

**DHBW Mannheim-Eppelheim, Mechatronik, Semester MA-TMT12AM3
Modul T2MT2102 – Angewandte Elektronik, Teilklausur 2014 Bayer**

Kommentierte MUSTERLÖSUNG r1.3.6 ▼

Deckblatt

Aufg. 1: OP – Frequenzgang, Slew-Rate

14

Aufgabenblätter inkl. Deckblatt	5	Anzahl Lösungsbogen
--	----------	--------------------------------



DHBW Mannheim, Außenstelle Eppelheim

Mechatronik MA-TMT12AM3

Teilklausur T2MT2102: Angewandte Elektronik 2014

18. Juni 2014

Dozent Rainer Bayer, Dipl.-Ing. FH Elektronik

Name, Vorname _____ **Matrikel-Nummer** _____ auf jedem Blatt oben eintragen

Studienjahrgang TMT12AM **Gruppe** _____ **3** **Semester** _____ **4**

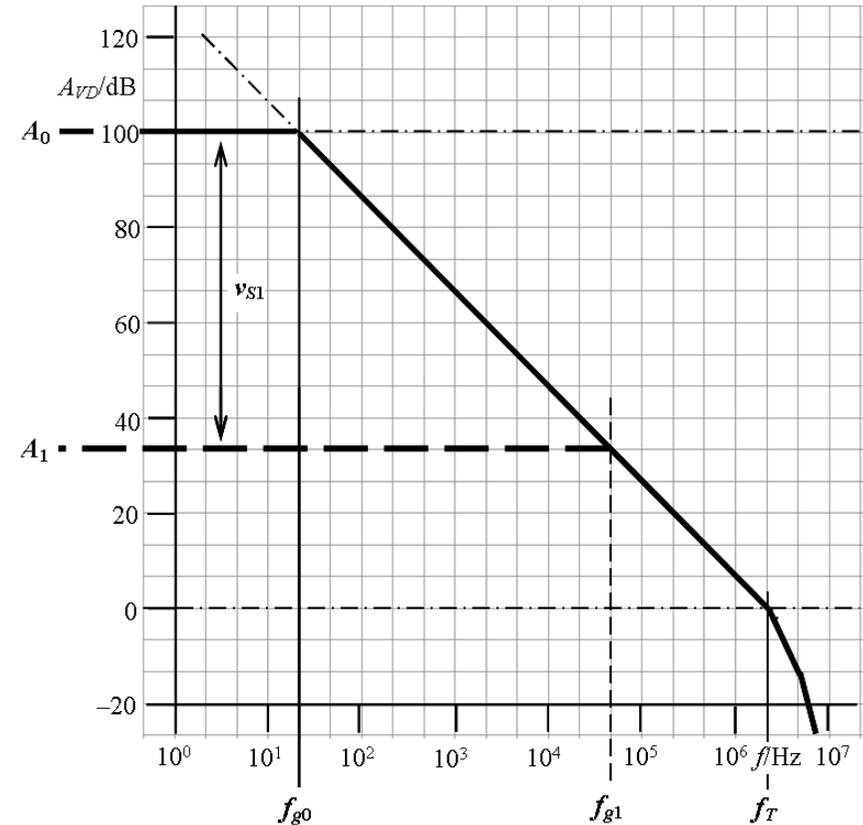
Hilfsmittel Skript, Formelsammlung, Taschenrechner **Zeit** _____ **75 min**

Bewertung Maximale Punktzahl _____ Erreichte Punktzahl _____

Datum / Signum _____ Ergebnis _____

Anmerkungen

Aufg.	Thema	Blatt	Punkte max.	Punkte erzielt	Anmerkungen
1	OP – Frequenzgang, Slew-Rate	2	14		
2	OP – Invertierender u/u-Verstärker	3	10		
3	OP – nichtlineare Rückkopplung	3	9		
4	Thyristor – Horizontalsteuerung	4	16		
5	CMOS-Gatter – Analyse	5	12		
Σ			61		



