

# Lösungen zu den Übungsaufgaben

## "Elektronische Schaltungen"

Sommersemester 2018

**Aufgabe1:**

Spannungsteilerschaltung

1.1  $U_1 + U_2 - U_0 = 0$

$U_1 = R_1 \cdot I$

$U_2 = R_2 \cdot I$

$I = \frac{U_0}{R_1 + R_2}$

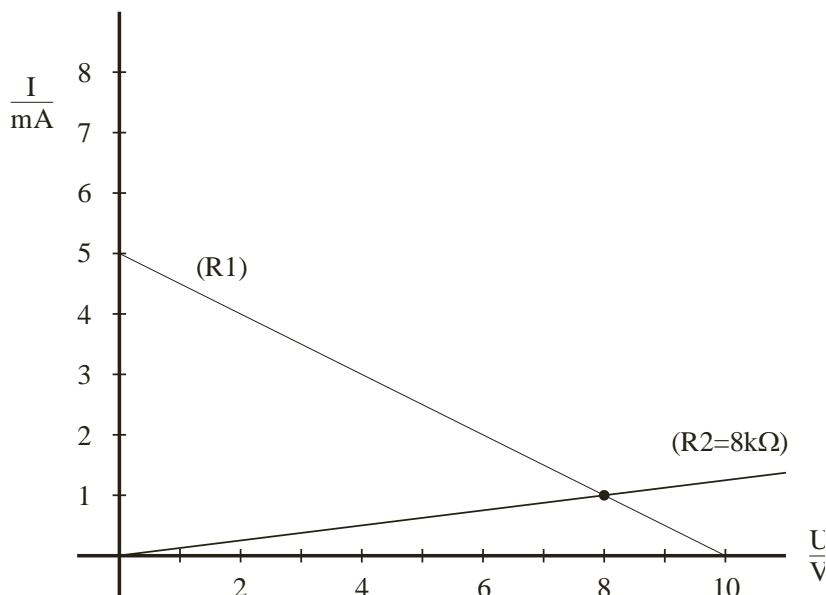
.....

Oder Spannungsteilerformel:

$U_2 = U_0 \cdot \left( \frac{R_2}{R_1 + R_2} \right) = 10V \cdot \frac{8k\Omega}{2k\Omega + 8k\Omega} = 10V \cdot \frac{8}{10} = 8,0 V$

$U_1 = U_0 \cdot \left( \frac{R_1}{R_2 + R_1} \right) = 10V \cdot \frac{2}{10} = 2,0 V$

1.2 I/U-Diagramm



Konstruktion Widerstandsgerade für R2:

$I = \frac{U}{R} \Rightarrow I = \frac{1}{R_2} \cdot U = \frac{1}{8} \cdot 10^{-3} \cdot \frac{A}{V} \cdot U = \frac{1}{8} \cdot \frac{mA}{V} \cdot U$

mit  $\begin{cases} U = 0 & I = 0 \\ U = 8V & \Rightarrow I = 1,0 \text{ mA} \end{cases}$

für R<sub>1</sub> gilt:

$I = -\frac{1}{R_1} \cdot (U - U_0)$

Konstruktion:  $\begin{cases} I = 0 & U = U_0 = 10 V \\ U = 0V & \Rightarrow I_{\max} = \frac{U_0}{R_1} = \frac{10 V}{2 k\Omega} = 5mA \end{cases}$

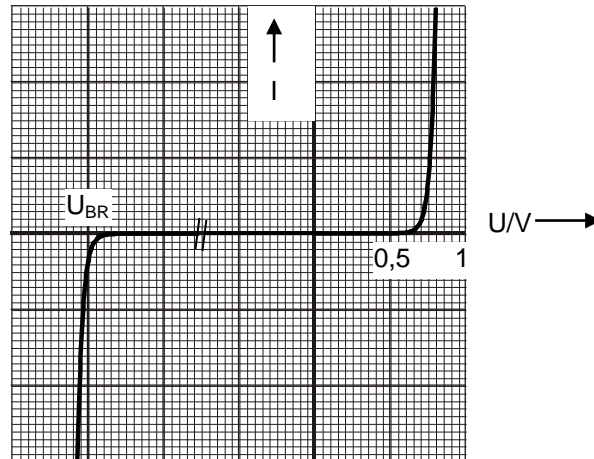
**Aufgabe 2:**

2.1

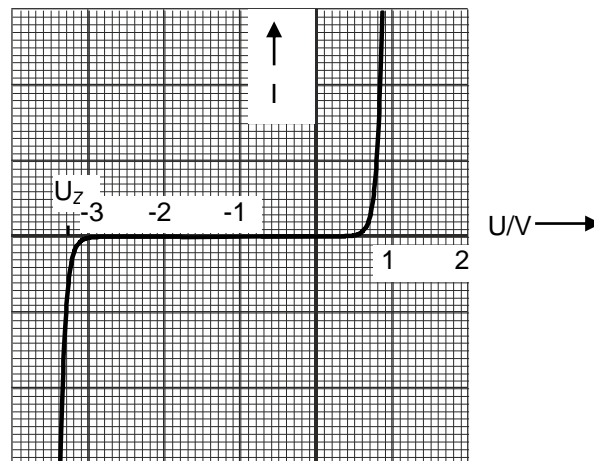
Im Durchlassbereich (und Sperrbereich) gilt für eine normale Si-Diode.

$$I = I_S \left( e^{\frac{U}{nU_T}} - 1 \right)$$

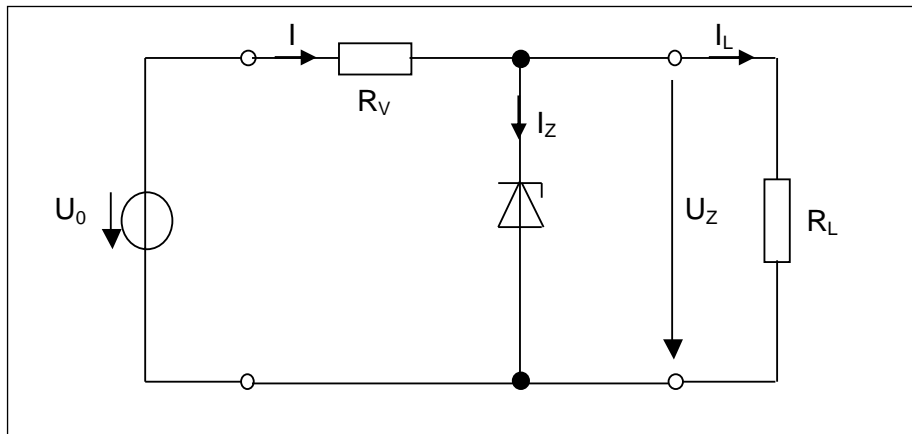
2.2 U/I Kennlinie der Si-Diode



2.3 U/I-Kennlinie einer Zenerdiode mit  $U_Z = 3,3 \text{ V}$  im Durchlass- und im Sperrbereich



2.4



Berechnung von  $R_V$  :

$$I_L = \frac{U_Z}{R_L} = \frac{5,1 \text{ V}}{510 \Omega} = 10 \text{ mA} , \quad 3 \text{ mA} < I_Z < 4 \text{ mA} \Rightarrow 13 \text{ mA} < I < 14 \text{ mA}$$

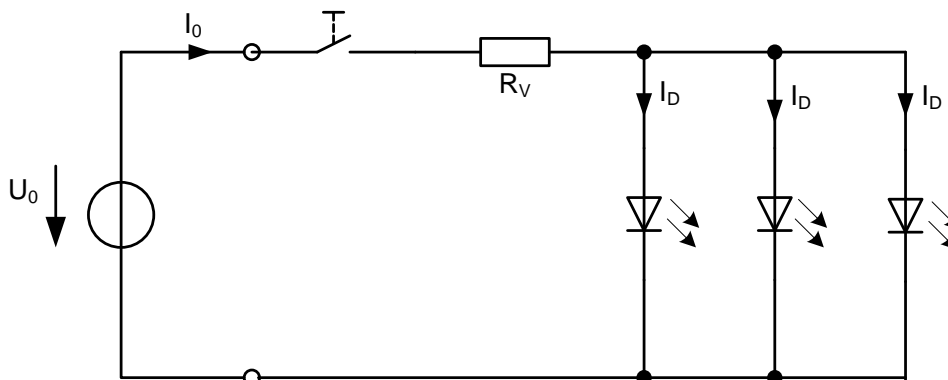
$$R_V = \frac{U_0 - U_Z}{I} = \frac{12 \text{ V} - 5,1 \text{ V}}{I} = \frac{6,9 \text{ V}}{I} \Rightarrow \frac{6,9 \text{ V}}{14 \text{ mA}} < R_V < \frac{6,9 \text{ V}}{13 \text{ mA}} \Rightarrow 492 \Omega < R_V < 530 \Omega$$

In der E24-Reihe finden wir nur einen Wert, der in diesem Bereich liegt: 5,1  
Damit muss  $R_V = 510 \Omega$  sein!

**Aufgabe 3:**

Aus dem Kennlinienfeld der Diode kann abgelesen werden:  
Bei  $I = 20 \text{ mA}$  beträgt die Spannung über der LED  $U = 3,5 \text{ V}$   
Es ergeben sich folgende Schaltungsmöglichkeiten:

1. Parallelschaltung der Dioden



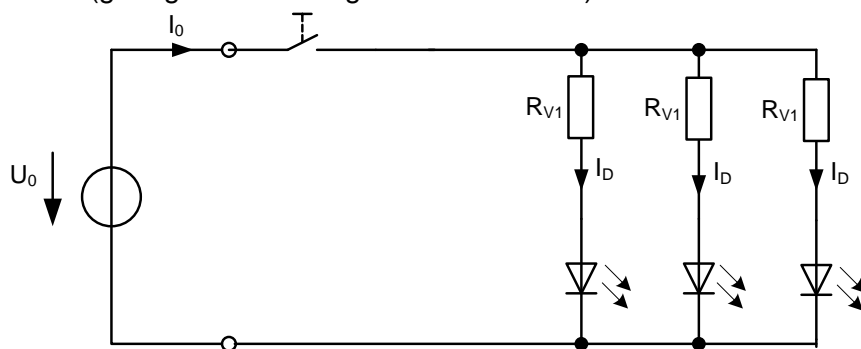
$$I_0 = 3 \cdot I_D = 3 \cdot 20 \text{ mA} = 60 \text{ mA}$$

mit

$$U_D = 3,5 \text{ V} \text{ wird } U_{R_V} = U_0 - U_D = 12 \text{ V} - 3,5 \text{ V} = 8,5 \text{ V} \Rightarrow$$

$$R_V = \frac{U_{R_V}}{I_0} = \frac{8,5 \text{ V}}{60 \text{ mA}} = 141,7 \Omega \quad \text{und} \quad P_{ges} = 12 \text{ V} \cdot 60 \text{ mA} = 720 \text{ mW}$$

Besser: (geringere Belastung der Widerstände)



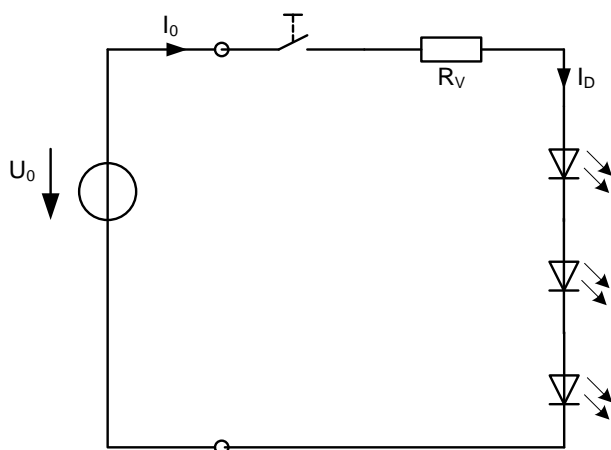
$$I_0 = 3 \cdot I_D = 3 \cdot 20 \text{ mA} = 60 \text{ mA}$$

mit

$$U_D = 3,5 \text{ V} \text{ wird } U_{Rv1} = U_{Rv2} = U_{Rv3} = U_0 - U_D = 12 \text{ V} - 3,5 \text{ V} = 8,5 \text{ V} \Rightarrow$$

$$R_{V1,2,3} = \frac{U_{Rv}}{I_D} = \frac{8,5 \text{ V}}{20 \text{ mA}} = 425 \Omega \text{ und } P_{ges} = 12 \text{ V} \cdot 60 \text{ mA} = 720 \text{ mW}$$

2. Reihenschaltung der LED (beste Lösung)



$$I_0 = I_D = 20 \text{ mA}$$

mit

$$U_D = 3,5 \text{ V} \text{ wird } U_{Rv} = U_0 - 3 \cdot U_D = 12 \text{ V} - 10,5 \text{ V} = 1,5 \text{ V} \Rightarrow$$

$$R_V = \frac{U_{Rv}}{I_0} = \frac{1,5 \text{ V}}{20 \text{ mA}} = 75 \Omega \text{ und } P_{ges} = 12 \text{ V} \cdot 20 \text{ mA} = 240 \text{ mW}$$

Daraus folgt: Reihenschaltung ist besser, da nur 1/3 der Leistungsaufnahme gegenüber Parallelschaltung.

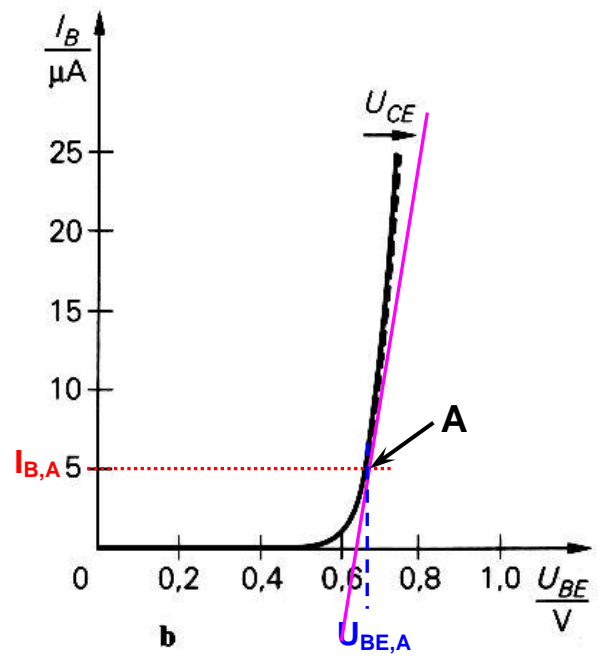
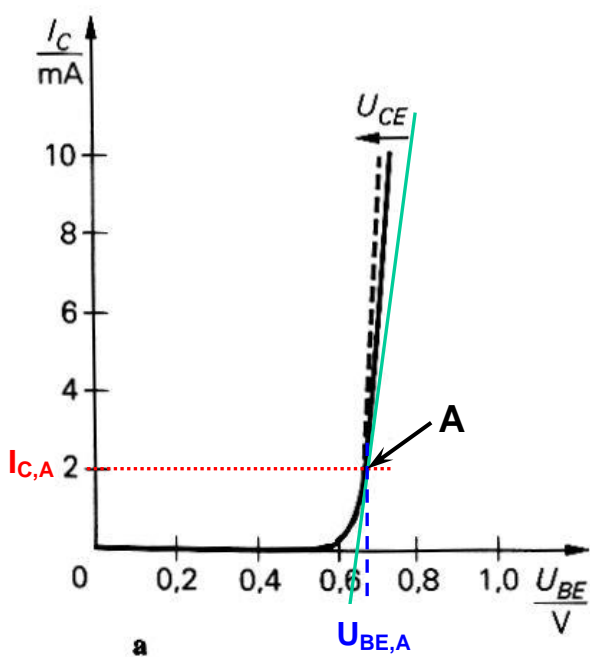
**Kennlinien und Definitionen von Bipolartransistoren**

Aus den Eingangskennlinien lassen sich folgende Größen bestimmen:

a) **Steilheit S:**  $S = \frac{\partial I_C}{\partial U_{BE}} = \frac{I_{C,A}}{U_T}$  (Tangente an

b) **Kleinsignal-Eingangswiderstand  $r_{BE}$ :**  $\frac{1}{r_{BE}} = \left. \frac{\partial I_B}{\partial U_{BE}} \right|_A$

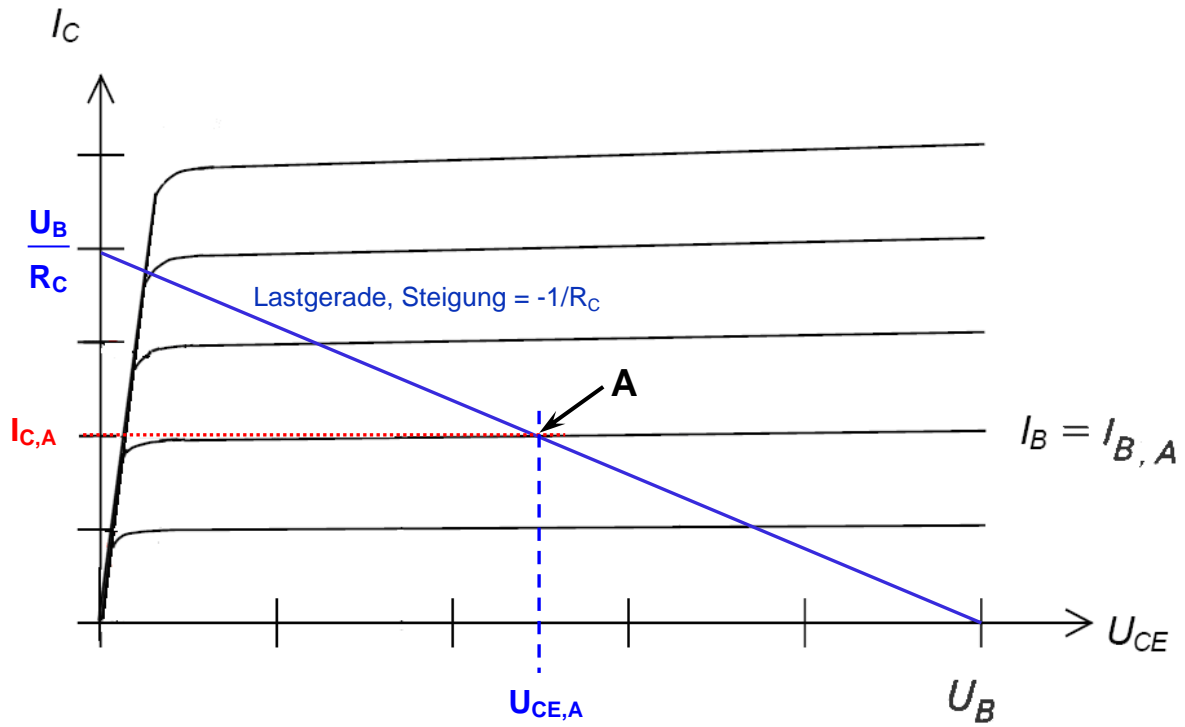
c) **Stromverstärkung B:**  $B = \frac{I_{C,A}}{I_{B,A}}$



Aus dem Ausgangskennlinienfeld lassen sich:

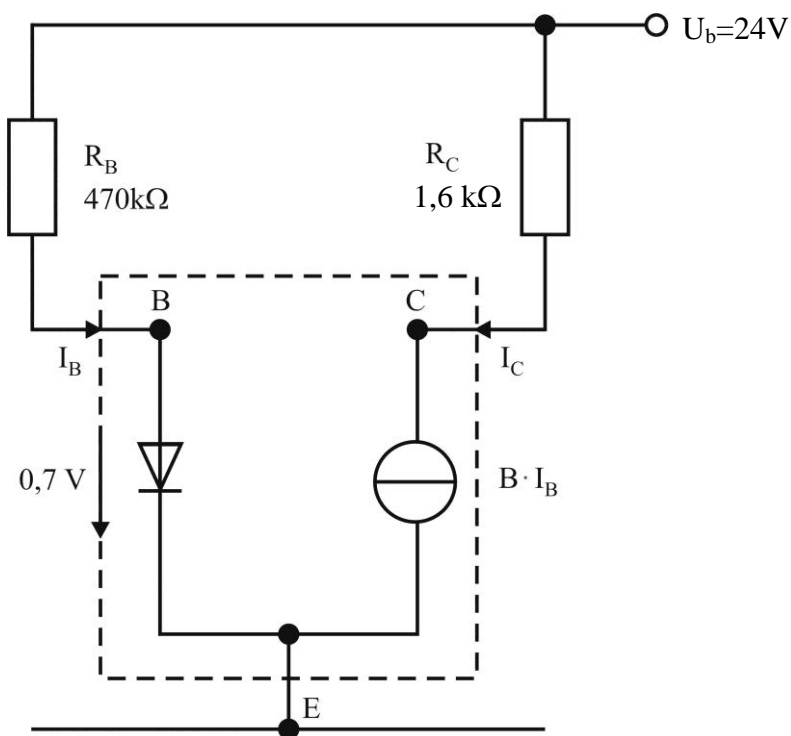
1. die Kollektor-Emitter-Spannung  $U_{CE,A}$  und
2. der differentielle Kollektor-Emitter-Widerstand  $r_{CE}$  bestimmen.

$$r_{CE} = \left. \frac{\partial U_{CE}}{\partial I_C} \right|_A$$



**Aufgabe 4:**

- 4.1 Die Schaltung ist eine Emitterschaltung mit Basisstromeinprägung.
- 4.2 Die Kondensatoren haben die Aufgabe, die Gleichspannungsanteile der Basis–Emitter – und der Kollektor–Emitterspannung vom Ein- bzw. Ausgangssignal zu entkoppeln.
- 4.3 Großsignalersatzschaltbild



4.4

$$I_B = \frac{U_b - 0,7\text{V}}{R_B} = \frac{24\text{V} - 0,7\text{V}}{470\text{k}\Omega} = 49,6\mu\text{A}$$

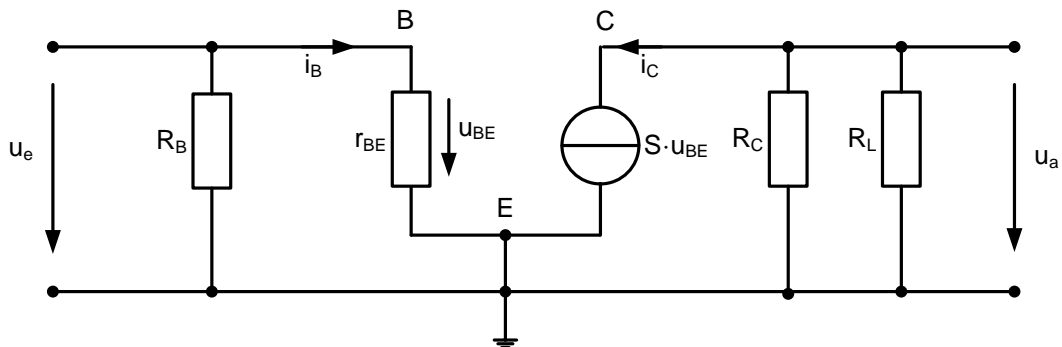
$$I_C = B \cdot I_B = 150 \cdot 49,6\mu\text{A} = 7,44\text{mA} = I_{C,A}$$

$$U_{CE,A} = U_b - I_{C,A} \cdot R_C = 24\text{V} - 7,44\text{mA} \cdot 1,6\text{k}\Omega = 24\text{V} - 11,9\text{V} = 12,1\text{V}$$

$$S = \frac{I_{C,A}}{U_T} = \frac{7,44\text{mA}}{26\text{mV}} = 286,1\text{mS}$$



4.5 Kleinsignalersatzschaltbild



4.6  $r_e, r_a, A$

$$r_e = R_B \parallel r_{BE} \quad , \quad r_{BE} = \frac{\beta}{S} = 524,3 \Omega$$

$$r_e = 470 \text{ k}\Omega \parallel 524,3 \Omega \approx 524 \Omega \approx r_{BE}$$

$$r_a = R_C \parallel R_L = 1,6 \text{ k}\Omega \parallel 4,7 \text{ k}\Omega = 1193,6 \Omega$$

$$A = -S \cdot r_a = 286,1 \text{ mS} \cdot 1193,6 \Omega = -341,5$$

4.7 Arbeitspunkt soll erhalten bleiben,  $\beta_{neu} = 300$

AP ist bestimmt durch  $I_C, U_{CE} \Rightarrow R_C$  bleibt

$R_B$  muss geändert werden.

