

Elektronische Schaltungen SS 2022

5. Übungsblatt - Lösungen

Grundlagen analoger Schaltungstechnik

Aufgabe 1 (Gegenkopplung)

a) Emitterschaltung mit Stromgegenkopplung

b) **Berechnung von R_{B1} :**

Durch $I_B \ll I_Q$ muss nur der unbelastete Spannungsteiler für die Berechnung herangezogen werden muss. Da außerdem $I_C \gg I_B$ gilt, kann $I_E \approx I_C$ angenommen werden.

Berechnung des Spannungsteilers ergibt:

$$\frac{U_{RB2}}{U_b} = \frac{R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}}$$

Berechnung der unbekanntten Spannung U_{RB2} über

$$U_{RB2} = 0,7 \text{ V} + U_{RE} = 0,7 \text{ V} + R_E \cdot I_C = 2,9 \text{ V}$$

ergibt für den Widerstand R_{B2}

$$R_2 = \frac{R_2 \cdot (U_b - U_{R2})}{U_{R2}} \approx 209 \text{ k}\Omega.$$

Berechnung von R_C :

$$\begin{aligned} U_b &= I_C \cdot (R_C + R_E) + U_{CE} \\ \rightarrow R_C &= \frac{U_b - U_{CE}}{I_C} - R_E = 3,9 \text{ k}\Omega \end{aligned}$$

c) Das Kleinsignalersatzschaltbild ist in Abbildung 1 zu sehen.

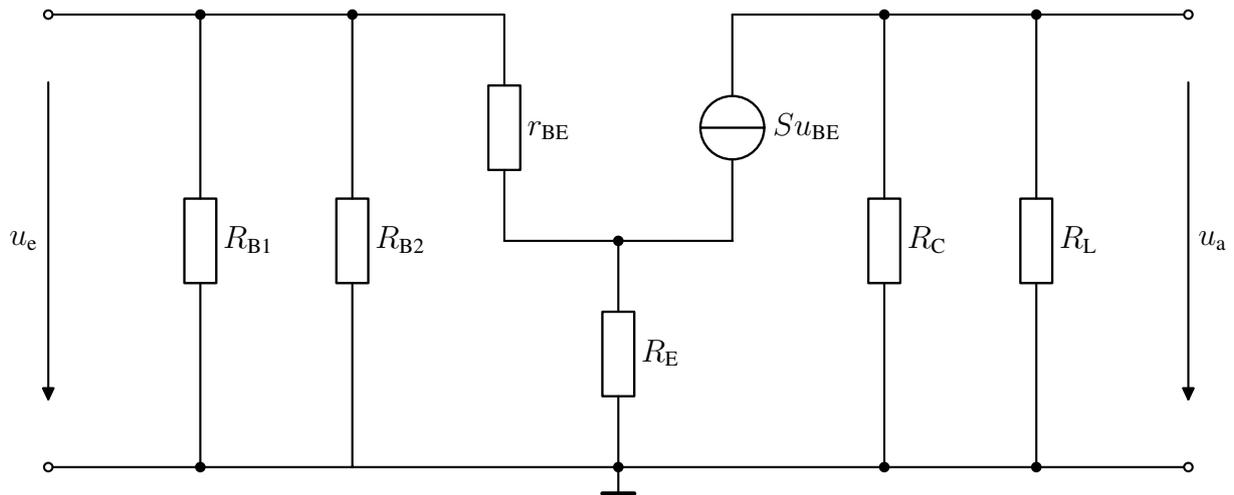


Abbildung 1

d) Der Kleinsignal-Eingangswiderstand r_e berechnet sich zu

$$r_e = R_{B1} \parallel R_{B2} \parallel (r_{BE}(1 + S \cdot R_E))$$

$$\text{mit } r_{BE} = \frac{U_T}{I_B} = \frac{\beta \cdot U_T}{I_C} = 3,8 \text{ k}\Omega$$

