SS WS	Semester	Fach	Dozent

FSR - Klausurensammlung

(1b)

Dr.-Ing. J. Vollmer
Hochschule für Angewandte Wissenschaften Hamburg
Department für Informations- und Elektrotechnik
Informationstechnik und Kommunikationstechnik

Name: Reermann

Vorname: Jens

Matr.-Nr.: 1931318

Klausur: Elektronik 3 vom 8. Juli 2010

Ihre Lösungen müssen den Ansatz enthalten. Lösungen ohne Herleitungen oder Begründung erhalten <u>nur reduzierte Punktzahl</u>! Nummerieren Sie Ihre Aufgaben!

	Punkte in Unteraufgaben		Erreichte Punkte	Maximal (+ SP)	
Aufgabe 1	10+5+5+5(+4)		8+5+5+5(+3)	25(+4)	-3
Aufgabe 2	5+7(+4+5)		5+7(+4+5*)	12(+9)	
Aufgabe 3	6+8		6+8	14	
Aufgabe 4	10+7(+8)		10+7(+3)	17(+8)	-5
Aufgabe 5	6+10+4+2(+3)		6+8+4	22(+3)	-7
Bewertung:	15	**Summe:**	94 99	**90 (+28)**	

Kleine Formelsammlung:

Min/Max Rechenregeln: Für $a<0, b>0$ gilt: $\overline{ab}=\bar{a}\underline{b}$ und $\underline{ab}=\underline{a}\bar{b}$

Lösung Differentialgleichung erster Ordnung mit konstanter Anregung::

$$u(t)=U_\infty+[U_0-U_\infty]e^{-(t-t_S)/\tau}$$

Für $t=T_x$ folgt:

$$T_x-t_S=\tau\cdot\ln\left(\frac{U_\infty-U_0}{U_\infty-u(T_x)}\right)$$

Tastgrad

$$v_T=\frac{T_D}{T_D+T_P}$$

Transistor in Sättigung:

$$I_{CX}=\frac{B_N}{m}I_{BX}$$

CMOS-Logik

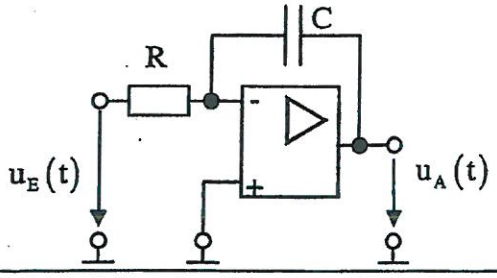
$$f_p(E)=f(\overline{E})$$

$$f_n(E)=\overline{f(E)}$$

mit $E=[E_1, E_1, \ldots E_N]$

Invertierender OP-Verstärker als Integrator im linearen Bereich:

$$u_A(t)=-\frac{1}{RC}\int_{-\infty}^{t}u_E(\tau)d\tau$$



Delta-Sigma ADU

$$U_{FS}=U_{DAU,max}-U_{DAU,min}$$

Unipolarer $\Delta\Sigma$-DAU: $U_E=\overline{U_D}\cdot U_{FS}$ (Strich: Mittelwert)

Bipolarer $\Delta\Sigma$-DAU: $U_E=\overline{U_D}\cdot U_{FS}-U_{FS}/2$

Zusammenhang im <u>linearen</u> Arbeitsbereich:

$$|U_I|\le|\Delta U_{max}|\cdot\frac{T}{\tau}$$

ENOB (Effective Number of Bits):

$$ENOB(M)=\frac{SINAD/dB-1,76}{6,02}$$

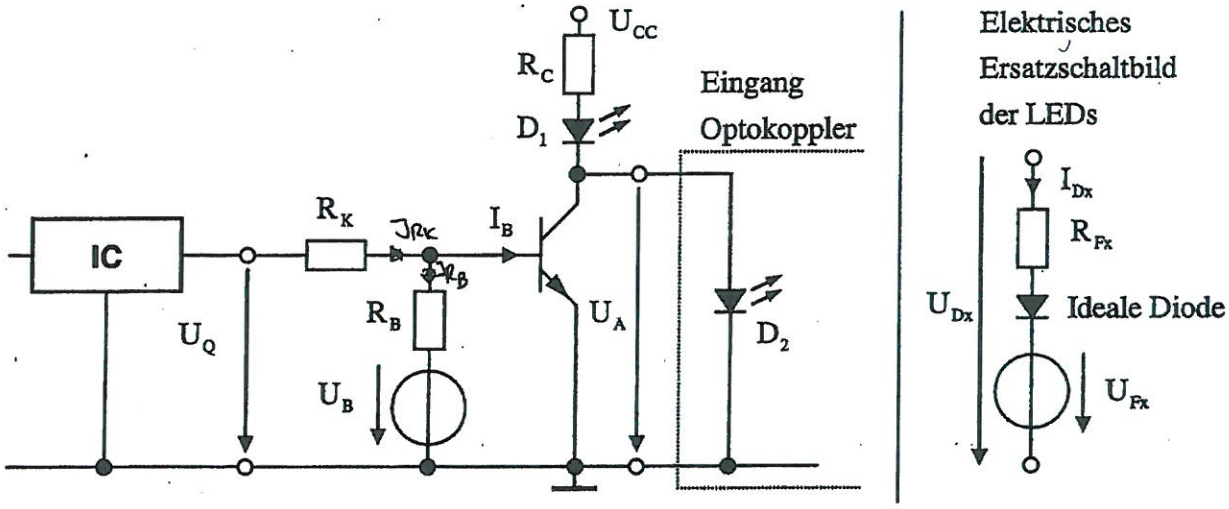
SINAD: Signal-to-Noise-and-Distortion (power) Ratio:

$$SINAD=\frac{S}{N+D}$$

S: signal power, N: noise power, D distortion power

Aufgabe 1: Pegelanpassung (25+4)

Das digitale Signal U_Q soll mit Hilfe eines Optokopplers über eine Glasfaser übertragen werden. Der Eingang des Optokopplers ist elektrisch eine LED. Eine zweite LED dient der Kontrolle. Beide LEDs sind mit dem angegebenen Ersatzschaltbild hinreichend beschrieben. Die Spannungen in Durchlassrichtung werden U_{D1} bzw. U_{D2} genannt. Die notwendige Pegelanpassung erfolgt mit einem Transistor.



Daten des ICs: $U_{QL} = 0{,}1\ V \ldots 0{,}4\ V$, $U_{QH} = 4\ V \ldots 4{,}8V$, $\overline{I_C} = 180\ mA$

Daten des Transistors: $U_{CEX} = 0{,}1 \ldots 0{,}4\ V$, $U_{BEX} = 0{,}6 \ldots 0{,}8\ V$, $I_{CB0} = 0\ A$, $B_N = 250 \pm 10\%$

Daten der LEDs: $R_{F1} = 50\,\Omega \pm 5\%$, $U_{F1} = 0{,}4V$, $\overline{I_{D1}} = 150\ mA$, $I_{D1,typ} = 50\ mA$

$R_{F2} = 150\ \Omega \pm 5\%$, $U_{F2} = 0{,}6V$, $\overline{I_{D2}} = 150\ mA$, $I_{D2,typ} = 60\ mA$

$U_{CC} = 30\ V \pm 5\%$, $U_B = -5V \pm 5\%$, $R_{KN} = 1{,}8\ k\Omega$ (Alle normalen Widerstände: E12 Reihe.)

E12 Reihe: [1,0; 1,2; 1,5; 1,8; 2,2; 2,7; 3,3; 3,9; 4,7; 5,6; 6,8; 8,2] x $10^n\ \Omega \pm 10\%$

Lösungen ohne Min/Max Rechnung erhalten nur stark reduzierte Punkte

a) Bestimmen Sie $\overline{R_C}$ und $\underline{R_C}$ so, dass kein Bauteil zerstört wird und die LED2 ihren typischen Strom $I_{D2,typ}$ sicher erreicht. (10 Punkte)

Ab jetzt gelte $R_{CN} = 220\ \Omega$

b) Bestimmen Sie $\overline{I_C}$ und $\underline{I_{BX}}$, sodass $m \geq 2$ sicher gilt. (5 Punkte)

c) Bestimmen Sie R_{BN} so, dass der Transistor gerade sicher sperrt ($U_{BEY} \leq 0\ V$). (5 Punkte)

d) Überprüfen Sie, ob mit dem in c) gewählten R_{BN} der geforderte Strom $\underline{I_{BX}}$ sicher erreicht wird. (5 Punkte)

e) **Verständnis/Zusatzaufgabe:** Wenn man die Schaltung umbaut und LED 1 an U_A anschließt, kann man die Funktion der Schaltung ebenfalls überprüfen. Nennen Sie je einen wesentlichen Vor- und Nachteil der neuen Schaltung im Vergleich zur bisherigen Schaltung. (4 Punkte)

SS / WS	Semester	Fach	Dozent
FSR - Klausurensammlung 2/4			

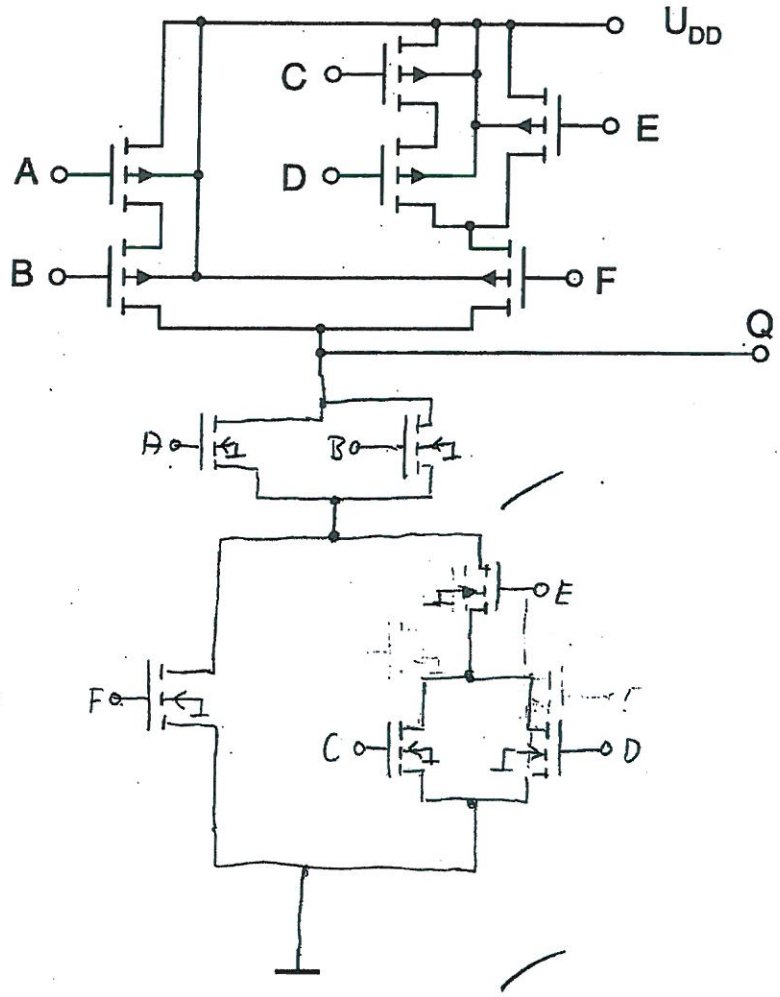
Aufgabe 2: CMOS-Logik (12+9 Punkte)

Die Schaltung des P-MOS Teils einer CMOS Schaltung ist unten gegeben..

a) Bestimmen Sie die logischen Funktionen f_p, f_n und f der Schaltung. Gegen Sie von positiver Logik aus, d.h. Low ≙ 0 und High ≙ 1. Vereinfachen Sie die Ausdrücke, d.h. nur die Eingänge A bis F aber keine komplexeren Terme dürfen invertiert dargestellt sein. (5 Punkte)

b) Ergänzen Sie im gegebenen Bild die fehlende N-MOS Schaltung. Schließen Sie alle Anschlüsse der N-MOS Transistoren korrekt an! (7 Punkte)

J17



Verständnis/Zusatzfragen: CMOS-Logik basiert auf der Idee der Gegentakt-Endstufe.