Ansatz :

$$I_C = \beta \cdot I_B = \beta_{neu} \cdot I_{B,neu}$$

$$\Rightarrow I_{B,neu} = \frac{\beta}{\beta_{neu}} \cdot I_B = \frac{150}{300} \cdot 49,6 \mu\text{A} = 24,8 \mu\text{A}$$

$$R_{B,neu} = \frac{U_b - 0,7 \text{ V}}{I_{B,neu}} = \frac{23,3 \text{ V}}{24,8 \mu\text{A}} = 939,5 \text{ k}\Omega$$

$$\Rightarrow \text{E24-Reihe: } R_{B,neu} = 910 \text{ k}\Omega$$

Neuer Arbeitspunkt:

$$I_{B,Aneu} = \frac{24 \text{ V} - 0,7 \text{ V}}{910 \text{ k}\Omega} = 25,6 \mu\text{A}$$

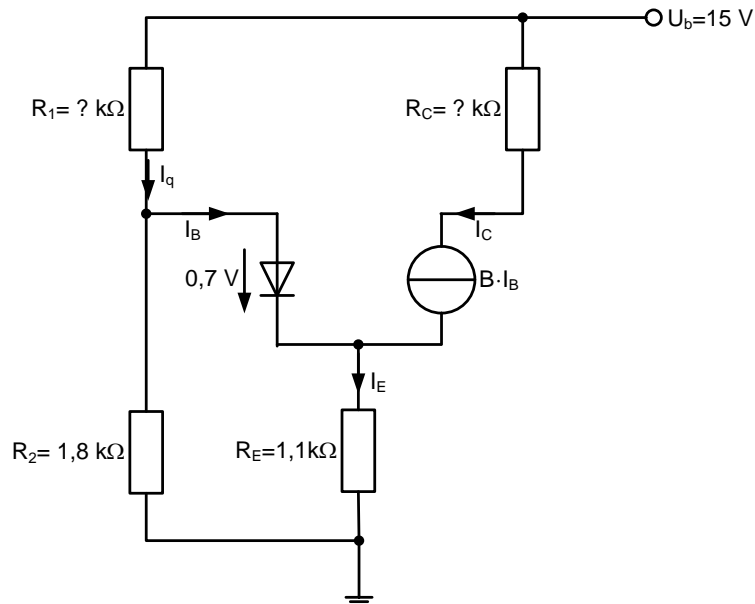
$$I_{C,Aneu} = \beta_{neu} \cdot I_{B,Aneu} = 300 \cdot 25,6 \mu\text{A} = 7,68 \text{ mA}$$

$$U_{CE,Aneu} = 24 \text{ V} - 1,6 \text{ k}\Omega \cdot 7,68 \text{ mA} = 24 \text{ V} - 12,29 \text{ V} = 11,71 \text{ V}$$

$$\Rightarrow S_{neu} = \frac{7,68 \text{ mA}}{26 \text{ mV}} = 295 \text{ mS} \Rightarrow A = -S \cdot r_a = -295 \text{ mS} \cdot 1193,6 \Omega = -352$$

**Aufgabe 5:**

- 5.1 Großsignalbetrieb: Emitterschaltung mit Stromgegenkopplung  
 Kleinsignalbetrieb: Emitterschaltung (da  $C \parallel R_E$  und Angabe bei Aufgabe: Die Kondensatoren können für Wechselspannungen als Kurzschluss betrachtet werden)  
 (Eingang: Basis, Ausgang: Kollektor, gemeinsam: Emitter)
- 5.2 Großsignalersatzschaltbild



- 5.3 Annahme:  $I_B \ll I_q \Rightarrow$  vereinfachte Berechnung (unbelasteter Spannungsteiler)  
 Annahme:  $I_E \approx I_C$ , mit Vorgabe:  $I_C = 2 \text{ mA}$

$$U_{R2} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot U_b = 0,7 \text{ V} + I_E \cdot R_E = 0,7 \text{ V} + 2 \text{ mA} \cdot 1,1 \text{ k}\Omega = 2,9 \text{ V}$$

$$\Rightarrow R_1 = \frac{R_2 \cdot U_b}{U_{R2}} - R_2 = \frac{1,8 \text{ k}\Omega \cdot 15 \text{ V}}{2,9 \text{ V}} - 1,8 \text{ k}\Omega = (9,31 - 1,8) \text{ k}\Omega = 7,51 \text{ k}\Omega$$

damit wird

$$I_q = \frac{U_b}{R_1 + R_2} = \frac{15 \text{ V}}{(7,51 + 1,8) \text{ k}\Omega} = 1,61 \text{ mA}$$

- 5.4 Berechnung von  $R_C$  mit Vorgabe:  $U_{CE} = 5 \text{ V}$

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

$$\Rightarrow R_C = \frac{U_b - U_{CE} - U_{RE}}{I_C} = \frac{15 \text{ V} - 5 \text{ V} - 2,2 \text{ V}}{2 \text{ mA}} = \frac{7,8 \text{ V}}{2 \text{ mA}} = 3,9 \text{ k}\Omega$$

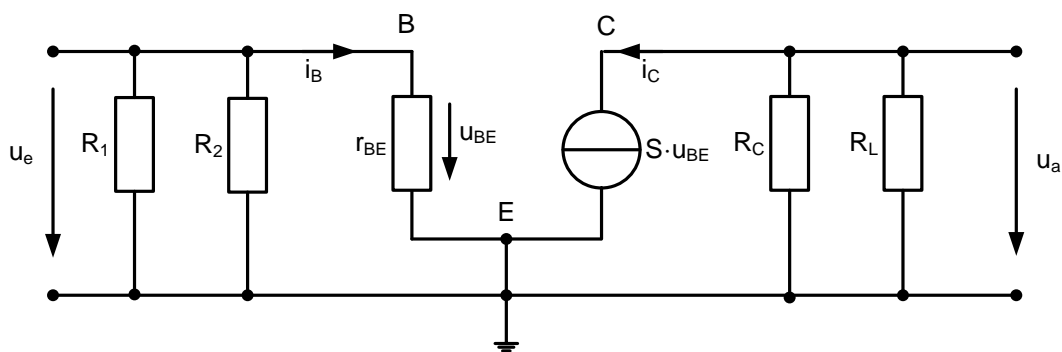
- 5.5 Aus Datenblatt B herauslesen:  
 $B = \text{DC Current Gain (Gleichstromverstärkung, Symbol: } h_{FE} \text{)}$ . Mit gegebenen Arbeitspunkt  $\Rightarrow B_{Typ} = 290$ . Damit wird

$$I_B = \frac{I_C}{\beta} = \frac{2 \text{ mA}}{290} = 6,896 \mu\text{A} \approx 6,9 \mu\text{A} \quad (\ll I_q)$$

da kein  $U_T$  angegeben ist : Annahme :  $U_T = 26 \text{ mV}$

$$S = \frac{I_{C,A}}{U_T} = \frac{2 \text{ mA}}{26 \text{ mV}} = 76,92 \text{ mS}$$

5.6 Kleinsignalersatzschaltbild:



5.7 Eingangswiderstand  $r_e$

$$r_e = R_1 \parallel R_2 \parallel r_{BE} \quad \text{mit} \quad r_{BE} = \frac{\beta}{S}$$

Aus Datenblatt  $\beta$  herauslesen:

$\beta =$  Small-Signal Current Gain (Symbol:  $h_{fe}$ ). Mit gegebenen Arbeitspunkt =>  $\beta_{Typ} = 330$ . (für S wird üblicherweise der Wert eingesetzt, der durch die Arbeitspunkt-Einstellung bestimmt wurde). Damit wird

$$r_{BE} = \frac{\beta}{S} = \frac{330}{76,9 \text{ mS}} = 4,29 \text{ k}\Omega$$

$$r_e = \frac{R_1 \cdot R_2 \cdot r_{BE}}{R_2 \cdot r_{BE} + R_1 \cdot r_{BE} + R_1 \cdot R_2} = \frac{7510 \cdot 1800 \cdot 4290}{1800 \cdot 4290 + 7510 \cdot 4290 + 7510 \cdot 1800} \Omega = 1084,8 \Omega$$

5.8 Ausgangswiderstand  $r_a$

a)  $R_a = \infty : r_a = R_C = 3,9 \text{ k}\Omega$

b)  $R_a = 3,9 \text{ k}\Omega : r_a = 3,9 \text{ k}\Omega \parallel 3,9 \text{ k}\Omega = 1,95 \text{ k}\Omega$

Berechnung der Spannungsverstärkung:

$$A = \frac{u_a}{u_e} \quad \text{mit} \quad u_e = r_{BE} \cdot i_B = \frac{\beta}{S} \cdot i_B \quad \text{und} \quad u_a = -r_a \cdot i_C = -r_a \cdot \beta \cdot i_B$$

wird

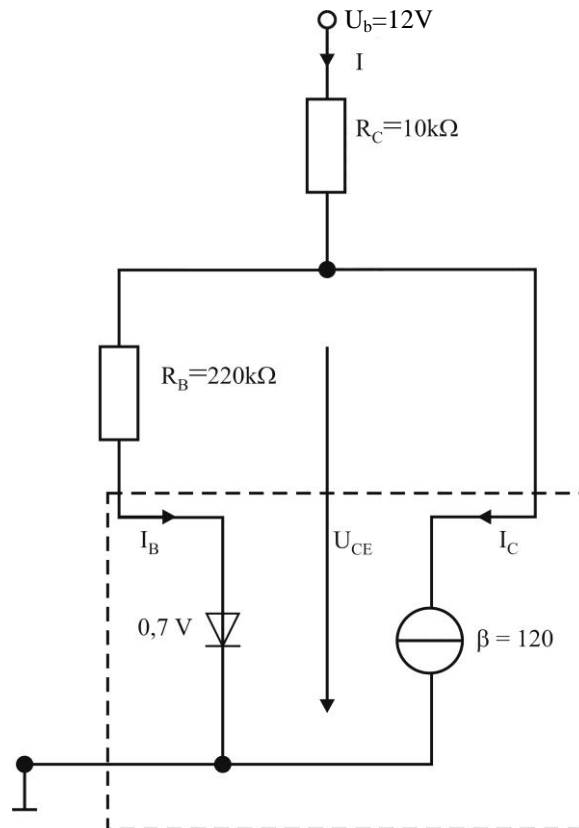
$$A = \frac{-r_a \cdot \beta \cdot i_B}{r_{BE} \cdot i_B} = -\frac{r_a \cdot \beta}{\frac{\beta}{S}} = -S \cdot r_a \quad \text{a) } A = -\frac{3,9 \text{ k}\Omega \cdot 330}{4,29 \text{ k}\Omega} = -300$$

$$\text{b) } A = -\frac{1,95 \text{ k}\Omega \cdot 330}{4,29 \text{ k}\Omega} = -150$$

**Aufgabe 6:**

6.1 Emitterschaltung mit Spannungsgegenkopplung

6.2 Großsignalersatzschaltbild:



6.3 Arbeitspunktbestimmung

1.  $I = I_B + I_C$

mit  $I_C = \beta \cdot I_B \Rightarrow I = I_B \cdot (\beta + 1)$

2.  $U_b = R_C \cdot I + R_B \cdot I_B + 0,7 \text{ V}$   
 $= I_B \cdot (\beta + 1) \cdot R_C + I_B \cdot R_B + 0,7 \text{ V}$

$U_b = I_B \cdot ((\beta + 1) \cdot R_C + R_B) + 0,7 \text{ V}$

$U_b - 0,7 \text{ V} = I_B \cdot ((\beta + 1) \cdot R_C + R_B)$

$$\Rightarrow I_B = \frac{11,3 \text{ V}}{(\beta + 1) \cdot R_C + R_B} = \frac{11,3 \text{ V}}{121 \cdot 10 \text{ k}\Omega + 220 \text{ k}\Omega}$$

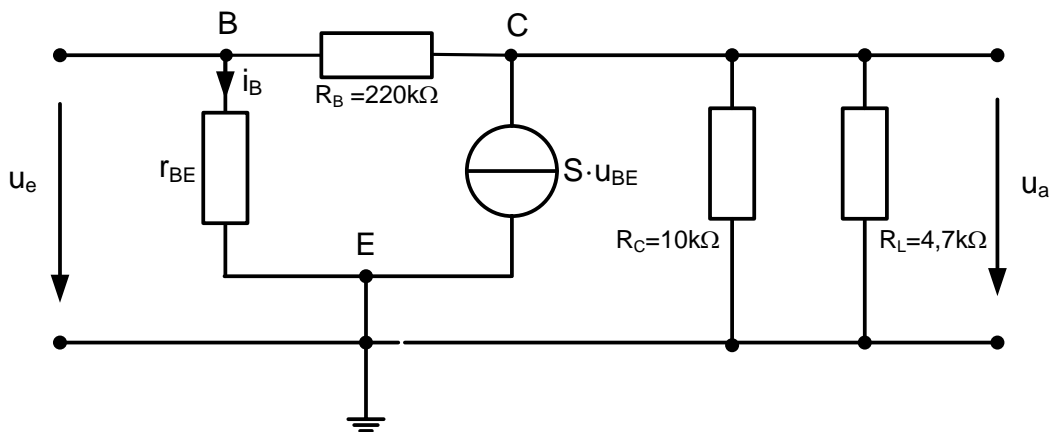
$$I_B = \frac{11,3 \text{ V}}{1,43 \cdot 10^6 \Omega} = 7,90 \mu\text{A}$$

$$I_C = \beta \cdot I_B = 120 \cdot 7,90 \mu\text{A} = 948 \mu\text{A}$$

$$U_{CE} = U_b - I_C \cdot R_C = U_b - (\beta + 1) \cdot I_B \cdot R_C$$

$$U_{CE} = 12 \text{ V} - 9,56 \text{ V} = 2,44 \text{ V}$$

6.4 Kleinsignalersatzschaltbild



6.5 Spannungsverstärkung

$A = \frac{u_a}{u_e}$ , d.h. Wechselspannung.

1. Eingangswiderstand berechnen

$$r_{BE} = \frac{\beta}{S}, \quad S = \frac{I_C}{U_T} \Rightarrow r_{BE} = \frac{\beta \cdot U_T}{I_C} = \frac{120 \cdot 26 \text{ mV}}{0,948 \text{ mA}}$$

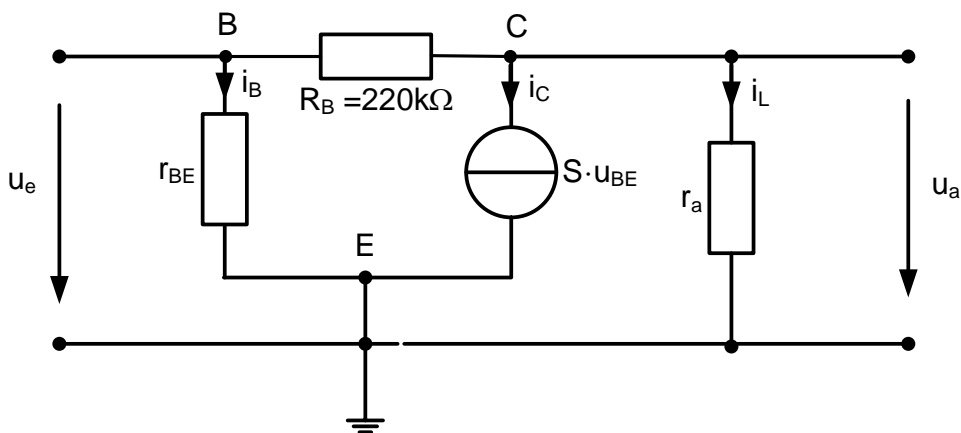
$$S = 36,46 \text{ mS}, \quad r_{BE} = 3,29 \text{ k}\Omega$$

2.  $r_a$  berechnen

Da  $R_B + r_{BE} \gg R_C \parallel R_L$  können wir vereinfachen zu:

$$r_a \approx R_C \parallel R_L = 10 \text{ k}\Omega \parallel 4,7 \text{ k}\Omega = \frac{R_C \cdot R_L}{R_C + R_L} = \frac{47 \cdot 10^6}{14,7 \cdot 10^3} = 3,2 \text{ k}\Omega$$

⇒ vereinfachtes Ersatzschaltbild



$$1. \quad i_B = \frac{u_e}{r_{BE}}$$

$$i = i_C + i_L = S \cdot u_{BE} + i_L \quad \text{mit} \quad u_{BE} = r_{BE} \cdot i_B = \frac{\beta}{S} \cdot i_B \quad \text{wird}$$

$$2. \quad i = \beta \cdot i_B + i_L = \beta \cdot i_B + \frac{u_a}{r_a}$$

$$3. \quad i = \beta \cdot \frac{u_e}{r_{BE}} + \frac{u_a}{r_a}$$

$$4. \quad u_a = u_e - R_B \cdot i \Rightarrow 3. \text{ in } 4.$$

$$u_a = u_e - R_B \cdot \beta \cdot \frac{u_e}{r_{BE}} - R_B \cdot \frac{u_a}{r_a}$$

$$u_a \cdot \left(1 + \frac{R_B}{r_a}\right) = u_e \cdot \left(1 - \beta \cdot \frac{R_B}{r_{BE}}\right)$$

$$A = \frac{u_a}{u_e} = \frac{1 - \beta \cdot \frac{R_B}{r_{BE}}}{1 + \frac{R_B}{r_a}} = \frac{1 - 120 \cdot \frac{220 \text{ k}\Omega}{3,29 \text{ k}\Omega}}{1 + \frac{220 \text{ k}\Omega}{3,2 \text{ k}\Omega}} = \frac{-8023}{69,75}$$

$$A = -115$$

## 6.6 Eingangswiderstand

$$r_e = \frac{r_{BE} \cdot (r_A + R_B)}{r_{BE} + (1 + \beta)r_A + R_B}$$

$$r_e = 1,203 \text{ k}\Omega$$

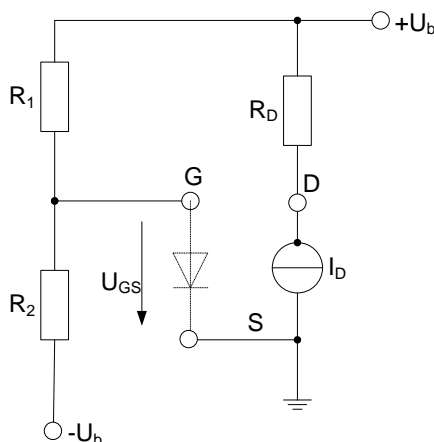
**Tabelle: Eigenschaften der verschiedenen Schaltungen mit Bipolartransistoren**

Schaltung	Strom- verstärkung $B, \beta$	Spannungs- verstärkung $A$	Leistungs- verstärkung	Eingangs- widerstand $r_e$	Ausgangs- widerstand $r_a$
Emitterschaltung	hoch	hoch, $-S \cdot r_a$	hoch, $\beta \cdot A$	$\approx r_{BE}$	$R_C \parallel R_L$
Emitterschaltung mit Stromgegenkopplung	hoch	klein, $r_a / R_E$	Mittel, $\beta \cdot A$	$\approx r_{BE} + \beta R_E$ , aber abh. von Widerstands- werten für AP- Einstellung	$R_C \parallel R_L$
Emitterschaltung mit Spannungsgegen- kopplung	hoch	abhängig von Beschaltung	Hoch, $\beta \cdot A$	abhängig von Beschaltung	abhängig von Beschaltung
Kollektorschaltung	hoch	$\approx 1$	$\approx \beta$	$\approx r_{BE} + \beta R_E$	$\approx R_E \parallel \left( \frac{R_g}{\beta} + \frac{1}{S} \right)$
Basisschaltung	$\approx 1$	hoch, $+S \cdot r_a$	$\approx A$	klein, $R_E \parallel \left( \frac{1}{S} + \frac{R_{BV}}{\beta} \right)$	$R_C \parallel R_L$

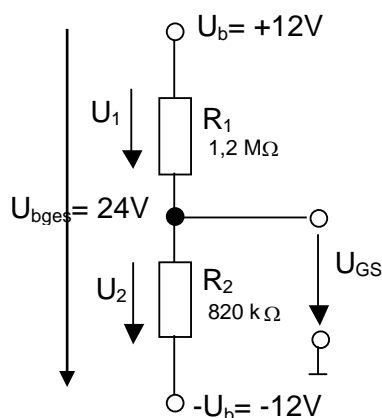
**Aufgabe 7:**

7.1 Sorceschaltung, n-Kanal Sperrschicht FET

7.2 Großsignalersatzschaltbild



7.3 Der Arbeitspunkt der Schaltung ( $U_{GS}$ ,  $I_D$ ) liegt im Sättigungs-(Arbeits-) Bereich des Transistors.  $U_{GS}$  wird über den Spannungsteiler  $R_1$ ,  $R_2$  eingestellt.



$$U_2 = U_{bges} \frac{R_2}{R_1 + R_2} = 24 \text{ V} \frac{820 \text{ k}\Omega}{2020 \text{ k}\Omega} = 9,75 \text{ V}$$

$$U_{GS} = (-U_b) + U_2 = -12 \text{ V} + 9,75 \text{ V} = -2,25 \text{ V}$$

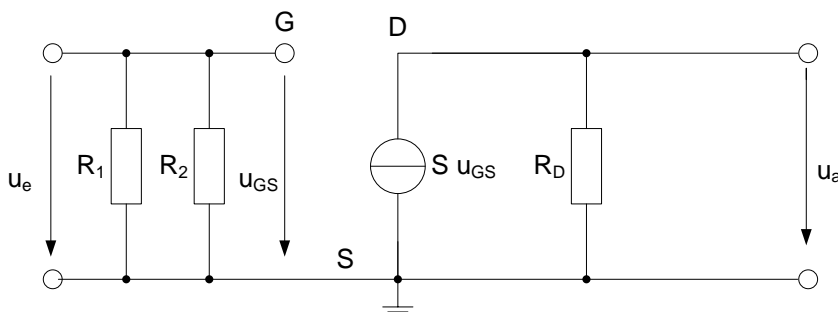
Da der Arbeitspunkt im Sättigungsbereich liegt, gilt für  $I_D$  :

$$I_D = \frac{I_{D0}}{U_{th}^2} (U_{GS} - U_{th})^2 = \frac{10 \text{ mA}}{49 \text{ V}^2} (-2,25 \text{ V} + 7 \text{ V})^2 = \frac{10 \text{ mA}}{49 \text{ V}^2} (4,75 \text{ V})^2 = 4,60 \text{ mA}$$

Berechnung von  $U_{DS}$ :

$$U_{DS} = +U_b - R_D \cdot I_D = 12 \text{ V} - 1,5 \text{ k}\Omega \cdot 4,6 \text{ mA} = 12 \text{ V} - 6,9 \text{ V} = 5,1 \text{ V}$$

