

<b>Name:</b>	<b>Matr.-Nr.:</b>
<i>FH Dortmund</i>	<i>FB Informations- und Elektrotechnik</i>

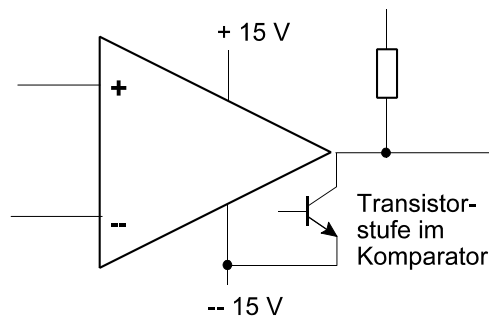
## Angewandte Elektronik AE

*Klausur vom 21. 3. 2012*

### Aufgaben und Musterlösungen

1. Abb. 1 zeigt einen Komparator. Am Ausgang soll der Low-Pegel bei 0 V liegen (Massepotential), der High-Pegel bei + 5 V. Die + 5 V stehen als Betriebsspannung zur Verfügung. Geben Sie eine Schaltungslösung an, die die gewünschten Ausgangspegel erzeugt (nur Prinzipschaltung, keine Dimensionierung).

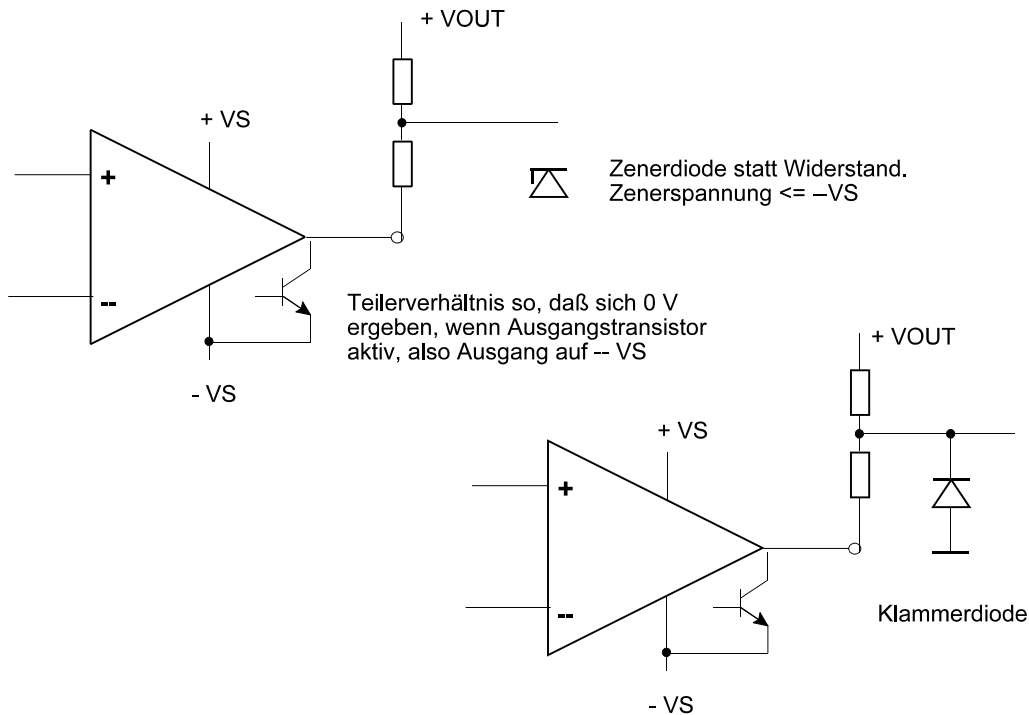
(10 Punkte)



**Abb. 1**

Vorzugslösung: mit Klammerdiode.

Eine nachgeschaltete Transistorstufe ist auch nicht ganz falsch, aber umständlich und teuer (Punktabzug).



2. Abb. 2 zeigt den Ausgang eines Logikschaltkreises. Der Low-Pegel kann maximal 0,7 V betragen. Wie kann man eine Transistorschaltstufe an diesen Ausgang anschließen? (Erläuterung des Problems und Prinzipschaltung).

(10 Punkte)

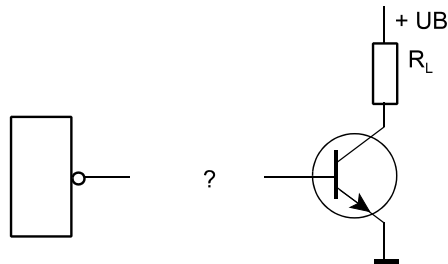
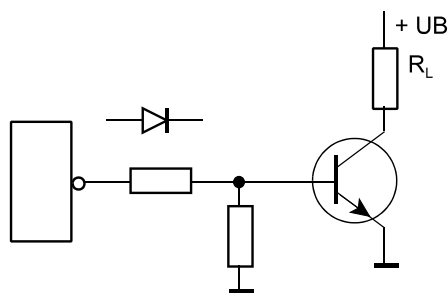


Abb. 2

Der Transistor ist bei 0,7 V schon aufgesteuert. Spannungsteiler oder Diode in Flußrichtung und Widerstand nach Masse. Diode allein funktioniert nicht richtig (Flußspannung), deshalb Punktabzug.

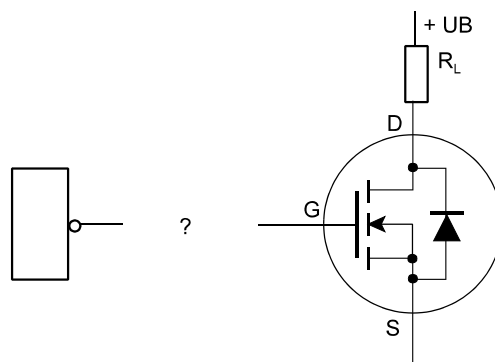


3. Wir bleiben bei Abb. 2. Nun soll aber ein N-Kanal-FET nachgeschaltet werden (Abb. 3).

- Ist der Transistor verwendbar, wenn der High-Pegel bei 1,8 V liegt?
- Ist der Transistor verwendbar, wenn der High-Pegel bei 3,3 V liegt?
- Wie muß das Gate angesteuert werden? Geben Sie eine einfache Lösung an.
- Welcher Gatestrom ist erforderlich, um den FET in 3  $\mu$ s einzuschalten?

