusätzlich kann, wie bei der Emitterschaltung, ein Kollektorwiderstand eingeführt werden, welcher dann über einen, ebenfalls zusätzlichen, vom Kollektor an Masse geführten Kondensator wechsellspannungsmäßig kurzgeschlossen wird.

$$R_{\text{ein}} \approx r_{\pi}(1 + g_m \cdot R_3)$$

$$R_{\text{aus}} \approx \frac{1}{g_m}$$

### 1.4.3 Basisschaltung

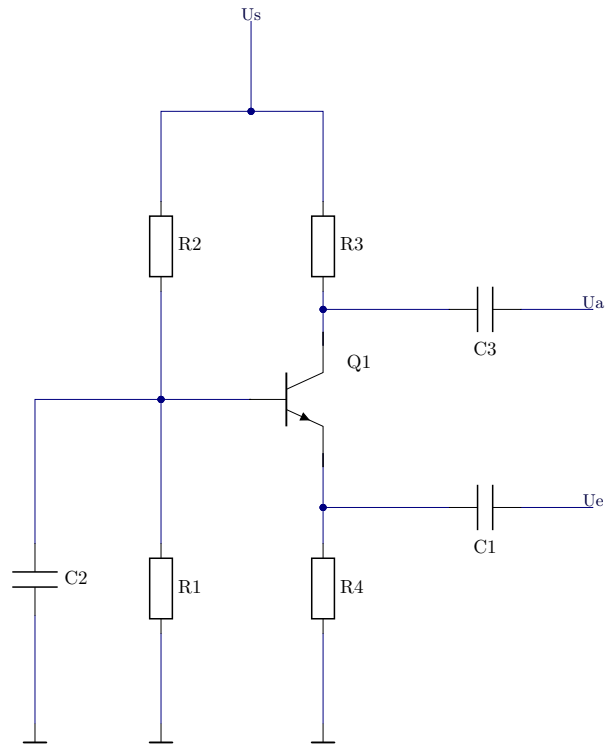


Abbildung 5: Basisschaltung

Die Basisschaltung kennzeichnet sich durch einen sehr geringen Eingangswiderstand, einen hohen Ausgangswiderstand sowie eine hohe Spannungsverstärkung. Auch hier geschieht die Arbeitspunkteinstellung über das 4-Widerstandsnetzwerk aus  $R_2$ ,  $R_1$ ,  $R_3$  und  $R_4$ . Der Kondensator  $C_2$  schließt im Kleinsignalersatzschaltbild die Widerstände  $R_1$  und  $R_2$  kurz und bringt die Transistorbasis auf Massepotential.

$$R_{ein} \approx \frac{1}{g_m}$$

$$R_{aus} \approx r_0$$

## 1.5 Dimensionierung einer Emitterstufe

Die Spannung über dem Emitterwiderstand  $U_{R_4}$  wird gewählt

$$U_{R_4} = 1 \text{ V}$$

Damit ergibt sich die Spannung  $U'$  am Basisspannungsteiler zu

$$U' = 1 \text{ V} + 0.7 \text{ V} = 1.7 \text{ V}$$

Der Querstrom durch den Spannungsteiler wird so hoch gewählt, dass dieser bezüglich des Basisstroms als unbelastet angesehen werden kann.

$$I_{R_1} = 8 \cdot I_B$$

Der Basisstrom

$$I_B = \frac{I_C}{\beta} = \frac{4.5 \text{ mA}}{158} = 27.22 \text{ }\mu\text{A}$$

führt zu den Widerstandswerten des Basisspannungsteilers

$$R_2 = \frac{U'}{8 \cdot I_B} = \frac{1.7 \text{ V}}{8 \cdot 27.22 \text{ }\mu\text{A}} = 7.87 \text{ k}\Omega$$

$$R_1 = \frac{U_s - U'}{9 \cdot I_B} = \frac{10.3 \text{ V}}{244.98 \text{ }\mu\text{A}} = 42.2 \text{ k}\Omega$$

Die verbleibenden Widerstände sind

$$R_4 = \frac{U_{R_4}}{I_{C,A}} = \frac{1 \text{ V}}{4.3 \text{ mA}} = 232 \text{ }\Omega$$

$$R_3 = \frac{U_s - U_{R_4} - U_{CE,A}}{I_{C,A}} = \frac{5 \text{ V}}{4.3 \text{ mA}} = 1.15 \text{ k}\Omega$$

Die Widerstandswerte wurden so gerundet, dass sie jeweils in eine E-Reihe passen.

Der Kondensator parallel zu  $R_3$  kann so gewählt werden, dass seine Reaktanz  $X_C$  bei der niedrigsten Signalfrequenz gleich  $1/10 R_3$  ist.