$$\text{mit } S = \frac{I_C}{U_T} = 77 \text{ mS}$$

$$\text{mit } R_{B1} \parallel R_{B2} = 40,3 \text{ k}\Omega$$

$$r_e = 35,8 \text{ k}\Omega$$

e) Der Kleinsignal-Ausgangswiderstand r_a ergibt sich zu:

$$r_a = R_C \parallel R_L$$

$$\text{für } R_L = \infty \rightarrow r_a = R_C = 3,9 \text{ k}\Omega$$

$$\text{für } R_L = 3,9 \text{ k}\Omega \rightarrow r_a = 1,95 \text{ k}\Omega$$

Die Kleinsignal-Spannungsverstärkung A_0 berechnet sich somit zu:

$$A_0 = \frac{u_a}{u_e} = -\frac{S \cdot r_a}{1 + S \cdot R_E}$$

$$\text{mit } S \cdot R_E \gg 1$$

$$A_0 \approx \frac{r_a}{R_E}$$

$$\text{für } R_L = \infty \rightarrow A_0 = -3,55$$

$$\text{für } R_L = 3,9 \text{ k}\Omega \rightarrow A_0 = -1,77$$

f) Die Emitterschaltung mit Stromgegenkopplung besitzt im Vergleich zu einer Emitterschaltung eine geringeren Temperaturabhängigkeit und die Verstärkung ist nur noch von der äußeren Beschaltung abhängig. Der Nachteil der Schaltung ist die kleinere Verstärkung.

Aufgabe 2 (Frequenzverhalten)

Teil 1

a) Das Kleinsignalersatzschaltbild ist in Abb. 2 zu sehen.

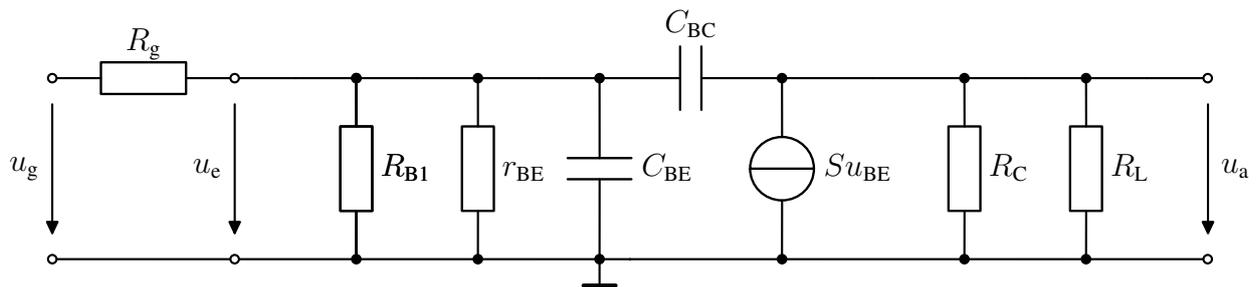


Abbildung 2

b) Zuerst wird die Niederfrequenz-Spannungsverstärkung A_0 berechnet:

$$A_0 = \frac{u_a}{u_e} = -S \cdot r_a = -S \cdot (R_C \parallel R_L)$$

$$\text{mit } S = \frac{I_C}{U_T} = 77 \text{ mS}$$

$$= -77 \text{ mS} \cdot 100 \Omega = -7,7$$

Um die Niederfrequenz-Betriebsspannungsverstärkung A_{B0} zu berechnen, muss noch u_e/u_g berechnet werden:

$$\frac{u_e}{u_g} = \frac{R_{B1} \parallel r_{BE}}{R_g + R_{B1} \parallel r_{BE}}$$

$$\text{mit } R_{B1} \parallel r_{BE} \gg R_g$$

$$\frac{u_e}{u_g} = 1 \rightarrow u_e \approx u_g$$

Da $u_e \approx u_g$ entspricht die Niederfrequenz-Betriebsspannungsverstärkung der Niederfrequenz-Spannungsverstärkung:

$$A_{B0} = A_0 = -S \cdot (R_C \parallel R_L) = -7,7$$

c) Über das Miller-Theorem kann die Impedanz der Millerkapazität am Eingang folgendermaßen berechnet werden:

$$Z_1 = \frac{\frac{1}{j\omega C_{BC}}}{1 - A_0} = \frac{1}{j\omega C_{BC}(1 - A_0)}$$

