

DHBW-Mosb ELTRO2 Klausur 2019/03 Bayer LÖSUNG r1.4.0

Klausur 2019/03 r120

MT17B Bayer

DHBW-Mosb ELTRO2

DHBW Mosbach · MT17B
Elektronik II (ELTRO2) · Klausur 2019/03 · Bayer

Matrikel-Nr.: _____
Blatt 1 / 11

Aufgabenblätter inkl. Deckblatt	11	Anzahl Lösungsbogen	_____
------------------------------------	-----------	------------------------	-------



DHBW Mosbach
Elektronik II (ELTRO2)
MT17B, Bayer Rev. 1.2.0 **Klausur 2019/03**

Dozent Dipl.-Ing. FH Rainer Bayer Datum 27.03.2019

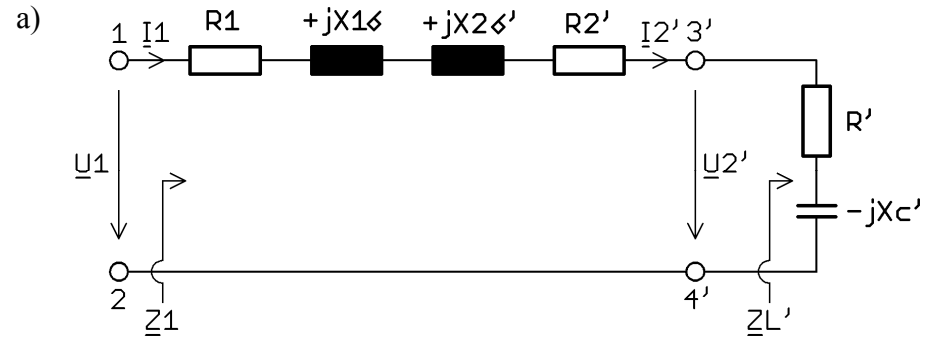
Matrikelnummer auf jede Kopfzeile (Aufgaben, Lösungen) Studienjahrgang MT17B

Hilfsmittel TR, Formelsammlung 4 Seiten, Blatt „Log. Skalierung“ Zeit 120 min

Bewertung Punktzahl 100% _____ Punkte _____ % _____
Korrektur _____ Note _____

Aufg.	Thema	Blatt	a)	b)	c)	d)	e)	f)	Σ
1	Transformator	2	7	2	10	5			24
2	BJT: Schalter	3-4	3	12	3	2	6	2	28
3	BJT: KS-Verstärker	5-6	8	9	5	2	3	5	32
4	MOSFET (IGFET): Leistungsschalter	7	6	4					10
5	OP: Schaltungsanalyse	8	8	4	6				18
6	OP: Frequenzabhängige Gegenkopplung	9-10	4	5	6	4	3		22
Anhang: E-Reihen nach DIN IEC 60063		11							
Anmerkungen									134

1 Transformator 24



Lsg-Abb. 1

b) $N_1 > N_2 \Rightarrow$ Abwärtstrafo 2

c) $X_{1\sigma} = X_{2\sigma}' = \frac{X_T}{2} = 125 \Omega$ 10

$$\underline{u} = \frac{N_1}{N_2} = \frac{2000}{245} = 8,16; \underline{u}^2 = 66,6$$

$$R_1 = 60 \Omega$$

$$R_2' = \underline{u}^2 \cdot R_2 = 66,6 \cdot 0,12 \Omega = 8 \Omega$$

$$R' = \underline{u}^2 \cdot R = 66,6 \cdot 5 \Omega = 333 \Omega$$

$$X_C = \frac{1}{2\pi f \cdot C} = \frac{1}{2\pi \cdot 50s^{-1} \cdot 470 \cdot 10^{-6} As/V} = 6,77 \Omega$$

$$X_C' = \underline{u}^2 \cdot X_C = 451 \Omega$$

$$\underline{Z}_1 = (R_1 + R_2' + R') + j(X_{1\sigma} + X_{2\sigma}' - X_C')$$

$$\underline{Z}_1 = (60 + 8 + 333)\Omega + j(125 + 125 - 451)\Omega$$

$$\underline{Z}_1 = 401 \Omega - j201 \Omega = 449 \Omega \cdot \exp(-j26,6^\circ)$$

– weiter auf dem nächsten Blatt –

1 Transformator (fortgesetzt)

Das speisende Netz sieht eine ohmsch-kapazitive Last:

- φ_{Z1} ist negativ, aber positiver als -90° oder:
- $\text{Im}\{Z_1\}$ ist negativ; $\text{Re}\{Z_1\} \neq 0$ (bzw. > 0).