## 1.6 Temperaturabhängigkeiten

Temperaturänderungen stellen für den Transistor als Halbleiterbauelement eine externe Energiezufuhr und damit eine Störung des thermodynamischen Gleichgewichts dar. Die Ladungsträgerdichten der einzelnen Bereiche erhöhen sich, die Weiten der Raumladungszonen verringern sich und der Transistor wird insgesamt leitfähiger. Dadurch erhöht sich auch der Stromverstärkungsfaktor  $\beta$ , was z.B. den Arbeitspunkt, der bei der Schaltungsdimensionierung angenommen wurde, verschieben kann. Da dieser zusätzlich fertigungsbedingt abweichen kann, strebt man einen Arbeitspunkt an, der möglichst unabhängig von der Stromverstärkung ist. Dies wird z.B. durch die Arbeitspunkteinstellung mit einem 4-Widerstandsnetzwerk mit Stromgegenkopplung oder die Einstellung des Emittersstroms durch eine Stromquelle erreicht.

## 1.7 Bestimmung der Grundschaltungsparameter

Die Parameter werden nach dem physikalischen Ersatzschaltbild des Bipolartransistors ohne parasitäre Kapazitäten bestimmt. Bei der Kleinsignalanalyse werden alle Kapazitäten sowie Spannungsquellen als Kurzschlüsse behandelt.

### 1.7.1 Emitterschaltung

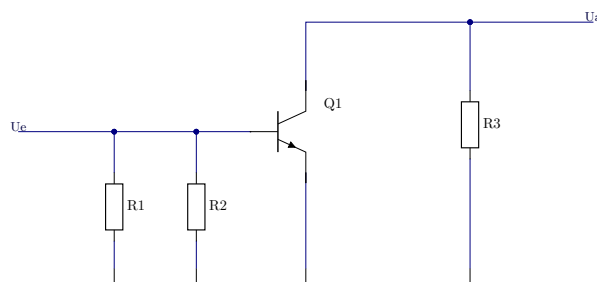


Abbildung 6: Kleinsignalersatzschaltbild der Emitterschaltung (Abb. 3)

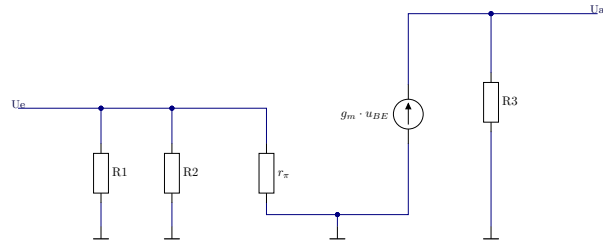


Abbildung 7: ESB Abb. 6, Transistor durch phys. ESB ersetzt

Eingangswiderstand:

$$r_e = \frac{U_e}{I_e} = R_1 // R_2 // r_\pi$$

Ausgangswiderstand:

$$r_a = \frac{U_a}{I_a} = r_0 // R_3$$

Spannungsverstärkung:

$$V_u = \frac{U_2}{U_1}$$

$$U_2 = g_m \cdot u_{BE} \cdot (r_0 // R_3) = g_m \cdot U_1 \cdot (r_0 // R_3)$$

$$V_u = g_m \cdot (r_0 // R_3)$$

Stromverstärkung:

$$V_i = \frac{I_2}{I_1}$$

$$I_1 = \frac{U_1}{r_\pi} + U_1 \left( \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_1} \right)$$

$$I_B = \frac{U_1}{r_\pi} = I_1 - U_1 \left( \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_1} \right)$$

$$I_2 = g_m \cdot U_1 \rightarrow U_1 = \frac{I_2}{g_m}$$

$$\frac{I_2}{g_m \cdot r_\pi} = I_1 - \frac{I_2}{g_m} \left( \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_1} \right)$$



$$\frac{1}{g_m \cdot r_\pi} = \frac{I_1}{I_2} - \frac{1}{g_m} \left( \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_1} \right)$$

$$\frac{I_2}{I_1} = V_i = \frac{1}{\frac{1}{g_m} \left( \frac{1}{r_\pi} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_1} \right)}$$

Leistungsverstärkung:

$$V_p = \frac{P_2}{P_1} = \frac{U_2 \cdot I_2}{U_1 \cdot I_1} = V_u \cdot V_i$$

$$V_p = \frac{g_m^2 \cdot (r_0 // R_3)}{\frac{1}{r_\pi} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_1}}$$

### 1.7.2 Kollektorschaltung

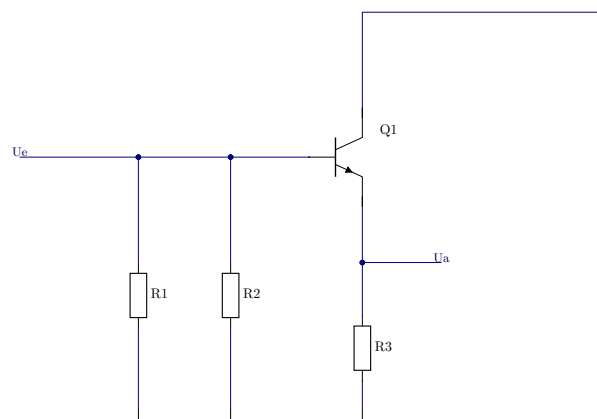


Abbildung 8: Kleinsignalersatzschaltbild der Kollektorschaltung (Abb. 4)

