

## Elektronische Schaltungen SS 2021

### 5. Übungsblatt

#### Verstärkerschaltungen

#### Aufgabe 1 (Einfache Verstärkerstufe)

a) Emitterschaltung mit Stromgegenkopplung

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

Durch  $I_B \ll I_q \rightarrow$  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 unbekanntnen 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  $R_C$ :**

$$U_b = I_C \cdot (R_C + R_E) + U_{CE}$$

$$\rightarrow R_C = \frac{U_b - U_{CE}}{I_C} - R_E = 3,9 \text{ k}\Omega$$

c) Das Kleinsignalersatzschaltbild ist in Abbildung 1 zu sehen.

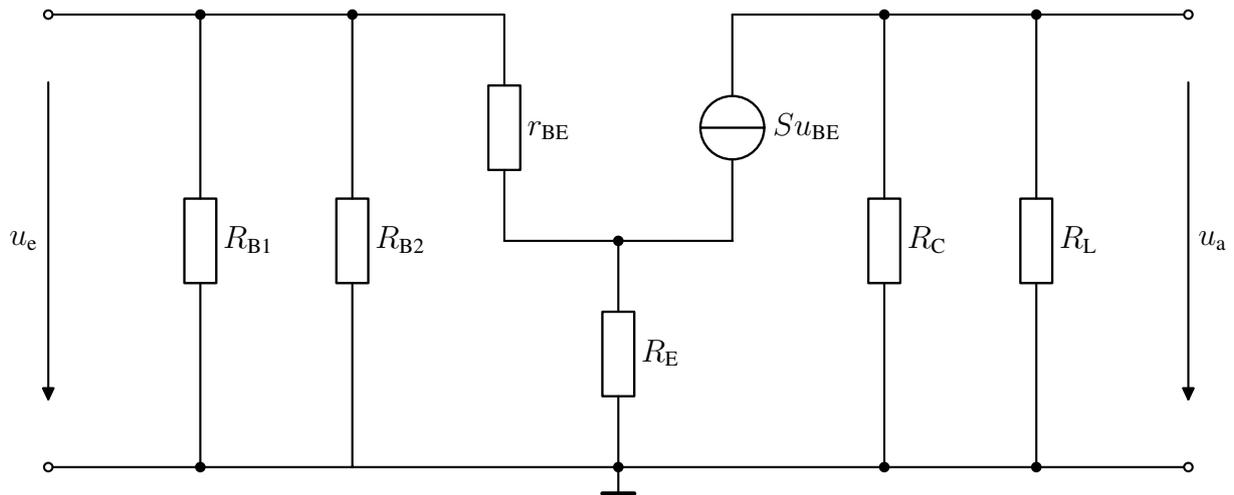


Abbildung 1

d) Der Kleinsignal-Eingangswiderstand 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) Ausgangswiderstand  $r_a$ :

$$r_a = R_C \parallel R_L$$

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

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

Kleinsignal-Spannungsverstärkung  $A$ :

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

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

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

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

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

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

## Aufgabe 2 (Frequenzverhalten von Verstärkerschaltungen)

### Teil 1

a) Das Kleinsignal-Ersatzschaltbild ist in Abb. 2 zu sehen.

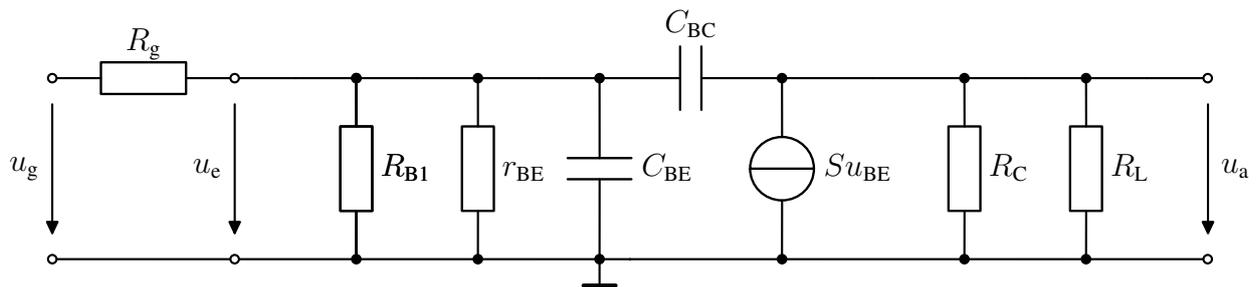


Abbildung 2

b) Zuerst wird die Niederfrequenz-Spannungsverstärkung 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 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.