Hinweise:

- Schnittpunkte mit fallendem Ast („Flanke“: $f_{g0} < f < f_T$) sind -3 dB-Punkte
- wegen $s_{20\text{dB}} (\hat{=} 10) = s_{\text{Dekade}}$ entspricht die Flankensteilheit des TP 1.O. (-20 dB / Dekade) hier der Steigung $m = -1$ bzw. -45°
- Verlauf für $f > f_T$ ist beispielhaft (qualitativ) dargestellt

Aufg. 1: OP – Frequenzgang, Slew-Rate (fortgesetzt)

a) Leerlauf-Differenz-Verstärkung $A_0 = 100 \text{ dB} \hat{=} 10^5$ 4

Rechnerisch: $f_{g0} \cong f_T / A_0 = 2 \cdot 10^6 \text{ Hz} / 10^5 = \underline{\underline{20 \text{ Hz}}}$

Liegt Spannungsgegenkopplung vor, so ist das Verstärkungs-Bandbreite-Produkt $GBP \cong f_T$ nahezu konstant. Genügt die Übertragungsfunktion der Verstärkerschaltung der Form $A(f) = A_D(f) / (1 + k \cdot A_D(f))$ und ist der Rückkopplungsfaktor k rein reell, gilt mit der Betriebsverstärkung A und $A_0 \gg 1/k$: $A \cong 1/k$; $v_S \cong g \cong A_0 / A$. Es ist dann $f_T \cong A \cdot f_g$

b) Audio-Signal: Überlagerung harmonischer (sinusförmiger) Schwingungen; maßgeblich ist die höchste enthaltene Frequenz: $f_{g1} = 50 \text{ kHz}$. 3

Rechnerisch: $A_1 = f_T / f_{g1} = 2 \cdot 10^6 \text{ Hz} / 50 \cdot 10^3 \text{ Hz} = 40 \hat{=} \underline{\underline{32,0 \text{ dB}}}$

c) Rechnerisch: $v_{S1} = A_0 / A_1 = 10^5 / 40 = \underline{\underline{2,50 \cdot 10^3}} \hat{=} \underline{\underline{68,0 \text{ dB}}}$ oder 3

$\underline{\underline{v_{S1} / \text{dB}}} = A_0 / \text{dB} - A_1 / \text{dB} = (100 - 32,0) \text{ dB} = \underline{\underline{68,0 \text{ dB}}} \hat{=} \underline{\underline{2,51 \cdot 10^3}}$

d) Maßgebend ist die höchste enthaltene Signalfrequenz $f_{g2} = 50 \text{ kHz}$ und die minimale (garantierte) Slew-Rate $SR_{min} = 2,50 \text{ V}/\mu\text{s}$ 4

Für harmonische (sinusförmige) Schwingungen gilt: $\omega_{g,max} \cdot \hat{U}_a = SR_{min}$

$$\hat{U}_2 = \hat{U}_a = \frac{SR_{min}}{2\pi \cdot f_{g2}} = \frac{2,50 \text{ V}}{2\pi \cdot 50 \cdot 10^3 \text{ 1/s}} = \underline{\underline{7,96 \text{ V}}}$$

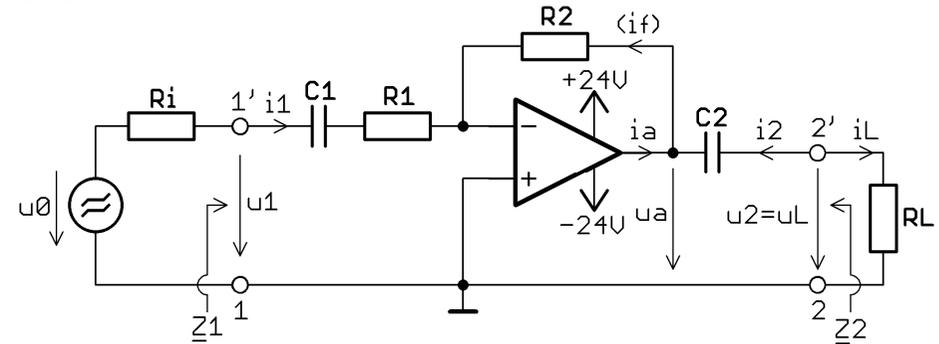
$$\hat{U}_1 = \hat{U}_2 / A_2 = 7,96 \text{ V} / 10 = \underline{\underline{796 \text{ mV}}}$$