c) Nennen und erläutern Sie den wichtigsten Grund, warum man P-MOS Transistoren für den Schaltungsteil gegen U_{DD} und N-MOS Transistoren für den Schaltungsteil gegen GND nimmt und nicht umgekehrt. (4 Punkte)

d) Ein P-MOS Transistor erfordert ca. die dreifache Chipfläche eines N-MOS Transistors mit vergleichbaren Parametern. Daher könnte man überlegen, nur noch N-MOS Transistoren zur Realisierung einer Gegentakt-Endstufe zu verwenden (analog zu TTL). Warum ergeben sich dabei keine Vorteile bezüglich der benötigten Fläche bzw. grundsätzliche Probleme? (5 Punkte)

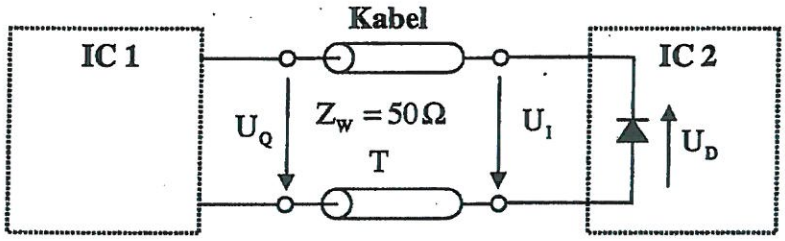
4/14

Aufgabe 3: Die Bergeron Methode (14 Punkte)

Ein TTL-IC mit den gegebenen Ausgangskennlinien U_Q treibt über eine 50 Ω Leitung (Laufzeit T) ein zweites Gatter. Dessen Eingangskennlinie U_I ergibt sich durch folgende vereinfachte Diodengleichungen und das Schaltungsbild:

$$I_D = U_D \cdot \begin{cases} Y_R & \text{für } U_D < 0 \quad \text{(Sperrrichtung)} \\ Y_F & \text{für } U_D \geq 0 \quad \text{(Durchgangsrichtung)} \end{cases}$$

mit $Y_R = 2$ mS und $Y_F = 100$ mS (S: Leitwert in Siemens)

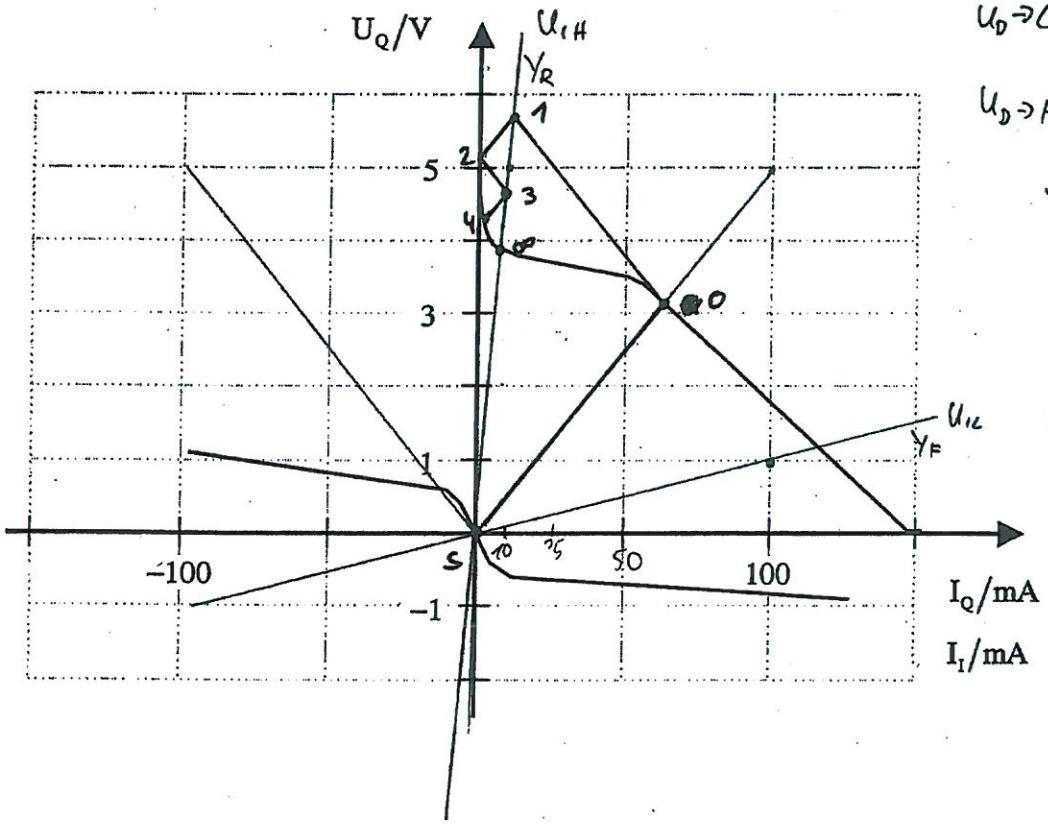


$U_I = -U_D$
$U_I > H \Rightarrow U_D > L$
$U_I < L \rightarrow U_D \rightarrow H$

a) Zeichnen Sie die Eingangskennlinie U_I in das Bergeron Diagramm ein. Beachten Sie die Ausrichtung der Diode! (6 Punkte) *Hinweis: Bei Problemen hilft es $U_I(I_I)$ kurz herzuleiten.*

b) Zeichnen Sie das Bergeron Diagramm für den Übergang von Low nach High für $0 \leq t \leq 4T$ in das gegebne Bild ein. Gehen Sie davon aus, dass die Umschaltung im Zeitpunkt $t = 0$ stattfindet. (8 Punkte)

a) 6/6
b) 8/8



$U_D \rightarrow L \quad U_D = \frac{I_D}{Y_R}$

$U_D \rightarrow H \quad U_D = \frac{I_D}{Y_F}$

$Y_R = 2mS = \frac{1}{U}$

$\frac{10mA}{5V} = \frac{50mA}{25V} = 2mA$

$Y_F = 100mS = \frac{1}{U} = \frac{100mA}{1V}$

$50\Omega = \frac{U}{I} =$

$I = \frac{1V}{50\Omega} =$

Aufgabe 4: Delta-Sigma-ADU (17+8 Punkte)

Gegeben ist der Analogteil eines Delta-Sigma-ADU. U_{DAU} wird synchron mit der ansteigenden Flanke des CLK-Signals gesetzt. U_D wird als logisches Signal interpretiert (1 / 0 bzw. High / Low).

Es gilt:

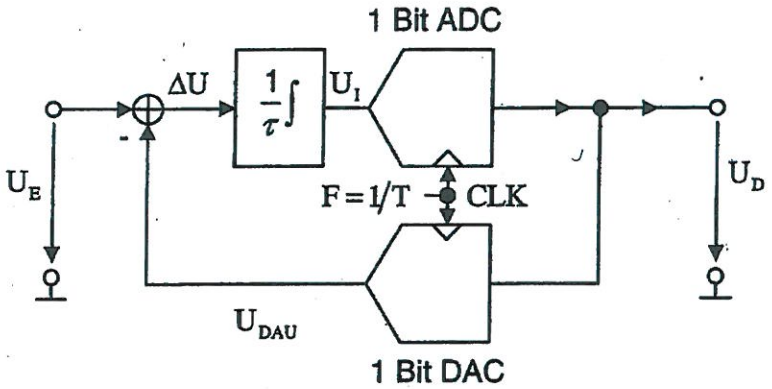
$|U_E| < 5V$, $U_I = \frac{1}{\tau}\int \Delta U \, dt$

Für $U_I < 0$:

$U_D = 0$ (Low) ➔ $U_{DAU} = -5$ V

Für $U_I \geq 0$:

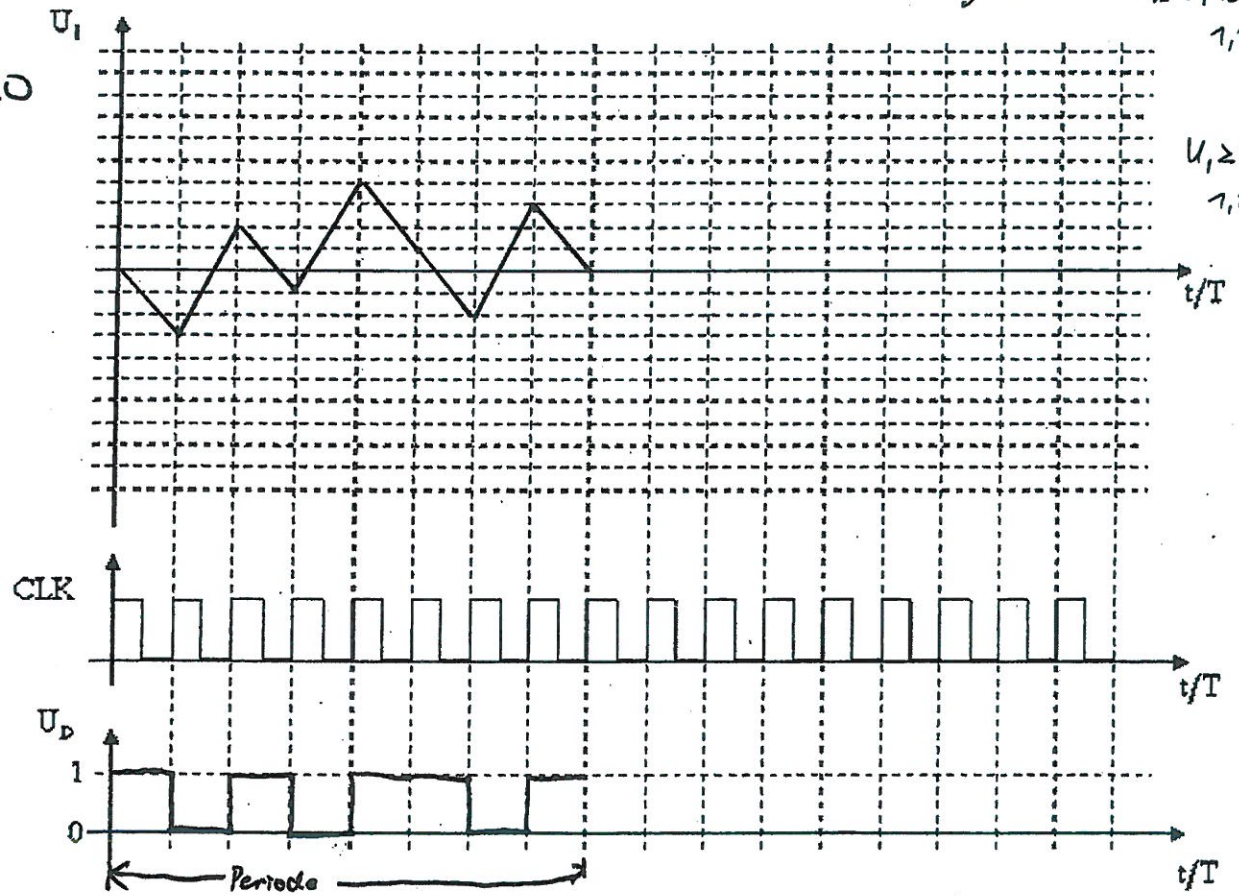
$U_D = 1$ (High) ➔ $U_{DAU} = 5$ V



a) Zeichnen Sie für U_E = 1,25 V die zeitlichen Verläufe von U_I (bis auf Skalierungsfaktor) und U_D bis sich das Signal erstmals periodisch wiederholt und kennzeichnen Sie die Grundperiode. Die Startbedingung ist $U_I(t=0) = 0$ V. (10 Punkte)

Spannungshübe: 4 Pkt
$U_I < 0$: 1,25V + 5V = 6,25V ≙ +5 Kästchen
$U_I \geq 0$: 1,25V − 5V = −3,75V ≙ −3 Kästchen