d) I. Ansatz: Strom

5

$$I_1 = I_2' = \frac{U_1}{Z_1} = \frac{230 \text{ V}}{449 \Omega} = \underline{0,512 \text{ A}}$$

$$\underline{Z_L'} = R' - jX_C' = (333 - j451)\Omega = \underline{561 \cdot \exp(-j53,6^\circ)}$$

$$\underline{Z_L'} = 561 \Omega$$

oder

$$\underline{Z_L'} = \sqrt{R'^2 + X_C'^2} = \sqrt{333^2 + (-451)^2} \Omega = \underline{561 \Omega}$$

$$\underline{U_2'} = I_2' \cdot Z_L' = 0,512 \text{ A} \cdot 561 \Omega = \underline{287 \text{ V}}$$

$$\underline{U_2} = \frac{U_2'}{\ddot{u}} = \frac{287 \text{ V}}{8,16} = \underline{35,2 \text{ V}}$$

II. Ansatz: Spannungsteiler

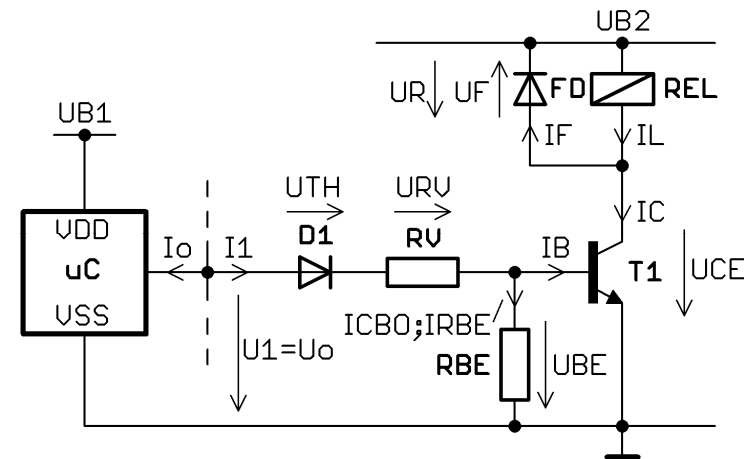
$$U_2 = \left| \frac{Z_L'}{Z_1} \right| \cdot U_1 = \frac{|Z_L'|}{|Z_1|} \cdot U_1 = \frac{Z_L}{Z_1} \cdot \frac{U_1}{\ddot{u}}$$

$$\underline{U_2} = \frac{561 \Omega}{449 \Omega} \cdot \frac{230 \text{ V}}{8,16} = \underline{35,2 \text{ V}}$$

[Anm.: $U_2 > (U_{2,LL} = 28,2 \text{ V})$. Stichwort: Reihenschwingkreis; Resonanzüberhöhung der Spannungen]

2 BJT: Schalter

28



Lsg-Abb. 2

a) AUS-Zustand (T1 sperrt, statischer Zustand) 3

$$V_{SS} = 0 \text{ V}; \underline{U_{OLmax}} = V_{SS} + 0,4 \text{ V} = \underline{0,4 \text{ V}} > 0,2 \text{ V}$$

→ Si-Diode D1 in Reihe zu RV erforderlich ($U_{TH} := 0,7 \text{ V}$);
damit auch Basisableitwiderstand RBE erforderlich

b) EIN-Zustand (T1 leitet, statischer Zustand) 12

- Basisableitwiderstand RBE

$$\text{abgel. aus Afg-Abb. 2.2; } \mathcal{G}_{a,max} = +60^\circ\text{C: } \underline{I_{CBO,max} = 100 \text{ nA}}$$

$$\underline{RBE_{max}} = \frac{0,2 \text{ V (Si)}}{I_{CBO,max}} = \frac{0,2 \text{ V}}{100 \text{ nA}} = \underline{2 \text{ M}\Omega}$$

$$\underline{RBE_{E24}} = 1,8 \text{ M}\Omega ; \text{ Nachw.: } 1,8 \text{ M}\Omega^{+5\%} = 1,89 \text{ M}\Omega \leq 2 \text{ M}\Omega$$

- Basisvorwiderstand RV

$$\text{Bemessungsdaten REL: } \underline{R_L} = \frac{U_{Nenn}^2}{P_{REL,Nenn}} = \frac{(24 \text{ V})^2}{3 \text{ W}} = \underline{192 \Omega}$$

$$\underline{I_C} = I_L = \frac{U_{B2}}{R_L} = \frac{24 \text{ V}}{192 \Omega} = \underline{125 \text{ mA}} \quad (U_{CEsat} \rightarrow 0)$$

