

Klausur DHBW-MaEp EL2 2016-02 Bayer MUSTERLÖSUNG r1.2.0

DHBW-MaEp EL2 Bayer 2016-06 r110

DHBW Mannheim-Eppelheim · MA-TMT14AM2
 Angewandte Elektronik 2 · 2016-06 · Bayer

Matrikel-Nr.: _____
 Blatt 1 / 7

Blätter
 inkl. Deckblatt **7**



DHBW Mannheim, Außenstelle Eppelheim
 Angewandte Elektronik 2
 MA-TMT14AM2, EL2, 2016-06, Bayer

Rev. 1.1.0 Juni 2016

Dozent Rainer Bayer, Dipl.-Ing. FH Elektronik

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

Studienjahrgang MA-TMT14AM Gruppe 2 Semester _____

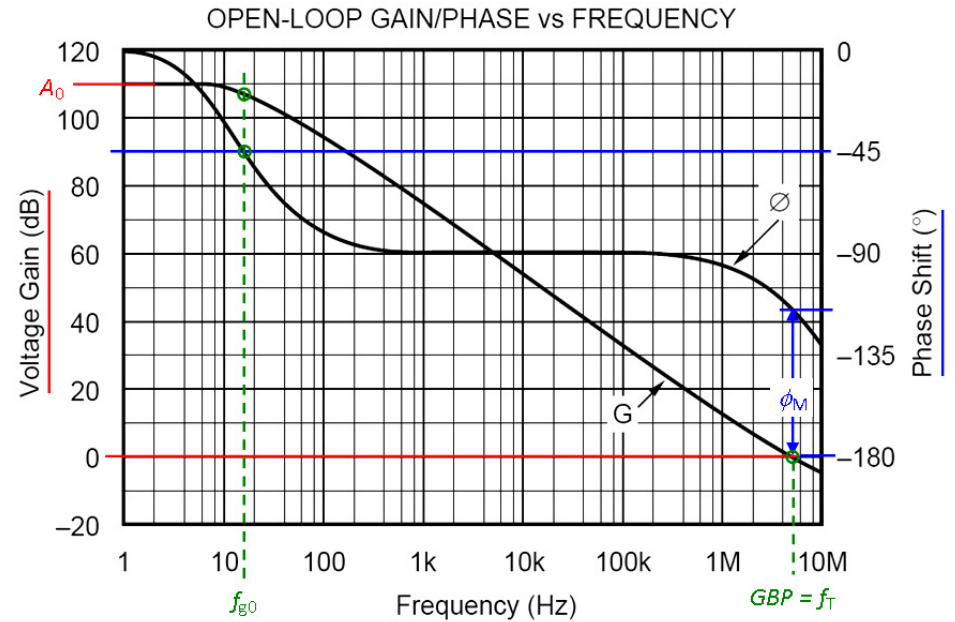
Hilfsmittel Taschenrechner Zeit 75 min

Bewertung Punktzahl 100% _____ Erreichte Punktzahl _____

Datum / Signum _____ Ergebnis _____

Aufg.	Thema	Blatt	a)	b)	c)	d)	e)	gesamt
1	OpAmp: Open Loop, Frequenzgang	2	/	/	/	/	/	14
2	OpAmp: Verstärker, Frequenzgang	3	/	/	/	/	/	14
3	OpAmp: Schaltungsanalyse	4	2	1	3	5	7	18
4	OpAmp: Schmitt-Trigger	5	4	3	2	4	5	18
5	FET: Kleinsignal-Verstärker	6-7	2	9	4	5		20
Anmerkungen								84

1 OpAmp: Open Loop, Frequenzgang 14



- a) abgelesen: $A_0(\text{dB}) = 110 \text{ dB}$; $A_0 = 10^{\frac{110}{20}} = 10^{5.5} = 316.200$ 3
- b) allgemein: $A(f_{g0}) = A_0(\text{dB}) - 3 \text{ dB}$; 3
 – hier: Dominanzpol-korrigierter OP, da $A(f)$ nur einen „Knick“ bis über $GBP = f_T$ hinaus hat;
 – andere Argumentation: $f_{g0} \ll f_{g1}$ (f_{g1} liegt außerhalb des Diagramms);
 → am Präzisesten liest man ab bei $\Phi_M = -45^\circ$: $f_{g0} \cong 16 \text{ Hz}$
- c) $GBP = f_T$: $A(f_T) = 0 \text{ dB} \hat{=} 1 \rightarrow$ abgelesen: $GBP = f_T \cong 5,2 \text{ MHz}$ 3
- d) abgelesen: $\phi_M \cong 65^\circ$ 5

