

Lösungen zu den Aufgaben der Tutorien zu "Elektronische Schaltungen"  
SS 2018

Hinweis:

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

April 2018

S. Wunsch, S.Dörner

## Lösungen zu den Tutorien "Elektronische Schaltungen"

### Lösung Aufgabe 1

#### 1.1 Spannungsteiler im Leerlauf

Die Spannung  $U_0$  bewirkt einen Strom  $I = I_1 = I_2$  durch die beiden Widerstände.

a) Maschenregel :

b) Knotenregel

$$U_{R1} + U_2 - U_0 = 0$$

$$I_1 - I_2 - I_L = 0 \quad \text{mit } I_L = 0 \Rightarrow I_1 = I_2 = I$$

$$U_2 = U_0 - U_{R1}, \quad U_{R1} = R_1 I, \quad I = U_0 / (R_1 + R_2)$$

$$U_2 = U_0 - R_1 \frac{U_0}{R_1 + R_2} = U_0 \frac{R_1 + R_2}{R_1 + R_2} - U_0 \frac{R_1}{R_1 + R_2} = \frac{U_0 (R_1 + R_2 - R_1)}{R_1 + R_2} = U_0 \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

$$U_2 = 12V \frac{5k\Omega}{2k\Omega + 5k\Omega} = 8,6V$$

#### 1.2 Spannungsteiler mit $R_L$ als Last (passive Last)

Lösung wie 1.1, jedoch mit  $I_L = U_2 / R_L$ . In Maschen- und Knotengleichung einsetzen und nach  $U_2$  auflösen.

oder: Ergebnis aus 1.1 verwenden, jedoch anstelle  $R_2$  den Widerstandswert  $R_2'$  der Parallelschaltung  $R_2 \parallel R_L$  einsetzen.

$$R_2' = \frac{R_2 \cdot R_L}{R_2 + R_L} = \frac{5k\Omega \cdot 10k\Omega}{5k\Omega + 10k\Omega} = 3,3k\Omega$$

$$U_2 = 12V \frac{3,3k\Omega}{2k\Omega + 3,3k\Omega} = 7,5V$$

#### 1.3 Spannungsteiler mit $R_L$ und Spannungsquelle in Serie als Last (Widerstand der Spannungsquelle ist = 0)

1. Masche:  $U_0 = R_1 I_1 + R_2 I_2$  (1)

2. Masche:  $U_1 + R_L I_L - R_2 I_2 = 0$  (2)

Knoten:  $I_1 - I_2 - I_L = 0$  (3)

$$U_2 = R_2 I_2$$
 (4)

(3) in (2)  $U_1 + R_L (I_1 - I_2) - R_2 I_2 = U_1 + R_L I_1 - (R_2 + R_L) I_2$

$\Rightarrow I_1 = I_2 (R_2 + R_L) / R_L - U_1 / R_L$  (5)

Lösungen zu den Tutorien "Elektronische Schaltungen"

$$U_0 = R_1 \left( \frac{R_2 + R_L}{R_L} I_2 - \frac{U_1}{R_L} \right) + R_2 I_2$$

(5) in (1) 
$$U_0 = \frac{(R_1 R_2 + R_1 R_L + R_2 R_L) I_2 - R_1 U_1}{R_L}$$

$$I_2 = \frac{U_0 R_L + R_1 U_1}{R_1 R_2 + R_1 R_L + R_2 R_L} \quad (6)$$

$$U_2 = \frac{R_2 U_0 R_L + R_2 R_1 U_1}{R_1 R_2 + R_1 R_L + R_2 R_L}$$

(6) in (4)

$$U_2 = \frac{5k\Omega \cdot 2k\Omega \cdot 12V + 5k\Omega \cdot 2k\Omega \cdot 3,3V}{2k\Omega \cdot 5k\Omega + 2k\Omega \cdot 2k\Omega + 5k\Omega \cdot 2k\Omega} = \frac{120V + 33V}{10 + 4 + 10} = \frac{153V}{24} = 6,38V$$

# Lösungen zu den Tutorien "Elektronische Schaltungen"

## Lösung Aufgabe 2

Siliziumdiode:

2.1  $U_T$  ist die sogenannte Temperaturspannung der Diode

$$U_T = k_B T / e = 1,38 \cdot 10^{-23} \text{ Ws/K} \cdot 273 \text{ K} / 1,6 \cdot 10^{-19} \text{ As} = 23,5 \text{ mV}$$

2.2 Ohmscher und differentieller Widerstand einer Diode

$$R_D = U / I_D \quad U_1 = U_T, \quad U_2 = 15 U_T$$

$$I_D = I_S (\exp(U / U_T) - 1) \quad I_{D1} = 10 \text{ nA} (e^1 - 1) = 10 \text{ nA} \cdot 1,72 = 17,2 \text{ nA}$$

$$I_{D2} = 10 \text{ nA} (e^{15} - 1) = 10 \text{ nA} \cdot 3,269 \cdot 10^6 = 32,69 \text{ mA}$$

$$R_{D1} = 23,5 \text{ mV} / 17,2 \text{ nA} = 1,366 \text{ M}\Omega$$

$$R_{D2} = 352,5 \text{ mV} / 32,69 \text{ mA} = 10,8 \Omega$$

$$r_D = dU / dI_D \quad I_D \text{ nach } U \text{ differenzieren und Kehrwert bilden}$$

$$r_D = U_T / I_S \exp(U / U_T)$$

$$r_{D1} = 23,5 \text{ mV} / (10 \text{ nA} \cdot 2,72) = 863,9 \text{ k}\Omega$$

$$r_{D2} = 23,5 \text{ mV} / (10 \text{ nA} \cdot 3,269 \cdot 10^6) = 0,718 \Omega$$

2.3  $U_D = 0,7 \text{ V}$ ,  $U_Z = 3,3 \text{ V}$

$$U = U_D + U_Z = 0,7 \text{ V} + 3,3 \text{ V}$$

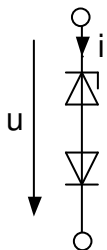
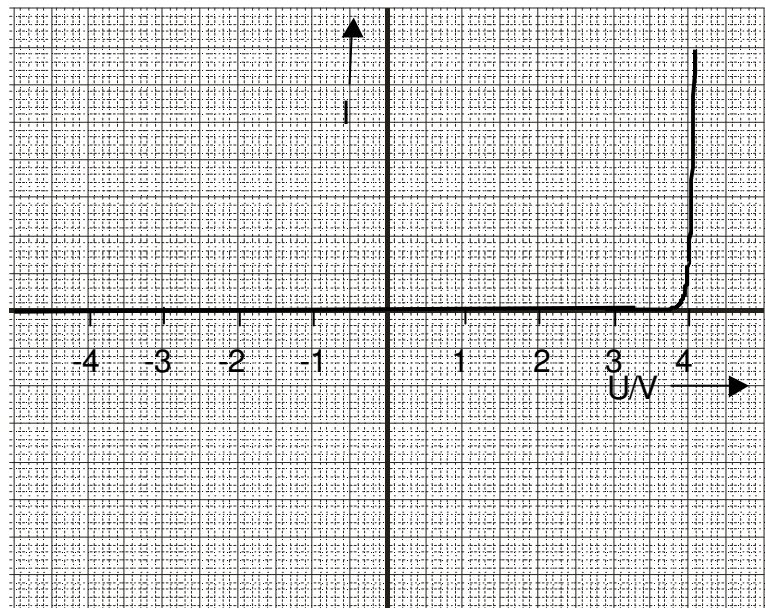


Bild 2.3a



Lösungen zu den Tutorien "Elektronische Schaltungen"

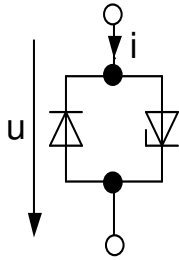
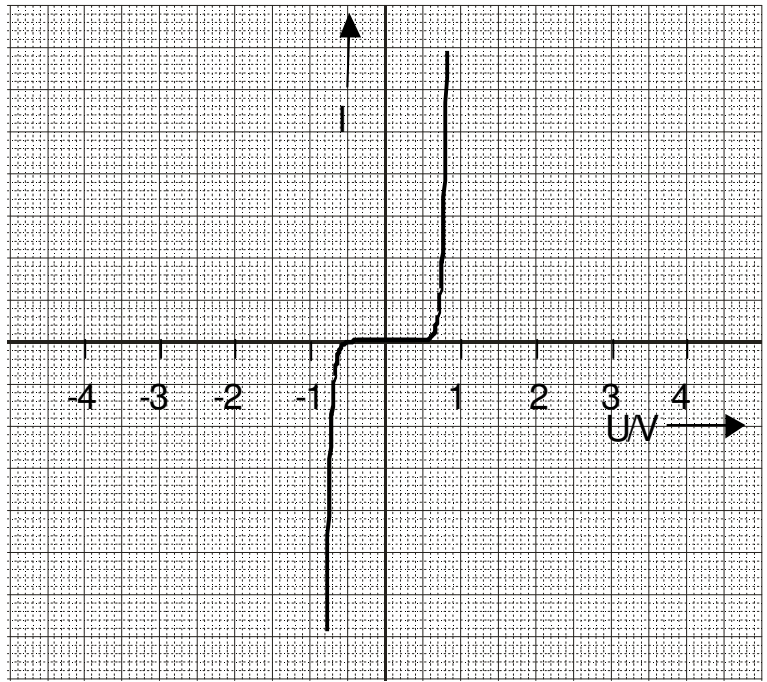


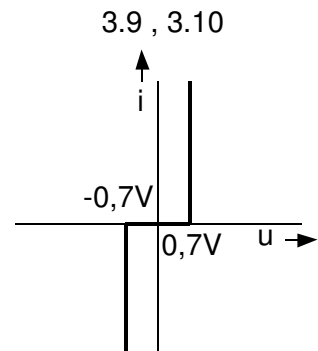
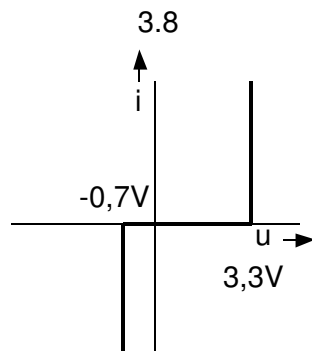
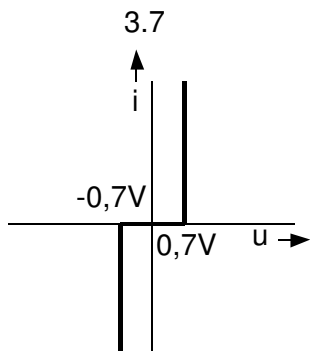
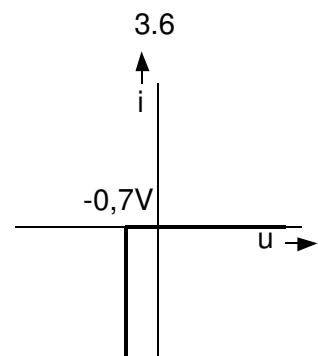
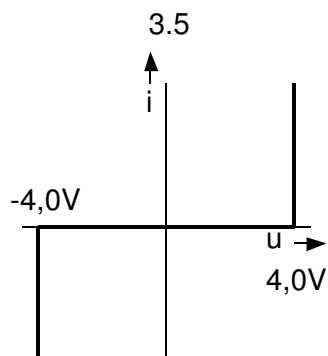
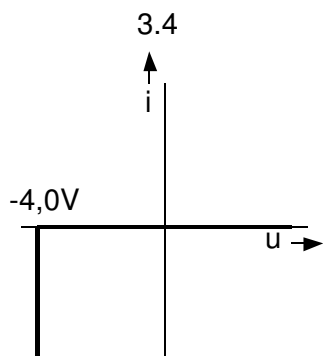
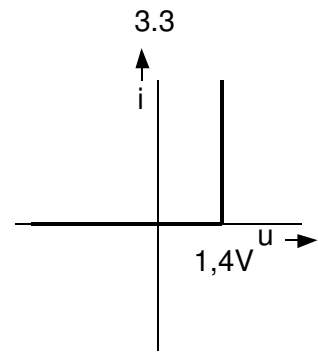
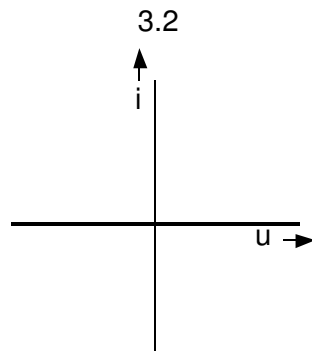
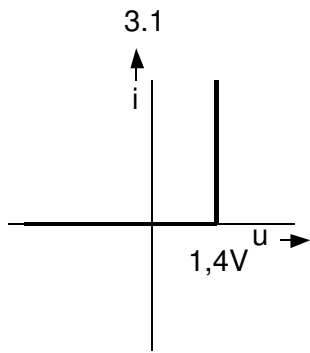
Bild 2.3b



Lösungen zu den Tutorien "Elektronische Schaltungen"

Lösung Aufgabe 3

Schaltungen mit Dioden und Z-Dioden (Kennlinien idealisiert)



# Lösungen zu den Tutorien "Elektronische Schaltungen"

## Lösung Aufgabe 4

4.1  $U_0 = 12 \text{ V}$ ,  $U_Z$  siehe Kennlinie,  $R_V = 2 \text{ k}\Omega$ ,  $R_L = \infty$  !

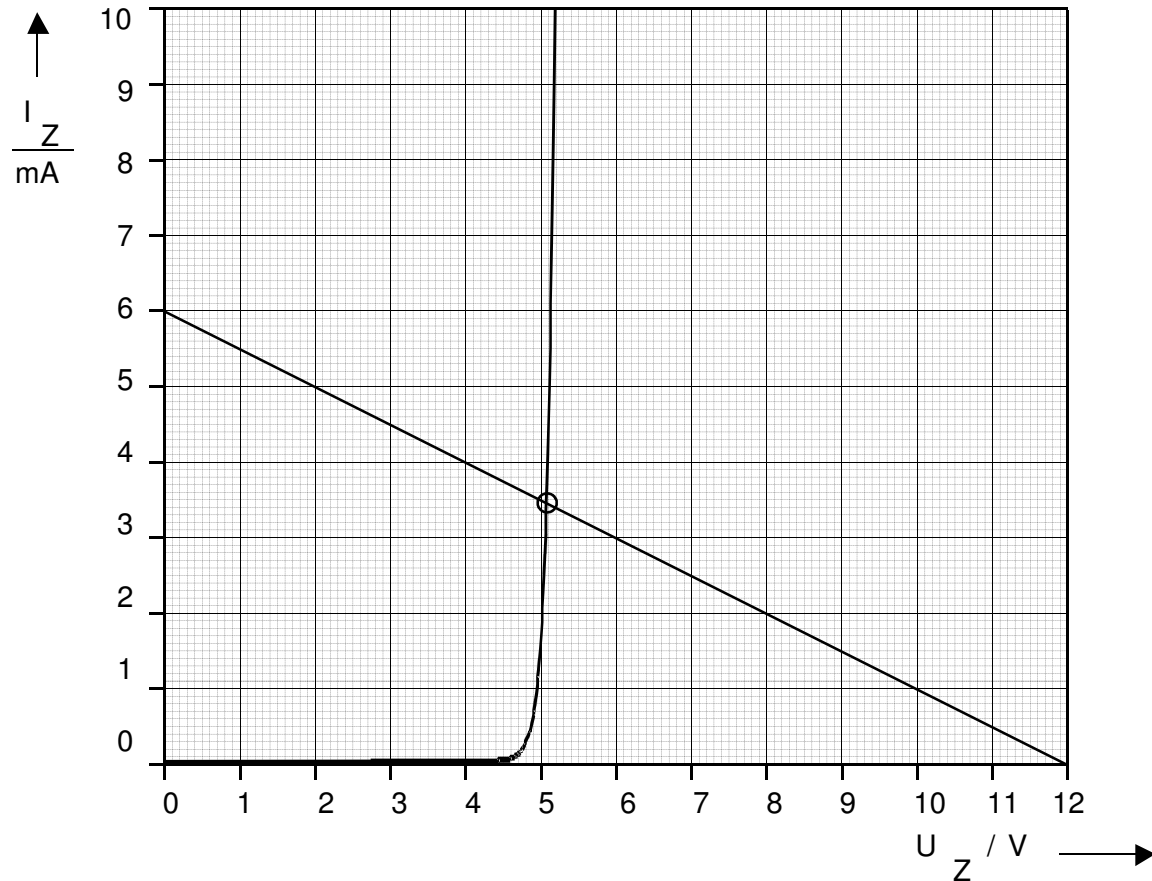
Widerstandsgerade für  $R_V = 2 \text{ k}\Omega$  zeichnen.

1. Punkt:  $I = 0$ ,  $U = U_0$

2. Punkt:  $U = 0$ ,  $I = U_0 / R_V = 12 \text{ V} / 2 \text{ k}\Omega = 6 \text{ mA}$

Ergebnis: Schnittpunkt Kennlinie – Widerstandsgerade

$U_Z \approx 5,1 \text{ V}$ ,  $I_Z \approx 3,5 \text{ mA}$



4.2 Mit  $I_L = 12 \text{ mA}$  wird  $R_L = \frac{U_Z}{I_L} = \frac{5,1 \text{ V}}{12 \text{ mA}} = 425 \Omega$  mit E24 Reihe:  $R_L = 430 \Omega$

Aus 4.1:  $I_Z = 3,5 \text{ mA}$  und  $U_{R_V} = U_0 - U_Z = 6,9 \text{ V}$

ergeben sich:  $I = I_L + I_Z = 15,5 \text{ mA}$

und damit  $R_V = \frac{U_{R_V}}{I} = \frac{6,9 \text{ V}}{15,5 \text{ mA}} = 445 \Omega \Rightarrow \text{E24 Reihe } R_V = 430 \Omega$

# Lösungen zu den Tutorien "Elektronische Schaltungen"

## Lösung Aufgabe 5

Die Schaltung wird im Leerlauf betrieben, d.h. es muss nur der Strom durch die Z-Diode betrachtet werden.

Dazu muss die Arbeits-(Last)Kennlinie für  $R_V$  in die I/U- Kennlinie eingetragen werden.

Arbeitspunkt: keine Wechselspannung, d.h.  $u_0 = 9V$

Punkt:  $I=0, U=9V$ , 2. Punkt:  $U=0, I=9V / 620\Omega=14,51 \text{ mA}$

Dies lässt sich aber nicht mehr in das Diagramm einzeichnen. Deshalb Steigung  $-1/R$

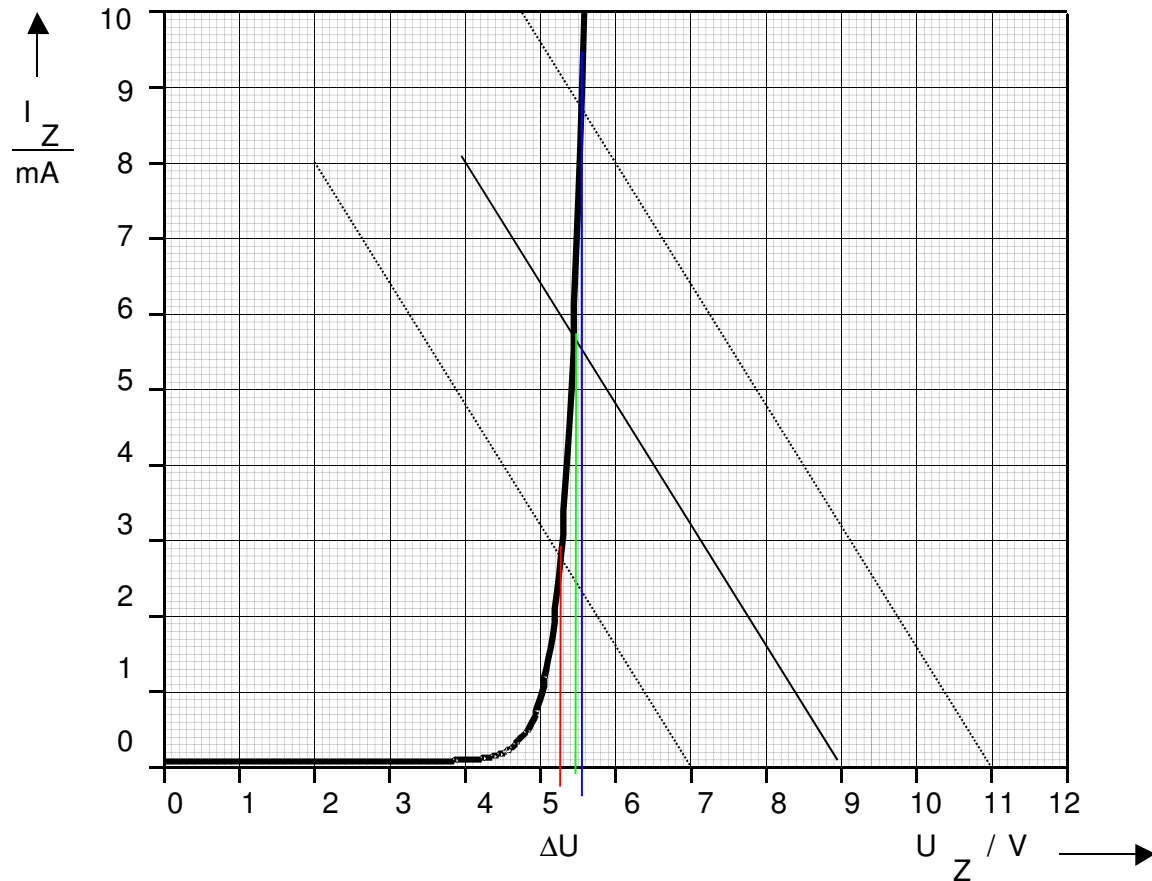
berechnen:  $= -1,6 \text{ mA/V}$  und Lastgerade einzeichnen (\_\_\_\_\_)

Min:  $\sin \omega t = -1 \rightarrow u_0 = 7 \text{ V}$ , Parallelverschiebung der Lastgeraden durch  $U = 7 \text{ V}, I = 0$  (...)