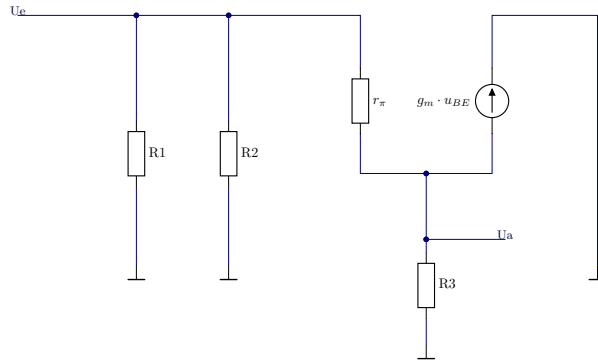


Abbildung 9: ESB Abb. 8, Transistor durch phys. ESB ersetzt

Eingangswiderstand

$$r_e = \frac{U_1}{I_1}$$

$$r_e = R_1 // R_2 // (r_\pi + \beta_N R_3)$$

Ausgangswiderstand

$$r_a = \frac{U_2}{I_2} \Big|_{U_1=0}$$

$$U_2 = U_{BE}$$

$$r_a = R_3 // \frac{r_\pi}{\beta_N + 1}$$

$$r_a \approx \frac{1}{g_m}$$

Spannungsverstärkung

$$V_u = \frac{U_2}{U_1}$$

$$V_u = \frac{1}{1 + \frac{1}{g_m \cdot R_3}} \approx 1$$

### 1.7.3 Basisschaltung

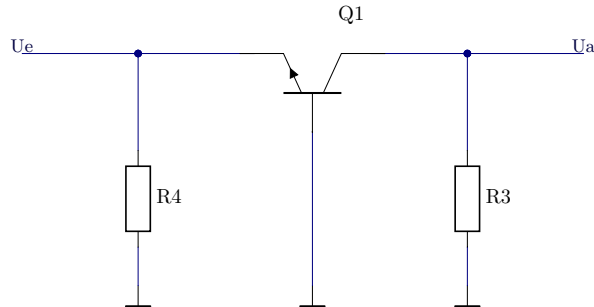


Abbildung 10: Kleinsignalersatzschaltbild der Basisschaltung (Abb. 5)

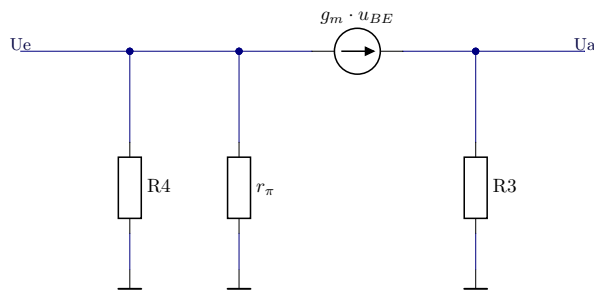


Abbildung 11: ESB Abb. 10, Transistor durch phys. ESB ersetzt

Eingangswiderstand

$$r_e = \frac{U_1}{I_1}$$

$$0 = I_1 + \frac{U_1}{R_4} + \frac{U_1}{r_\pi} + g_m U_{BE}$$

$$I_1 = -\frac{U_1}{R_4} - \frac{U_{BE}}{r_\pi} - g_m U_{BE}$$

$$U_{BE} = -U_1$$

$$I_1 = \frac{U_1}{R_4} + \frac{U_1}{r_\pi} + g_m U_1$$

$$\frac{I_1}{U_1} = \frac{1}{R_4} + \frac{1}{r_\pi} + g_m$$

$$r_e = \frac{1}{\frac{1}{R_4} + \frac{1}{r_\pi} + g_m}$$

$$g_m = \frac{B_n}{r_\pi}$$

$$r_e = \frac{1}{\frac{1}{R_4} + \frac{1}{r_\pi}(1 + B_N)}$$

$$r_e = \frac{1}{R_4} // (r_\pi (\frac{1}{1 + B_N}))$$

Ausgangswiderstand

$$r_a = \frac{U_2}{I_2} \Big|_{U_e=0}$$

$$I_2 = g_m U_{BE} + \frac{U_2}{R_3 // r_0}$$

$$U_{BE} = 0$$

$$r_a = R_3 // r_0$$

Spannungsverstärkung

$$V_u = \frac{U_2}{U_1}$$

$$U_2 = -g_m \cdot U_{BE} (R_3 // r_0)$$

$$U_{BE} = -U_1$$

$$\frac{U_2}{U_1} = V_u = g_m (R_3 // r_0)$$

## 1.8 Messtechnische Bestimmung der Ein- und Ausgangsparameter

### 1.8.1 Bestimmung des Eingangswiderstands

Allgemein gelingt die Widerstandsmessung indirekt durch eine Spannungs- und Strommessung und anschließende Division der gemessenen Größen.