Daraus ergibt sich die Millerkapazität am Eingang zu:

$$C_1 = C_{BC}(1 + S \cdot R_C \parallel R_L) = 4,35 \text{ pF}$$

Die Eingangskapazität ergibt sich aus der Parallelschaltung aus C_1 und C_{BE} zu:

$$C_e = C_{BE} + C_{BC}(1 + S \cdot R_C \parallel R_L) = 7,35 \text{ pF}$$

Am Ausgang ergibt sich die Impedanz der Millerkapazität zu:

$$Z_2 = \frac{\frac{1}{j\omega C_{BC}} \cdot A_0}{A_0 - 1} = \frac{1}{\frac{j\omega C_{BC}(A_0 - 1)}{A_0}}$$

Die Millerkapazität am Ausgang entspricht gleichzeitig der gesamten Ausgangskapazität und berechnet sich zu:

$$C_2 = C_a = C_{BC} \left(1 - \frac{1}{A_0} \right) = 565 \text{ fF}$$

Das resultierende vereinfachte ESB ist in Abb. 3 zu sehen.

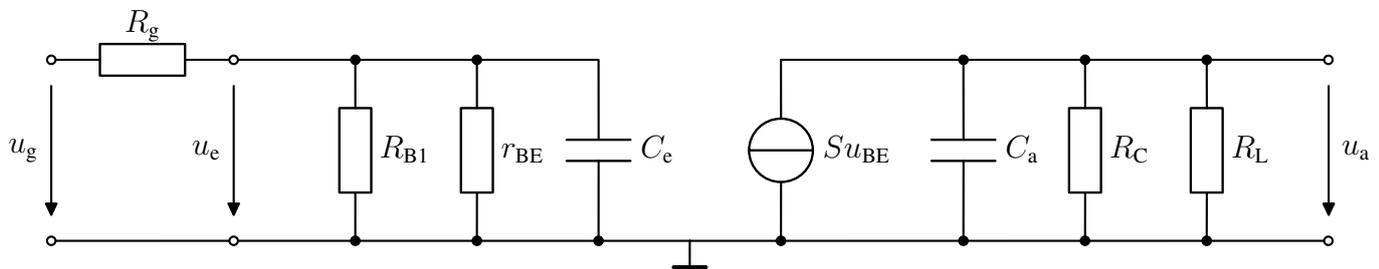


Abbildung 3

d) Die 3 dB-Grenzfrequenz ergibt sich aus dem Tiefpass am Eingang:

$$f_{3\text{dB}} = \frac{1}{2\pi \cdot C_e \cdot R_{e,\text{TP}}}$$

mit $R_{e,\text{TP}} = r_{\text{BE}} \parallel R_{\text{B1}} \parallel R_{\text{g}} \approx R_{\text{g}} = 10 \Omega$
 $= 2,1 \text{ GHz}$

Der Betrag der Niederfrequenz-Spannungsverstärkung in dB ergibt sich zu:

$$|A_{\text{B0}}| = 20 \cdot \log(7,7) \approx 17,7$$

Der Betrag der Betriebsspannungsverstärkung über der Frequenz ist in Abb. 4 skizziert.