Bitte kurz erläutern, worauf es jeweils ankommt, und die betreffenden Kennwerte im Datenblattauszug kennzeichnen (z. B. mit Pfeilen).

(16 Punkte)



Static @ T<sub>J</sub> = 25°C (unless otherwise specified)

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Conditions
BV <sub>DSS</sub>	Drain-to-Source Breakdown Voltage	30	—	—	V	V <sub>GS</sub> = 0V, I <sub>D</sub> = 250μA
ΔBV <sub>DSS</sub> /ΔT <sub>J</sub>	Breakdown Voltage Temp. Coefficient	—	0.023	—	V/°C	Reference to 25°C, I <sub>D</sub> = 1mA
R <sub>DS(on)</sub>	Static Drain-to-Source On-Resistance	—	48	63	mΩ	V <sub>GS</sub> = 4.5V, I <sub>D</sub> = 3.4A ⓄⓄ
		—	61	82		V <sub>GS</sub> = 2.5V, I <sub>D</sub> = 3.4A ⓄⓄ
V <sub>GS(th)</sub>	Gate Threshold Voltage	0.5	0.8	1.1	V	V <sub>DS</sub> = V <sub>GS</sub> , I <sub>D</sub> = 10μA
ΔV <sub>GS(th)</sub>	Gate Threshold Voltage Coefficient	—	-3.6	—	mV/°C	
I <sub>DSS</sub>	Drain-to-Source Leakage Current	—	—	1.0	μA	V <sub>DS</sub> = 24V, V <sub>GS</sub> = 0V
		—	—	150		V <sub>DS</sub> = 24V, V <sub>GS</sub> = 0V, T <sub>J</sub> = 125°C
I <sub>GSS</sub>	Gate-to-Source Forward Leakage	—	—	100	nA	V <sub>GS</sub> = 12V
	Gate-to-Source Reverse Leakage	—	—	-100		V <sub>GS</sub> = -12V
g <sub>fs</sub>	Forward Transconductance	8.8	—	—	S	V <sub>DS</sub> = 10V, I <sub>D</sub> = 3.4AⓄ
Q <sub>g</sub>	Total Gate Charge Ⓞ	—	2.8	—		V <sub>DS</sub> = 15V
Q <sub>gs</sub>	Gate-to-Source Charge Ⓞ	—	0.13	—	nC	V <sub>GS</sub> = 4.5V
Q <sub>gd</sub>	Gate-to-Drain Charge Ⓞ	—	1.1	—		I <sub>D</sub> = 3.4AⓄ (See Fig.17 & 18)
R <sub>G</sub>	Gate Resistance	—	4.6	—	Ω	
t <sub>d(on)</sub>	Turn-On Delay Time	—	4.4	—	ns	V <sub>DD</sub> = 10V, V <sub>GS</sub> = 4.5V ID = 3.4AⓄ R <sub>G</sub> = 1.8Ω See Fig.15
t <sub>r</sub>	Rise Time	—	11	—		
t <sub>d(off)</sub>	Turn-Off Delay Time	—	11	—		
t <sub>f</sub>	Fall Time	—	9.4	—		
C <sub>iss</sub>	Input Capacitance	—	270	—	pF	V <sub>GS</sub> = 0V V <sub>DS</sub> = 25V f = 1.0MHz
C <sub>oss</sub>	Output Capacitance	—	32	—		
C <sub>rss</sub>	Reverse Transfer Capacitance	—	20	—		

Abb. 3

- a) Nein, weil R<sub>DSon</sub> nicht definiert.
  - b) Ja, weil R<sub>DSon</sub> ab 2,5 V zugesichert.
  - c) Spannungsteiler. Dimensionierung nicht erforderlich.
  - d) 2,8 nC. Q = I\*t; I = Q : t = 2,8 nC : 3 μs = 933 μA ; also rund 1 mA.
4. Wir beziehen uns auf Abb. 4. 1 ist ein Operationsverstärker, 2 ein Komparator.
- a) Erläutern Sie kurz, wozu der Operationsverstärker 1 dient.
  - b) Erläutern Sie kurz, wozu der Widerstand R3 dient.

(10 Punkte)

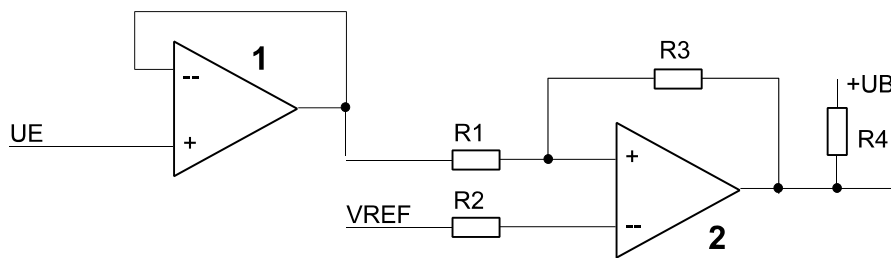


Abb. 4

- a) Als 1:1-Puffer. Hohe Eingangsimpedanz. Niedrige Impedanz zum Ansteuern des Komparators. Wichtig wegen der Rückführung (ist vom Eingang UE entkoppelt).
  - b) Um eine Hysterese einzuführen.
5. Abb. 5 zeigt einen Operationsverstärker und ein Widerstandsnetzwerk. Der einzelne Widerstand hat einen Wert von 33 kOhm. Bauen Sie damit einen invertierenden Verstärker mit einem Eingangswiderstand von 66 kOhm und einer Verstärkung von 3.

(10 Punkte)

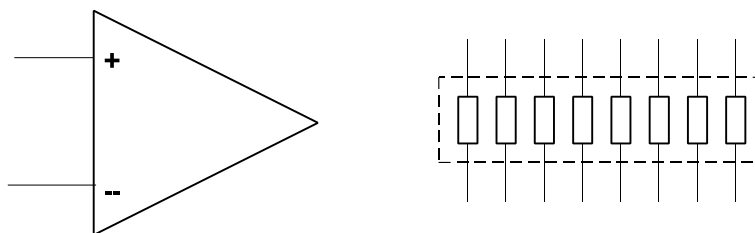


Abb. 5

Eingangswiderstand  $R_1 = 66k = 2$  in Reihe. Dann als Rückkopplungswiderstand  $R_2$  6 in Reihe (für Verstärkung = 3 ist  $R_2 = 3 * R_1$ ).