### 1.8.2 Bestimmung des Ausgangswiderstands

Der Zusammenhang zwischen Lastwiderstand und Ausgangswiderstand des Verstärkers ist linear (Zweipol)

$$R_a = \frac{U_{a,0} - U_{a,Last}}{I_{a,Last}}$$
$$R_a = \frac{U_{a,0} - U_{a,Last}}{U_{a,Last}} \cdot R_L$$
$$R_a = R_L \cdot \left( \frac{U_{a,0}}{U_{a,Last}} - 1 \right)$$

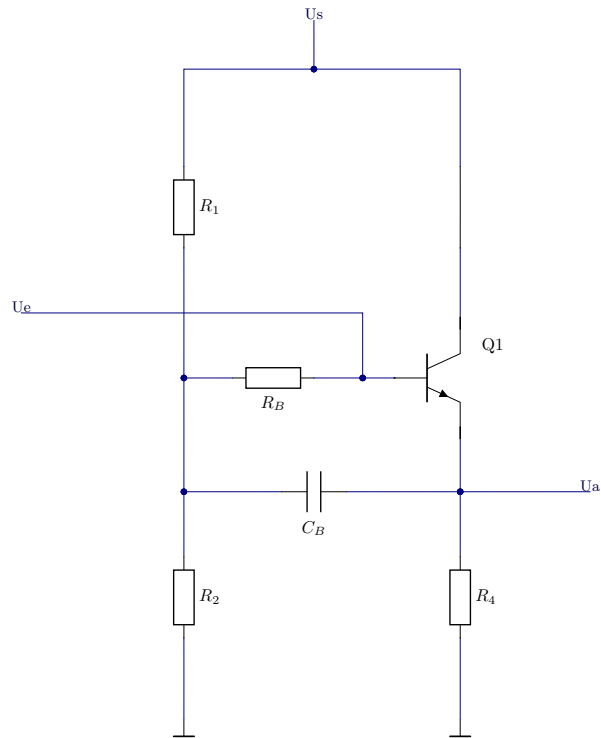
Wobei  $U_{a,0}$  die Leerlaufspannung am Ausgang,  $U_{a,Last}$  die Spannung am Ausgang bei Belastung mit dem Lastwiderstand  $R_L$ , und  $R_a$  der Ausgangswiderstand des Verstärkers ist.

Aus der Gleichung lässt sich erkennen, dass  $R_a = R_L$  wenn  $U_{a,Last} = U_{a,0}/2$  ist. D.h. die Ausgangsspannung  $U_{a,Last}$  kann bei Belastung mit einem bekannten Lastwiderstandswert gemessen und anschließend in der obigen Gleichung verwendet werden oder sie kann auf den halben Wert der Leerlaufausgangsspannung durch einen variablen Lastwiderstand eingestellt werden, wonach eine Messung des Lastwiderstandes folgt.

### 1.8.3 Bestimmung der Verstärkungen

Da die Verstärkungen frequenzabhängig sind und somit das Verhältnis von Ein- und Ausgangsspannung (wechselspannungsmäßig) nicht konstant ist, muss man messtechnisch die Übertragungsfunktion ermitteln, was beispielsweise durch das Durchlaufen mehrerer Signalfrequenzen und anschließender Darstellung der Ausgangsamplituden/-differenz erreicht werden kann (wobbeln).

## 1.9 Bootstrapschaltung



Bootstrapping ist eine Art der positiven Rückkopplung mit dem Ziel den Eingangswiderstand der Schaltung zu erhöhen.

Bei der Kollektorschaltung kann dies von Vorteil sein, da sie einen relativ geringen Eingangswiderstand besitzt. Zur Kopplung wird ein Kondensator  $C_B$  zwischen Ausgang und Basis geschaltet. Eine schnelle Änderung des Ausgangssignals wirkt sich durch den Kondensator ebenso auf den Eingang/die Basis aus, wobei beachtet werden muss, dass dieser so dimensioniert ist, dass er bei der kleinsten Signalfrequenz einen Kurzschluss darstellt.

Da die Verstärkung der Kollektorschaltung kleiner als eins (z.B. 0.97) ist, beginnt der Verstärker nicht zu schwingen, wie es sonst bei Mitkopplungen üblich wäre. Das Eingangssignal tritt mit leicht geringerer Amplitude im Eingangskreis erneut auf, sodass der Strom durch den

Widerstand  $R_B$ , welcher den Basisspannungsteilerpunkt mit der Basis verbindet, sehr gering ist, wodurch der scheinbare Wert von  $R_B$  erhöht wird.

Der effektive (Kleinsignal-) Wert von  $R_B$  ist

$$R_{B,eff} = \frac{R_B}{1 - V_u}$$

### 1.10 Frequenzverhalten

Das Frequenzverhalten des Bipolartransistors wird durch die Sperrschichtkapazität  $C_{BC}$ , welche im Normalbetrieb dominiert, sowie die Diffusionskapazität  $C_{BE}$  bestimmt, da diese im Ersatzschaltbild frequenzabhängige Widerstände darstellen.

