

Probeklausur im Fach

Elektronische Schaltungen

- Bitte beachten Sie die Hinweise auf der folgenden Seite.
- Beginnen Sie mit den Aufgaben, die Ihnen am leichtesten fallen.

Einzelresultate

Aufgabe	1	2	3	4	5	6	7	8
erreichbare Punkte	12	15	16	25	15	11	13	13
erzielte Punkte								

Gesamtbewertung

Punkte maximal:	Gesamtpunkte:	Bonuspunkte:	Note:
120			



1. Die Prüfungsdauer beträgt 2 Stunden.
2. Zur Bearbeitung der Klausur sind **keine Hilfsmittel** zugelassen, außer Schreibzeug, Zirkel, Lineal, ein **nicht-programmierbarer, komplexer** Taschenrechner und ein handschriftliches, beidseitig beschriebenes Blatt als Formelsammlung.
3. Die Lösungen müssen auf den ausgegebenen Blättern in den dafür vorgesehenen **Lösungskästen** niedergeschrieben werden. Geben Sie zu den Zahlenwerten auch immer die zugehörigen **Einheiten** an. Achten Sie auch auf die korrekte **Beschriftung** der **Diagramme**. Falls der Platz nicht ausreicht, muss auf dem Lösungsblatt ein Hinweis auf die Fortsetzung gegeben werden und von der Aufsicht ein gestempeltes Zusatzblatt angefordert werden. Bei zweifelhafter Zuordnung kann die Lösung nicht gewertet werden. Benutzen Sie **kein eigenes Papier**.
4. **Bei allen Aufgaben muss der Lösungsweg klar erkennbar und eindeutig dargestellt werden.** In einigen Aufgaben ist dies die wesentliche Prüfungsleistung. Lösungen ohne ausreichende Begründung werden nicht gewertet. Das Gleiche gilt für mehrdeutige Lösungen oder Formulierungen.
5. Verwenden Sie bei der Lösung der Aufgaben **weder rote oder grüne Farbe noch Bleistift** und kennzeichnen Sie Ihre Ergebnisse deutlich. Lösungen in roter Farbe oder Bleistift können nicht gewertet werden. Zeichnungen in Diagrammen dürfen mit Bleistift gemacht werden.
6. Tragen Sie vor Beginn der Klausur Nachname, Vorname und Matrikelnummer auf dem Deckblatt ein und **beschriften Sie jedes Lösungsblatt** mit Ihrer Matrikelnummer. **Alle** Blätter, auch die Zusatzblätter, müssen die Matrikelnummer des/der Kandidat:in tragen. Wer diese Regeln, die einer raschen Bearbeitung dienen, nicht einhält, kann nicht erwarten, dass er kurzfristig über das Ergebnis seiner Prüfung informiert wird. Die Lösungsblätter müssen **vollständig**, d.h. zusammen mit allen zusätzlich ausgeteilten Blättern, abgegeben werden. Heften Sie alle Blätter mit der beiliegenden Faltklammer zusammen.
7. Legen Sie Ihren Studentenausweis und ggfs. den Zulassungsschein bereit.
8. Der Umfang der gesamten Klausur beträgt 46 Seiten und besteht aus 8 Aufgaben. **Prüfen Sie** diese direkt nach Erhalt **auf Vollständigkeit**.
9. Die Ergebnisse der Klausur werden nach der Korrektur im Campus System veröffentlicht. Der Zeitpunkt der Veröffentlichung wird im Internet bekannt gegeben.

Aufgabe 1

(gesamt 12 Punkte)

Netzwerkanalyse

Im Folgenden sollen verschiedene passive Netzwerke untersucht werden. Die Widerstände haben folgende Werte: $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$ und $R_2 = 330 \Omega$.

- a) Gegeben ist die Schaltung in Abbildung 1. Berechnen Sie die Spannungen U_1 und U_2 , wenn die beiden Gleichspannungsquellen mit jeweils $U_0 = 5 \text{ V}$ verwendet werden. (2 P.)

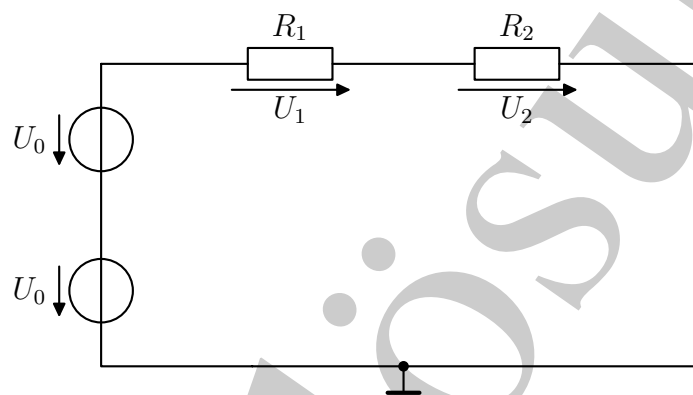


Abbildung 1

$$\begin{aligned} U_1 &= 2 \cdot U_0 \frac{R_1}{R_1 + R_2} = 10 \text{ V} \cdot \frac{1 \text{ k}\Omega}{1,33 \text{ k}\Omega} \\ &= 7,52 \text{ V (1 P.)} \\ U_2 &= 10 \text{ V} - 7,52 \text{ V} \\ &= 2,48 \text{ V (1 P.)} \end{aligned}$$

- b) Die Schaltung wird mit einem dritten Widerstand $R_3 = 1 \text{ k}\Omega$ nach Abbildung 2 erweitert. Berechnen Sie U_3 und I_3 .

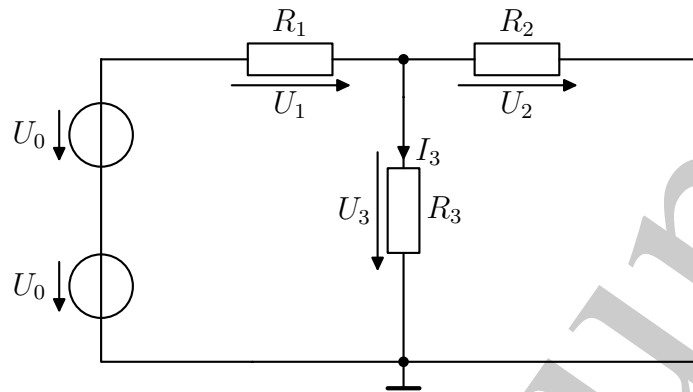

(2 P.) 

Abbildung 2

$$U_3 = 2 \cdot U_0 \frac{R_2 \parallel R_3}{R_1 + R_2 \parallel R_3}$$

$$\text{mit: } R_2 \parallel R_3 = \frac{1 \text{ k}\Omega \cdot 330 \Omega}{1 \text{ k}\Omega + 330 \Omega} = 248,12 \Omega$$

$$= 10 \text{ V} \cdot \frac{248,12 \Omega}{248,12 \Omega + 1 \text{ k}\Omega}$$

$$= 1,99 \text{ V (1 P.)}$$

$$I_3 = \frac{U_3}{R_3} = \frac{1,99 \text{ V}}{1 \text{ k}\Omega} = 1,99 \text{ mA (1 P.)}$$

- c) Der Widerstand R_1 wird nun mit einer Spule $L = 100 \text{ nH}$ ausgetauscht und die Gleichspannungsquellen werden durch eine einzelne Wechselspannungsquelle mit $u_e = 10 \text{ V} \cdot \sin(\omega t + 40^\circ)$ ersetzt, wobei $\omega = 2 \times 10^9 \frac{\text{rad}}{\text{s}}$ (Abbildung 3). Berechnen Sie den Betrag der Wechselspannung u_1 und des Wechselstroms i_1 . (3 P.)

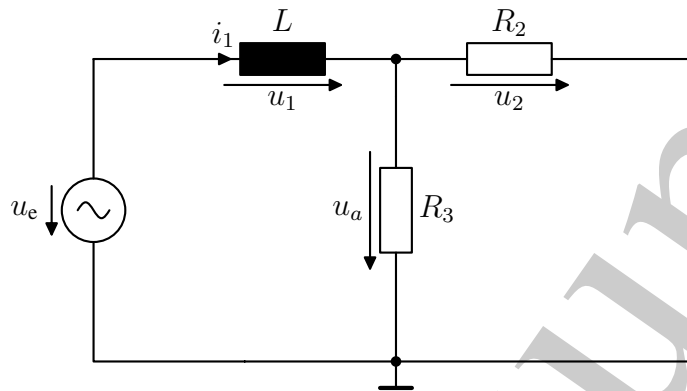


Abbildung 3

$$|u_1| = |u_e| \cdot \frac{|Z_L|}{|Z_L + (R_2 \parallel R_3)|} \text{ mit } Z_L = \omega L$$

$$|u_1| = 10 \text{ V} \cdot \frac{200 \Omega}{|j \cdot 200 \Omega + 248 \Omega|} = 6,28 \text{ V (1 P.)}$$

$$|i_1| = \frac{|u_e|}{Z_{\text{ges}}} = \frac{10 \text{ V}}{|j \cdot 200 \Omega + 248 \Omega|} = 31,4 \text{ mA (1 P.)}$$

1P. für richtige Betragsbildung von Z_{ges} .

- d) Geben Sie die Übertragungsfunktion $H(\omega) = \frac{u_a}{u_e}$ der Schaltung sowie deren Betrag $|H(\omega)|$ als Funktion von ω , L , R_2 und R_3 an. (2 P.)



$$H(\omega) = \frac{(R_2 \parallel R_3)}{(R_2 \parallel R_3) + j\omega L} = \frac{1}{1 + j\omega \frac{L}{R_2 \parallel R_3}} \quad (1 \text{ P.})$$

$$|H(\omega)| = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\omega \frac{L}{R_2 \parallel R_3}\right)^2}} \quad (1 \text{ P.})$$

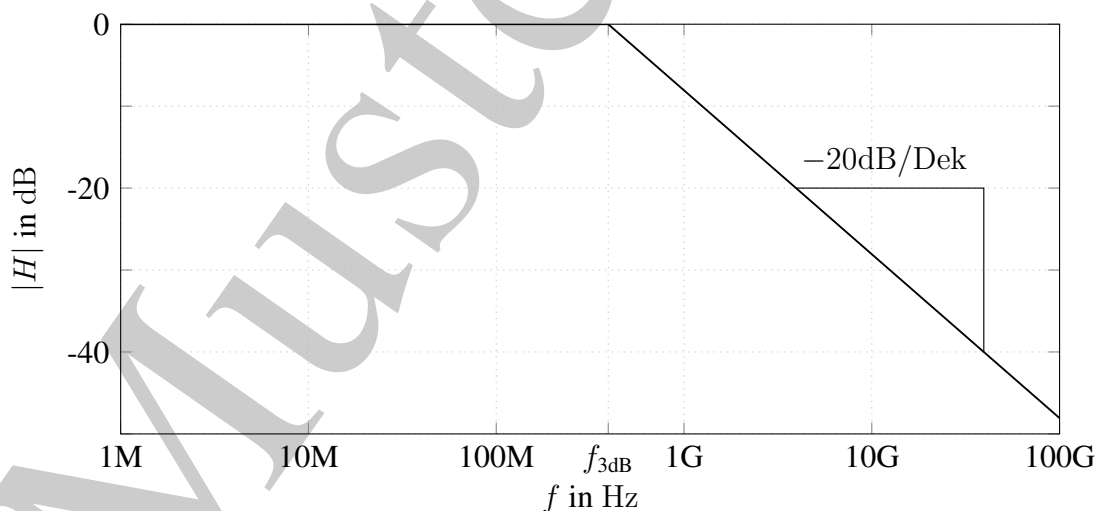
- e) Skizzieren Sie den Frequenzverlauf von $|H(\omega)|$ im Bode-Diagramm und markieren Sie die 3 dB-Grenzfrequenz $f_{3\text{dB}}$ und die Steigung. Achten Sie auf korrekte Beschriftung der Achsen. (3 P.)