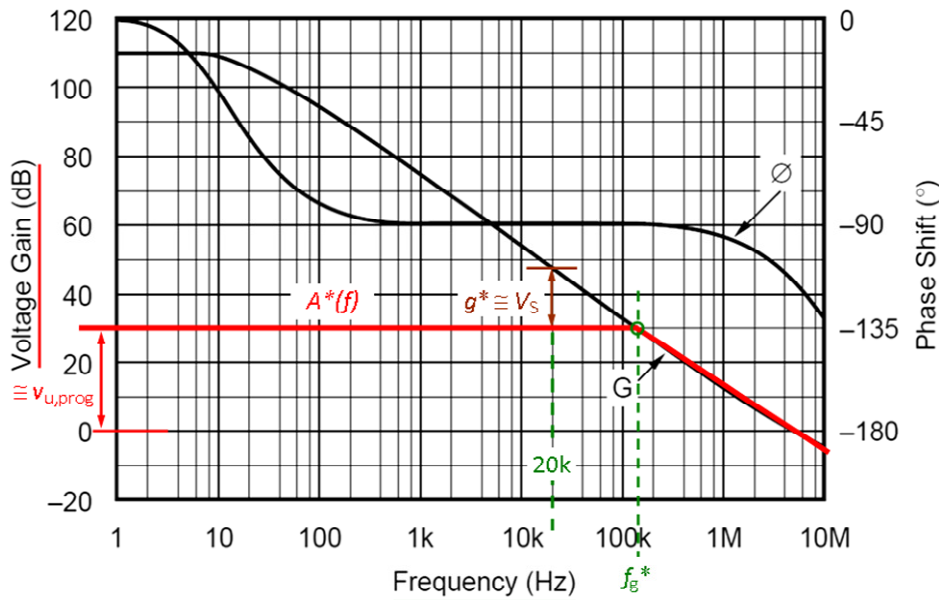
Der OpAmp ist – auch in der Praxis – hinreichend Unity-Gain-stable (ohne parasitäre Einflüsse liegt der periodischer Fall vor mit ca. 4% Überschwingen).

2 OpAmp: Verstärker, Frequenzgang

14

Dominanzpol-korrigierter OpAmp; Spannungsgegenkopplung (Spg.-GK); k rein-reell → der Verstärker hat das Verhalten eines TP 1. O.

a) $v_{u,prog}$ (dB) = $20 \cdot \lg(v_{u,prog})$ dB = $20 \cdot \lg(32)$ dB \cong 30 dB 4



b) $v_{u,prog} = 30$ dB: $f_g^* \cong 160$ kHz; geford. Bandbreite gewährleistet 3

c) rechnerisch: $GBP = f_T = A^* \cdot f_g^* = \text{const.} = 5,2$ MHz (aus Afg. 1) 3
 → $f_g^* = GBP / A^* = 5,2$ MHz / 32 \cong 160 kHz

d) Bei f_g^* ist die Schleifenverstärkung $V_S^* = k \cdot v_d$ „erschöpft“ (0); der Gegenkopplungsgrad $g = 1 + k \cdot v_d$ wird damit $1 \cong 0$ dB. Da ein Audio-Verstärker mit einem Signalgemisch beaufschlagt wird, ermittelt man $g^* f_{g0} = 20$ kHz:

$g^*_{min} \cong 17$ dB $\cong 7$. [Zum Vergleich: $g^*_{1\text{ kHz}} \cong 30$ dB $\cong 176$]

(Hinweis: Allgemein werden bei Verstärkern die Impedanzen um den Faktor g „verbessert“; beim u/u -Verstärker: $Z_1 \uparrow$; $Z_2 \downarrow$.)