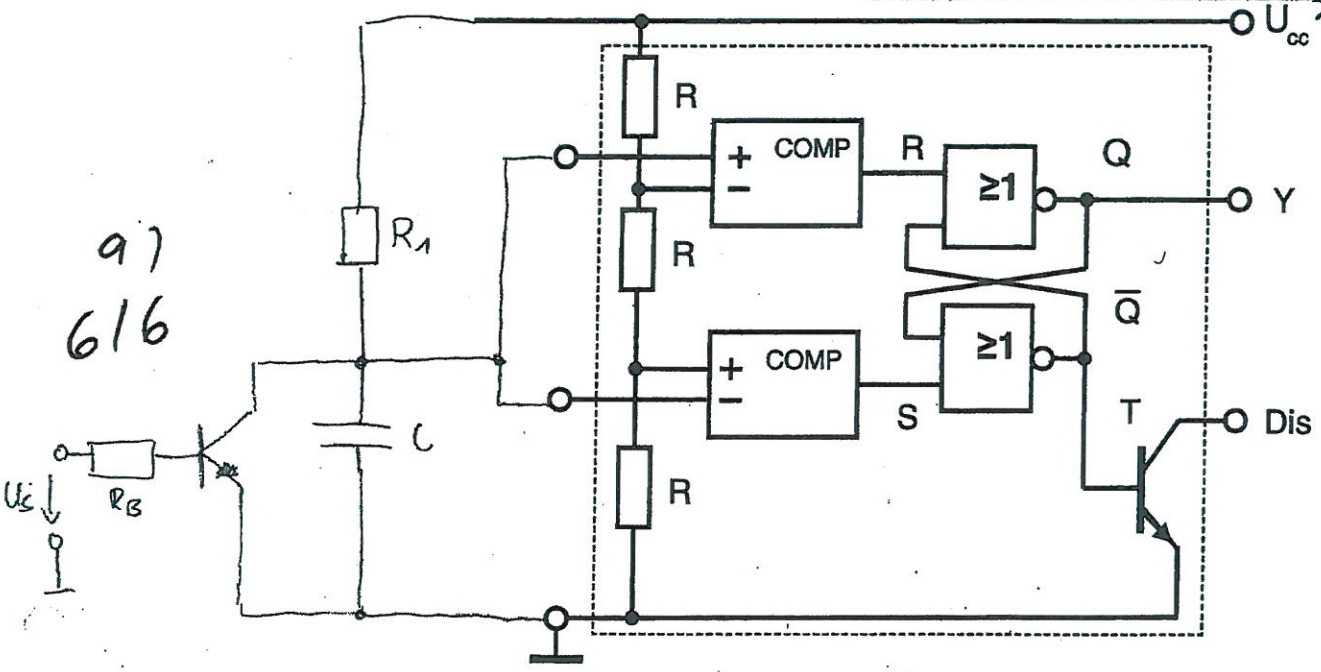
a) 10 | 10



b) Berechnen Sie wie viele Takte die Grundperiode für U_E = 0,1 V hat. Eine grafische Lösung wie in a) ist nicht erlaubt und auch nicht einfach möglich. Begründen Sie kurz Ihre Antwort! (7 Punkte)

c) **Zusatz/Verständnisfrage:** Die Auflösung (ENOB) dieser Schaltung steigt um rund 3 Bit bei jeder Vervierfachung der Abtastfrequenz. Erklären Sie warum. (8 Punkte)

Aufgabe 5: Retriggerbares Monoflop (22+6 Punkte)

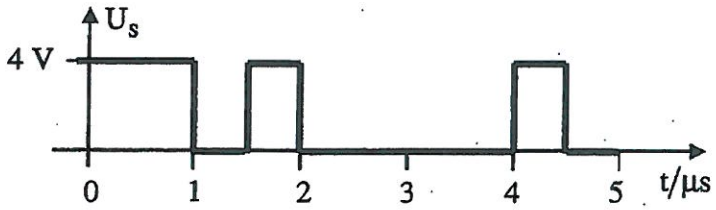


In Vorlesung und Praktikum wurde die Beschaltung des 555 Timer-Bausteins (gestrichelter Kasten) behandelt. Es gilt $U_{CC} = 5\,V$.

Alle Bauelemente sind als ideal anzusehen.

a) Ergänzen Sie die obige Schaltung so, dass diese ein **retriggerbares** Monoflop realisiert. Verwenden Sie dazu wie üblich einen Bipolar-Transistor und ein Zeitglied aus einem Kondensator C und einem Widerstand R_1. Die Steuerspannung U_S soll über einen Basiswiderstand R_B an den Transistors geführt werden. (6 Punkte)

b) In dieser Aufgabe gilt $R_1 \cdot C = 1{,}1\,\mu s$. Skizzieren Sie für die gegebene Steuerspannung U_S die Kondensatorspannung U_C und die Ausgangsspannung U_Y für $0 \le t < 5\,\mu s$. Berechnen und berücksichtigen Sie dabei die Haltezeit t_H (ohne retriggeren). Die Entladezeit des Kondensators kann bei der Skizze vernachlässigt werden. (10 Punkte)



c) Was sehen Sie am Ausgang Y, wenn das Signal U_S längere Zeit Low ist? Wie groß muss dementsprechend R_1 sein, damit Y klar anzeigt, dass das Signal U_S länger als 10 µs Low ist? Es gilt $C = 1\,nF$. (4 Punkte)

d) Gegen Sie davon aus, dass es sich bei U_S um ein digitales Datensignal handelt. Nennen Sie eine sinnvolle Anwendung für eine derartige Schaltung. (2 Punkte) *Hinweis: siehe c).*

Zusatz/Verständnisfrage (allgemein): Nennen Sie außer der Pegelanpassungen einen wichtigen Grund Digitalschaltungen über einen Transistor und nicht direkt zu verbinden. (3 Punkte)

SS / WS	Semester	Fach	Dozent

FSR - Klausurensammlung 7/94

Klausur: EL3 **Datum:** 8.7.'10

Name: Reermann **Vorname:** Jens **Matr.-Nr.** 1931318

Aufgabe: 2.a

5/5

$$f_p = (A \wedge B) \vee (F \wedge (E \vee (C \wedge D)))$$

$$f_n = (A \vee B) \wedge (F \vee (E \wedge (C \vee D)))$$

$$f = \overline{f_n}$$

$$= \overline{(A \vee B) \wedge (F \vee (E \wedge (C \vee D)))}$$

$$= \overline{(A \vee B)} \vee \overline{(F \vee (E \wedge (C \vee D)))}$$

$$= (\bar{A} \wedge \bar{B}) \vee (\bar{F} \wedge \overline{(E \wedge (C \vee D))})$$

$$= (\bar{A} \wedge \bar{B}) \vee (\bar{F} \wedge (\bar{E} \vee \overline{(C \vee D)}))$$

$$= (\bar{A} \wedge \bar{B}) \vee (\bar{F} \wedge (\bar{E} \vee (\bar{C} \wedge \bar{D})))$$

Aufgabe: 2.c

4/4

P-MOS-Transistoren ziehen besser zu U_{cc}

N-MOS-Transistoren ziehen besser zu GND

⇔ schnellere Schaltzeiten, da schnell umgeschaltet wird

Aufgabe: 2.d

5/5

N-MOS-Transistoren, die die Aufgabe von P-MOS-Transistoren übernehmen sollen, müssen invertiert angesteuert werden ⇒ mehr Aufwand

ebenfalls ziehen N-MOS-Transistoren nicht so gut gegen V_{cc} und die Schaltung müsste langsamer getaktet werden.

Aufgabe: 5.b

8/10

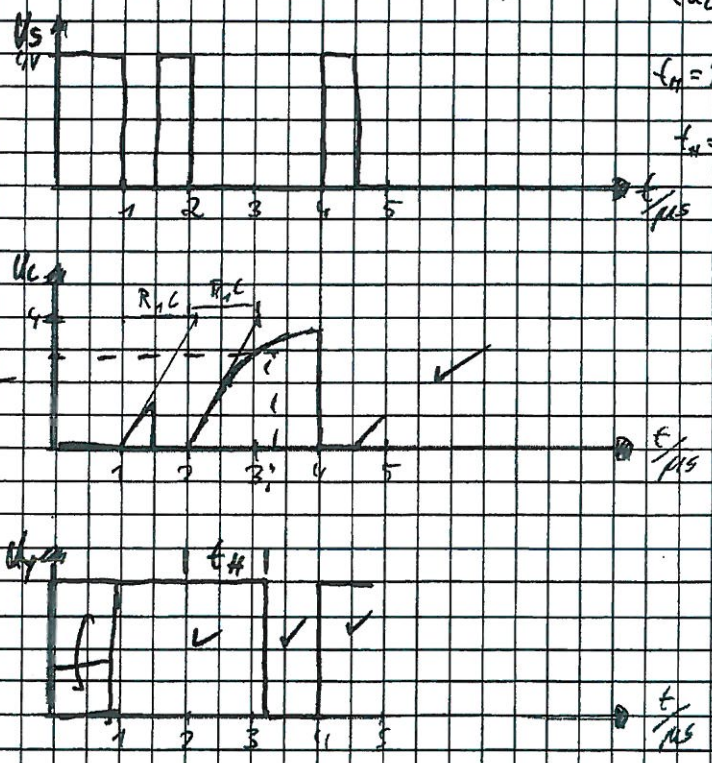
$$t_H = R_1 C \cdot \ln\left(\frac{U_C - 0V}{U_C - \frac{2}{3}U_C}\right)$$

$$t_H = R_1 C \ln\left(\frac{U_C}{\frac{1}{3}U_C}\right)$$

$$t_H = R_1 C \cdot \ln(3)$$

$$t_H = 1{,}1\,\mu s \cdot \ln(3)$$

$$t_H = 1{,}2\,\mu s$$



Aufgabe: 5.c

4/4

Wenn U_B längere Zeit auf Low ist, wird der Kondensator irgendwann mehr als $\frac{2}{3}U_{CC}$ aufgeladen sein und U_Y geht auf Low.

Y muss nach genau 10µs auf Low gehen.

$\Rightarrow \quad t_H = 10\mu s$

$t_H = R_1 C \cdot \ln(3)$

$10\mu s = 1nF \ln(3) \cdot R_1$

$R_1 = \frac{10\mu s}{1nF \ln(3)} = 9{,}1\,k\Omega$

Aufgabe: 5.d

0/3

Aufgabe: 1.a

Transistor sperrt: $U_{CC} = U_{F1} + U_{F2} + J(R_C + R_{F1} + R_{F2})$

$$J = \frac{U_{CC} - U_{F1} - U_{F2}}{R_C + R_{F1} + R_{F2}}$$

$$J_{D1} = \frac{U_{CC} - U_{F1} - U_{F2}}{R_C + R_{F1} + R_{F2}}$$

$$\Rightarrow R_C = \frac{U_{CC} - U_{F1} - U_{F2}}{J_{D1}} - R_{F1} - R_{F2}$$

$$R_C = \frac{30V \cdot 1{,}05 - 0{,}4V - 0{,}6V}{150mA} - 50 \cdot 0{,}95\Omega - 150 \cdot 0{,}95\Omega$$

$$= 13{,}3\Omega$$

8/10

~~Transistor leitet: $U_{CC} = (R_C + R_{F1}) J_{D1} + U_{F1}$~~

$$J_{D2} = \frac{U_{CC} - U_{F1} - U_{F2}}{R_C + R_{F1} + R_{F2}} \qquad J = J_{D2} \text{ vor}$$

$$R_C = \frac{U_{CC} - U_{F1} - U_{F2}}{J_{D2 \text{ vor}}} - R_{F1} - R_{F2} =$$

Aufgabe: 1.c

$$R_C = \frac{30V \cdot 0{,}95 - 0{,}4V - 0{,}6V}{60mA} - 50\Omega \cdot 1{,}05 - 150\Omega \cdot 1{,}05$$

$$= 248{,}33\Omega$$

Tr. sperrt $\Rightarrow J_{D1} = J_{D2}$

Aufgabe: 1b

Transistor leitet:

$U_A = U_{F2} = 0{,}6V \Rightarrow$ Diode sperrt

$U_{CC} = (R_C + R_{F1}) \cdot I_{CX} + U_{F1} + U_A$

$\cancel{\frac{U_{CC} - U_{CX} - U_A}{R_C + R_{F1}} = I_{CX}}$

$\cancel{m = B_N = \frac{I_{BX}}{I_{CX}}}$ $\quad \bar{U}_A = \bar{U}_{CC} - U_{F1} - (R_C + R_{F1}) I_{CX}$ ✓

$I_{CX} = \frac{U_{CC} - U_{F1} - U_A}{R_C + R_{F1}}$ $\quad \bar{U}_A = U_{F2}$

$U_A = U_{CEX}$ ✓

$I_{CX} = \frac{\bar{U}_{CC} - U_{F1} - U_A}{R_C + R_{F1}}$ (warum nicht weiter wie oben?)