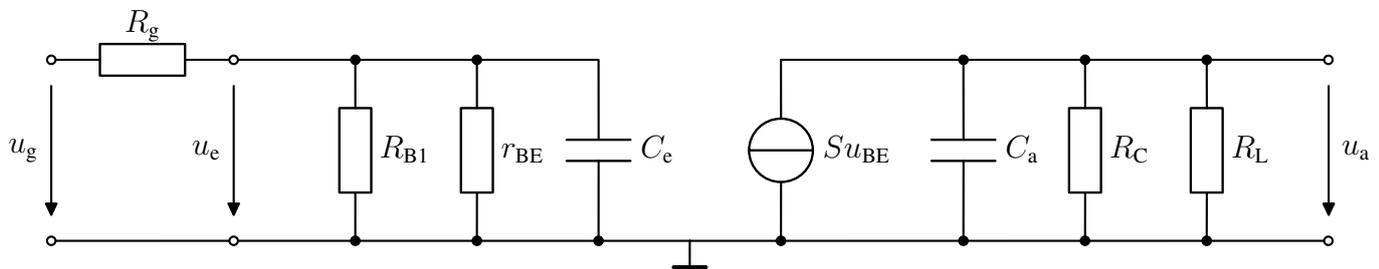


Abbildung 3

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

$$f_{3\text{dB}} = \frac{1}{2\pi \cdot C_e \cdot r_e}$$

mit  $r_e = r_{\text{BE}} \parallel R_{\text{B1}} \parallel R_g \approx R_g = 10 \Omega$   
 $= 2,1 \text{ GHz}$

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

$$|A_B|_{\text{dB}} = 20 \cdot \log(7,7) \approx 17,7$$

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

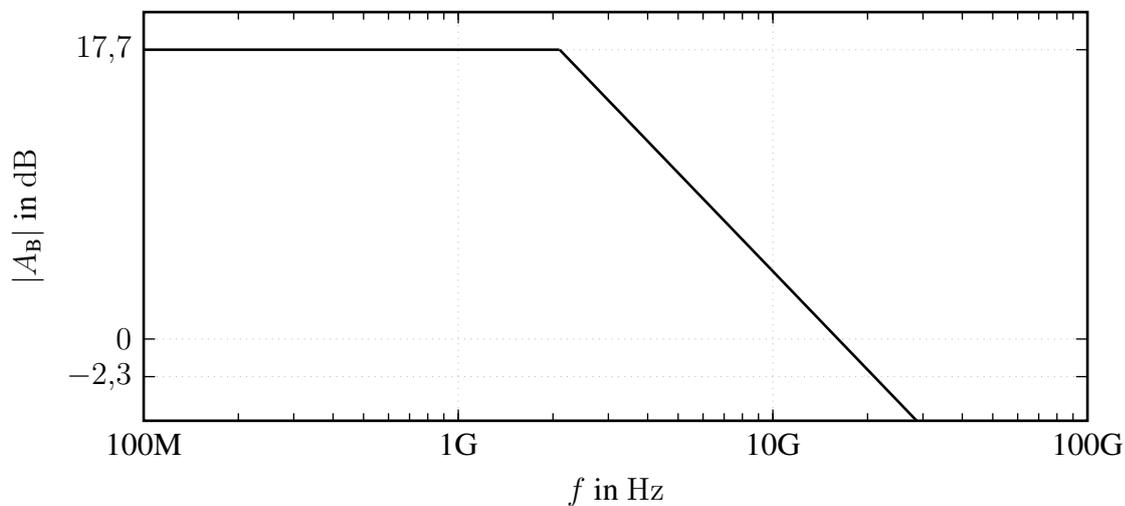


Abbildung 4

e) Die Bandbreite einer Emitterschaltung wird durch das Tiefpassverhalten aus den parasitären Kapazitäten und Widerständen begrenzt. Die Kapazität zwischen Basis und Kollektor  $C_{\text{BC}}$  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.