3 OpAmp: Schaltungsanalyse

18

a) Es handelt sich um eine „lineare“ Schaltung, da (ausschließlich) ein Pfad vom Ausgang zum invertierenden Eingang (N) existiert, d.h. es liegt Gegenkopplung vor. 2

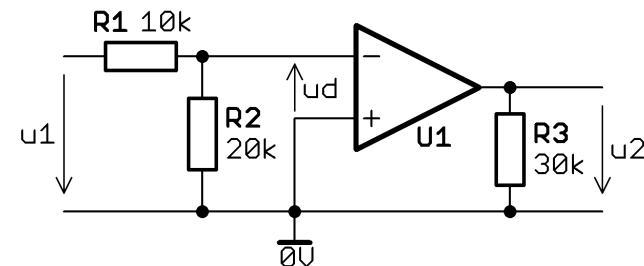
b) Invertierender u/u -Verstärker. 1

c) Drahtbruch von R4: „klassischer“ invertierender Verstärker mit Gegenkopplungswiderstand $R_f = R_2 + R_3$. 3

$$v_{u,prog} = \frac{u_2}{u_1} = -\frac{R_f}{R_1} = -\frac{R_2 + R_3}{R_1} = -\frac{(20 + 30)\text{k}\Omega}{10\text{k}\Omega} = -5$$

$$u_2 = u_1 \cdot v_{u,prog} = (+1\text{ V}) \cdot (-5) = -5\text{ V}$$

d) Kurzschluss von R4: 5



Der OpAmp arbeitet ohne Rückkopplung, d.h. mit der Leerlaufverstärkung (offenen Schleifenverstärkung) v_o .

$$u_d = -u_1(R_2 / R_1 + R_2);$$

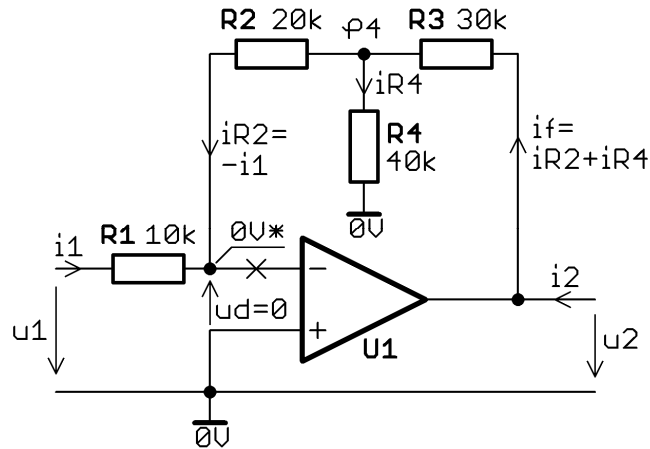
$$u_1 < 0 \rightarrow u_d > 0 \rightarrow u_2 = U_{amax+} = +9\text{ V}.$$

(Anmerkung: bei betragsmäßig sehr kleinen Eingangsspannungen u_1 hängt die Polarität von $u_2 = U_{amax\pm}$ auch von der Eingangs-Offsetfehlerspannung u_{OS} ab.)

– Fortsetzung auf dem nächsten Blatt –

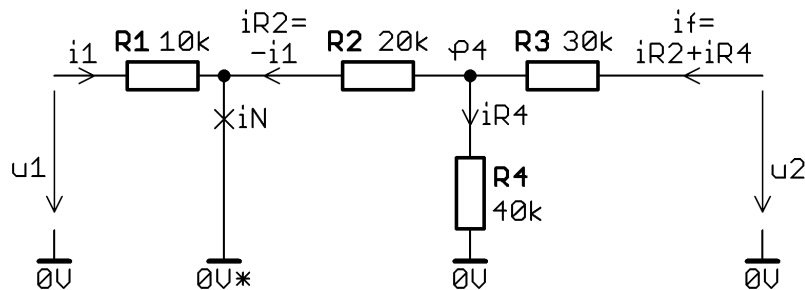
3 OpAmp: Schaltungsanalyse (fortgesetzt 1)

e)



7

Alternativ: der ideale OpAmp kann gedanklich aus der Schaltung entfernt werden: $i_N = 0$; wg. $u_d = 0$ liegt am N-Eingang virtuelle Masse an: $\varphi_N = 0V^*$. Man erhält:



I. Analytische Lösung (nicht gefordert): $u_2 = f(\{u_1; R...\})$

$$u_d = 0 \quad (1.1); \quad i_N = 0 \quad (1.2); \quad i_{R2} = -i_1 = -\frac{u_1}{R1} \quad (2)$$

$$\varphi_4 = i_{R2} \cdot R2 = -u_1 \frac{R2}{R1} \quad (3); \quad i_{R4} = \frac{\varphi_4}{R4} = -u_1 \frac{R2}{R1 \cdot R4} \quad (4)$$

$$u_2 = \varphi_4 + i_f \cdot R3 = \varphi_4 + [i_{R2} + i_{R4}] \cdot R3 \quad (5)$$

$$u_2 = -u_1 \frac{R2}{R1} + \left[-\frac{u_1}{R1} + \left(-u_1 \frac{R2}{R1 \cdot R4} \right) \right] \cdot R3$$

