

Elektronische Schaltungen SS 2021

5. Tutoriumsblatt - Lösung

Verstärkerschaltungen

Infos zur Abgabe

Abgabefrist: **04.07.2021** per E-Mail an zugewiesene*n Tutor*in
Abzugebende Aufgaben: **Aufgabe 1 a) - d)** (Handschriftlich, eingescannt als .pdf)
Aufgabe 2 (Handschriftlich, eingescannt als .pdf)

Hinweise: Die Lösungen sollen einen Weg aufzeigen, wie die Aufgaben gelöst werden können. Es gibt in einigen Fällen auch andere Wege, um zur richtigen Lösung zu kommen. Diese Wege können und sollen in den Tutorien angesprochen werden.

– Teil I: Rechenaufgaben –

Aufgabe 1 (Einfache Verstärkerschaltung)

a) Bei der Schaltung handelt es sich um eine Emitterschaltung mit Spannungsgegenkopplung.

b) Arbeitspunktbestimmung:

1. Bestimmung von I_B :

$$0 = U_b - I \cdot R_C - I_B \cdot R_F - 0,7 \text{ V} = 0$$

$$I = I_B + I_C \text{ mit } I_C = B \cdot I_B$$

$$I = I_B(1 + B)$$

$$I_B = \frac{U_b - 0,7 \text{ V}}{(1 + B)R_C + R_F} = 10 \mu\text{A}$$

2. Bestimmung von I_C

$$I_C = B \cdot I_B = 1,25 \text{ mA}$$

3. Bestimmung von U_{CE}

$$U_{CE} = U_b - I \cdot R_C = U_b - I_B(1 + B) \cdot R_C = 2,44 \text{ V}$$

c) Das Kleinsignalersatzschaltbild ist in Abb. 1 zu sehen.

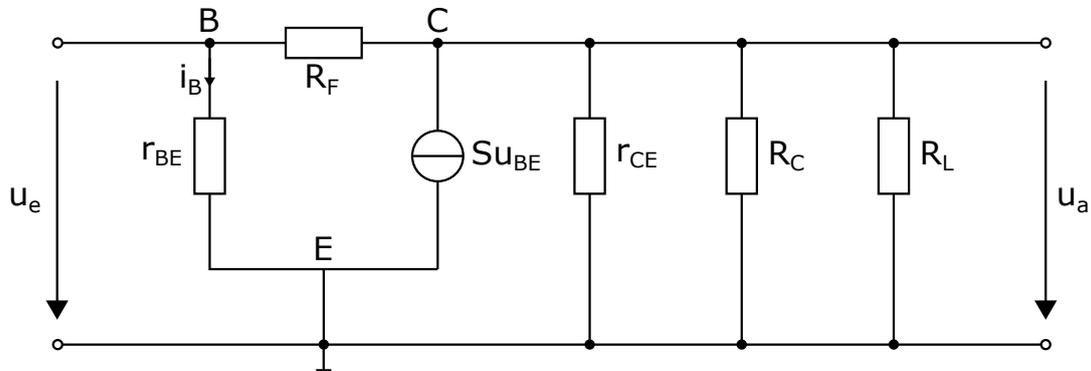


Abbildung 1

d) Der Vorteil der Emitterschaltung mit Spannungsgegenkopplung ist der sehr gut kontrollierbare Eingangswiderstand. Der Nachteil der Schaltung ist die oft verringerte Verstärkung im Vergleich zur „normalen“ Emitterschaltung.

e) Berechnung der Kleinsignal-Spannungsverstärkung ohne r_{BE} und r_{CE} :

$$A = -S \cdot (R_F \parallel R_C \parallel R_L)$$

$$\text{mit } S = \frac{I_C}{U_T} = 48,1 \text{ mS}$$

$$\text{und } R_C \parallel R_L \approx 1,765 \text{ k}\Omega$$

$$A \approx -84$$

f) Unter der Annahme, dass r_{BE} sehr groß ist, kann dieser vernachlässigt werden. Dadurch ergibt sich für den Eingangswiderstand:

$$r_e = \frac{u_e}{i_e} = \frac{u_e}{\frac{u_e - u_a}{R_F}} = \frac{R_F}{1 - A} = 2,05 \text{ k}\Omega$$