Max:  $\sin \omega t = +1 \rightarrow u_0 = 11 \text{ V}$ , Parallelverschiebung der Lastgeraden durch  $U = 11 \text{ V}, I = 0$  (...)

Restwelligkeit =  $\Delta U$  ablesen (zwischen den Spannungswerten rot und blau)

Ergebnis der Betrachtung: aus einer Spannungsänderung von  $4 \text{ V}$  wird am Ausgang der Z-Diode eine Spannungsänderung von etwa  $250 \text{ mV}$ , was einer Reduzierung der Welligkeit um den Faktor 16 entspricht.





Lösung Aufgabe 6

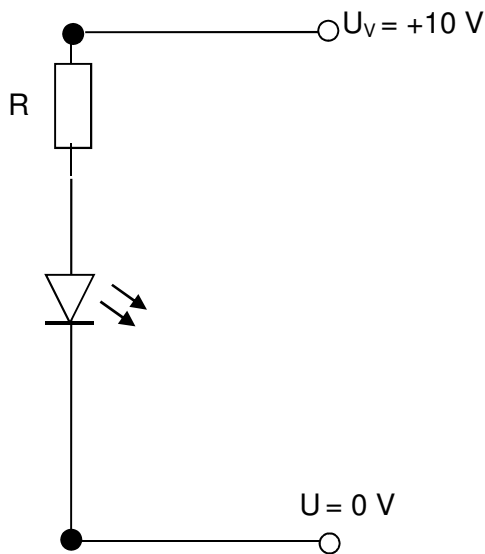
6.1 Aus Fig.1 kann man ablesen, dass für 3 mW Leistung 15 mA Strom durch die Diode fließen müssen. In Fig.4 kann man die Spannung ablesen, die bei 15 mA sich an der Diode einstellen. Dies sind ca. 1,45 V.

Die Versorgungsspannung beträgt 10 V. Deshalb ist ein Widerstand notwendig, an dem die restlichen 8,55 V abfallen.

Bei einem Strom von 15 mA berechnet sich der Widerstand zu:

$$R = \frac{U}{I} = \frac{8,55V}{15mA} = 570\Omega$$

Der Schaltkreis sieht dann wie folgt aus:



6.2 Die Grenze für den ausgeschalteten Modus ist der Schwellstrom, da die Laserdiode erst ab diesem Strom anfängt überhaupt zu leuchten und die Diode nicht unterhalb des Schwellstroms betrieben werden soll. Der Schwellstrom liegt laut Tabelle oder laut Grafik bei  $I_{th} = 3,5\text{ mA}$ .

Die zugehörige Spannung an der Diode wären im ausgeschalteten Zustand laut Fig.4 ca.  $U_{min} = 1,3\text{ V}$ . Im Arbeitspunkt liegt die Spannung bei 1,45 V. Daraus ergibt sich eine Spannungsdifferenz von  $U_{diff} = 0,15\text{ V}$ .

Die Amplitude der Rechteckspannung wären somit 0,15 V oder gegebenenfalls 0,3 V wenn man die Peak-to-Peak Spannung betrachtet.

Der Maximalwert der optischen Leistung berechnet sich über die maximal angelegte Spannung. Diese liegt auf Grund der Rechtecksymmetrie bei  $1,45\text{ V} + 0,15\text{ V} = 1,6\text{ V}$ .

Aus Fig.4 lässt sich der zugehörige Strom ablesen:  $I_{max} = 25\text{ mA}$ .

Daraus ergibt sich eine maximale optische Leistung laut Fig.1 von ca. 5,5 mW.

### Lösung Aufgabe 7:

- Kennlinienfeld und Schaltung analysieren. => Emitterschaltung

7.1 Arbeitspunkt  $U_{CE}$ ,  $I_C$  in Kennlinienfeld eintragen

Stromverstärkung ermitteln:  $B = I_C / I_B = 37,5 \text{ mA} / 0,15 \text{ mA} = 250$

7.2 Lastgerade für  $R_C$  einzeichnen:

1. Punkt: Arbeitspunkt

2. Punkt:  $U_{CE} = U_b = 20 \text{ V}$  => Gerade durch die beiden Punkte legen

Ergebnis: Lastgerade schneidet  $I_C$  - Achse bei 75 mA

=>  $R_C = 20 \text{ V} / 75 \text{ mA} = 266,7 \Omega$

7.3 Aus Gleichstromersatzschaltbild:

$$R_B = \frac{U_b - 0,7V}{I_B} = \frac{20V - 0,7V}{0,15 \text{ mA}} = \frac{19,3V}{0,15 \text{ mA}} = 128,67 \text{ k}\Omega$$

7.4 Wechselstrombetrieb => Wechselstrom(Kleinsignal)-Ersatzschaltbild

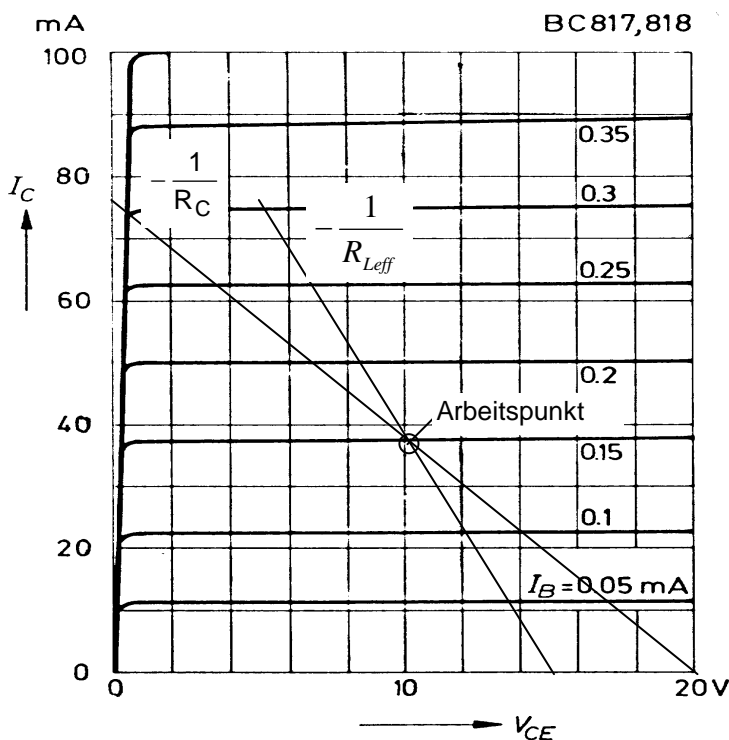
daraus folgt:  $R_{Lges} = R_C \parallel R_L$  und mit  $R_C = R_L$  wird  $R_{Lges} = 133,3 \Omega$   
 Jetzt im Arbeitspunkt Lastgerade mit doppelter Steigung eintragen

7.5 Spannungsverstärkung der Schaltung:

$$A = -S R_{Leff} \quad S = \frac{I_C}{U_T} = \frac{37,5 \text{ mA}}{26 \text{ mV}} = 1,44 \text{ S}$$

$$A = -1,44 \frac{1}{\Omega} \cdot 133,3 \Omega = -192$$

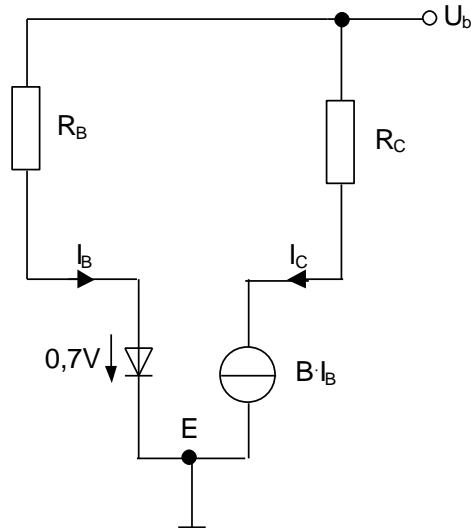
Kennlinienfeld:



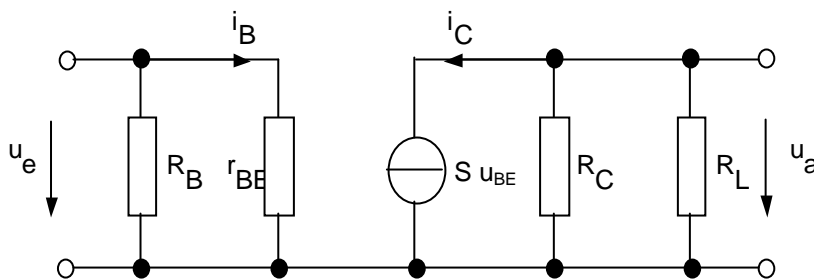
**Lösung Aufgabe 8:**

8.1 Emitterschaltung, da Eingang  $u_{BE}$  und Ausgang  $u_{CE}$   
 ⇒ Emitter gemeinsam für Ein- und Ausgang

8.2 Großsignal- (Gleichstrom-) Ersatzschaltbild  
 ⇒ Kondensatoren sind ein unendlich großer Widerstand



8.3 Kleinsignal- (Wechselstrom-) Ersatzschaltbild  
 ⇒ Kondensatoren sind als Kurzschluss zu betrachten



! Spannungsquelle ist ebenfalls als Kurzschluss zu betrachten !

8.4  $9\mu A \leq I_{Bmax} \leq 10\mu A$

$$I_B = \frac{U_b - 0,7V}{R_B} \Rightarrow R_B \geq \frac{U_b - 0,7V}{I_{Bmax}} = \frac{11,3V}{10\mu A}$$

$$R_B \geq 1,13 M\Omega \Rightarrow R_B = 1,2 M\Omega (E24)$$

$$I_B = \frac{11,3V}{1,2 M\Omega} = 9,42\mu A$$

8.5 Arbeitspunkt der Schaltung  $U_{CE} \approx 6V, I_C = ?$

$$U_{CE} = U_2 = U_b - R_C \cdot I_C$$

$$1. \quad I_C = \beta \cdot I_B = 150 \cdot 9,42 \mu A = 1,41 \text{ mA} \approx 1,4 \text{ mA}$$

$$2. \quad U_{CE} = 12V - R_C \cdot I_C$$

$$6V = 12V - R_C \cdot I_C \Rightarrow R_C \cdot I_C = 6V \Rightarrow R_C = \frac{6V}{I_C} = 4,255 \text{ k}\Omega$$

nächster Wert E24-Reihe: 4,3 kΩ ⇒ U<sub>CE</sub> = 5,94 V

8.6 Steilheit ist das Verhältnis des Kollektorstroms im Arbeitspunkt zur Temperaturspannung

aus 8.4 folgt mit R<sub>B</sub> = 1,2MΩ : I<sub>B</sub> = 9,4 μA

aus 8.5 mit I<sub>C</sub> = β · I<sub>B</sub> = 1,4 mA

$$S = \frac{I_C}{U_T} = \frac{1,4 \text{ mA}}{26 \text{ mV}} = 53,8 \text{ mS}$$

8.7 Eingangswiderstand der Schaltung

$$r_e = r_{BE} \parallel R_B \qquad r_{BE} = \frac{\beta}{S} = 2,785 \text{ k}\Omega$$

Da R<sub>B</sub> = 1,2 MΩ >> r<sub>BE</sub> = 2,785 kΩ gilt:

$$r_e \approx r_{BE}$$

8.8 Spannungsverstärkung

$$A = \frac{u_a}{u_e}$$

$$u_e = r_B \cdot i_B = \frac{\beta \cdot i_B}{S}$$

$$u_a = -i_C (R_C \parallel R_L)$$

$$\Rightarrow u_a = -i_C \cdot R_C \Big|_{R_L \rightarrow \infty} = -\beta i_B R_C$$

$$u_a = -i_C \cdot \frac{R_C}{2} \Big|_{R_C=R_L} = -\frac{1}{2} \beta i_B R_C$$

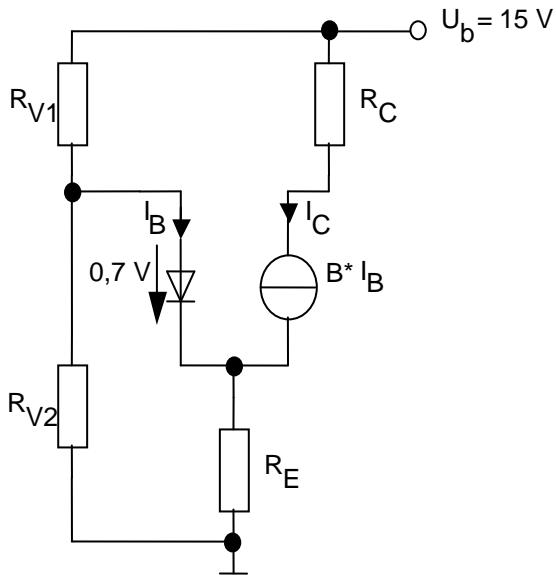
$$A \Big|_{R_L=\infty} = -\frac{\beta i_B \cdot R_C}{\frac{\beta \cdot i_B}{S}} = -S \cdot R_C = -53,8 \text{ mS} \cdot 4,3 \text{ k}\Omega = -231,3$$

$$A_{R_L=R_C} = -\frac{1}{2} \frac{\beta i_B \cdot R_C}{\frac{\beta \cdot i_B}{S}} = -\frac{1}{2} S \cdot R_C = -115,65$$

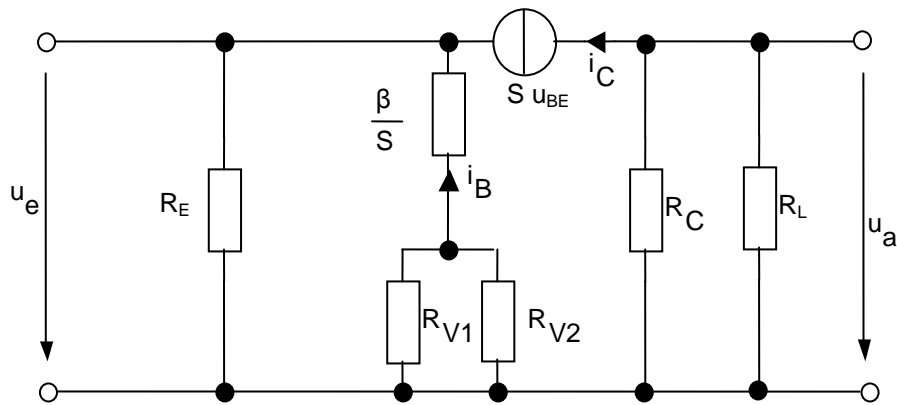
## Lösung Aufgabe 9:

9.1 Basisschaltung

Großsignal-Ersatzschaltbild:



Kleinsignal-Ersatzschaltbild



9.4 Arbeitspunkt  $I_C$ ,  $U_{CE}$

$$U_B = U_b \frac{R_{V2}}{R_{V1} + R_{V2}} = 15 \text{ V} \frac{3,9 \text{ k}\Omega}{13,0 \text{ k}\Omega} = 4,5 \text{ V}$$

$$U_E = U_B - 0,7 \text{ V} = 3,8 \text{ V} \quad , \quad I_E = \frac{U_E}{R_E} = 3,8 \text{ mA} \quad \Rightarrow \quad I_B = \frac{I_E}{\beta + 1} = 9,5 \mu\text{A}$$

$$I_C = \beta \cdot I_B = 400 \cdot 9,5 \mu\text{A} = 3,8 \text{ mA} \quad S = \frac{I_C}{U_T} = 146 \text{ mS}$$

$$U_{CE} = U_b - I_C \cdot R_C - U_E = 15 \text{ V} - 4,56 \text{ V} - 3,8 \text{ V} = 6,64 \text{ V}$$

9.5 Spannungsverstärkung :

$$A \approx \frac{\beta \cdot (R_C \parallel R_L)}{r_{BE} + R_{BV}} \quad \text{mit } R_{BV} = R_{V1} \parallel R_{V2} = \frac{9,1k\Omega \cdot 3,9k\Omega}{9,1k\Omega + 3,9k\Omega} = 2,73k\Omega$$

$$\text{und } r_{BE} = \frac{\beta}{S} = \frac{400}{146 \text{ mS}} = 2,74 \text{ k}\Omega$$

$$A = \frac{400 \cdot 1 \text{ k}\Omega}{2,73 \text{ k}\Omega + 2,74 \text{ k}\Omega} = 73,13$$

9.6 Eingangswiderstand  $r_e$  :

$$r_e = \left( \frac{1}{S} + \frac{R_{BV}}{\beta} \right)$$

$$r_e = R_E \parallel \left( \frac{1}{S} + \frac{R_{BV}}{\beta} \right)$$

$$R_{BV} = R_{V1} \parallel R_{V2} = \frac{9,1k\Omega \cdot 3,9k\Omega}{9,1k\Omega + 3,9k\Omega} = 2,73k\Omega \Rightarrow \frac{R_{BV}}{\beta} = \frac{2,73 \text{ k}\Omega}{400} = 6,82\Omega$$

$$\frac{1}{S} = \frac{1}{146 \text{ mS}} = 6,85\Omega$$

$$r_e = R_E \parallel (6,85 + 6,82)\Omega = 1k\Omega \parallel 13,67\Omega = 13,48 \Omega$$

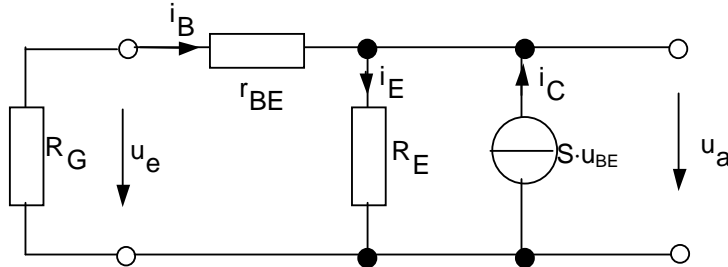
9.7 Ausgangswiderstand

$$r_a = R_C \parallel R_L = 1,2 \text{ k}\Omega \parallel 6 \text{ k}\Omega = 1 \text{ k}\Omega$$

**Lösung Aufgabe 10:**

10.1 Eingangssignal an Basis, Ausgangssignal am Emitter  $\Rightarrow$  Kollektorschaltung

10.2 Kleinsignalersatzschaltbild



10.3 Eingangs- und Ausgangswiderstand

$$r_e = \frac{u_e}{i_b}$$

Masche:  $u_1 = i_B \cdot r_B + i_E R_E = i_B \cdot r_B + (1 + \beta) i_B \cdot R_E$

$$r_e = \frac{u_e}{i_b} = r_{BE} + (1 + \beta) R_E$$

$$r_{BE} = \frac{\beta}{S} \quad \text{mit } S = \frac{I_C}{U_T} = \frac{\beta \cdot I_B}{U_T} = \frac{200 \cdot 10 \mu A}{26 mV} = 77 mS$$

$$r_{BE} = \frac{\beta}{S} = \frac{200}{77 mS} = 2597 \Omega \approx 2,6 k\Omega$$

$$(1 + \beta) \cdot R_E = 201 \cdot 2 k\Omega = 402 k\Omega$$

$$r_e = 2,6 k\Omega + 402 k\Omega = 404,6 k\Omega$$

$$r_a = R_E \parallel \frac{R_G + r_{BE}}{1 + \beta} = 2 k\Omega \parallel \frac{100 k\Omega + 2,6 k\Omega}{201} = 408 \Omega$$

10.4 Spannungsverstärkung

$$A = \frac{u_a}{u_e} = \frac{\beta + 1}{\beta + 1 + \frac{\beta}{S \cdot R_E}} = \frac{201}{201 + \frac{200}{77 mS \cdot 2 k\Omega}} = \frac{201}{201 + 1,3} = 0,993$$

**Lösung der Verständnisaufgabe (optional):**

- **Verstärker für ein Hochfrequenzsignal bei mehreren GHz**

Hier kommt nur ein extrem schneller Feldeffekttransistor (wie zum Beispiel ein HEMT) in Frage. Bei bipolaren Transistoren begrenzt die Basisweite der Transistoren die Laufzeit, was die maximale Frequenz stark limitiert.