515

Aufgabe: 1,b

$\cancel{U_{Q,H} = R_{IC}(I_{RIC}) - U_{BEX}}$

$\cancel{I_{BX} = I_{RIC} - I_{RB}}$

$\cancel{I_{RBS} \cdot R_B + U_B = U_{BEX}}$

$\cancel{I_{RBS} = \frac{U_{BEX} - U_B}{R_B} = \frac{0{,}8V + 5V \cdot 1{,}05}{}}$

$I_{CX} = \frac{30V \cdot 1{,}05 - 0{,}4V - 0{,}1V}{220\Omega \cdot 0{,}9 + 50\Omega \cdot 0{,}95}$

$= 126{,}3\,mA < I_{D1}$ OK

$I_{BX} = m \cdot \frac{I_{CX}}{B_N}$ $\quad m = B_N \cdot \frac{I_{BX}}{I_{CX}} \Rightarrow I_{BX} = m \frac{I_{CX}}{B_N} = 2 \cdot \frac{126{,}3\,mA}{250 \cdot 0{,}9}$

$I_{BX} = 1{,}12\,mA$

✓

Aufgabe: 1.c

c)
515

Superposition: $J_{BY} = 0$

$$U_{BEY} = U_B \cdot \frac{R_K}{R_K + R_B} + U_{QY} \cdot \frac{R_B}{R_K + R_B}$$

$$\bar{U}_{BEY} = \bar{U}_B \frac{1}{1 + \frac{\bar{R}_B}{\bar{R}_K}} + \bar{U}_{QY} \cdot \frac{1}{1 + \frac{\bar{R}_K}{\bar{R}_B}}$$

$$U_{BEY}(R_K + R_B) = U_B \cdot R_K + U_{QY} \cdot R_B$$

$$U_{BEY} R_K - U_B \cdot R_K = R_B (U_{QY} - U_{BEY})$$

$$\bar{R}_B = \frac{\bar{U}_{BEY} \cdot \bar{R}_K - \bar{U}_B \cdot \bar{R}_K}{\bar{U}_{QY} - \bar{U}_{BEY}} \qquad U_{BEY} = 0V$$

Aufgabe: 1.c

$$\bar{R}_B = \frac{-\bar{U}_B \cdot \bar{R}_K}{\bar{U}_{QY}} = \frac{-5V \cdot 0{,}95 \cdot 1{,}8k\Omega \cdot 0{,}9}{0{,}4V}$$

$$= 19{,}24\,k\Omega$$

$$\bar{R}_B > 1{,}1\, R_{BN}$$

$$R_{BN} < 17{,}49\,k\Omega$$

$$R_{BN} = 15\,k\Omega$$

Jens Reermann

SS / WS	Semester	Fach	Dozent

FSR - Klausurensammlung 13/14

Aufgabe: 4.c

3|8

Durch die Vervielfachung der Abtastfrequenz erhöht sich das SNR und damit automatisch der ENOB. Der SNR erhöht sich, da die Rauschleistung auf ein breiteres Spektrum verteilt wird. ✓

$$ENOB = \frac{SINAD/dB - 1{,}76}{6{,}02}$$

SNR hängt stark mit SINAD zusammen ✓

⇒ nur Lsg für Überabtastung.

Bei ΔΣ zus. Rückkopplung ⇒ HP für Rauschsignal.

Aufgabe: 6.b

7|7

~~Es~~ Folgende Formel gilt immer:

$U_E = \bar{U}_D \cdot U_{FS}$ $\qquad U_{FS} = 10V$

$\frac{U_E}{U_{FS}} = \bar{U}_D$

$\frac{0{,}1V}{10V} = 0{,}01$ ⇒ um dieses Verhältnis zu erreichen ~~muss immer aufdate~~ muss die Grundperiode 100 Takte haben ✓

(Sehr gut)

Jens Reermann

SS / WS	Semester	Fach	Dozent

FSR - Klausurensammlung 14/14

Aufgabe: 1.d

5/5

$U_{QH} = R_K \cdot I_{RK} + U_{BEX}$

$I_{RK} - I_{RB} = I_{BX}$

$\frac{U_{QH} - U_{BEX}}{R_K} = I_{RK}$

$\frac{4V - 0{,}8V}{1{,}8k\Omega \cdot 1{,}1} = 1{,}6\ mA$

$R_B \cdot I_{RB} + U_B = U_{BEX}$

$I_{RB} = \frac{U_{BEX} - U_B}{R_B}$

$= \frac{0{,}8V + 5V \cdot 1{,}05}{7{,}5k\Omega \cdot 0{,}9} = 0{,}45\ mA$

$I_{BX} = I_{RK} - I_{RB} = 1{,}6mA - 0{,}45mA = 1{,}15mA \Rightarrow$ ~~[illegible]~~

Fixwert erreicht

Aufgabe: 1.e

noch 3/4

~~Nachteil: bleiben könnte nicht funktionieren [illegible] U_{CEX} zu groß tot.~~

Nachteil: ~~falls $U_{CEX} = 0{,}4V$ könnte die Diode trotzdem leuchten, obwohl~~

die Diode könnte nicht leuchten, falls U_{CEX} nicht erreicht wird. (⇒ Daten?)

⇒ schmaleres Band, wo die Schaltung richtig arbeitet

- Stromaufnahme muss vergrößert werden, da Dioden nicht mehr in Reihe geschaltet

Vorteil: - bei leitendem Transistor muss I_{BX} nicht mehr so stark beachtet werden.

55 / WS	Semester	Fach	Dozent
FSR - Klausurensammlung			

HAW Hamburg / Department IuE	Datum: 04. Februar 2010
Fachgruppe: Grundlagen	Prüfer: Prof. Dr.-Ing. Kölzer

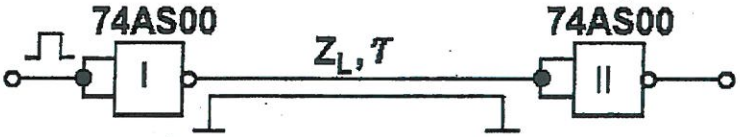
Klausur: Elektronik 3/ E4b

Name, Vorname, Matr.Nr: Zehn, Fabian, [redacted]	
Erreichte Punkte: 75	Note: 1
Tag der Bewertung: 10.02.10	

Zugelassene Hilfsmittel: Vorlesungsaufzeichnungen, Skripte, Arbeitsblätter, Fachbücher, mathematische Formelsammlung, einfache Taschenrechner – kein Laptop! Handies sind auszuschalten!

Achtung: Beginnen Sie bitte jede Aufgabe auf einem neuen Blatt und nummerieren Sie die Blätter. Es werden nur die Lösungen anerkannt, deren Lösungswege eindeutig erkennbar und nachvollziehbar sind.

Aufgabe 1: (Impulse auf Leitungen – 32 Punkte)



Mit Hilfe eines Impulsfahrplanes sind Start- und Refexionsamplituden an den Enden einer Leitungsverbindung (Z_L = 210 Ω, Signallaufzeit τ = 5ns) zwischen zwei TTL-Gattern zu bestimmen. Für den verwendeten Sendebaustein wird angegeben: U_{QL} = 0,2V, U_{QH} = 4,2V, R_{QH} = 100Ω. Der Empfängerbaustein besitzt einen Eingangswiderstand von 3,9 kΩ.

a) Berechnen Sie zunächst für den eingeschwungen Zustand nach einen **L** → **H** Sprung der Quelle die Spannungswerte am Anfang und Ende der Leitung.

b) Entwickeln Sie nun einen Impulsfahrplan (Lattice-Diagramm) für einen **H** → **L** Sprung der Quelle. Zeichnen Sie dann den Spannungsverlauf am Anfang und Ende der Leitung als Funktion der Zeit im Bereich von 0... 7τ.

Aufgabe 2: (DAU, Fehleranalyse – 28 Punkte)

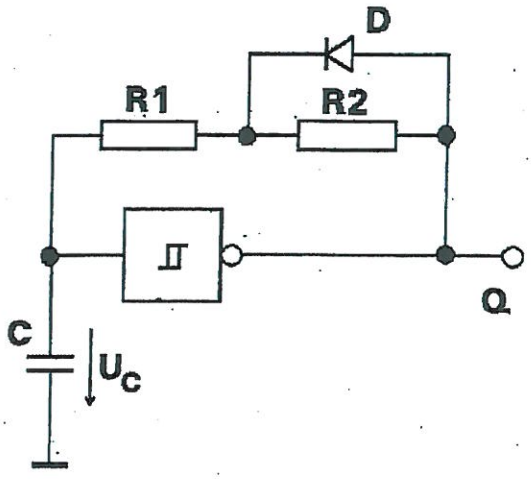
Eine Messreihe liefert für einen 3-Bit-DAU die folgenden Werte (U_{FS} = 12V):

x_D	0	1	2	3	4	5	6	7
U_A[V]	-0,2	1,37	2,65	4,64	6,38	7,23	8,22	9,61

a) Bestimmen Sie ohne vorhergehende Korrekturmaßnahmen die sich ergebenden Offset- und Verstärkungfehler (Angabe in LSB).
b) Korrigieren Sie nun mit einem einfachen Endpunkt-Abgleich den Offset- und Verstärkungsfehler (Angaben in LSB). Geben Sie das dazugehörige $U_{A,kor}$ an.
c) Ermitteln Sie aus $U_{A,kor}$ den verbleibenden differentiellen und integralen Linearitätsfehler **DNL** und **INL** (Angaben in LSB).
d) Bestimmen Sie **ENOB** aus dem DNL.

Aufgabe 3: (Kippschaltung – 26 Punkte)

Die hier abgebildete astabile Kippschaltung soll näher analysiert werden. Bei dem benutzen Schmitt-Trigger handelt es sich um einen CMOS-Baustein ***SN74HC14*** mit U_{QH} = 4,9V und U_{QL} = 0,1V sowie den beiden Schwellspannungen U_{S1} = 1,60V und U_{S2} = 2,80V (bei 5 V Betriebsspannung). Die Werte für die Widerstände sind mit R_1 = 12 kΩ und R_2 = 24 kΩ vorgegeben. Die Kapazität hat einen Wert von C = 2nF. Die Diode D ist mit der Fluss-Spannung U_{F0} = 0,7V und dem Bahnwiderstand r_{DF} = 100Ω zu berücksichtigen.



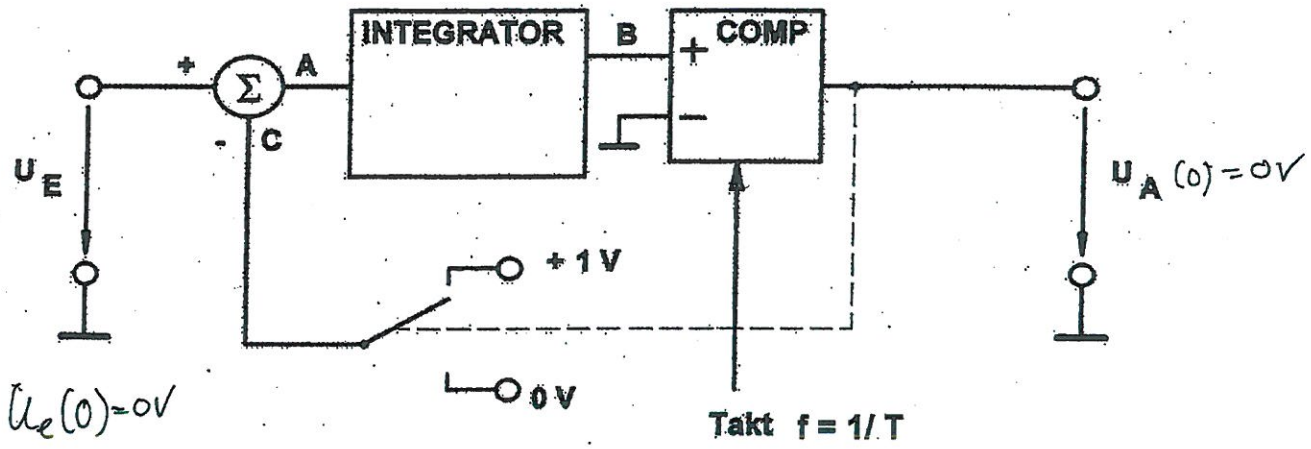
a) Berechnen Sie für eine Periode T den genauen zeitlichen Verlauf der Kondensatorspannung U_C der astabilen Kippschaltung. Stellen Sie Ihr Ergebnis anhand von qualitativ richtigen Signal-Zeit-Diagrammen für U_C und U_Q graphisch dar.

b) Bestimmen Sie die Frequenz des periodischen Ausgangssignals U_Q. Wie groß ist das Tastverhältnis $v_T = T_D / T$?