Die Schaltung weist Tiefpassverhalten auf. Die Übertragungsfunktion hat die Form $H(\omega) = \frac{1}{1+j\omega K}$ mit $K = \frac{L}{R_2 \parallel R_3}$. Die 3 dB-Grenzfrequenz der Schaltung beträgt:

$$\omega_{3\text{dB}} = \frac{1}{K} = \frac{R_2 \parallel R_3}{L} \implies f_{3\text{dB}} = \frac{\omega_{3\text{dB}}}{2\pi} = \frac{R_2 \parallel R_3}{2\pi L} = 394,9 \text{ MHz} \quad (1 \text{ P.})$$

Damit ergibt sich folgender Frequenzverlauf von $|H(\omega)|$ im Bode-Diagramm (1 P. Bode-Diagramm, 1 P. Steigung):



Aufgabe 2

(gesamt 15 Punkte)

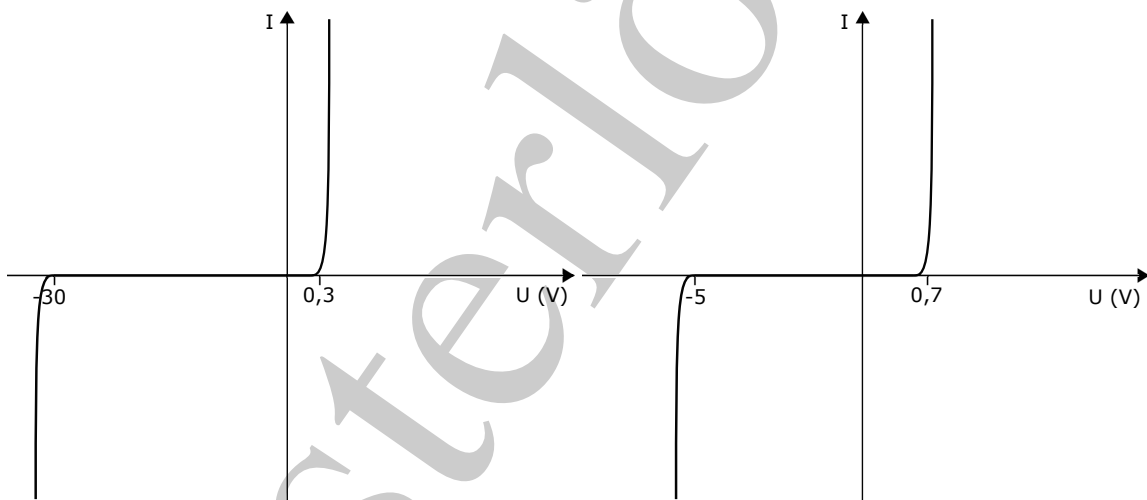
Dioden

Teil 1: Großsignalverhalten

Im Folgenden sollen verschiedene Diodenschaltungen analysiert werden. Es werden eine Si-Diode mit $U_{Br} = -30\text{ V}$ und $U_F = 0,3\text{ V}$, sowie eine Zener-Diode mit $U_Z = -5\text{ V}$ und $U_F = 0,7\text{ V}$ verwendet. **Achten Sie auf korrekte Beschriftung der Diagramme.**

- a) Skizzieren Sie die I/U Kennlinien von den beiden genannten Diodentypen im Durchlass- und Sperrbereich.

(2 P.)



1 P. Abzug wenn Achsenbeschriftung fehlt.

b) Skizzieren Sie die I/U Kennlinien der beiden Diodenschaltungen aus Abbildung 4. Es werden die gleichen Diodentypen wie in Teilaufgabe a) verwendet. (2 P.)

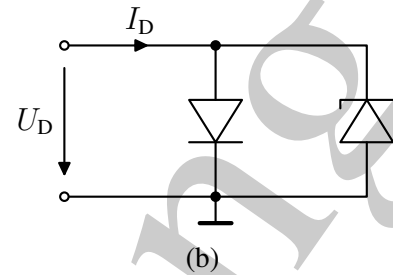
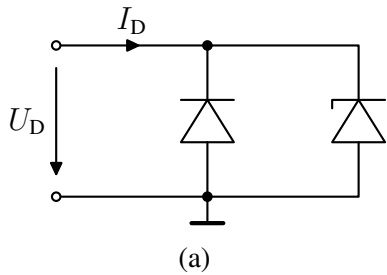
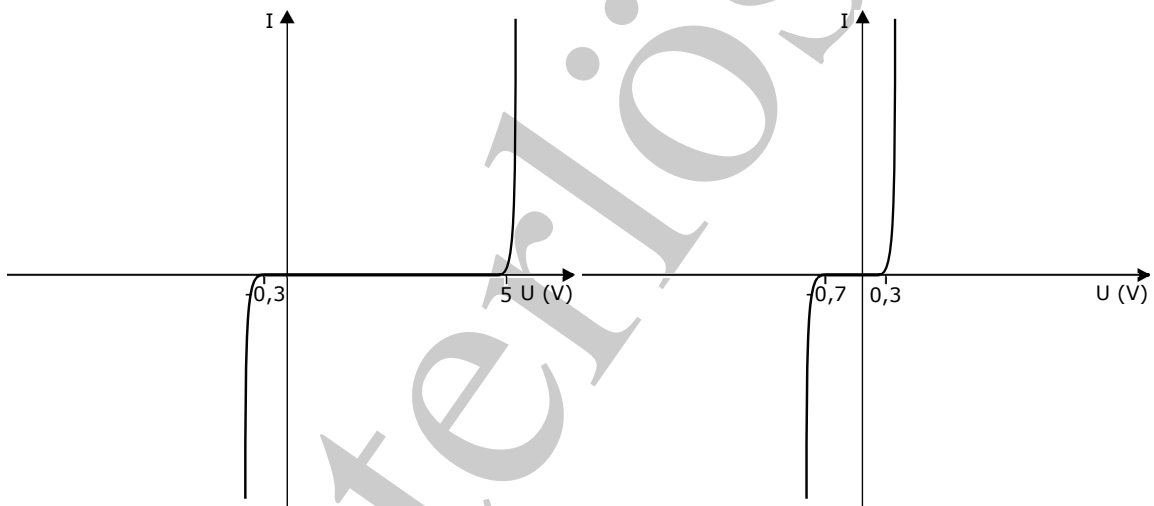


Abbildung 4



1 P. Abzug wenn Achsenbeschriftung fehlt.

Musterlösungen

Teil 2: Kleinsignalverhalten

Es ist die Diodenschaltung aus Abbildung 5 gegeben. Es gilt für die Gleichspannungsquelle $U_0 = 1\text{ V}$ und für die Wechselspannungsquelle $u_e = 1\text{ mV} \cdot \sin(\omega t)$, wobei die Frequenz $f = 1\text{ kHz}$ beträgt. Über den Widerstand R fällt eine Spannung von $U_R = 0,2\text{ V}$ ab. Für die Diode gilt für den Sperrstrom $I_S = 10\text{ fA}$, die Flussspannung $U_F = 0,7\text{ V}$ und die Temperaturspannung $U_T = 26\text{ mV}$. Die Kleinsignalnäherungen können angenommen werden und die parasitären Kapazitäten und der Bahnwiderstand der Diode können vernachlässigt werden.

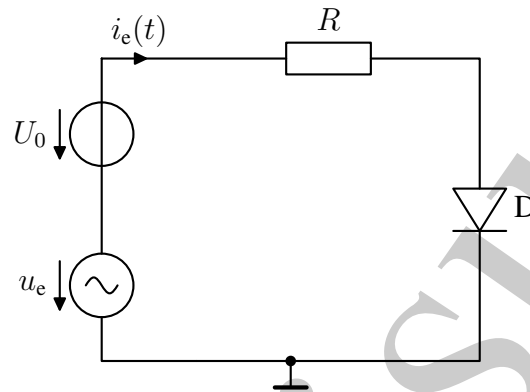
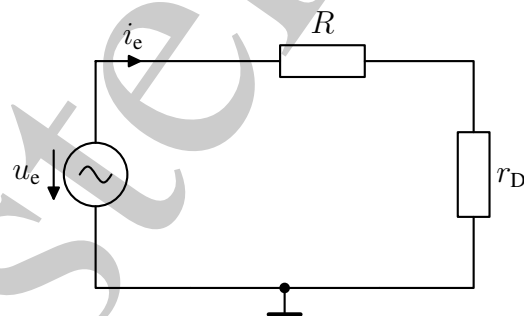


Abbildung 5

c) Zeichnen Sie das Kleinsignal-Ersatzschaltbild der Schaltung.

(2 P.)



1 P. Wechselspannungsquelle, 1 P. r_D

- d) Berechnen Sie den zeitlichen Verlauf des Eingangsstroms $i_e(t) = I_0 + i_e$ und skizzieren Sie zwei Perioden des Stroms. Achten Sie auf korrekte Beschriftung der Achsen.

(5 P.)



Der Gleichstrom berechnet sich über die Diodengleichung zu

$$I_0 = I_S \cdot e^{\frac{U_D}{U_T}}$$

$$\text{mit } U_D = U_0 - U_R = 0,8 \text{ V}$$

$$I_0 \approx 230,6 \text{ mA (1 P.)}$$

Der Widerstand R kann damit berechnet werden zu

$$R = \frac{U_R}{I_0} = 867 \text{ m}\Omega \text{ (1 P.)}$$

Der Kleinsignalwiderstand berechnet sich zu

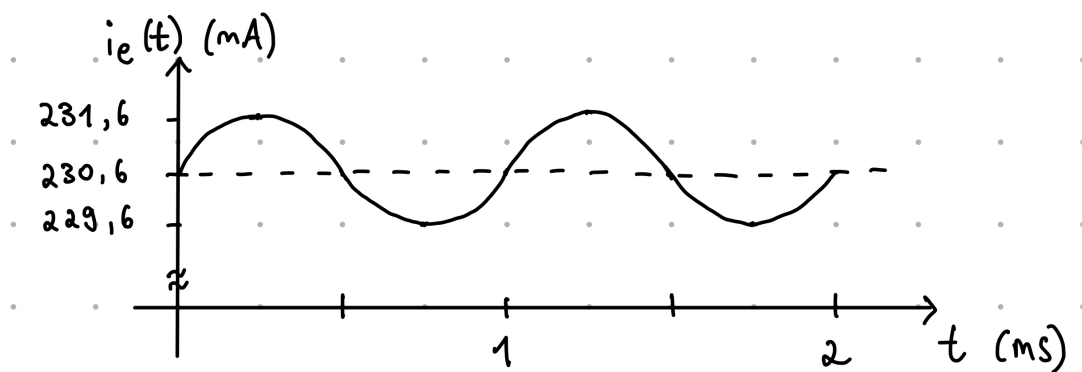
$$r_D = \frac{U_T}{I_0} = 112,7 \text{ m}\Omega \text{ (1 P.)}$$

Der Eingangs-Wechselstrom berechnet sich damit zu

$$i_e = \frac{u_e}{r_D + R} = 1 \text{ mA (1 P.)}$$

Der zeitliche Verlauf des Stroms ergibt sich somit zu

$$i_e(t) = I_0 + i_e = 230,6 \text{ mA} + 1 \text{ mA} \cdot \sin(\omega t)$$



1 P. für Zeichnung

Teil 3: Anwendung der Diode

Gegeben ist die Schaltung aus Abb. 6. Nutzen Sie für die Diode das Modell mit konstantem Spannungsabfall. Die Flussspannung der Diode beträgt $U_F = 0 \text{ V}$. Für den Widerstand gilt $R = 12,5 \text{ M}\Omega$ und für die Kapazität $C = 10 \text{ nF}$. Die Eingangsspannung beträgt $u_e = 1,5 \text{ V} \cdot \sin(\omega t)$ mit $\omega = 120\pi \text{ 1/s}$.