### 1.11 Grenzfrequenz und Bandbreite

Man kann den Betrag der Stromverstärkung  $\beta$  des Bipolartransistors über der Frequenz (z.B. im Bode-Diagramm) auftragen. Der Einfluss der parasitären Kapazitäten resultiert in einem tiefpassartigen Verlauf der Stromverstärkung. Markante Punkte sind die Grenzfrequenz, bei welcher die Verstärkung um den Faktor  $\frac{1}{\sqrt{2}}$  (halbierte Leistung) fällt, sowie die Transitfrequenz, bei welcher der Betrag der Verstärkung gleich eins ist.

Die Bandbreite beschreibt die Differenz zwischen der maximalen und der minimalen Frequenz, die eine Dämpfung der Stromverstärkung um  $\frac{1}{\sqrt{2}}$  aufweisen (obere und untere Grenzfrequenz).

### 1.12 Millertheorem

Das Millertheorem besagt, dass sich eine zwischen Ein- und Ausgangskreis befindliche Impedanz durch zwei separate, jeweils im Ein- und Ausgangskreis befindliche, Impedanzen ersetzen lässt. Dies ist bei der Analyse des Kleinsignalersatzschaltbildes mit parasitären Kapazitäten

(Abb. 2) hilfreich, da dort die Sperrschichtkapazität  $C_{BC}$  den Ausgangskreis mit dem Eingangskreis koppelt. Sie lässt sich in zwei resultierende Miller-Kapazitäten transformieren.

$$I_1 = \frac{U_1 - U_2}{Z} = \frac{U_1 - V_u \cdot U_1}{Z} = \frac{U_1(1 - V_u)}{Z} = \frac{U_1}{\underbrace{\frac{Z}{1 - V_u}}_{Z'}}$$

$$Z' = \frac{Z}{1 - V_u}$$

analog gilt für die ausgangsseitige Impedanz

$$Z'' = \frac{Z}{1 - \frac{1}{V_u}}$$

setzt man

$$Z = \frac{1}{j\omega C_{BC}}$$

für die Sperrschichtmillerkapazitäten, erhält man

$$C'_{BC} = C_{BC}(1 - V_u)$$

$$C''_{BC} = C_{BC}(1 - \frac{1}{V_u})$$

### 1.13 Grenzfrequenz der Emitterschaltung

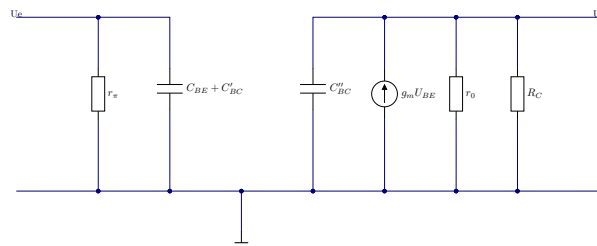


Abbildung 12: ESB der Emitterschaltung mit Millerkapazitäten

Die obere Grenzfrequenz der Schaltung wird durch die parasitären Kapazitäten des Bipolartransistors bestimmt, die untere durch die Koppelkondensatoren der Schaltung



Eingangskreis:

$$0 = \frac{U_1}{r_\pi} + U_1 j\omega(C'_{BC} + C_{BE}) - I_b$$

Ausgangskreis:

$$0 = g_m U_1 + \frac{U_a}{r_0 // R_C} - U_a j\omega C''_{BC}$$

Übertragungsfunktion

$$\frac{U_a}{U_e} = \frac{\frac{1}{r_\pi} + j\omega(C'_{BC} + C_{BE}) - g_m}{\frac{1}{r_0 // R_C} - j\omega C''_{BC}}$$

Grenzfrequenz

$$\omega_{gr} = \frac{1}{(C_{BE} + C'_{BC})r_\pi}$$

$$\left( \omega_{gr} = \frac{1}{(C'_{BC} + C_{BE}) \cdot \frac{1}{g_m} - r_0 C''_{BC}} \right) ?$$



BAUELEMENTE UND SCHALTUNGEN II

# ES1: Bipolartransistor- Grundsaltungen

Versuchsaufgaben

*Autoren:* Sebastian PRÜTER  
Lukas HOCHBAUM  
Richard GRÜNERT  
Lukas TRAMS

10.5.2020

## 2 Versuchsaufgaben

### 2.2 Arbeitspunktbestimmung

Die Ströme und Spannungen konnten teilweise nur indirekt gemessen werden und mussten daher aus mehreren Messungen berechnet werden.

#### 2.2.1 ES\_IGK1

Der Kollektorstrom  $I_C$  der Schaltung wurde durch die Messung der Spannung über dem Widerstand  $R_3$  ( $V_2 - U_C$ ) und entsprechender Division durch dessen Widerstandswert ermittelt.

$$I_C = \frac{V_2 - U_C}{R_3} = \frac{12.01 \text{ V} - 6.38 \text{ V}}{1.3 \text{ k}\Omega} = 4.33 \text{ mA}$$

Die Kollektorspannung konnte dann über Messung des Emitterpotentials  $U_E$  gegen Masse und Differenzbildung mit dem vorher bestimmten Wert  $U_C$  bestimmt werden.