6. Abb. 6 zeigt eine Transistorstufe, die ein Reedrelais ansteuert. Der Spulenwiderstand beträgt 2150 Ohm, der High-Pegel am Ausgang des Logikschaltkreises 3,3 V, die Basis-Emitter-Sättigungsspannung 0,7 V und die Stromverstärkung 100.

- a) Dimensionieren Sie den Basisvorwiderstand.
- b) Zeichnen Sie eine Freilaufdiode ein.
- c) Erläutern Sie kurz, wozu die Freilaufdiode gut ist und welchen Nachteil sie hat.

(12 Punkte)

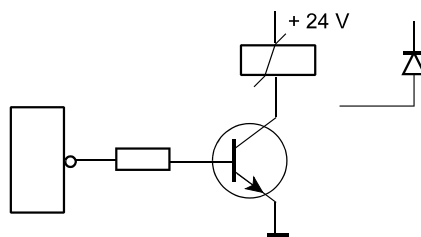


Abb. 6

a)  $24\text{ V} : 2150\text{ Ohm} = 11\text{ mA}$ . Basisstrom =  $11\text{ mA} : 100 = 110\mu\text{A}$ .

$R_1 = 3,3 - 0,7\text{V} = 23,6\text{ kOhm}$ . Gewählt: 22k (war nicht verlangt).

c) Schneidet die Abschaltspannungsspitze ab (Klammerung auf Betriebsspannung). Längere Abfallzeit des Relais, da über die Diode der Stromweg durch die Spule aufrecht erhalten bleibt.

7. Kann ein stromgegekoppelter Operationsverstärker (CFA) als Impedanzwandler (1:1-Puffer) eingesetzt werden oder nicht? (Kurze Erläuterung.)

(4 Punkte)

Nein, denn er braucht einen Mindestwert für den Rückkopplungswiderstand (s. Datenblatt).

8. In einer industriellen Steuerung wird eine Schaltung gemäß Abb. 7 eingesetzt. Ist sie in Ordnung oder nicht? Geben Sie ggf. Änderungen an, um den oder die Fehler zu beseitigen.

(12 Punkte)

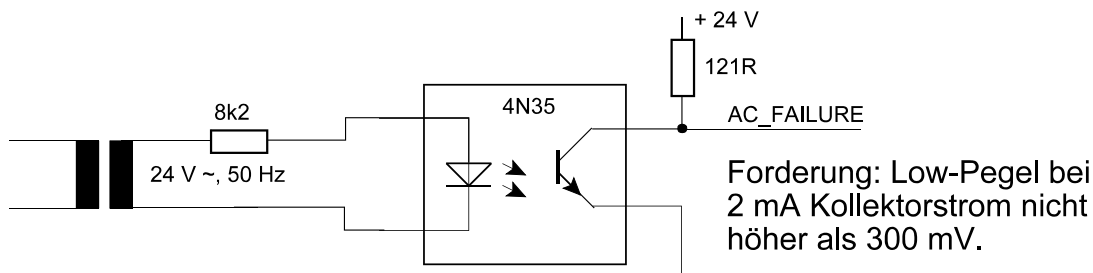


Abb. 7

Ein Auszug aus dem Datenblatt des Optokopplers:

Absolute Maximum Ratings						
Average Forward Current, $I_F$						60 mA
Reverse Input Voltage, $V_R$						6 V
Input Power Dissipation, $P_I$						100 mW
Collector Current, $I_C$						100 mA
Collector-Emitter Voltage, $V_{CE0}$						30 V
Electrical Specifications ( $T_A = 25^\circ\text{C}$ )						
Parameter	Symbol	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions
Forward Voltage	$V_F$	-	1.2	1.5	V	$I_F = 10\text{ mA}$
Collector Current	$I_C$	10	-	-	mA	$I_F = 10\text{ mA}$
*Current Transfer Ratio	CTR	100	-	-	%	$V_{CE} = 10\text{ V}$
Collector-Emitter Saturation Voltage	$V_{CE(sat)}$	-	-	0.3	V	$I_F = 50\text{ mA}, I_C = 2\text{ mA}$

- Die antiparallele SI-Diode fehlt.
- LED:  $24 - 1,5\text{V} : 8\text{k}\Omega = 2,7\text{ mA}$  ist zu wenig. Wir brauchen  $50\text{ mA}$  wegen der  $V_{CEsat} = 300\text{ mV}$ .  $22,5\text{ V} : 50\text{ mA} = 450\text{R}$ .
- Arbeitswiderstand zu niedrig.  $24\text{ V} : 2\text{ mA} = 12\text{k}$ .

9. Erläutern Sie kurz den Fachbegriff Speicherzeit. Geben Sie wenigstens zwei Möglichkeiten an, die Speicherzeit zu verringern.

(8 Punkte)

Die Speicherzeit ergibt sich beim Ausschalten eines Bipolartransistors, und zwar deshalb, weil die Ladungsträger aus der Basiszone abfließen müssen. Abhilfe:

- Übersteuerung vermeiden
- Speedup-Kondensator
- Klammerung (Baker Clamp)
- Negative Hilfsspannung

10. An einer Transistorstufe werden die Spannungen gemäß Abb. 8 gemessen. Am Ausgang wollen wir aber etwa  $0,2..0,3\text{ V}$  sehen (Kollektor-Emitter-Sättigungsspannung). Der Transistor ist o.k. Weshalb funktioniert das nicht? Wo könnte man ändern? (Die  $+ 15\text{ V}$  müssen aber bleiben.)