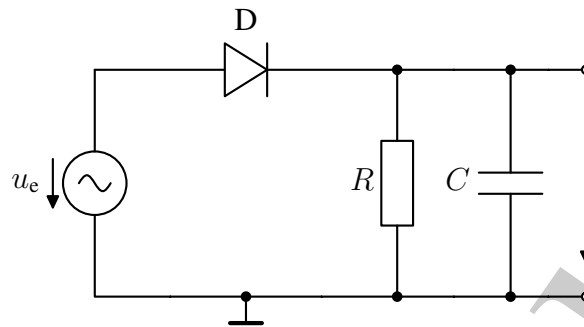


Abbildung 6

e) Um welche Schaltung handelt es sich in Abb. 6?

(1P)



Es handelt sich um einen Halbwellengleichrichter mit Filterung.

f) Berechnen Sie die Restwelligkeit U_{\sim} der Ausgangsspannung $u_a(t)$.

(1P)

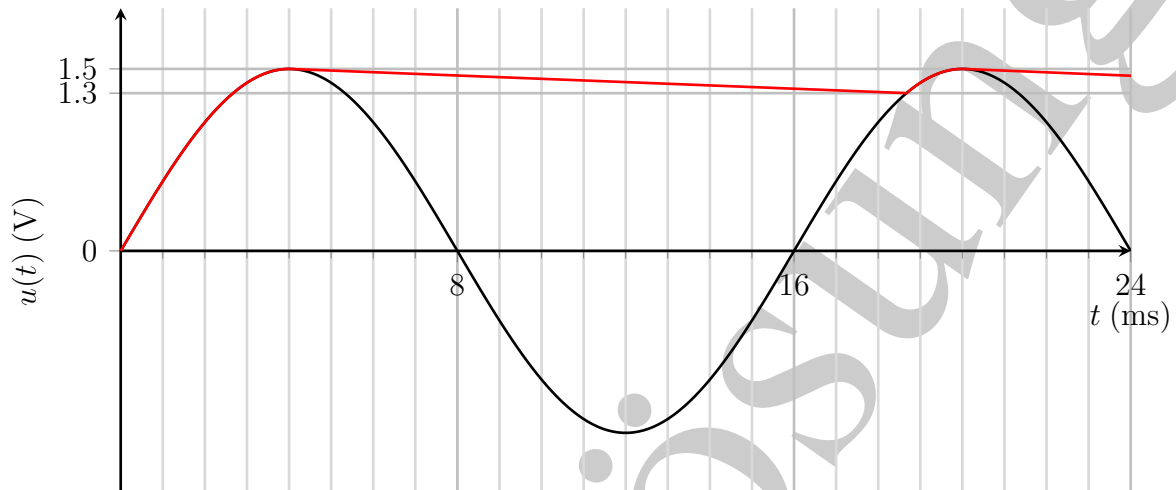


$$U_{\sim} = \frac{U_p}{R \cdot f \cdot C}$$

$$\text{mit } U_p = 1,5 \text{ V}, f = 60 \text{ Hz}$$

$$U_{\sim} = 0,2 \text{ V}$$

- g) Im Folgenden ist der Verlauf der Eingangsspannung $u_e(t)$ gegeben. Zeichnen Sie den Verlauf der Ausgangsspannung $u_a(t)$ in das gleiche Diagramm. Der Kondensator ist zum Zeitpunkt $t = 0$ entladen. (2 P.)



1 P. für Halbwelle, 1 P. für Restwelligkeit

Aufgabe 3

(gesamt 16 Punkte)

Bipolartransistor

Gegeben ist die Schaltung in Abbildung 7. Der Transistor besitzt die folgenden Charakteristiken: $B = \beta = 250$, $|U_A| = 100 \text{ V}$. Im Arbeitspunkt fließt ein Strom von $I_C = 25 \text{ mA}$ und es gilt $U_{BE} = 0,9 \text{ V}$. Die Vorspannung beträgt $U_b = 5 \text{ V}$ und der Lastwiderstand beträgt $R_L = 50 \Omega$. Der Transistor hat das Ausgangskennlinienfeld aus Abbildung 8. Für die Kondensatoren am Ein- und Ausgang gilt $C \rightarrow \infty$.

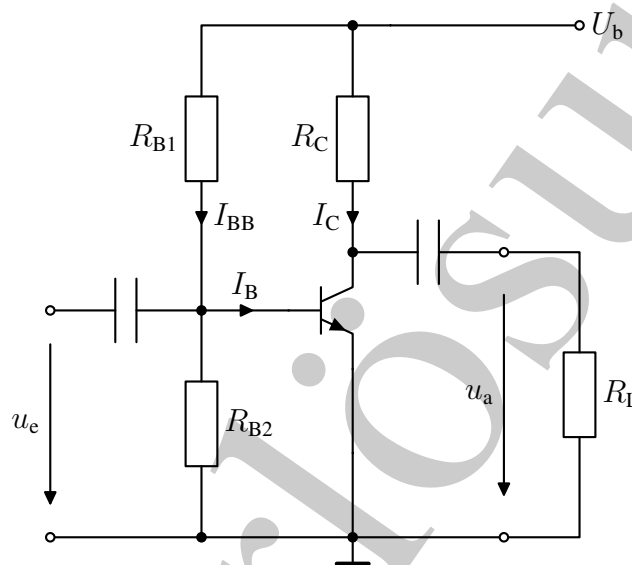


Abbildung 7

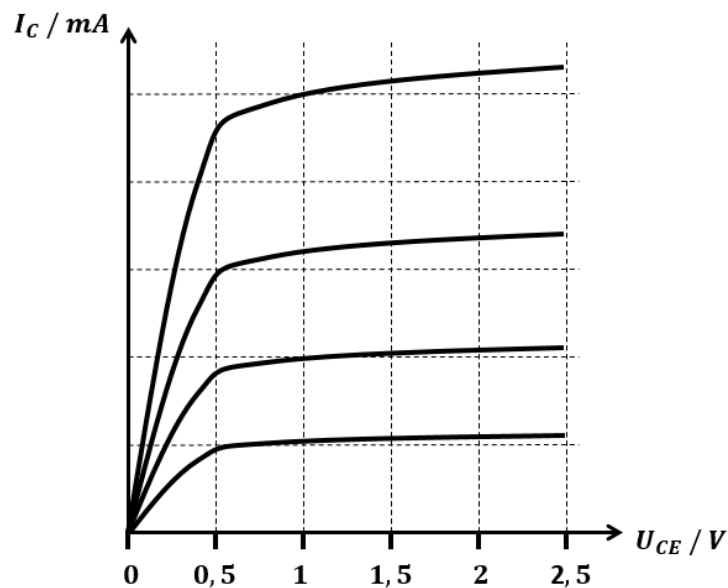


Abbildung 8

a) In welcher Grundsaltung wird der Transistor betrieben?

(1P.)



Emitterschaltung

b) Welche Aufgabe haben die Kondensatoren?

(1P.)



Die Kondensatoren haben die Aufgabe, die Gleichspannungsanteile der Basis-Emitterspannung und der Kollektor-Emitter-Spannung vom Ein- bzw. Ausgangssignal zu entkoppeln.

Musterlösung

- c) Berechnen Sie R_{B1} und R_{B2} damit der Transistor im Arbeitspunkt betrieben wird. Benutzen Sie die Faustformel $I_{BB} = 10 \cdot I_B$. (3 P.)



$$I_B = \frac{I_C}{B} = \frac{25 \text{ mA}}{250} = 100 \mu\text{A} \text{ (1 P.)}$$

$$I_{BB} = I_B \cdot 10 = 1 \text{ mA}$$

$$I_{B2} = I_{BB} - I_B = 0,9 \text{ mA}$$

$$R_{B2} = \frac{U_{BE}}{I_{B2}} = \frac{0,9 \text{ V}}{0,9 \text{ mA}} = 1 \text{ k}\Omega \text{ (1 P.)}$$

$$U_b = I_{BB} \cdot R_{B1} + I_{B2} \cdot R_{B2}$$

$$R_{B1} = \frac{U_b - I_{B2} \cdot R_{B2}}{I_{BB}} = \frac{5 \text{ V} - 0,9 \text{ mA} \cdot 1 \text{ k}\Omega}{1 \text{ mA}} = 4,1 \text{ k}\Omega \text{ (1 P.)}$$

- d) Bestimmen Sie in welchem Arbeitsbereich sich der Transistor für 1) $R_C = 190 \Omega$ und 2) $R_C = 100 \Omega$ befindet. (2 P.)



$$0 = U_b - I_C \cdot R_C - U_{CE}$$

$$U_{CE} = U_b - I_C \cdot R_C$$

Für 1):

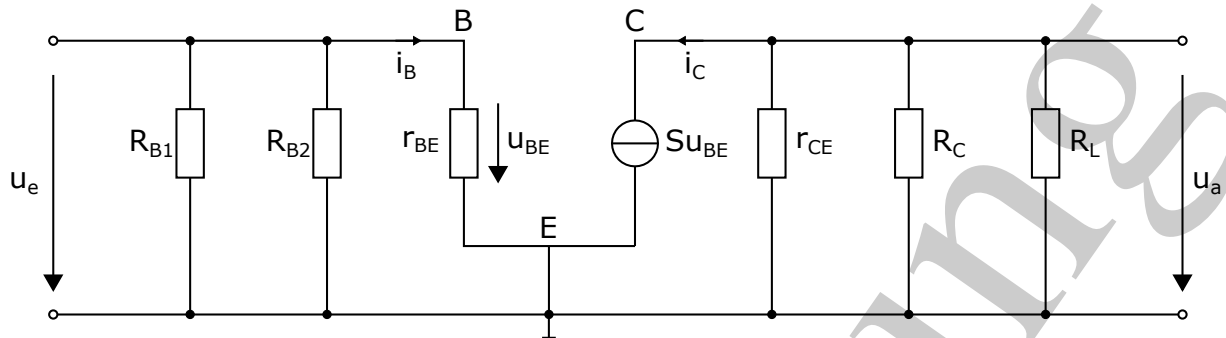
$$U_{CE} = 5 \text{ V} - 25 \text{ mA} \cdot 190 \Omega = 0,25 \text{ V} \rightarrow \text{Sättigungsbetrieb (1 P.)}$$

Für 2):

$$U_{CE} = 5 \text{ V} - 25 \text{ mA} \cdot 100 \Omega = 2,5 \text{ V} \rightarrow \text{Normalbetrieb (1 P.)}$$

e) Zeichnen Sie das Kleinsignalersatzschaltbild der gesamten Schaltung.