2 BJT: Schalter (fortgesetzt 1)

h_{FE} -Klasse „-40“; nächstliegender Wert $I_C = 100 \text{ mA}$ aus Afg-Tab. 2.1: $B_{\min} = 250$

$$I_B = m \cdot \frac{I_C}{B_{\min}} = 2,5 \cdot \frac{125 \text{ mA}}{250} = 2,5 \cdot 0,5 \text{ mA} = \underline{1,25 \text{ mA}}$$

$$I_{RBE, \text{on}} = \frac{U_{BE, \text{on}}}{R_{BE, E24}} = \frac{0,8 \text{ V}}{1,8 \text{ M}\Omega} = \underline{444 \text{ nA}} \ll I_B \rightarrow I_1 \cong \underline{1,25 \text{ mA}}$$

Nachw. Treiberfähigkeit: $|I_{OHL, \text{max}}| = 10 \text{ mA}$; $I_1 \leq |I_{OHL, \text{max}}|$

$$V_{DD} = U_{B2} = 3,3 \text{ V}$$

$$\text{Aus Afg-Tab. 2.2: } U_{1, \text{on}} = U_{OH, \text{min}} = (3,3 - 0,4) \text{ V} = \underline{2,9 \text{ V}}$$

$$U_{RV} = U_{1, \text{on}} - U_{Th} - U_{BE, \text{on}} = (2,9 - 0,7 - 0,8) \text{ V} = \underline{1,4 \text{ V}}$$

$$RV = \frac{U_{RV}}{I_1} = \frac{1,4 \text{ V}}{1,25 \text{ mA}} = \underline{1,12 \text{ k}\Omega}; \quad RV_{E24} = \underline{1,1 \text{ k}\Omega}$$

c) Vernachl.: $P_{\text{Steuerkreis}}$; Minderung I_C wg. $U_{CE, \text{sat}} > 0$ 3

$$- P_{\text{on}} \cong U_{CE, \text{sat}} \cdot I_C = 1 \text{ V} \cdot 125 \text{ mA} = \underline{125 \text{ mW}}$$

- Leistungsanpassung: $r_{CE} = RL$

$$\hat{P}_{SO} = \frac{U_{B2}^2}{4 \cdot RL} = \frac{1}{4} \cdot P_{REL, \text{Nenn}} = \frac{1}{4} \cdot 3 \text{ W} = \underline{750 \text{ mW}}$$

d) Ohmsch-induktive Last \rightarrow Ausschalten 2

e) - s. Lsg-Abb. 2 6

$$- I_{F, \text{max}} = I_C = 125 \text{ mA}; \quad U_{R, \text{max}} = U_{B2} = 24 \text{ V}$$

(Praxis: Sicherheitszuschläge!)

$$- u_{CE, \text{max}} = u_F(0) + U_{B2} \cong (2,5 + 24) \text{ V} = \underline{26,5 \text{ V}}$$

f) Wesentliche Verlängerung Abfallzeit RELais 2

3 BJT: Kleinsignalverstärker

32

a) - „Bei Aussteuerung näherungsweise in Leistungsanpassung“ 8
 $\Rightarrow \underline{RC} = RL = \underline{200 \Omega}$ (näherungsweise: $r_{CE} \rightarrow \infty \Rightarrow Z_2 = RC$)

„Ruhestrom 63 mA“ $\Rightarrow I_{C, AP} = 63 \text{ mA}$

$$|I_{E, AP}| \cong I_{C, AP}; \quad \underline{RE} = \frac{U_{RE, AP}}{I_{C, AP}} = \frac{1,4 \text{ V}}{63 \text{ mA}} = \underline{22,2 \Omega}$$

$$\underline{U_{RC, AP}} = I_{C, AP} \cdot RC = 63 \text{ mA} \cdot 200 \Omega = \underline{12,6 \text{ V}}$$

$$\underline{U_{CE, AP}} = U_B - U_{RC, AP} - U_{RE, AP} = (20 - 12,6 - 1,4) \text{ V} = \underline{6 \text{ V}}$$

$$\underline{AP} = (6 \text{ V} | 63 \text{ mA})$$

$$- \underline{RG} = RC + RE = \underline{222 \Omega}$$

AGS ist bestimmt durch AP; $m_{AGS} = -1 / RG = -4,51 \text{ mS}$;
 $P1 = (U_B | 0) = (20 \text{ V} | 0)$. Einzeichnen: AP; P1 oder P1; P2:

$$\underline{I_{C, \text{max}}} = \frac{U_B}{RG} = \frac{20 \text{ V}}{222 \Omega} = \underline{90 \text{ mA}} \Rightarrow \underline{P2} = (0 | 90 \text{ mA})$$

s. Lsg-Abb. 3.1

b) - $R_D = RC || RL$; hier: $\underline{RD} = RL / 2 = \underline{100 \Omega}$ 9