$$\underline{\underline{U_1}} = \hat{U}_1 / \sqrt{2} = \underline{\underline{563 \text{ mV}}}$$

Aufg. 2: OP – Invertierender u/u-Verstärker

10

a); b) 4+2



c) Virtuelle Masse am (-)-Eingang OP: $Z_1 \cong R1$ 2

$\rightarrow \underline{\underline{R1 = 10 \text{ k}\Omega}}$

$A = u_2 / u_1 = -R2 / R1$

$\rightarrow \underline{\underline{R2}} = -A \cdot R1 = -(-2) \cdot 10 \text{ k}\Omega = \underline{\underline{20 \text{ k}\Omega}}$

d) Die Koppelkondensatoren C1; C2 werden im interessierenden Frequenzbereich als Kurzschlüsse betrachtet. 2

$u_a = u_2 = u_L$;

virtuelle Masse am (-)-Eingang OP: $i_f \neq f(u_1)$ für $|u_a| \leq |U_{amax}|$

$\rightarrow RL = \frac{u_a}{I_L}$; $i_a = i_f + i_L = \frac{u_a}{R2} + \frac{u_a}{RL}$

$$RL_{min} = \frac{U_{a,max}}{I_{a,max} - \frac{U_{a,max}}{R2}} = \frac{20 \text{ V}}{15 \text{ mA} - \frac{20 \text{ V}}{20 \text{ k}\Omega}} = \frac{20 \text{ V}}{(15 - 1) \text{ mA}} = \underline{\underline{14 \text{ mA}}}$$

$\underline{\underline{RL_{min} = 1,43 \text{ k}\Omega}}$

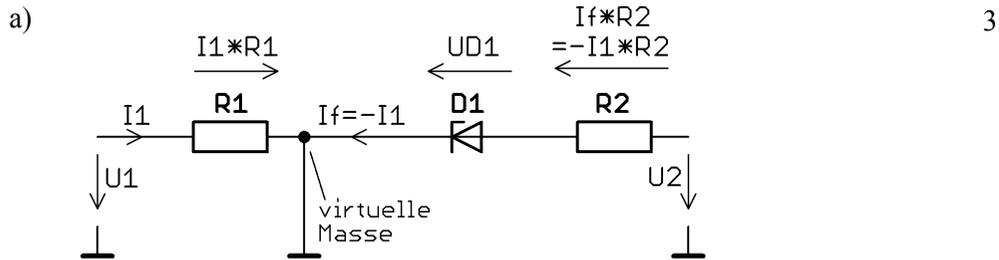
Aufg. 3: OP – Verstärker mit nichtlinearer Rückkopplung 9

Grundschiung: invertierender u/u -Verstärker. In der Ersatzschaltung unten ist die Pfeilung willkürlich, aber zweckmäßig so gewählt, dass

- Spannungen und Ströme auf die virtuelle Masse zeigen;
- Verbraucherzweipole wie üblich gleichsinnig gepfeilt sind.