(8 Punkte)

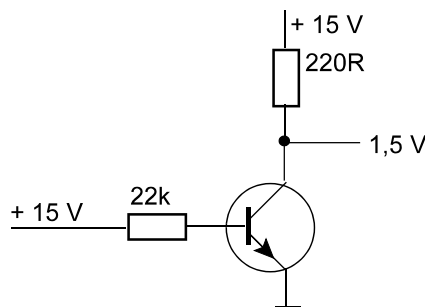


Abb. 8

Der Transistor wird nicht voll durchgesteuert (keine Kollektor-Emitter-Sättigungsspannung). Kollektorstrom:  $15\text{ V} : 22\text{ k}\Omega = 68\text{ mA}$ . Basisstrom =  $15\text{ V} : 22\text{ k}\Omega = 0,68\text{ mA}$ . (Alles Überschlagsrechnung, die hier aber genügt.) Stromverstärkung überschlägig = 100, tatsächlich aber kleiner. Das ist einfach zu wenig. Auswege:

- Die erwartete (einfachste) Lösung: Mehr Basisstrom, also Basisvorwiderstand niedriger.
- Besserer Transistor (höheres Beta) oder Darlington. Das wäre aber ein kompletter Umbau. Punktabzug.
- Den Kollektorwiderstand höher, um den Kollektorstrom zu verringern. Das würde theoretisch funktionieren. Eine solche Schaltung baut man aber, um eine bestimmte Last zu schalten. Vorschlag also praktisch unbrauchbar. Punktabzug.

### Zusatzaufgaben

Z1. Abbildung Z1 zeigt einen weiteren Operationsverstärker mit Widerstandsnetzwerk. Der einzelne Widerstand hat einen Wert von 220 kOhm. Bauen Sie damit einen nichtinvertierenden Verstärker mit einer Verstärkung von 5.

(10 Punkte)

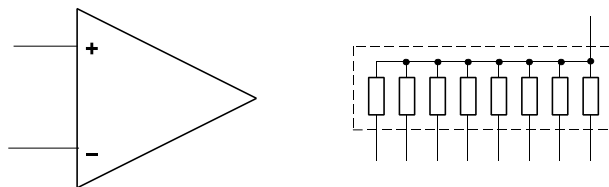
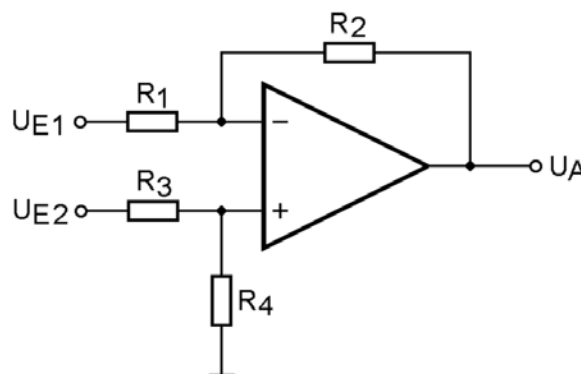


Abb. Z1

Widerstandsverhältnis = 4. Rückkopplungswiderstand das Vierfache des Eingangswiderstands. Also Eingangswiderstand = 1/4 Rückkopplungswiderstand. Also 4 parallel als Eingangswiderstand, einer als Rückkopplungswiderstand.

Z2. Geben Sie an, wie ein Operationsverstärker zu beschalten ist, um als subtrahierender Verstärker zu wirken. Worauf kommt es bei dieser Schaltung besonders an, wenn eine hohe Genauigkeit gefordert ist?

(10 Punkte)



Richtwert für Minimierung des Offset-Fehlers:  $R1 \parallel R2 = R3 \parallel R4$

Für höchste Genauigkeit müssen die Eingangs- und Rückkopplungswiderstände paarweise gleich sein ( $R1 = R3, R2 = R4$ ).

## Angewandte Elektronik AE

Klausur vom 20. 3. 2013

### Aufgaben und Musterlösungen

1. Abb. 1 zeigt eine Kollektorschaltung. Der Transistor ist ein Kleinleistungstyp, wie er auch im Praktikum eingesetzt wurde. Welche Ausgangsspannung ergibt sich näherungsweise in beiden Betriebsfällen a), b)? (Bitte kurz begründen.)

(10 Punkte)

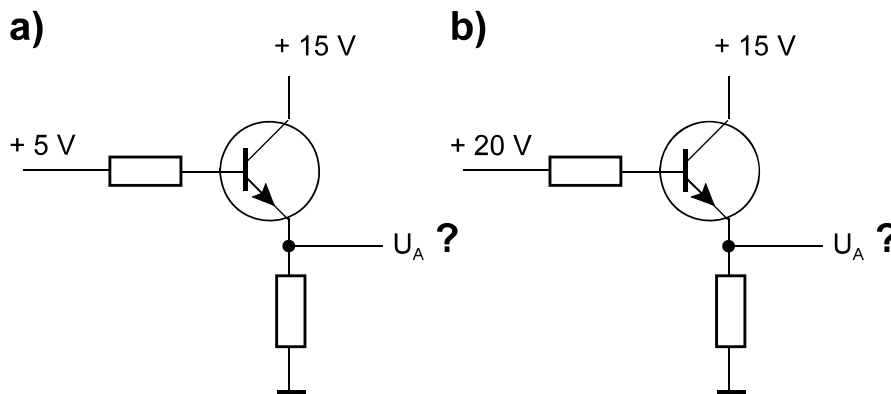


Abb. 1

- a) Der Transistor wird als Emitterfolger im aktiven Bereich betrieben. Ausgangsspannung  $\approx$  Basis-Emitter-Spannung – Basis-Emitter-Schwellenspannung ( $U_{BEon}$ ; näherungsweise  $U_{BEsat}$ ), also etwa 4,3...4,4 V.
- b) Der Transistor wird übersteuert. Ausgangsspannung  $\approx$  Betriebsspannung – Kollektor-Emitter-Sättigungsspannung, also etwa 14,8 V.
2. Wir bleiben bei Abb. 1. In welchem der beiden Betriebsfälle a), b) sind – bei Ansteuerung mit entsprechenden Impulsen – die Schaltverzögerungszeiten länger? (Bitte kurz begründen.)

(6 Punkte)

Im Fall b) ergibt sich – infolge der Übersteuerung – eine Speicherzeit, im Fall a) nicht. Die Unterschiede der Einschaltzeit sind demgegenüber unerheblich.

3. Die Schaltung von Abb. 2 soll eine NAND-Gatter sein. Wird sie aber wirklich zuverlässig arbeiten? Erläutern Sie kurz die grundsätzlichen Probleme und schlagen Sie eine Lösung vor. Tip: Beide Schaltzustände (Aus und Ein) untersuchen...

(10 Punkte)

AUS: Liegt ein Eingang auf 0 V, so fällt über der betreffenden Diode die Flußspannung ab (etwa 0,7 V). Hierdurch wird der Transistor nicht zuverlässig gesperrt. Er kann schon einschalten.