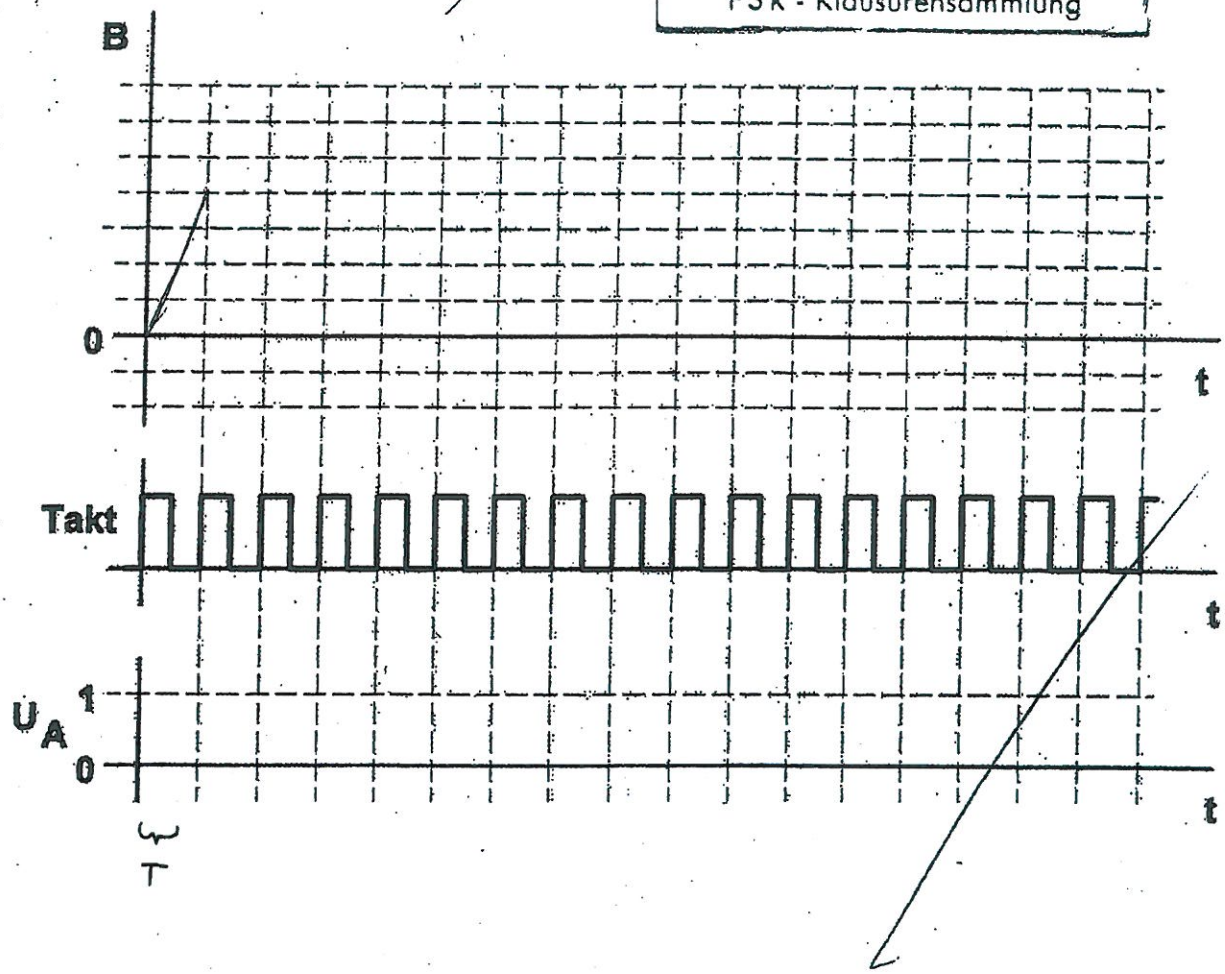
Aufgabe 4: (Sigma-Delta-ADU - 12 Punkte)

Gegeben ist die folgende Sigma-Delta-ADU-Schaltung. Es gilt:

$$0V \le U_E \le 1V,\ B = \frac{1}{T}\int A dt,\quad B \le 0: U_A = 0,\ C = 0V,\qquad B > 0: U_A = 1,\ C = 1V$$



Zeichnen Sie für $U_E = 6/8V$ die zeitlichen Verläufe von B und U_A in die vorbereitenden Diagramme und kennzeichnen Sie eine Periode von U_A. Die Anfangsbedingungen sind U_A = 0V und B = 0V. Überprüfen Sie das Ergebnis.



Aufgabe 5: (CMOS – Schaltung - 8 Punkte)

Skizzieren Sie den Logikteil einer CMOS-Schaltung, die folgende Funktion realisiert:

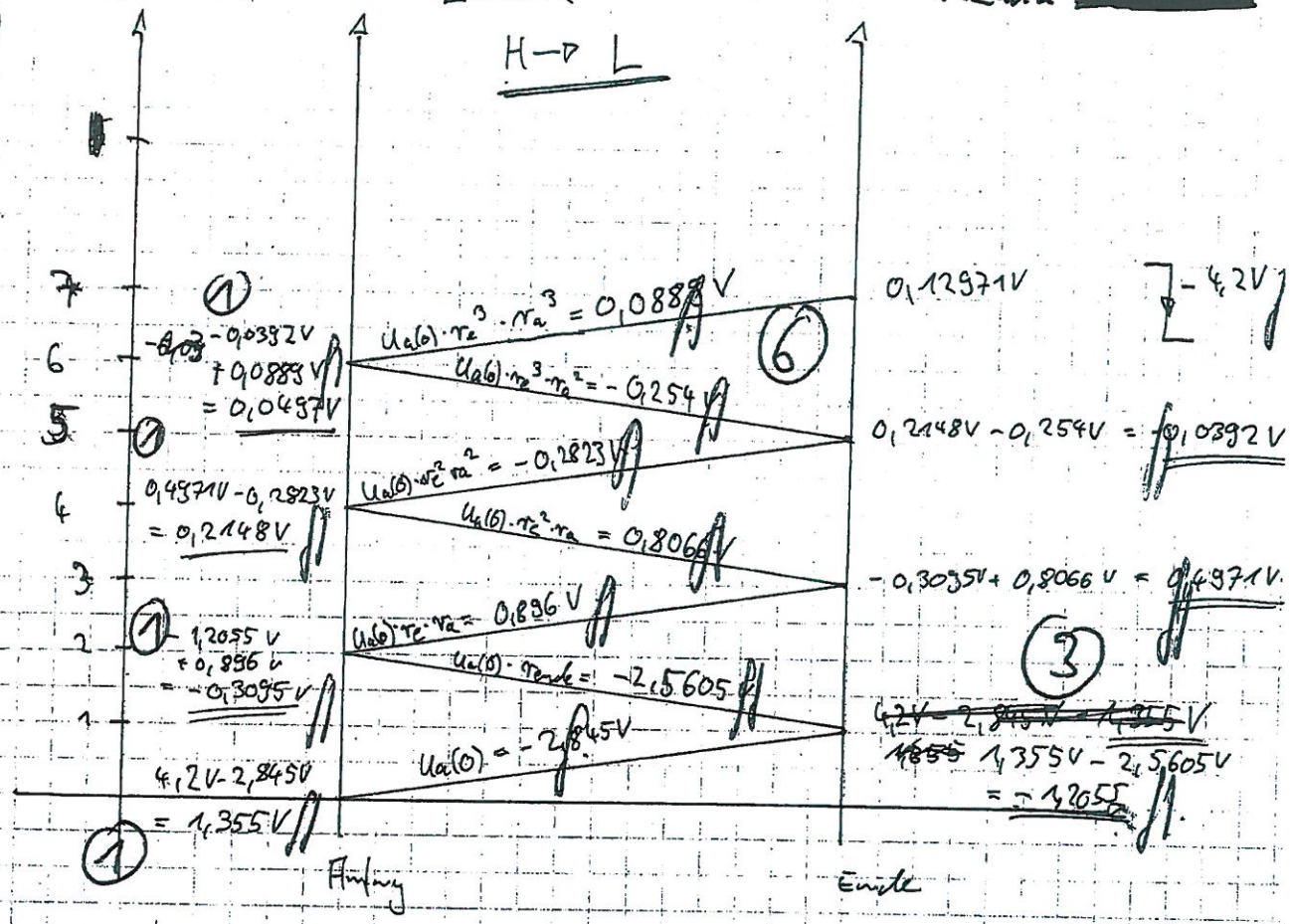
$$Q = (\overline{E}_1 \vee \overline{E}_2) \wedge \overline{E}_3 \wedge E_4$$

FSR - Klausurensammlung
SS / WS | Semester | Fach | Dozent

F. Zahn [redacted]

τ = Laufzeit

H → L



$Z_L = 210\,\Omega$ Laufzeit $\tau = 5\,\mu s$

Sender $R_{QH} = 100\,\Omega$

Empfänger $R_{in} = 3{,}9\,k\Omega$

Reflexionsfaktor: $r_{Ende} = \frac{R_{in} - Z_L}{R_{in} + Z_L} = \frac{3{,}9k\Omega - 210\Omega}{3{,}9k\Omega + 210\Omega} \approx 0{,}898$

$r_{Anfang} = \frac{R_{QH} - Z_L}{R_{QH} + Z_L} = \frac{100\Omega - 210\Omega}{100\Omega + 210\Omega} \approx -0{,}35$

⇒

a) $U_a(t \to \infty) = U_e(t \to \infty) = U_{QH} \cdot \frac{R_{in}}{R_{in} + R_{QH}} = 4{,}095\,V$

2 V

Weiter (1)

F. Zoba [redacted]

b) $r_{Ende} = \frac{R_{in} - Z_L}{R_{in} + Z_L} = \frac{3{,}9k\Omega - 210\Omega}{3{,}9k\Omega + 210\Omega} \approx \underline{\underline{0{,}9}}$ ✓ (2)

$r_{Anfang} = \frac{R_{QH} - Z_L}{R_{QH} + Z_L} \approx \underline{\underline{-0{,}35}}$ ✓ (2)

$U_a(0) = -4{,}2V \cdot \frac{Z_L}{R_{QH} + Z_L} = -4{,}2V \cdot \frac{210\Omega}{100\Omega + 210\Omega} = \underline{\underline{-2{,}845\,V}}$ (1)

(2)

SS / WS	Semester	Fach	Dozent
FSR - Klausurensammlung			

F. [redacted]

[V] x_D	0	1	2	3	4	5	6	7
U_A [V]	-0,2	1,37	2,65	4,64	6,38	7,23	8,22	9,61 (2)
U_A, ideal	0	1,5	3	4,5	6	7,5	9	10,5 ✓
$U_A - U_a$, ideal	-0,2	-0,13	-0,35	0,14	0,38	-0,27	-0,78	-0,89 (2) ✓
U_a abgleich	0	1,669	3,047	5,136	6,974	7,923	9,011	10,5 ✓ (2)
U_a abgleich - U_a ideal	0	0,169	0,047	0,636	0,974	0,423	0,011	0 ✓
ΔU_i								(2)
$\Delta U_i - \Delta U_{i-1}$	0	0,169	-0,122	0,589	0,338	-0,551	-0,412	-0,011 ✓ (2)

$U_{FS} = 12V \Rightarrow U_{LSB} = \frac{12V}{2^3} = 1,5V$ ✓ (2)

a) 1) $U_{offset} = -0,2V \hat{=} \frac{-0,2V}{U_{LSB}} = -0,1\overline{3}\ U_{LSB}$ ✓ (2)

2) $U_{Gainfehler} = -0,89V - U_{offset} = -0,89V + 0,2V = -0,69 \hat{=} \frac{-0,69V}{1,5V}$ (1)

ohne Umrechnung 0

b) $U_{a\,abgleich} = U_a - U_{offset} - \left(U_{gainfehler} \cdot \frac{x_D}{2^n - 1}\right)$ (3) ✓ $= -0,46\ U_{LSB}$

c) $U_{DNL} = 0,974V \hat{=} \frac{0,974V}{1,5V} = 0,649\overline{3}\ U_{LSB}$ ✓ (2)

$U_{INL} = 0,589\ V \hat{=} \frac{0,589}{U_{LSB}} = 0,392\overline{6}\ U_{LSB}$ ✓ (2)

$E_{NOB} = ld\left(\frac{1}{DNL\ Fehler\ \%}\right) = 7,266$ Bit > 3 Bit !!