Es wird *eine* Pfeilung unabhängig von der Polarität von U_1 verwendet. Das Vorzeichen des Zahlenwertes von I_f bestimmt, in welchem Quadranten D1 arbeitet:

- $\{I_f\} < 0$: I. Quadrant Z-Diode $U_{D1} = -(+4,7 \text{ V}) = -4,7 \text{ V}$;
- $\{I_f\} > 0$: III. Quadrant „normale“ Diode $U_{D1} = -(-0,7 \text{ V}) = +0,7 \text{ V}$.



$$U_2 = +U_{D1} + I_f \cdot R1 = +U_{D1} - I_1 \cdot R1 = +U_{D1} - U_1 \frac{R2}{R1}$$

- b I) ($U_1 = -2 \text{ V}$) $< 0 \rightarrow \{I_1\} < 0; \{I_f\} > 0$
 → D1 arbeitet als „normale“ Diode: $U_{D1} = +0,7 \text{ V}$

$$U_2 = +(0,7 \text{ V}) - (-2 \text{ V}) \cdot \frac{1,5 \text{ k}\Omega}{1 \text{ k}\Omega}$$

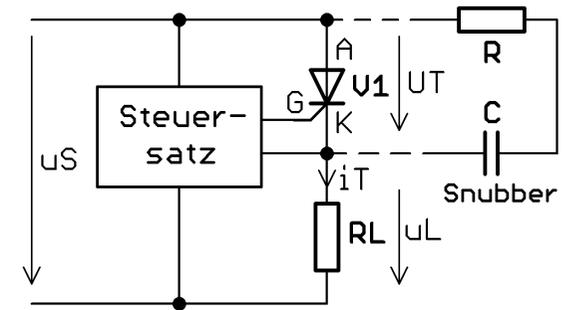
$$U_2 = +0,7 \text{ V} + 2 \text{ V} \cdot 1,5 = +0,7 \text{ V} + 3 \text{ V} = +3,7 \text{ V}$$

- b II) ($U_1 = +2 \text{ V}$) $> 0 \rightarrow \{I_1\} > 0; \{I_f\} < 0$
 → D1 arbeitet als Z-Diode: $U_{D1} = -U_Z = -4,7 \text{ V}$

$$U_2 = +(-4,7 \text{ V}) - (+2 \text{ V}) \cdot \frac{1,5 \text{ k}\Omega}{1 \text{ k}\Omega}$$

$$U_2 = -4,7 \text{ V} - 2 \text{ V} \cdot 1,5 = -4,7 \text{ V} - 3 \text{ V} = -7,7 \text{ V}$$

Aufg. 4: Thyristor 16



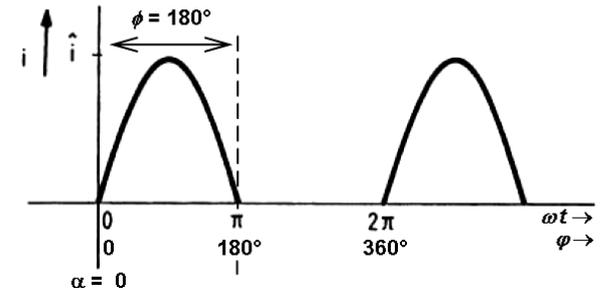
- u_S : 1-Phasen-Netz
230 V / 50 Hz
- $R_L = 25 \Omega$ (ohmsch)
- $T_a = [-25; +70]^\circ\text{C}$

- a) siehe Schaltung 1
- b) Die erforderlichen Mindestwerte entsprechen den Grenzwerten im Datenblatt (Index M für max.); i.d. Praxis ist ein Sicherheitszuschlag erforderlich. Bei den Formelzeichen bedeutet das zweite im Index stehende R „repetitive“ (periodisch). 2

$$U_{BO(0)} = U_{DRM} = \hat{U}_S = \sqrt{2} \cdot 230 \text{ V} = \underline{\underline{325 \text{ V}}}$$

$$U_{RRM} = U_{DRM} = \underline{\underline{325 \text{ V}}}$$

- c) Der gesamte (theoretisch) mögliche Steuerbereich beträgt bei Horizontalzündung $\alpha = [0; 180^\circ]$. 4



Die Maxima I_{TAVM} und I_{TRMSM} liegen vor bei Stromflusswinkel $\Phi = 180^\circ$ (Halbwelle)
 → Steuerwinkel $\alpha = 0^\circ$
 (entspricht Einweggleichrichtung, s. Bild).