EIN: Es kann sein, daß der Transistor zu sehr übersteuert wird (abhängig vom Arbeitswiderstand des Dioden-UND).

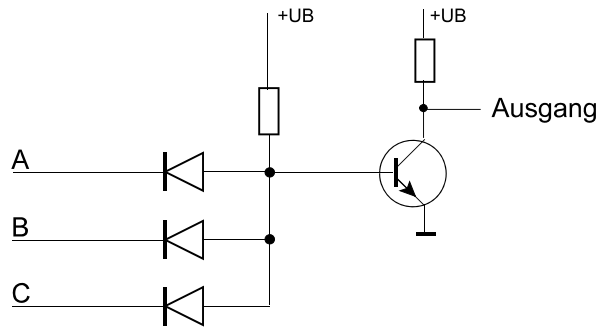
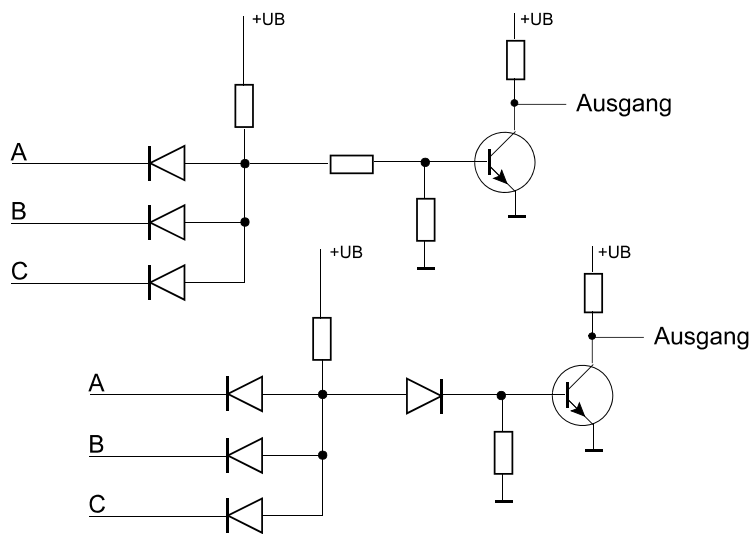


Abb. 2

Lösungen: Basisspannungsteiler oder Diode in Flußrichtung oder Kombination beider Prinzipien.



4. Abb. 3 zeigt eine Leistungsstufe mit einem N-Kanal-FET.

- a) Wie nennt man diese Prinzipschaltung? – High Side Drive.
- b) Wenn die Last ein Relais oder Betätigungsmagnet ist – wie müßte dann eine Freilaufdiode angeschlossen werden? (Einzeichnen.)
- c) Abb. 4 zeigt einen Datenblattauszug (Quelle: IRF). Welche Gatespannung  $V_{GS}$  ist erforderlich, um den FET sicher einzuschalten? (Zeichnen Sie bitte ein (Pfeil), an welcher Stelle Sie diesen Wert entnehmen haben.) 10 V. Zu entnehmen aus den Meßbedingungen (Conditions) für  $R_{DSon}$ .
- d) Welchen Wert muß die Steuerspannung  $U_{GS}$  in Abb. 3a mindestens haben, wenn die Betriebsspannung  $V_{DD}$  24 V beträgt?  $24 + 10 = 34$  V.
- e) Geben Sie eine Schaltungslösung an, um eine entsprechende Steuerspannung  $U_{GS}$  aus der Betriebsspannung  $V_{DD}$  zu erzeugen. Hierzu soll eine Impulsquelle zur Verfügung stehen (Abb. 3b), die Impulse mit einer Amplitude von 3,3 V liefert (z. B. ein Zeitgeberausgang eines Mikrocontrollers). Nur Prinzipschaltung, keine Dimensionierung. Eine Ladungspumpe nachschalten. Es sind die 24 V zu verdoppeln, nicht die 3,3 V. Deshalb muß der Impulsquelle zunächst eine Schaltstufe nachgesetzt werden.

(20 Punkte)



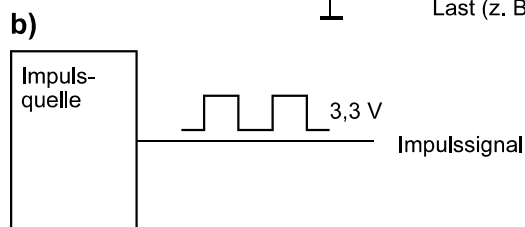
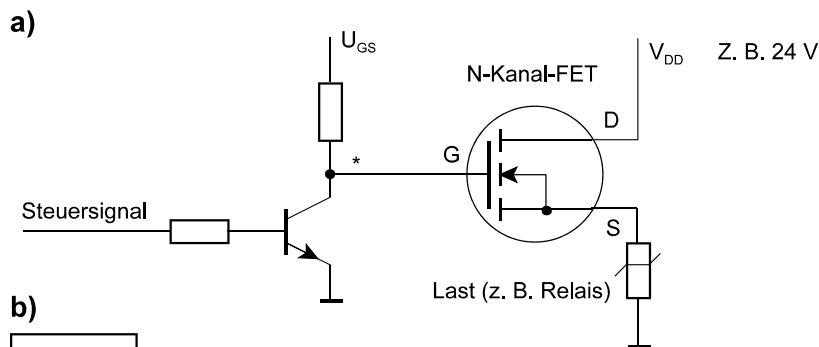
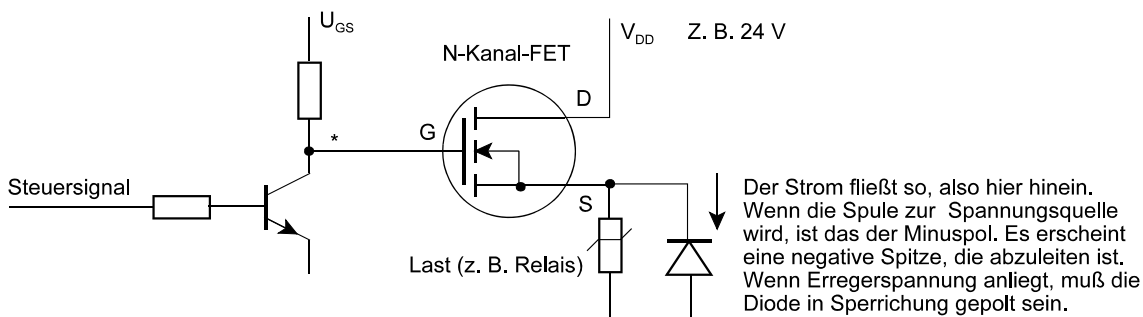
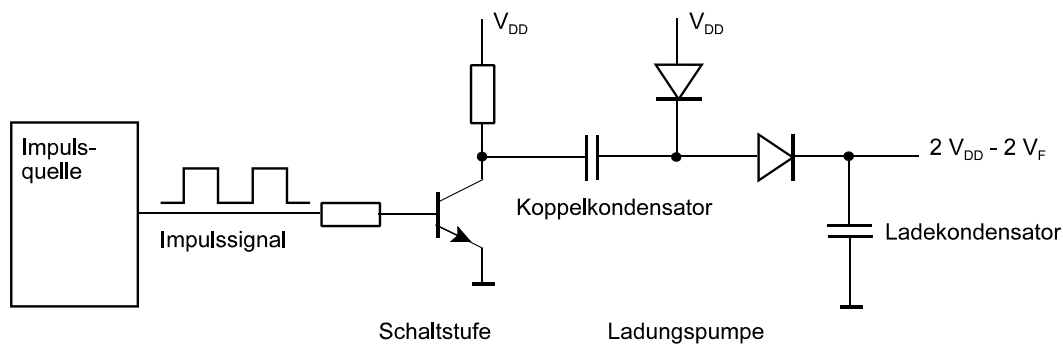