- **Ausgangstreiberstufe eines IC für mehrere mA**

Bipolare Transistoren können bei gleicher Fläche höhere Ströme aushalten. Für Ausgangsstufen mit hohen Strömen wäre daher eine integrierte Schaltung in bipolarer Technik sinnvoll.

- **Digitales IC für Taktraten im MHz Bereich**

Um schnelle Taktraten zu erreichen sind schnelle Schaltzeiten nötig. Daher sind hier Feldeffekttransistoren wie sie in CMOS Schaltkreisen verwendet werden von Vorteil. Hinzu kommt, dass der Stromverbrauch des integrierten Schaltkreises äußerst gering ist, da nur während eines Umlade Vorgangs Strom fließt.

- **Antennenverstärker mit hoher Verstärkung**

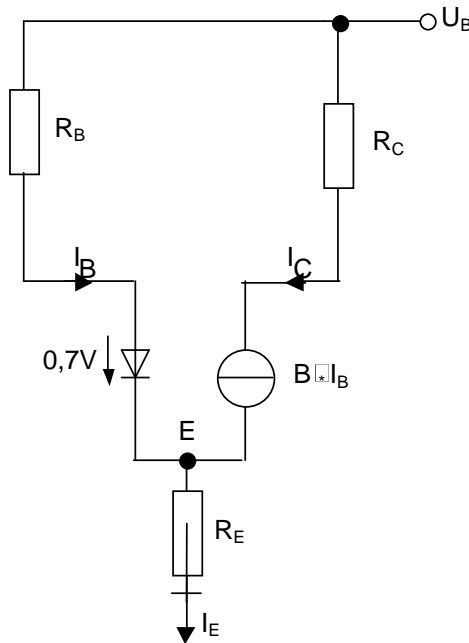
Grundsätzlich sind die Verstärkungen bei Bipolartransistoren höher als bei Feldeffekttransistoren. Insofern wäre für einen analogen Eingangsverstärker des Antennensignals der Bipolartransistor besser geeignet. Bei höheren Frequenzen kann unter Umständen der Bipolarverstärker nicht mehr folgen, dann wäre eher ein Feldeffekttransistor nötig. Als Grundschaltung wäre die Basisschaltung am sinnvollsten, da sie eine gute Eingangswiderstandsanpassung an die Antenne ermöglicht.



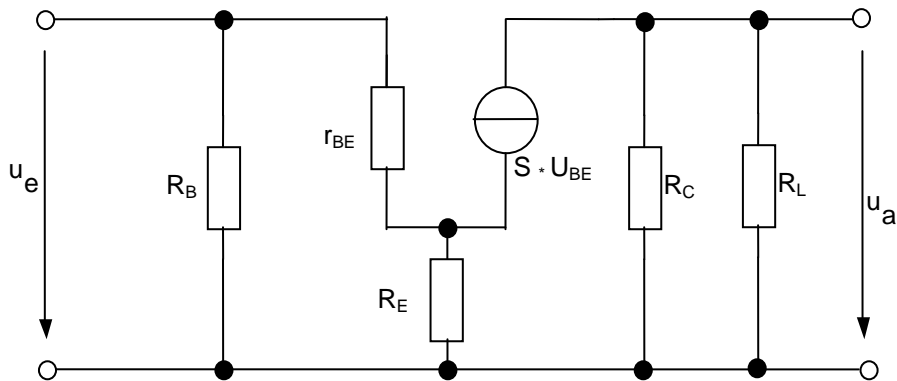
Lösung Aufgabe 11

11.1 Emitterschaltung mit Stromgegenkopplung

11.2



11.3



11.4 Ströme  $I_B$  und  $I_C$

(rechter Pfad in Großsignal-Ersatzschaltbild)

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

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

$$I_B = \frac{6V}{B \cdot R_C + (B+1) \cdot R_E} = 2,96 \mu A$$

$$I_C = B \cdot I_B = 665,7 \mu A$$

Widerstand  $R_B$

(linker Pfad in Großsignal-Ersatzschaltbild)

$$R_B = \frac{U_B - 0,7V - I_E \cdot R_E}{I_B}$$

$$R_B = \frac{9,3V - (B+1) \cdot I_B \cdot R_E}{I_B} = 2,464 M\Omega$$

11.5

$$S = \frac{I_C}{U_T} = \frac{665,7 \mu A}{26 mV} = 25,6 mS$$

11.6

$$A = -\frac{S \cdot (R_C \parallel R_L)}{1 + S \cdot R_E} = -0,658$$

Lösung Aufgabe 12 (CMOS –Verstärkerschaltung)

12.1  $U_{DS}$ ,  $U_{GS}$ ,  $I_D$  im Arbeitspunkt

Mit  $U_b = 12\text{ V}$  wird aufgrund des Spannungsteilers  $U$  an den Gates der Transistoren:

$$U_{GS} = \frac{1}{2} U_b = |6| \text{ V}$$

Da die Transistoren gleiche Schwellspannungen und den gleichen Faktor  $\beta$  besitzen, muss dies der ideale Arbeitspunkt für anlogen Betrieb sein. In diesem Fall ist auch  $U_{DS} = |6| \text{ V}$ .  $I_D$  ist dann:

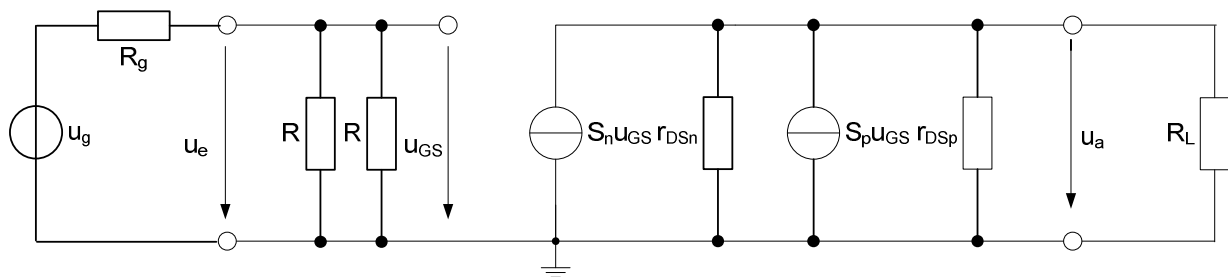
$$I_D = \frac{\beta}{2} \cdot (U_{GS} - U_{th})^2 \left(1 + \frac{U_{DS}}{U_A}\right) = 0,5 \frac{\text{mA}}{\text{V}^2} (|6| \text{ V} - 2 \text{ V})^2 \cdot \left(1 + \frac{|6| \text{ V}}{400 \text{ V}}\right)$$

$$|I_D| = 8 \text{ mA} \cdot (1,015) = 8,12 \text{ mA}$$

12.2 Eingangswiderstand  $r_{\text{ein}}$  der Schaltung:

Wechselstrombetrieb: => Kondensatoren sind Kurzschlüsse

Wechselstromersatzschaltbild zeichnen !



Zur Berechnung des Eingangswiderstandes des Verstärkers ist nur der linke Teil von Interesse.

( $r_e$  = Widerstand, mit dem die Spannungsquelle belastet wird)

$$r_e = R \parallel R = \frac{1}{2} R = 5 \text{ M}\Omega$$

Damit wird die Eingangsspannung zu:

$$u_e = u_g \frac{r_e}{r_e + R_g} = 0,03 \text{ V} \frac{5 \text{ M}\Omega}{5 \text{ M}\Omega + 1 \text{ M}\Omega} = 0,03 \text{ V} \frac{5}{6} = 0,025 \text{ V}$$

### 12.3 Steilheit und Spannungsverstärkung

$$S = \frac{\partial I_D}{\partial U_{GS}} = \beta \cdot (U_{GS} - U_{th}) \cdot \left(1 + \frac{U_{DS}}{|U_A|}\right) = 1 \frac{mA}{V^2} \cdot (6V - 2V) \cdot \left(1 + \frac{6V}{400V}\right)$$

$$S = 4 \frac{mA}{V} \cdot 1,015 = 4,06 \frac{mA}{V}$$

Die Spannungsverstärkung ist:

$$A = \frac{u_a}{u_e} = - \frac{(S_n \cdot u_{GS} + S_p \cdot u_{GS}) \cdot (r_{DSn} \parallel r_{DSp} \parallel R_L)}{u_e} \quad \begin{array}{l} u_{GS} = u_e \\ S_n = S_p = S \\ r_{DSn} = r_{DSp} = r_{DS} \\ = \end{array}$$

$$- \frac{u_e (2S \cdot (r_{DSn} \parallel r_{DSp} \parallel R_L))}{u_e} = -2 \cdot S \cdot (r_{DSn} \parallel r_{DSp} \parallel R_L) = -2 \cdot S \cdot r_a$$

Bestimmung von  $r_a$ :

Zuerst muss nun  $r_{DS}$  bestimmt werden.

1. Lösungsweg:

Allgemein ist  $r_{DS} = \frac{\Delta U_{DS}}{\Delta I_D}$ , der Kehrwert der Steigung der Kennlinie, auf der wir den

Arbeitspunkt haben. Wir benötigen also ein  $\Delta I_D$  für ein  $\Delta U_{DS}$ . Nehmen wir z.B.  $U_{DS} = 12V$  und berechnen  $I_D$ :

$$I_D = \frac{\beta}{2} \cdot (U_{GS} - U_{th})^2 \left(1 + \frac{U_{DS}}{U_A}\right) = 0,5 \frac{mA}{V^2} (6V - 2V)^2 \cdot \left(1 + \frac{12V}{400V}\right)$$

$$I_D = 8 mA \cdot (1,03) = 8,24 mA$$

In 12.1 haben wir  $I_D$  im Arbeitspunkt für  $U_{DS} = 6V$  berechnet. Damit wird

$$r_{DS} = \frac{\Delta U_{DS}}{\Delta I_D} = \frac{U_{DS2} - U_{DS1}}{I_{D2} - I_{D1}} = \frac{6V}{120 \mu A} = 50 k\Omega$$

2. Lösungsweg:

Die Summe von Early-Spannung und  $U_{DS}$  bilden und durch den Drainstrom  $I_D$  im Arbeitspunkt dividieren:

$$r_{DS} = \frac{|U_A| + U_{DS,A}}{I_{D,A}} = \frac{400V + 6V}{8,12 mA} = 50 k\Omega$$

Damit wird  $r_a$ :

$$r_a = r_{DSn} \parallel r_{DSp} \parallel R_L = 7143 \Omega$$

**Berechnung von A:**

$$A = -2 \cdot S \cdot r_a = -2 \cdot 4,05 \frac{mA}{V} \cdot 7143 \frac{V}{A} = -57,85$$

**12.4 Kapazitive Eigenschaften von CMOS**

Allgemein gilt für einen MOSFET:  $C_{GS} = C'_{ox} \cdot w \cdot l$

In der Aufgabe ist aber nur  $w_n$  und nicht  $w_p$  angegeben. deshalb erst einmal  $w_p$  berechnen:

es ist 
$$\beta_n = \beta_p = \beta = \mu_n \cdot C'_{ox} \cdot \frac{w_n}{l} = \mu_p \cdot C'_{ox} \cdot \frac{w_p}{l}$$

damit wird 
$$w_p = w_n \frac{\mu_n}{\mu_p} = w_n \frac{1200}{400} = 3 \cdot w_n = 15 \mu m$$

Jetzt können wir die Gate-Source Kapazitäten der beiden Transistoren berechnen.

$$C_{GSn} = C'_{ox} \cdot w_n \cdot l = \frac{\epsilon_0 \cdot \epsilon_{ox}}{t_{ox}} \cdot w_n \cdot l = \frac{8,85 \cdot 10^{-12} \frac{As}{Vm} \cdot 4,6}{20 \cdot 10^{-9} m} 5 \cdot 10^{-6} m \cdot 1 \cdot 10^{-6} m$$

$$C_{GSn} = 2 \cdot 10^{-3} \frac{F}{m^2} \cdot 5 \cdot 10^{-12} m^2 = 10 \cdot 10^{-15} F = 10 fF$$

$$C_{GSp} = 2 \cdot 10^{-3} \frac{F}{m^2} \cdot 15 \cdot 10^{-12} m^2 = 30 fF$$

$$C_{ein} = C_{GSn} + C_{GSp} = 40 fF$$

Mit Werten in ( )

$$C_{GSn} = C'_{ox} \cdot w_n \cdot l = \frac{\epsilon_0 \cdot \epsilon_{ox}}{t_{ox}} \cdot w_n \cdot l = \frac{8,85 \cdot 10^{-12} \frac{As}{Vm} \cdot 4,52}{24 \cdot 10^{-9} m} 5 \cdot 10^{-6} m \cdot 1 \cdot 10^{-6} m$$

$$C_{GSn} = 1,66675 \cdot 10^{-3} \frac{F}{m^2} \cdot 5 \cdot 10^{-12} m^2 = 8,33 \cdot 10^{-15} F = 8,33 fF$$

$$C_{GSp} = 1,66675 \cdot 10^{-3} \frac{F}{m^2} \cdot 15 \cdot 10^{-12} m^2 = 25 fF$$

$$C_{ein} = C_{GSn} + C_{GSp} = 33,33 fF$$

### 12.5 Blindwiderstand des Eingangs der CMOS-Schaltung

Bisher haben wir uns nur mit dem ohmschen Eingangswiderstand einer Schaltung befasst. Hier soll nun erstmals eine Betrachtung der Eingangsimpedanz vorgenommen werden. Dazu benötigen wir den minimalen Blindwiderstand, d.h.  $X_C$  bei der oberen Grenzfrequenz.

$$X_C = \frac{1}{\omega \cdot C} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot C_{ein}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 20000 \frac{1}{s} \cdot 40 \cdot 10^{-15} \frac{As}{V}} = 198,94 \text{ M}\Omega$$

Mit Werten in()

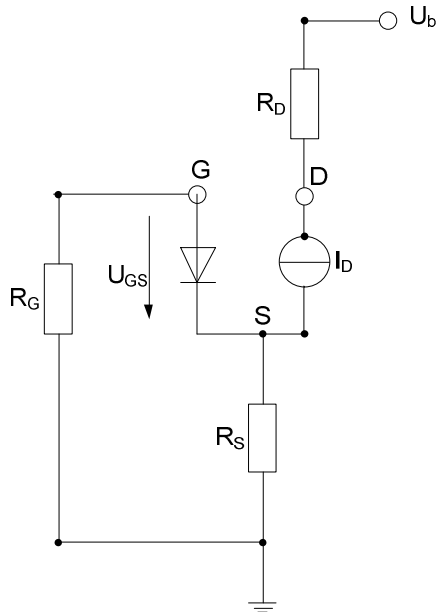
$$X_C = \frac{1}{\omega \cdot C} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot C_{ein}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 20000 \frac{1}{s} \cdot 33,33 \cdot 10^{-15} \frac{As}{V}} = 238,75 \text{ M}\Omega$$

Der ohmsche Eingangswiderstand der Schaltung war  $r_{ein} = 5 \text{ M}\Omega$ . Er ist hier noch sehr viel kleiner, als die durch die Eingangskapazität verursachte Reaktanz und bestimmt damit wesentlich den tatsächlichen Eingangswiderstand.

Lösung Aufgabe 13

13.1 Sourceschaltung mit Gleichstromgegenkopplung

13.2 Großsignalersatzschaltbild



13.3 Der Drainstrom  $I_{D0}$  ist definiert, als der Strom im Sättigungsbereich des Kennlinienfeldes bei  $U_{GS} = 0 \text{ V} \Rightarrow I_{D0} = 10 \text{ mA}$

13.4

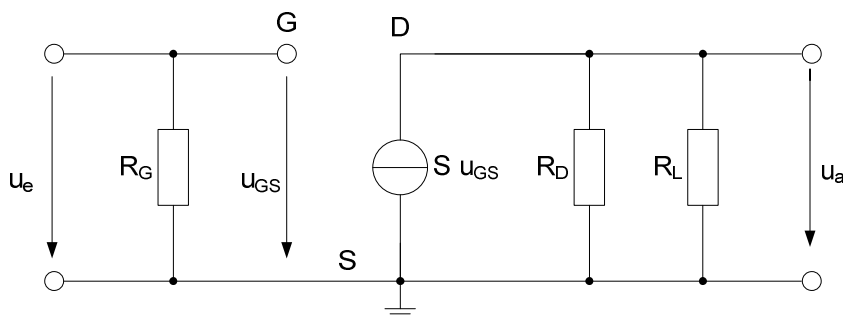
Da  $I_D = I_S$  ist: 
$$R_S = \frac{-U_{GS}}{I_D} = \frac{2 \text{ V}}{2,5 \text{ mA}} = 800 \Omega$$

13.5 Die Einstellung des Arbeitspunkts der Schaltung erfolgt durch Gleichspannungen. Zwischen  $U_b$  und Masse liegt  $R_D$ , der Transistor ( $U_{DS}$ ) und  $R_S$ . Der Gesamtwiderstand ist damit:  $R_D + R_S = 4,4 \text{ k}\Omega$ . Die Lastgerade hat damit die Steigung:  $-1 / (R_D + R_S)$

oder :  $I = U_b / (R_D + R_S)$  für  $U_{DS} = 0 \Rightarrow I = 20 \text{ V} / 4,4 \text{ k}\Omega = 4,545 \text{ mA}$   
 $U_{DS} = U_b = 20 \text{ V}$  für  $I_D = 0$

$\Rightarrow$  Gerade zeichnen zwischen  $U_{DS} = U_b = 20 \text{ V}$ ,  $I_D = 0$  und  $U_{DS} = 0 \text{ V}$ ,  $I_D = 4,545 \text{ mA}$  (siehe Kennlinienfeld nächste Seite – durchgezogene Linie)