7.4 Kleinsignalersatzschaltbild





7.5 Eingangswiderstand  $r_e$ :

$$r_e = R_1 \parallel R_2 = \frac{1200 \text{ k}\Omega \cdot 820 \text{ k}\Omega}{2020 \text{ k}\Omega}$$

$$r_e = 487 \text{ k}\Omega$$

7.6

Steilheit im Arbeitspunkt und Spannungsverstärkung

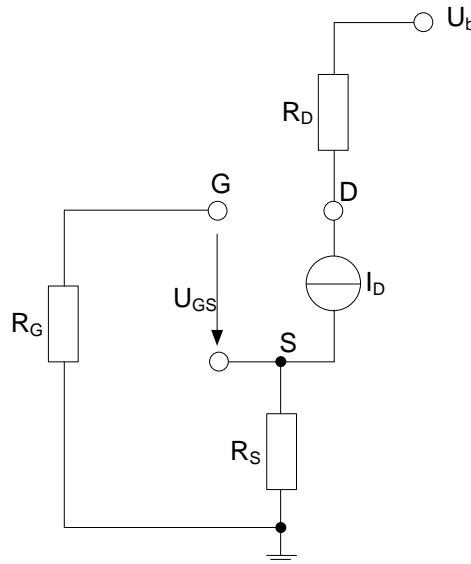
Der Arbeitspunkt ist gegeben durch  $U_{GS} = -2,25 \text{ V}$  und  $I_D = 4,6 \text{ mA}$

$$S = 2 \frac{I_{D0}}{U_{th}^2} (U_{GS} - U_{th}) = 2 \frac{10 \text{ mA}}{49 \text{ V}^2} (4,75 \text{ V}) = 1,94 \text{ mS}$$

$$A = \frac{u_2}{u_1} = -S \cdot R_D = -1,94 \text{ mS} \cdot 1,5 \text{ k}\Omega = -2,86$$

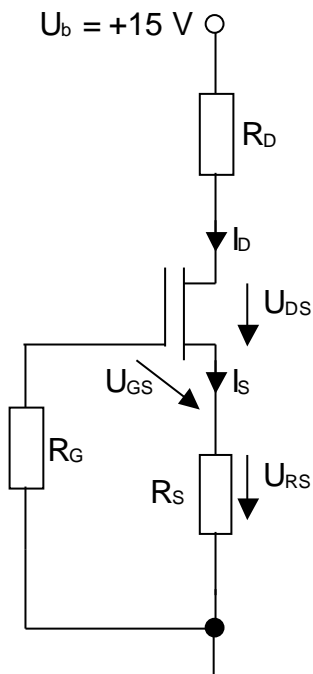
**Aufgabe 8:**

- 8.1 Großsignalverhalten: Sourceschaltung mit Stromgegenkopplung,  
Kleinsignalverhalten: Sourceschaltung  
Transistortyp: Selbstleitender n-Kanal MOSFET
- 8.2 Großsignalersatzschaltbild



- 8.3 Arbeitspunkt:  $U_{DS}$ ,  $U_{GS}$ , für  $I_D = 2 \text{ mA}$

1. Allgemeine Betrachtung der Schaltung:



Das Gate des MOSFET ist über  $R_G$  mit Masse verbunden. Da kein Strom in das Gate fließt, liegt das Gate ebenfalls auf Massepotential. Daraus folgt:

$$U_{GS} = -U_{RS}$$

Da  $I_D = I_S$  ist, ist  $U_{RS} = I_D R_S$

Mit  $R_S = 500 \Omega$  und  $I_D = 2 \text{ mA}$  wird  $U_{RS} = 1 \text{ V} \Rightarrow U_{GS} = -1 \text{ V}$

2. Weg: **Annahme:** Der Arbeitspunkt der Schaltung liegt im aktiven Bereich (Sättigungsbereich). Damit gilt:

$$I_D = \frac{I_{D0}}{U_{th}^2} (U_{GS} - U_{th})^2 = \frac{8 \text{ mA}}{4 \text{ V}^2} (U_{GS} + 2 \text{ V})^2$$

Daraus  $U_{GS}$  bestimmen. Es wird  $U_{GS} = -1 \text{ V}$

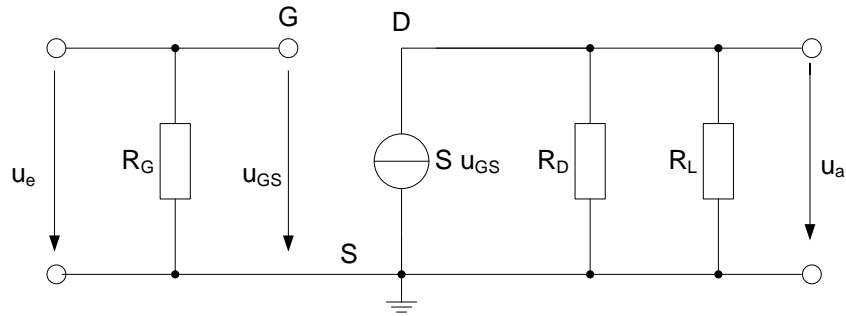
**ABER !! Lsg über Quadratische Gl. liefert 2 Ergebnisse !!**

Berechnung von  $U_{DS}$ :

$$U_b = I_D \cdot R_D + U_{DS} + I_D \cdot R_S \quad \Rightarrow \quad U_{DS} = U_b - I_D \cdot R_D - I_D \cdot R_S$$

$$U_{DS} = 15 \text{ V} - 5,4 \text{ V} - 1 \text{ V} = 8,6 \text{ V}$$

8.4 Kleinsignalersatzschaltbild



8.5 Steilheit im Arbeitspunkt

$$S = 2 \frac{I_{D0}}{U_{th}^2} (U_{GS} - U_{th}) = 2 \frac{8 \text{ mA}}{4 \text{ V}^2} (-1 \text{ V} + 2 \text{ V}) = 4 \text{ mS}$$

8.6 Spannungsverstärkung

$$A = \frac{u_2}{u_1} = -S \cdot r_a$$

a)  $R_L = \infty : r_a = R_D \rightarrow A = -S \cdot R_D = -4 \text{ mS} \cdot 2,7 \text{ k}\Omega = -10,8$

b)  $R_L = 10 \text{ k}\Omega :$

$$r_a = (2,7 \text{ k}\Omega \parallel 10 \text{ k}\Omega) = 2,125 \text{ k}\Omega$$

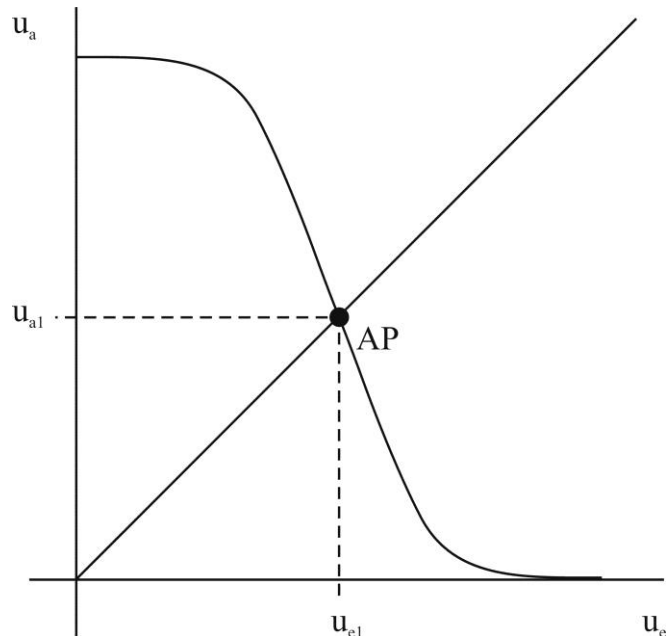
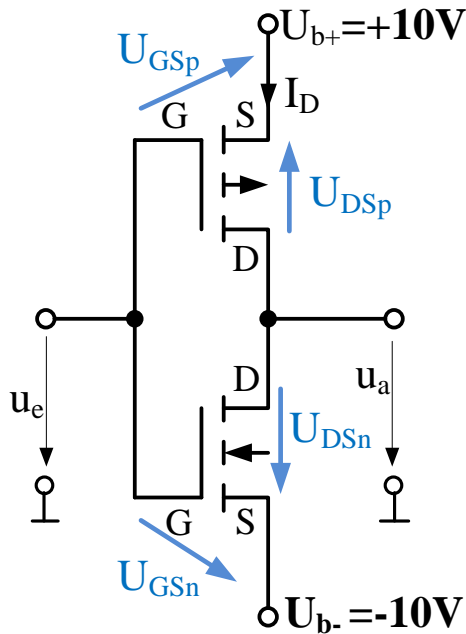
$$A = -4 \text{ mS} \cdot r_a = -4 \text{ mS} \cdot 2,125 \text{ k}\Omega = -8,5$$

**Aufgabe 9:**

9.1  $U_{th,n} = 3 \text{ V}$  ,  $U_{th,p} = -3 \text{ V}$  ,  $\beta = 153 \mu\text{A/V}^2$   
 $U_b = \pm 10 \text{ V}$

Bed.: Arbeitspunkt bei  $u_a = 0 \text{ V}$  wenn  $u_e = 0 \text{ V}$

Allgemeine Betrachtung: Übertragungsfunktion



$$U_{GSn} = u_e - (U_{b-})$$

$$U_{GSp} = u_e - (U_{b+})$$

$$U_{DSn} = u_a - (U_{b-})$$

$$U_{DSp} = u_a - (U_{b+})$$

Definition AP:  $u_a = u_e$

Wenn  $u_e = 0 \text{ V}$  ist, wird  $U_{GSn} = +10 \text{ V}$  und  $U_{GSp} = -10 \text{ V}$

Damit gilt: wenn  $u_a = 0 \text{ V}$  ist, wird  $U_{DSn} = +10 \text{ V}$  und  $U_{DSp} = -10 \text{ V}$

9.2

$$U_{GSn} = |U_{GSp}| = 10 \text{ V} \quad , \quad U_{DSn} = |U_{DSp}| = 10 \text{ V}$$

$$\text{prüfen, ob } U_{DS} \geq U_{GS} - U_{th} \quad 10 \text{ V} \geq 10 \text{ V} - 3 \text{ V} !!$$

Damit ist bewiesen: Im Arbeitspunkt sind beide Transistoren im Sättigungsbereich

9.3  $I_D$  bei  $|U_A| = 200V$ , AP liegt im Sättigungsbereich(9.2)

$$\begin{aligned}
 I_D &= \frac{\beta}{2} (U_{GS} - U_{th})^2 \left( 1 + \frac{U_{DS}}{|U_A|} \right) \\
 &= \frac{1}{2} \cdot 153 \frac{\mu A}{V^2} (10V - 3V)^2 \left( 1 + \frac{10V}{200V} \right) \\
 &= 76,5 \frac{\mu A}{V^2} \cdot 49V^2 \cdot 1,05 = 3,936 mA
 \end{aligned}$$

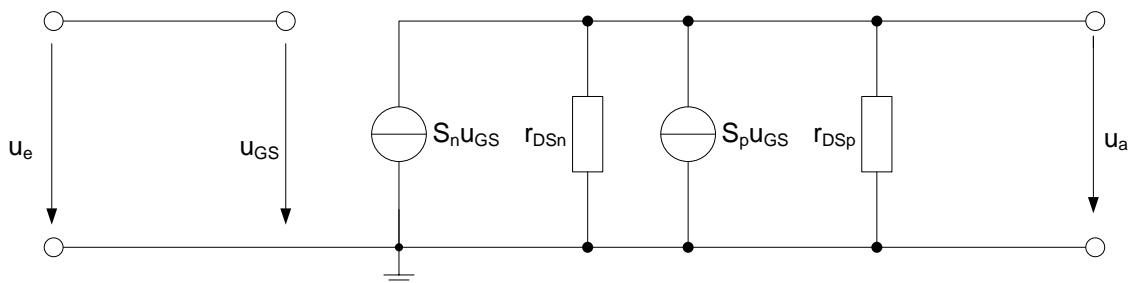
9.4 Verlustleistung im Arbeitspunkt

$$P_V = U \cdot I = U_b \cdot I_{D,A} = 20V \cdot 3,936 mA = 78,7 mW$$

9.5 Steilheit im Arbeitspunkt

$$\begin{aligned}
 S &= \frac{\partial I_D}{\partial U_{GS}} = \beta \cdot (U_{GS} - U_{th}) \cdot \left( 1 + \frac{U_{DS}}{|U_A|} \right) \\
 &= 153 \frac{\mu A}{V^2} \cdot 7V \cdot 1,05 = 1,125 mS
 \end{aligned}$$

9.6 Kleinsignal-Ersatzschaltbild :



9.7 Verstärkung A im Arbeitspunkt

$$A = \frac{u_a}{u_e} = - \frac{(S_n \cdot u_{GS} + S_p \cdot u_{GS}) \cdot (r_{DSn} \parallel r_{DSp})}{u_e} \stackrel{\substack{u_{GS}=u_e \\ S_n=S_p=S \\ r_{DSn}=r_{DSp}=r_{DS}}}{=} - \frac{u_e (2S \cdot \frac{r_{DS}}{2})}{u_e} = -S \cdot r_{DS}$$

$$r_{DSn} = r_{DSp} = \frac{\Delta U_{DS}}{\Delta I_D}$$

Berechnung von  $r_{DS}$

$$r_{DS} = (|U_A| + U_{DS,A}) / I_{D,A} = 210 V / 3,936 mA = 53,476 k\Omega$$

oder: Für 2 verschiedene Drain-Source Spannungen den Drainstrom berechnen:

1. Wert (Drainstrom im Arbeitspunkt):  $I_{D1} = I_{DA} = 3,936\text{mA}$

2. Wert, z.B. bei  $U_{DS} = 20\text{V}$

$$I_D = \frac{\beta}{2}(U_{GS} - U_{th}) \cdot \left(1 + \frac{20\text{V}}{200\text{V}}\right) = 3,748\text{mA} \cdot 1,1 = 4,123\text{mA}$$

Damit  $\Delta I_D$  bestimmen:  $\Delta I_D = 4,123\text{mA} - 3,936\text{mA} = 187\text{ }\mu\text{A}$

mit  $\Delta U_{DS} = 20\text{V} - 10\text{V} = 10\text{V}$  wird dann

$$\Rightarrow r_{DS} = \frac{\Delta U_{DS}}{\Delta I_D} = \frac{10\text{V}}{187\text{ }\mu\text{A}} = 53,476\text{k}\Omega$$

Damit kann die Verstärkung bestimmt werden:

$$A = -S \cdot r_{DS} = -1,125\text{mS} \cdot 53,476\text{k}\Omega = -60,2$$

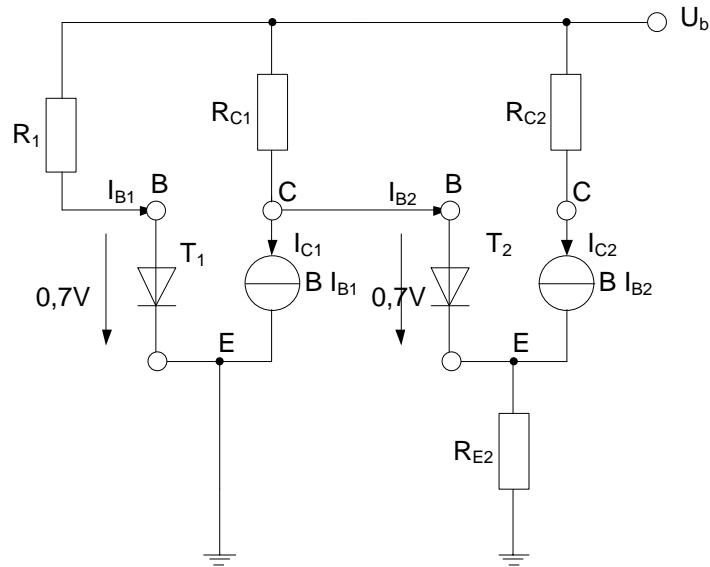
**Aufgabe 10:**

10.1 Grundsaltungen:

Großsignalverhalten: T<sub>1</sub>: Emitterschaltung, T<sub>2</sub>: Emitterschaltung mit Stromgegenkopplung

Kleinsignalverhalten: T<sub>1</sub>: Emitterschaltung, T<sub>2</sub>: Emitterschaltung

10.2 Großsignalersatzschaltbild



10.3

$$I_{C1} = \beta \cdot I_{B1} \quad \text{mit} \quad I_{B1} = \frac{U_b - 0,7V}{R_1} = \frac{15V - 0,7V}{1,43M\Omega} = \frac{14,3V}{1,43M\Omega} = 10\mu A$$

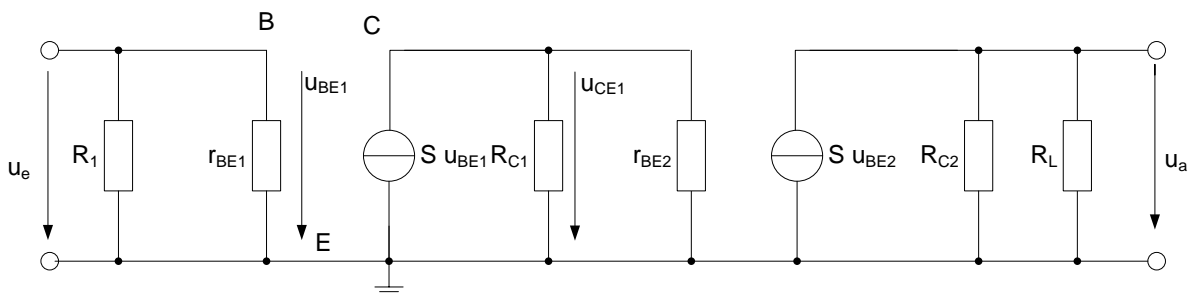
$$I_{C1} = 300 \cdot 10\mu A = 3mA$$

$$U_{CE1} = U_b - R_{C1} \cdot I_{C1} = 15V - 3,3k\Omega \cdot 3mA = 15V - 9,9V = 5,1V$$

$$\text{Mit } I_{C2} \approx I_{E2} \text{ und } I_{E2} = \frac{U_{E2}}{R_{E2}} = \frac{U_{C1} - 0,7V}{R_{E2}} = \frac{4,4V}{1,1k\Omega} = 4mA \text{ ist } I_{C2} = 4mA$$

$$S_1 = \frac{I_{C1,A}}{U_T} = \frac{3mA}{26mV} = 115,4mS \quad S_2 = \frac{I_{C2,A}}{U_T} = \frac{4mA}{26mV} = 153,8mS$$

10.4 Kleinsignalersatzschaltbild



10.5

$$u_{e,T2} = u_{CE1} \Rightarrow r_{e2} = \frac{\beta}{S_2} = \frac{300}{153,8 \text{ mS}} = 1,95 \text{ k}\Omega$$

$$A_g = A_1 \cdot A_2$$

$$A_1 = -S_1 \cdot r_{a1} \quad \text{mit} \quad r_{a1} = R_{C1} \parallel r_{e2} = \frac{3,3 \text{ k}\Omega \cdot 1,95 \text{ k}\Omega}{3,3 \text{ k}\Omega + 1,95 \text{ k}\Omega} = 1,225 \text{ k}\Omega$$

$$A_1 = -115,4 \text{ mS} \cdot 1,225 \text{ k}\Omega = -141,4$$

$$A_2 = -S_2 \cdot r_{a2} \quad \text{mit} \quad r_{a2} = R_{C2} \parallel R_L = 500 \Omega$$

$$A_2 = -153,8 \text{ mS} \cdot 500 \Omega = -76,9$$

$$A_g = A_1 \cdot A_2 = -141,4 \cdot (-76,9) = 10873$$



**Aufgabe 11:**

11.1  $I_q$ ,  $R_1$  und  $R_2$  bestimmen:

Es gilt:  $U_{BE} + U_{RE} = U_D + U_{R2}$

mit:  $I_D = I_B = I_C / \beta = 5 \mu A$  und  $U_D = U_{BE} = 0,7 V$

ist:  $I_q = I_D + I_B = 10 \mu A$

$$U_{R2} = U_{RE} \Rightarrow R_2 = \frac{U_{R2}}{I_B} = \frac{2 V}{5 \mu A} = 400 k\Omega$$

Es ist:  $U_b - U_D - I_q \cdot R_1 - I_B \cdot R_2 = 0$

damit wird

$$R_1 = \frac{U_b - U_D - U_{R2}}{I_q} = \frac{15 V - 0,7 V - 2 V}{10 \mu A} = 1,23 M\Omega$$

11.2

$$r_a = \frac{|U_A| + U_{CE,A}}{I_{C,A}} = \frac{303 V}{2 mA} = 151,5 k\Omega$$

11.3 Durch die Diode in der Schaltung nach Bild 11.1 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 12:**

12.1. Wenn  $U_{GS} = 1,5 \text{ V}$  ist, und  $u_e = 0\text{V} + \hat{u}_e \sin \omega t$  folgt:  $U_{e=} = 0 \text{ V}$

$$U_a \text{ im Arbeitspunkt: } U_a = +U_b - U_{DS,T5} = +3,3 \text{ V} - 2,3 \text{ V} = +1 \text{ V}$$

12.2. Steilheit:

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

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

p-Kanal:

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

n-Kanal:

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

Definitionen:

Gegentaktverstärkung:

$$A_D = \frac{u_{a2}}{u_{e1}} = \frac{u_{a1}}{u_{e2}} = A_{\text{Drain}} \cdot A_{\text{Gate}} = \frac{S \cdot R_S}{1 + S \cdot R_S} \cdot S \cdot R_D \approx S \cdot R_D \Big|_{S \cdot R_S \gg 1} \approx S \cdot r_{DS,p}$$

Gleichtaktverstärkung:

$$A_G = \frac{u_{a1}}{u_{e1}} = \frac{u_{a2}}{u_{e2}} \approx -\frac{R_D}{R_S} = -\frac{r_{DS,p}}{r_{DS,n}}$$

In dieser Aufgabe ist:  $u_{e2} = 0\text{V}$  und  $u_{e1} = u_e$ .