Ohmsche Last; Restspannung U_T im gezündeten Zustand (typ. 1 V) wird vernachlässigt

$$\rightarrow \hat{I}_T \neq f(\{\alpha; \Phi\}); u_L \cong u_S \rightarrow \hat{I}_T = \hat{U}_S / R_L.$$

Aufg. 4: Thyristor (fortgesetzt 1)

I. Berechnung mit Formeln für den Steuerwinkel α , Thyristor

$$I_{TAVM} = \frac{\hat{I}_T}{2} \cdot \frac{1 + \cos(\alpha)}{\pi} = \frac{\hat{U}_S}{2RL} \cdot \frac{1 + \cos(0)}{\pi} = \frac{\hat{U}_S}{\pi \cdot RL}$$

$$I_{TAVM} = \frac{325 \text{ V}}{\pi \cdot 25 \Omega} = 4,14 \text{ A}$$

$$I_{TRMSM} = \frac{\hat{I}_T}{2} \sqrt{1 - \frac{\alpha^\circ}{180^\circ} + \frac{\sin(2\alpha)}{2\pi}} = \frac{\hat{U}_S}{2RL} = \frac{325 \text{ V}}{2 \cdot 25 \Omega} = 6,50 \text{ A}$$

II. Alternativ: Berechnung mit Scheitel- und Formfaktor für „Einweggleichrichtung“ (Halbwellengleichrichtung)

$$k_S = \hat{I} / I_{RMS} = 2 \quad \text{Scheitelfaktor (crest factor)}$$

$$k_f = I_{RMS} / |\bar{i}| = \pi / 2 \quad \text{Formfaktor (form factor) mit } |\bar{i}|: \text{ Gleichrichtwert (average absolute value)}$$

$$I_{TRMSM} = \frac{\hat{I}_T}{k_S} = \frac{\hat{U}_S}{k_S \cdot RL} = \frac{325 \text{ V}}{2 \cdot 25 \Omega} = 6,50 \text{ A}$$

$$I_{TAVM} = \frac{I_{TRMSM}}{k_f} = \frac{6,50 \text{ A}}{\pi / 2} = \frac{2}{\pi} \cdot 6,50 \text{ A} = 4,14 \text{ A}$$

d) Worst-Case-Werte:

$$\text{max. Gate-Strom bei } +25^\circ\text{C} \quad I_{GTM}(25^\circ\text{C}) = 15 \text{ mA}$$

$$\text{minimale Temperatur} \quad T_{a,min} = T_{j,min} = -25^\circ\text{C}$$

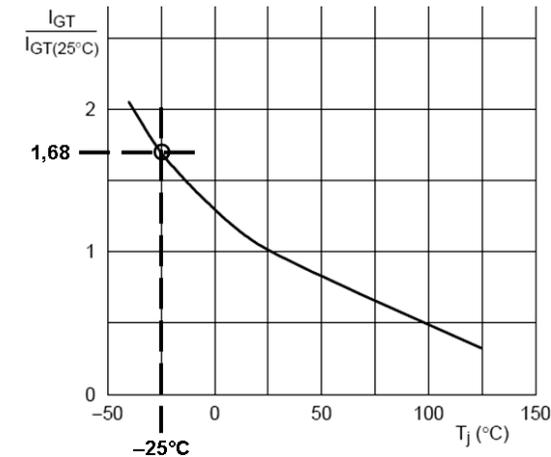
Geforderter Mindestwert für den Steuersatz entspricht dem notwendigen Maximum beim „zündunwilligsten“ Exemplar.

$$I_{GT} / I_{GT(25^\circ\text{C})}|_{T_j=-25^\circ\text{C}} = 1,68 \quad \text{aus Diagramm (siehe nächstes Blatt)}$$

$$I_{GTM} = 1,68 \cdot 15 \text{ mA} = 25,2 \text{ mA}$$

4

Aufg. 4: Thyristor (fortgesetzt 2)