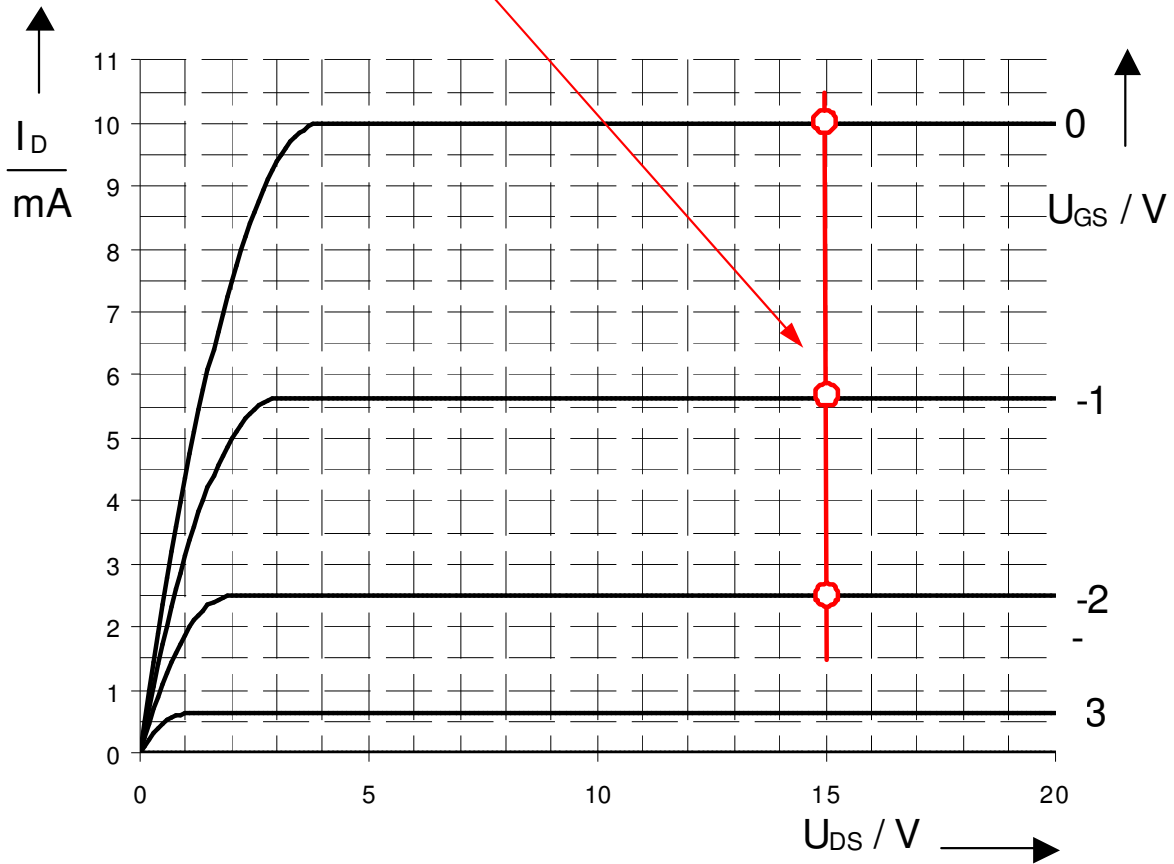
13.6



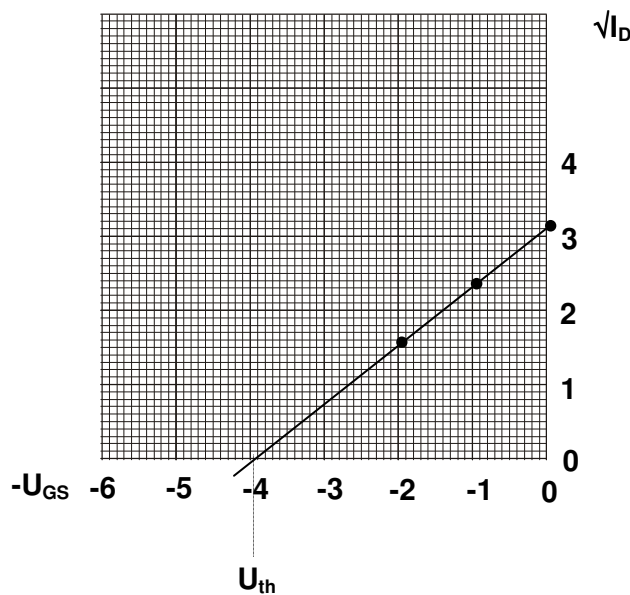
13.7 Eingangswiderstand: Der differentielle Eingangswiderstand des Transistors wird als sehr groß ( $\Rightarrow \infty$ ) angenommen. Deshalb gilt:

$$r_e = R_G = 820 \text{ k}\Omega$$

13.8 Aus Kennlinienfeld Wertepaare ermitteln,  $\sqrt{I_D}$  ausrechnen und in Diagramm eintragen.



$U_{GS}/V$	$I_D/mA$	$\sqrt{I_D}$
0	10	3,16
-1	5,6	2,37
-2	2,5	1,58



Der Schnittpunkt mit der  $U_{GS}$ -Achse ist die Schwellspannung.



13.9 Die Steilheit S ist definiert als:

$$S = \frac{\partial I_D}{\partial U_{GS}} = 2 \frac{I_{D0}}{U_{th}^2} (U_{GS} - U_{th}) \quad \text{mit } U_{GS} = -2 \text{ V}, \quad U_{th} = -4 \text{ V} \quad \text{und } I_{D0} = 10 \text{ mA}$$

wird: 
$$S = 2 \frac{10 \text{ mA}}{16 \text{ V}^2} (-2 \text{ V} + 4 \text{ V}) = 2,5 \frac{\text{mA}}{\text{V}}$$

Die Spannungsverstärkung der Schaltung ist:

$$A = \frac{u_a}{u_e}, \quad u_e = u_{GS}, \quad u_a = -S \cdot u_{GS} (R_D \parallel R_L)$$

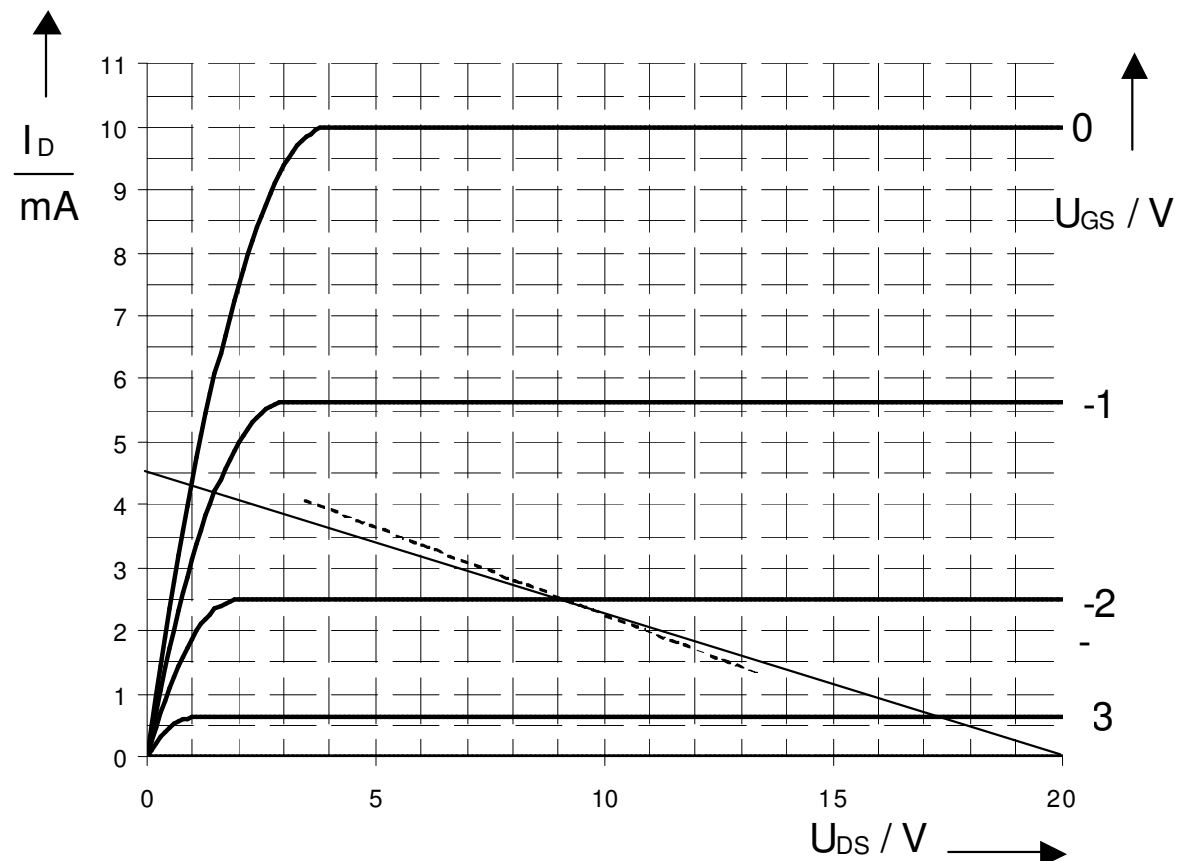
$$A = -S (3,6 \text{ k}\Omega \parallel 10 \text{ M}\Omega) = -2,5 \frac{\text{mA}}{\text{V}} \cdot 3,6 \cdot 10^3 \frac{\text{V}}{\text{A}} = -9$$

13.10

Der Lastwiderstand bei Wechselspannung ist  $R_D \parallel R_L \approx 3,6 \text{ k}\Omega$ .

⇒ Die Steigung der Lastgeraden im Arbeitspunkt ist:  $-1 / 3,6 \text{ k}\Omega = -0,277 \text{ mA} / \text{V}$

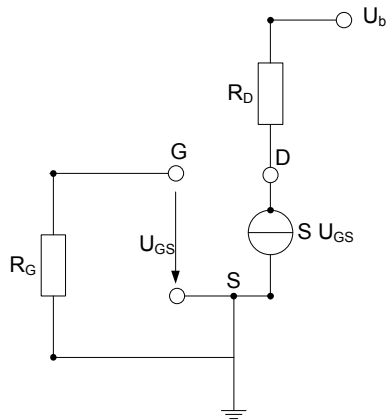
( gestrichelte Gerade im Kennlinienfeld)



Lösung Aufgabe 14

14.1 Sourceschaltung

14.2 Großsignalersatzschaltbild



14.3 Der sogenannte lineare oder ohmsche Bereich eines Feldeffekttransistors ist der Bereich des Kennlinienfeldes, in dem die Kennlinie noch ansteigt. Es gilt:  $U_{DS} < U_{GS} - U_{th}$

Der Sättigungsbereich (Arbeitsbereich für analoge Schaltungen) ist der Bereich des Kennlinienfeldes, in dem die Kennlinie einen etwa konstanten Strom liefert. Es gilt:

$$U_{DS} \geq U_{GS} - U_{th}$$

Folgende Werte sind gegeben:  $U_{th} = -1,5 V$ ,  $U_{GS} = 2 V$ ,  $U_{DS} = 2 V$

$\Rightarrow 2V < 3,5 V \Rightarrow$  linearer Bereich

$$I_D = 2 \cdot \frac{I_{D0}}{U_{th}^2} \left[ (U_{GS} - U_{th}) \cdot U_{DS} - \frac{(U_{DS})^2}{2} \right]$$

$$I_D = 2 \cdot \frac{5 mA}{(-1,5 V)^2} \left[ (2 V - (-1,5 V)) \cdot 2 V - \frac{(2 V)^2}{2} \right]$$

$$I_D = \frac{10 mA}{2,25 V^2} [7 V^2 - 2 V^2] = 22,2 mA$$

14.4 Wenn der Arbeitspunkt bei der Hälfte der Versorgungsspannung liegen soll, dann muss gelten:

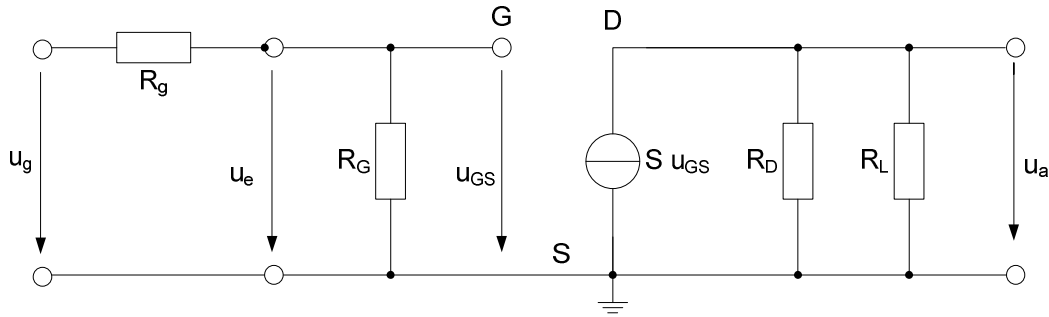
$$R_D = \frac{U_b}{I_{D0}} = \frac{10 V}{5 mA} = 2 k\Omega$$

14.5 Steilheit

$$S = 2 \frac{I_{D0}}{U_{th}^2} (U_{GS} - U_{th})$$

bei  $U_{GS} = 0 V$ ,  $S = 2 \frac{5 mA}{2,25 V^2} (1,5 V) = 6,6 \frac{mA}{V}$

14.6 Kleinsignalersatzschaltbild



**14.7 Widerstandswert für  $U_G$**

Mit der Bedingung  $u_e = \pm 0,05 \text{ V}$  und  $u_g = \pm 0,1 \text{ V}$  und  $I_G = 0$  gilt:

$$u_e = u_g \frac{R_G}{R_G + R_g} \Rightarrow R_G = R_g \frac{u_e}{u_g - u_e} = R_g = 510 \text{ k}\Omega$$

**14.8 Betrag der Spannungsverstärkung soll minimal 10 werden**

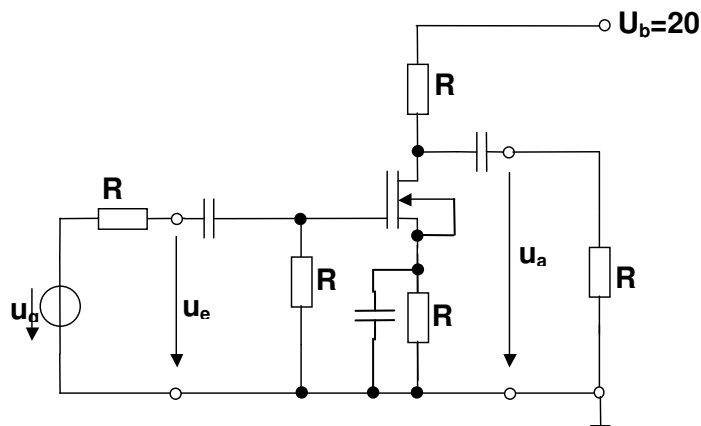
mit  $|A| = S R_{Leff} \geq 10$  und  $S = 6,67 \text{ mA / V}$

wird  $R_{Leff} \geq 1500 \Omega$

$$R_{Leff} = \frac{R_D \cdot R_L}{R_D + R_L} \Rightarrow R_L = \frac{R_D \cdot R_{Leff}}{R_D - R_{Leff}} = \frac{2000 \Omega \cdot 1500 \Omega}{(2000 - 1500) \Omega} = 6000 \Omega$$

**14.9 Der Arbeitspunkt kann nur durch Hinzufügen eines Widerstands am Source eingestellt werden.**

Um die Wechselspannungsverstärkung zu erhalten muss noch ein C parallel geschaltet werden. (Sourceschaltung mit Gleichstromgegenkopplung)



$$I_D = \frac{I_{D0}}{U_{th}^2} (U_{GS} - U_{th})^2 = \frac{5 \text{ mA}}{(-1,5 \text{ V})^2} (-0,5 \text{ V} - (-1,5 \text{ V}))^2 \Rightarrow I_D = \frac{5 \text{ mA}}{2,25 \text{ V}^2} [1 \text{ V}^2] = 2,22 \text{ mA}$$

$$\Rightarrow R_S = \frac{0,5 \text{ V}}{2,22 \text{ mA}} = 225 \Omega \quad ; \quad U_{DS} = U_b - I_D (R_D + R_S) = 20 \text{ V} - 2,22 \text{ mA} \cdot 2225 \Omega = 15,05 \text{ V}$$

Damit  $U_{DS}$  wieder 10 V wird, muss  $R_D$  größer werden, aber bei einer anderen Gate-Source Spannung ändert sich auch die Steilheit.

$$U_b = R_D \cdot I_D + U_{DS} + R_S \cdot I_D \Rightarrow 20 \text{ V} = R_D \cdot I_D + 10 \text{ V} + 0,5 \text{ V} \Rightarrow R_D = \frac{9,5 \text{ V}}{2,22 \text{ mA}} = 4,28 \text{ k}\Omega$$

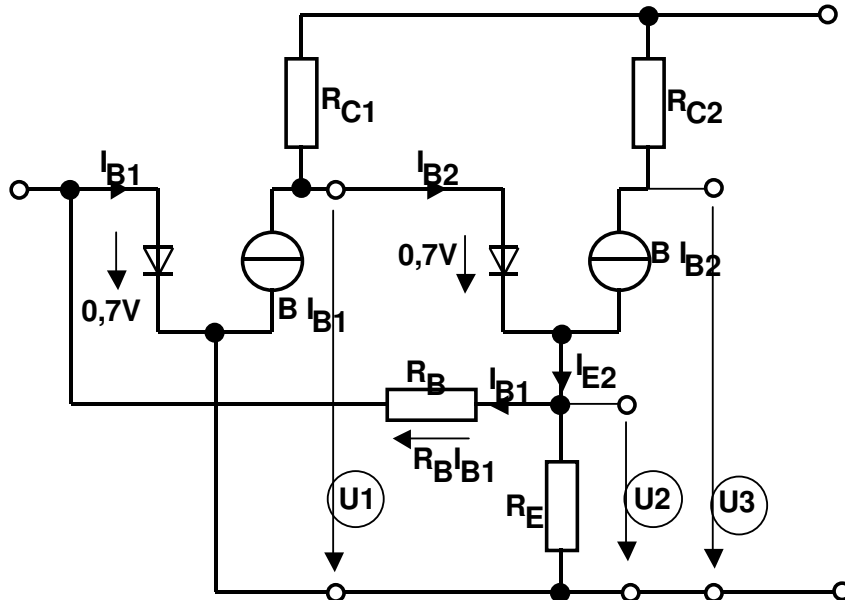
$$S = 2 \cdot \frac{5 \text{ mA}}{(-1,5 \text{ V})^2} (-0,5 \text{ V} - (-1,5 \text{ V})) = \frac{10 \text{ mA}}{2,25 \text{ V}^2} \cdot 1 \text{ V} = 4,444 \text{ mS}$$

$$A = -S \cdot r_a = -4,444 \text{ mS} \cdot 4,28 \text{ k}\Omega \parallel 6 \text{ k}\Omega = -4,444 \text{ mS} \cdot 2,498 \text{ k}\Omega = -11,1$$

Lösung Aufgabe 15:

Gegeben sind:  $B = \beta = 100$ ,  $U_{BE} = 0,7 \text{ V}$ ,  $R_{C1} = 100 \text{ k}\Omega$ ,  $R_{C2} = 12 \text{ k}\Omega$ ,  $R_B = 330 \text{ k}\Omega$ ,  $R_E = 1,8 \text{ k}\Omega$ , und  $U_b = 12 \text{ V}$ .