3 OpAmp: Schaltungsanalyse (fortgesetzt 2)

$$u_2 = -u_1 \left(\frac{R2}{R1} + \frac{R3}{R1} + \frac{R2 \cdot R3}{R1 \cdot R4} \right)$$

$$u_2 = -u_1 \frac{R2 \cdot R4 + R3 \cdot R4 + R2 \cdot R3}{R1 \cdot R4} \quad (5.1)$$

$$u_2 = -(-0,5 \text{ V}) \cdot \frac{2 \cdot 4 + 3 \cdot 4 + 2 \cdot 3}{1 \cdot 4} \cdot \frac{10 \text{ k}\Omega}{10 \text{ k}\Omega}$$

$$u_2 = +0,5 \text{ V} \cdot \frac{13}{2} = +3,25 \text{ V}$$

II. Lösung über Zahlenwerte

(1) $u_d = 0$; $i_N = 0$

(2) $i_{R2} = -i_1 = -\frac{u_1}{R1} = -\frac{-0,5 \text{ V}}{10 \text{ k}\Omega} = +50 \mu\text{A}$

(3) $\varphi_4 = i_{R2} \cdot R2 = 50 \mu\text{A} \cdot 20 \text{ k}\Omega = 1 \text{ V}$

(4) $i_{R4} = \frac{\varphi_4}{R4} = \frac{1 \text{ V}}{40 \text{ k}\Omega} = 25 \mu\text{A}$

(5) $u_2 = \varphi_4 + i_f \cdot R3 = \varphi_4 + (i_{R2} + i_{R4}) \cdot R3$
 $u_2 = 1 \text{ V} + (50 + 25) \mu\text{A} \cdot 30 \text{ k}\Omega = 1 \text{ V} + 2,25 \text{ V}$
 $u_2 = +3,25 \text{ V}$

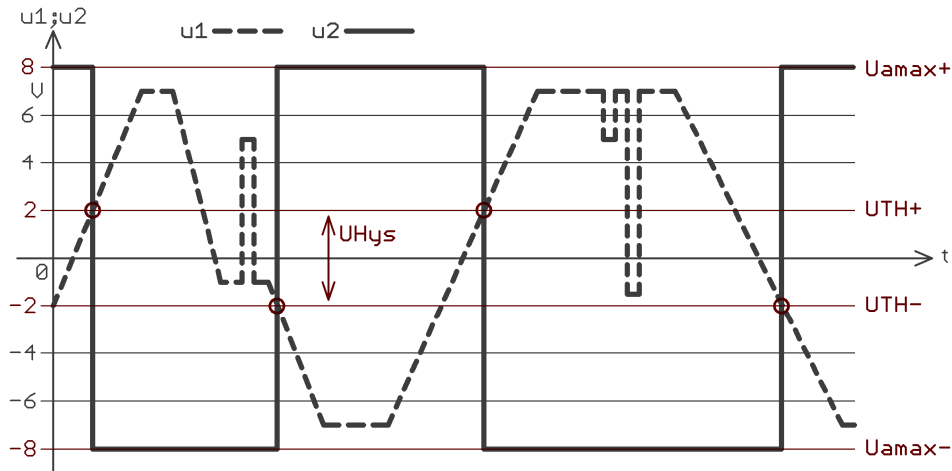
oder einfacher mit Stromteilerregel:

(3') $i_f = \frac{R2 + R4}{R4} \cdot i_{R2} = \frac{(20 + 40) \text{ k}\Omega}{40 \text{ k}\Omega} \cdot 50 \mu\text{A} = 75 \mu\text{A}$

(4') $u_2 = i_{R2} \cdot R2 + i_f \cdot R3 = 50 \mu\text{A} \cdot 20 \text{ k}\Omega + 75 \mu\text{A} \cdot 30 \text{ k}\Omega$
 $u_2 = 1 \text{ V} + 2,25 \text{ V} = +3,25 \text{ V}$