- e) Für die Verlustleistung P_{TM} im gezündeten Zustand gilt unter Vernachlässigung der Steuerleistung und mit den Stromwerten aus Aufg. c): 2

$$P_{TM} = U_{T(T0)M} \cdot I_{TAVM} + r_{SM} \cdot I_{TRMSM}^2$$

$$P_{TM} = 1,06 \text{ V} \cdot 4,14 \text{ A} + 30,4 \text{ m}\Omega \cdot (6,50 \text{ A})^2 = (4,39 + 1,28) \text{ W} = 5,67 \text{ W}$$

(Die „Gegenspannung“ $U_{T(T0)}$ verursacht hier einen höheren Leistungseintrag als der differentielle Widerstand („Slope Resistance“) r_S der AK-Stecke.)

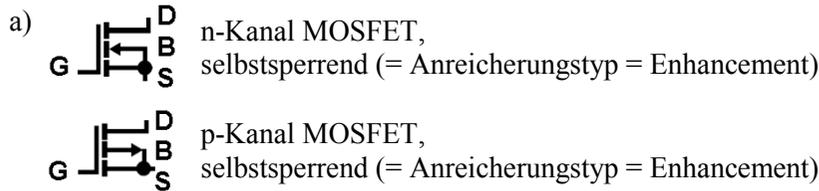
- f) TSE-Schaltung (TSE: Träger-Stau-Effekt) oder „Snubber“ siehe a). 3

Beim Übergang vom leitenden in den gesperrten Zustand fließt ein Rückstrom, der eine steile Stromänderung di_T/dt verursacht. Insbesondere beim Schalten induktiver Lasten kommt es dann auch zu einer hohen Gegeninduktionsspannung du_D/dt . Zu hohe Steilheiten wirken wie eine Überkopfzündung; zu hohe Gegeninduktionsspannung führt zum Durchbruch (Zerstörung). Der „Snubber“ wirkt beim Ausschaltvorgang bedämpfend.

Hinweis: „Snubber“ parallel zur AK-Strecke: es fließt auch im gesperrten / blockierten Zustand des Thyristors Strom durch die Last. Prinzipiell ist auch Parallelschaltung zur Last möglich; dies schwächt die Wirkung jedoch ab. Dann ist ein zusätzlicher Kondensator parallel zur Speisespannung / Netzspannung u_S erforderlich, der z.B. im Netzfilter enthalten sein kann.

Aufg. 5: CMOS-Gatter – Analyse

12



2

Logikpegel: 0 = VSS, 1 = VDD

n-Kanal schaltet durch bei 1 an G (→ 0 an D, falls S an VSS)

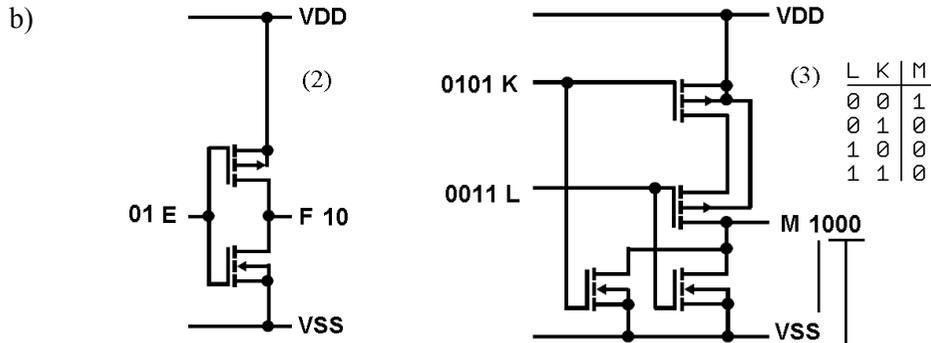
p-Kanal schaltet durch bei 0 an G (→ 1 an D, falls S an VDD)

Parallel geschaltete FETs: ODER für den entsprechenden(!) Pegel

In Serie geschaltete FETs: UND für den entsprechenden(!) Pegel

Complementary MOS: beide Logikpegel werden aktiv erzeugt; es genügt, die Pegel für *entweder 0 oder 1* zu verfolgen (s. b) (3), der jeweils andere Pegel kann zur Kontrolle dienen.