Abb. 3



	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Conditions
$V_{(BR)DSS}$	Drain-to-Source Breakdown Voltage	100	—	—	V	$V_{GS} = 0V, I_D = 250\mu A$
$\Delta V_{(BR)DSS}/\Delta T_J$	Breakdown Voltage Temp. Coefficient	—	0.11	—	V/°C	Reference to 25°C, $I_D = 1mA$
$R_{DS(on)}$	Static Drain-to-Source On-Resistance	—	—	0.009	$\Omega$	$V_{GS} = 10V, I_D = 100A$ Ⓢ
$V_{GS(th)}$	Gate Threshold Voltage	3.0	—	5.0	V	$V_{DS} = 10V, I_D = 250\mu A$
$g_{fs}$	Forward Transconductance	52	—	—	S	$V_{DS} = 50V, I_D = 100A$
$I_{DSS}$	Drain-to-Source Leakage Current	—	—	25	$\mu A$	$V_{DS} = 100V, V_{GS} = 0V$
$I_{GSS}$	Gate-to-Source Forward Leakage	—	—	100	nA	$V_{GS} = 30V$
	Gate-to-Source Reverse Leakage	—	—	-100	nA	$V_{GS} = -30V$
$Q_g$	Total Gate Charge	—	260	390	nC	$I_D = 100A$
$Q_{gs}$	Gate-to-Source Charge	—	49	74	nC	$V_{DS} = 80V$
$Q_{gd}$	Gate-to-Drain ("Miller") Charge	—	160	250	nC	$V_{GS} = 10V$ Ⓢ

Abb. 4



5. Die Schaltstufe von Abb. 5 ist an einen Mikrocontroller angeschlossen. Der High-Pegel soll ausreichen, der Low-Pegel beträgt praktisch 0 V. Wozu sind dann die Widerstände R1 und R2 gut? (Bitte kurz erläutern.)

(10 Punkte)

R1: Unterdrücken von Schwingungen.

R2: Um den Transistor sicher gesperrt zu halten, falls das Steuersignal keinen korrekten AUS-Pegel führt, z. B. weil es nicht richtig initialisiert ist (Mikrocontroller).

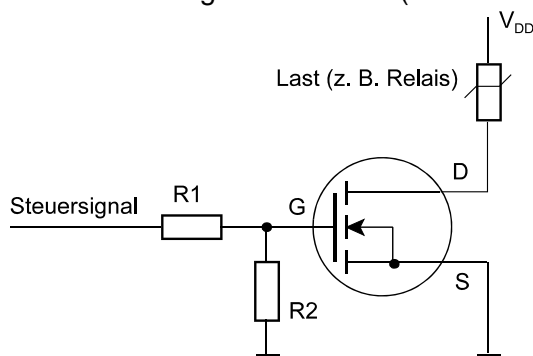


Abb. 5

6. Erläutern Sie kurz den Fachbegriff "Rail-to-Rail".

(6 Punkte)

Die Signalpegel können nahezu den Betriebsspannungspegeln entsprechen (z. B. 0,2...0,6 V unterhalb der positiven bzw. oberhalb der negativen Betriebsspannung).

7. Eine Operationsverstärkerschaltung hat eine 3dB-Grenzfrequenz von 60 kHz. Wie hoch ist die maximale Betriebsfrequenz, wenn der Amplitudenfehler 2 % nicht überschreiten darf?

(4 Punkte)

$$f = \frac{f_{3dB} \sqrt{1 - V^2}}{V}$$

$$V = 1 - \frac{\text{Amplitudenfehler [\%]}}{100}$$

V = 0,98. Das Einsetzen in die obere Formel ergibt 12,183... kHz.

8. Aus einer einfachen Transistorschaltstufe (Abb. 6a) ist eine Pegelwandlerstufe Negativ – Positiv zu entwickeln. Abb. 6b zeigt, wie die Stufe schaltet, wenn der Eingangspegel zwischen – 15 V und einem positiveren Pegel wechselt. Wandeln Sie die Schaltung so ab (mit zusätzlichen Bauelementen), daß sich ein Schaltverhalten gemäß Abb. 6c ergibt (aus negativen Impulsen am Eingang werden positive Impulse am Ausgang).