Großsignalersatzschaltbild der gesamten Schaltung



Berechnung der Gleichspannungen an den Punkten 1,2 und 3 der Schaltung

Aus dem Ersatzschaltbild können folgende Gleichungen erstellt werden:

$$U_2 = (I_{E2} - I_{B1}) R_E = R_B I_{B1} + 0,7 \text{ V}$$

$$U_1 = 0,7 \text{ V} + U_2 = 0,7 \text{ V} + R_B I_{B1} + 0,7 \text{ V} = 1,4 \text{ V} + R_B I_{B1}$$

$$I_{E2} = I_{B1} + \frac{U_2}{R_E} = I_{B1} + \frac{R_B \cdot I_{B1} + 0,7 \text{ V}}{R_E} = \frac{0,7 \text{ V}}{R_E} + \left(1 + \frac{R_B}{R_E}\right) \cdot I_{B1}$$

$$I_{B2} = \frac{I_{E2}}{B+1} = \frac{1}{B+1} \left( I_{B1} + \frac{U_2}{R_E} \right) = \frac{1}{B+1} \left[ \frac{0,7 \text{ V}}{R_E} + \left(1 + \frac{R_B}{R_E}\right) \cdot I_{B1} \right]$$

$$U_1 = 1,4 \text{ V} + R_B \cdot I_{B1} = U_V - R_{C1} (I_{C1} + I_{B2})$$

$$1,4 \text{ V} + R_B \cdot I_{B1} = 12 \text{ V} - R_{C1} \left\{ B \cdot I_{B1} + \frac{1}{B+1} \left[ \frac{0,7 \text{ V}}{R_E} + \left(1 + \frac{R_B}{R_E}\right) \cdot I_{B1} \right] \right\}$$

$$I_{B1} \left[ R_B + B \cdot R_{C1} + \frac{R_{C1}}{B+1} \left(1 + \frac{R_B}{R_E}\right) \right] = 12 \text{ V} - 1,4 \text{ V} - \frac{0,7 \text{ V} \cdot R_{C1}}{(B+1) \cdot R_E} = 10,22 \text{ V}$$

Zahlenwerte in die Gleichung einsetzen und  $I_{B1}$  ausrechnen  
 damit in Gleichung für  $I_{B2}$   
 und damit wird  $I_{C2} = \beta I_{B2}$

$$\Rightarrow I_{B1} = 0,972 \mu\text{A}$$

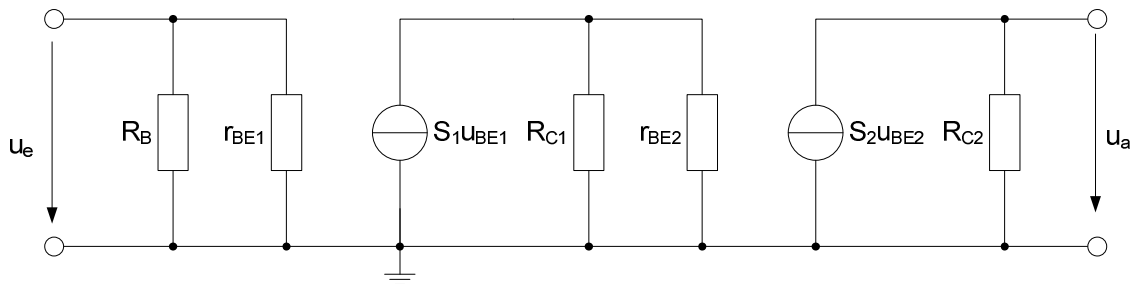
$$\Rightarrow I_{B2} = 5,62 \mu\text{A}$$

$$\Rightarrow I_{C2} = 0,562 \text{ mA}$$

Damit lassen sich die Spannungen an den Punkten 1,2 und 3 berechnen:

$$U_1 = 1,72 \text{ V}, \quad U_2 = 1,02 \text{ V}, \quad U_3 = 5,25 \text{ V}$$

### 15.3 Kleinsignalersatzschaltbild



### 15.4 $r_e$

$$r_e = R_B \parallel r_B \quad \text{mit } r_B = \beta / S$$

deshalb:

$$S_1 = \beta I_{B1} / U_T = 3,77 \text{ mA} / \text{V}$$

$$r_e = R_B \parallel r_B = 330 \text{ k}\Omega \parallel 26,5 \text{ k}\Omega = 24,5 \text{ k}\Omega$$

### 15.5 $r_a$

An der Schaltung ist kein Lastwiderstand angeschlossen. Damit ist

$$r_a = R_{C2} = 12 \text{ k}\Omega$$

### 15.6 Spannungsverstärkung der Schaltung

$$A = \frac{u_a}{u_e} = \frac{u_a}{u_{12}} \frac{u_{12}}{u_e} = A_2 \cdot A_1$$

$$A_1 = -S_1 \cdot R_{L1} = -S_1 \cdot (R_{C1} \parallel r_{B2}) = -S_1 \cdot \left( R_{C1} \parallel \frac{\beta}{S_2} \right) \quad \text{mit } S_2 = \frac{I_{C2}}{U_T} = 21,6 \text{ mS}$$

wird

$$A_1 = -13,7$$

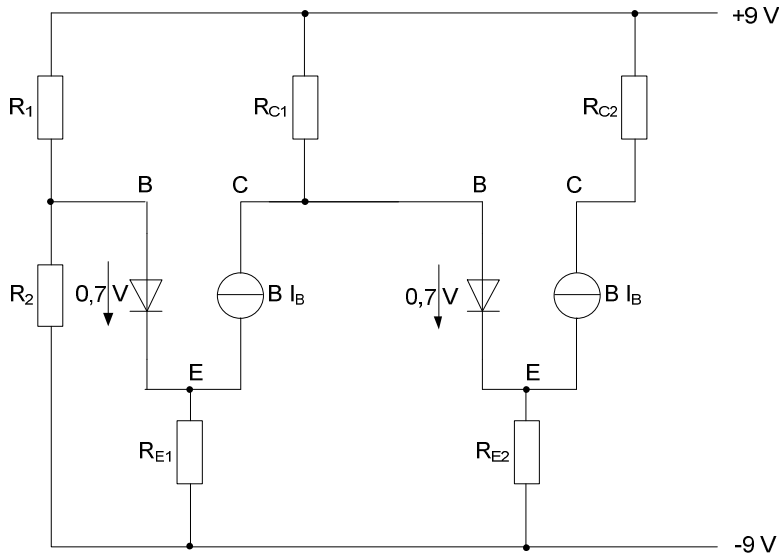
$$A_2 = -S_2 \cdot R_{L2} = -S_2 \cdot R_{C2} = -259,2$$

$$A = A_2 \cdot A_1 = -236,4 \cdot -13,7 = 4276$$

16.1 T1: Emitterschaltung mit Stromgegenkopplung

T2: Emitterschaltung mit Gleichstromgegenkopplung

16.2 Großsignalersatzschaltbild



16.3

$$U_{R2} = U_{bges} \frac{R_2}{R_1 + R_2} = 18V \frac{3k\Omega}{(3+15)k\Omega} = 3V \Rightarrow U_{RE1} = U_{R2} - 0,7V = 2,3V$$

damit:

$$I_{E1} = \frac{2,3V}{1k\Omega} = 2,3mA \approx I_{C1}$$

$$U_{CE1} = 18V - 2,3V - R_{C1} \cdot I_{C1} = 15,7V - 10,81V = 4,89V$$

$$S_1 = \frac{I_{C1,A}}{U_T} = \frac{2,3mA}{26mV} = 88,5m$$

16.4

Die Spannung an der Basis von T<sub>2</sub> ist dann:

$$U_B = U_{CE1} + U_{RE1} = 4,89V + 2,3V = 7,19V$$

damit ist:

$$U_{RE2} = U_B - 0,7V = 6,49V$$

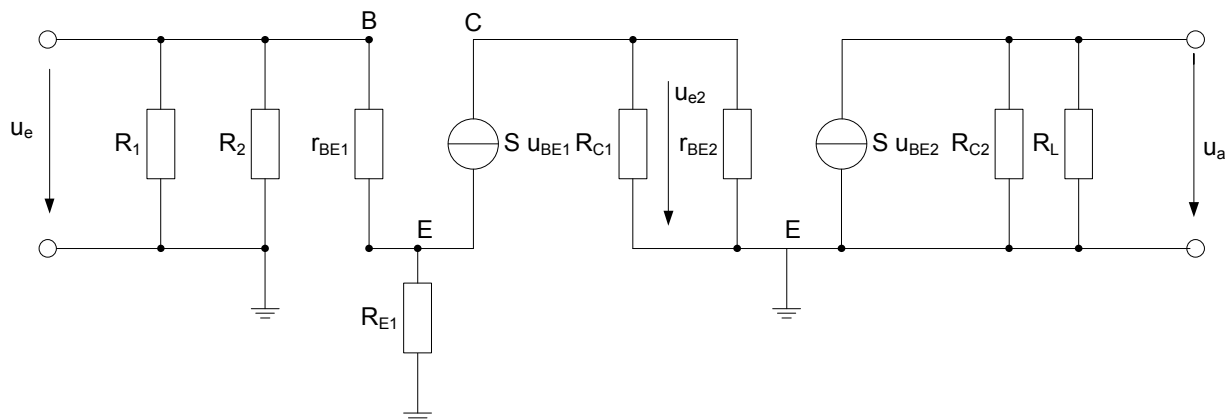
und damit wird

$$I_{E2} = \frac{6,49V}{2k\Omega} = 3,245mA \approx I_{C2}$$

$$U_{CE2} = 18V - U_{RE2} - R_{C2} \cdot I_{C2} = 18V - 6,49V - 3,25V = 8,26V$$

$$S_2 = \frac{I_{C2,A}}{U_T} = \frac{3,245mA}{26mV} = 124,8mS$$

16.5 Kleinsignalersatzschaltbild



$$16.6 \quad r_{e2} = \frac{\beta}{S_2} = \frac{400}{124,8 \text{ mS}} = 3,2 \text{ k}\Omega$$

$$16.7 \quad r_{a2} = R_{C2} \parallel R_L = \frac{1 \text{ k}\Omega \cdot 10 \text{ k}\Omega}{11 \text{ k}\Omega} = 910 \Omega$$

16.8

$$A_g = A_1 \cdot A_2$$

$$A_1 = -\frac{r_{a1}}{R_{E1}} = -\frac{R_{C1} \parallel r_{e2}}{R_{E1}} = -\frac{4,7 \text{ k}\Omega \parallel 3,3 \text{ k}\Omega}{1 \text{ k}\Omega} = -1,9$$

$$A_2 = -S_2 \cdot r_{a2} = -124,8 \text{ mS} \cdot 910 \Omega = -113,6$$

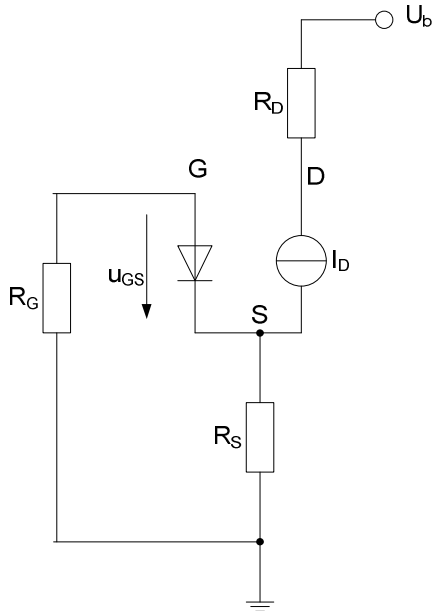
$$A_g = -1,9 \cdot (-113,6) = 215,8$$



Lösung Aufgabe 17

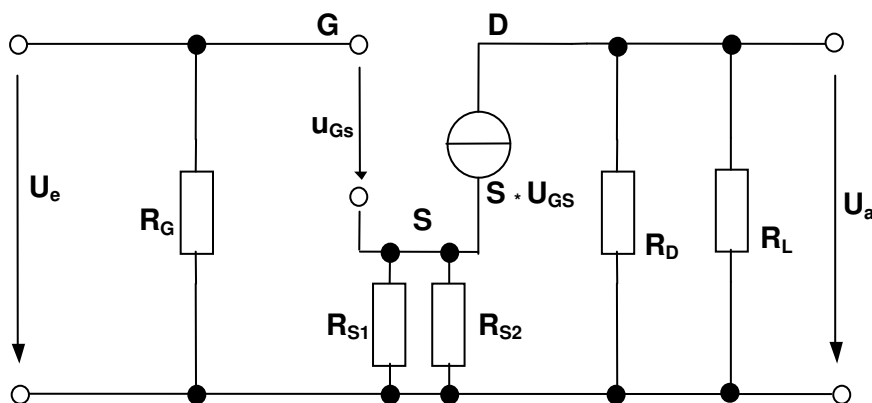
17.1 Source Schaltung mit Stromgegenkopplung

17.2 Großsignalersatzschaltbild



17.3

Kleinsignalersatzschaltbild



17.4 Der Transistor verträgt laut Datenblatt maximal 250mW ( $P_{tot}$ ). Bei 20 V Versorgungsspannung und Vernachlässigung der Spannungsabfälle über  $R_D$  und  $R_{S1,2}$  ergibt sich der maximale Strom zu:

$$I_{max} = 250mW/20V = 12,5 \text{ mA}$$

17.5 Die Diode ist immer in Sperrrichtung betrieben. Es fließen maximal 1nA Sperrstrom.

17.6 gesucht ist  $I_{D0}$ , das ist der Strom  $I_D$ , der bei  $u_{gs} = 0$  fließt, er beträgt laut Datenblatt maximal 6,5 mA.

17.7 Der minimale Gatestrom fließt über  $R_G$  ab, daher liegt die Spannung an:  
 $U_g = 1 \text{ nA} * 250 \text{ k}\Omega = 0,25 \text{ mV}$ . Selbst bei idealer Betrachtung, sprich wenn kein Gatestrom fließen würde, wäre  $R_G$  notwendig, um das Potential am Gate auf Masse zu ziehen.

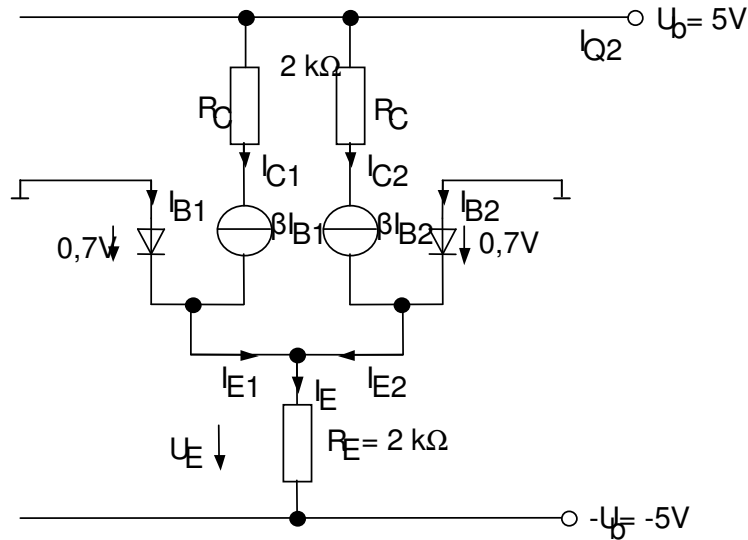
17.8  $u_{GS}$  muss immer negativ sein, damit der JFET richtig funktioniert. Da die Versorgungsspannung nicht negativ ist, muss das Source Potential durch  $R_{S1}$  angehoben werden. Die Stromgegenkopplung ist somit unerlässlich.

17.9  $U_{th}$  beträgt maximal -2,2V.

**Lösung Aufgabe 18:**

18.1 Grundschialtung ist ein Differenzverstärker

18.2 Großsignalersatzschaltbild



18.3 Arbeitspunkte ( $I_C$ ,  $U_{CE}$ )

$$U_{BE1} + U_E + (-U_b) = 0 \Rightarrow U_E = U_b - U_{BE1} = 5V - 0,7V = 4,3V$$

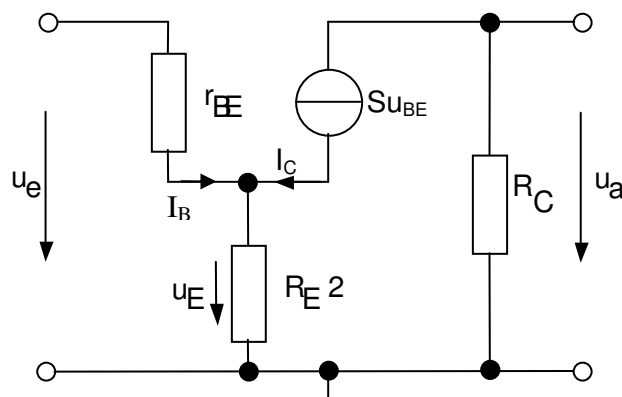
da  $\beta_1 = \beta_2$  ist  $I_{E1} = I_{E2}$  und  $I_E = I_{E1} + I_{E2}$

$$I_E = \frac{U_E}{R_E} = \frac{4,3V}{2k\Omega} = 2,15mA$$

da  $\beta_1 = \beta_2 \gg 1 \Rightarrow I_{C1} = I_{C2} = \frac{I_E}{2} = 1,075mA$

$$U_{CE1} = U_{CE2} = [+U_b + (-U_b)] - U_E - R_C \cdot I_C = 10V - 4,3V - 2,15V = 3,55V$$

18.4 Kleinsignalersatzschaltbild: Da beide Zweige identisch sind reicht die Hälfte (aber mit  $2 R_E$ )



18.5 Gleichtakt-Eingangswiderstand der Schaltung  $r_e$ :  
(Schaltung ist eine Emitterschaltung mit Stromgegenkopplung)

$$r_e = r_{BE} + 2 \cdot \beta \cdot R_E \quad \text{mit} \quad r_{BE} = \frac{\beta}{S} \quad \text{und} \quad S = \frac{I_{C,A}}{U_T} \quad \text{ist} \quad r_{BE} = \frac{\beta \cdot U_T}{I_{C,A}} = 9674 \, \Omega$$

$$r_e = 9,674 \, k\Omega + 2 \cdot 400 \cdot 2 \, k\Omega \cong 1,6 \, M\Omega$$

18.6 Gleichtaktverstärkung

$$A_G = -\frac{u_{a1}}{u_G} = -\frac{u_{a1}}{u_G} = -\frac{R_C}{2 \cdot R_E} = -\frac{2 \, k\Omega}{2 \cdot 2 \, k\Omega} = -0,5$$

18.7 Gegentaktverstärkung

$$A_D = \frac{\Delta u_{a2}}{\Delta u_D} = -\frac{\Delta u_{a1}}{\Delta u_D} = \beta \cdot \frac{R_C \parallel r_{CE}}{2r_{BE}}$$

$$\text{mit } r_{BE} = \frac{\beta}{S} \quad \text{und} \quad r_{CE} \gg R_C \quad \text{wird}$$

$$A_D \approx \frac{1}{2} S \cdot R_C$$

$$S = \frac{I_C}{U_T} = \frac{1,075 \, mA}{26 \, mV} = 41,35 \, mS$$

$$A_D \approx \frac{1}{2} S \cdot R_C = \frac{41,35 \, mS \cdot 2 \, k\Omega}{2} = 41,35$$

Gleichtaktunterdrückung

$$G = \frac{|A_D|}{|A_G|} = \frac{41,35}{0,5} = 82,7$$

**Lösung Aufgabe 19:**

19.1 Eigenschaften idealisierter OP: Eingangswiderstand:  $r_e \rightarrow \infty$   
 Ausgangswiderstand:  $r_a \rightarrow 0$   
 Leerlaufverstärkung:  $A_0 \rightarrow \infty$

19.2 Gesamtverstärkung:

$$|A| = |A_1| \cdot |A_2|$$

$$|A_1| = \frac{R_2}{R_1} = \frac{100\text{k}\Omega}{10\text{k}\Omega} = 10$$

$$|A_2| = \frac{R_4}{R_3} = \frac{1\text{M}\Omega}{10\text{k}\Omega} = 100 \quad \Rightarrow \quad |A| = 1000$$

Grenzfrequenz:

aus Diagramm ist zu erkennen, dass ab einer Frequenz von  $10^4$  Hz die Verstärkung abnimmt (um Faktor 10 bei einer Erhöhung der Frequenz um den gleichen Faktor).

$\Rightarrow$  Bestimmend für  $f_{g1}$  ist der Verstärker mit der größeren Verstärkung

$\Rightarrow$  bei  $|A| = 100$ : aus Diagramm:  $f_{g1} = 10^7$  Hz

19.3 Bedingung:  $|A| = 100$  bei  $f_{g2} = 10^8$  Hz

Prüfung: aus Diagramm:

bei  $f = 10^8$  Hz  $\Rightarrow |A|_{\max} = 10$

da die Gesamtverstärkung  $|A| = |A_1| \cdot |A_2|$  ist, muss  $|A_1| = |A_2| = 10$  sein.  
 Bei  $R_1 = 10$  k $\Omega$  und  $R_2 = 100$  k $\Omega$  ist diese Bedingung erfüllt.

damit werden:  $R_3 = 10$  k $\Omega$   
 $R_4 = 100$  k $\Omega$

**Lösung Aufgabe 20:**

20.1 Die Grundsaltung der Aufgabe ist ein nichtinvertierender Verstärker mit einer Gleichspannung von  $U_z$  am nichtinvertierenden Eingang.