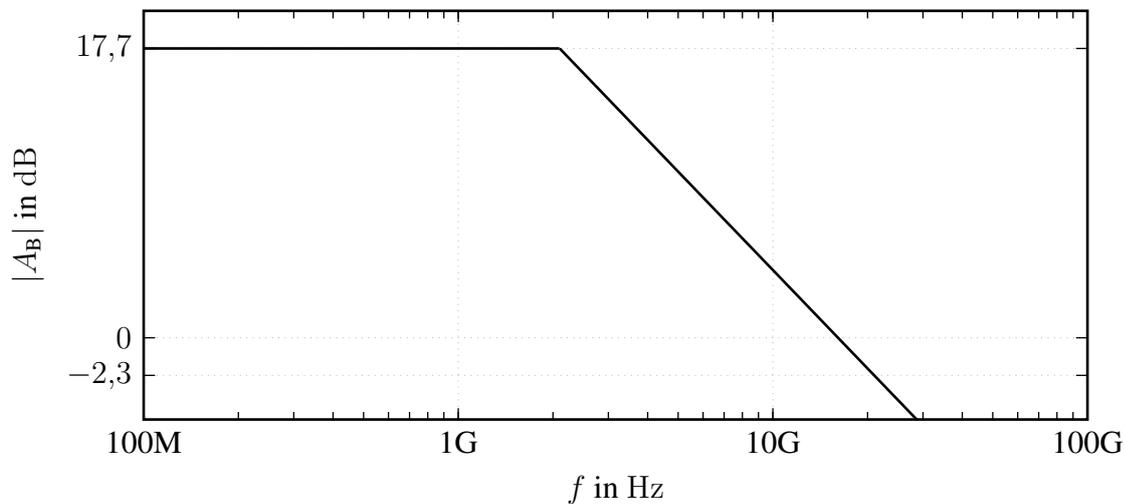


Abbildung 4

e) Die Bandbreite einer Emitterschaltung wird durch das Tiefpassverhalten aus den parasitären Kapazitäten und Widerständen begrenzt. Die Kapazität zwischen Basis und Kollektor C_{BC} hat durch den Miller-Effekt einen starken Einfluss auf die Eingangskapazität, weshalb die Bandbreite der Emitterschaltung oft durch das Tiefpassverhalten am Eingang begrenzt wird.

Teil 2

f) Die 2-stufige Verstärkerschaltung aus einer Emitter- und Basisschaltung wird Kaskode genannt.

g) Die Versorgungsspannung U_{CC} muss um die Kollektor-Emitter Spannung U_{CE} der Basisschaltung erhöht werden:

$$U_{CC} = 1,9 \text{ V} + 1,5 \text{ V} = 3,4 \text{ V}$$

Die Versorgungsspannung U_{b2} kann über die folgende Maschengleichung berechnet werden:

$$U_{b2} = I_B \cdot R_{B2} + U_{BE2} + U_{CE}$$

$$\text{mit } I_B = \frac{I_C}{\beta} = 8 \mu\text{A}$$

$$= 0,08 \text{ V} + 0,9 \text{ V} + 1,5 \text{ V} = 2,48 \text{ V}$$

h) Das vollständige Kleinsignal-ESB ist in Abb. 5 zu sehen.

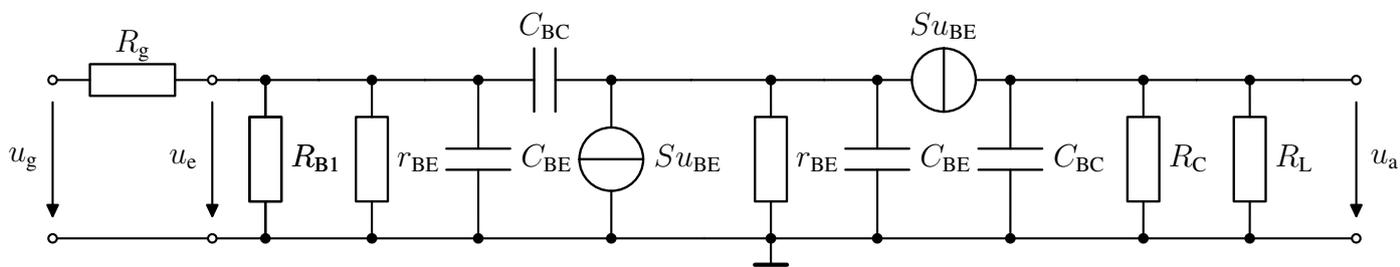


Abbildung 5

i) Die Niederfrequenz-Betriebsspannungsverstärkung A_{B0} kann aus der Kaskadierung der beiden Einzelverstärkungen (A_1 : Emitterschaltung, A_2 : Basisschaltung) berechnet werden, wobei weiterhin gilt $A_{B0} = A_0$.