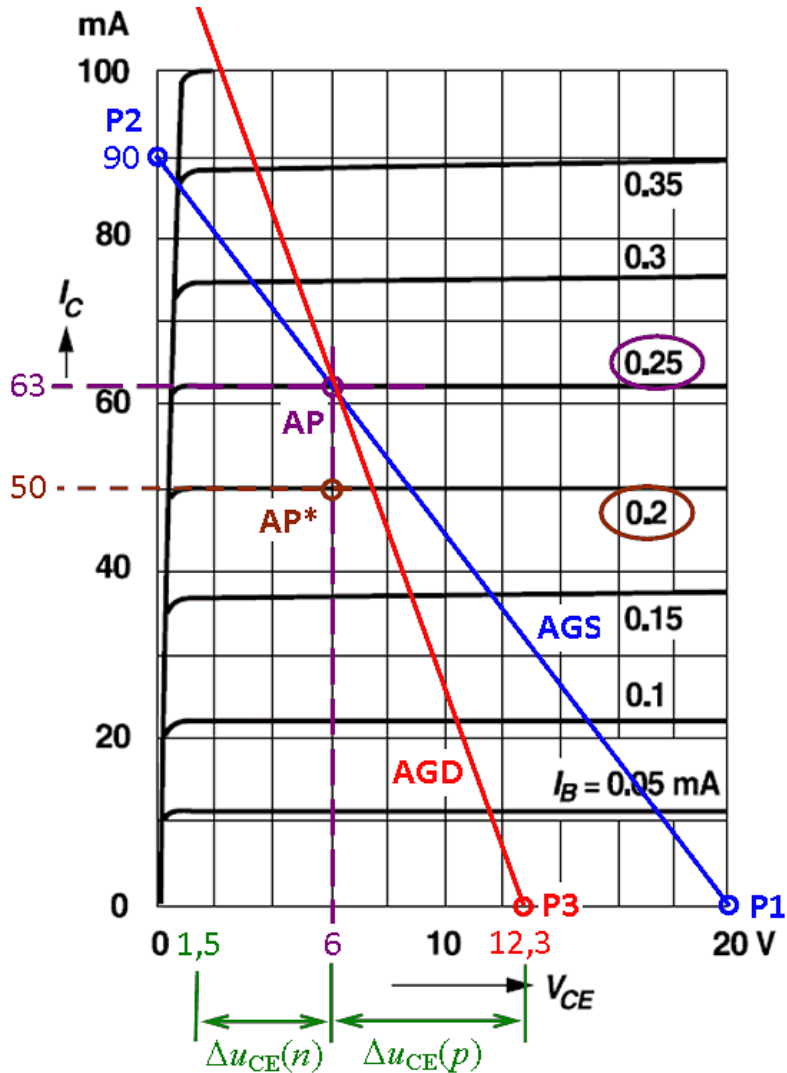
$\underline{m_{AGD}} = -1 / RD = -10 \text{ mS}$ (AG dreht sich im AP im mathem. negativen Sinn). AGD ist durch AP und m_{AGD} bestimmt. Einzeichnen: weiterer Punkt, sinnvollerweise auf der U_{CE} -Achse:

$$\underline{U_{CE3}} = U_{CE, AP} - \frac{I_{C, AP}}{m_{AGD}} = 6 \text{ V} - \frac{63 \text{ mA}}{-10 \text{ mS}} = \underline{12,3 \text{ V}}$$

$$\Rightarrow \underline{P3} = (12,3 \text{ V} | 0)$$

[I_C -Achse: $\underline{P4} = (0 | 123 \text{ mA})$]

3 BJT: Kleinsignalverstärker (fortgesetzt 1)



Lsg-Abb. 3.1

– abgeschätzt: $U_{CEsat} \cong 1,5 \text{ V}$

$$\Delta u_{CE}(n) = U_{CE,AP} - U_{CEsat} = (6 - 1,5) \text{ V} = \underline{4,5 \text{ V}}$$

3 BJT: Kleinsignalverstärker (fortgesetzt 2)

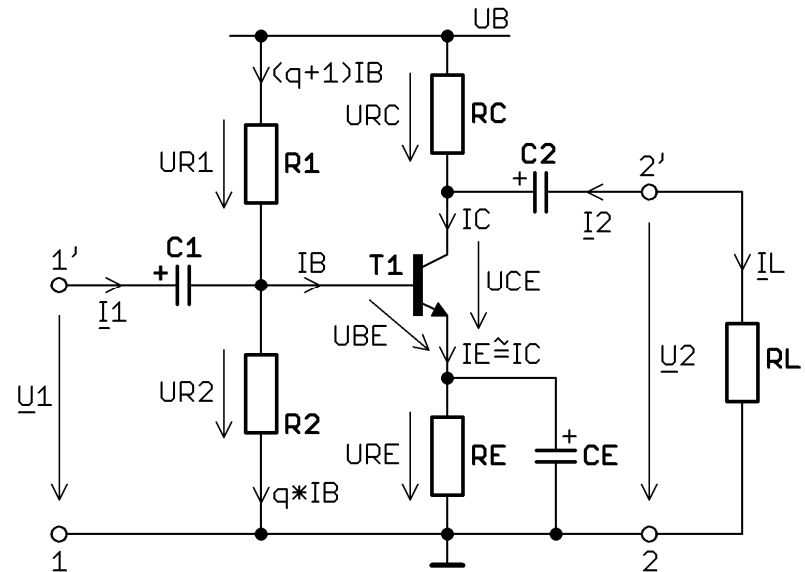
$$\Delta u_{CE}(p) = U_{CE3} - U_{CE,AP} = (12,3 - 6) \text{ V} = \underline{6,3 \text{ V}}$$