Da am invertierenden Eingang nur die Ausgangsspannung  $= U_{ref}$  über einen Spannungsteiler anliegt, wird sich dort die gleiche Spannung wie am nichtinvertierenden Eingang einstellen, damit die Differenzspannung  $U_D = 0$  wird.

$$\Rightarrow U_e = U_z$$

die Verstärkung des nichtinvertierenden Verstärkers ist:

$$A = \frac{U_a}{U_e} = \frac{U_{ref}}{U_z} = 1 + \frac{R_2}{R_1}$$

$$\Rightarrow U_{ref} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) U_z$$

20.2 Der Widerstand  $R_3$  hat die Aufgabe, den Strom durch die Zenerdiode zu begrenzen.

20.3 Mit Formel aus 20.1

$$R_2 = \left(\frac{U_{ref}}{U_z} - 1\right) R_1 = 8,5 \text{ k}\Omega$$

$$20.4 \quad I_z = \frac{U_{ref} - U_z}{R_3} \quad \Rightarrow \quad R_3 = \frac{5V - 2,7V}{1mA} = \frac{2,3V}{1mA} = 2,3k\Omega \text{ max.}$$

$$\Rightarrow \text{E24 - Reihe: } R_3 = 2,2 \text{ k}\Omega$$

**Lösung Aufgabe 21**

- 21.1 Links: invertierender Verstärker  
Rechts: nichtinvertierender Verstärker

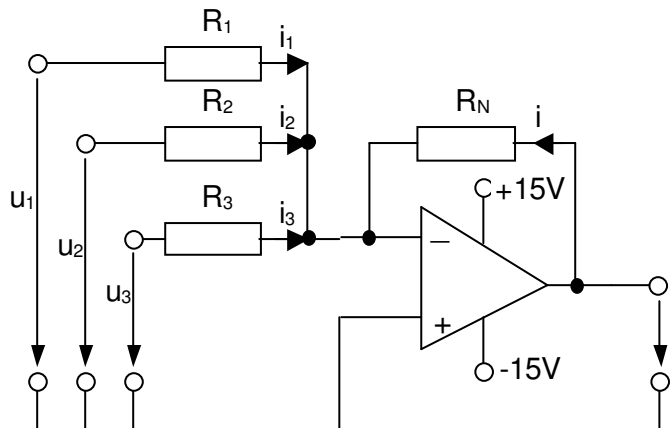
$$21.2 \quad \frac{u_{a1}}{u_{e1}} = -\frac{R2}{R1} = -0,5 \qquad \frac{u_{a2}}{u_{e2}} = 1 + \frac{R6}{R5} = 101$$

- 21.3 Die Verstärkung des zweiten OPs ist laut Datenblatt bis zur Frequenz  $f_g \sim 10$  kHz gegeben.

- 21.4 Die Verstärkung des ersten OPs beträgt -0,5, die des zweiten beträgt 101. Zusammen ergibt sich  $A1 \cdot A2 = -50,5$ . Damit sich eine Verstärkung von -45,45 einstellt muss der Spannungsteiler aus R3 und R4 die Ausgangsspannung  $u_{a1}$  um 10 % dämpfen. Somit ergibt sich:  $u_{e2} = u_{a1} \cdot 0,9$  und  $R_4 = 9 \cdot R_3 = 4,23 \text{ M}\Omega$ .

- 21.5 Die Verstärkung der Schaltung beträgt -45,45. Es gilt:  $u_{a2} = A_{ges} \cdot u_{e1} = -12,95V$

$$\text{Somit gilt: } I_{a2} = \frac{|12,95V|}{R_L} = 1,3mA$$

**Lösung Aufgabe 22**

22.1 Grundschialtung: invertierender Addierer

22.2 Nichtinvertierender Eingang liegt an Masse => Potential am invertierenden Eingang ist ebenfalls 0V.

Op ist ideal =>  $r_e \Rightarrow \infty$  => kein Strom in den Eingang

Knoten am invertierenden Eingang :

$$i_1 + i_2 + i_3 + i = 0 \quad \Rightarrow \quad i = - (i_1 + i_2 + i_3)$$

$$\frac{u_a}{R_n} = - \left( \frac{u_1}{R_1} + \frac{u_2}{R_2} + \frac{u_3}{R_3} \right)$$

$$u_a = - \left( u_1 \frac{R_n}{R_1} + u_2 \frac{R_n}{R_2} + u_3 \frac{R_n}{R_3} \right)$$

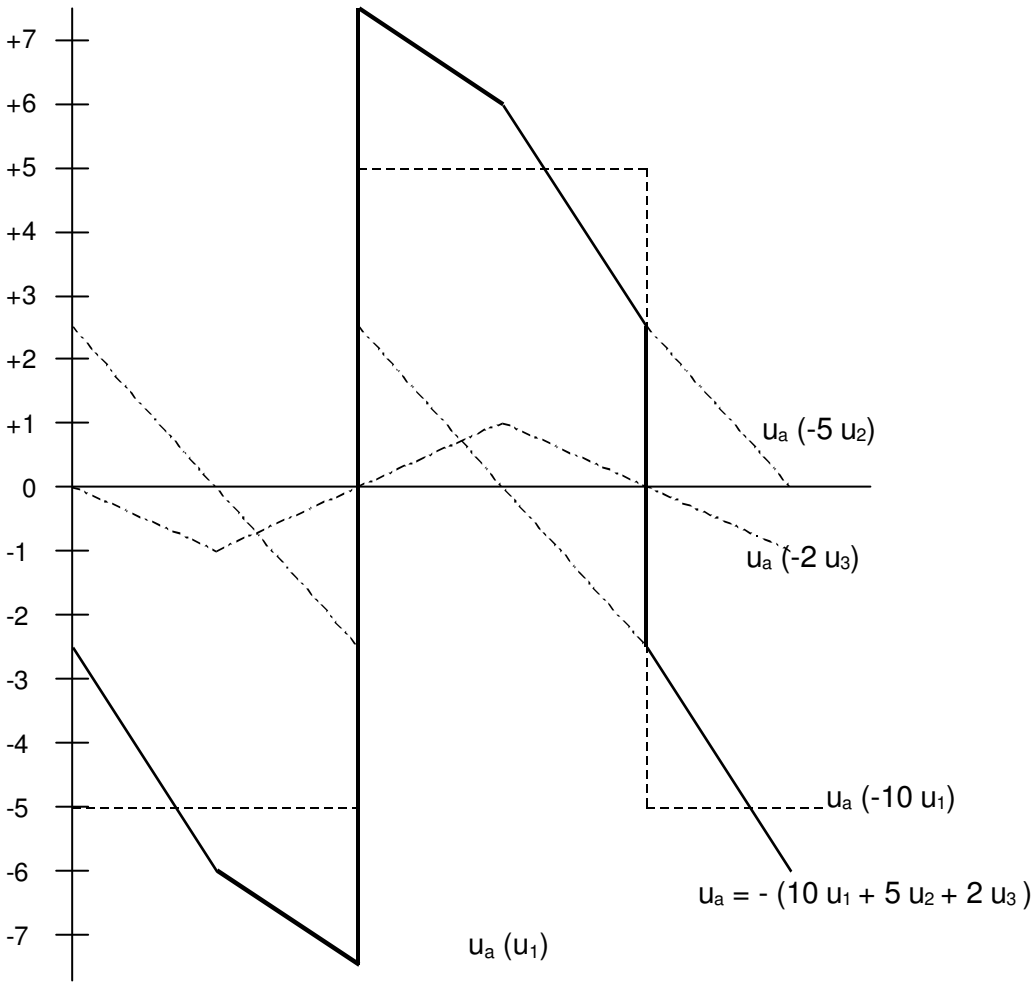
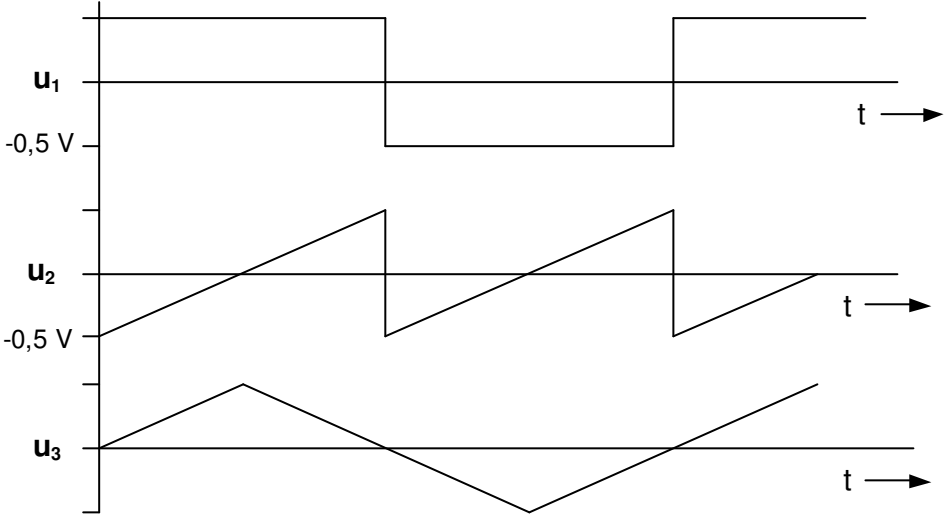
$$u_a = - (10 u_1 + 5 u_2 + 2 u_3)$$

Ergebnis: die einzelnen Eingangsspannungen werden im Verhältnis der Widerstände  $R_n$  zu  $R_i$  verstärkt und addiert.

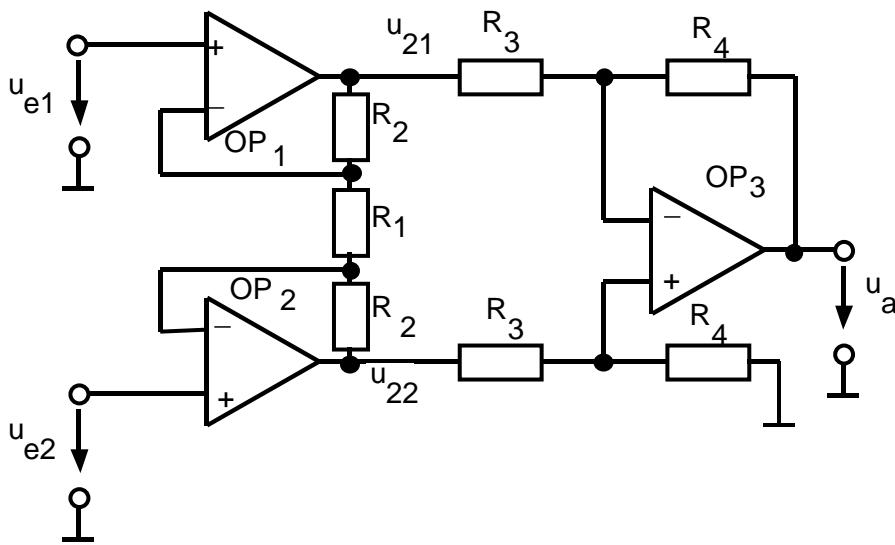
Die Gesamtschialtung wird auch als Umkehraddierer bezeichnet, da alle Eingangsspannungen am invertierenden Eingang des Op anliegen.



22.3 Skizze der Ausgangsspannung



**Lösung Aufgabe 23**



23.1 Die beiden Verstärker OP<sub>1</sub> und OP<sub>2</sub> sind als nicht invertierende Verstärker geschaltet, OP<sub>3</sub> ist ein Subtrahierer.

23.2 Allgemein gilt für den "Instrumentation Amplifier":

$$u_a = \frac{R_4}{R_3} (u_{22} - u_{12}) = \frac{R_4}{R_3} \cdot \left( 1 + \frac{2 R_2}{R_1} \right) (u_{e2} - u_{e1}) = A \cdot (u_{e2} - u_{e1})$$

Herleitung:

An den Widerständen R<sub>2</sub>-R<sub>1</sub>-R<sub>2</sub> liegen an den Punkten 1-4 folgenden Spannungen an:

- 1: u<sub>21</sub>
- 2: u<sub>e1</sub> (nichtinvertierender Verstärker ⇒ U<sub>D</sub> am Eingang des OP = 0)
- 3: u<sub>e2</sub> (nichtinvertierender Verstärker ⇒ U<sub>D</sub> am Eingang des OP = 0)
- 4: u<sub>22</sub>

Da in die Eingänge der OP-Verstärker kein Strom fließt, ist der Strom zwischen den Punkten 1 und 4 konstant, d.h. der Strom durch R<sub>1</sub> ist gleich dem Strom durch die Widerstände R<sub>2</sub>.

Da Punkt 4 der Schaltung am nichtinvertierenden Eingang des nachfolgenden Subtrahierers liegt, soll der Strom von (4) nach (1) fließen. Es ist dann:

$$u_{41} = i \cdot (R_2 + R_1 + R_2) = i \cdot (R_1 + 2 \cdot R_2)$$

mit

$$i = \frac{(u_{e2} - u_{e1})}{R_1}$$

wird

$$u_{41} = (u_{22} - u_{21}) = \left( 1 + \frac{2 R_2}{R_1} \right) (u_{e2} - u_{e1}) = A \cdot (u_{e2} - u_{e1})$$

Der nachfolgende Subtrahierverstärker hat als Eingangsspannung am nichtinvertierenden Eingang  $u'_{e2}=u_{22}$  und am invertierenden Eingang  $u'_{e1}=u_{12}$  anliegen.

Die Ausgangsspannung des Subtrahierverstärkers ist: (Skript Gl. 5.25)

$$u_a = \frac{R_4}{R_3} (u'_{e2} - u'_{e1}) = \frac{R_4}{R_3} (u_{22} - u_{12})$$

Damit wird die Ausgangsspannung der Gesamtschaltung zu:

$$u_a = \frac{R_4}{R_3} (u_{22} - u_{12}) = \frac{R_4}{R_3} \cdot \left(1 + \frac{2 R_2}{R_1}\right) (u_{e2} - u_{e1}) = A \cdot (u_{e2} - u_{e1})$$

Wenn beim Subtrahierer  $R_3=R_4$  ist wird daraus (Skript, Gl. 5.37):

$$u_a = u_{22} - u_{12} = \left(1 + \frac{2 R_2}{R_1}\right) (u_{e2} - u_{e1}) = A \cdot (u_{e2} - u_{e1})$$

$$A = \left(1 + \frac{2 R_2}{R_1}\right) = 1 + \frac{1020 \text{ k}\Omega}{10,303 \text{ k}\Omega} = 1 + 99 = 100$$

23.3  $R_3 \neq R_4$  d.h., der Subtrahierer hat ebenfalls noch eine Verstärkung  $\neq 1$

$$u_a = \frac{R_4}{R_3} (u_{22} - u_{12}) = \frac{R_4}{R_3} \cdot \left(1 + \frac{2 R_2}{R_1}\right) (u_{e2} - u_{e1}) = A \cdot (u_{e2} - u_{e1})$$

$$A = \frac{R_4}{R_3} \left(1 + \frac{2 R_2}{R_1}\right) = \frac{20 \text{ k}\Omega}{10 \text{ k}\Omega} \left(1 + \frac{1020 \text{ k}\Omega}{10,303 \text{ k}\Omega}\right) = 2 \cdot (1 + 99) = 200$$

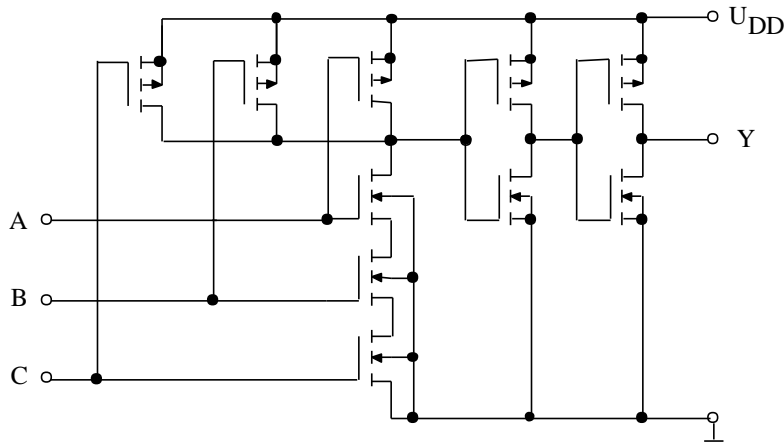
23.4

$$A = \left(1 + \frac{2 R_2}{R_1}\right) \Rightarrow R_1 = \frac{2 R_2}{A-1} = \frac{2 \cdot 510 \text{ k}\Omega}{999} = 1024 \Omega$$

### Lösung Aufgabe 24

24.1 Bestimmen Sie die logische Funktion und ergänzen Sie die Wahrheitstabelle!

Schaltung analysieren: CMOS Gatter mit 3 Eingängen.  
 Erste Stufe: NAND  
 Nachfolgend: zwei Inverter als Treiberstufe  
 ⇒ NAND



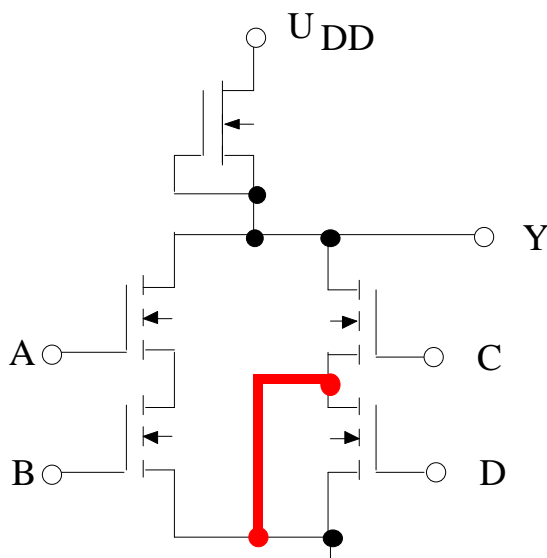
Wahrheitstabelle:

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

logische Funktion:  
NAND

Bild 24.1

24.2 Modifizieren Sie die folgende Schaltung derart, dass die nebenstehende Wahrheitstabelle erfüllt wird!



Wahrheitstabelle:

A	B	C	D	Y
1	1	1	1	0
1	0	1	1	0
0	1	1	1	0
0	0	1	1	0
1	1	0	1	0
1	0	0	1	1
0	1	0	1	1
0	0	0	1	1
1	1	1	0	0
1	0	1	0	0
0	1	1	0	0
0	0	1	0	0
1	1	0	0	0
1	0	0	0	1
0	1	0	0	1
0	0	0	0	1

Bild 22.2

## Lösung Aufgabe 25

### 25.1 Verzögerungs- und Gatterlaufzeiten, Anstiegs- und Abfallzeiten

Zur Bestimmung der Verzögerungszeiten und der Gatterlaufzeit wird der 50%-Wert des Signalpegels benötigt.

Aus Bild 1.2 :  $H = 5 \text{ V}$ ,  $L = 0 \text{ V} \Rightarrow 50\% = 2,5 \text{ V}$

Definition:  $t_{pdLH}$  : Eingang:  $H \rightarrow L$ , Ausgang:  $L \rightarrow H$

$t_{pdHL}$  : Eingang:  $L \rightarrow H$ , Ausgang:  $H \rightarrow L$

1.  $t_{pdLH}$  : aus Bild Zeitpunkte der 50%-Werte ablesen:

$$t_{UI} = 5 \text{ ns} \quad t_{UQ} = 10 \text{ ns} \Rightarrow t_{pdLH} = 5 \text{ ns}$$

2.  $t_{pdHL}$  :  $t_{UI} = 17 \text{ ns} \quad t_{UQ} = 20 \text{ ns} \Rightarrow t_{pdHL} = 3 \text{ ns}$

Definition:

Anstiegs- und Abfallzeiten werden zwischen 10% und 90% des Pegels der Ausgangsspannung gemessen.

$$10\% = 0,5 \text{ V}, 90\% = 4,5 \text{ V} \quad \Rightarrow \quad \begin{aligned} t_r &= 12,4 \text{ ns} - 7,6 \text{ ns} = 4,8 \text{ ns} \\ t_f &= 21,6 \text{ ns} - 18,4 \text{ ns} = 3,2 \text{ ns} \end{aligned}$$

Definition:

Die Gatterlaufzeit ist der Mittelwert der beiden Verzögerungszeiten  $t_{pdLH}$  und  $t_{pdHL}$ .

$$t_{pd} = \frac{1}{2} ( t_{pdLH} + t_{pdHL} ) = \frac{1}{2} ( 5 + 3 ) \text{ ns} = 4 \text{ ns}$$

### 25.2 Übertragungskennlinie

Wichtig: immer zuerst Winkelhalbierende eintragen.