(10 Punkte)

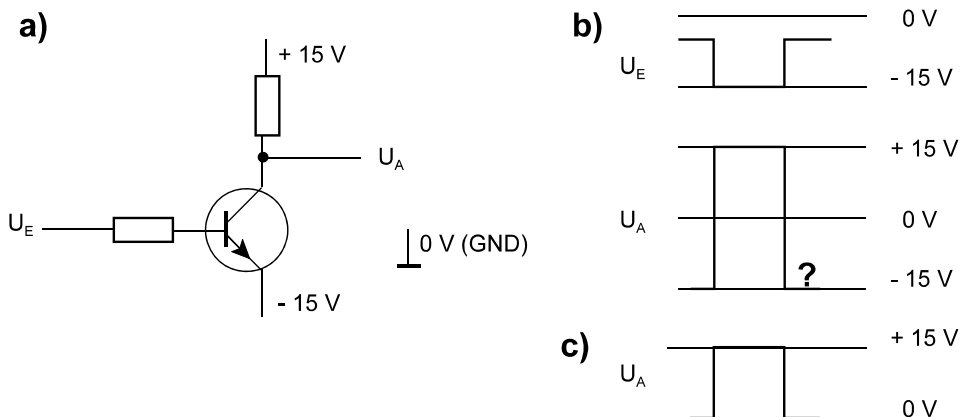
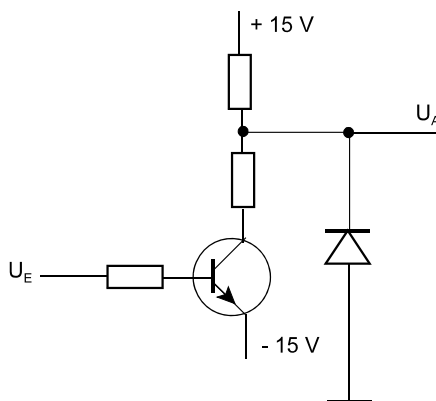


Abb. 6

Die Klammerschaltung löst das Problem auf einfache Weise.



9. Es geht um die Überwachung eines Laststroms (Abb. 7).

- a) Ein Spannungsabfall von 200 mV ist in eine Meßspannung von 5 V umzusetzen. Dimensionieren Sie die Widerstände  $R_S$  und  $R_G$  gemäß den Werten aus der Abbildung.
- b) Wenn die gemäß Abb. 7 gelieferte Meßspannung  $U_{MESS}$  einen bestimmten Wert übersteigt (als Beispiel seien 4 V genannt), soll ein Relais anziehen. Entwerfen Sie eine entsprechende Schaltung. Sie sollte den betreffenden Pegel einigermaßen genau erkennen. (Keine Dimensionierung. Es sollte aber auch kein wesentliches Bauelement vergessen werden.) Eine hinreichend hohe Betriebsspannung VCC steht bereit.

(14 Punkte)

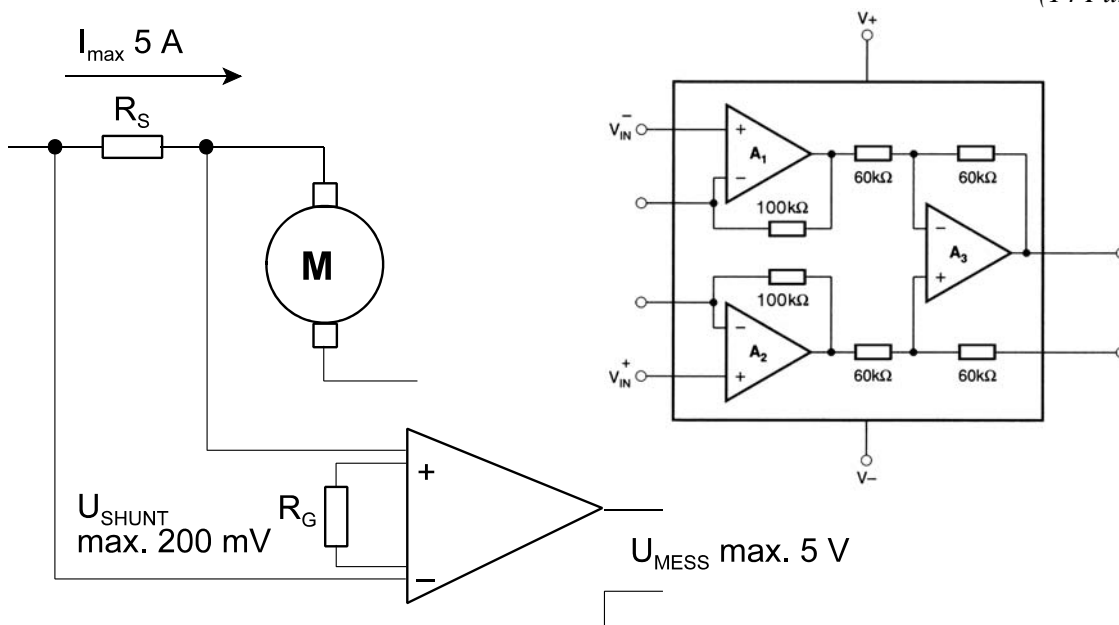


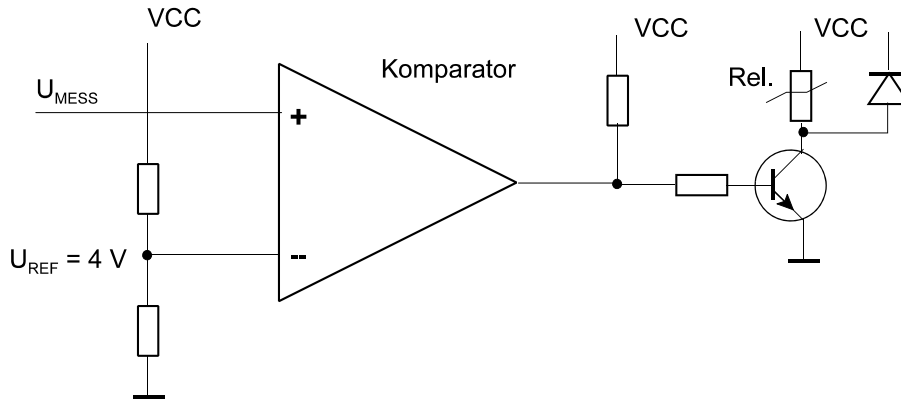
Abb. 7.