$$\text{Maßgeb. ist der kleinere Wert, hier: } \hat{U}_{2max} = \Delta u_{CEmax}(n) = \underline{4,5 \text{ V}}$$

$$\text{harmon. Spg.: } \underline{U_{2eff,max}} = \hat{U}_{2max} / \sqrt{2} = \underline{3,18 \text{ V}}$$

c) vorgeg.: $AP^* = (6 \text{ V} \mid 50 \text{ mA})$

5



Lsg-Abb. 3.2

– aus Afg-Abb. 3.2 / Lsg.-Abb. 3.1: $I_{B,AP}^* = 0,2 \text{ mA}$

$$R2 = \frac{U_{R2}}{I_{R2}} = \frac{U_{BE,AP} + U_{RE,AP}}{q \cdot I_{B,AP}^*} = \frac{(0,7 + 1,4) \text{ V}}{6 \cdot 0,2 \text{ mA}} = \underline{1,75 \text{ k}\Omega}$$

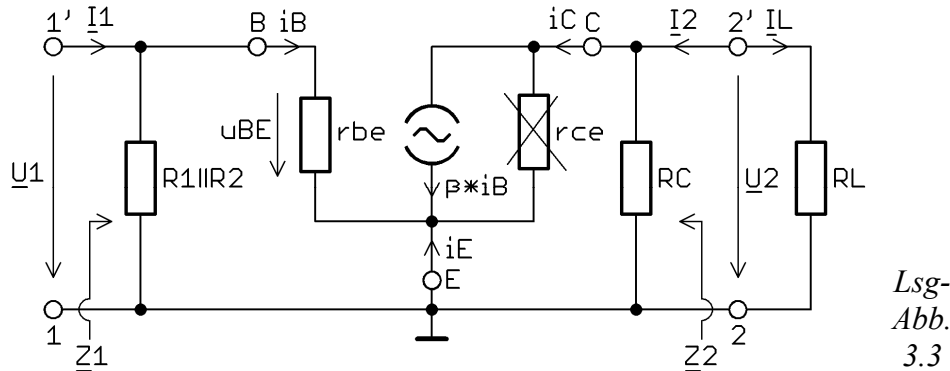
$$R1 = \frac{U_{R1}}{I_{R1}} = \frac{U_B - U_{BE,AP} - U_{RE,AP}}{(q + 1) \cdot I_{B,AP}^*} = \frac{(20 - 0,7 - 1,4) \text{ V}}{(6 + 1) \cdot 0,2 \text{ mA}}$$

$$\underline{R1 = 12,8 \text{ k}\Omega}$$

3 BJT: Kleinsignalverstärker (fortgesetzt 3)

d) $U_B / 2 > (U_{BE,AP}^* + U_{RE,AP}) \Rightarrow$ C1: "+"-Pol an Klemme 1' 2
C2, CE: s. Lsg-Abb. 3.2

e) $r_{CE} \rightarrow \infty \Rightarrow r_{CE}$ entfällt 3



f) $\varphi_u(\omega) = -180^\circ \hat{=} -\pi$ (Emittersch. invertiert spannungsmäßig) 5

$$- r_{BE} = \frac{U_T}{I_{B,AP}} = \frac{26 \text{ mV}}{225 \mu\text{A}} = \underline{116 \Omega}$$

$$i_B = u_1 / r_{BE} \rightarrow u_1 = i_B \cdot r_{BE} \quad (1)$$

$$u_2 = -i_2 \cdot RC \parallel RL = -\beta \cdot i_B \cdot (RC \parallel RL) \quad (2)$$

$$(1) \text{ in } (2): v_u = -\beta \cdot \frac{RC \parallel RL}{r_{BE}} \quad (3)$$

$$|F_u(j\omega)| = \beta \cdot \frac{RC \parallel RL}{r_{BE}} = 250 \cdot \frac{(220 \parallel 220)\Omega}{116 \Omega} = \underline{237}$$

$$|F_u(j\omega)| \text{ (dB)} = 20 \cdot \lg |F_u(j\omega)| \text{ dB} = \underline{47,5 \text{ dB}}$$

(Werte gelten innerhalb der Übertragungsbandbreite im im hinreichenden Abstand zu den Grenzfrequenzen)