$$U_{CE} = U_C - U_E = 6.38 \text{ V} - 0.436 \text{ V} = 5.944 \text{ V}$$

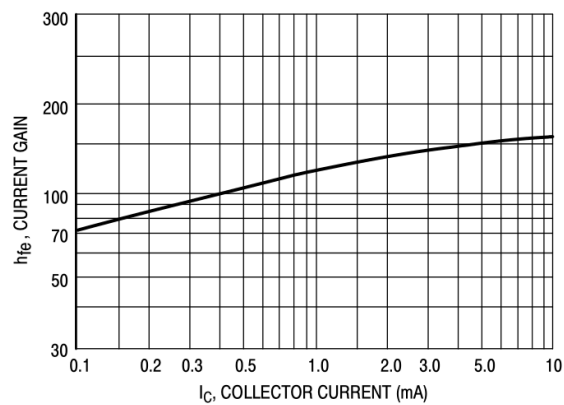
Der Basisstrom ist die Differenz aus dem Strom durch  $R_1$  und dem Strom durch  $R_2$ .

$$I_B = \frac{V_2 - U_B}{R_1} - \frac{U_B}{R_2} = \frac{12 \text{ V} - 1.149 \text{ V}}{43 \text{ k}\Omega} - \frac{1.149 \text{ V}}{5.1 \text{ k}\Omega} = 27.58 \text{ }\mu\text{A}$$

Die statische Stromverstärkung ist damit

$$B = \frac{I_C}{I_B} = \frac{4.33 \text{ mA}}{27.58 \text{ }\mu\text{A}} = 157$$

Aus dem Datenblatt des 2N3904 Bipolartransistors lässt sich bei einem Kollektorstrom von etwa  $I_C = 4 \text{ mA}$  und einer Kollektor-Emitter-Spannung von  $U_{CE} = 10 \text{ V}$  ein Stromverstärkungsfaktor von  $B = 150$  ablesen. (Datenblatt onsemi Abb. 11).



**Figure 11. Current Gain**

Abbildung 13: Quelle: <http://onsemi.com>

### 2.2.2 ES\_IUGK1

Die Arbeitspunktwerte der zweiten und dritten Schaltung wurden entsprechend 2.2.1 bestimmt.

|       |        |
|-------|--------|
| $U_C$ | 6.06 V |
| $U_E$ | 0.53 V |
| $U_B$ | 1.23 V |

Tabelle 1: Zwischenwerte der Schaltung ES\_IUGK1

|          |               |
|----------|---------------|
| $I_C$    | 5.23 mA       |
| $U_{CE}$ | 5.53 V        |
| $I_B$    | 24.15 $\mu$ A |
| $B$      | 216           |

Tabelle 2: Arbeitspunktwerte der Schaltung ES\_IUGK1

### 2.2.3 KS\_BOS1

|          |         |
|----------|---------|
| $U_C$    | 12.01 V |
| $U_E$    | 4.37 V  |
| $U_B$    | 5 V     |
| $U_{R1}$ | 6.9 V   |
| $U_{R3}$ | 0.63 V  |

Tabelle 3: Zwischenwerte der Schaltung KS\_BOS1

|          |              |
|----------|--------------|
| $I_C$    | 1.45 mA      |
| $U_{CE}$ | 7.91 V       |
| $I_B$    | 4.26 $\mu$ A |
| $B$      | 340.38       |

Tabelle 4: Arbeitspunktwerte der Schaltung KS\_BOS1

## 2.3 Emitterschaltung mit Stromgegenkopplung: ES\_IGK1

### 2.3.1 Spannungsverstärkung

Die Werte zur Bestimmung der Spannungsverstärkungen wurden bei einer Eingangsspannung von  $U_{\text{RMS}} = 5 \text{ mV}$  und einer Frequenz von  $f_e = 1 \text{ kHz}$  bestimmt. Der Lastwiderstand wurde von  $100 \text{ k}\Omega$  bis  $1 \text{ k}\Omega$  variiert. Die Spannungsverstärkungen bei den jeweiligen Lastwiderstandswerten ist dann der Quotient aus Ausgangs- und Eingangsspannung. Die Spannungswerte wurden als RMS-Werte am Oszilloskop gemessen. Der interne Lastwiderstand beträgt  $R_{\text{L, intern}} = 100 \text{ k}\Omega$ .

| $U_e/\text{mV}$ | $U_a/\text{mV}$ | $R_{L,\text{gesamt}}/\text{k}\Omega$ | $V_u$  |
|-----------------|-----------------|--------------------------------------|--------|
| 4.99            | 810.96          | 100                                  | 162.5  |
| 4.97            | 790.5           | 33.33                                | 159.1  |
| 4.98            | 721.6           | 9.09                                 | 144.90 |
| 4.97            | 363,9           | 0.99                                 | 73.22  |

Tabelle 5: RMS-Spannungswerte und daraus resultierende Verstärkung bei verschiedenen Lastwiderständen