Damit ergibt sich:

12.4 Gegentaktverstärkung:  $A_D \approx S \cdot r_{DS,p} = 1 \text{ mS} \cdot 200 \text{ k}\Omega = 200$   
da  $S R_S = 200 \gg 1$

12.5 Gleichtaktverstärkung:  $A_G = -\frac{r_{DS,p}}{r_{DS,n}} = -\frac{200 \text{ k}\Omega}{500 \text{ k}\Omega} = -0,4$

12.6 Gleichtaktunterdrückung:  $CMRR = \frac{|A_D|}{|A_G|} = \frac{200}{0,2} = 1000$

**Aufgabe 13:**

13.1 Idealer OP:  $r_e \Rightarrow \infty$ ,  $r_a \Rightarrow 0$ ,  $A \Rightarrow \infty$ ,

13.2 Eingangssignal liegt am invertierenden Eingang an  
 $\Rightarrow$  invertierender Verstärker

13.3  $U_0 = U_+ = 0 \text{ V}$

$$u_a = A \cdot u_e$$

Verstärkung:  $A = -\frac{R_2}{R_1} = -2$

$$u_a = -2u_e$$

13.4  $U_0 = U_+ = 5 \text{ V}$

$$u_a = U_0 - R_2 \cdot I = 5\text{V} - 20\text{k}\Omega \cdot I$$

$$U_0 + R_1 \cdot I - u_e = 0 \Rightarrow I = \frac{u_e - U_0}{R_1} = \frac{u_e - 5\text{V}}{R_1}$$

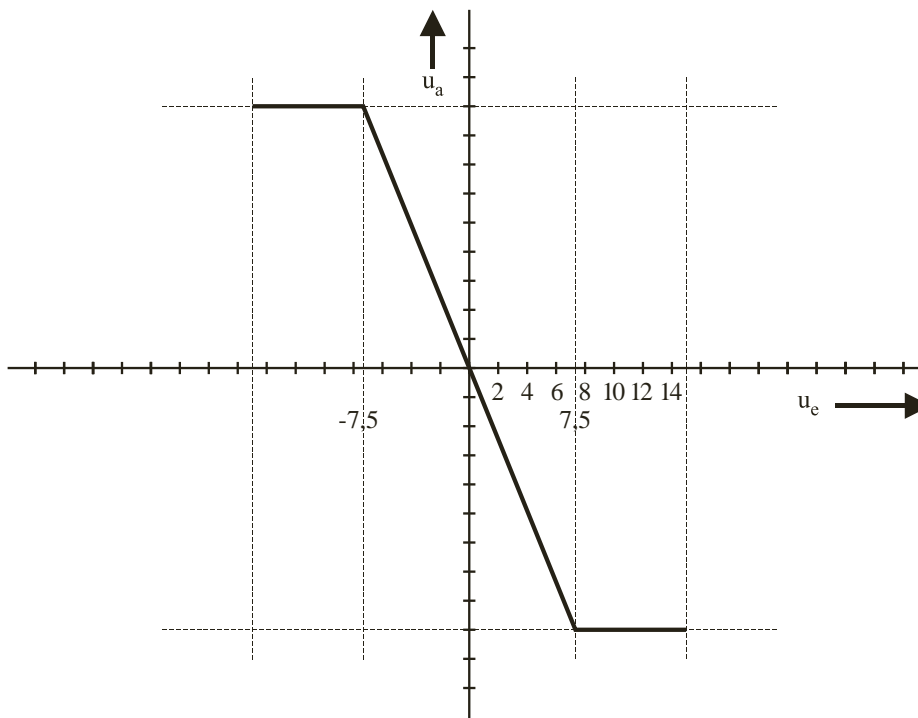
$$u_a = U_0 - R_2 \cdot \frac{u_e - U_0}{R_1} = 5\text{V} - 20\text{k}\Omega \cdot \frac{u_e - 5\text{V}}{10\text{k}\Omega} = 5\text{V} - 2(u_e - 5\text{V}) = 5\text{V} - 2u_e + 10\text{V}$$

$$u_a = 15\text{V} - 2u_e$$

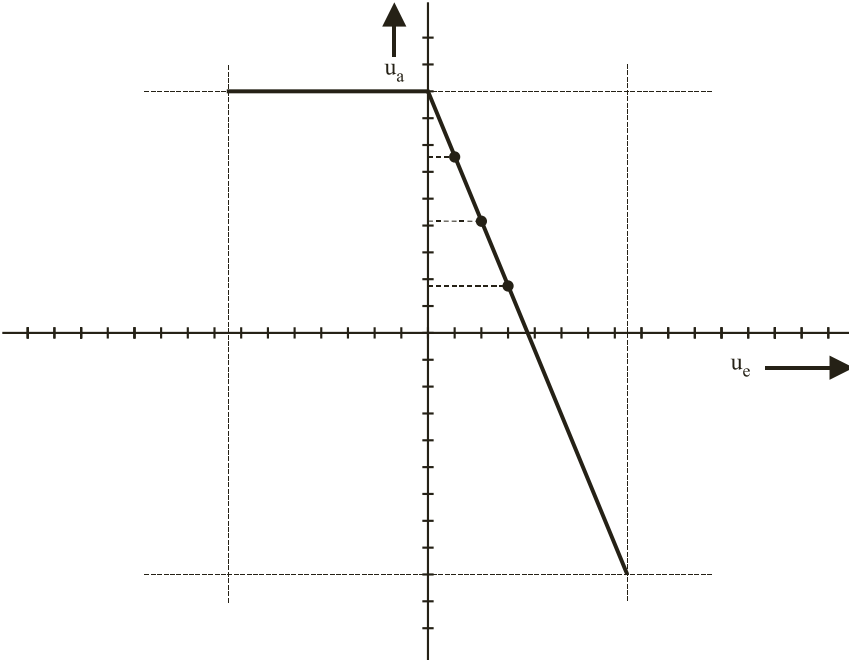
13.5 Übertragungskennlinie  $u_a = f(u_e)$ ,  $u_a = -2u_e$

Aussteuergrenzen:  $\pm 15\text{V}$

1.  $U_0 = 0\text{V}$



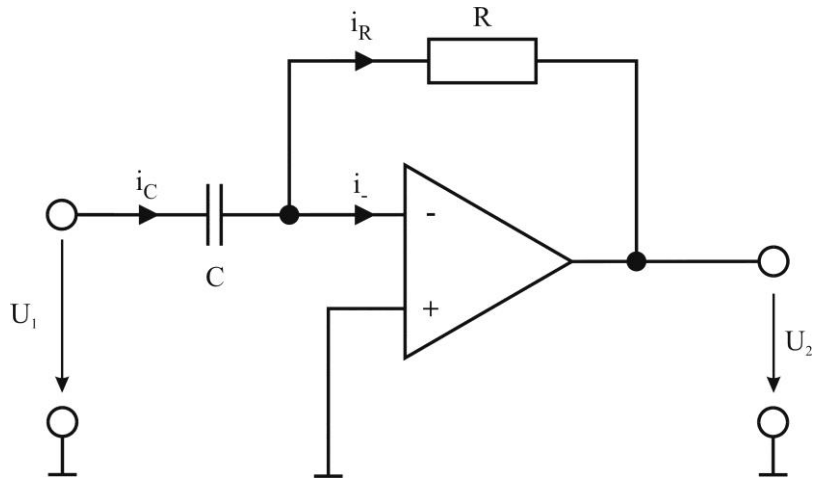
2.  $U_0 = 5V$



**Aufgabe 14:**

14.1 invertierender Differenzierer

14.2



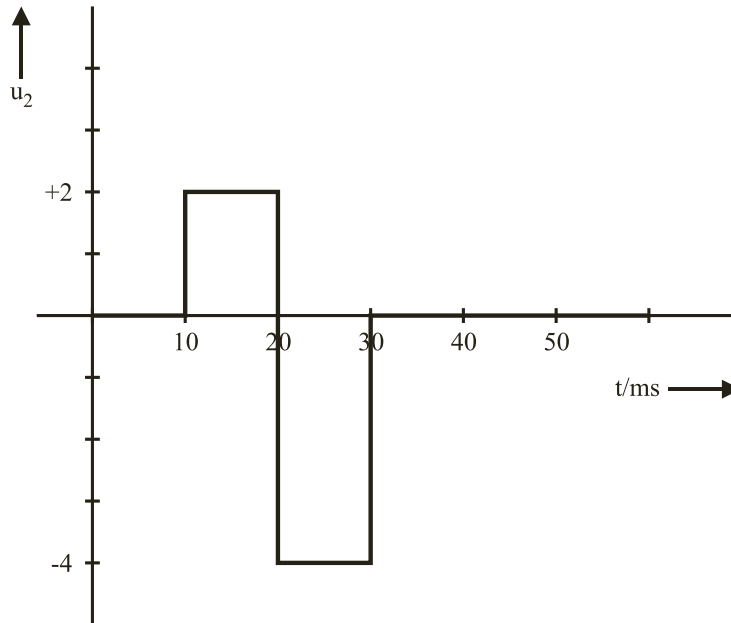
Gegenkopplung:  $\rightarrow u_+ = u_- = 0$   
 $i_- = 0 \Rightarrow i_C = i_R$

$$i_C = C \frac{du_1}{dt} = i_R$$

$$u_2 = -Ri_R = Ri_C = RC \frac{du_1}{dt} = -10\text{ms} \frac{du_1}{dt}$$

14.3

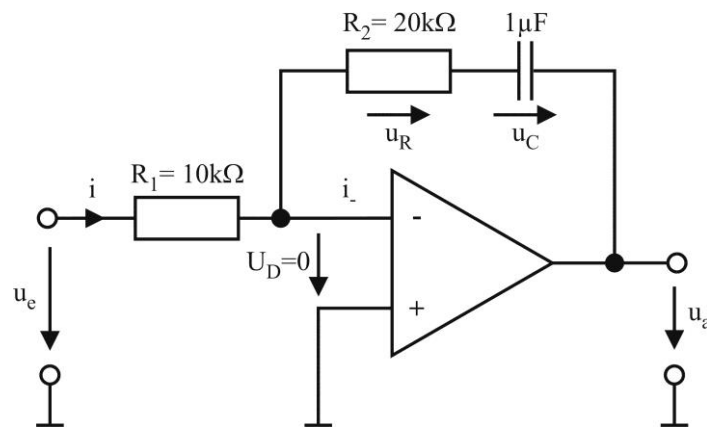
Zeitbereich	Eingangsspannung	Ausgangsspannung
$0 < t < 10\text{ms}$	$\frac{du_1}{dt} = 0$	$u_2 = 0$
$10\text{ms} < t < 20\text{ms}$	$\frac{du_1}{dt} = \frac{-2\text{V}}{10\text{ms}}$	$u_2 = -10\text{ms} \cdot \frac{-2\text{V}}{10\text{ms}} = +2\text{V}$
$20\text{ms} < t < 30\text{ms}$	$\frac{du_1}{dt} = \frac{4\text{V}}{10\text{ms}}$	$u_2 = -10\text{ms} \cdot \frac{4\text{V}}{10\text{ms}} = -4\text{V}$
$30\text{ms} < t < 60\text{ms}$	$\frac{du_1}{dt} = 0$	$u_2 = 0$



14.4 Berechnung der Ausgangsspannung

Gegenkopplung  $\Rightarrow U_D = 0$

C ungeladen  $\Rightarrow u_C(t=0) = 0$



$$u_a = -(u_R + u_C)$$

$$u_a = -R_2 \cdot i - \frac{1}{C} \int_0^t i dt + \underbrace{u_C(t=0)}_{=0} \quad ; \quad i = \frac{u_e}{R_1}$$

$$u_a = -\frac{R_2}{R_1} \cdot u_e - \frac{1}{R_1 C} \int_0^t u_e dt + u_C(t=0) ; \quad u_a = -2u_e - \frac{1}{10ms} \int_0^t u_e dt + u_C(t=0) ;$$

$$u_a = -2u_e - \frac{1}{10ms} \cdot u_e \cdot \Delta t + u_C(t=0)$$

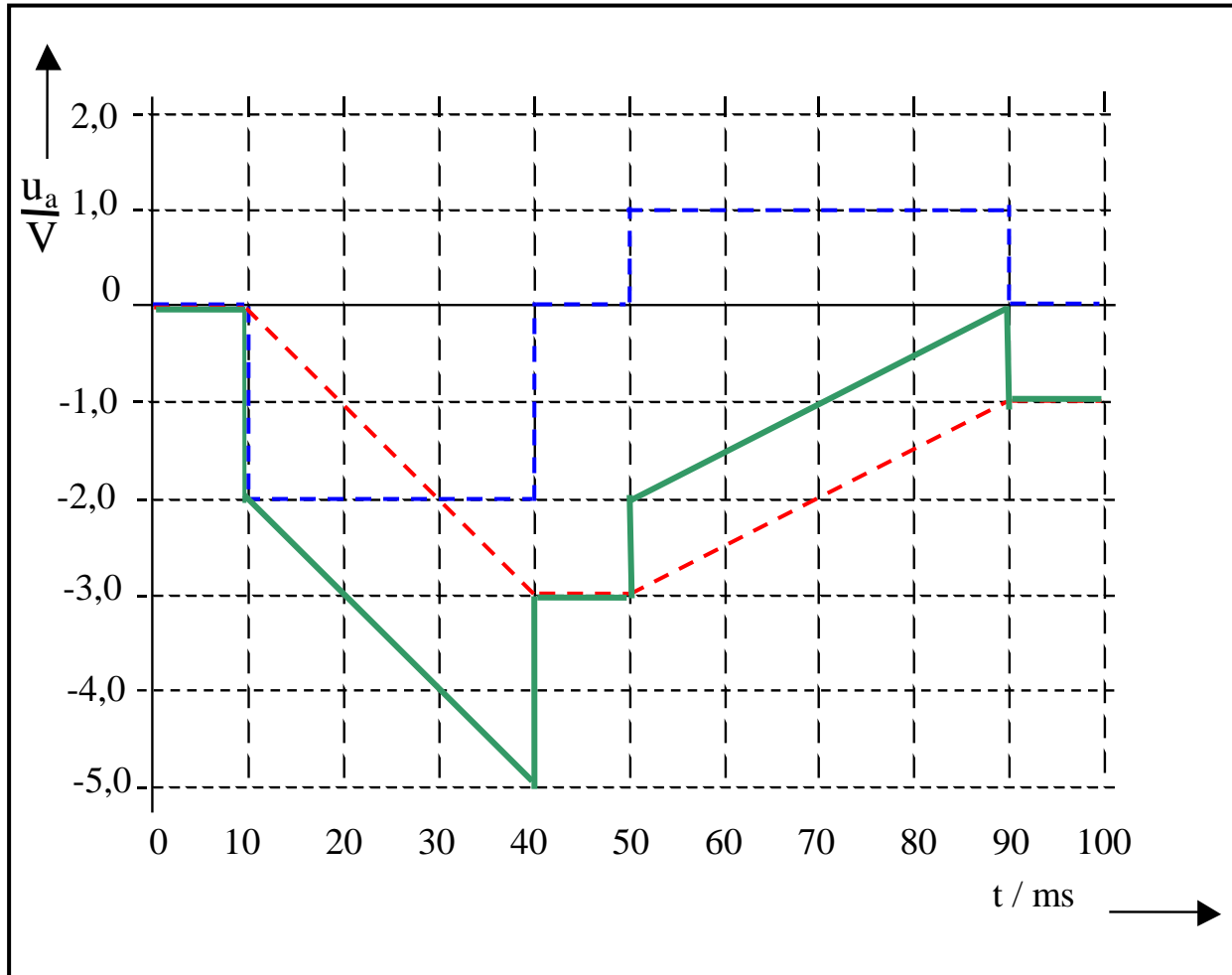
Allgemein:

$$u_a = -\frac{R_2}{R_1} \cdot u_e - \frac{1}{R_1 C} \int_{t_0}^{t_1} u_e dt + u_c(t = t_0)$$

$$u_a = -2 \cdot u_e - \frac{1}{10 \text{ ms}} \cdot u_e \cdot \Delta t + u_c(t = t_n) \quad \text{mit } t_n = 10 \text{ ms}, 40 \text{ ms}, 50 \text{ ms}, 90 \text{ ms}, 100 \text{ ms}$$

Zeitbereich (t in ms) bzw. Zeitpunkt	$\Delta t$	$u_e$	$u_a$	$u_c$
$0 < t < 10$	10 ms	0V	0V	$u_c(0 \text{ ms}) = 0 \text{ V}$
$10 < t < 40$  t=10 ms:  t=40 ms:	30 ms	1V	$u_a = -2 \cdot 1 \text{ V} - \frac{1}{10 \text{ ms}} \cdot 1 \text{ V} \cdot 0 \text{ ms} + 0 \text{ V} = -2 \text{ V}$  $u_a = -2 \cdot 1 \text{ V} - \frac{1}{10 \text{ ms}} \cdot 1 \text{ V} \cdot 30 \text{ ms} + 0 \text{ V} = -5 \text{ V}$	$u_c(10 \text{ ms}) = 0 \text{ V}$  $u_c(40 \text{ ms}) = -3 \text{ V}$
$40 < t < 50$	10 ms	0V	$u_a = -2 \cdot 0 \text{ V} - \frac{1}{10 \text{ ms}} \cdot 0 \text{ V} \cdot 10 \text{ ms} + (-3 \text{ V}) = -3 \text{ V}$	$u_c(50 \text{ ms}) = -3 \text{ V}$
$50 < t < 90$  t=50 ms:  t=90 ms:	40 ms	-0,5V	-3V  $u_a = -2 \cdot -0,5 \text{ V} - \frac{1}{10 \text{ ms}} \cdot -0,5 \text{ V} \cdot 40 \text{ ms} + (-3 \text{ V}) = 0 \text{ V}$	$u_c(50 \text{ ms}) = -3 \text{ V}$  $u_c(90 \text{ ms}) = -1 \text{ V}$
$90 < t < 100$	10 ms	0V	$u_a = -2 \cdot 0 \text{ V} - \frac{1}{10 \text{ ms}} \cdot 0 \text{ V} \cdot 10 \text{ ms} + (-1 \text{ V}) = -1 \text{ V}$	$u_c(90 \text{ ms}) = -1 \text{ V}$

Skizze:



- ..... Anteil invertierender Verstärker
- Anteil Integrator ( nach 40 ms ist der Kondensator auf  $-3\text{ V}$  geladen, bei 50 ms beginnt die Entladung, bei 90 ms ist  $u_C = -1\text{ V}$  )
- \_\_\_\_\_ Ausgangsspannung



## Lösung Aufgabe 15

15.1 **Schaltung [1]:** invertierender Verstärker

$$u_a = -\frac{R_2}{R_1} u_e = -\frac{20 \text{ k}\Omega}{10 \text{ k}\Omega} u_e = -2 u_e$$

**Schaltung [2]:** nichtinvertierender Verstärker

$$u_a = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) u_e = \left(1 + \frac{20 \text{ k}\Omega}{10 \text{ k}\Omega}\right) u_e = 3 u_e$$

Grenzen:  $\pm 12 \text{ V}!! \Rightarrow$

$$\begin{aligned} u_a &= +12 \text{ V} \text{ für } u_e \geq 4 \text{ V} \\ u_a &= -12 \text{ V} \text{ für } u_e \leq -4 \text{ V} \\ u_a &= 3 u_e \text{ für } -4 \text{ V} \leq u_e \leq +4 \text{ V} \end{aligned}$$

**Schaltung [3]:** invertierender Differenzierer

$$u_a = -R_1 C_1 \frac{du_e}{dt} = -5 \text{ ms} \frac{du_e}{dt} ; \quad \frac{du_e}{dt} = \frac{2 \text{ V}}{\text{ms}} \quad (0 \text{ ms} < t < 5 \text{ ms})$$

$$\frac{du_e}{dt} = -\frac{2 \text{ V}}{\text{ms}} \quad (5 \text{ ms} < t < 10 \text{ ms})$$

$$u_a = -10 \text{ V} \quad (0 \text{ ms} < t < 5 \text{ ms}), \quad u_a = +10 \text{ V} \quad (5 \text{ ms} < t < 10 \text{ ms})$$

**Schaltung [4]:** invertierender Integrierer bzw. Integrator

$$u_a = -\frac{1}{R C} \int_0^t u_e(t) dt + u_a(t=0) = -\frac{1}{1 \cdot 10^4 \Omega \cdot 0,1 \cdot 10^{-6} \text{ F}} \int_0^t u_e(t) dt + 0 \text{ V}$$

$$u_a = -\frac{1}{1 \text{ ms}} \int_0^t u_e(t) dt + 0 \text{ V}$$

1.  $0 \text{ ms} < t < 5 \text{ ms}: \quad u_e = +(2 \text{ V/ms}) t - 5 \text{ V}$

$$U_a = -\frac{1}{1 \text{ ms}} \int_0^t \left(2 \frac{\text{V}}{\text{ms}} t - 5 \text{ V}\right) dt = -\frac{1}{1 \text{ ms}} \left[ \frac{1}{2} 2 \frac{\text{V}}{\text{ms}} t^2 - 5 \text{ V} \cdot t \right]_0^t$$

$$U_a = -\frac{1}{1 \text{ ms}} \left[ \frac{1 \text{ V}}{\text{ms}} t^2 - 5 \text{ V} \cdot t \right]$$

$t = 0 \text{ ms}: \quad u_a = 0,00 \text{ V}$

$t = 1 \text{ ms}: \quad u_a = 4,0 \text{ V}$

$t = 2 \text{ ms}: \quad u_a = 6,0 \text{ V}$

$t = 2,5 \text{ ms}: \quad u_a = 6,25 \text{ V}$

$t = 3 \text{ ms}: \quad u_a = 6,0 \text{ V}$

$t = 4 \text{ ms}: \quad u_a = 4 \text{ V}$

$t = 5 \text{ ms}: \quad u_a = 0,00 \text{ V}$

Wiederholt sich mit negativem Vorzeichen  
für:  $5 \text{ ms} < t < 10 \text{ ms}: \quad u_e = -t (2 \text{ V/ms}) + 5 \text{ V}$   
usw. ...

**Schaltung [5]:** nichtinvertierender Schmitt -Trigger

$$\text{Einschaltswelle: } U_D = 0, u_{a-} = -12 \text{ V} \quad U_{K1} = -\frac{10 \text{ k}\Omega}{30 \text{ k}\Omega} u_{a-} = -\frac{1}{3} (-12 \text{ V}) = +4 \text{ V}$$

$$\text{Ausschaltswelle: } U_D = 0, u_{a+} = +12 \text{ V} \quad U_{K2} = -\frac{10 \text{ k}\Omega}{30 \text{ k}\Omega} u_{a+} = -\frac{1}{3} (+12 \text{ V}) = -4 \text{ V}$$

**Schaltung [6]:** invertierender Schmitt -Trigger

$$u_{a\max} = \pm 12 \text{ V}$$

$$U_k = \pm u_{a\max} \left( \frac{10 \text{ k}\Omega}{10 \text{ k}\Omega + 30 \text{ k}\Omega} \right) = \pm 12 \text{ V} \left( \frac{1}{4} \right) = \pm 3 \text{ V}$$

**Schaltung [7]:** Subtrahierer

$$u_a = \frac{R_2}{R_1} (u_{e2} - u_{e1}) = \frac{20 \text{ k}\Omega}{10 \text{ k}\Omega} \cdot (u_{e2} - u_{e1}) = 2 \cdot (u_{e2} - u_{e1})$$

**Schaltung [8]:** invertierender Addierer

$$u_a = - \left( u_{e1} \frac{R_2}{R_1} + u_{e2} \frac{R_2}{R_3} \right)$$

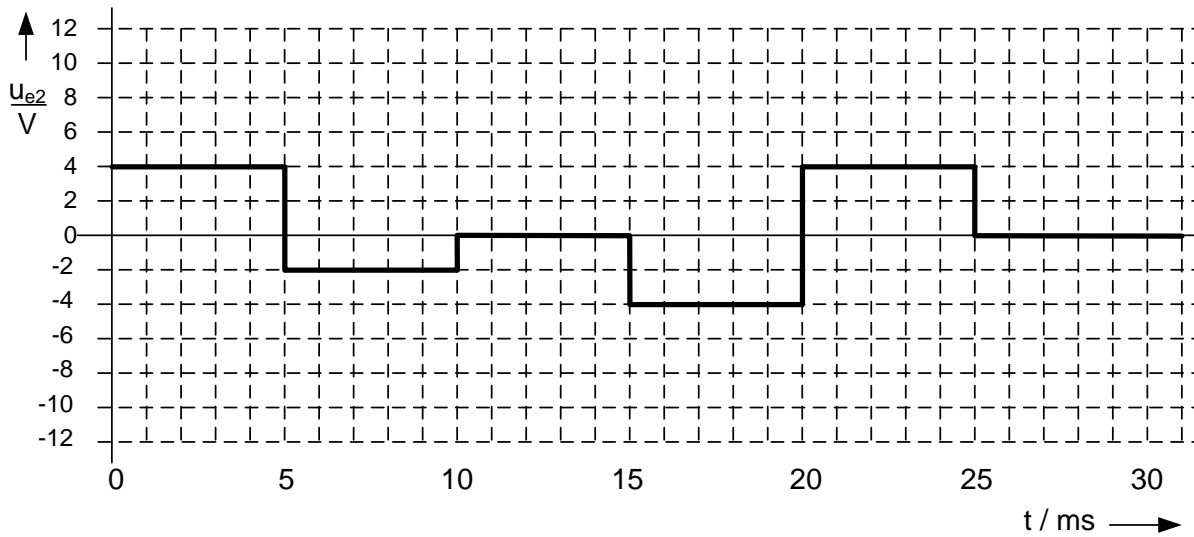
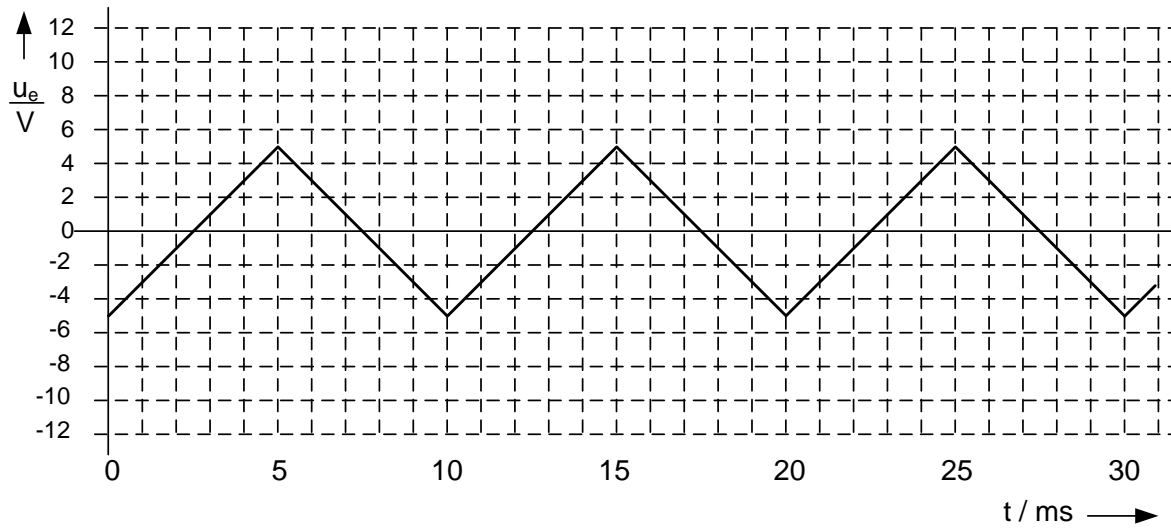
$$u_a = - (2 u_{e1} + 1,5 u_{e2})$$