Alternativ: Lsg. über angenommene Spanng. $u_1 = 1 \text{ V}$; s. Vorlesung

4 MOSFET (IGFET): Leistungsschalter

10

a) Es gilt lt. Abb. 4.1: $U_{GSmin} = U_{GSth,max} + \frac{\Delta I_D}{S_{min}} \quad (1)$ 6

Aus Afg.-Tab. 4.1: ($\vartheta_C = +25^\circ\text{C}$; Worst-Case): $U_{GSth,max} = 3,5 \text{ V}$

Ist V1 hinreichende Zeit „off“, ist $\vartheta_j = \vartheta_C = \vartheta_{amb} = -40^\circ\text{C}$ [Worst-Case, s. Verlauf $U_{GSth(norm)} = f(\vartheta_j)$]. Abgel. aus Afg-Abb. 4.3:

$$\underline{U_{GSth,norm} = 1,1}$$

$$\underline{U_{GSth,max}^* = 1,1 \cdot 3,5 \text{ V} = 3,85 \text{ V}}$$

$$\underline{I_D = +U_B / RL = 24 \text{ V} / 3,43 \Omega = 7 \text{ A}} \Rightarrow \Delta I_D = I_D = \underline{7 \text{ A}}$$

Aus Afg-Tab. 4.1 (Worst-Case): $S_{min} = 8 \text{ S}$

$$\text{Mit (1): } \underline{U_{GSmin}} = 3,85 \text{ V} + \frac{7 \text{ A}}{8 \text{ S}} = (3,85 + 0,875) \text{ V} = \underline{4,73 \text{ V}}$$

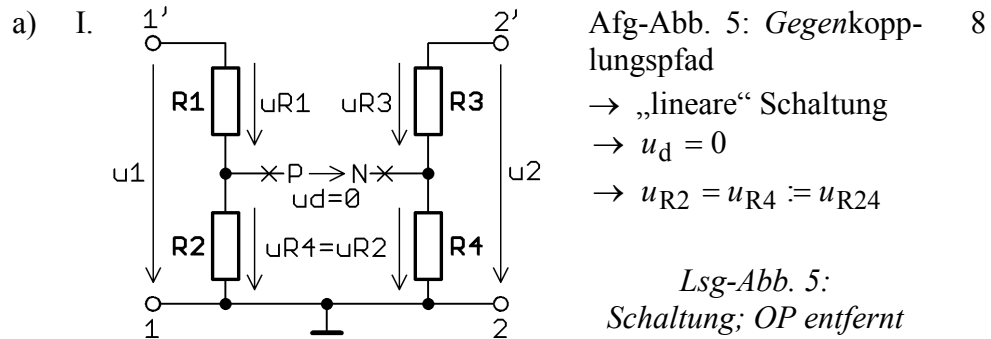
b) Aus Afg-Tab. 4.1 (Worst-Case): $R_{DSon,max}^* = 0,15 \Omega$ 4

Aus Afg-Abb. 4.4 mit $\vartheta_j = 110^\circ\text{C}$: $R_{DSon,norm} = 1,75$

$$\underline{R_{DSon,max}} = 1,75 \cdot 0,15 \Omega = \underline{0,263 \Omega}$$

$$\underline{P_{on}} = I_D^2 \cdot R_{DSon,max} = (7 \text{ A})^2 \cdot 0,263 \Omega = \underline{12,9 \text{ W}}$$

5 OP: Schaltungsanalyse 18



Afg-Abb. 5: *Gegenkopplungspfad*
 → „lineare“ Schaltung
 → $u_d = 0$
 → $u_{R2} = u_{R4} := u_{R24}$

Lsg-Abb. 5: *Schaltung; OP entfernt*

I.
$$u_{R24} = \frac{R2}{R1 + R2} \cdot u_1 = \frac{R4}{R3 + R4} \cdot u_2 \rightarrow$$

$$|v_{u,prog}| = \frac{u_2}{u_1} = \frac{R2}{R1 + R2} \cdot \frac{R3 + R4}{R4} = \frac{2}{3} \cdot \frac{7}{4} = \frac{7}{6} \cong 1,17$$

(oder: $u_1 = 1 \text{ V} \rightarrow u_{R24} = 0,667 \text{ V} \rightarrow u_2 = 1,17 \text{ V}$)
 $\underline{\underline{\varphi_U = 0}}$

II. Schaltung besteht aus nicht-invertierenden u/u -Verstärker (B) und unbelastetem Eingangs-Spannungsteiler R1; R2 (A):

$$v_{u,prog} = \frac{u_2}{u_1} = v_{uA} \cdot v_{uB} = \frac{R2}{R1 + R2} \cdot \frac{R3 + R4}{R4}; \text{ weiter unter I.}$$

b) $R4 \rightarrow \infty$; man erhält die Prinzipschaltung eines *Spannungsfolgers*:
 – R3 = Rf kann wie direkte Verbindung (0 Ω) behandelt werden;
 – R1 und R2 bilden einen unbelasteten Spannungsteiler.