3/6

③ F. Zahn [redacted]

SS / WS	Semester	Fach	Dozent
FSR - Klausurensammlung			

$U_{QH} = 4{,}9V$ $\quad U_{S1} = 1{,}6V$

$U_{QL} = 0{,}1V$ $\quad U_{S2} = 2{,}8V$

$R_1 = 12k\Omega$ $\quad C = 2nF$

$R_2 = 24k\Omega$

$r_{DF} = 100\Omega$

$U_{F0} = 0{,}7V$

1) Q = High ≙ 4,9V → Kondensator aufladen bis $2{,}8V = U_{S2}$

$\tau = R \cdot C$ mit $R = R_1 + \frac{r_{DF} \cdot R_2}{r_{DF} + R_2} \approx 12{,}1k\Omega$

$\Rightarrow \tau = 12{,}1k\Omega \cdot 2nF = 24{,}2\,\mu sec.$ ✓ ②

$T_D = \tau \cdot \ln\left(\frac{U_\infty - U_0}{U_\infty - U_{S2}}\right)$ ✓ ② $\quad U_\infty = U_{QH} - U_{F0} = 4{,}2V$, $U_0 = U_{S1} = 1{,}6V$

$= 24{,}2\mu s \cdot \ln\left(\frac{4{,}2V - 1{,}6V}{4{,}2V - 2{,}8V}\right)$ ✓ ②

$= 14{,}98\,\mu s$ ✓ ②

2) Kondensator entladen bis U_{S1}

$T_P = \tau \cdot \ln\left(\frac{U_\infty - U_0}{U_\infty - U_{S1}}\right)$ $\quad U_\infty = U_{QL} = 0{,}1V$, $U_0 = U_{S2} = 2{,}8V$

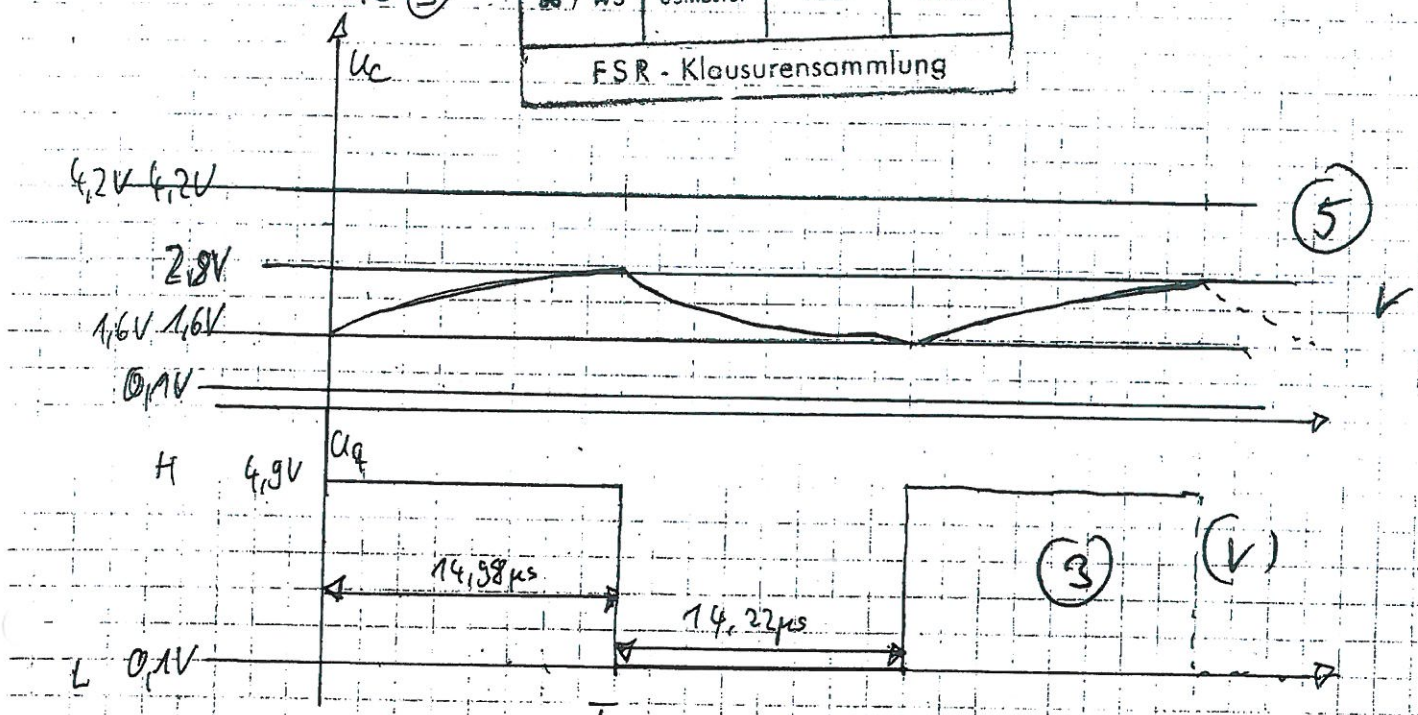
$= 24{,}2\mu s \ln\left(\frac{0{,}1V - 2{,}8V}{0{,}1V - 1{,}6V}\right)$

$\approx 14{,}22\,\mu s$

F. Zeh[redacted]

weiter (3)

SS / WS	Semester	Fach	Dozent
FSR - Klausurensammlung			



5) Tastgrad $V_T = \frac{T_D}{T_D + T_P} \approx 0{,}513$ // $\hat{=}$ 51,3 %

(1) V (1)

$f = \frac{1}{T_D + T_P} = 34{,}246$ kHz //

(1)

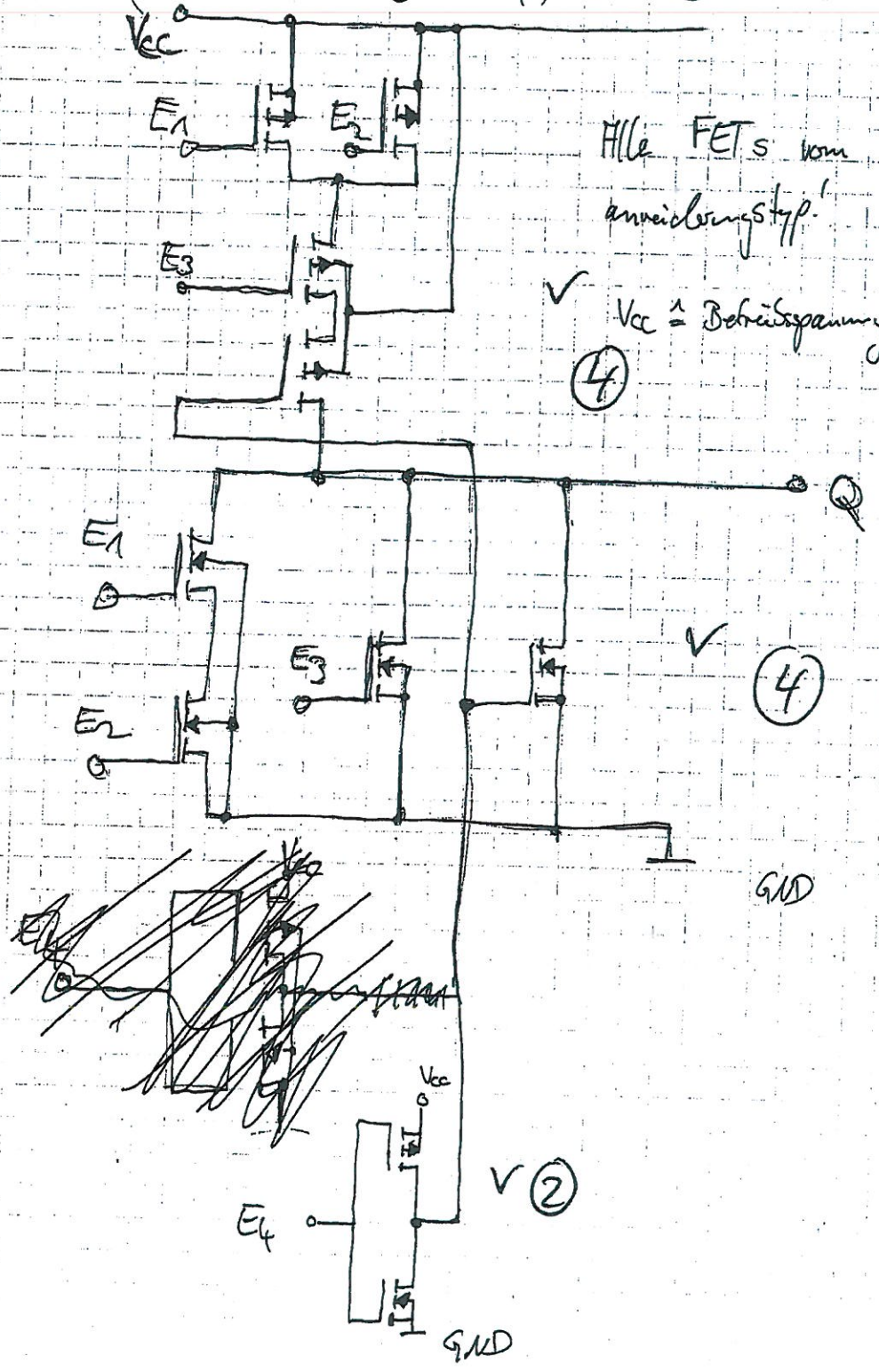
F. Zahn [redacted]

5

$$Q = \overline{\overline{(\overline{E_1} \vee \overline{E_2}) \wedge \overline{E_3} \wedge E_4}}$$

$$= \overline{\overline{(\overline{E_1} \vee \overline{E_2})} \vee \overline{\overline{E_3} \wedge E_4}}$$

$$= \overline{(E_1 \wedge E_2) \vee (E_3 \vee \overline{E_4})} \quad \checkmark \; 4$$



Alle FETs vom Anreicherungstyp!

✓ Vcc ≙ Betriebsspannung

4

✓ 4

✓ 2

Prof. Dr. J. Missun
HAW Hamburg, Dept. IuE

SS / WS	Semester	Fach	Dozent
11	E3	ET 3	MSS

FSR - Klausurensammlung 1/10

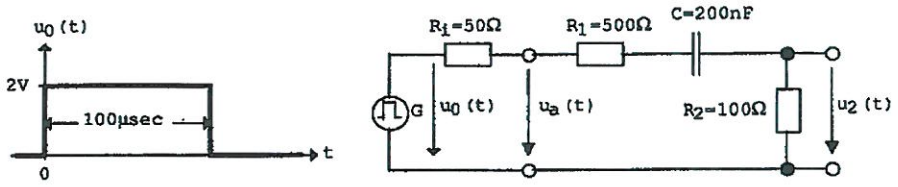
96 Punkte
14 LP

Klausur Elektronik 3, Semestergruppe E4a, 5.7.2011

Hinweis: **Bei allen Aufgaben muss der Lösungsweg erkennbar sein. An Unterlagen dürfen nur das Script, Übungsaufgaben, Laborversuche und persönliche Mitschriften verwendet werden.**
Formeln dürfen nur aus dem Script und mit Angabe der Seite übernommen werden.