(4P.)



- 1 P. für R_{B1} und R_{B2}
- 1 P. für r_{BE} und $S \cdot u_{BE}$
- 1 P. für r_{CE}
- 1 P. für R_C und R_L

Musterlösungen

- f) Berechnen Sie den Kleinsignal-Ein- und Ausgangswiderstand (r_e, r_a) und die Kleinsignalspannungsverstärkung A , wenn für $R_C = 100 \Omega$ gilt. Der Early-Effekt darf **nicht** vernachlässigt werden.

(5 P.)



$$r_e = R_{B1} \parallel R_{B2} \parallel r_{BE}$$

$$\text{mit } S = \frac{I_{C,1}}{U_T} = \frac{25 \text{ mA}}{26 \text{ mV}} = 0,96 \text{ S (1 P.)}$$

$$\text{mit } r_{BE} = \frac{U_T}{I_B} = \frac{26 \text{ mV}}{100 \mu\text{A}} = 260 \Omega \text{ (1 P.)}$$

$$r_e = \frac{804 \Omega \cdot 260 \Omega}{804 \Omega + 260 \Omega} = 196 \Omega \text{ (1 P.)}$$

$$r_a = r_{CE} \parallel R_C \parallel R_L$$

$$\text{mit } r_{CE} = \frac{U_{CE} - U_A}{I_C} = \frac{2,5 \text{ V} - (-100 \text{ V})}{25 \text{ mA}} = 4,1 \text{ k}\Omega \text{ (1 P.)}$$

$$r_a = 33 \Omega$$

$$A = -S \cdot r_a = -0,96 \text{ S} \cdot 33 \Omega = -32 \text{ (1 P.)}$$

Musterlösung

Aufgabe 4

(gesamt 25 Punkte)

Teil 1

Gegeben ist die Schaltung in Abbildung 9.

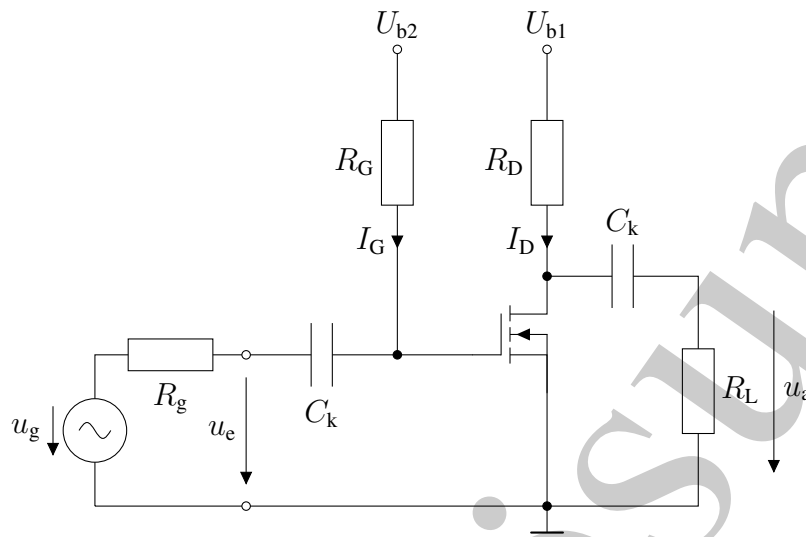


Abbildung 9

Die Werte in Tab. 1 sind bekannt.

Parameter	Wert
β_n	$40 \frac{\text{mA}}{\text{V}^2}$
U_{th}	1 V
R_G	450Ω
U_{b1}	16 V
U_{b2}	3 V
R_D	150Ω
R_g	50Ω
R_L	500Ω

Tabelle 1

a) Ermitteln Sie den Arbeitspunkt des Transistors (U_{GS} , I_D und U_{DS}).

(3 P.)



Da kein Strom in den Gate fließt, fällt keine Spannung am Widerstand R_G .

$$U_{GS} = 3 \text{ V (1 P.)}$$

Der Drainstrom I_D ist dann:

$$I_D = \frac{\beta_n}{2}(U_{GS} - U_{th})^2 = 80 \text{ mA (1 P.)}$$

Die Masche über U_{b1} , R_D und den Transistor ergibt:

$$U_{b1} = R_D I_D + U_{DS}$$

$$U_{DS} = U_{b1} - R_D I_D = 4 \text{ V (1 P.)}$$

Musterlösung

- b) Ermitteln Sie die Niederfrequenz-Betriebsspannungsverstärkung $A_{B0} = \frac{u_a}{u_g}$ der Schaltung. Die Kanallängenmodulation kann vernachlässigt werden. Nehmen Sie vorerst an, dass die Kapazität C_k Koppelkondensatoren sehr groß ist, so dass sie als Kurzschluss angenommen werden können. (4P.)



Die Spannung u_e kann Anhand der Spannungsteilerregel bestimmt werden.

$$u_e = u_g \frac{R_G}{R_G + R_g} = 0,9 \cdot u_g \quad (1 \text{ P.})$$

Die Schaltung ist eine Source-Schaltung. Die Niederfrequenz-Betriebsspannungsverstärkung ist dann:

$$A_{B0} = 0,9 \cdot (-S r_a)$$

Die Steilheit der Schaltung ist gegeben durch:

$$S = \beta_n (U_{GS} - U_{th}) = 80 \text{ mS} \quad (1 \text{ P.})$$

Da die Kanallängenmodulation vernachlässigt werden kann, gilt $r_{DS} \rightarrow \infty$. Der Ausgangswiderstand r_a ist dann:

$$r_a = (r_{DS} \parallel R_D \parallel R_L) = R_D \parallel R_L = 115,4 \Omega \quad (1 \text{ P.})$$

$$A_{B0} = 0,9 \cdot (-S r_a) = 0,9 \cdot (-115,4 \Omega \cdot 80 \text{ mS}) = -8,3 \quad (1 \text{ P.})$$

Teil 2

Das Frequenzverhalten der Schaltung soll nun untersucht werden. Die parasitären Kapazitäten des Transistors betragen $C_{GD} = 1 \text{ pF}$ und $C_{GS} = 2 \text{ pF}$. Außerdem sollen die realen Koppelkondensatoren betrachtet werden. Ihre Kapazität beträgt $C_k = 5 \text{ nF}$. Die Kanallängenmodulation kann vernachlässigt werden.

- c) Zerlegen Sie die parasitäre Kapazität C_{GD} mithilfe des Miller-Theorems. Ermitteln Sie jeweils den Wert der äquivalenten Eingangs- und Ausgangskapazität. ($C_{GD,e}$ und $C_{GD,a}$). (3 P.)

Die Niederfrequenz-Spannungsverstärkung $A_0 = \frac{u_a}{u_e}$ der Emitter-Schaltung ist gegeben durch:

$$A_0 = -S r_a = -9,2 \text{ (1 P.)}$$

Die Kapazitäten werden anhand des Miller-Theorems zerlegt:

$$C_{GD,e} = C_{GD}(1 - A_0) = 1 \text{ pF} \cdot (1 + 9,2) = 10,2 \text{ pF (1 P.)}$$

$$C_{GD,a} = C_{GD} \left(1 - \frac{1}{A_0}\right) = 1 \text{ pF} \left(1 + \frac{1}{9,2}\right) = 1,1 \text{ pF (1 P.)}$$

- d) Zeichnen Sie das vollständige Kleinsignal-Ersatzschaltbild unter Berücksichtigung der realen Koppelkondensatoren und der parasitären Kapazitäten nach Anwendung des Miller-Theorems. (5 P.)

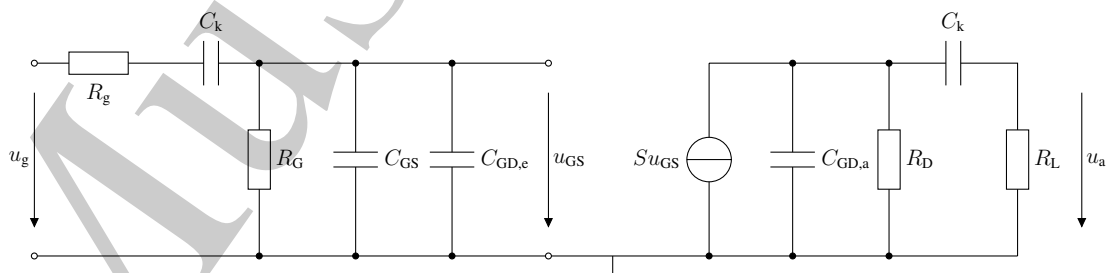


Abbildung 10

- (1 P. für R_g und R_G , 1 P. für R_D und R_L
1 P. für beide Koppelkondensatoren C_k , 1 P. für beide Eingangskapazitäten, 1 P. für $C_{GD,a}$)

- e) Zeigen Sie, dass der Eingangskoppelkondensator ein Hochpassverhalten verursacht und finden Sie die entsprechende 3-dB-Grenzfrequenz für niedrige Frequenzen f_L . (**Hinweis:** Da die parasitären Kapazitäten des Transistors deutlich kleiner als die Koppelkondensatoren sind, können sie für diese Berechnung vernachlässigt werden)

(4P.)



Wenn C_{GS} und $C_{GD,e}$ vernachlässigt werden, bilden R_g , C_k und R_G einen Spannungsteiler. Die Gate-Source-Spannung u_{GS} ist dann:

$$\begin{aligned} u_{GS}(\omega) &= u_g \frac{R_G}{R_g + \frac{1}{j\omega C_k} + R_G} \\ &= u_g \frac{R_G(j\omega C_k)}{j\omega C_k(R_g + R_G) + 1} \quad (1 \text{ P.}) \end{aligned}$$

Die Übertragungsfunktion kann auf eine Frequenz $\omega_1 = \frac{1}{C_k(R_g + R_G)}$ normiert werden. Mit der normierten Frequenz $\Omega = \omega/\omega_1$ ist die Gate-Source-Spannung:

$$\frac{u_{GS}}{u_g}(\Omega) = \frac{R_G}{R_g + R_G} \frac{j\Omega}{1 + j\Omega} \quad (1 \text{ P.})$$

Diese Übertragungsfunktion mit einer Nullstelle auf 0 Hz und einer Polstelle auf ω_1 entspricht einem Hochpassverhalten. (1Pt)

Die 3-dB-Grenzfrequenz für niedrige Frequenzen ist dann:

$$\omega_L = \frac{1}{C_k(R_G + R_g)} = 4 \times 10^5 \text{ 1/s}$$

$$f_L = \frac{\omega_L}{2\pi} = 63,7 \text{ kHz} \quad (1 \text{ P.})$$

- f) Finden Sie die 3-dB-Grenzfrequenz für hohe Frequenzen f_H der Schaltung. Die Dominante-Pol-Approximation kann angenommen werden. Außerdem können die Koppelkondensatoren bei hohen Frequenzen durch Kurzschlüsse ersetzt werden. (3 P.)