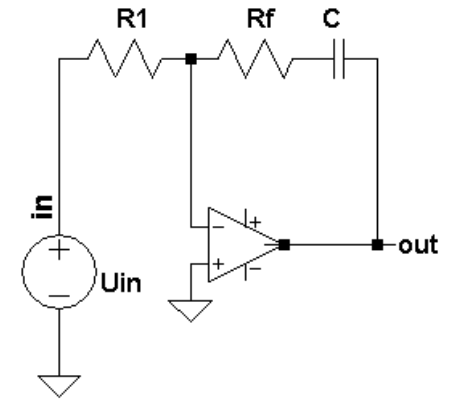
$$\underline{\underline{u_2}} = u_1 \cdot \frac{R2}{R1 + R2} = -2 \text{ V} \cdot \frac{20 \text{ k}\Omega}{(10 + 20) \text{ k}\Omega} = -2 \text{ V} \cdot \frac{2}{3} = \underline{\underline{-1,33 \text{ V}}}$$

c) $R4 = 0$: N-Anschluss OP liegt auf \perp ; man erhält Prinzschaltung eines *Komparators* („nicht-lineare“ Schaltung).

Leerlaufverstärkung: $u_2 = u_d \cdot v_{d0}$; $v_{d0} \rightarrow \infty \Rightarrow u_2 = u_a = U_{amax\pm}$.
 u_d ist wie u_1 negativ $\Rightarrow \underline{\underline{u_2}} = U_{amax-} = \underline{\underline{-10 \text{ V}}}$

6 OP: Frequenzabhängige Gegenkopplung 28

a) Integrierer mit Hochpass (Anm.: Es handelt sich um einen PI-Regler [in Reihenstruktur]).
 C liegt im Gegenkopplungspfad (geg.).
 $|F(\infty)|$ hat einen endlichen Wert von 40 dB (geg.)
 → Reihenschaltung von C mit Widerstand Rf.



Lsg-Abb. 6.1: *Schaltung*

b) $\underline{\underline{R1}} = Z_1 = \underline{\underline{50 \Omega}}$ (Eingangsimp- inv. u/u -Verstärker) 5

C stellt bei $f \rightarrow \infty$ praktisch einen Kurzschluss dar: $Z_C(\infty) = Rf$
 $\underline{\underline{F(\infty)}} = 40 \text{ dB} \hat{=} 100$; $\underline{\underline{F(\infty)}} = \frac{Rf}{R1} \rightarrow \underline{\underline{Rf}} = 100 \cdot 50 \Omega = \underline{\underline{5 \text{ k}\Omega}}$

Zeitkonst. $\tau_1 \leftrightarrow f_g$; maßgeb. ist der direkt mit C verschaltete R:
 $\tau_1 = Rf \cdot C = \frac{1}{2\pi \cdot f_g} \Rightarrow \underline{\underline{C}} = \frac{1}{2\pi \cdot f_g \cdot Rf} = \frac{1}{2\pi \cdot 2 \text{ kHz} \cdot 5 \text{ k}\Omega} = \underline{\underline{15,9 \text{ nF}}}$

Probe: System 1.O. mit -20 dB/Dekade :
 $\underline{\underline{F(\infty)}} = 40 \text{ dB}$; $f_g = 2 \text{ kHz} \leftrightarrow \underline{\underline{F(f_T)}} = 0 \text{ dB} \hat{=} 1$; $f_T = 200 \text{ kHz}$
 Zeitkonst. $\tau^* \leftrightarrow f_T$; maßgeb. ist der *nicht* direkt mit C verschaltete R:
 $\tau^* = R1 \cdot C \cong \frac{1}{2\pi \cdot f_T} \Rightarrow \underline{\underline{C}} = \frac{1}{2\pi \cdot f_g \cdot R1} = \frac{1}{2\pi \cdot 200 \text{ kHz} \cdot 50 \Omega} = \underline{\underline{15,9 \text{ nF}}}$