Analog kann der Ausgangswiderstand ermittelt werden (Annahme: $r_{CE} \rightarrow \infty$):

$$r_a = \frac{A \cdot R_F}{A - 1} \parallel R_C \parallel R_L \approx 1,75 \text{ k}\Omega$$

Aufgabe 2 (Verstärkerschaltung)

a) Es handelt sich hierbei um einen Differenzverstärker.

b) Berechnung von I_C

$$0 = U_{BE1} + U_E + (-U_b) \rightarrow U_E = U_b - U_{BE1} = 6\text{ V} - 0,7\text{ V} = 5,3\text{ V}$$

$$I_E = \frac{U_E}{R_E} = \frac{5,3\text{ V}}{1\text{ k}\Omega} = 5,3\text{ mA}$$

da $B_1 = B_2 \rightarrow I_{E1} = I_{E2}$, außerdem gilt $I_E = I_{E1} + I_{E2}$

$$\text{da } I_C \gg I_B \rightarrow I_{C1} = I_{C2} = \frac{I_E}{2} = 2,65\text{ mA}$$

Berechnung von U_{CE}

$$U_{CE1} = U_{CE2} = [+U_b + (-U_b)] - U_E - R_C \cdot I_C = 12\text{ V} - 5,3\text{ V} - 1,325\text{ V} = 5,375\text{ V}$$

c) Das Kleinsignalersatzschaltbild ist in Abbildung 2 zu sehen. Für die Gleichtaktverstärkung kann direkt dieses Kleinsignalersatzschaltbild genutzt werden. Für die Gegentaktverstärkung kann R_E vernachlässigt werden, da am Emitter durch die Symmetrie-Eigenschaften eine virtuelle Masse liegt.

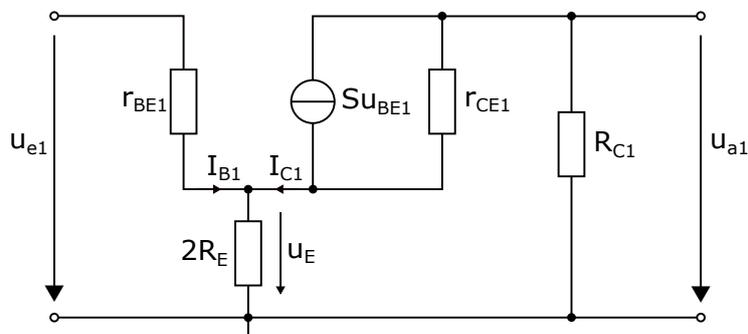


Abbildung 2

d) Der Gleichtakt-Eingangswiderstand r_e der Schaltung berechnet sich zu (Schaltung ist eine Emitterschaltung mit Stromgegenkopplung)

$$r_e = r_{BE} + \beta \cdot 2R_E,$$

$$\text{mit } r_{BE} = \frac{U_T}{I_B} = \frac{U_{TB}}{I_C} \approx 3,24 \text{ k}\Omega$$

$$\approx 3,24 \text{ k}\Omega + 2 \cdot 330 \cdot 1 \text{ k}\Omega$$

$$= 663,2 \text{ k}\Omega$$

e) Die Gleichtakt-Verstärkung berechnet sich zu

$$A_G = \frac{u_{a1,2}}{u_G} = -\frac{R_C \parallel r_{CE}}{2 \cdot R_E}$$

$$\text{mit } r_{CE} = \frac{|U_A| + U_C}{I_C} \approx 28,4 \text{ k}\Omega \gg R_C$$