Durch die Dominante-Pol-Approximation wird die 3-dB-Grenzfrequenz für hohe Frequenzen durch das Verhalten am Eingang dominiert. Wenn C_k als Kurzschluss angenommen wird, bilden R_g , R_G , C_{GS} und $C_{GD,e}$ einen Tiefpass. Damit ergibt sich die 3-dB-Grenzfrequenz für hohe Frequenzen zu:

$$f_H = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot C_e \cdot r_e}$$

mit $C_e = C_{GD,e} + C_{GS} = 12,2 \text{ pF}$ (1 P.)

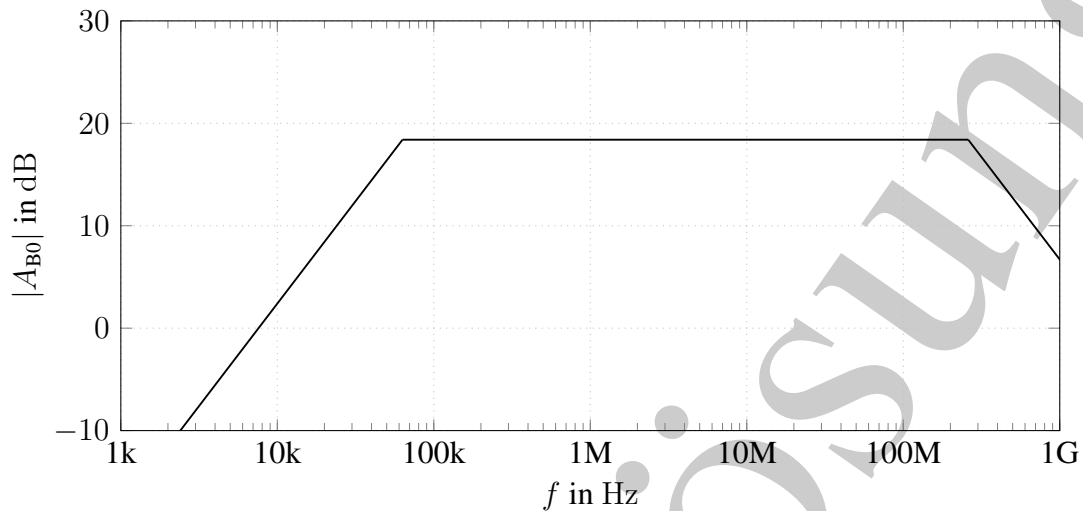
Der äquivalente Widerstand, der von der Kapazität C_e gesehen wird ergibt sich zu:

$$r_e = R_g \parallel R_G \stackrel{R_G \gg R_g}{\approx} R_g = 50 \Omega \text{ (1 P.)}$$

Damit ergibt sich für die 3-dB-Grenzfrequenz für hohe Frequenzen:

$$f_H = 260,9 \text{ MHz (1 P.)}$$

- g) Skizzieren Sie das Bodediagramm der Betriebsspannungsverstärkung A_{B0} anhand der Grenzfrequenzen aus Teilaufgaben (e) und (f). (3 P.)



(1 P. für die richtige Verstärkung in dB, 1 P. für das Bandpassverhalten, jeweils 1 P. für die richtigen Grenzfrequenzen, asymptotische Näherung erlaubt)

Musterlösung

Aufgabe 5

(gesamt 15 Punkte)

Mehrstufige Verstärkerschaltung

Gegeben ist eine zweistufige Verstärkerschaltung, siehe Abbildung 11. Für beide Transistoren gilt $B = \beta = 100$. Im Arbeitspunkt beträgt $U_{BE1} = U_{BE2} = 0,7 \text{ V}$. Die Widerstände haben die folgenden Werte: $R_{B1} = 28 \text{ k}\Omega$, $R_{C1} = 200 \Omega$, $R_{C2} = 120 \Omega$, $R_{E2} = 80 \Omega$, $R_L = 50 \Omega$. Die Vorspannung beträgt $U_b = 15 \text{ V}$. Außerdem kann angenommen werden, dass $I_{B2} \ll I_{C1}$. Der Early-Effekt kann vernachlässigt werden und alle Transistoren befinden sich im Normalbetrieb. Für Wechselspannungen können die Kondensatoren als Kurzschluss betrachtet werden.

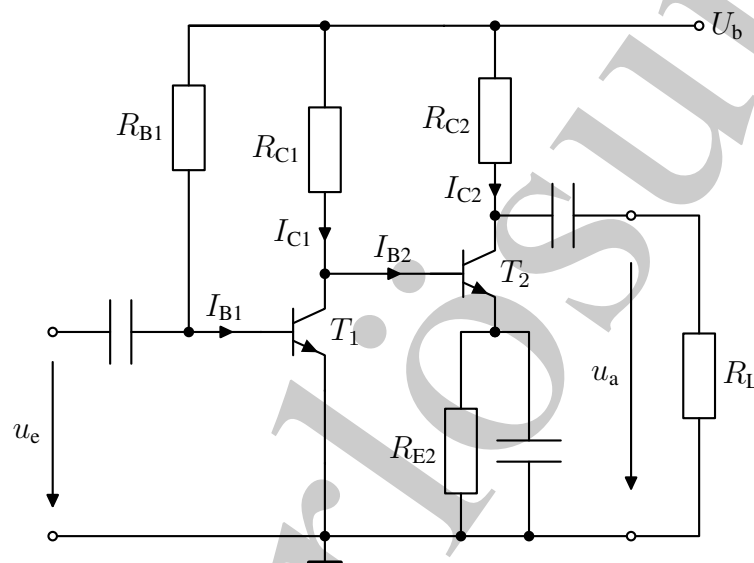


Abbildung 11

- a) Bestimmen Sie den Arbeitspunkt von T_1 (I_{B1} , I_{C1} , U_{CE1}). Geben Sie I_B in μA an.

(3 P.)

$$U_b = I_B \cdot R_{B1} + U_{BE}$$

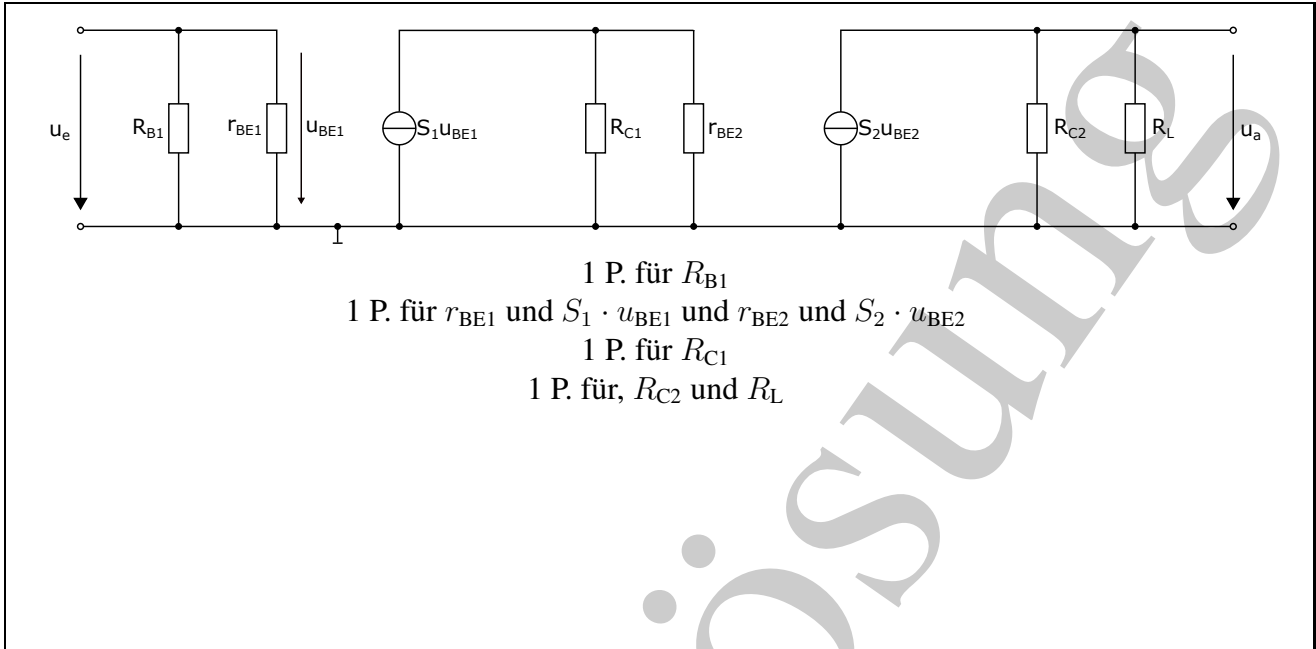
$$I_B = \frac{U_b - U_{BE}}{R_{B1}} = \frac{15 \text{ V} - 0,7 \text{ V}}{28 \text{ k}\Omega} = 510 \mu\text{A} \quad (1 \text{ P.})$$

$$I_C = B \cdot I_B = 100 \cdot 510 \mu\text{A} = 51 \text{ mA} \quad (1 \text{ P.})$$

$$U_{CE} = U_b - I_C \cdot R_C = 15 \text{ V} - I_C \cdot R_C = 15 \text{ V} - 51 \text{ mA} \cdot 200 \Omega = 4,8 \text{ V} \quad (1 \text{ P.})$$

b) Skizzieren Sie das Kleinsignalersatzschaltbild der gesamten Schaltung.

(4P.)



Musterlösungen

- c) Berechnen Sie die Kleinsignalspannungsverstärkung A der gesamten Schaltung. Der Transistor T_2 wird im gleichen Arbeitspunkt wie T_1 betrieben.