Name: [redacted] .... Matr.-Nr. [redacted] ....

1. Aufgabe (30 Punkte)
Die dargestellte Schaltung wird mit einem Impuls von 100µsec Dauer angesteuert. Im Leerlauf gibt der Generator eine Amplitude von 2V ab.

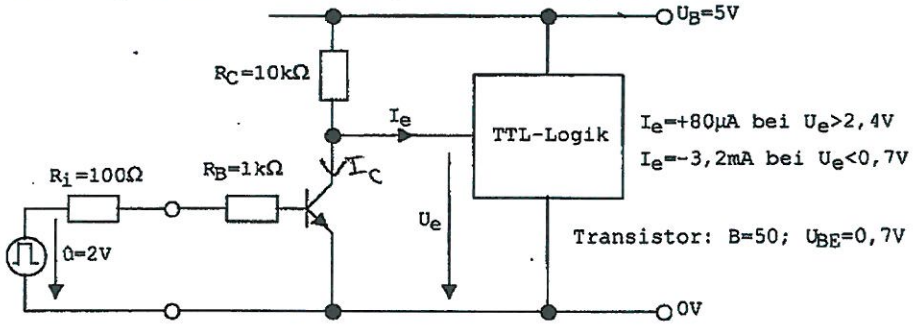


a. Geben Sie den Zeitverlauf der Spannung an R_2, $u_2(t)$, an!

b. Wie groß ist u_2 bei t=200µsec?

c. Welchen Spitzenstrom muss der Generator abgeben?

2. Aufgabe (15 Punkte)
Die dargestellte Schaltung ist zu analysieren!



a. Im eingeschalteten Zustand hat der Transistor eine Kollektor-Emitter-Restspannung von 0,2V. Berechnen Sie den Übersteuerungsfaktor!

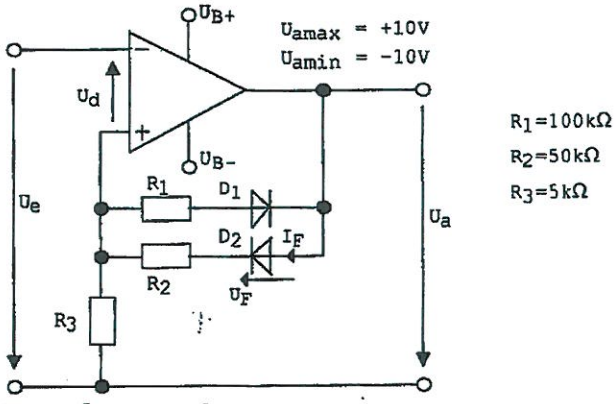
b. Wie groß ist die Eingangsspannung der TTL-Logik, wenn der Transistor sperrt?

c. Welchen Maximalwert darf R_C haben, damit die Schaltung noch sicher arbeitet?

3. Aufgabe (10 Punkte)
Nennen Sie 3 Eigenschaften (mit kurzer Erläuterung), bei denen sich Bipolartransistoren und MOSFETs unterscheiden!

Rückseite!
=========>

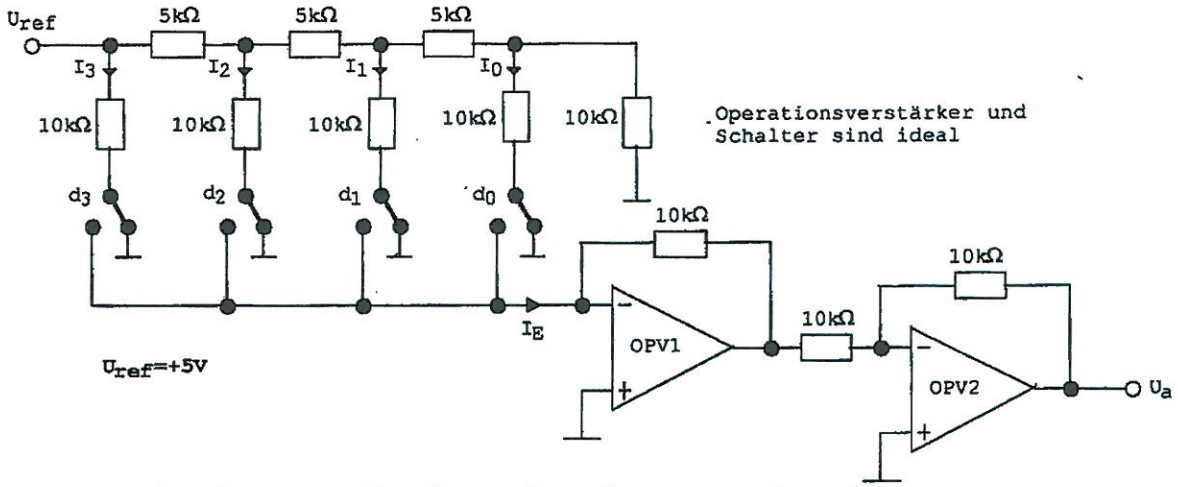
4. Aufgabe (20 Punkte)
Die dargestellte Schaltung eines Schmitt-Triggers ist zu analysieren. Der Operationsverstärker sei ideal, d.h. $U_a=+10V$ für $U_d>0$ und $U_a=-10V$ für $U_d<0$.



a. Für den Fall, dass die Dioden ideale Eigenschaften haben, d.h. $U_F=0$ für $I_F>0$ und $I_F=0$ für $U_F\leq 0$ sind die Schaltschwellen zu berechnen und das Diagramm $U_a=f(U_e)$ mit Angabe der Schaltschwellen zu skizzieren.

b. Wie groß sind die Schaltschwellen, wenn bei den Dioden eine Schwellenspannung $U_F=0,7V$ bei $I_F>0$ berücksichtigt werden muss?

5. Aufgabe (15 Punkte)
Die dargestellte Schaltung eines 4Bit D/A-Umsetzers ist zu analysieren!



a. Berechnen Sie die Werte für die Zweigströme I_0, I_1, I_2 und I_3!

b. Welche Funktion hat der Operationsverstärker OPV2?

c. Berechnen Sie U_a für folgende Bitkombinationen:
$\{d_3\ d_2\ d_1\ d_0\}$=0001, 0011, 0110, 1011

d. Geben Sie von U_a das Quantisierungsintervall und den Maximalwert an!

6. Aufgabe (10 Punkte)

a. Wie erhält man aus einem Analogsignal ein Digitalsignal?

b. Nennen Sie 3 wichtige Parameter eines A/D-Umsetzers und erläutern Sie, welche Eigenschaften des Digitalsignals dadurch gegeben sind!

Klausur ELIII [redacted]

SS / WS	Semester	Fach	Dozent

FSR - Klausurensammlung

A1

a) $T_d = 100\,\mu s$ $\qquad \hat{u} = 2V$

$$u_0(t) = \hat{u}\varepsilon(t) - \hat{u}\varepsilon(t - T_d)$$

(LaPlace Tabelle)

$$\circ\!\!-\!\!\bullet$$

$$U_0(s) = \hat{u}\frac{1}{s}e^{-0s} - \hat{u}\frac{1}{s}e^{-T_d s}$$

$$\frac{U_2(s)}{U_0(s)} = \frac{R_2}{R_i + R_1 + \frac{1}{sC} + R_2}$$

$$U_2(s) = \frac{R_2 C s}{sC(R_i + R_1 + R_2) + 1} \cdot \frac{\hat{u}}{s}\left(1 - e^{-T_d s}\right)$$

$\tau = C(R_i + R_1 + R_2)$

$$= \frac{R_2 C \hat{u}}{s\tau + 1}\left(1 - e^{-T_d s}\right)$$

$$U_2(s) = \frac{\frac{R_2 C \hat{u}}{\tau}}{s + 1/\tau}\left(1 - e^{-T_d s}\right)$$

$$\circ\!\!-\!\!\bullet$$

$$u_2(t) = \frac{R_2 C \hat{u}}{\tau} \cdot \left(e^{-t/\tau} \cdot \varepsilon(t) - e^{-\frac{t - T_d}{\tau}} \varepsilon(t - T_d)\right)$$

[redacted]

für $0 \le t \le T_d$ gilt:

$$\frac{R_2 C \hat{u}}{\tau} e^{-t/\tau}$$

für $t \ge T_d$ gilt:

$$\frac{R_2 C \hat{u}}{\tau}\left(e^{-t/\tau} - e^{-\frac{t - T_d}{\tau}}\right)$$

$$\frac{R_2 C \hat{u}}{\tau} = \frac{100\Omega \cdot 200nF \cdot 2V}{130\,\mu s}$$

$$= 0{,}308\,V$$

$$\tau = 200nF\,(50\Omega + 500\Omega + 100\Omega)$$

$$= 130\,\mu s$$

A1 b) $u_2(t) = 0{,}308\,V \cdot \left(e^{-\frac{t}{130\,\mu s}} - e^{-\frac{t-T_d}{130\,\mu s}}\right)$ $\Big|_{t \geq T_d}$

$u_2(200\,\mu s) = 0{,}308\,V \cdot \left(e^{-1{,}54} - e^{-0{,}77}\right)$ ✓

$= -0{,}077\,V$ ✓

SS	WS	Semester	Fach	Dozent
FSR - Klausurensammlung				

c) Spitzenstrom bei $t = 0$ aufgrund höchster Spannung an diesem Zeitpunkt

$u_2(t) = 0{,}308\,V \cdot e^{-\frac{t}{\tau}}$ $\Big|_{0 \leq t \leq T_d}$

$u_2(0) = 0{,}308\,V$

$\frac{u_2(0)}{R_2} = i_2(0) = i(0) = \underline{\underline{3{,}08\,mA}}$ ✓

30P

Klausur ELIII [redacted] [redacted]

SS / WS	Semester	Fach	Dozent

FSR - Klausurensammlung

1a) a) $U_{CE\,rest} = 0{,}2\,V$

$$I_C = \frac{U_B - U_{CE,rest}}{R_C} + \underset{I_e}{3{,}2\,mA}$$

$$= \frac{4{,}8V}{10\,k\Omega} + 3{,}2\,mA = 3{,}68\cdot[redacted]\,mA$$

$$I_B = \frac{\hat{u} - U_{BE}}{R_i + R_B} = \frac{1{,}3V}{1100\,\Omega} = 1{,}18\,mA$$

$$I_B = \ddot{u}\,\frac{I_C}{B}$$

$$\ddot{u} = \frac{I_B \cdot B}{I_C} = \frac{1{,}18\,mA \cdot 50}{3{,}68\,mA} = \underline{\underline{16{,}03}}$$

b) $I_C = 0$

15P

$$U_{ce} = U_B - R_C I_{e(high)} = 5V - 10\,k\Omega \cdot 80\,\mu A$$
$$= 5V - 0{,}8V = \underline{4{,}2V}$$

c) $U_e \overset{!}{=} 2{,}4V = U_B - R_C I_{e(high)}$

$$-\frac{2{,}4V - U_B}{I_{e(high)}} = R_C = \frac{2{,}6V}{80\,\mu A} = \underline{\underline{32{,}5\,k\Omega}}$$

(A3)

Schaltzeit

Ein MOSFET hat aufgrund der Arbeitsweise (Felderzeugung um zu leiten) eine geringere Schaltzeit als ein Bipolar Transistor (Ladungen zum schalten) ✓

Restspannung

Ein Bipolar Transistor hat eine geringe Restspannung als ein MOSFET ✓

(7P)

Speicherzeit

Aufgrund der Arbeitsweise besitzt ein Bipolar Transistor eine Speicherzeit bevor abgeschaltet wird (siehe Schaltzeit). ✓
Ein MOSFET hat fast keine Speicherzeit. (s.o.)