$$A_G = -\frac{500 \Omega}{2 \cdot 1 \text{ k}\Omega} = -0,25$$

f) Die Gegentakt-Verstärkung berechnet sich zu

$$A_D = \frac{u_a}{u_D} = -S(R_C \parallel r_{CE})$$

$$\text{mit } S = \frac{I_C}{U_T} = \frac{2,65 \text{ mA}}{26 \text{ mV}} \approx 102 \text{ mS und } r_{CE} \gg R_C$$

$$= 102 \text{ mS} \cdot 500 \Omega = -51$$

Alternativ nur auf einen Ausgang bezogen:

$$A_D = \frac{u_{a1,2}}{u_D} = -\frac{1}{2}S(R_C \parallel r_{CE})$$

$$A_D \approx -0,5 \cdot 102 \text{ mS} \cdot 500 \Omega$$

$$= -25,5$$

g) Der Gleichtakt-Unterdrückungsfaktor berechnet sich zu

$$G = \frac{|A_D|}{|A_G|} = S \cdot R_E = 102$$

Aufgabe 3 (Konstantstromquelle)

a) Bestimmung von $R_2 = \frac{U_{R2}}{I_D}$

$$U_{R2} + U_D = U_{BE} + U_{RE}$$

$$\text{mit: } U_D = U_{BE}, I_E = I_B + I_C = I_C \left(1 + \frac{1}{\beta}\right)$$

$$\begin{aligned} U_{R2} &= R_E \cdot I_C \left(1 + \frac{1}{\beta}\right) \\ &= 1 \text{ k}\Omega \cdot 2 \text{ mA} \left(1 + \frac{1}{400}\right) = 2 \text{ V} \end{aligned}$$

$$I_D = I_B = \frac{I_C}{\beta} = 5 \mu\text{A}$$

$$R_2 = \frac{U_{R2}}{I_D} = \frac{2 \text{ V}}{5 \mu\text{A}} = 400 \text{ k}\Omega$$

Bestimmung von I_q

$$I_q = I_D + I_B = 10 \mu\text{A}$$

Bestimmung von R_1

$$R_1 = \frac{U_b - 0,7 \text{ V} - U_{R2}}{I_q} = \frac{12,3 \text{ V}}{10 \mu\text{A}} = 1,23 \text{ M}\Omega$$

b) Berechnung des Ausgangswiderstandes:

$$r_a = r_{CE} = \frac{|U_a| + U_{CE,A}}{I_{C,A}} = \frac{(300 + 3) \text{ V}}{2 \text{ mA}} = 151,5 \text{ k}\Omega$$

c) Durch die Diode wird die Temperaturabhängigkeit verringert. Die Diode wird üblicherweise durch einen identischen Transistor mit einer kurzgeschlossenen Basis-Kollektor-Diode realisiert und hat damit die gleiche Temperaturabhängigkeit wie die Basis-Emitter-Diode des Transistors wodurch diese temperaturabhängige Spannungsänderung kompensiert wird.

Aufgabe 4 (Verstärker als Black-Box)

a) Das Kleinsignal-Ersatzschaltbild ist in Abb. 3 zu sehen.

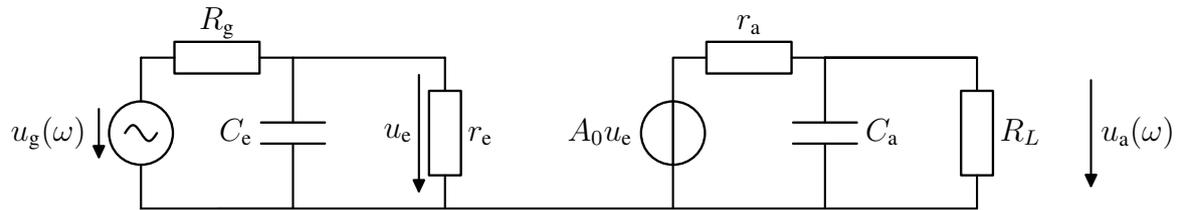


Abbildung 3: Kleinsignal-Ersatzschaltbild.