(4P.)



$$A = A_1 \cdot A_2$$

$$A_1 = S_1 \cdot r_{a1}$$

$$A_2 = S_2 \cdot r_{a2}$$

$$\text{mit } S_1 = S_2 = \frac{I_{C,A}}{U_T} = \frac{51 \text{ mA}}{26 \text{ mV}} = 1,96 \text{ S (1 P.)}$$

$$\text{mit } r_{BE2} = \frac{U_T}{I_{B2}} = \frac{26 \text{ mV}}{510 \text{ }\mu\text{A}} = 51 \text{ }\Omega$$

$$\text{mit } r_{a1} = R_{C1} \parallel r_{BE2} = \frac{R_{C1} \cdot r_{BE2}}{R_{C1} + r_{BE2}} = \frac{200 \text{ }\Omega \cdot 51 \text{ }\Omega}{200 \text{ }\Omega + 51 \text{ }\Omega} = 40,6 \text{ }\Omega \text{ (1 P.)}$$

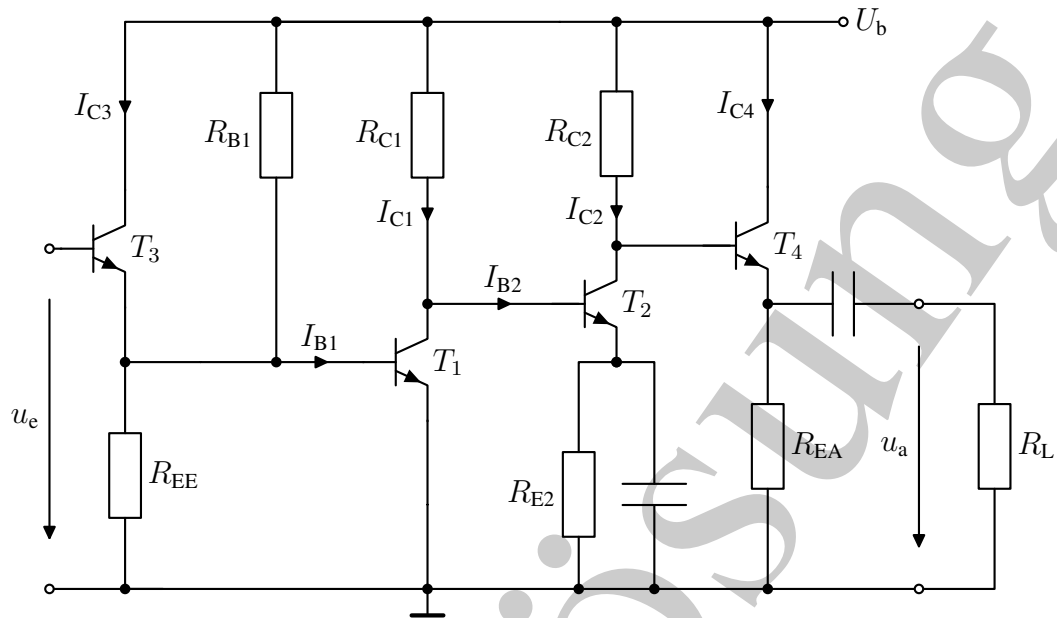
$$\text{mit } r_{a2} = \frac{R_{C2} \cdot R_L}{R_{C2} + R_L} = \frac{120 \text{ }\Omega \cdot 50 \text{ }\Omega}{120 \text{ }\Omega + 50 \text{ }\Omega} = 35,3 \text{ }\Omega \text{ (1 P.)}$$

$$A_1 = -1,96 \text{ S} \cdot 40,6 \text{ }\Omega = -79,6$$

$$A_2 = -1,96 \text{ S} \cdot 35,3 \text{ }\Omega = -69,2$$

$$A_{\text{ges}} = 5501,4 \text{ (1 P.)}$$

Der mehrstufige Verstärker wird am Eingang und am Ausgang wie folgt erweitert. Es gilt $I_{C3} = I_{C4} = 10 \text{ mA}$, $U_{BE3} = U_{BE4} = 0,7 \text{ V}$ und $B = \beta = 100$. Für die beiden Widerstände gilt $R_{EE} = 70 \Omega$ und $R_{EA} = 820 \Omega$



d) In welcher Grundschaltung werden die neuen Transistoren T_3 und T_4 betrieben?

(1P)



Kollektorschaltung

- e) Berechnen Sie erneut die Kleinsignal-Spannungsverstärkung A . Es kann angenommen werden, dass R_{C2} viel kleiner ist als der Eingangswiderstand der 4. Stufen.

(3 P.)



Die Spannungsverstärkung berechnet sich aus der Kaskadierung der Einzelverstärkungen. Die Verstärkung der 1. und 4. Stufe bestehend aus einer Kollektorschaltungen (Transistor T_3 , Transistor T_4) ergeben sich zu

$$A_1 = A_4 = 1 \text{ (1 P.)}$$

Die Verstärkung der 2. Stufe (Transistor T_1) bleibt unverändert:

$$A_2 = -79,6$$

Die Verstärkung der 3. Stufe (Transistor T_2) muss neu berechnet werden, da die 4. Stufe den Lastwiderstand von der 3. Stufe entkoppelt. Mit der Annahme $r_{e4} \gg R_{C2}$ ergibt sich

$$A_3 = -S_3 \cdot (R_{C2} \parallel r_{e4}) = -S_3 \cdot R_{C2}$$

mit $S_3 = 1,96 \text{ S}$ (aus Aufgabenteil c))

$$A_3 = -235,2 \text{ (1 P.)}$$

Die Gesamtverstärkung ergibt sich somit zu:

$$A_{\text{ges}} = 1 \cdot (-79,6) \cdot (-235,2) \cdot 1 = 18722 \text{ (1 P.)}$$

Musterlösung

Aufgabe 6

(gesamt 11 Punkte)

Differenzverstärker

Gegeben ist der Differenzverstärker mit den beiden selbstsperrenden n-MOSFETs T_1 und T_2 in Abbildung 12. Die beiden Transistoren T_1 und T_2 sind identisch aufgebaut und deren Arbeitspunkt soll bei $U_{GS} = 0,75 \text{ V}$, $I_D = 250 \mu\text{A}$ und $U_{DS} = 2 \text{ V}$ liegen. Außerdem gilt $r_{DS1} = r_{DS2} = 1 \text{ M}\Omega$ und $U_{th1} = U_{th2} = 0,5 \text{ V}$. Die Vorspannungen betragen $U_{b+} = 3 \text{ V}$ und $U_{b-} = -3 \text{ V}$. Der Widerstand R_S besitzt den Wert $2 \text{ k}\Omega$. Falls Sie Vereinfachungen vornehmen, geben Sie diese an.

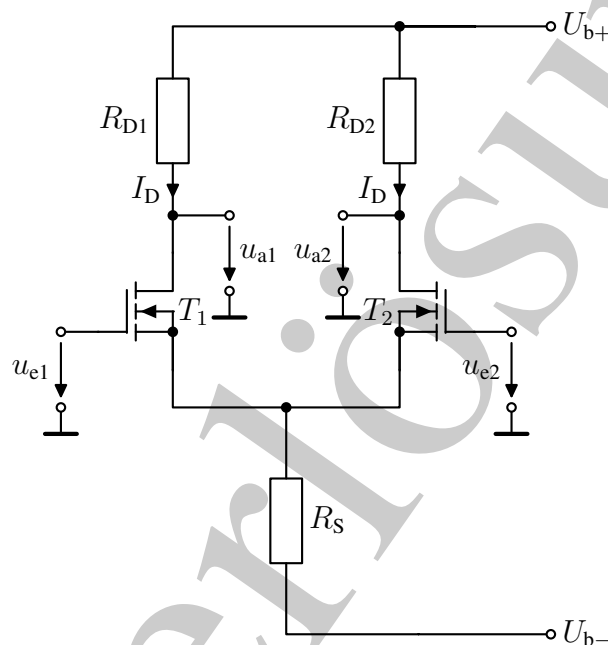


Abbildung 12

- a) Berechnen Sie R_{D1} und R_{D2} , sodass beide Transistoren im Arbeitspunkt betrieben werden.

(1P)

$$\begin{aligned}
 0 &= -U_{b+} + I_D \cdot R_D + U_{DS} + 2 \cdot I_D \cdot R_S + U_{b-} \\
 R_{D1} = R_{D2} &= \frac{U_{b+} - U_{b-} - U_{DS} - 2 \cdot I_D \cdot R_S}{I_D} \\
 &= \frac{3 \text{ V} - (-3 \text{ V}) - 2 \text{ V} - 2 \cdot 250 \mu\text{A} \cdot 2 \text{ k}\Omega}{250 \mu\text{A}} \\
 &= 12 \text{ k}\Omega
 \end{aligned}$$

b) Berechnen Sie die Gleichtakt-Spannungsverstärkung $A_G = u_{a1,2}/u_G$ der Schaltung.

(2 P.)



$$A_G = \frac{u_{a1,2}}{u_G} = -\frac{R_D \parallel r_{DS}}{2 \cdot R_S}$$

mit $r_{DS} \gg R_D$ (1 P.)

$$A_G = -\frac{R_D}{2 \cdot R_S} = -\frac{12 \text{ k}\Omega}{2 \cdot 2 \text{ k}\Omega} = -3 \text{ (1 P.)}$$

c) Berechnen Sie die Gegentakt-Spannungsverstärkung $A_D = u_a/u_D = (u_{a2} - u_{a1})/(u_{e2} - u_{e1})$ der Schaltung.

(3 P.)



$$A_D = \frac{u_a}{u_D} = -S \cdot (R_D \parallel r_{DS}) \stackrel{r_{DS} \gg R_D}{\approx} -S \cdot R_D$$

mit $\beta = \frac{2 \cdot I_D}{(U_{GS} - U_{th})^2} = 8 \frac{\text{mA}}{\text{V}^2}$ (1 P.)

mit $S = \beta \cdot (U_{GS} - U_{th}) \cdot \left(1 + \frac{U_{DS}}{U_A}\right) \approx \beta \cdot (U_{GS} - U_{th})$

$$= 8 \frac{\text{mA}}{\text{V}^2} \cdot (0,75 \text{ V} - 0,5 \text{ V}) = 2 \frac{\text{mA}}{\text{V}}$$
 (1 P.)

Der Term mit der Early-Spannung kann vernachlässigt werden, da r_{DS} sehr groß ist

$$A_D = -2 \frac{\text{mA}}{\text{V}} \cdot 12 \text{ k}\Omega = -24 \text{ (1 P.)}$$

d) Berechnen Sie den Gleichtaktunterdrückungsfaktor CMRR.

(1 P.)



$$\text{CMRR} = \frac{A_D/2}{A_G} = \frac{-12}{-3} = 4 \text{ (1 P.)}$$

f) Berechnen Sie R_1 .

(2 P.)



T3 befindet sich in Sättigung.

$$U_{b+} = I_1 \cdot R_1 + U_{GS} + U_{b-}$$

$$\text{mit } I_1 = 4/I_{D,T3} = 125 \mu\text{A} \text{ (1 P.)}$$

$$R_1 = \frac{U_{b+} - U_{b-} - U_{GS}}{I_1} = 43 \text{ k}\Omega \text{ (1 P.)}$$

Musterlösung

Aufgabe 7

(gesamt 13 Punkte)

Grundlagen Digitaltechnik

Teil 1: CMOS-Inverter

- a) Das statische Verhalten eines CMOS-Inverters soll untersucht werden. Hierfür ist die Übertragungskennlinie in Abbildung 14 gegeben. Bestimmen Sie daraus die absoluten und relativen Störabstände des Inverters. (3 P.)