Der Schnittpunkt der Übertragungskennlinie und der Winkelhalbierenden wird als  $U^*$  gekennzeichnet (aus Bild:  $1,5 \text{ V}$ )

$$\begin{aligned} \text{Bestimmung von } \Delta U_H \text{ und } \Delta U_L : \quad \Delta U_H &= U_H - U^* = 5 \text{ V} - 1,5 \text{ V} = 3,5 \text{ V} \\ \Delta U_L &= U^* - U_L = 1,5 \text{ V} - 0 \text{ V} = 1,5 \text{ V} \end{aligned}$$

Bestimmung von  $Z_H$  und  $Z_L$  :

$$\Delta U \text{ aus Übertragungskennlinie ermitteln: } \Delta U = U_H - U_L = 5 \text{ V}$$

$$Z_H = \frac{\Delta U_H}{\Delta U} = \frac{3,5 \text{ V}}{5 \text{ V}} = 0,7 = 70\%$$

$$Z_L = \frac{\Delta U_L}{\Delta U} = \frac{1,5 \text{ V}}{5 \text{ V}} = 0,3 = 30\%$$

**Lösung Aufgabe 26**

Zwei Inverter mit einem n-Kanal Feldeffekt-Transistor und einem Lastwiderstand bzw. Lasttransistor.

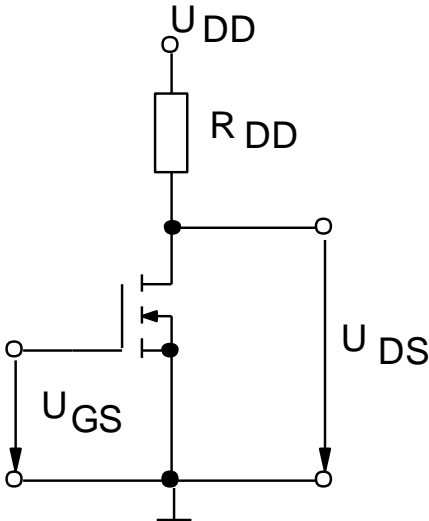
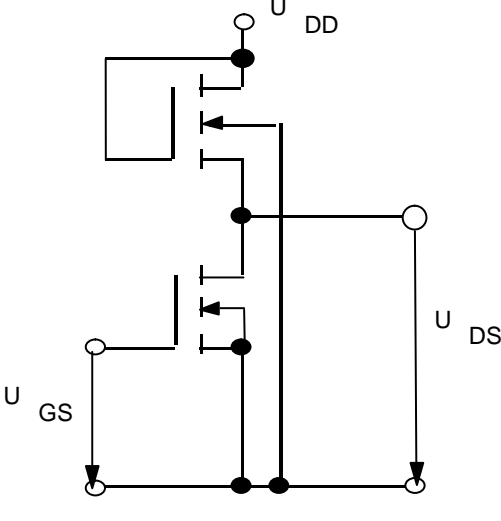
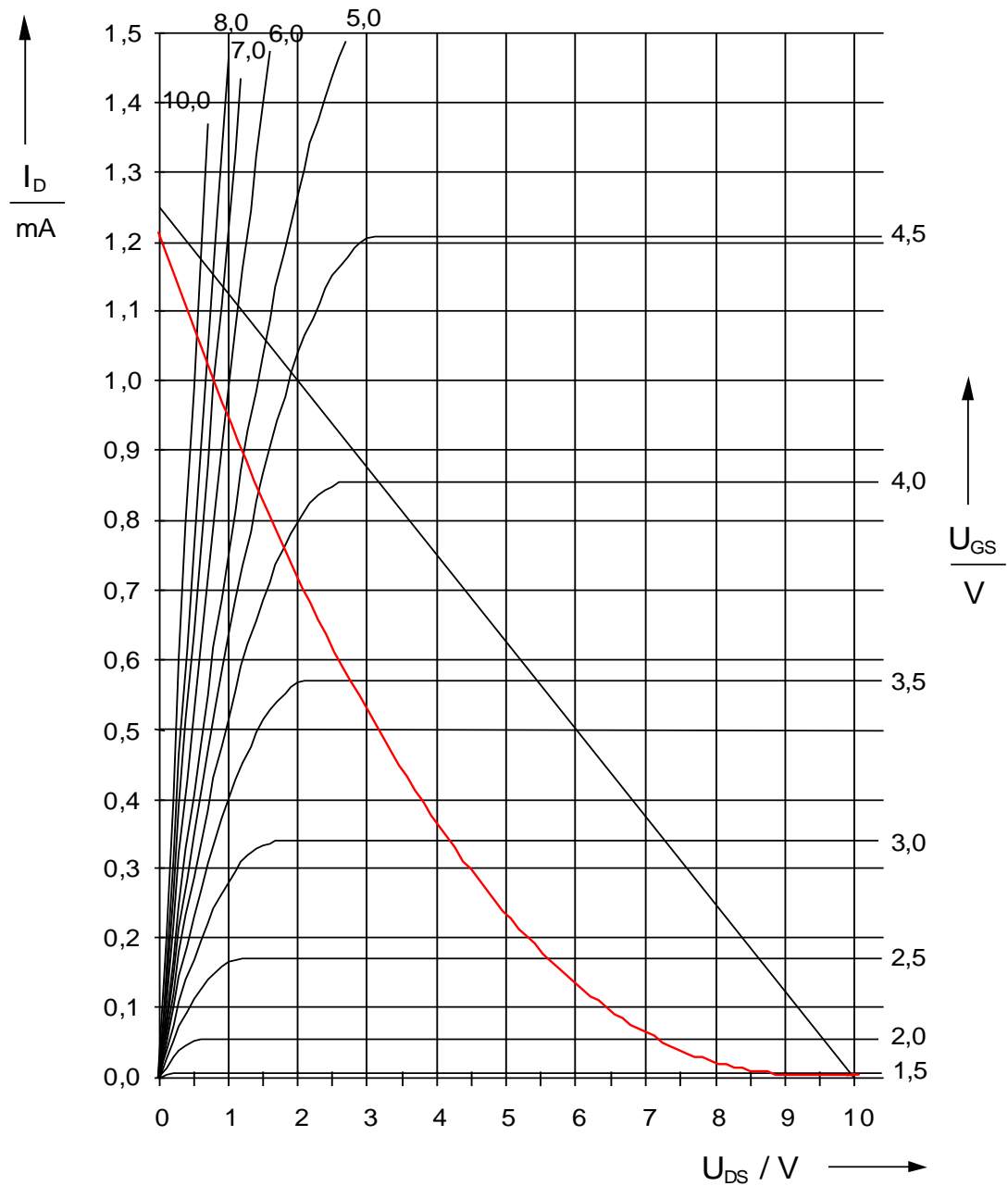


Bild 26.1





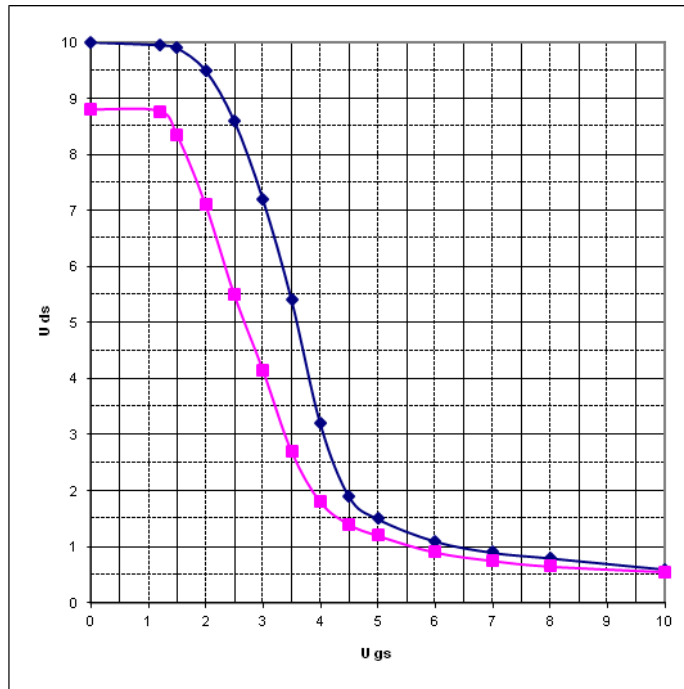
26.1 Lastgerade in Kennlinienfeld einzeichnen

1. Punkt:  $I = 0, U = 10 \text{ V}$

2. Punkt:  $U = 0, I = 10 \text{ V} / 8 \text{ k}\Omega = 1,25 \text{ mA}$

Wertepaare  $U_{GS}, U_{DS}$  (Schnittpunkte der Kennlinien mit der Lastgeraden bzw. Lastkurve) aus Kennlinienfeld ermitteln !

$U_{GS}$	$U_{DS}$ (a)	$U_{DS}$ (b)
0 V	10 V	8,8 V
1,5 V	9,9 V	8,35 V
2,0 V	9,5 V	7,1 V
2,5 V	8,6 V	5,5 V
3,0 V	7,2 V	4,15 V
3,5 V	5,4 V	2,7 V
4,0 V	3,2 V	1,8 V
4,5 V	1,9 V	1,4 V
5,0 V	1,5 V	1,2 V
6,0 V	1,1 V	0,9 V
7,0 V	0,9 V	0,75 V
8,0 V	0,8 V	0,65 V
10,0 V	0,6 V	0,55 V



26.2 Ermitteln Sie aus dem Kennlinienfeld die Steilheit  $S$  des Transistors zwischen  $U_{GS} = 2 \text{ V}$  und  $U_{GS} = 3 \text{ V}$  und zwischen  $U_{GS} = 3,5 \text{ V}$  und  $U_{GS} = 4,5 \text{ V}$  !

$$S = \frac{\Delta I_D}{\Delta U_{GS}} \quad \text{mit } \Delta U_{GS} = 1 \text{ V}$$

Aus Kennlinienfeld  $\Delta I_D$  für beide Fälle ablesen.

⇒  $S_1 = 290 \mu\text{S}$   
 und  $S_2 = 640 \mu\text{S}$  (wird jedoch wegen der Strombegrenzung der Last in beiden Fällen nicht erreicht!!!)

26.3 Am Eingang der Schaltung:  $U_{GS} = 10 \text{ V}$  .  
 Verlustleistung der Inverter für diesen Fall !

$$P = U_{DD} \cdot I_D$$

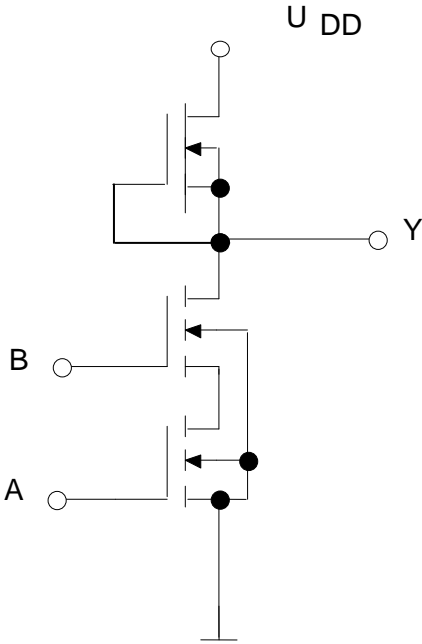
$I_D$  aus Kennlinienfeld ( Schnittpunkt Lastgerade bzw. Lastkurve mit Kennlinie für  $U_{GS} = 10 \text{ V}$  )  
 ablesen: a)  $I_D = 1,17 \text{ mA}$  bzw. b)  $I_D = 1,06 \text{ mA}$

a)  $P = U_{DD} \cdot I_D = 10 \text{ V} \cdot 1,17 \text{ mA} = 11,7 \text{ mW}$   
 b)  $P = U_{DD} \cdot I_D = 10 \text{ V} \cdot 1,06 \text{ mA} = 10,6 \text{ mW}$

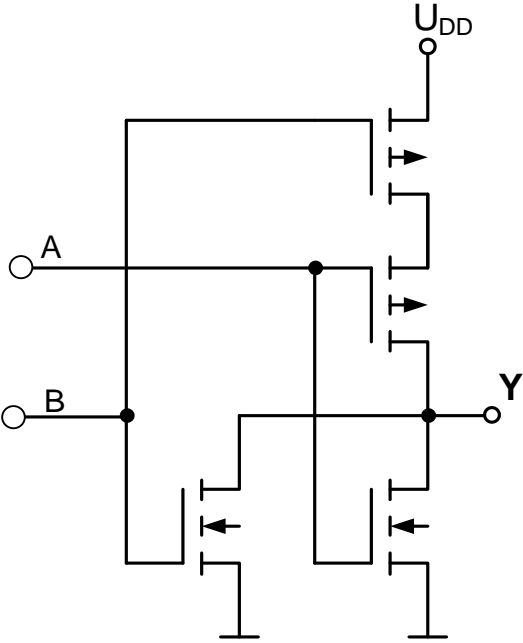


**Lösung Aufgabe 27**

27.1



27.2



**Aufgabe 28:**

Gegeben ist eine Schaltung nach Bild 28.1

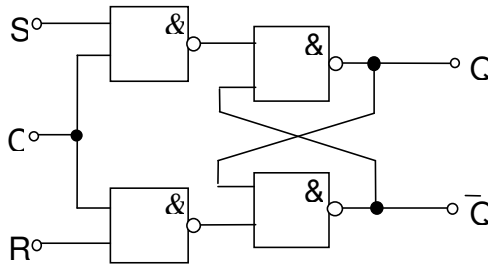
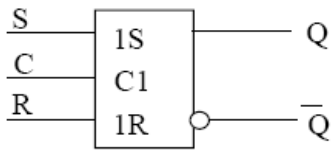


Bild 28.1

28.1 Genormtes Schaltsymbol für die Schaltung!

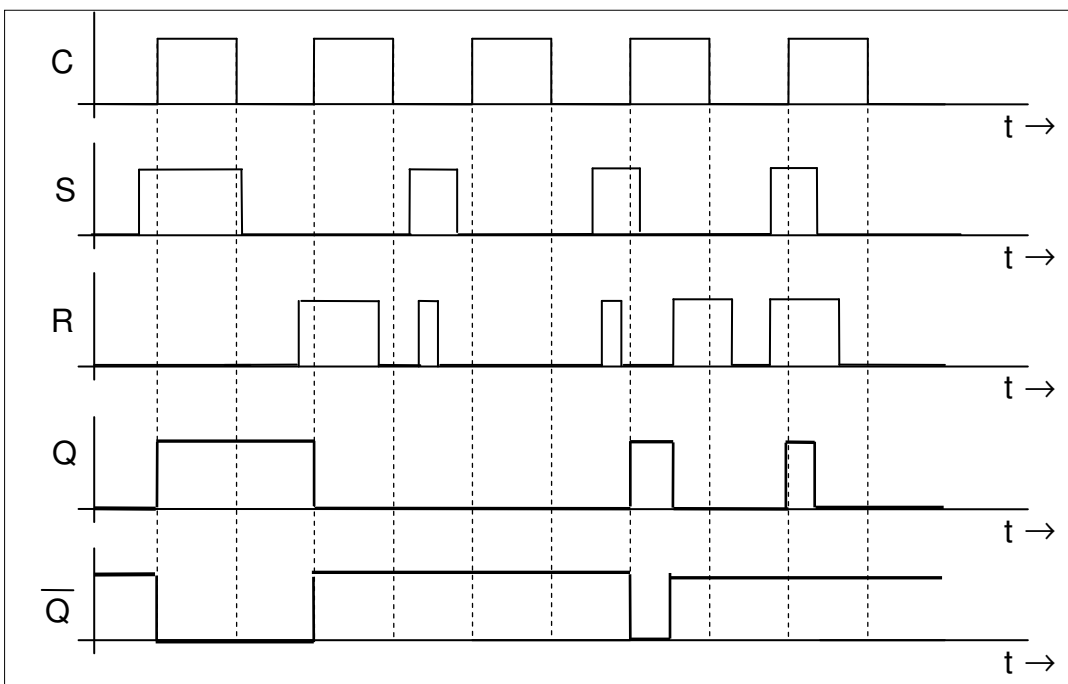


28.2 Wahrheitstabelle für die Schaltung!

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

28.3 Signalverlauf an den Ausgängen

Annahme:  $Q=0$  für  $t=0$ .



**Aufgabe 29:**

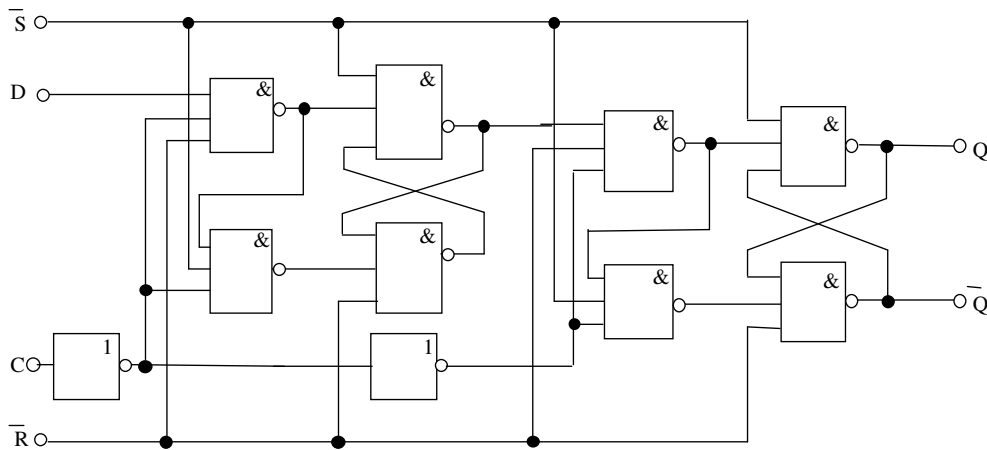


Bild 29.1

29.1 Beschreiben Sie die Funktion des Flip-Flops in Worten !

Das Flip-Flop besteht aus zwei zustandsgesteuerten D-Flip-Flops und zwei  $\bar{R} - \bar{S}$  - Flip-Flops, welche in die D-Flip-Flops "eingebaut" sind.

Wird an  $\bar{R}$  oder an  $\bar{S}$  ein L-Pegel angelegt, so ist am Ausgang des zugehörigen Gatters ein H-Pegel. Damit erhalten wir für  $\bar{R} = \bar{S} = 0$  einen sogenannten verbotenen Zustand, da am Ausgang des FF sowohl Q wie auch  $\bar{Q}$  gleichzeitig 1 werden.

Mit  $\bar{S} = 0$  und  $\bar{R} = 1$ :  $Q = 1, \bar{Q} = 0$ ;  $\bar{S} = 1$  und  $\bar{R} = 0$ :  $Q = 0, \bar{Q} = 1$  arbeitet das Flip-Flop wie ein  $\bar{R} - \bar{S}$  - Flip-Flop unabhängig von D und C.

Für  $\bar{R} = \bar{S} = 1$  ist die Setz- und Rücksetzfunktion nicht aktiv, d.h. die D-Funktion ist "freigegeben".

Ist  $C = 0$  übernimmt das erste Flip-Flop den logischen Zustand des D-Eingangs, während das zweite D-FF nichts übernimmt.

Ist  $C = 1$  übernimmt das zweite Flip-Flop den logischen Zustand des Ausgangs des ersten Flip-Flops, während das erste D-FF gesperrt ist.

Gesamtfunktion:

Die logische Information, die zum Zeitpunkt des Übergangs des Taktsignals von 0 nach 1 am Eingang D anliegt wird für die Dauer des Taktes gespeichert, vorausgesetzt dass der Pegel an  $\bar{R} = \bar{S} = 1$  ist.

Es handelt sich hierbei um ein flankengesteuertes D-Flip-Flop mit asynchronen Setz- und Rücksetz- Eingängen.

29.2 Beschreiben Sie die Funktion des Flip-Flops anhand einer Wahrheitstabelle !

C	D	$\bar{R}$	$\bar{S}$	Q	$\bar{Q}$
X	X	0	0	1	1
X	X	0	1	0	1
X	X	1	0	1	0
0, 1	X	1	1	$Q_{-1}$	$\bar{Q}_{-1}$
↑	0	1	1	0	1
↑	1	1	1	1	0

29.3 An den Eingängen der Schaltung werden die Signale nach Bild 28.2 angelegt. Skizzieren Sie die Signale an den Ausgängen Q und Q !