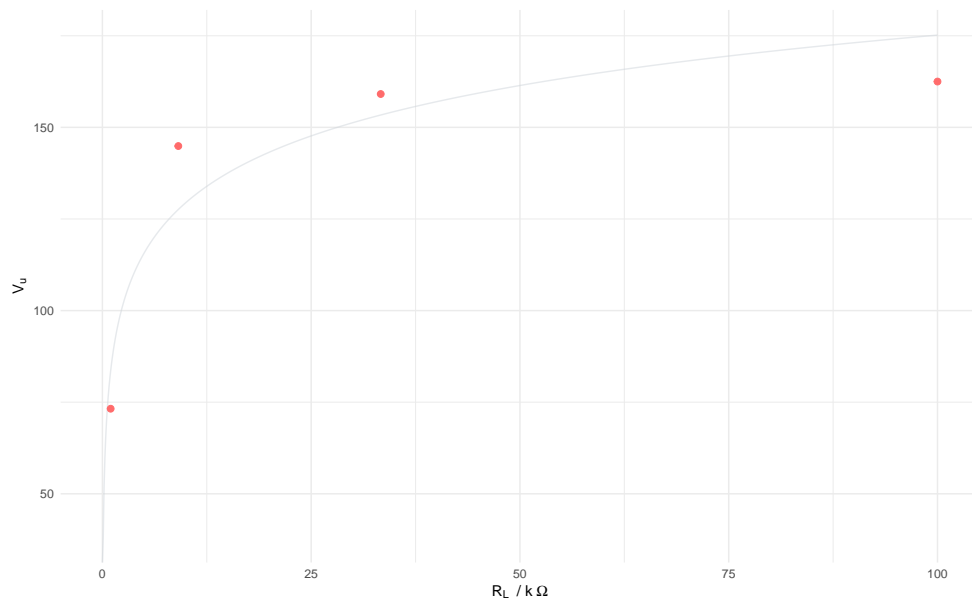


Abbildung 14: Graph der Messwerte

Der Anstieg des Graphen entspricht der Steilheit  $g_m$  des Transistors. Die Steilheit im Arbeitspunkt ist etwa

$$g_m = \frac{I_C}{U_T} = \frac{4.33 \text{ mA}}{26 \text{ mV}} = 188.26 \text{ mS}$$

Der theoretische Zusammenhang ist

$$V_u = -g_m \cdot R_L$$

Der scheinbar lineare Zusammenhang ist aus dem Messwertgraphen jedoch nicht erkennbar. Dies liegt daran, dass der interne Kollektorwiderstand  $R_3$  als Parallelschaltung in den Gesamtlastwiderstand eingeht.

$$V_u = -g_m \cdot R_3 // R_{L,\text{extern}}$$

$R_3 = 1.3 \text{ k}\Omega$  legt hier durch die Parallelschaltung den theoretischen Grenzwert der Spannungsverstärkung fest.

$$|V_{u,\text{max}}| = 188.26 \text{ mS} \cdot 1.3 \text{ k}\Omega \approx 245$$

Bei hohen externen Widerstandswerten dominiert der Widerstand  $R_3$  in der Parallelschaltung, wodurch der Gesamtlastwiderstand etwa  $R_3$  ist, die Verstärkung läuft gegen einen konstanten Wert. Bei geringen Widerstandswerten muss die Parallelschaltung berücksichtigt werden.

Durch Berücksichtigung des Kollektorwiderstandes erhält man dann den erwarteten Zusammenhang.

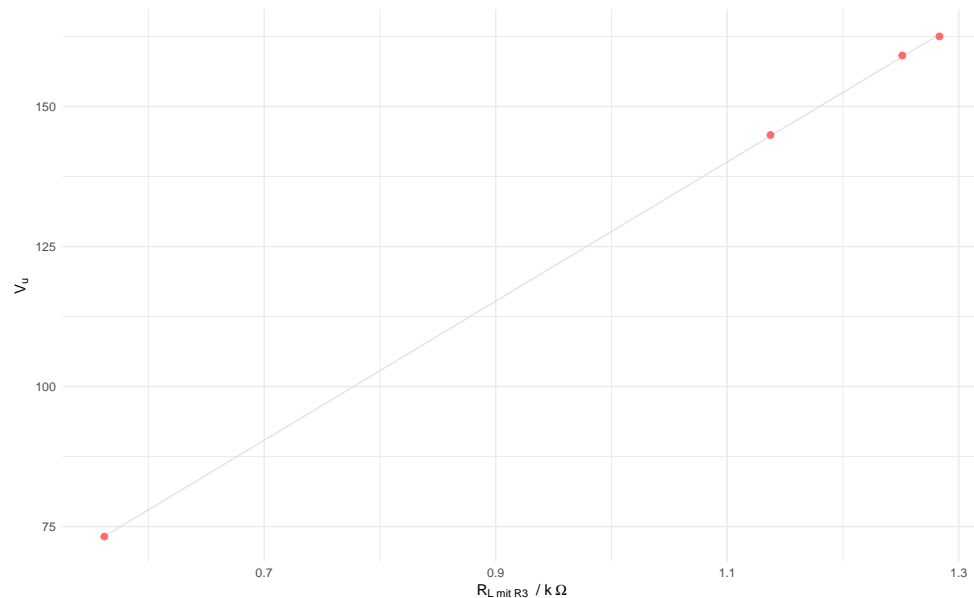


Abbildung 15: Graph der Messwerte, korrigiert

Die resultierende Steilheit ist somit:

$$g_m \approx 128 \text{ mS}$$

(Da die Eingangsspannung den Kollektorstrom jedoch etwas verschiebt, ist die Steilheit nicht konstant, was zu einer Abweichung des theoretisch linearen Verhaltens führt. Außerdem wurde der Ausgangswiderstand des Transistors nicht berücksichtigt)