b) Bei niedrigen Frequenzen kann der Einfluss der Kapazitäten vernachlässigt werden. So setzt sich die Spannungsverstärkung aus einem Eingangsspannungsteiler, der Verstärkung A_0 und einem Ausgangsspannungsteiler zusammen:

$$\begin{aligned} A_{\text{ges}} &= \frac{r_e}{r_e + R_g} \cdot A_0 \cdot \frac{R_L}{R_L + r_a} \\ &= \frac{25 \text{ k}\Omega}{25 \text{ k}\Omega + 50 \Omega} \cdot (-20) \cdot \frac{20 \Omega}{20 \Omega + 1 \Omega} \\ &= -18,6 \end{aligned}$$

Beide Spannungsquellen können zu äquivalenten Stromquellen umgewandelt werden (siehe Abb. 4). Dieser Zwischenschritt vereinfacht die Herleitung der Polstellen, denn der Quellenwiderstand R_g ist nun parallel zu C_e und r_e . Die Spannung am Eingang des Verstärkers ist dann $u_e = i_e Z_e$.

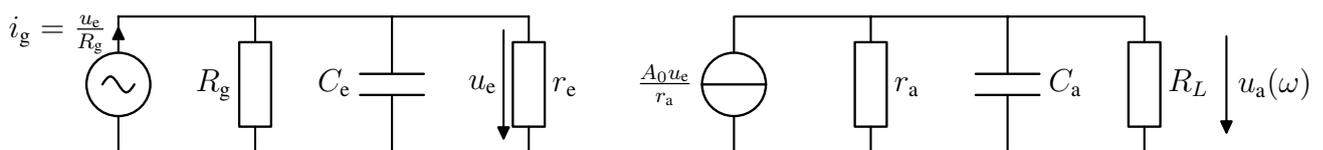


Abbildung 4: Kleinsignal-Ersatzschaltbild mit Stromquellen.

Die Pole ergeben sich nun aus der Eingangs- und Ausgangsimpedanz der Schaltung:

$$\begin{aligned} f_{p,e} &= \frac{1}{2\pi C_e (R_g \parallel r_e)} = \frac{1}{2\pi \cdot 15,9 \text{ pF} \cdot 49,9 \Omega} = 200,6 \text{ MHz} \\ f_{p,a} &= \frac{1}{2\pi C_a (R_L \parallel r_a)} = \frac{1}{2\pi \cdot 2 \text{ pF} \cdot 0,95 \Omega} = 83,6 \text{ GHz} \end{aligned}$$

Alternativ kann die Übertragungsfunktion auch aus dem komplexen Spannungsteiler am Eingang und Ausgang bestimmt werden.

c) Das Bode-Diagramm der Schaltung ist in Abb. 5 zu sehen. Der Betrag der Niederfrequenz-Spannungsverstärkung in dB ergibt sich zu:

$$|A_{\text{ges}}| = 20 \cdot \log(18,6) = 25,4$$

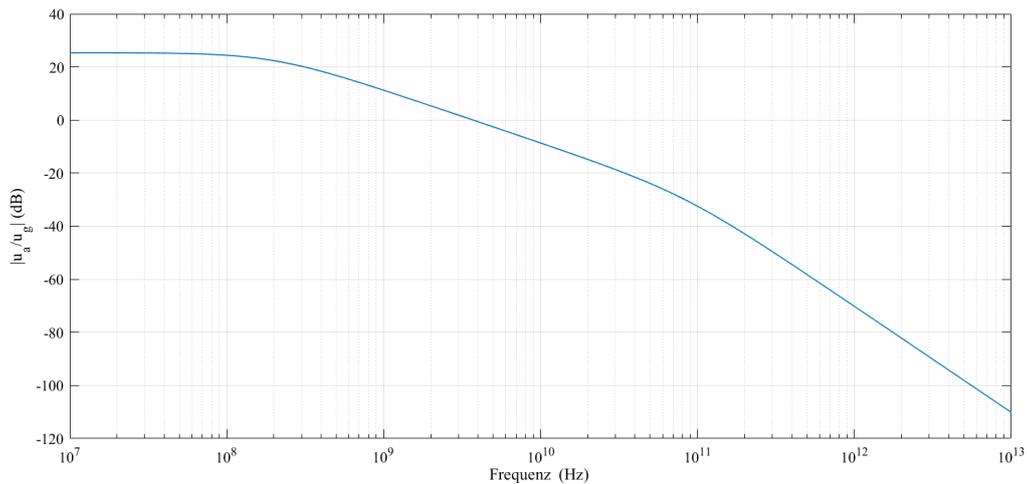
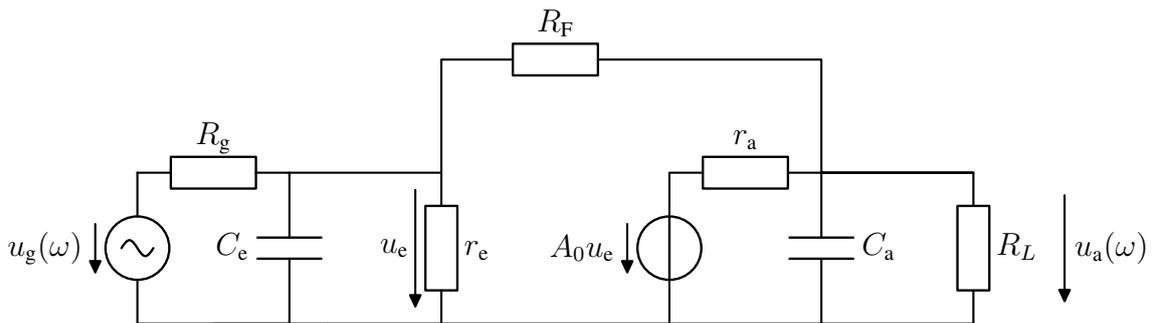


Abbildung 5: Amplitudengang der Schaltung.

d) Mit der Rückkopplung ergibt sich folgendes ESB:



Nach dem Miller-Theorem kann R_F in zwei äquivalente Widerstände $R_{F,e}$ und $R_{F,a}$ umgewandelt werden. Hierfür muss die Spannungsverstärkung $A_F = \frac{u_a}{u_e}$ berechnet werden.

$$A_F = A_0 \cdot \frac{(R_L \parallel R_{F,a})}{(R_L \parallel R_{F,a}) + r_a}$$

Mit der Annahme, dass $A_F = u_a/u_e \gg 1$ ergibt sich für $R_{F,a}$:

$$R_{F,a} = \frac{R_F}{1 - \frac{1}{A_F}} \approx R_F = 200 \Omega$$

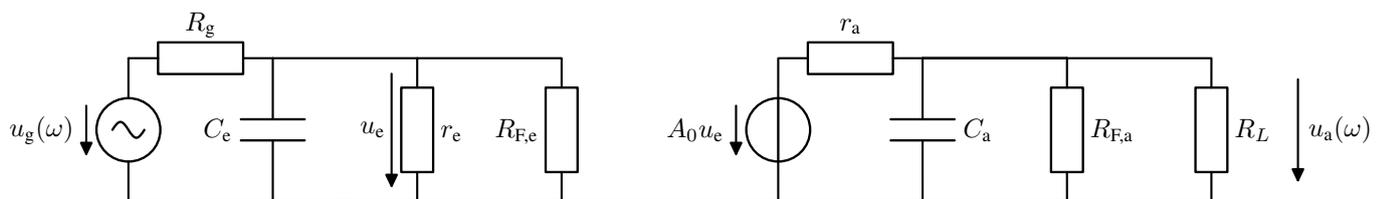
und damit folgt mit $R_L \parallel R_{F,a} \approx 18,2 \Omega$:

$$\begin{aligned} A_F &= -20 \cdot \frac{18,2 \Omega}{18,2 \Omega + 1 \Omega} \\ &= -18,96 \end{aligned}$$