L

[redacted] ELIII [redacted]

A4 a)

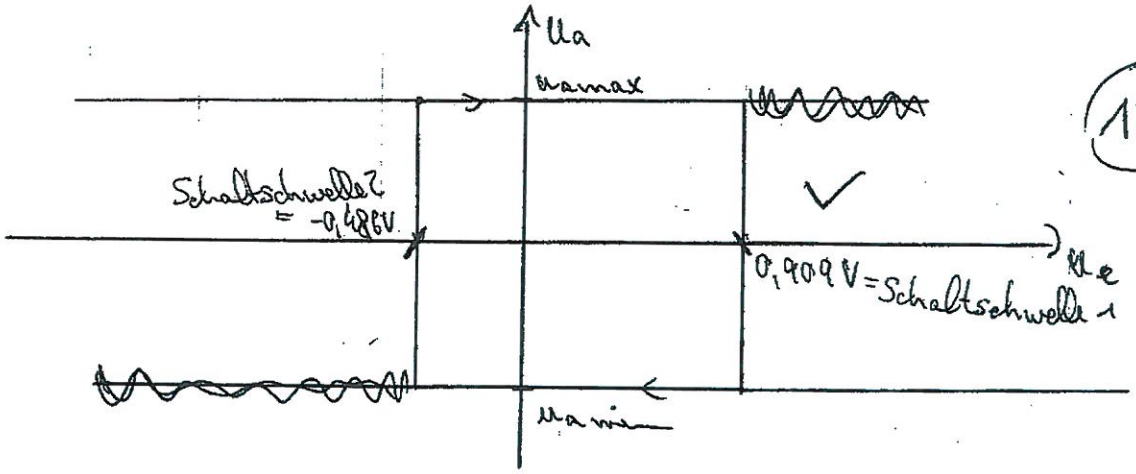
88 / WS	Semester	Fach	Dozent
FSR - Klausurensammlung			

$$u_{amax} \cdot \frac{R_3}{R_3+R_2} = \text{Schaltschwelle 1}$$

$$u_{amin} \cdot \frac{R_3}{R_1+R_3} = \text{Schaltschwelle 2}$$

$$\text{Schaltschwelle 1} = u_{amax} \cdot 0{,}0909 = \underline{\underline{0{,}909\,V}}$$

$$\text{Schaltschwelle 2} = u_{amin} \cdot 0{,}0486 = \underline{\underline{-0{,}486\,V}}$$



12P

b) $$\text{Schaltschwelle } 1' = (u_{amax} - U_F)\,\frac{R_3}{R_3+R_2} = 9{,}3V \cdot 0{,}0909$$

$$= \underline{\underline{0{,}845\,V}}$$

$$\text{Schaltschwelle } 2' = (u_{amin} + U_F) \cdot \frac{R_3}{R_3+R_1} = -9{,}3V \cdot 0{,}0486$$

$$= \underline{\underline{0{,}452\,V}}$$

8P

A5 a) Eingangswiderstand = $5\,k\Omega = R_E$

$$\frac{u_{Ref}}{R_E} = \frac{5V}{5k\Omega} = 1mA = I_e$$

Dieser Strom teilt sich jeweils gleichmäßig auf.*

$I_3 = \frac{I_e}{2} = \underline{500\,\mu A}$ ✓

$I_2 = \frac{I_3}{2} = \underline{250\,\mu A}$ ✓ 4P

$I_1 = \frac{I_2}{2} = \underline{125\,\mu A}$ ✓

$I_0 = \frac{I_1}{2} = \underline{62{,}5\,\mu A}$ ✓

b) OP2 invertiert ~~das~~ die Spannung, sodass am Ende ~~R~~ positive Spannungen gemessen werden können ✓ 2P

c) $\{0001\} \Rightarrow I_e = I_0 = \underline{62{,}5\,\mu A}$

~~$u_{a,OP1}$~~ $= +I_e \cdot 10k\Omega = u_a = \underline{0{,}625V}$ ✓

$\{0011\} \Rightarrow I_e = I_0 + I_1 = \underline{187{,}5\,\mu A}$

$u_a = I_e \cdot 10k\Omega = \underline{1{,}875\,V}$ ✓

$\{0110\} \Rightarrow I_e = I_1 + I_2 = \underline{375\,\mu A}$ 6P

$u_a = I_e \cdot 10k\Omega = \underline{3{,}75V}$ ✓

$\{1011\} \Rightarrow I_e = I_3 + I_1 + I_0 = \underline{687{,}5\,\mu A}$

$u_a = I_e \cdot 10k\Omega = \underline{6{,}875\,V}$ ✓

* Aufgrund der gleichen Widerstände in den Zweigen

6

EL III Klausur [redacted]

SS / WS	Semester	Fach	Dozent
FSR - Klausurensammlung			

A5 d) Kleinster Abstand von einer Spannung zur nächsten Stufe

$U_{LSB} = I_0 \cdot 10\,k\Omega = \underline{\underline{0{,}625\,V}}$ ✓

Maximalwert (3P)

$I_e = I_3 + I_2 + I_1 + I_0 = 937{,}5\,\mu A$

$U_{max} = I_e \cdot 10\,k\Omega = \underline{\underline{9{,}375\,V}}$ ✓

$= 10V - U_{LSB}$

A6 a) Abtastung (Abtasttheorem) (Zeitquantisierung) ✓

↓

Halten

↓

Amplitudenquantisierung ✓ (4P)

↓ ✓

* Codierung (Digitale Darstellung) *

b) <u>Abtastrate</u> (maximale) ✓ → Wortbreite

Ist wichtig um das Abtasttheorem zu erfüllen (siehe auch Rückseite)

<u>Auflösung</u> ✓

Gibt Aufschluss darüber wie genau Amplitude quantisiert wird. (3P)

<u>Eingangsspannungsbereich</u> ✓

Gibt an welche Signalamplituden maximal richtig verarbeitet werden können (siehe Rückseite)

Rückseite →

* im Allgemeinen nicht mit aufgeführt

10

Abtastrate

gibt an in welchem zeitlichen Abstand Werte berechnet werden. ✓ 1P

Eingangsspannungsbereich

Durch diese Angabe kann bestimmt werden welcher Spannung einem digitalen Signal bestehend aus nur Einsen zugeordnet wird. ✓ 1P

8

SS / WS	Semester	Fach	Dozent
09	E4	EL3	VLM

FSR - Klausurensammlung 1/14

Dr.-Ing. J. Vollmer, Dipl.-Ing. T. Voss,
Hochschule für Angewandte Wissenschaften Hamburg
Department für Informations- und Elektrotechnik
Informationstechnik und Kommunikationstechnik

Name: Aldag
Vorname: Mario
Matr.-Nr.: [redacted]
Semestergruppe (A oder B): A

Prüfung Elektronik 3 vom 16. Juli 2009

Ihre Lösungen müssen den Ansatz enthalten. Lösungen ohne Herleitungen oder Begründung erhalten nur reduzierte Punktzahl! Nummerieren Sie Ihre Aufgaben.

	Punkte in Unteraufgaben		Erreichte Punkte	Maximal (+ SP)
Aufgabe 1	5+5+4+8 (+3)		18	22 (+3)
Aufgabe 2	8		8	8
Aufgabe 3	2+10 (+6)		12 + (3)	12 (+6)
Aufgabe 4	10+6+6 (+4)		9 + 3 + 4 (+0)	22 (+4)
Aufgabe 5	4+8+4+4+6 (+6)		2+4+3+3+3 (+4)	26 (+6)
Bewertung:	14	**Summe:**	76	**90 (+19)**

Kleine Formelsammlung:

Transistor in Sättigung:

$$I_{CX} = \frac{B_N}{m} I_{BX}$$

Min/Max. Rechenregeln:

Für $a < 0, b > 0$ gilt:

$\overline{ab} = \bar{a}\underline{b}$ und $\underline{ab} = \underline{a}\bar{b}$

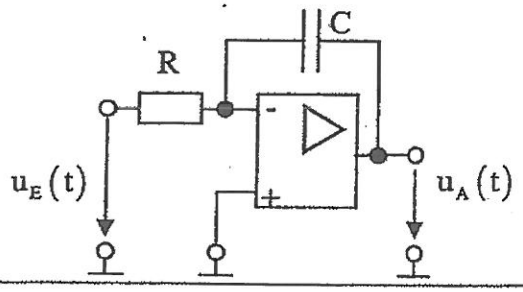
Differentialgleichung erster Ordnung mit konstanter Anregung:

Lösung : $u(t) = U_\infty + [U_0 - U_\infty] e^{-(t-t_S)/\tau}$

Für $t = T_x$ folgt: $T_x - t_S = \tau \cdot \ln\left(\frac{U_\infty - U_0}{U_\infty - u(T_x)}\right)$

Invertierender OP-Verstärker als Integrator im linearen Bereich:

$$u_A(t) = -\frac{1}{RC}\int_{-\infty}^{t} u_E(\tau)\,d\tau$$



ENOB (Effective Number of Bits):

$$ENOB(M) = \frac{SINAD/dB - 1{,}76}{6{,}02}$$

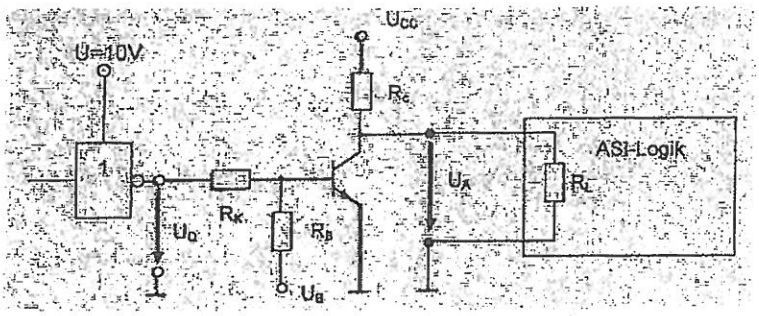
SINAD: Signal-to-Noise-and-Distortion (power) Ratio:

$$SINAD = \frac{S}{N+D}$$

S: Signal power, N: Noise power, D Distortion power

Aufgabe 1: Pegelanpassung

In einer Industriesteuerung soll ein Aktor-Sensor-Interface ASI (24V Logik) durch einen CMOS Inverter angesteuert werden. Die Last für die digitale Schaltung kann durch einen Lastwiderstand R_L angenähert werden. Der Transistorschalter soll die Amplitude am Ausgang des CMOS Gatters anheben.



U_{CC}=24V ± 5% ; U_B= -10V ± 5% ; R_B=10kΩ ± 10% ; R_L=10kΩ ± 10%

Transistor: U_{CEX}=0,1V...0,2V ; U_{BEX}=0,6V...0,7V ; B_N= 100....150 ; I_{CBO}= 0A : $I_C \leq$ 50mA

CMOS Inverter: U_{QH}=9,95V....10V ; U_{QL}=0V...0,05V ; R_{out}= 0Ω

ASI Logik: U_{IH} = +8,8V...+30V ; U_{IL} = -2V...+6V

E12 Reihe: 1,0 ; 1,2 ; 1,5 ; 1,8 ; 2,2 ; 2,7 ; 3,3 ; 3,9 ; 4,7 ; 5,6 ; 6,8 ; 8,2 X 10^nΩ ± 10%

a) Welche Bedingung muss R_C erfüllen, um den ASI-High-Pegel sicher zu erreichen? (5 Punkte)

b) Was ist der minimale erlaubte Wert von R_C? (Begründung!) (5 Punkte)

c) Aus a) und b) ergibt sich ein erlaubter Wertebereich für R_C. Welche technischen Gründe sprechen für den minimalen Wert, welche für den maximalen Wert? (Begründung!) (4 Punkte)

d) Der Transistorschalter soll auch im ungünstigsten Fall in Sättigung sein (m ≥ 2). Bestimmen Sie den maximal zulässigen R_{Kmax} und wählen Sie einen entsprechenden Wert aus der E12-Reihe. (8 Punkte)

e) **Zusatzaufgabe:** Erläutern Sie, was der „statische Störabstand" bei digitalen Schaltungen angibt. (3 Punkte) *(Hinweis: Eine Skizze könnte hilfreich sein.)*

Aufgabe 2

Die logische Funktion des N-MOS Teils einer CMOS Schaltung ist $f_n(A,B,C)=(A \wedge B) \vee C$ (positive Logik). Zeichnen Sie eine Realisierung der gesamten Schaltung mit möglichst wenig Transistoren. Nur die nicht invertieren Signale A, B, C können als gegeben angesehen werden. Schließen Sie alle Anschlüsse der N- und P-MOS Transistoren korrekt an! (8 Punkte)