$R_S = 200 \text{ mV} / 5 \text{ A} = 40 \text{ m}\Omega$ . Um auf 5 V zu kommen, brauchen wir eine Verstärkung von 25.

$$G_{DIFF} = 1 + \frac{2R_{FB}}{R_G}$$

$$R_G = \frac{2R_{FB}}{G_{DIFF} - 1}$$

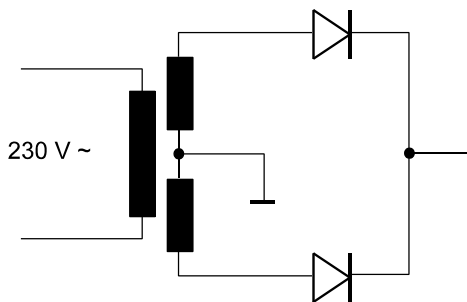
Damit wird  $R_G = 8,33 \text{ k}\Omega$ .



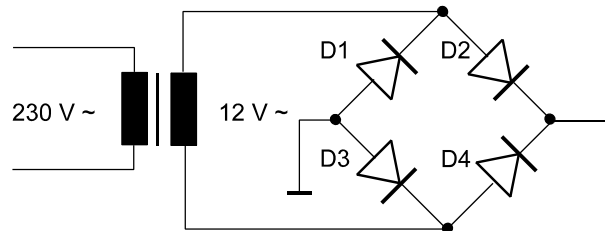
10. Es geht um Netzgleichrichter. Skizzieren Sie die Grundschaltungen eines Zweiweggleichrichters und eines Graetzgleichrichters. Welche grundsätzlichen Nachteile haben diese Schaltungen? (Nur kurz aufzählen.)

(10 Punkte)

a) Zweiweggleichrichter



b) Graetzgleichrichter



Zweiweggleichrichter: Schlechte Ausnutzung des Trafos. Zwei Wicklungen, wobei in jeder Halbwellen nur eine ausgenutzt wird.

Graetzgleichrichter: 4 Dioden. Ausgangsspannung verringert sich um das Doppelte der Flußspannung.

### Zusatzaufgaben

- Z1. Ein Leistungs-FET hat eine Gateladung  $Q_G$  von 390 nC (vgl. auch Abb. 4). Welcher Gatestrom ist erforderlich, um den FET in 10  $\mu\text{s}$  einzuschalten?

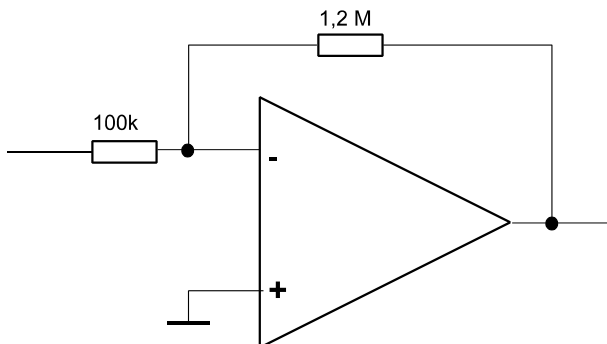
(5 Punkte)

$$Q = I \cdot t; I = Q : t. 390 \text{ nC} : 10 \mu\text{s} = \underline{39 \text{ mA}}$$

- Z2. Entwerfen und dimensionieren Sie einen invertierenden Verstärker mit einer Verstärkung von -12. Der Eingangswiderstand soll etwa 100 k $\Omega$  betragen.

(6 Punkte)

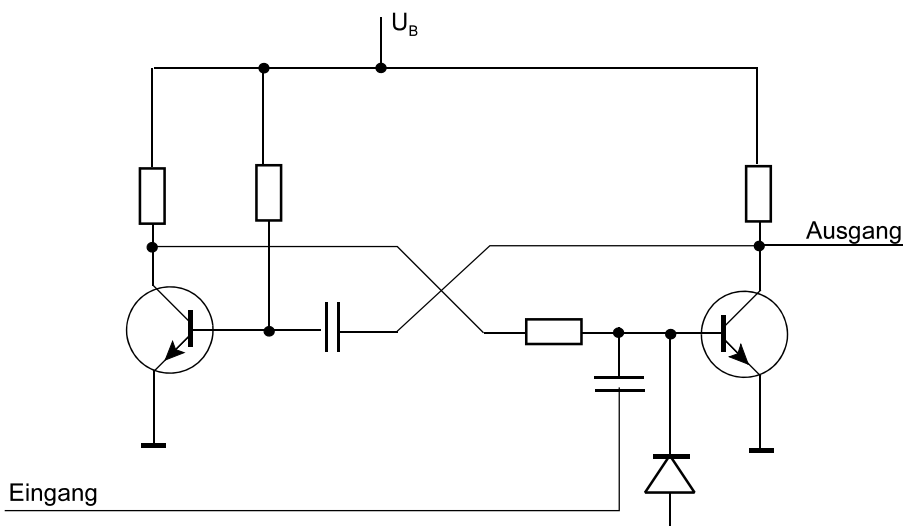
$$R_2 = |A| \cdot R_1 \quad R_1 = \text{Eingangswiderstand} = 100 \text{ k}\Omega. \quad R_2 = 1,2 \text{ M}\Omega.$$



Z3. Erläutern Sie kurz, wie sich astabile, monostabile und bistabile Multivibratoren verhalten (mit anderen Worten, welche Art von Signalen sie abgeben bzw. wozu sie gut sind) und worin sie sich grundsätzlich unterscheiden. Wie sieht die Grundsaltung eines monostabilen Multivibrators aus? (Skizze.)

(12 Punkte)

Multivibrator	Rückkopplungs-zweige	Signale	Anwendungsbeispiele
Astabil	Zweimal kapazitiv (RC) gekoppelt	Rechteckschwingungen	Takt- und Impulsgeneratoren
Monostabil	Einmal kapazitiv (RC), einmal direkt gekoppelt	Ein Eingangsimpuls löst einen Ausgangsimpuls konstanter Dauer aus	Impulsbildung, Zeitverzögerung, Frequenzteilung (> 2:1)
Bistabil	Zweimal direkt gekoppelt	Speicherwirkung. Eingangsimpulse bewirken Zustandsübergänge (RS oder Toggle-Verhalten). Der jeweilige Zustand bleibt bis zum nächsten Eingangsimpuls erhalten	Speicher- und Zählfunktionen bw. Frequenzteilung (Toggle-Verhalten)



Z4. Wir betrachten nochmals Abb. 5. In welcher Größenordnung (ganz roh) liegen die Widerstandswerte?

(10 Punkte)

R1: Einige zehn Ohm, z. B. 33R.

R2: 100k...1M.