$$A_{B0} = A_1 \cdot A_2 = (-S \cdot r_{a1}) \cdot (S \cdot r_{a2})$$

$$\text{mit } r_{a1} = r_{e2} = \frac{1}{S}$$

$$= -S \cdot \frac{1}{S} \cdot (S \cdot (R_C \parallel R_L))$$

$$= -S \cdot (R_C \parallel R_L) = -7,7$$

Die Niederfrequenz-Betriebsspannungsverstärkung ist somit für die Kaskoden- und Emitterschaltung gleich.

j) Die Eingangskapazität der Kaskode kann analog zur Emitterschaltung berechnet werden. Für die Eingangskapazität muss die Niederfrequenz-Spannungsverstärkung ($A_{0,1} = 1$) der ersten

Stufe verwendet werden.

$$C_e = C_{BE} + C_{BC}(1 - A_{0,1}) = 3 \text{ pF} + 0,5 \text{ pF} \cdot 2 = 4 \text{ pF}$$

Die 3 dB-Grenzfrequenz ergibt sich damit zu:

$$\begin{aligned} f_{3\text{dB}} = f_{p,e} &= \frac{1}{2\pi \cdot C_e \cdot R_{e,TP}} \approx \frac{1}{2\pi \cdot C_e \cdot R_g} \\ &= 4 \text{ GHz} \end{aligned}$$

Durch die Kaskodenschaltung wird der Miller-Effekt vermieden, wodurch die Eingangskapazität geringer wird und damit ergibt sich eine größere 3 dB-Grenzfrequenz der Kaskode im Vergleich zur Emitterschaltung bei gleicher Niederfrequenz-Betriebsspannungsverstärkung.

Aufgabe 3 (Differenzverstärker)

a) Die Transistoren T_1 und T_2 bewirken vorrangig die Differenzverstärkung. Die Transistoren T_5 und T_6 stellen die aktive Last dar und bilden mit T_5/M einen Stromspiegel. Die Transistoren T_3 und T_3/N bilden ebenfalls einen Stromspiegel.

b) $U_{a(1,2)}$ im Arbeitspunkt:

$$U_{a(1,2)} = +U_b - U_{DS(T4,T5)} = 3,3 \text{ V} - 2,3 \text{ V} = 1 \text{ V}$$

c) Die Steilheit berechnet sich zu

$$S_{(1,2)} = \beta(U_{GS} - U_{th}) = 1 \text{ mA/V}^2 \cdot (1,5 \text{ V} - 0,5 \text{ V}) = 1 \text{ mS}$$

d) Aus den angegebenen Steigungen der Ausgangskennlinien im Arbeitspunkt können die differentiellen Drain-Source Widerstände r_{DS} der Transistoren bestimmt werden.

p-Kanal:

$$\left| \frac{\partial I_D}{\partial U_{DS}} \right| = \frac{5 \mu\text{A}}{1 \text{ V}} = 5 \cdot 10^{-6} \frac{1}{\Omega} \rightarrow r_{DS(T4,T5)} = \frac{1}{5 \cdot 10^{-6} \frac{1}{\Omega}} = 200 \text{ k}\Omega$$

n-Kanal:

$$\left| \frac{\partial I_D}{\partial U_{DS}} \right| = \frac{2 \mu\text{A}}{1 \text{ V}} = 2 \cdot 10^{-6} \frac{1}{\Omega} \rightarrow r_{DS,T3} = \frac{1}{2 \cdot 10^{-6} \frac{1}{\Omega}} = 500 \text{ k}\Omega$$