### 2.3.2 Eingangswiderstand

Mithilfe der U/2-Methode wurde der Eingangswiderstand der Schaltung bei konstantem Lastwiderstand von  $100 \text{ k}\Omega$  (kein externer Widerstand) und einer Frequenz von  $1 \text{ kHz}$  bestimmt.

$$U_{a1} = \frac{U_a}{2} = 413 \text{ mV}$$

Der dabei ermittelte Eingangswiderstand ist

$$r_e = 800 \Omega$$

### 2.3.3 Ausgangswiderstand

Der Ausgangswiderstand bestimmt sich über die umgestellte Spannungsteilerformel am Ausgangskreis.  $U_{a0}$  ist die Leerlaufspannung, ohne Belastung.  $U_{a1}$  die Ausgangsspannung bei Belastung mit  $R_L$ .

$$U_{a1} = U_{a0} \cdot \frac{R_L}{r_a + R_L}$$

$$r_a = R_L \left( \frac{U_{a0}}{U_{a1}} - 1 \right)$$

$$U_{a0} = 821.45 \text{ mV}$$

$$U_{a1} = 731.50 \text{ mV}$$



$$r_a = 100 \text{ k}\Omega \left( \frac{\text{mV}}{\text{mV}} - 1 \right) = \text{k}\Omega$$

### 2.3.4 Amplituden-Frequenzgang

Der Amplituden-Frequenzgang wurde durch das Durchlaufen der Eingangsspannungsfrequenzen von 0 bis 10 kHz und die Messung der Ausgangsspannungswerte (RMS) bei einer Eingangsspannung von  $U_e = 5 \text{ mV}_{\text{RMS}}$  ermittelt.

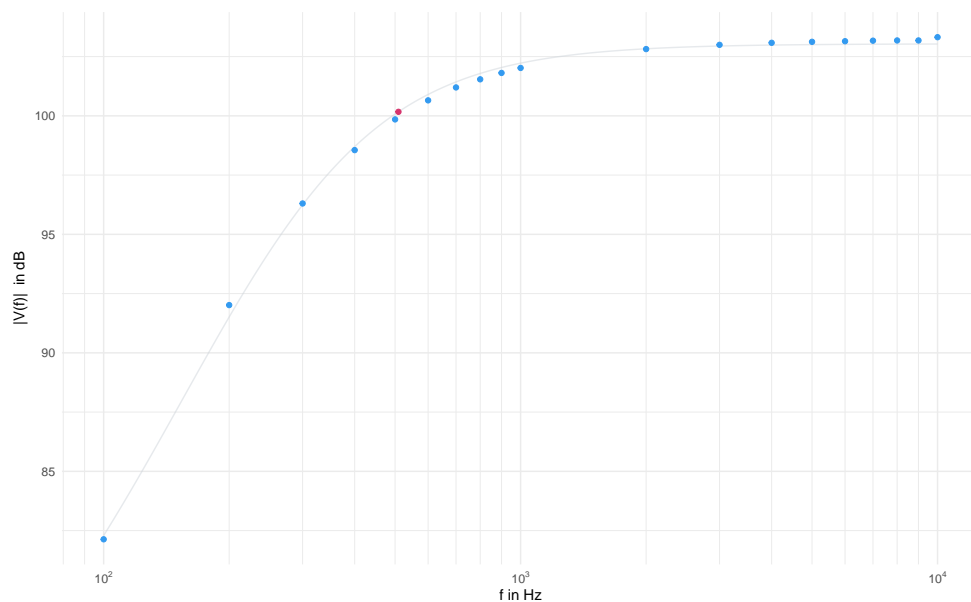


Abbildung 16: Amplitudenfrequenzgang der Messung

Die durch Regression ermittelte Grenzfrequenz ist

$$f_g = 500 \text{ Hz}$$

Vor der Grenzfrequenz steigt die Verstärkung mit etwa 25 dB pro Dekade. Weit hinter der Grenzfrequenz nimmt sie den entsprechenden Wert aus 2.3.1 an.

$C_E$  ( $C_3$ ) stellt wechselstromseitig einen Kurzschluss dar, wodurch der Emitterwiderstand diesbezüglich wegfällt und die Verstärkung für Wechselspannungen deren Frequenz hoch genug ist nicht beeinflusst. Bei niedrigeren Frequenzen ist die Reaktanz des Kondensators jedoch nicht ausreichend gering, um den Einfluss von  $R_E$  vollständig zu beseitigen.