4 OpAmp: Schmitt-Trigger

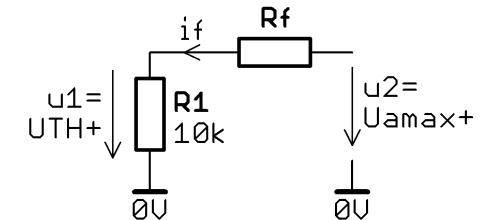
18



- a) Tatsächliche Schaltpunkte s. Abb. 4
 $u_1 > U_{TH+} \rightarrow u_2 = U_{amax-}$; $u_1 < U_{TH-} \rightarrow u_2 = U_{amax+}$
 \Rightarrow invertierender S.T.
- b) $U_{TH+} = +2 \text{ V}$; $U_{TH-} = -2 \text{ V}$ 3
 $U_{Hys} = U_{TH+} - U_{TH-} = +2 \text{ V} - (-2 \text{ V}) = \underline{\underline{4 \text{ V}}}$
- c) $U_{amax+} = +8 \text{ V}$; $U_{amax-} = -8 \text{ V}$ 2
- d) Aus a): es wird ein invertierender S.T. benötigt: Schaltung A. 4
 Annahme: $u_1 > U_{TH+} \rightarrow u_d < 0$; $u_2 = U_{amax-}$. Über R_f wird U_{amax-} auf den P-Eingang zurückgekoppelt $\rightarrow u_d$ negativer $\rightarrow u_2 = U_{amax-}$ \rightarrow stabiler Zustand \rightarrow invertierender S.T.
- e) Ein S.T. kippt, wenn u_d das Vorzeichen wechselt. Man betrachtet die Schaltung deshalb bei $u_d = 0$ und „unmittelbar vor dem Kippvorgang“, d.h. u_2 befindet sich gerade noch im vorherigen Zustand. Hier gewählt: $u_1 = U_{TH+}$, damit $u_2 = U_{amax+}$ (inv. S.T.). 5

4 OpAmp: Schmitt-Trigger (fortgesetzt 1)

Skizze für $u_d = 0$ (u_1 ist ein Spannungsfall, keine Quelle):



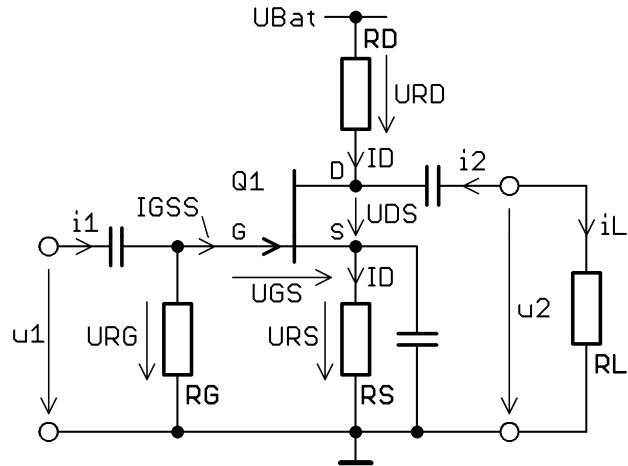
- (1) $u_d = 0$; $u_1 = U_{TH+} = +2 \text{ V}$; $i_1 = 0$; $u_2 = U_{amax+} = +8 \text{ V}$
 $R1 = 10 \text{ k}\Omega$
- (2) $i_f = \frac{u_1}{R1} = \frac{+2 \text{ V}}{10 \text{ k}\Omega} = \underline{\underline{+200 \mu\text{A}}}$
- (3) $u_2 = u_1 + i_f \cdot R_f$
- (4) $\underline{\underline{R_f}} = \frac{u_2 - u_1}{i_f} = \frac{U_{amax+} - U_{TH+}}{i_f} = \frac{(+8) - (+2)}{200} \cdot \frac{\text{V}}{\mu\text{A}} = \underline{\underline{30 \text{ k}\Omega}}$