e) Zur Bestimmung der Gegentaktverstärkung ist es hilfreich, das Kleinsignalersatzschaltbild zu zeichnen (siehe Abb. 6). Die Transistoren T_4 , T_5 und T_3 werden mit ihrem differentiellen Drain-Source Widerstand ersetzt. Bei einem differentiellen Eingangssignal fällt über $r_{DS,T3}$ keine Spannung ab. Somit entsteht eine virtuelle Masse an der Source der Transistoren T_1 und T_2 . Durch die Symmetrie entspricht diese Schaltung zwei Sourceschaltungen.

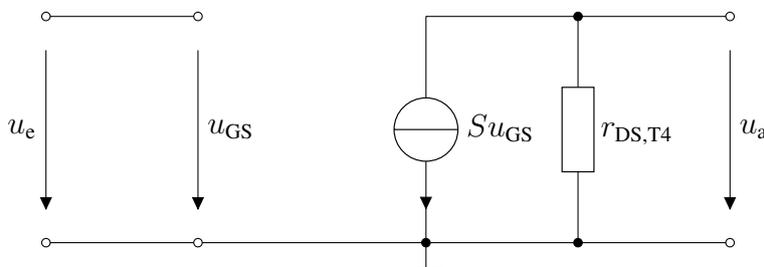


Abbildung 6

Die Gegentaktverstärkung berechnet sich zu:

$$A_D = -S_1 r_{DS,T4} = -1 \text{ mS} \cdot 200 \text{ k}\Omega = -200$$

f) Auch hier ist es sinnvoll das Kleinsignalersatzschaltbild zu zeichnen (siehe Abb. 7). Durch Ausnutzung der Symmetrie kann $r_{DS,T3}$ in zwei Source-Widerstände mit jeweils dem Wert $2r_{DS,T3}$ aufgeteilt werden. Nun fließt kein Strom zwischen der Source von T_1 und T_2 . Für Gleichtaktsignale verhält sich diese Schaltung wie zwei Sourceschaltungen mit Stromgegenkopplung.

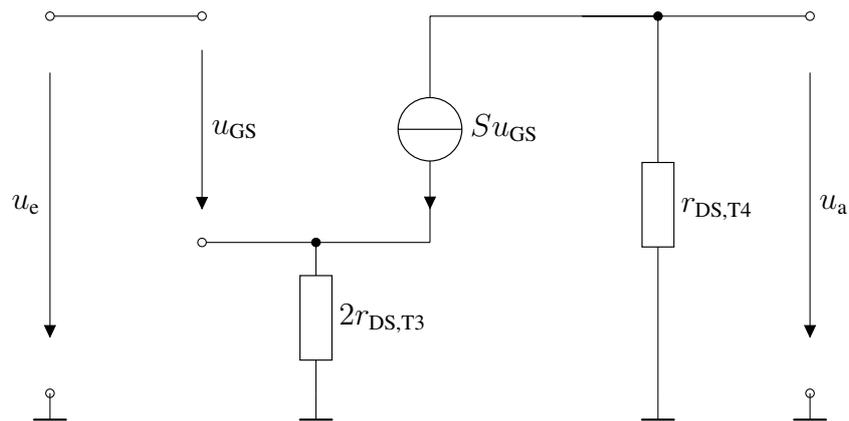


Abbildung 7

Die Gleichtaktverstärkung berechnet sich zu:

$$A_G = -\frac{r_{DS,T5}}{2r_{DS,T3}} = -\frac{200 \text{ k}\Omega}{2 \cdot 500 \text{ k}\Omega} = -0,2$$

g) Die Gleichtaktunterdrückung berechnet sich zu

$$\text{CMRR} = \frac{|A_D|}{|A_G|} = \frac{200}{0,2} = 1000.$$