**Schaltung [9]:** Komparator

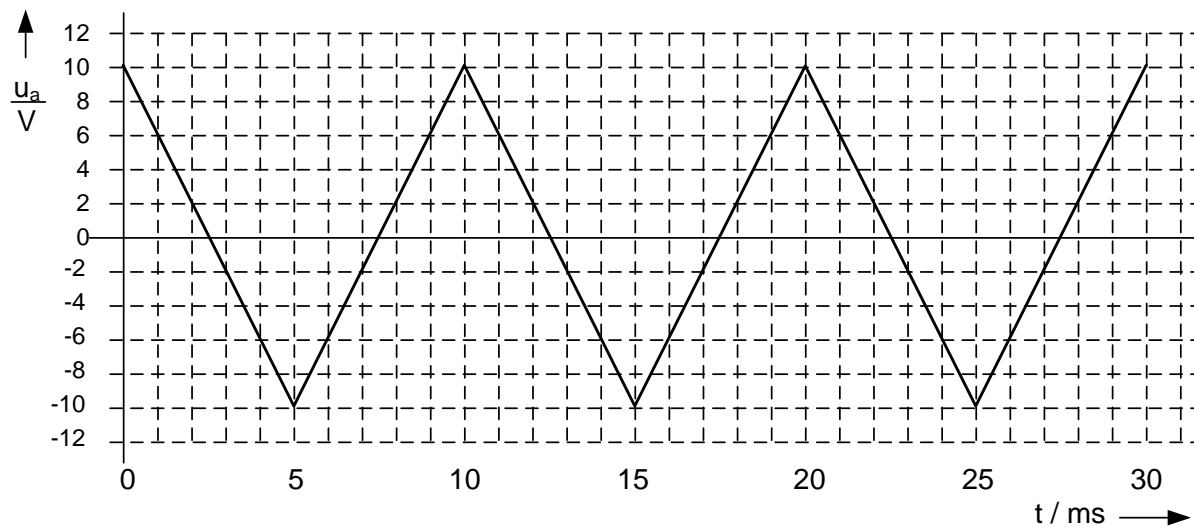
$$u_a = u_{a\max} \text{ für } U_D > 0 \Rightarrow u_a = +12 \text{ V für } u_e > +2 \text{ V}$$

$$u_a = u_{a\min} \text{ für } U_D < 0 \Rightarrow u_a = -12 \text{ V für } u_e < +2 \text{ V}$$

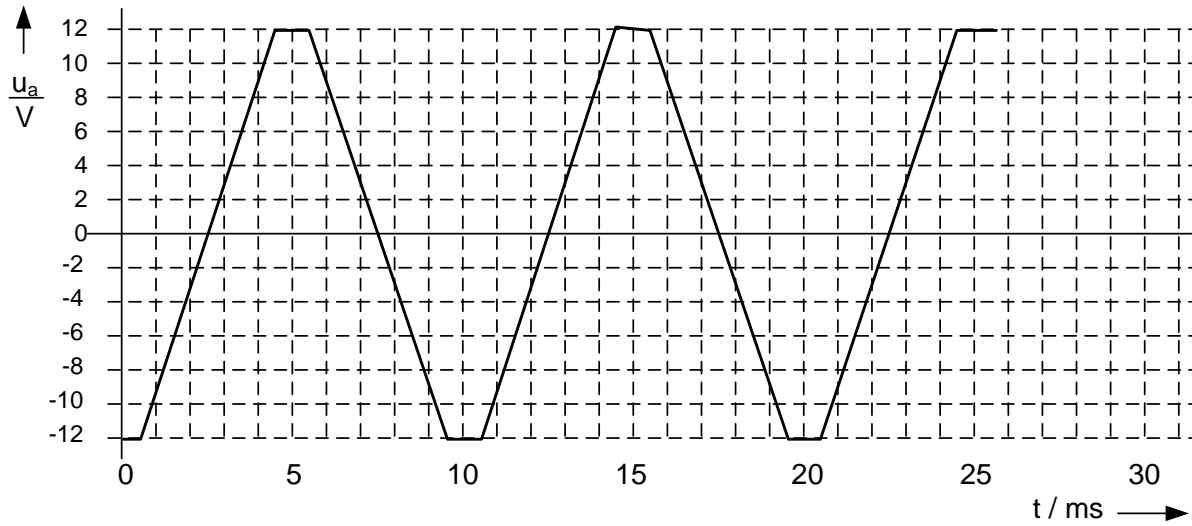
Graphische Lösungen:



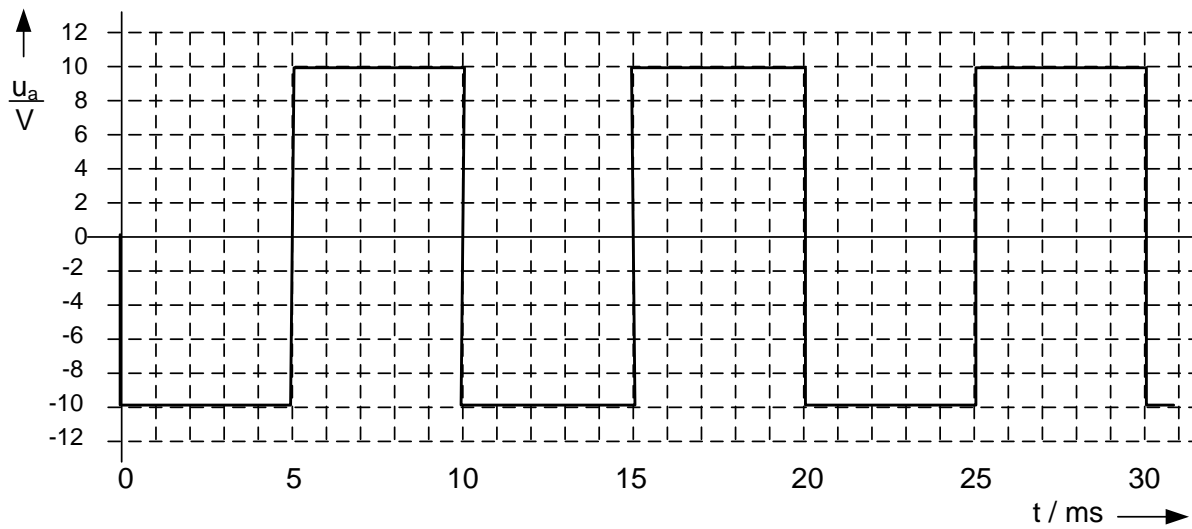
Schaltung [1]



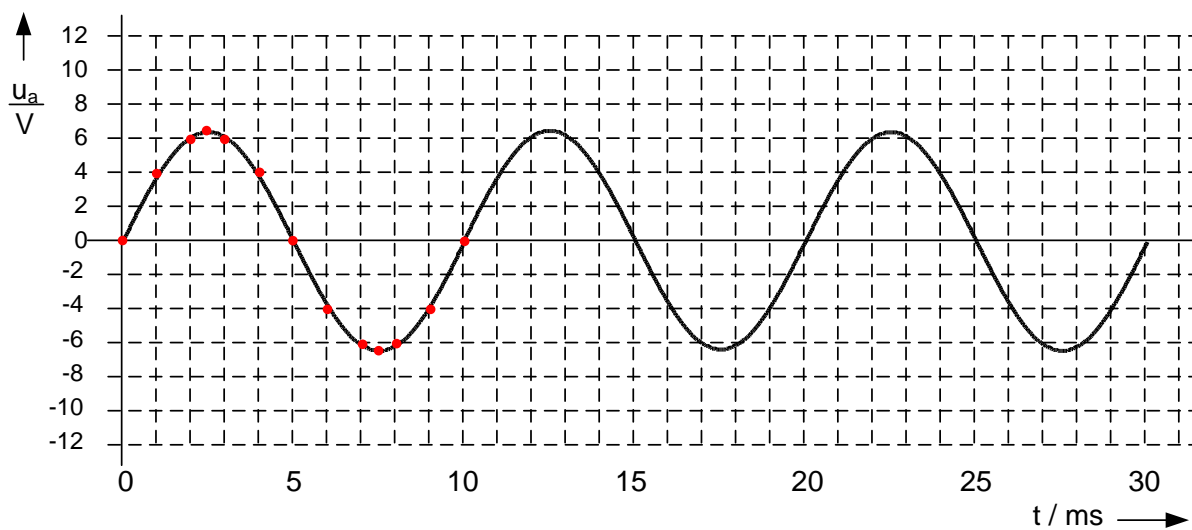
Schaltung [2]



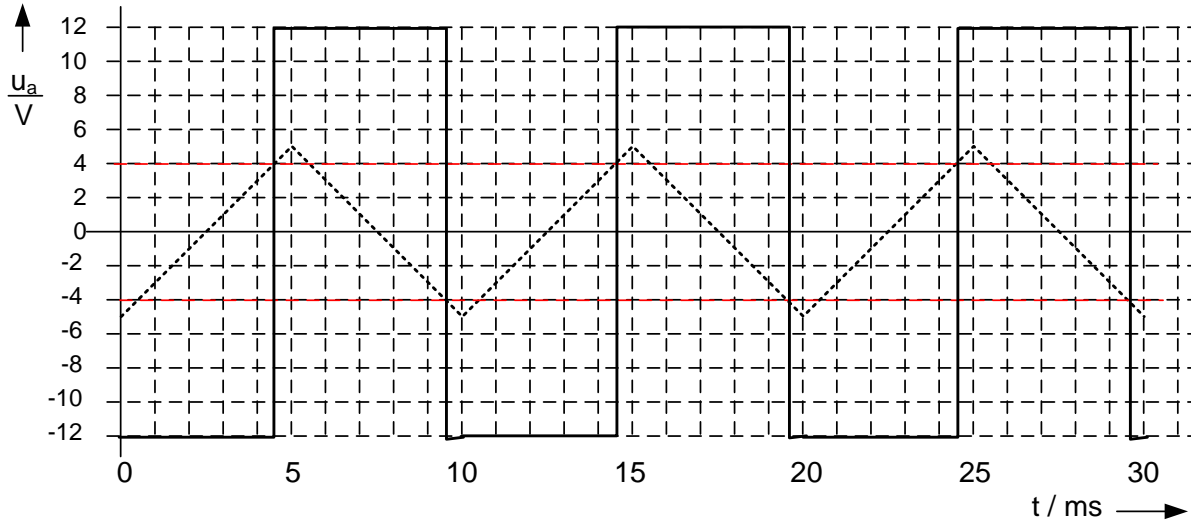
Schaltung [3]



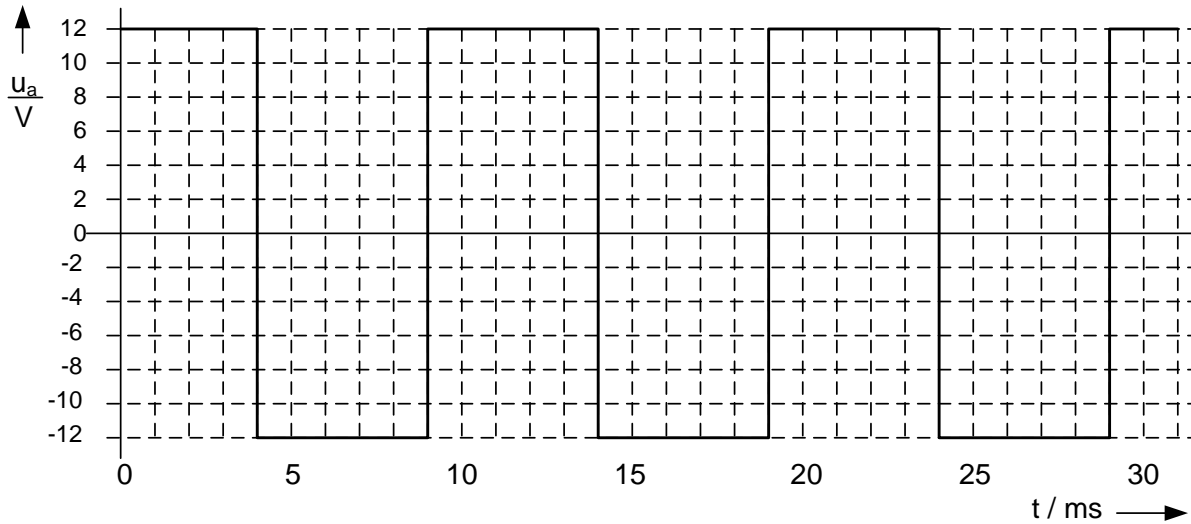
Schaltung [4]



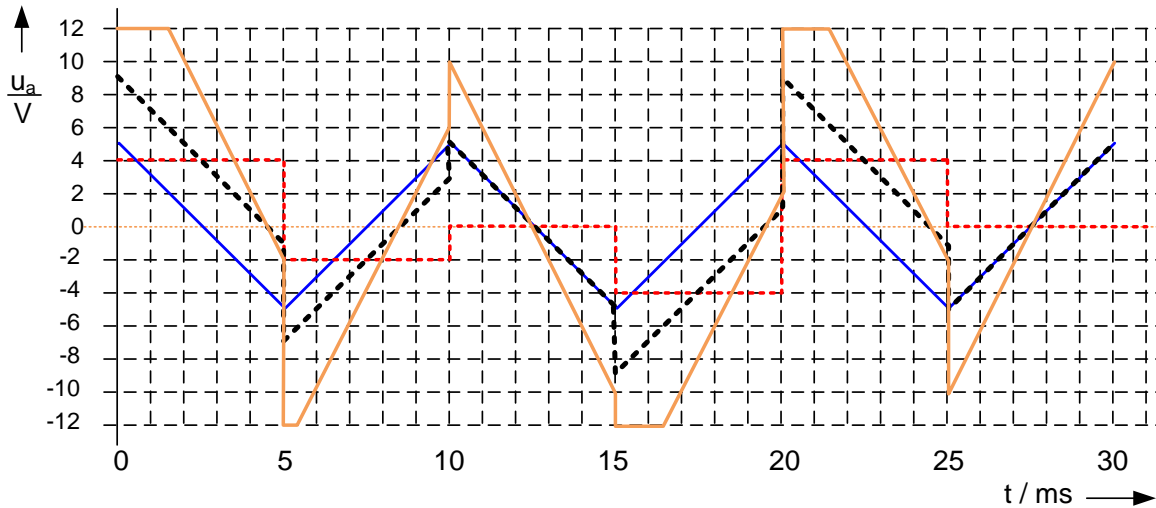
Schaltung [ 5 ]



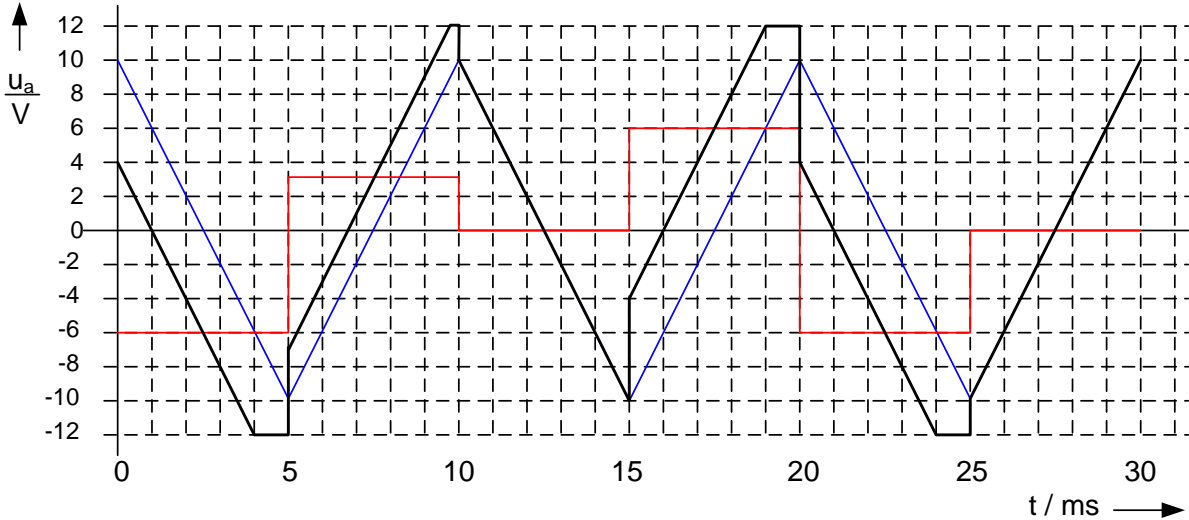
Schaltung [ 6 ]



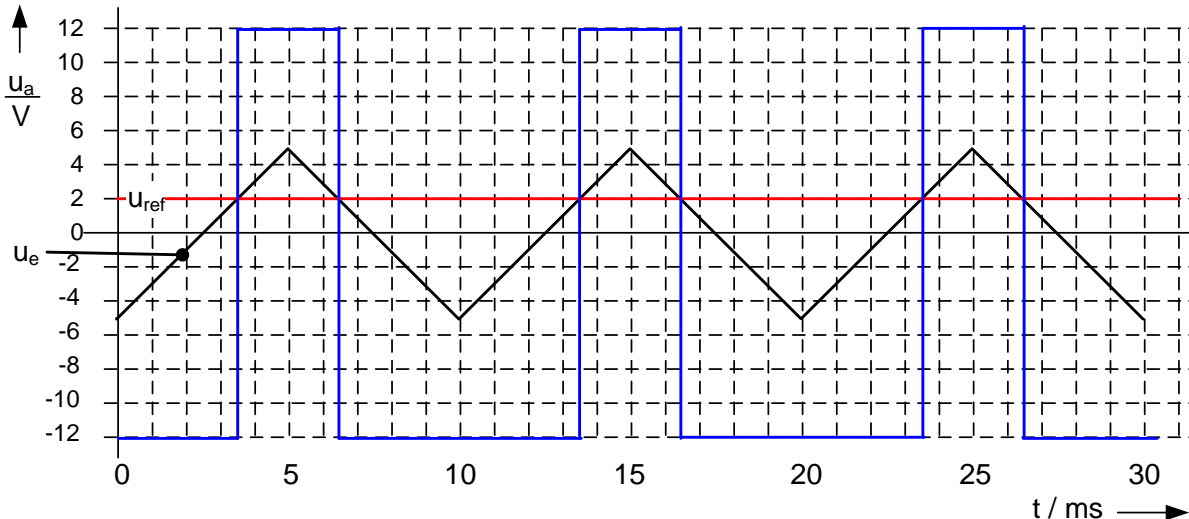
Schaltung [ 7 ] rot:  $u_{e2}$ , blau:  $-u_{e1} = -u_e$ , schwarz:  $(u_{e2} - u_{e1})$ , orange:  $2(u_{e2} - u_{e1})$



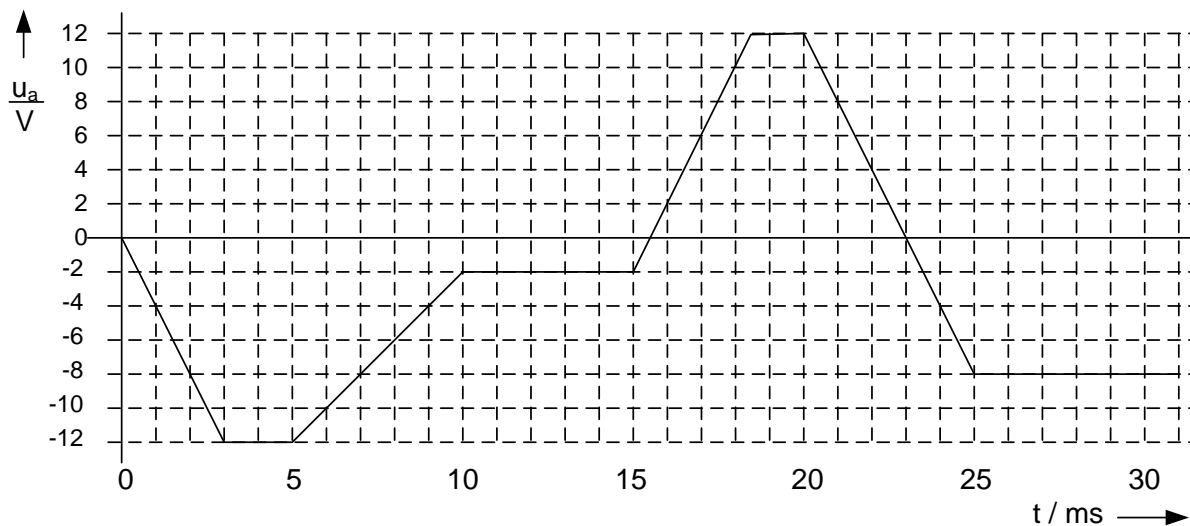
Schaltung [ 8 ]



Schaltung [ 9 ]



Schaltung [ 4 ] mit ( $u_e = u_{e2}$ )



**Schaltung [4]: für  $u_e = u_{e2}$**

$$u_a = -\frac{1}{1 \text{ ms}} \int_0^t u_{e2}(t) dt + 0 \text{ V} = -\frac{1}{1 \text{ ms}} \cdot u_{e2} \cdot \Delta t + u_C$$

$$1. \quad 0 < t < 5 \text{ ms} \quad u_a|_{t=5 \text{ ms}} = -\frac{1}{1 \text{ ms}} 4 \text{ V} \cdot 5 \text{ ms} + 0 = 20 \text{ V} \text{ aber: } u_{\min} = -12 \text{ V} = u_{C(t=5 \text{ ms})}$$

$$\text{deshalb: } \frac{\Delta u_a}{\Delta t} = -\frac{1}{1 \text{ ms}} 4 \text{ V} = -4 \text{ V} / \text{ms} \Rightarrow u_a \text{ erreicht } -12 \text{ V} \text{ nach } 3 \text{ ms}$$

$$2. \quad 5 \text{ ms} < t < 10 \text{ ms} \quad u_a|_{t=10 \text{ ms}} = -\frac{1}{1 \text{ ms}} (-2 \text{ V}) \cdot 5 \text{ ms} + (-12 \text{ V}) = -2 \text{ V} = u_{C(t=10 \text{ ms})}$$

$$3. \quad 10 \text{ ms} < t < 15 \text{ ms} \quad u_a|_{t=15 \text{ ms}} = -\frac{1}{1 \text{ ms}} (0 \text{ V}) \cdot 5 \text{ ms} + (-2 \text{ V}) = -2 \text{ V} = u_{C(t=15 \text{ ms})}$$

$$4. \quad 15 \text{ ms} < t < 20 \text{ ms} \quad u_a|_{t=20 \text{ ms}} = -\frac{1}{1 \text{ ms}} (-4 \text{ V}) \cdot 5 \text{ ms} + (-2 \text{ V}) = 18 \text{ V} \text{ aber: } u_{\max} = 12 \text{ V} = u_{C(t=20 \text{ ms})}$$

$$\text{deshalb: } \frac{\Delta u_a}{\Delta t} = -\frac{1}{1 \text{ ms}} (-4 \text{ V}) = +4 \text{ V} / \text{ms} \Rightarrow u_a \text{ erreicht } +12 \text{ V} \text{ nach } 3,5 \text{ ms}$$

$$5. \quad 20 \text{ ms} < t < 25 \text{ ms} \quad u_a|_{t=25 \text{ ms}} = -\frac{1}{1 \text{ ms}} 4 \text{ V} \cdot 5 \text{ ms} + 12 \text{ V} = -8 \text{ V} = u_{C(t=25 \text{ ms})}$$

$$6. \quad 25 \text{ ms} < t < 30 \text{ ms} \quad u_a|_{t=30 \text{ ms}} = -\frac{1}{1 \text{ ms}} (0 \text{ V}) \cdot 5 \text{ ms} + (-8 \text{ V}) = -8 \text{ V} = u_{C(t=30 \text{ ms})}$$

## Lösung Aufgabe 16

### 16.1 Schaltschwellen berechnen

Zur Berechnung der Einschaltswelle nehmen wir an, dass  $u_e = 0V$  ist, d.h.  $T_1$  sperrt und  $T_2$  leitet.