Alternativ: „Durchspielen“ aller Eingangskombinationen.



4

(2) $F = \bar{E}$ NOT (NICHT, Inverter)

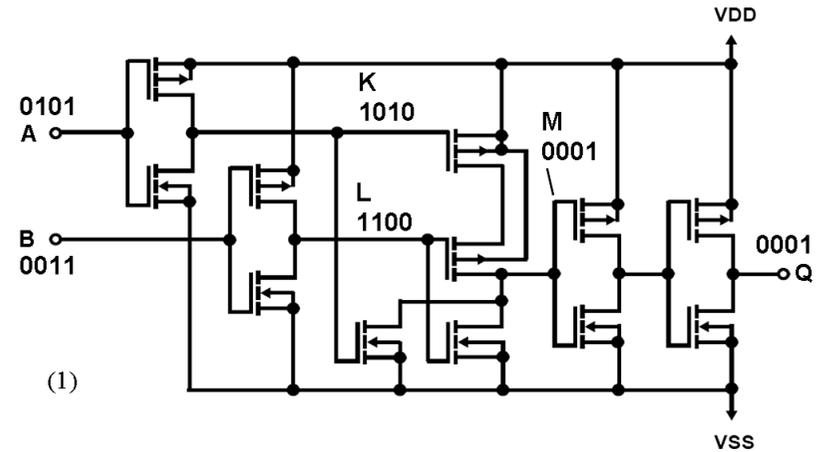
(3) $M = \overline{K \wedge L} = \overline{K \vee L}$ NOR (ODER-NICHT)

M ist nur 1, wenn beide Eingänge 0 sind
(Serienschaltung p-Kanal)

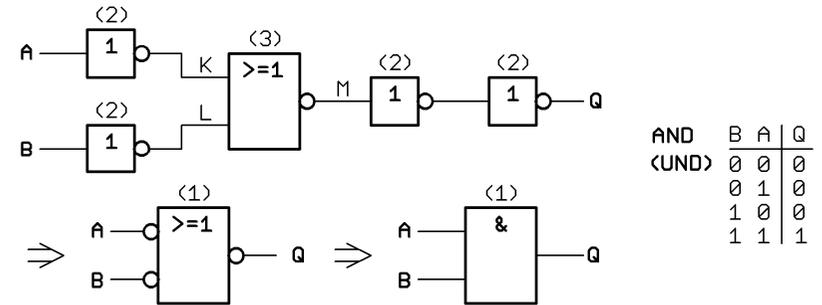
M ist 0, wenn mindestens ein Eingang 1 ist
(Parallelschaltung n-Kanal)

Aufg. 5: CMOS-Gatter – Analyse (fortgesetzt)

c)



4



d) Zum „Buffern“ der Ein- und Ausgänge. Vergleich mit ungebufferter Serie: 2

- + höhere Eingangsimpedanz, niedrigere Eingangskapazität
- + bessere Entkopplung der Eingänge untereinander u. zum Ausgang
- + niedrigere und nahezu konstante Ausgangsimpedanz
- + Verbesserung der Störsicherheit und statischen Pegel
- + ausgeprägtere und nahezu konstante Flankensteilheit am Ausgang
- + höhere AC-Verstärkung
- höhere Verlustleistung (insbes. dynamisch)
- größere Signallaufzeit
- mehrfaches Schalten am Ausgang bei Eingangssignalen mit kleiner Anstiegsgeschwindigkeit
- weniger gut für Anwendungen mit Mitkopplung
- mehr FETs: größere Chipfläche (bei gleichem Integrationsgrad)