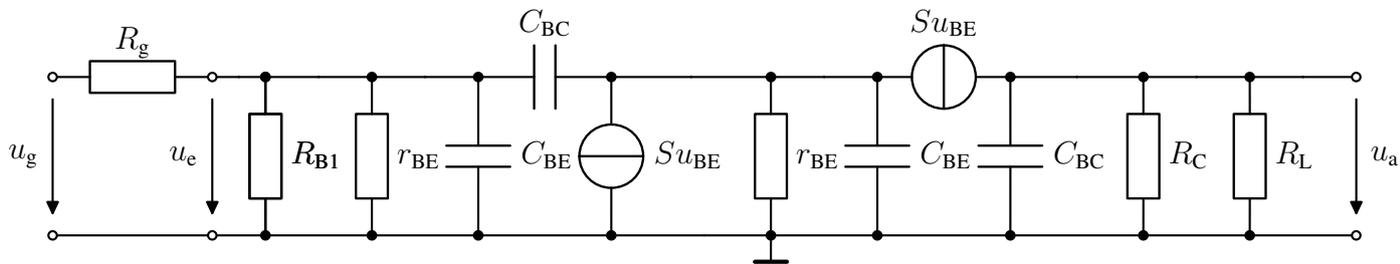


Abbildung 5

i) Die Niederfrequenz-Betriebsspannungsverstärkung kann aus der Kaskadierung der beiden Einzelverstärkungen ( $A_1$ : Emitterschaltung,  $A_2$ : Basisschaltung) berechnet werden:

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

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

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

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

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:

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

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

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

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. Die Transistoren  $T_4$ ,  $T_5$  und  $T_3$  werden mit ihrem differentiellen Drain-Source Widerstand ersetzt. Bei einem differentiellen Eingangssignal fällt über  $r_{DS,3}$  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.

Gegentaktverstärkung bezogen auf einen Ausgang:

$$A_D = \frac{u_{a(1,2)}}{u_{e,D}}$$

Damit ergibt sich:

$$A_D = -\frac{S_1}{2}(r_{DS,T1} \parallel r_{DS,T4}) \approx -\frac{S_1}{2}r_{DS,T4} = -\frac{1 \text{ mS}}{2} \cdot 200 \text{ k}\Omega = -100$$

bzw.

$$A_D = -\frac{S_2}{2}(r_{DS,T2} \parallel r_{DS,T5}) \approx -\frac{S_2}{2}r_{DS,T5} = -\frac{1 \text{ mS}}{2} \cdot 200 \text{ k}\Omega = -100$$

Gegentaktverstärkung bezogen auf den differentiellen Ausgang:

$$A_D = \frac{u_a}{u_D} = \frac{u_{a2} - u_{a1}}{u_{e2} - u_{e1}}$$

Damit ergibt sich:

$$A_D = -S_1 \cdot (r_{DS,T1} \parallel r_{DS,T4}) \approx -\frac{S_1}{2}r_{DS,T4} = -1 \text{ mS} \cdot 200 \text{ k}\Omega = -200$$

f) Auch hier ist es sinnvoll das Kleinsignalersatzschaltbild zu zeichnen. Durch Ausnutzung der Symmetrie kann  $r_{CE,T3}$  in zwei Source-Widerstände mit jeweils dem Wert  $2r_{CE,T3}$  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.

Definition der Gleichtaktverstärkung:

$$A_D = \frac{u_{a(1,2)}}{u_{e,G}}$$

Damit ergibt sich:

$$A_G = -\frac{r_{DS,T1} \parallel r_{DS,T5}}{2r_{DS,T3}} \approx -\frac{r_{DS,T5}}{2r_{DS,T3}} = -\frac{200 \text{ k}\Omega}{2 \cdot 500 \text{ k}\Omega} = -0,2$$

g) Die Gleichtaktunterdrückung berechnet sich zu

$$\text{CMRR} = \frac{|A_D|}{|A_G|} = \frac{100}{0,2} = 500.$$

Die Gleichtaktunterdrückung wird mit der Differenzverstärkung bezogen auf einen Ausgang berechnet.