Dann ist:

$$I_E = I_{E2} \approx I_{C2}, \quad I_{E2} = \frac{U_b - U_{CE}}{R_{C2} + R_E} = \frac{14,8V}{4k\Omega} = 3,7mA$$

$$u_{e, \text{ein}} = u_{BE1} + I_{E2} \cdot R_E = 0,7V + (U_b - U_{CE}) \cdot \frac{R_E}{R_{C2} + R_E}$$

$$= 0,7V + 14,8V \cdot \frac{1k\Omega}{4k\Omega} = 0,7V + 3,7V = 4,4V$$

Zur Berechnung der Ausschaltswelle nehmen wir an, dass  $u_e > 4,4V$  ist, d.h.  $T_2$  sperrt und  $T_1$  leitet.

Dann ist:

$$I_E = I_{E1} \approx I_{C1}, \quad I_{E1} = \frac{U_b - U_{CE}}{R_{C1} + R_E} = \frac{14,8V}{10k\Omega} = 1,48mA$$

$$u_{e, \text{aus}} = u_{BE1} + I_{E1} \cdot R_E = 0,7V + 1,48mA \cdot 1k\Omega = 2,18V$$

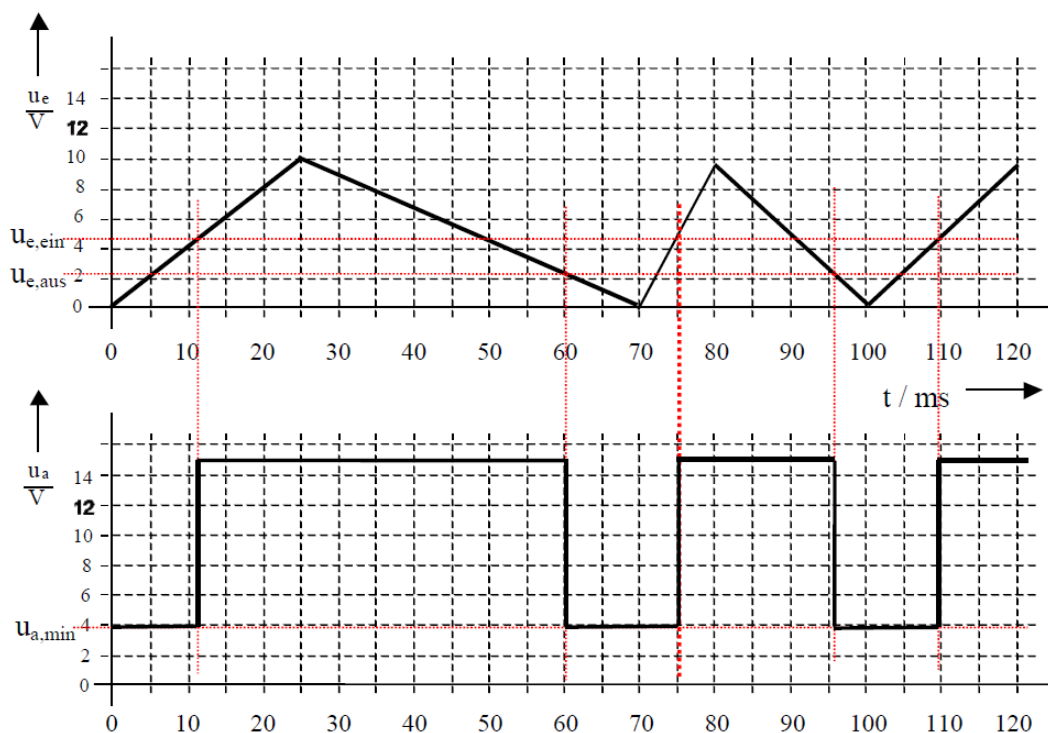
### 16.2 Ausgangsspannungen berechnen

Annahme:  $T_1$  sperrt und  $T_2$  leitet  $\Rightarrow u_a = u_{a, \text{min}}$

$$u_{a, \text{min}} = I_{E2} \cdot R_{E2} + U_{CE2} = 3,7mA \cdot 1k\Omega + 0,2V = 3,7V + 0,2V = 3,9V$$

Annahme:  $T_2$  sperrt und  $T_1$  leitet, d.h.  $I_{C2} = 0 \Rightarrow u_a = u_{a, \text{max}}$

$$u_{a, \text{max}} = U_b - I_{C2} \cdot R_{C2} = 15V - 0V = 15V$$



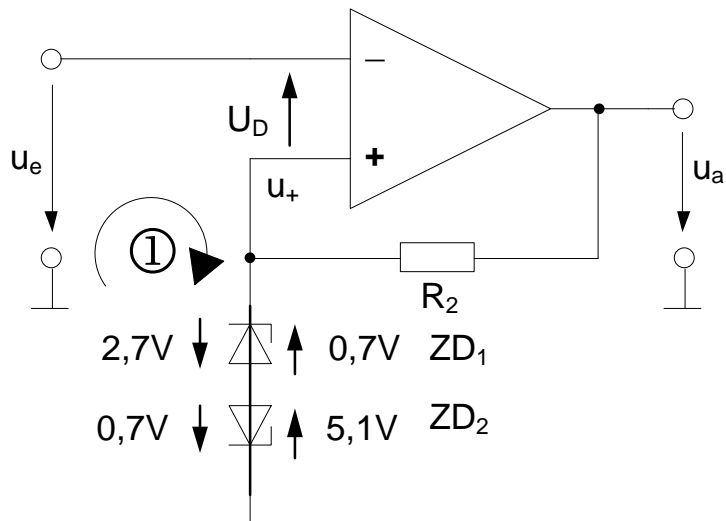


## Lösung Aufgabe 17

17.1 Schaltung analysieren:

Ausgang ist auf den nichtinvertierenden Eingang zurückgekoppelt: Mitkopplung  
Eingang liegt am invertierenden Eingang des OP: **Invertierender Schmitt-Trigger**

17.2



Bedingung: **Schaltpunkt des Schmitt-Triggers, wenn  $U_D = 0 \text{ V}$ , d.h.  $u_e = u_+$**

1.  $u_e = -12 \text{ V}$  und damit  $u_a = +12 \text{ V}$

① Masche 1:

$$-U_D + U_{Z1} + 0,7 \text{ V} - u_e = 0$$

$$\Rightarrow \text{für } U_D = 0: u_e = u_+ = U_{Z1} + 0,7 \text{ V} = 2,7 \text{ V} + 0,7 \text{ V} = 3,4 \text{ V}$$

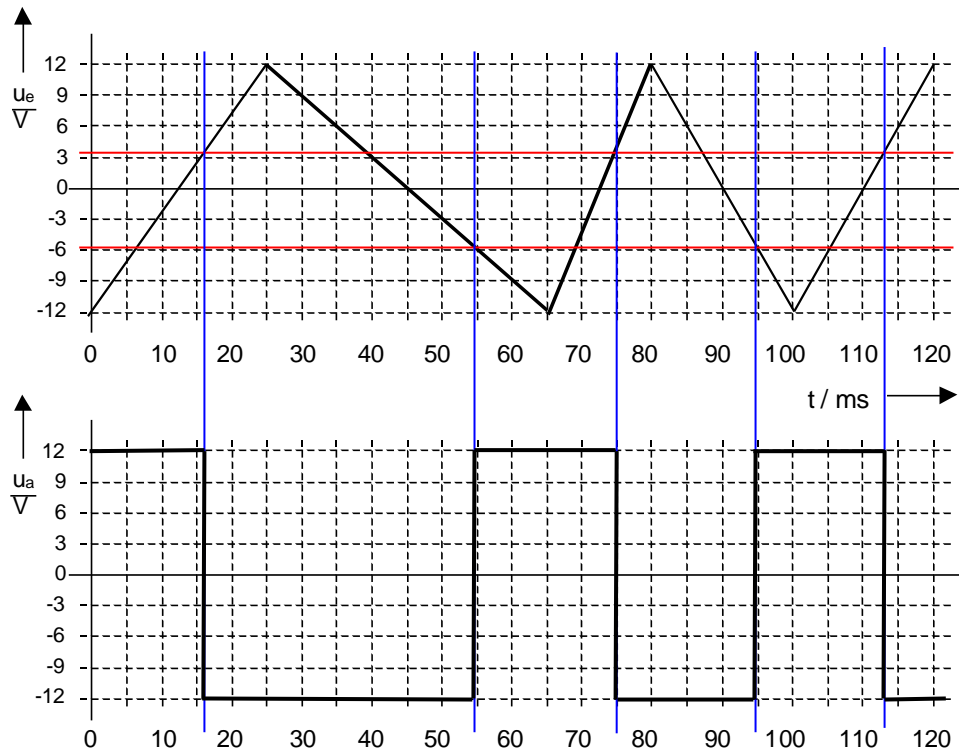
2.  $u_e = +12 \text{ V}$  und damit  $u_a = -12 \text{ V}$

① Masche 1:

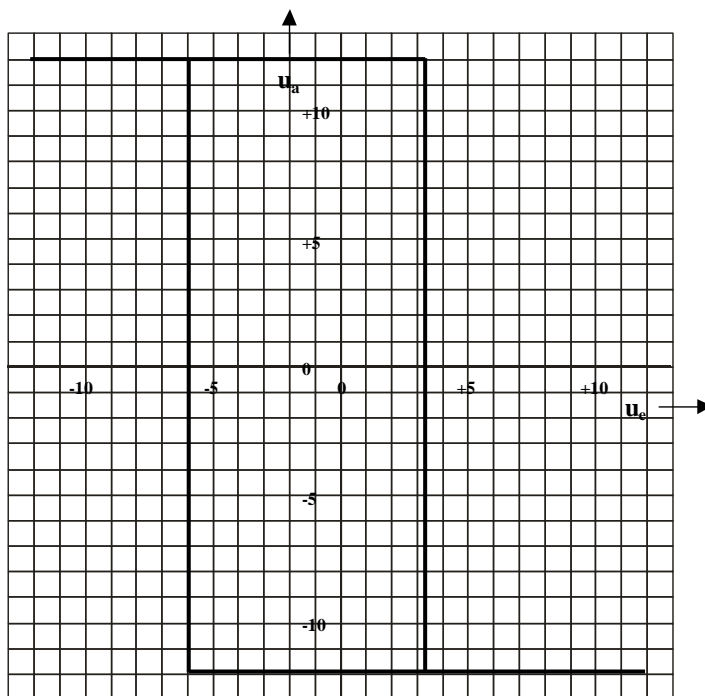
$$-U_D - U_{Z2} - 0,7 \text{ V} - u_e = 0$$

$$\Rightarrow \text{für } U_D = 0: u_e = u_+ = -U_{Z1} - 0,7 \text{ V} = -5,1 \text{ V} - 0,7 \text{ V} = -5,8 \text{ V}$$

17.3 Zeitlicher Verlauf der Ausgangsspannung  $u_a$ !



17.4 Skizze Ausgangsspannung über Eingangsspannung



**Lösung Aufgabe 18**

18.1 Aus der Übergangskennlinie kann abgelesen werden:

$$U_L = 0 \text{ V}$$

$$U_H = 3,2 \text{ V}$$

$$U_S = 1,6 \text{ V}$$

damit wird :

$$\Delta U = U_H - U_L = 3,2 \text{ V}$$

$$\Delta U_H = U_H - U_S = 1,6 \text{ V}$$

$$\Delta U_L = U_S - U_L = 1,6 \text{ V}$$

$$Z_H = \frac{\Delta U_H}{\Delta U} = \frac{1,6 \text{ V}}{3,2 \text{ V}} = 0,5 \text{ (= 50\%)}$$

$$Z_L = \frac{\Delta U_L}{\Delta U} = \frac{1,6 \text{ V}}{3,2 \text{ V}} = 0,5 \text{ (= 50\%)}$$

18.2 Am Ausgang liegt der HIGH-Pegel. Damit ergibt sich folgende Maschengleichung:

$$U_{CC} - R_4 \cdot I - \underbrace{0,3 \text{ V}}_{(U_{CE})} - \underbrace{0,7 \text{ V}}_{(U_D)} - R_L \cdot I = 0$$

$$I = \frac{U_{CC} - 0,3 \text{ V} - 0,7 \text{ V}}{R_4 + R_L} = \frac{4 \text{ V}}{2000 \Omega} = 2 \text{ mA}$$

$$P_V = (U_{CC} - U_H) \cdot I = 1,8 \text{ V} \cdot 2 \text{ mA} = 3,6 \text{ mW}$$

18.3 Fan Out

1. High-Pegel am Ausgang

$$U_{H \min} = 3,5 \text{ V} = U_{CC} - R_4 \cdot I - 0,3 \text{ V} - 0,7 \text{ V}, I_{\max} \text{ berechnen:}$$

$$I_{\max} = \frac{U_{CC} - U_{H \min} - 0,3 \text{ V} - 0,7 \text{ V}}{R_4} = \frac{5 \text{ V} - 3,5 \text{ V} - 0,3 \text{ V} - 0,7 \text{ V}}{400 \Omega} = \frac{0,5 \text{ V}}{400 \Omega} = 1,25 \text{ mA}$$

Fan-Out H-Pegel am Ausgang:

$$\text{Fan-Out} = \frac{1,25 \text{ mA}}{40 \mu\text{A}} = 31,25 \Rightarrow$$

Es könnten 31 TTL-Eingänge angesteuert werden.

2. Low-Pegel am Ausgang:

$$U_{L \max} = 0,2 \text{ V} = I_{\max} \cdot R_{CE, \text{ein}} \Rightarrow I_{\max} = \frac{0,2 \text{ V}}{12,5 \Omega} = 16 \text{ mA}$$

Fan-Out L-Pegel am Ausgang:

$$\text{Fan-Out} = \frac{16 \text{ mA}}{1,6 \text{ mA}} = 10 \Rightarrow$$

Fan-Out L < Fan-Out H -> Es können maximal 10 TTL-Eingänge an des Ausgang des Gatters angeschlossen werden.

**Lösung Aufgabe 19**19.1  $U_H, U_L$ :Wenn der FET sperrt, wird  $C_L$  über den Widerstand  $R$  aufgeladen.  $\Rightarrow U_H = U_{DD} = 5 \text{ V}$ Wenn der FET leitet stellt er einen ohmschen Widerstand von  $r_{DS} = 50 \Omega$  dar. $\Rightarrow$  Kondensator liegt an Spannungsteiler  $R, r_{DS}$ .

$$U_L = U_{DD} \frac{50 \Omega}{1000 \Omega + 50 \Omega} = 0,24 \text{ V}$$

19.2 Statische Verlustleistung:

$$P|_{U_A=L} = U_{DD} \cdot I = U_{DD} \frac{U_{DD}}{R + r_{DS}} = \frac{25 \text{ V}^2}{1050 \Omega} = 24 \text{ mW}$$

$$P|_{U_A=H} = 0$$

19.3 Dynamische Verlustleistung:

$$P_{dyn} = C_L \cdot (U_H - U_L)^2 \cdot f = 2 \text{ pF} \cdot (4,76 \text{ V})^2 \cdot 10^7 \text{ Hz} = 453 \mu\text{W}$$

19.4 Gesamtverlustleistung:

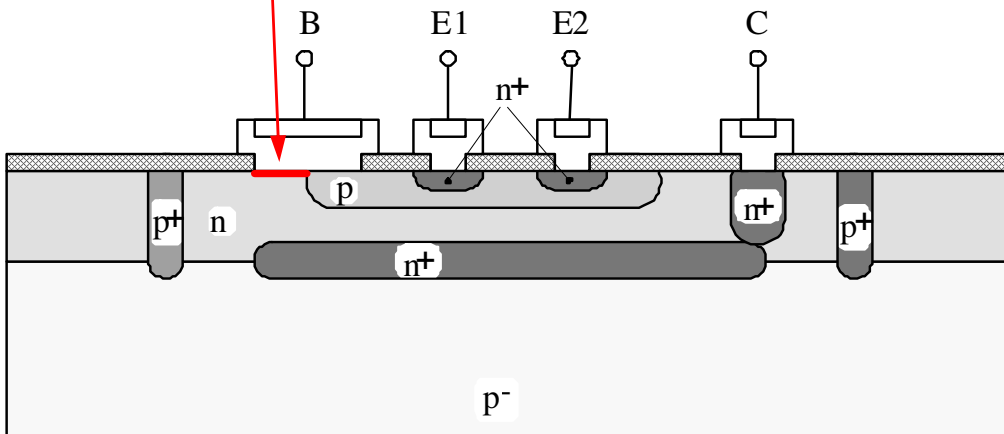
$$P_{ges} = P_{dyn} + r \cdot P_{stat} = 453 \mu\text{W} + 0,5 \cdot 24 \text{ mW} = 12,453 \text{ mW}$$

**Lösung Aufgabe 20**

20.1

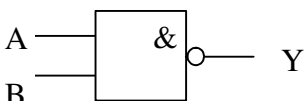
1. Wesentlich kürzere Schaltzeiten durch Vermeidung der Sättigung, wenn der Transistor voll eingeschaltet ist.
2. Kleinere Verlustleistung während der Umschaltvorgänge durch kleinere Spannungshübe und damit auch kleinere Umschaltenergien.
3. Höhere Stromverstärkung der Transistoren, da keine zusätzlichen technologischen Maßnahmen vorgenommen werden müssen, um die Sättigungszeit des Bipolartransistors zu reduzieren. Dies hatte den Einbau zusätzlicher Rekombinationszentren in der Basis und damit eine deutliche Reduzierung der Stromverstärkung zur Folge.
4. Der Schaltungsentwurf wird für den Designer flexibler, da ihm nun neben pn-Dioden und npn-Transistoren auch noch Schottky-Dioden für das Schaltungsdesign zur Verfügung stehen.

20.2 Eine Schottky-Diode entsteht in einer integrierten Schaltung, wenn niedrig dotiertes n-Silizium direkt mit Metall in Kontakt kommt. Dies ist im gezeigten Querschnitt nur in einem kleinen Bereich, an dem der Basisanschluss direkt mit dem Kollektorbereich kontaktiert ist, der Fall.



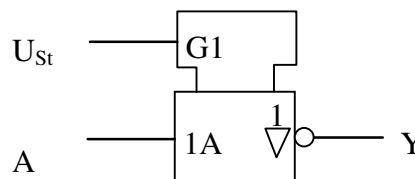
**Lösung Aufgabe 21:**

links: NAND



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

rechts: Tri-State-Inverter



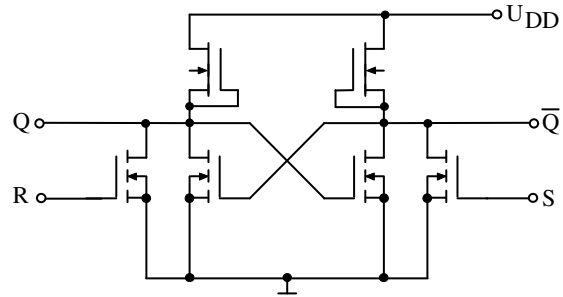
A	U <sub>St</sub>	Y
x	0	HiZ
1	1	0
0	1	1

**Lösung Aufgabe 22:**

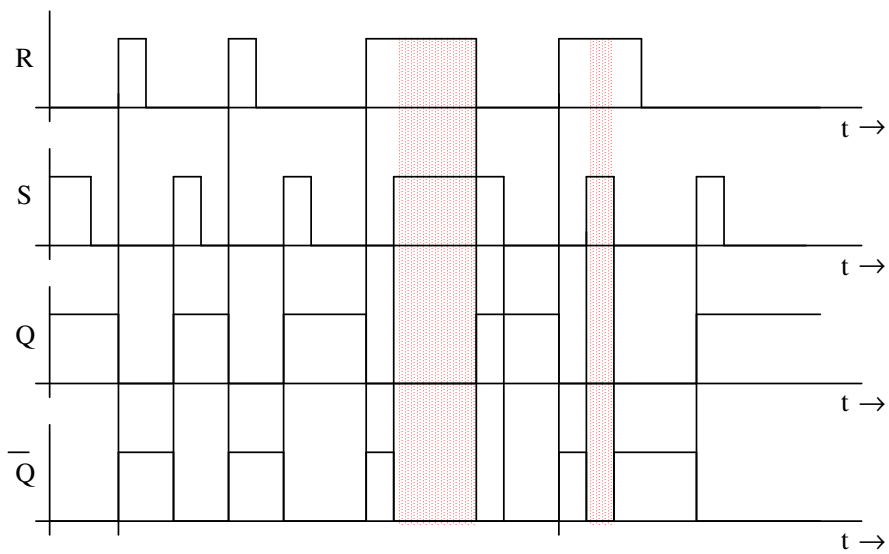
22.1 Wahrheitstabelle

S	R	Q	$\bar{Q}$
0	0	$Q_{-1}$	$\bar{Q}_{-1}$
0	1	0	1
1	0	1	0
1	1	0	0

22.2 Schaltung mit Transistoren



22.3 Signalverlauf



**Farblich unterlegt sind die Bereiche, in denen die Eingangszustände  $R=S=1$  zu den logisch unsinnigen Ausgangszuständen "0" "0" führen.**

### Lösung Aufgabe 23:

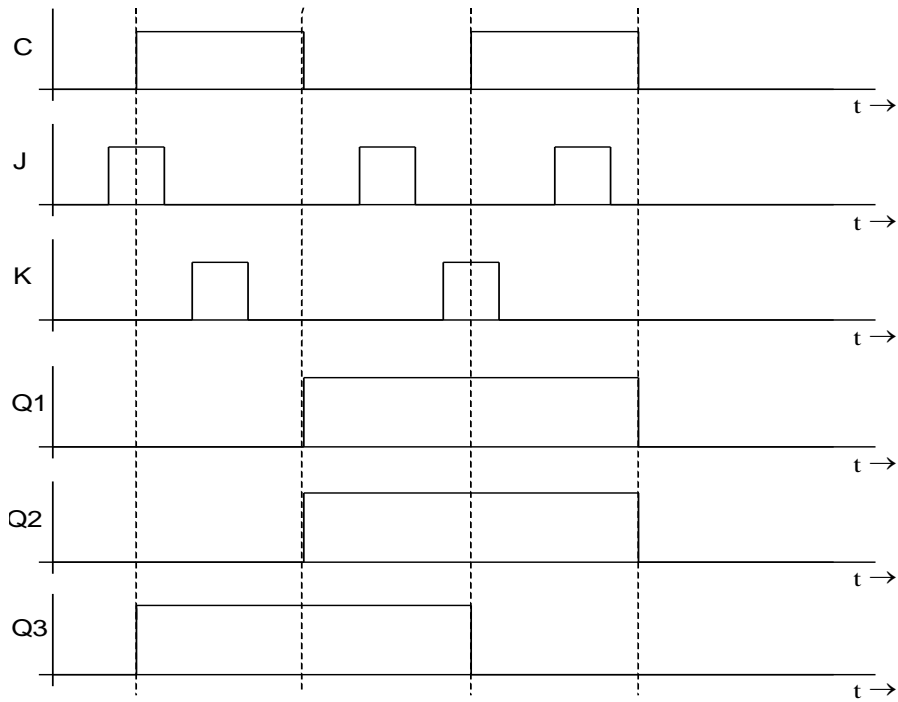
#### 3 Arten von JK-Flipflops:

FF1: Taktzustandsgesteuert

FF2: Zweiflankengesteuert

FF3: Einflankengesteuert (ansteigende Taktflanke)

#### Signalverläufe:



**Lösung Aufgabe 24:**

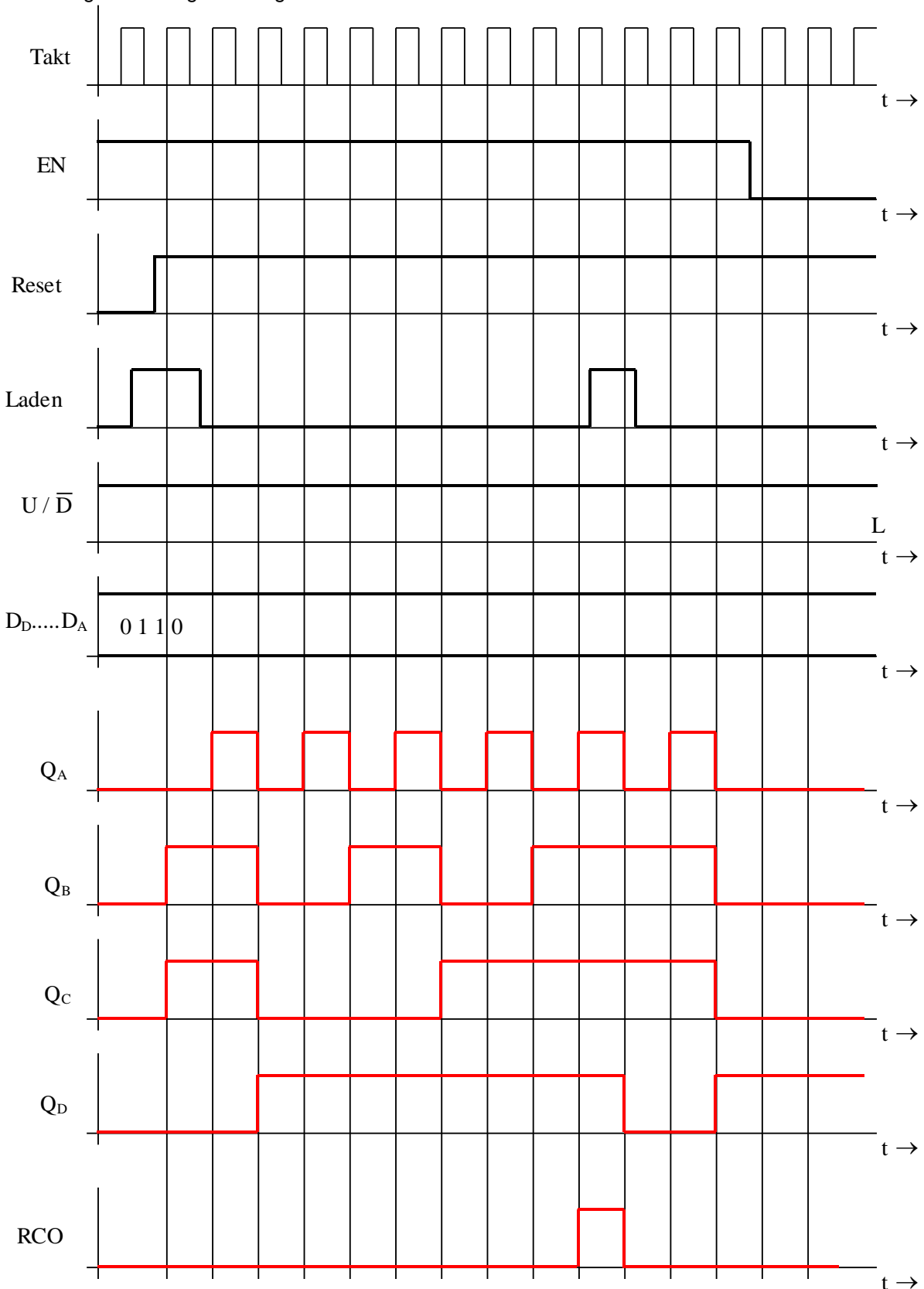
	Zählrichtung	Synchron/ asynchron	Zählcode
a)	vorwärts	asynchron	binär
b)	rückwärts	asynchron	binär
c)	rückwärts	asynchron	binär
d)	vorwärts	asynchron	binär
e)	vorwärts	synchron	BCD
f)	vorwärts	asynchron	BCD
g)	vorwärts	synchron	binär
h)	rückwärts	synchron	binär



**Lösung Aufgabe 25:**

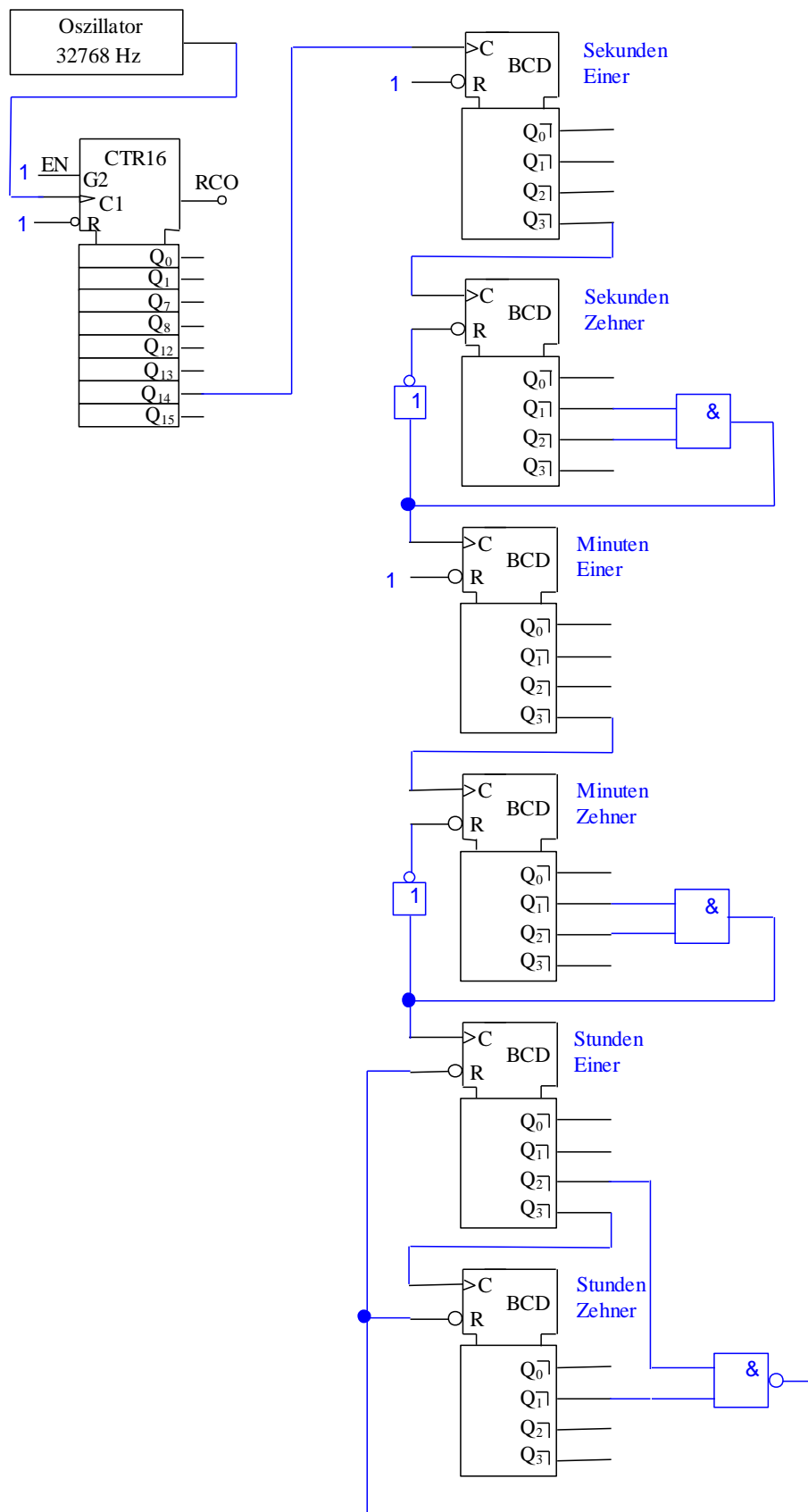
Synchroner binärer Vorwärts/Rückwärtszähler mit setzbaren Eingängen

Aus Signalverlauf ist zu entnehmen: Wenn **EN(able)=1**, Zähler ist "freigegeben". **Reset = 0**: alle Ausgänge = 0. **Laden = 1**: mit der nächsten ansteigenden Taktflanke werden die an den D-Eingängen der Zählerstufen anliegenden Werte übernommen.  $U / \bar{D}$  gibt an, ob vorwärts (1) oder rückwärts (0) gezählt wird. Damit ergibt sich folgender Signalverlauf:



**Lösung Aufgabe 26:**

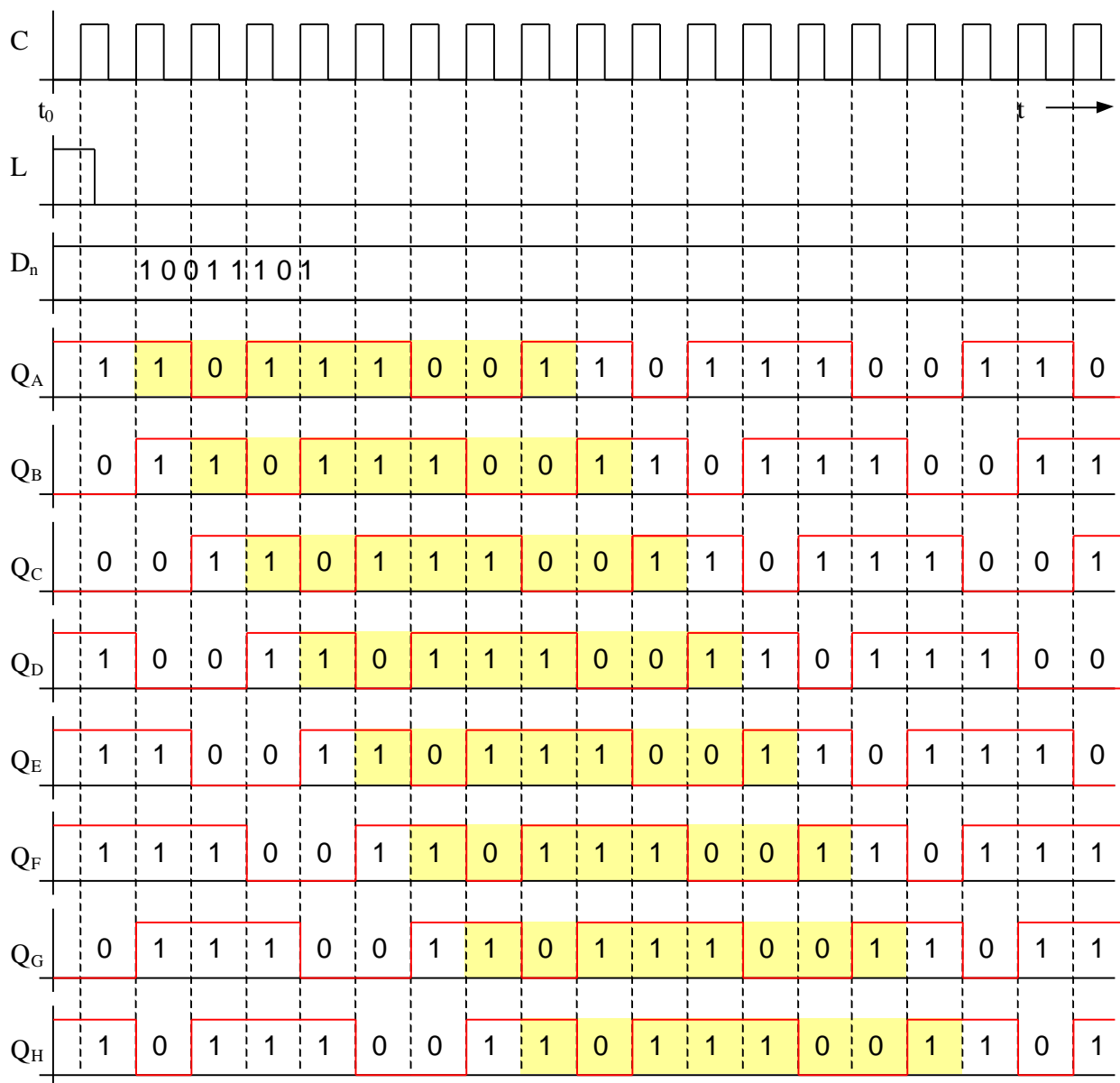
!  $2^{14} = 16384$ , aber wenn  $f = 32768$  Hz ist, dann ist  $f(Q_0) = 16384$ Hz,  $f(Q_1) = 8192$ Hz,  $f(Q_2) = 4096$ Hz, ...,  $f(Q_{13}) = 2$ Hz und  $f(Q_{14}) = 1$ Hz !



**Lösung Aufgabe 27:**

**27.1 Ringschieberegister**

**27.2**

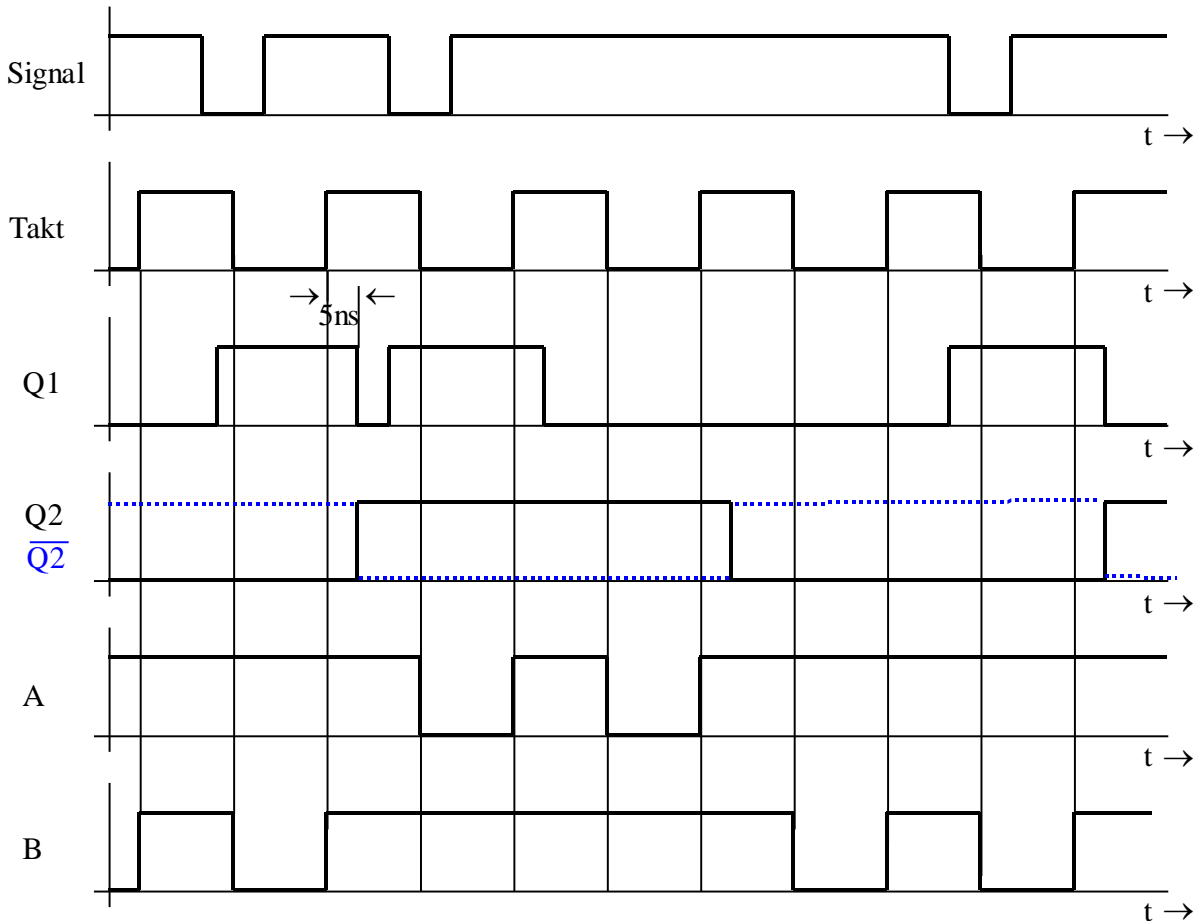


### Lösung Aufgabe 28:

Die Schaltung nutzt die verschiedenen Eigenschaften eines flankengesteuerten D-FF mit einem zusätzlichen **nicht durch den Takt gesteuerten**  $\overline{R} \overline{S}$  Flipflop.

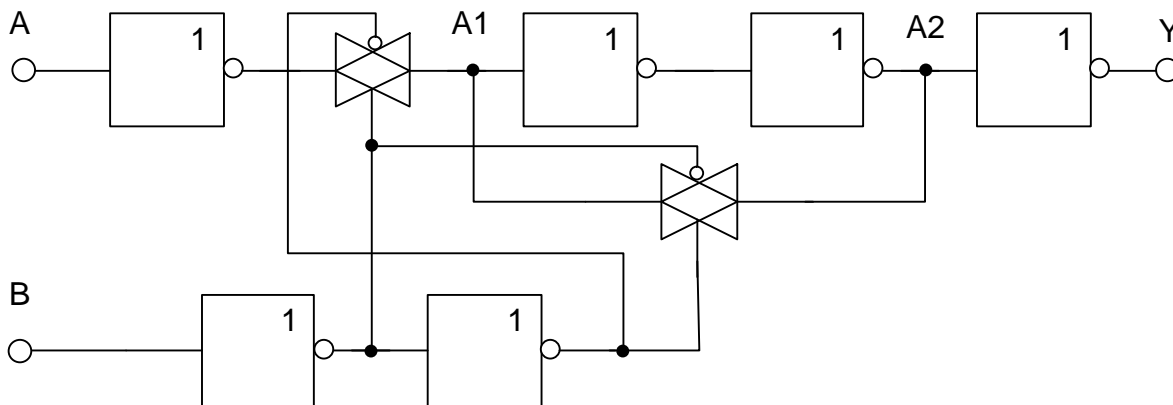
Wird das Eingangssignal kurzzeitig "0", wird das erste FF (sofort nach der angegebenen Gatterlaufzeit von 5 ns) am Ausgang Q1 = "1". Mit der nächsten Taktflanke wird diese "1" in das zweite D-FF übernommen, aber gleichzeitig der Ausgang des 1. FF wieder zu "0", da der D-Eingang auf "0" liegt. Auch beim 2. FF wird das Ausgangssignal erst 5 ns nach der Taktflanke auftreten.

Durch die Verknüpfung der Ausgänge des 2. FF mit dem invertierten Takt sind die Signale A und B wie im folgenden Signalverlauf dargestellt.



**Lösung Aufgabe 29:**

29.1 Ersatzschaltbild der Schaltung aus logischen Elementen mit den genormten Symbolen nach DIN 40900!

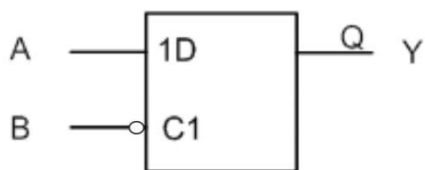


29.2 Wahrheitstabelle für die Schaltung nach Bild 29.1!

B	A	A1	A2	Y
0	0	1	1	0
0	1	0	0	1
1	0	A2 <sub>-1</sub>	A2 <sub>-1</sub>	Y <sub>-1</sub>
1	1	A2 <sub>-1</sub>	A2 <sub>-1</sub>	Y <sub>-1</sub>

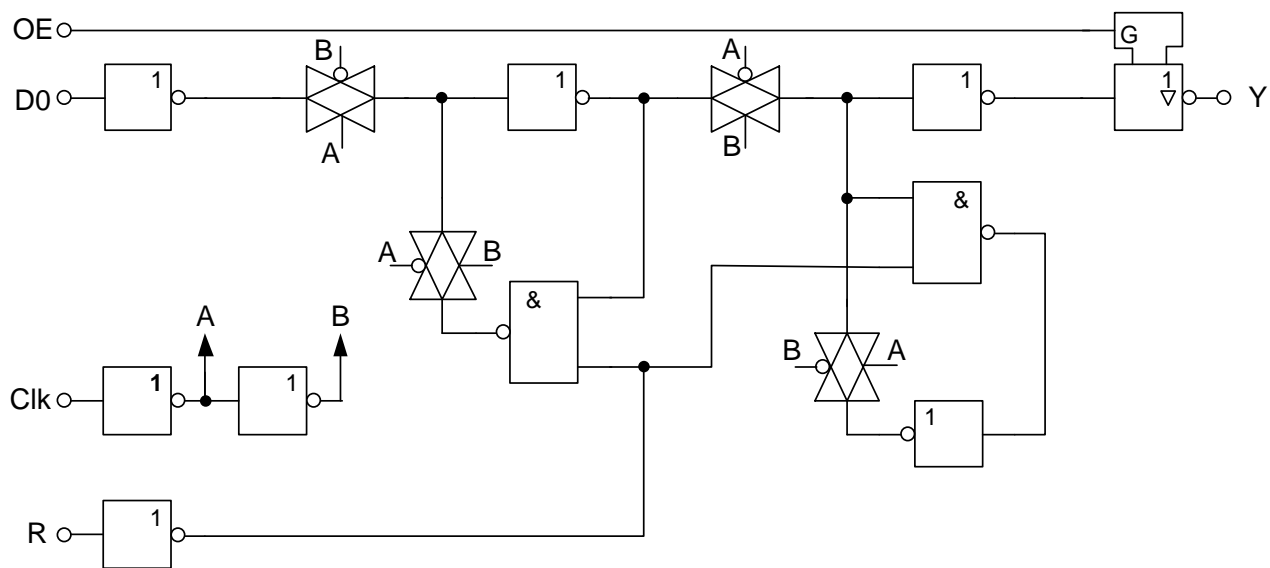
29.3 Taktzustandsgesteuertes D-Flipflop (Transparentes Latch)

29.4



**Lösung Aufgabe 30:**

**30.1**



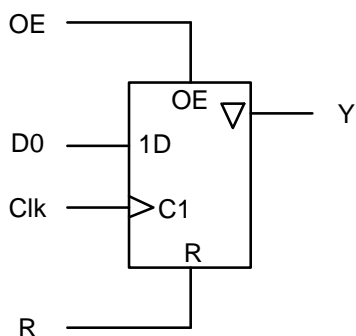
**30.2** Wahrheitstabelle! (Bezeichnungen: 1, 0, HiZ, X)

OE	R	Clk	D0	Y
0	X	X	X	HiZ
1	1	X	X	0
1	0	0,1	X	D <sub>-1</sub>
1	0	↑	0	0
1	0	↑	1	1