Für $R_{F,e}$ folgt somit

$$R_{F,e} = \frac{R_F}{1 - A_F} = 10 \Omega$$

Daraus resultiert folgende äquivalente Schaltung:



e) Die neue Verstärkung ergibt sich aus:

$$\begin{aligned} A_{\text{ges}} &= \frac{(r_e \parallel R_{F,e})}{(r_e \parallel R_{F,e}) + R_g} \cdot A_0 \cdot \frac{(R_L \parallel R_{F,a})}{(R_L \parallel R_{F,a}) + r_a} \\ &= \frac{10 \Omega}{10 \Omega + 50 \Omega} \cdot (-20) \cdot \frac{18,2 \Omega}{18,2 \Omega + 1 \Omega} = -3,16 \end{aligned}$$

Der Betrag in dB ergibt sich zu:

$$|A_{\text{ges}}| = 20 \cdot \log(3,16) = 10 \text{ dB}$$

Die Polstellen ergeben sich wieder aus der Parallelschaltung der Widerstände und der Kapazitäten:

$$\begin{aligned} f_{p,e} &= \frac{1}{2\pi C_e (R_g \parallel r_e \parallel R_{F,e})} = \frac{1}{2\pi \cdot 15,9 \text{ pF} \cdot 8,3 \Omega} = 1,2 \text{ GHz} \\ f_{p,a} &= \frac{1}{2\pi C_a (R_L \parallel r_a \parallel R_{F,a})} = \frac{1}{2\pi \cdot 2 \text{ pF} \cdot 0,95 \Omega} = 83,8 \text{ GHz} \end{aligned}$$

Anhand der Rückkopplung wird die Bandbreite versechsfacht. Dagegen ist die Verstärkung um ca. den Faktor 6 kleiner geworden.

Das resultierende Bode-Diagramm ist in Abb. 6 zu sehen.

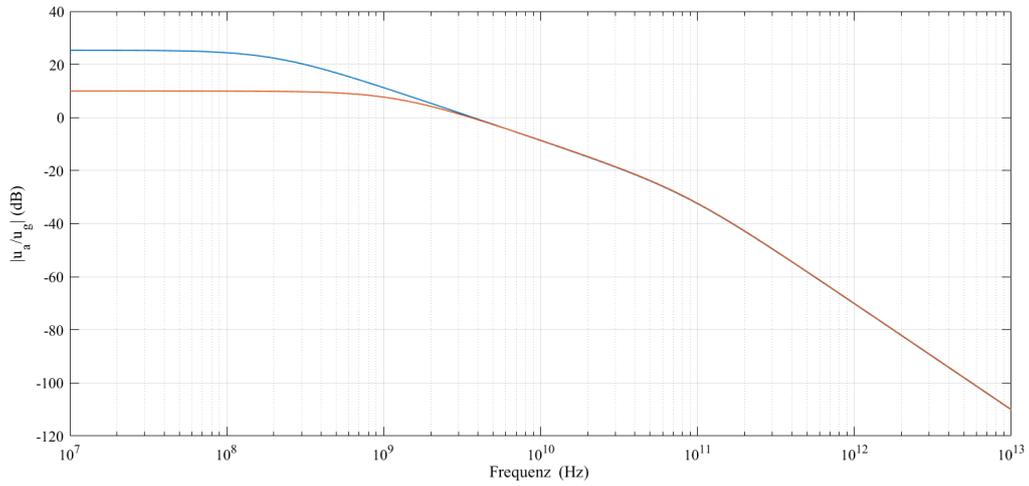


Abbildung 6: Amplitudengang der Schaltung ohne Rückkopplung (blau), und mit Rückkopplung (rot)