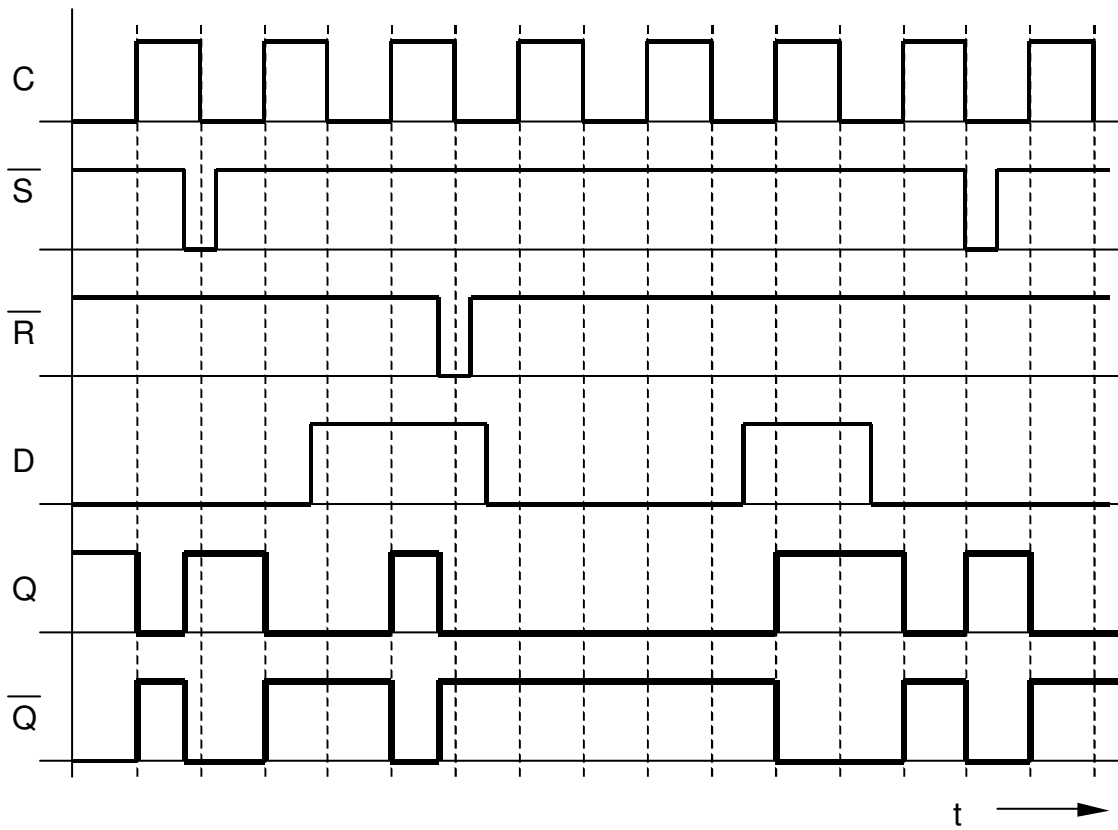
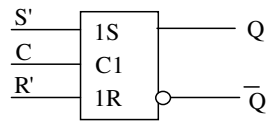


Bild 29.2

**Aufgabe 30:**

30.1 Wahrheitstabellen für die Flipflops FF1, FF2 und FF3:

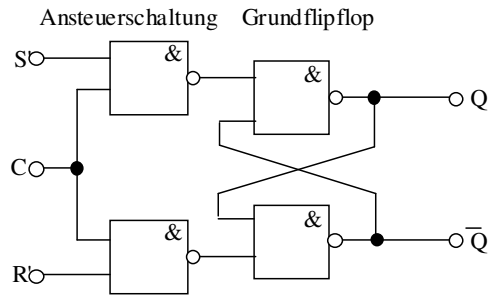
**FF1:**



a)

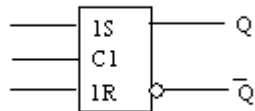
C	S'	R'	Q	$\bar{Q}$
0	x	x	$Q_{-1}$	$\bar{Q}_{-1}$
1	0	0	$Q_{-1}$	$\bar{Q}_{-1}$
1	0	1	0	1
1	1	0	1	0
1	1	1	1	1

c)



b)

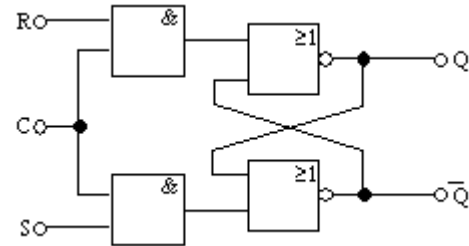
**Oder:**



a)

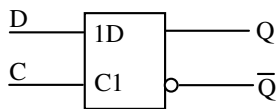
C	S	R	Q	$\bar{Q}$
0	x	x	$Q_{-1}$	$\bar{Q}_{-1}$
1	0	0	$Q_{-1}$	$\bar{Q}_{-1}$
1	0	1	0	1
1	1	0	1	0
1	1	1	0	0

c)



b)

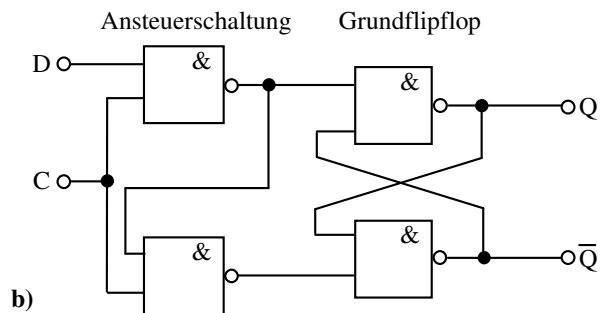
**FF2:**



a)

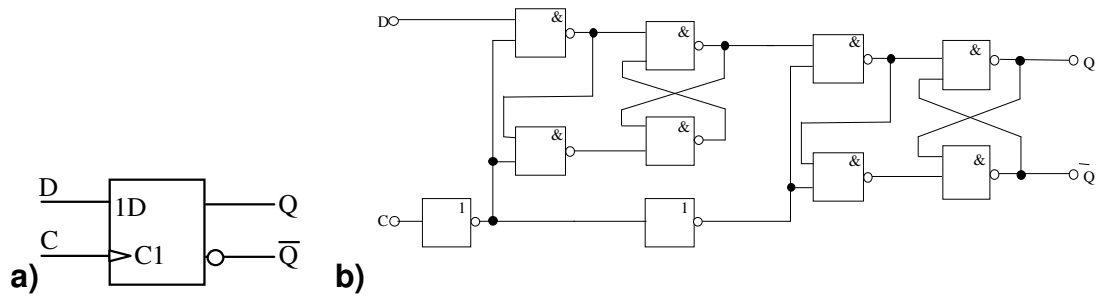
C	D	Q	$\bar{Q}$
0	x	$Q_{-1}$	$\bar{Q}_{-1}$
1	0	0	1
1	1	1	0

c)



b)

**FF3:**



c)

C	D	Q	$\bar{Q}$
0	x	$Q_1$	$\bar{Q}_1$
$\uparrow$	0	0	1
$\uparrow$	1	1	0

30.2

Logische Symbole der vier JK-Flipflops:

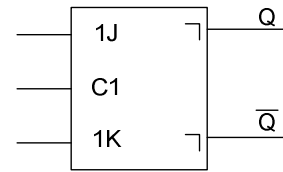
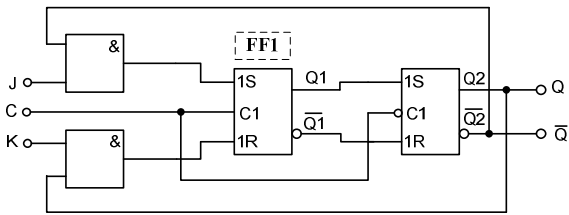


Bild 30a  
(Taktzustandsgesteuertes JK-FF)

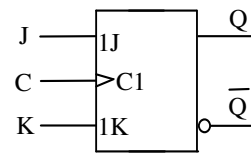
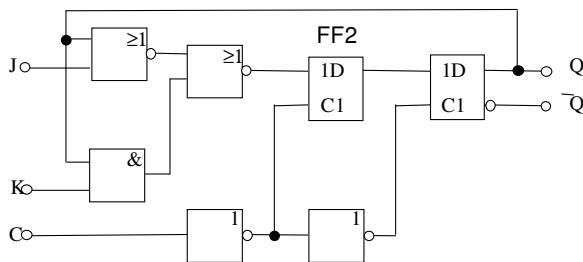


Bild 30b  
(Einflankengesteuert)

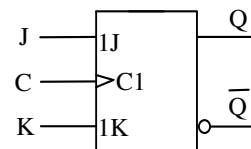
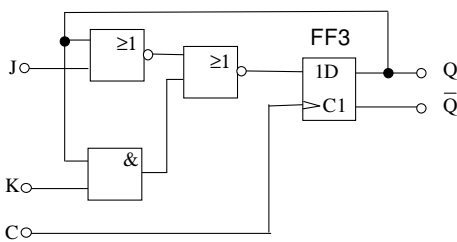


Bild 30c  
(Einflankengesteuert)

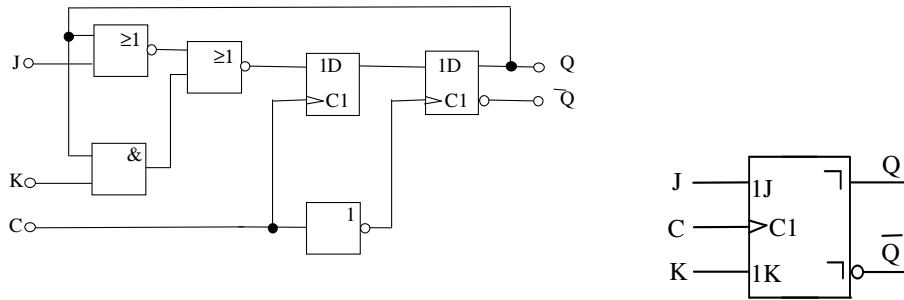


Bild 30d  
(Zweiflankengesteuert)

30.3 Der zeitliche Verlauf der Eingangssignale (Clock, J und K) ist vorgegeben.  
Die zugehörigen Ausgangssignale Q für die vier Flipflops Bild 29a bis 29d sollen gezeichnet werden:

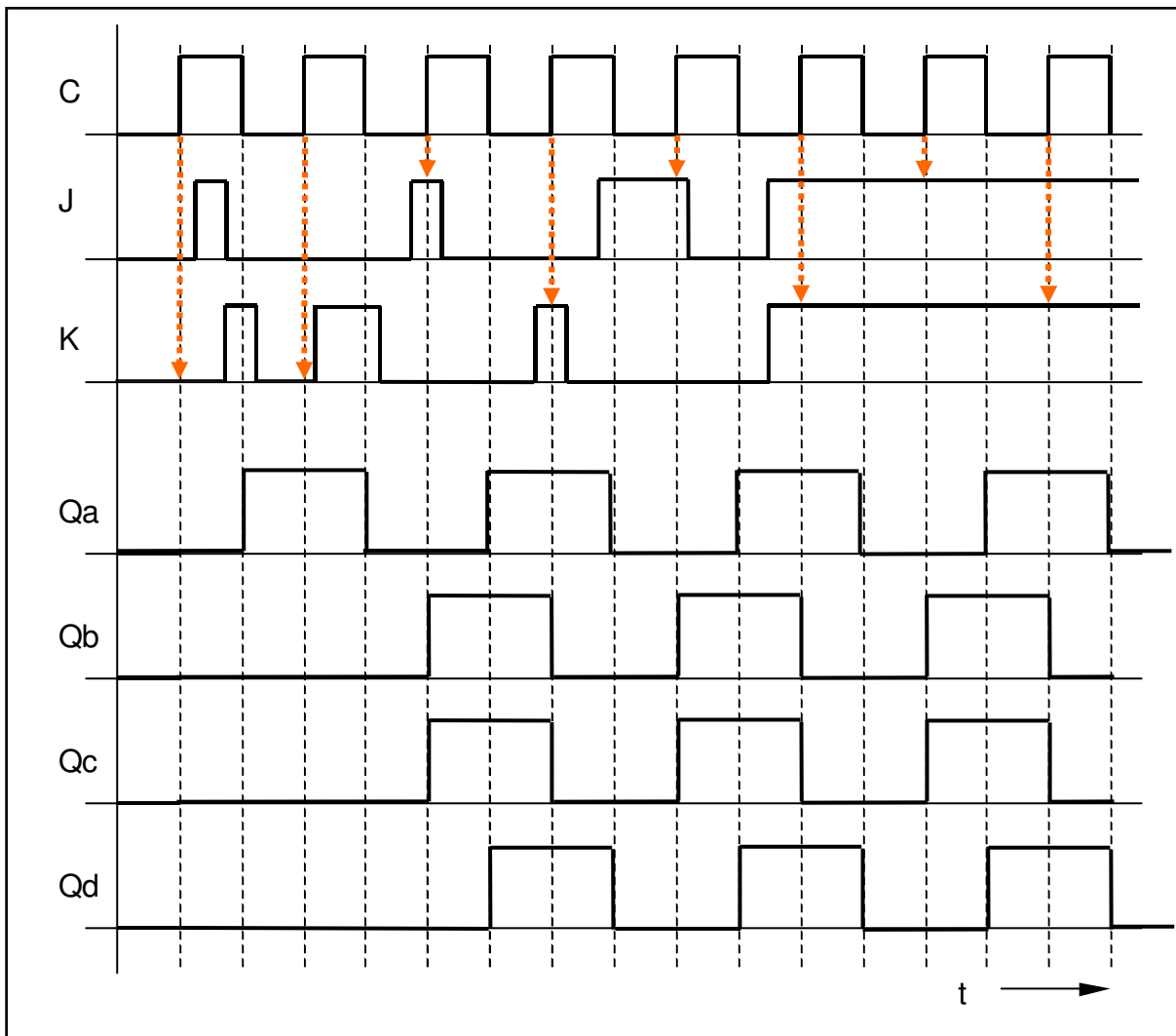
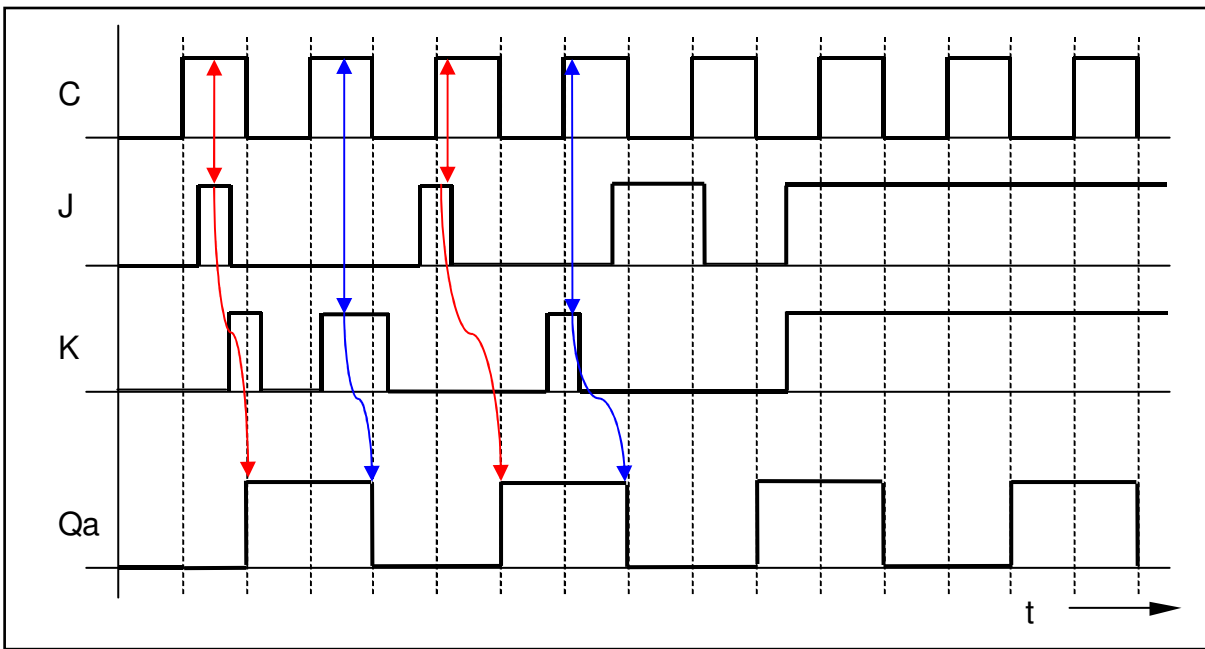


Bild 30.2

Zeitlicher Verlauf der Signale von JK-FF aus 30a nochmals etwas aufgeschlüsselt.



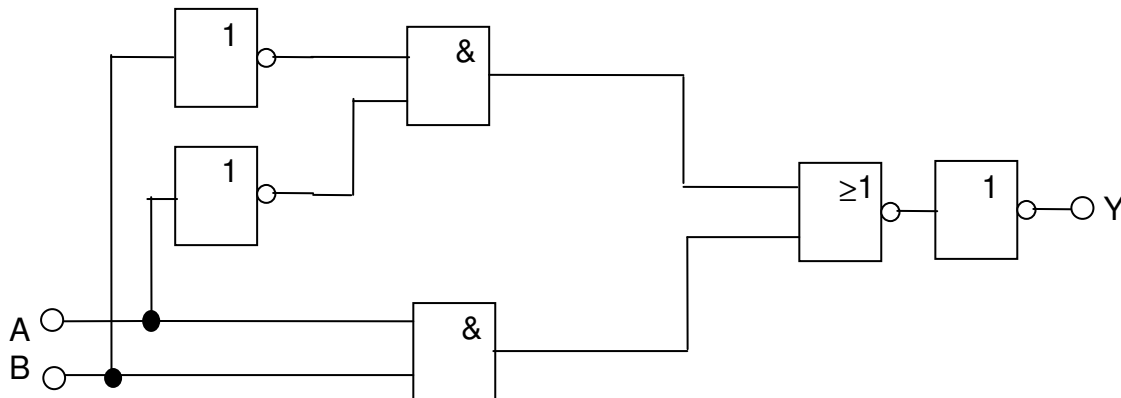


### Lösung Aufgabe 31:

Gatter aus logischen Grundfunktionen:

Gestrichelt umrandet: Inverter, AND (n-Kanal-Transistoren in Reihe + Inverter), NOR ( n-Kanal-Transistoren parallel)

31.1 Ersatzschaltbild der Schaltung aus logischen Gattern mit den genormten Symbolen nach DIN 40900 !

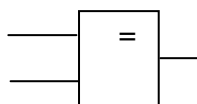


31.2 Wahrheitstabelle :

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

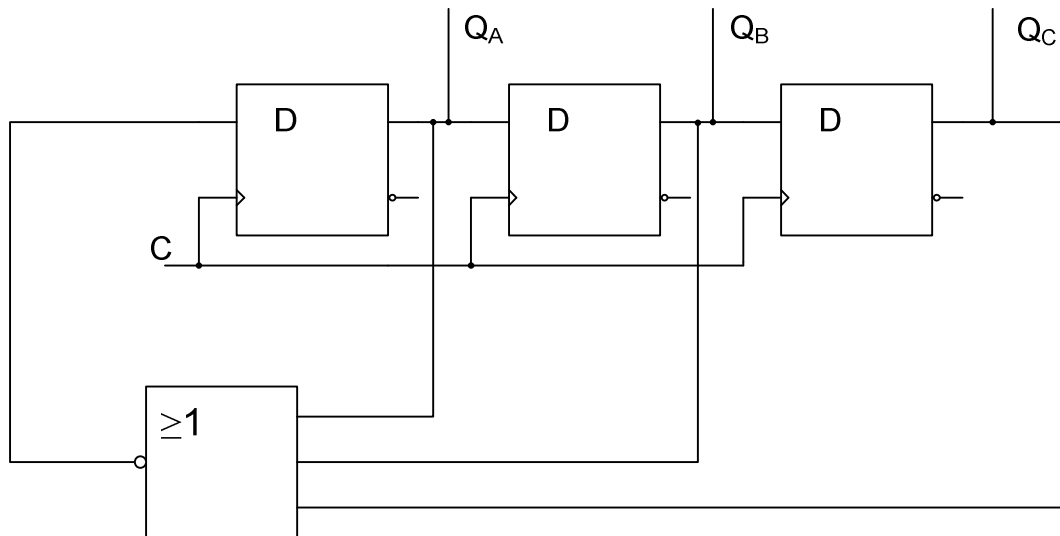
31.3 Logische Funktion: Äquivalenz

31.4 Genormtes Symbol :



**Lösung Aufgabe 32**

32.1



32.2

<b>C</b>	<b>Q<sub>A</sub></b>	<b>Q<sub>B</sub></b>	<b>Q<sub>C</sub></b>
1	0	0	0
2	1	0	0
3	0	1	0
4	0	0	1
5	0	0	0