**30.3** Funktion der Schaltung

Einflankengesteuertes D-Flipflop mit Reset-Eingang und Tristate Ausgang

**30.4** Logisches Symbol



**Lösung Aufgabe 31:**

31.1

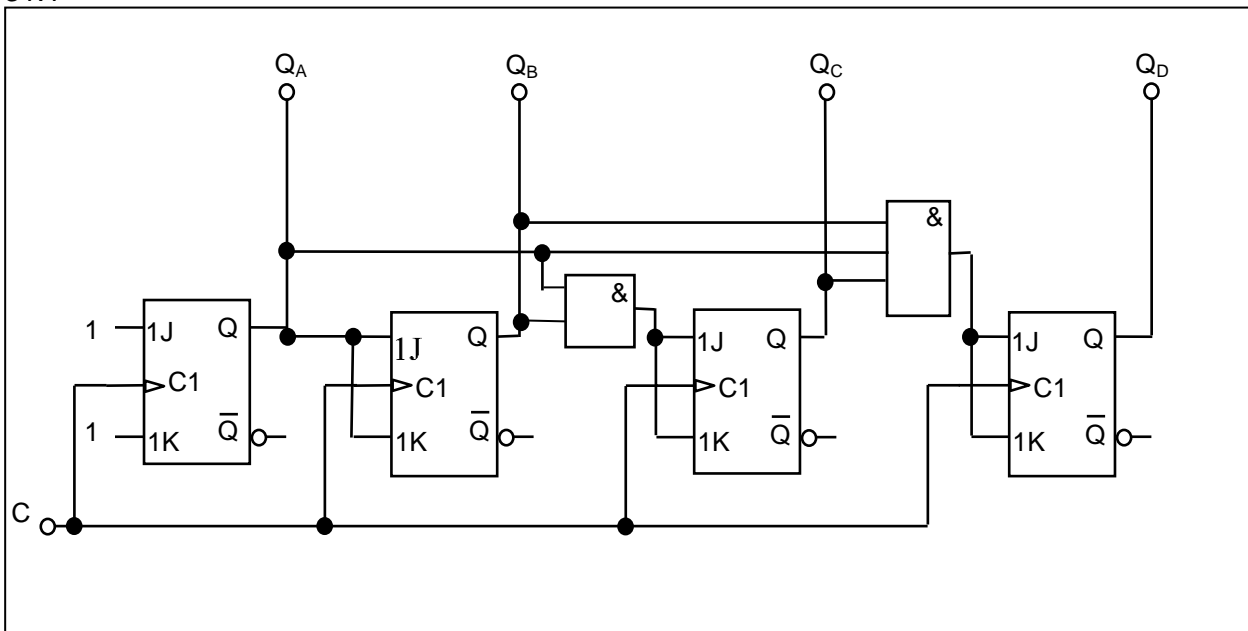


Bild 31.1

31.2

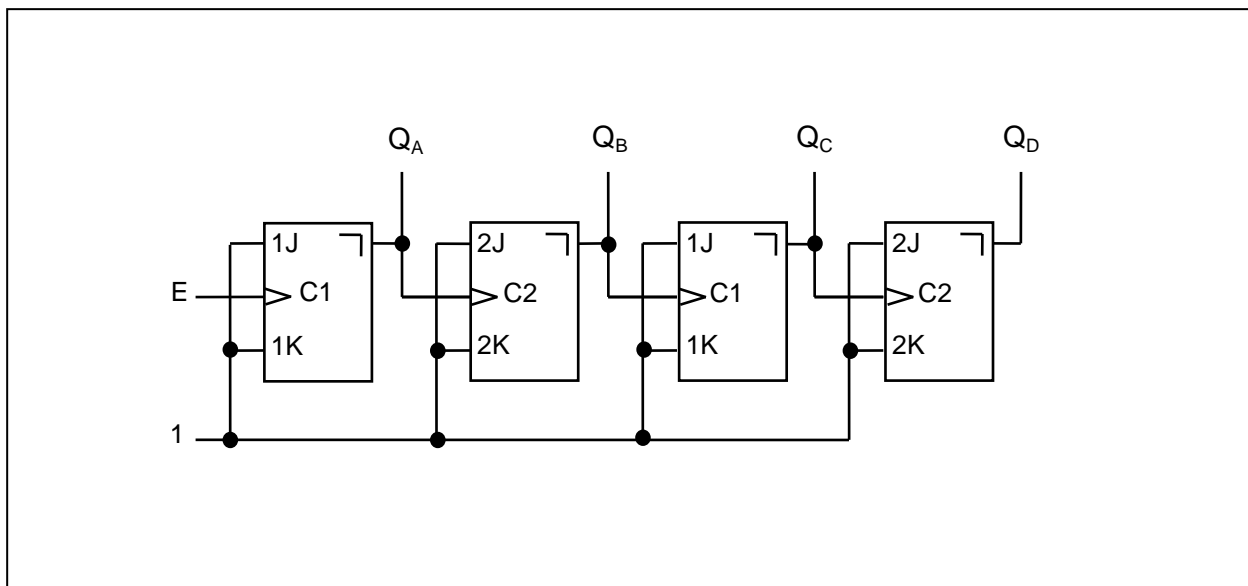


Bild 31.2

**Lösung Aufgabe 32:**

Gegeben ist eine Schaltung nach Bild 32.1.

Die Schaltung ist ein programmierbarer synchroner Vorwärts- Rückwärtszähler mit Übertrag und einem taktunabhängigem Reset-Eingang. Wenn man an die D-Eingänge den Wert 11 (elf) anlegt, den Zähler auf Rückwärtszählen setzt und den RCO-Ausgang mit dem L-Eingang verbindet hat man die Grundfunktion erreicht.

Die beiden RS-Flip-Flops dienen zum einwandfreien starten des Vorgangs. Das rechte FF hat eine RC-Reihenschaltung an einem Eingang der als Power-On-Reset arbeitet. Das linke FF entprellt den Taster S. Nach dem Einschalten der Versorgungsspannung ist  $A=1$  und  $B=0$ . Durch Betätigen des Tasters wird A kurzzeitig zu 0. Dies kann als Reset für alle FF verwendet werden. Damit wird  $RCO = 1$ . Ist RCO mit L verbunden, wird der Wert an den D-Eingängen in die FF übernommen und RCO wird 0. Wenn der Zähler auf 0 zurückgezählt hat, wird  $RCO = L = 1$  und der Vorgang beginnt von neuem. Als Ausgang kann RCO,  $Q_C$  oder  $Q_D$  verwendet werden.

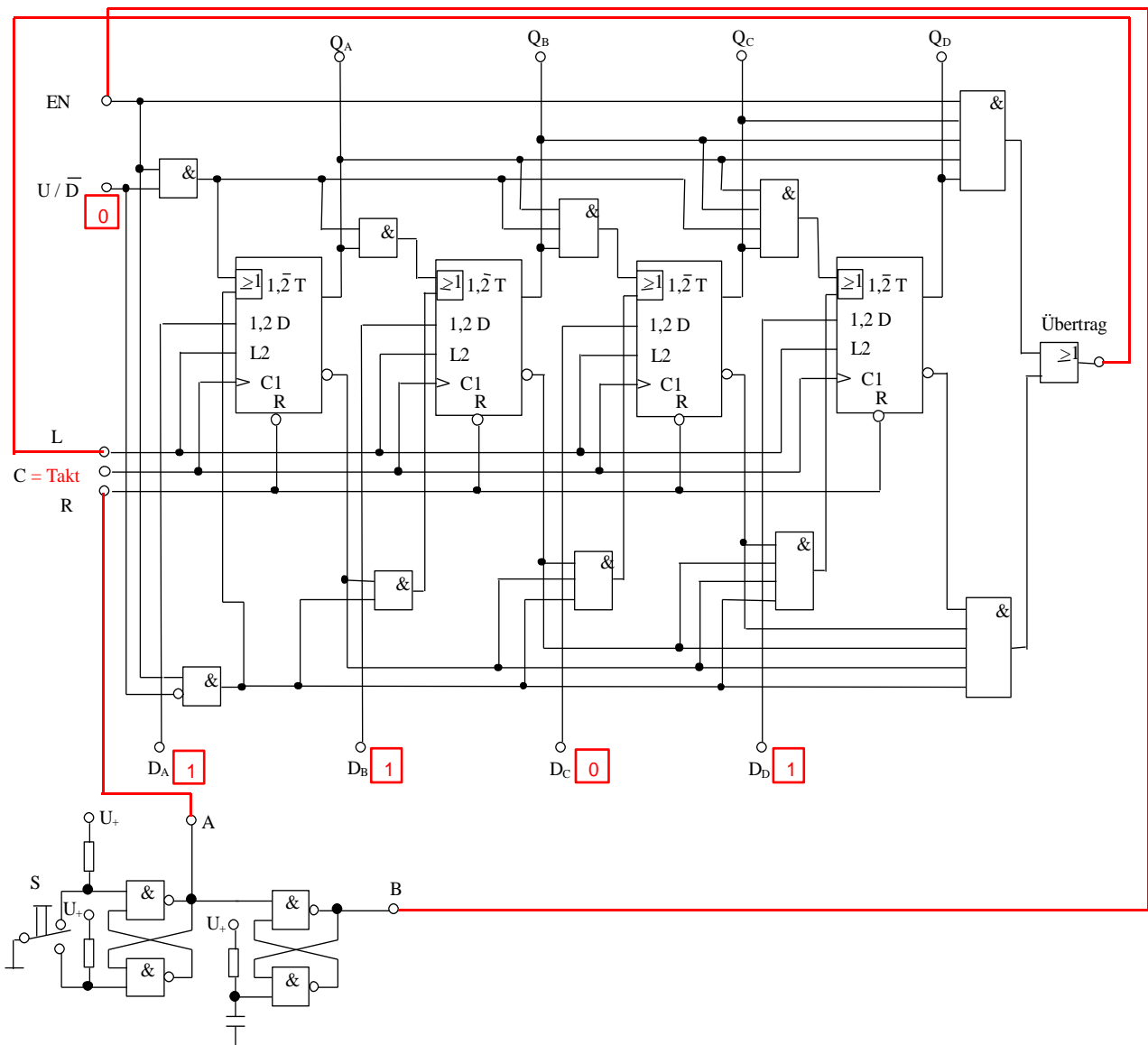
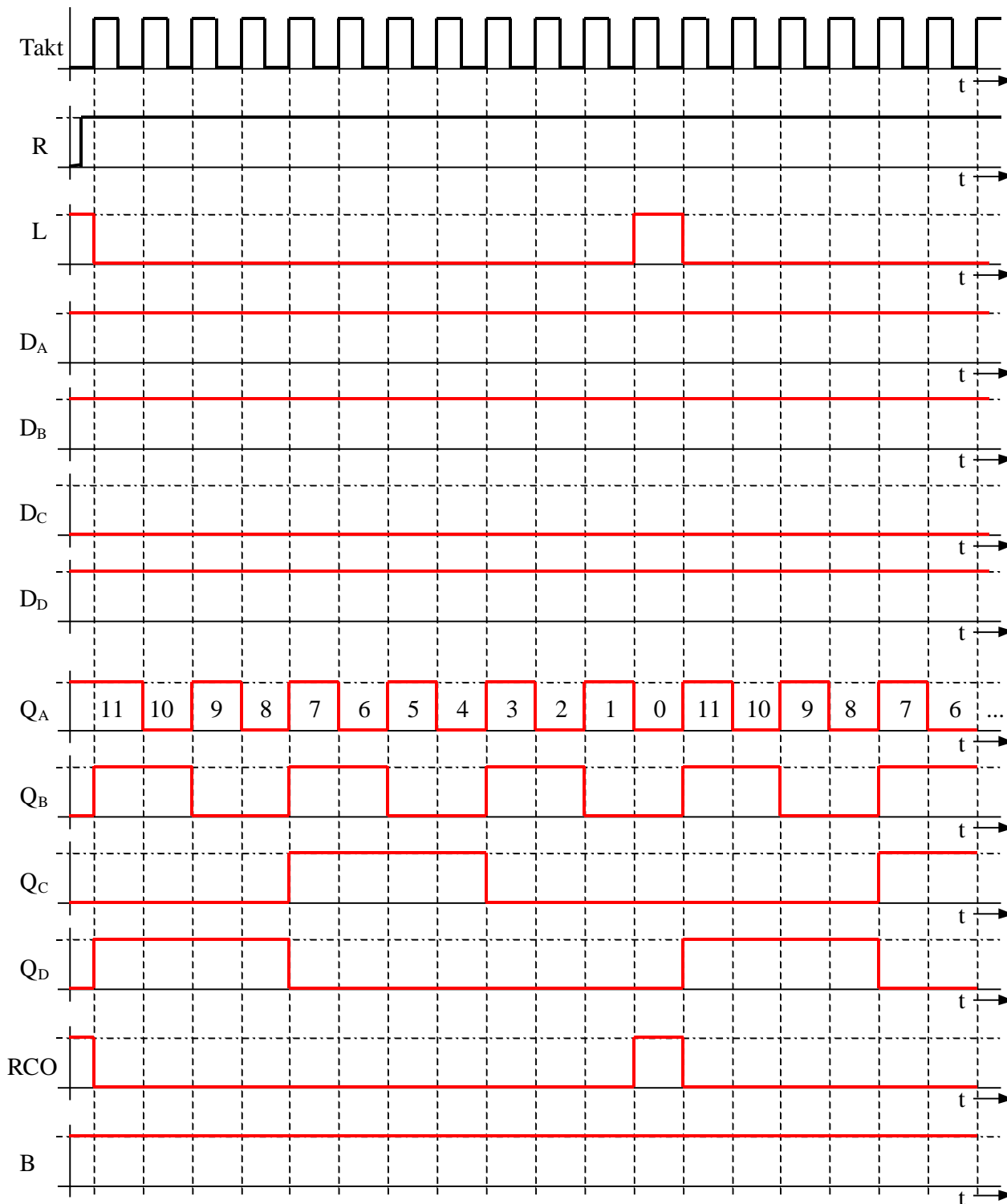


Bild 31.1





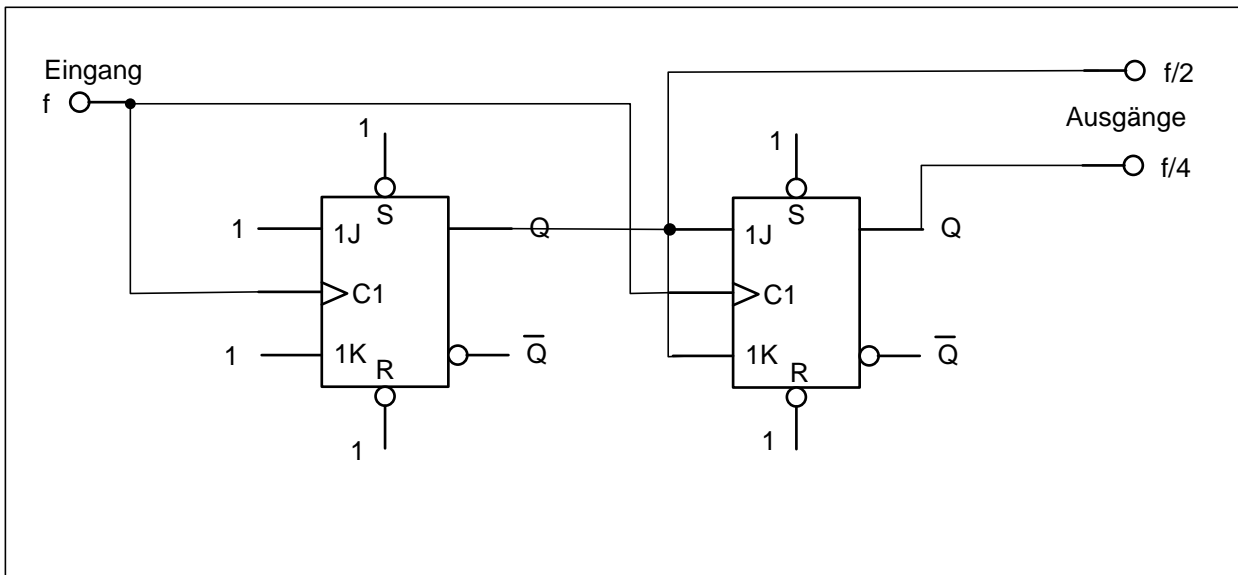
Lösung 32.3



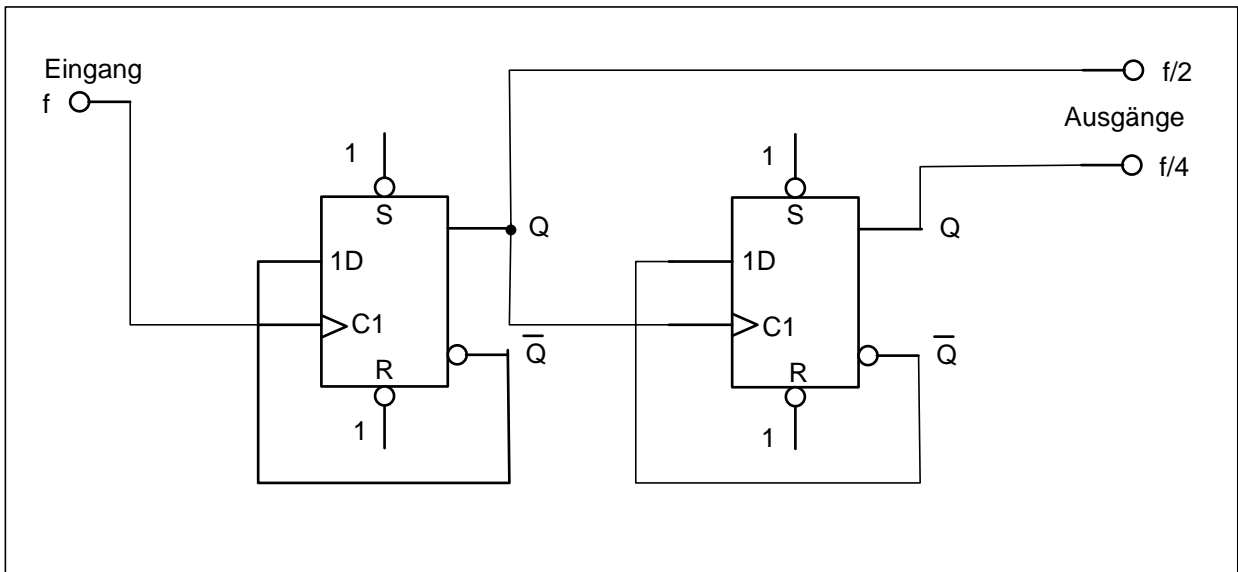
Als Ausgang kann sowohl RCO, Q<sub>D</sub> und in diesem Fall auch Q<sub>C</sub> verwendet werden.

**Lösung Aufgabe 33:**

**33.1**



**33.2**



### Lösung Aufgabe 34 (nicht Klausurrelevant):

#### D/A-Wandlung:

##### 34.1 Beschreiben Sie das Wägeverfahren !

Das Wesentliche des Wägeverfahrens ist es, mit binär gewichteten Strömen zu arbeiten. Durch ein entsprechend aufgebautes Widerstandsnetzwerk (  $R - 2R - 4R - 8R - \dots$  ) werden die Ströme so eingestellt, dass jedem Bit ein entsprechender Teil des Gesamtstroms "zugewiesen" wird. Am Ausgang werden dann alle Teilströme aufsummiert.

##### 34.2 Welche Vorteile bietet das R-2R Leiternetzwerk?

Das R-2R Leiternetzwerk bietet den Vorteil, dass eine binäre Gewichtung der Teilströme erreicht wird und dabei nur Widerstände mit den Werten  $R$  und  $2R$  ( $= 2 \times 1R$ ) hergestellt werden müssen. (Wichtig für die Produktion in großen Stückzahlen)

##### 34.3 Wodurch entstehen die sogenannten "Glitches" bei D/A-Wandlern ?

Die "Schalter" in D/A-Wandlern sind Transfer-Gatter aus Transistoren. Die Eigenschaft von allen Transistoren ist, dass der Einschaltvorgang im allgemeinen etwas schneller abläuft als der Ausschaltvorgang.  
→ beim Übergang des binären Eingangssignals von z.B. 001111 auf 010000 entsteht kurzzeitig der Wert 011111, was zu einem kurzen Stromimpuls am Ausgang (Summierpunkt) der Schaltung führt. Diese Impulse nennt man Glitches.

#### A/D-Wandlung:

##### 34.4 Parallelverfahren:

Vorteile: Sehr schnell, keine Abtast-Halte-Schaltung notwendig, beliebiger binärer Ausgangscode möglich

Nachteile: Nur wenige Bits (derzeit max. 8) Auflösung möglich, da sonst der Herstellungsaufwand zu groß wird. (es werden  $2^n - 1$  analoge Komparatoren und ebenso viele Präzisionswiderstände benötigt)

Prioritätsdekoder: Ein Prioritätsdekoder ist aus einfachen Gattern und einer TG-Matrix aufgebaut. Er hat die Aufgabe, aus einer vorgegebenen Anzahl von Eingängen den Höchstwertigen in eine bei der Herstellung frei wählbare binäre Codierung umzusetzen. Alle niederwertigeren Eingänge werden gesperrt.

##### 34.5 Das Verfahren der sukzessiven Approximation arbeitet mit binär gewichteten Schritten, beginnend bei der Hälfte der Referenzspannung, die mit der am Eingang anliegenden Spannung verglichen wird.

Das Ergebnis des Vergleichs ( $U_E >$  oder  $< U_{ref} / 2$ ) bewirkt, dass nun entweder  $\frac{1}{4}U_{ref}$  zu  $U_{ref} / 2$  addiert oder davon subtrahiert wird und ein neuer Vergleich durchgeführt wird. Mit dessen Ergebnis wird genauso verfahren wie im Schritt zuvor, jedoch mit einem  $\Delta U = U_{ref} / 8$  usw. Damit liegt das Endergebnis immer nach  $n$  Schritten vor (wobei  $n$  die Auflösung des Wandlers ist) unabhängig von der Größe der Eingangsspannung.

##### 34.6 Über zwei analoge Komparatoren und einfache logische Verknüpfungen wird die Eingangsspannung mit einer Sägezahnspannung verglichen und dabei ein "Zeitfenster" geöffnet, währenddessen ein Taktsignal einen binären Zähler ansteuert. Abhängig von der Dauer der Fensteröffnung und der Taktfrequenz erhält man einen, der Eingangsspannung proportionalen digitalen Ausgangswert.

Nach jeder Messung muss der Zähler wieder auf der Wert Null zurückgesetzt werden. Wenn positive und negative Eingangsspannungen verarbeitet werden sollen, muss zusätzlich noch ein Vorzeichen ausgegeben werden.

**Lösung Aufgabe 35 (nicht Klausurrelevant):**

**35.1**

R1	R2	R3	R4	R5	R6	R7	R8	R9	R10	R11	R12	R13	R14	R15	R16
2R	R	2R	R	2R	R	2R	R	2R	R	2R	R	2R	R	2R	2R

35.2  $U_A = U_{ref} \frac{n}{2^n}, n_{max} = 2^n - 1, \Rightarrow U_{ref} = U_{Qmax} \frac{2^n}{2^n - 1} = 5,12V$

**Lösung Aufgabe 36 (nicht Klausurrelevant):**

- A/D-Wandler 8 bit, Parallelverfahren  $\Rightarrow Z_{max} = 2^8 - 1 = 255$   
 Änderung von 0 nach 1 immer, wenn  $U_E > n U_{LSB} + 0,5 U_{LSB}$  ist!  
 $Z = Z_{max} \cdot U_E / U_{ref} = U_E / U_{LSB}$  mit  $U_{LSB} = U_{ref} / Z_{max}$  ( $U_{LSB} = 40,0 mV$ )

	$U_E$	$U_E / U_{LSB}$	Z	binäre Darstellung
a)	9,890 V	247,25	247	1111 0111
b)	7,510 V	187,75	188	1011 1100
c)	4,125 V	103,125	103	0110 0111
d)	2,500 V	62,5	62	0011 1110
e)	0,0125 V	0,3125	0	0000 0000

**Lösung Aufgabe 37 (nicht Klausurrelevant):**

**37.1 Ein-Rampen-Verfahren**

**37.2**