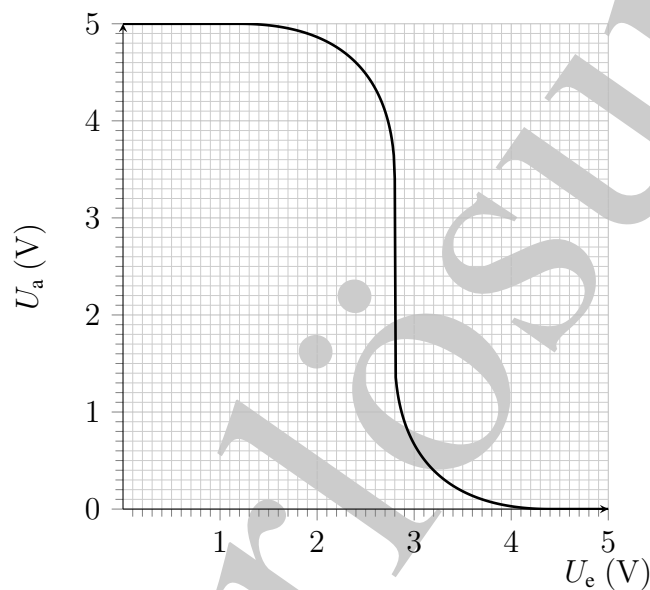


Abbildung 14

Um die Schwellspannung ablesen zu können, muss die Winkelhalbierende eingezeichnet werden. Der Schnittpunkt mit der Übertragungskennlinie ergibt die Schwellspannung. Diese beträgt somit 2,8 V. (1 P.)

Die absoluten Störabstände ergeben sich zu:

$$\Delta U_H = U_H - U_S = 5 \text{ V} - 2,8 \text{ V} = 2,2 \text{ V}$$

$$\Delta U_L = U_S - U_L = 2,8 \text{ V} - 0 \text{ V} = 2,8 \text{ V} \quad (1 \text{ P.})$$

Die relativen Störabstände ergeben sich zu:

$$Z_H = \frac{\Delta U_H}{\Delta U} = \frac{2,2 \text{ V}}{5 \text{ V}} = 0,44$$

$$Z_L = \frac{\Delta U_L}{\Delta U} = \frac{2,8 \text{ V}}{5 \text{ V}} = 0,56 \quad (1 \text{ P.})$$

- b) Die Threshold-Spannung U_{th} der beiden Transistoren ist betragsmäßig gleich. Sind die NMOS- und PMOS- Transistoren so dimensioniert, dass $\beta_n = \beta_p$? Begründen Sie kurz ihre Antwort. (2 P.)



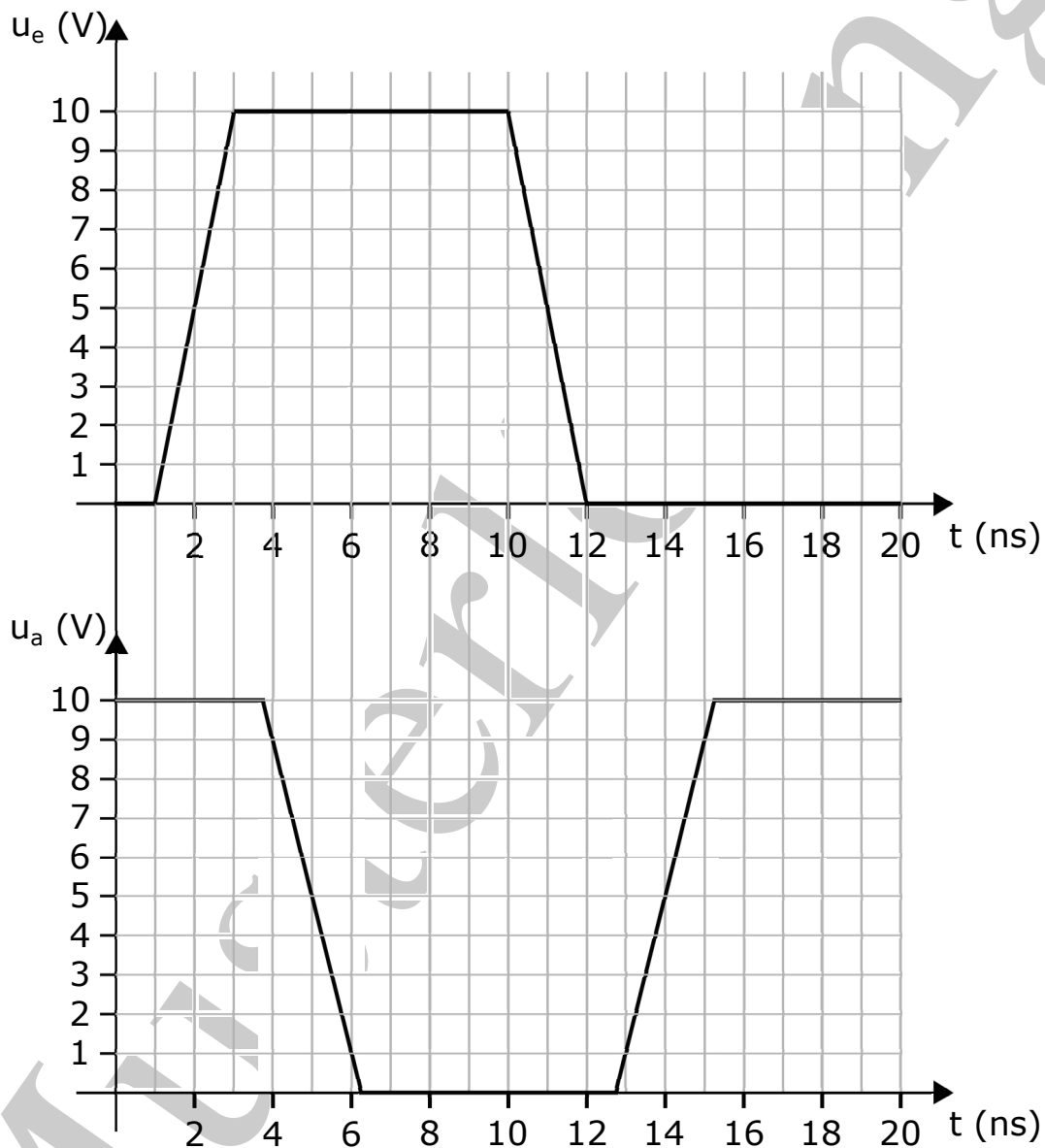
Nein, wenn $\beta_n = \beta_p$ gegeben wäre, wäre die Kurve punktsymmetrisch um $U_S = 2,5\text{ V}$.

(1 P. für richtige ja/nein-Antwort, 1 P. für richtige Begründung)

Musterlösungs

- c) Bei einem weiteren Inverter soll nun das dynamische Verhalten untersucht werden. Die Anstiegs- und Fallzeit des Inverters beträgt $t_r = t_f = 2 \text{ ns}$. Außerdem gilt $t_{\text{pdHL}} = t_{\text{pdLH}} = 3 \text{ ns}$, sodass sich die Gatterlaufzeit ebenfalls zu $t_{\text{pd}} = 3 \text{ ns}$ ergibt. Es wird das folgende zeitliche Eingangssignal u_e angelegt. Zeichnen Sie das zugehörige Ausgangssignal u_a . Nehmen Sie hierfür an, dass der zeitliche Verlauf beim Auf- oder Entladen näherungsweise linear ist.

(3 P.)



1 P. Inverterverhalten, 1 P. für richtige Gatterlaufzeit, 1 P. für richtige Anstiegs- und Fallzeit.

Teil 2: logisches Gatter Die schaltungstechnische Auslegung einer logischen Schaltung ist in Abbildung 15 dargestellt.

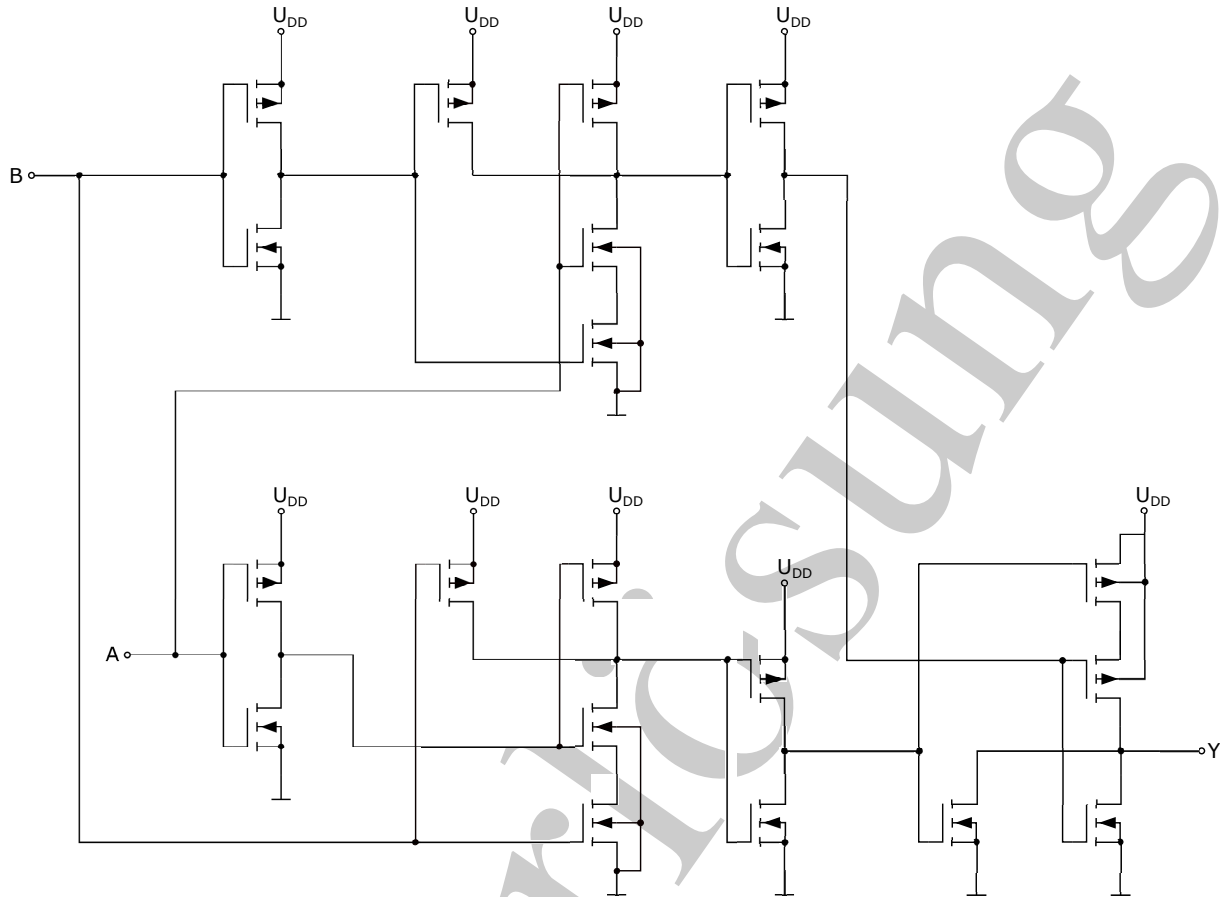


Abbildung 15

d) Erstellen Sie die Wahrheitstabelle für die Schaltung. Verwenden Sie dazu bitte folgende Bezeichnungen: LOW: 0, HIGH: 1, hochohmig: HiZ, logischer Zustand beliebig: X.

(4P.)