6 OP: Frequenzabhängige Gegenkopplung (fortgesetzt 1)

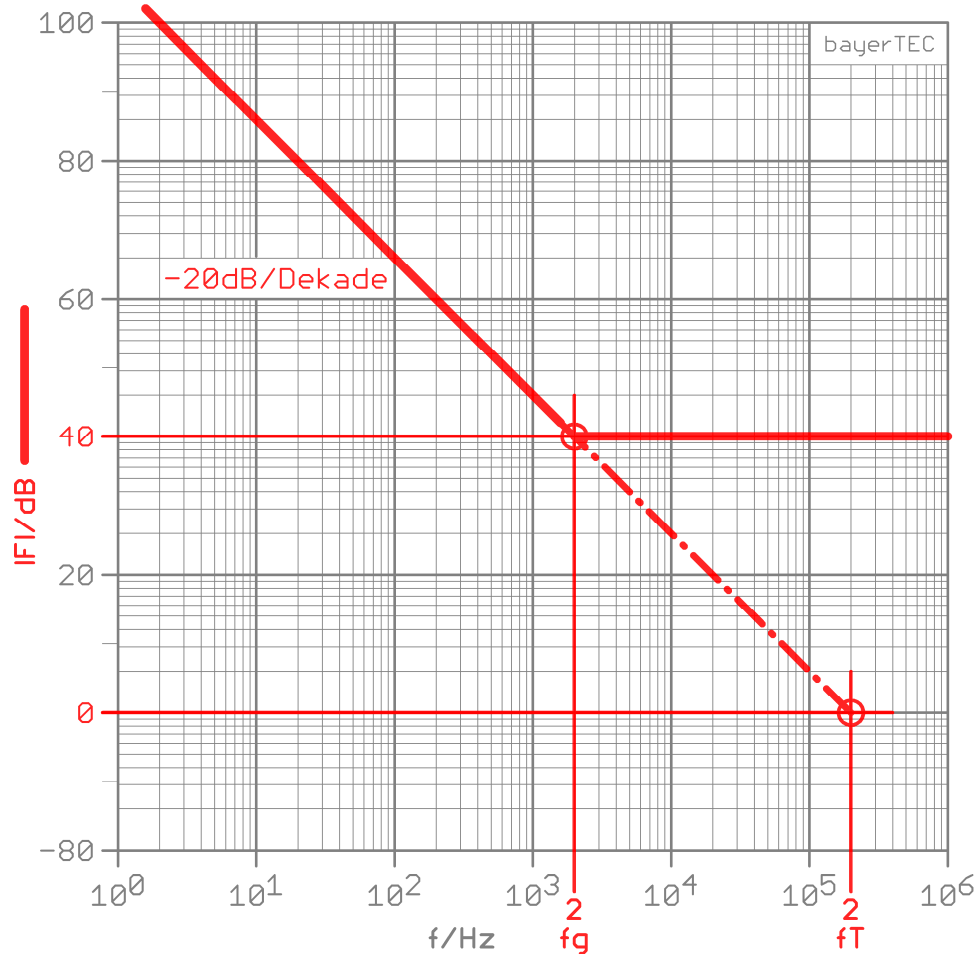
c) Näherungsfunktion:

$$F(\infty) = 40 \text{ dB}; f_g = 2 \text{ kHz (geg.)} \Rightarrow \text{„Flacher Bereich“ ab } f \geq f_g;$$

$$|Z_f(0)| \rightarrow \infty \Rightarrow F(0) \rightarrow +\infty \text{ dB} \Rightarrow \text{Flanke bis } f \leq f_g;$$

1 Energiespeicher, TP: Flankensteilheit $m = -20 \text{ dB/Dekade}$

6



Lsg-Abb. 6.2: BODE-Diagramm

OP: Frequenzabhängige Gegenkopplung (fortgesetzt 2)

d) [Anm.: f_T ist hier theoretischer Natur. Der Pol des Integrations-Anteils (C; R1: -20 dB/Dek.) wird ab f_g durch die Nullstelle des Hochpass-Anteils (C; Rf: $+20 \text{ dB/Dek.}$) kompensiert]

$$\text{Aus Lsg-Abb. 6.2 bei } F(f_T) = 0 \text{ dB: } \underline{f_T = 200,0 \text{ kHz}}$$

Zeitkonst. $\tau^* \leftrightarrow f_T$; maßgeb. ist der *nicht* direkt mit C verschaltete R:

$$\tau^* = R1 \cdot C \cong \frac{1}{2\pi \cdot f_T} \rightarrow$$

$$\underline{f_T} \cong \frac{1}{2\pi \cdot R1 \cdot C} = \frac{1}{2\pi \cdot 50 \Omega \cdot 15,9 \text{ nF}} = \underline{200 \text{ kHz}}$$

[Anm.: es ist hier $f_T / f_g = R_f / R1$]

- e) – nicht DC-stabil: kein Gleichstrompfad im Gegenkopplungspfad, da C in Reihe; $F(0) \rightarrow +\infty \text{ dB}$. 3
- nicht langzeitstabil: der Energiespeicher C ist nicht unabhängig (i_C ist eingepreist), die Schaltung „integriert bei niedrigen Frequenzen jedes mV auf“ (nicht-ideale Eigenschaften von OP und Quelle).
- Abhilfe: hochohmiger Widerstand (je nach OP z.B. $10 \text{ M}\Omega$) parallel zu C.