5 FET: Kleinsignal-Verstärker 20

a) n-Kanal JFET (Junction FET, Sperrschicht-FET) 2

(Depletion / Verarmungstyp / selbstleitend: trifft auf alle JFETs zu)

b) 9

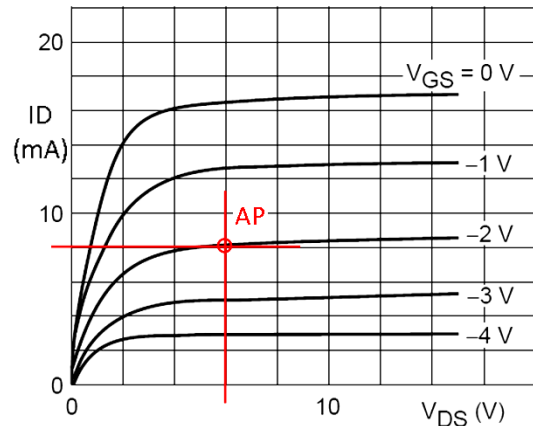


Gate-Ableitwiderstand R_G (2)

aus Afg-Tab. 5.1: Max. Gate Cut-off Current $I_{GSS} = -10 \text{ nA}$

$$R_G = \frac{U_{RG,AP}}{-I_{GSS}} = \frac{10 \text{ mV}}{10 \text{ nA}} = 1 \text{ M}\Omega$$

Source-Widerstand R_S



aus Afg-Abb. 5.3 (5)

(Ausgangskennlinienfeld) abgel.:

$$U_{GS,AP} = -2 \text{ V}$$

5 FET: Kleinsignal-Verstärker (fortgesetzt 1)

Masche:

$$\underbrace{-U_{RG,AP}}_{10 \text{ mV}} + U_{GS,AP} + U_{RS,AP} = 0$$

$$\rightarrow U_{RS,AP} \cong -U_{GS,AP} = +2 \text{ V}$$

$$R_S = \frac{U_{RS,AP}}{I_{D,AP}} = \frac{2 \text{ V}}{8 \text{ mA}} = 250 \Omega$$

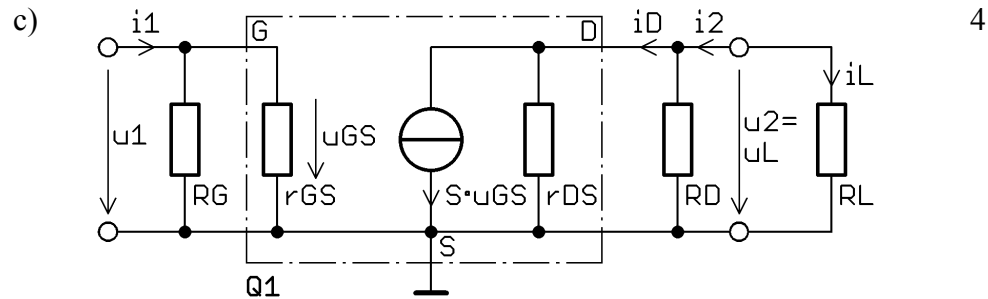
Drain-Widerstand R_D (Arbeitswiderstand) (2)

$$R_D = \frac{U_{RD,AP}}{I_{D,AP}} = \frac{U_{Bat} - U_{DS,AP} - U_{RS,AP}}{I_{D,AP}}$$

$$R_D = \frac{(15 - 6 - 2) \text{ V}}{8 \text{ mA}} = 875 \Omega$$

– weiter auf dem nächsten Blatt –

5 FET: Kleinsignal-Verstärker (fortgesetzt 2)



d) Mithilfe des vervollständigten Kleinsignal-Ersatzschaltbilds: 5

$$u_2 = -S \cdot u_{GS} \cdot (r_{DS} \parallel RD \parallel RL); \quad u_{GS} = u_1$$

$$\rightarrow u_2 / u_1 = v_u = -S \cdot (r_{DS} \parallel RD \parallel RL)$$

$$\underline{\underline{\varphi(\omega) = 180^\circ \hat{=} \pi}}$$

$$\underline{\underline{|F(j\omega)| = |v_u| = S \cdot (r_{DS} \parallel RD \parallel RL)}}$$

Aus Afg-Tab. 5.1:

$$\underline{\underline{S_{\text{typ}} = |y_{fS}|_{\text{typ}} = 6 \text{ mS}}}$$

$$\underline{\underline{r_{DS} = 1 / |y_{oS}| = 1 / 25 \mu\text{S} = 40 \text{ k}\Omega}}$$

$$\underline{\underline{|F(j\omega)| = 6 \text{ mS} \cdot (40 \text{ k}\Omega \parallel 875 \Omega \parallel 47 \text{ k}\Omega) = 6 \text{ mS} \cdot 859 \Omega = 5,15}}$$

Näherung wegen $RD \ll \{r_{DS}; RL\}$:

$$\underline{\underline{|F(j\omega)| \cong S \cdot RD = 6 \text{ mS} \cdot 875 \Omega = 5,25}}$$