A	B	Y
0	0	1
0	1	0
1	0	0
1	1	1

1 P./Zeile

e) Welche Funktion ist mit der Schaltung aus Abbildung 15 realisiert?

(1P.)



Äquivalenz (EXNOR)

Musterlösung

Musterlösung

Aufgabe 8

(gesamt 13 Punkte)

Gegeben ist die Schaltung in Abb. 16. Die Widerstände haben folgende Werte: $R_{C1} = 10 \text{ k}\Omega$, $R_{C2} = 3 \text{ k}\Omega$, $R_E = 1 \text{ k}\Omega$, $R_1 = 50 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 100 \text{ k}\Omega$. Die Vorspannung beträgt $U_b = 10 \text{ V}$.

Zur Analyse der Schaltung kann für beide Transistoren angenommen werden:

- Wenn der Transistor leitet, stellt sich eine Kollektor-Emitter-Spannung von $U_{CE} = 0,1 \text{ V}$ ein.
- Wenn der Transistor sperrt, beträgt der Kollektorstrom $I_C = 0 \text{ mA}$.
- Der Basisstrom ist immer vernachlässigbar klein.
- Die Schaltschwelle zwischen dem leitenden und sperrenden Zustand ist bei $U_{BE} = 0,7 \text{ V}$.
- Der Strom durch den Spannungsteiler mit R_1 und R_2 ist wesentlich kleiner als der Kollektorstrom von T_1 , wenn dieser leitet.

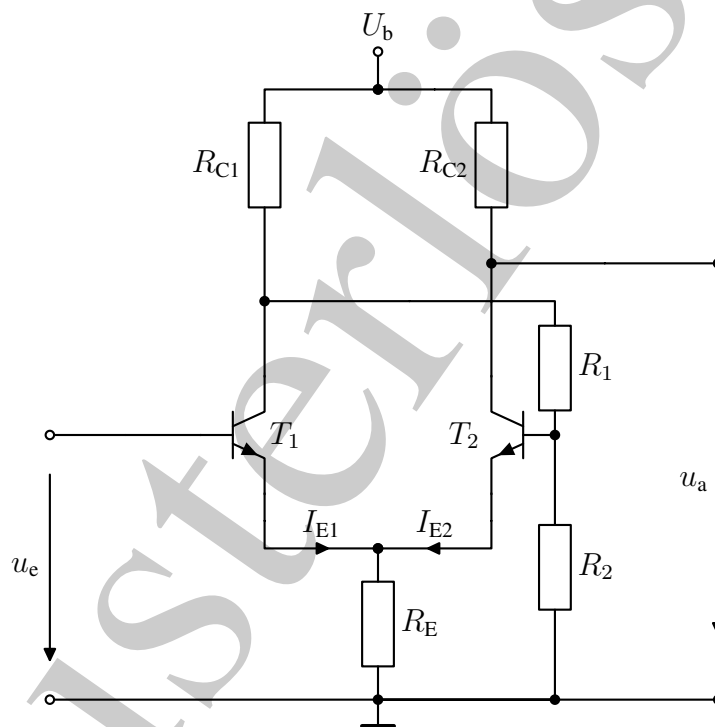


Abbildung 16

a) Ermitteln Sie die Schaltschwellen $u_{e,\text{ein}}$ und $u_{e,\text{aus}}$ der Schaltung.

(4 P.)



Schaltschwelle $u_{e,\text{ein}}$: Vor diesem Schaltvorgang sperrt T_1 , und T_2 leitet.

$$U_b = I_{C2}R_{C2} + U_{CE,T2} + I_{C2}R_E$$

$$I_{C2} = \frac{U_b - U_{CE,T2}}{R_{C2} + R_E} = 2,5 \text{ mA}$$

$$U_E = I_{C2} \cdot R_E = 2,5 \text{ V (1 P.)}$$

Damit T_1 leitet:

$$u_{e,\text{ein}} > U_E + 0,7 \text{ V}$$

$$u_{e,\text{ein}} = 3,2 \text{ V (1 P.)}$$

Schaltschwelle $u_{e,\text{aus}}$: Vor diesem Schaltvorgang leitet T_1 , und T_2 sperrt.

$$I_{C1} = \frac{U_b - U_{CE,T1}}{R_E + R_{C1}} = 1 \text{ mA}$$

$$U_E = I_{C1} \cdot R_E = 0,9 \text{ V (1 P.)}$$

Damit T_1 sperrt:

$$u_e < U_E + 0,7 \text{ V}$$

$$u_{e,\text{aus}} = 1,6 \text{ V (1 P.)}$$

b) Ermitteln Sie die Ausgangsspannung für alle möglichen Zustände der Schaltung.

(2 P.)



Wenn T_2 leitet, liegt ein *Low*-Signal am Ausgang

$$u_{a,\text{Low}} = U_E + U_{CE,T2} = 3,3 \text{ V (1 P.)}$$

Wenn T_2 sperrt, liegt ein *High*-Signal am Ausgang:

Da kein Strom in den Kollektor von T_2 fließt, fällt auch keine Spannung am Widerstand R_{C2} ab:

$$u_{a,\text{High}} = U_b = 10 \text{ V (1 P.)}$$

- c) Skizzieren Sie die u_a gegen u_e Kennlinie der Schaltung. (Eine maßstabsgetreue Zeichnung ist nicht notwendig. Achten Sie jedoch auf eine passende Achsenbeschriftung und eine klare Bezeichnung der wichtigsten Kennwerte.)

(2 P.)

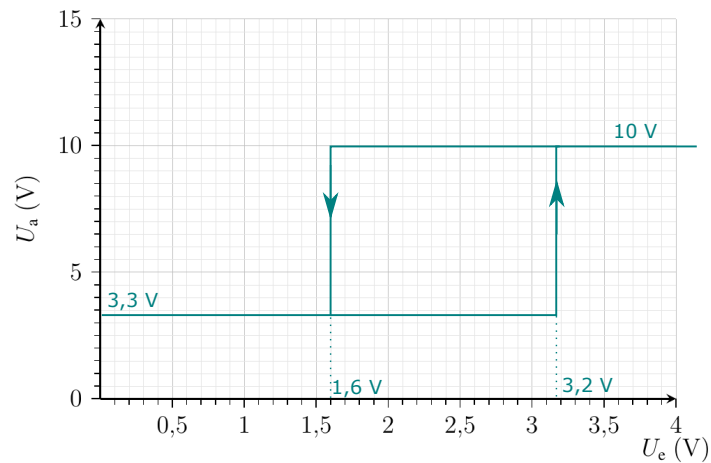


Abbildung 17

(1 P. für korrekte Form mit Hysterese, inkl. Richtung der Pfeile)

(1 P. für eingezeichnete Schaltschwellen und Ausgangsspannungen, Folgefehler möglich)

- d) Zum Zeitpunkt $t = 0$ ms entspricht die Ausgangsspannung $u_a(0 \text{ ms})$ einem *High*-Signal. Ein Eingangssignal $u_e(t)$ wird gemäß Abb. 18 angelegt. Zeichnen Sie den Spannungsverlauf der Ausgangsspannung $u_a(t)$ in das dafür vorgesehene Diagramm ein. (4P.)

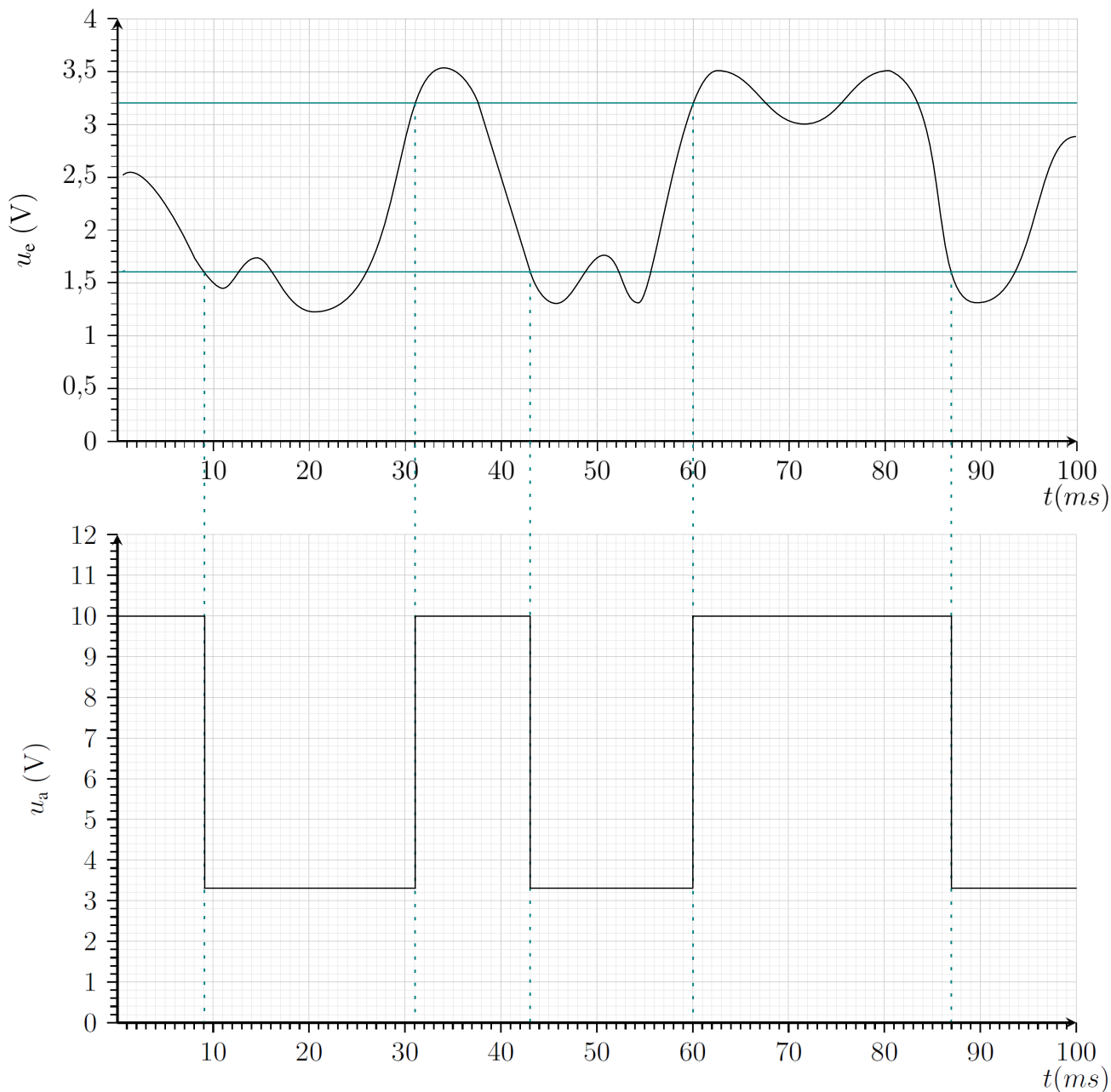


Abbildung 18

(1 P. für Anfangszustand ($u_a = 10 \text{ V}$), 1 P. für rechteckige Form der gesamten Kurve, 1 P. für richtige Ausgangsspannungen, 2 P. für richtige Schalt-Zeitpunkte)

Folgefehler möglich