DHBW-MaEp EL2 Klausur 2018/06 R.Bayer MUSTERLÖSUNG r1.1.0

DHBW-MaEp EL2 Bayer Klausur 2018/06 r100

DHBW Mannheim-Eppelheim · MA-TMT16AM2
Angewandte Elektronik 2 · Klausur 2018/06 · Bayer

Matrikel-Nr.:

Blatt **1** / 7

Aufgabenblätter inkl. Deckblatt	**7**	**Anzahl Lösungsblätter**	____

DHBW Duale Hochschule Baden-Württemberg Mannheim

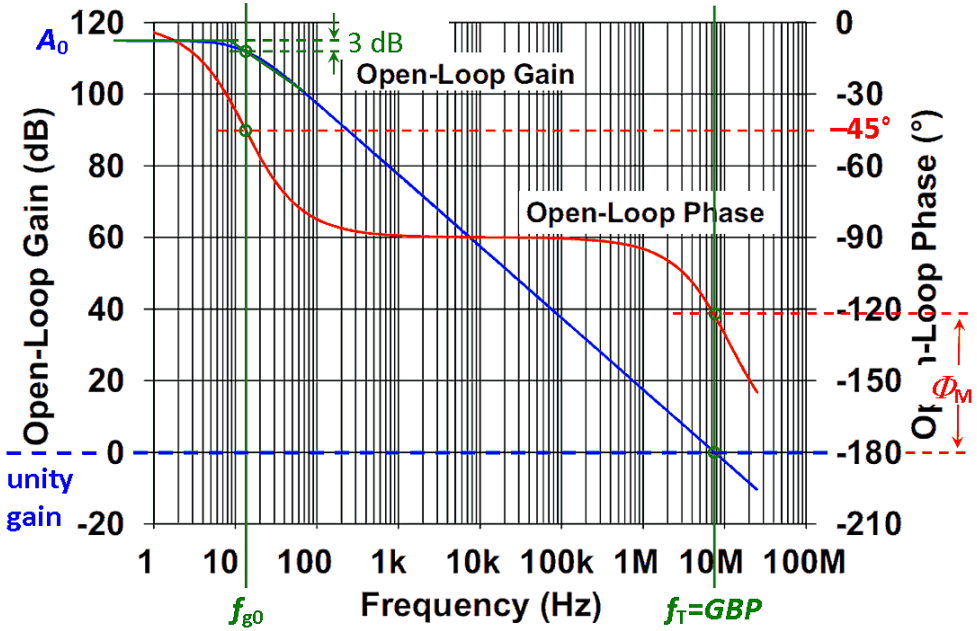
DHBW Mannheim, Campus Eppelheim

Angewandte Elektronik 2
MA-TMT16AM2, EL2, Bayer Rev. 1.0.0 **Klausur 2018/06**

Dozent	Rainer Bayer, Dipl.-Ing. FH Elektronik	**Datum**	20.06.2017
Matrikelnummer	auf jedem Blatt (Aufgaben und Lösungen) in der Kopfzeile eintragen		
Studienjahrgang	MA-TMT16AM **Gruppe** 2	**Semester**	
Hilfsmittel	Taschenrechner	**Zeit**	75 min
Bewertung	Punktzahl 100%	Erreichte Punktzahl	
	Datum, Signum	Ergebnis	

Aufg.	Thema	Blatt	a)	b)	c)	d)	e)	f)	Σ
1	OP: Frequenzgang, Stabilität	2	3	3	3	3	6		18
2	OP: Frequenzgang Verstärker	3–4	5	4	6				15
3	OP: Filterschaltung	5	2	4	4	7	5	2	24
4	OP: Verstärker	6	6	2	2	4	2	4	20
5	OP: Schmitt-Trigger	7	4	6	2	6			18
Anmerkungen									95

1 OP: Frequenzgang, Stabilität 18



Lsg-Abb. 1: Frequenzgang OP

a) Näherungsfunktion zeigt nur 1 „Knick“ mit Flanke –20 dB/Dekade bis über die Transitfrequenz f_T (Unity Gain; 0 dB ≙ 1) hinaus 3

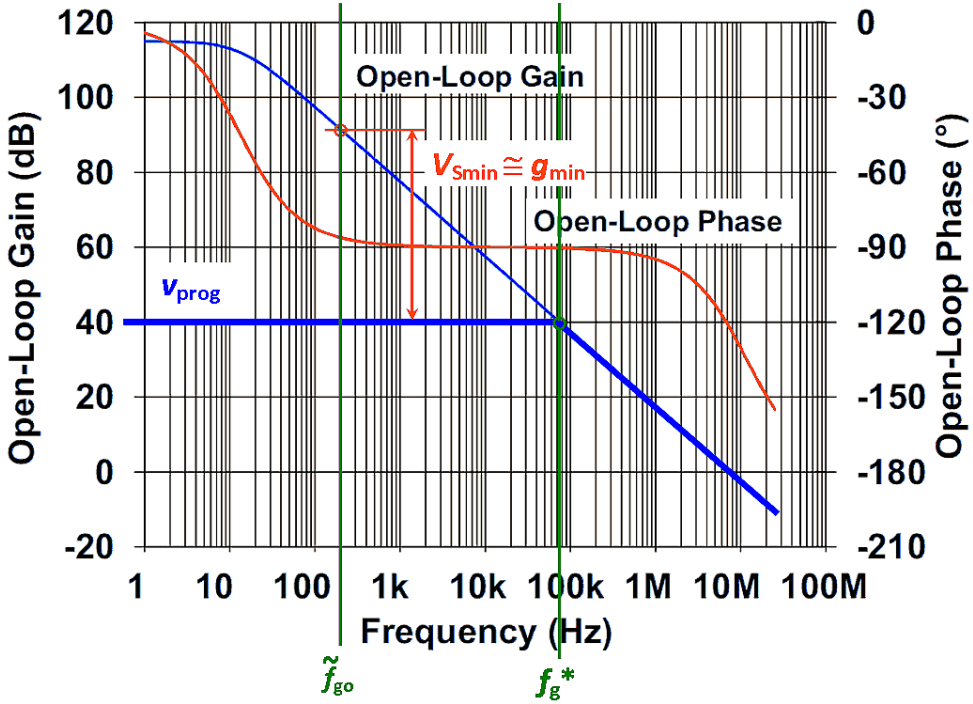
b) abgel.: $\underline{\underline{A_{d0}/\text{dB} \cong 115\text{ dB}}}$; $\underline{\underline{A_{d0}}} = 10^{115\text{ dB}/20\text{ dB}} \cong \underline{\underline{560.000}}$ 3

c) f_{g0} (Grenzfrequenz des Dominanzpols) ist die Stelle, bei der $A_d(\omega) = A_{d0}/\text{dB} - 3\text{ dB} = 112\text{ dB}$; genauer liest man ab bei $\varphi(\omega) = -45°$: $\underline{\underline{f_{g0} \cong 13\text{ Hz}}}$ 3

d) $GBP = B_1 = f_T$ (Transitfrequenz) ist die Stelle bei Unity Gain, d.h. $A_d(\omega) = 0$ dB ≙ 1; abgel.: $\underline{\underline{GBP \cong 7{,}5\text{ MHz}}}$ 3

e) Φ_M: Abstand der Phase bei Unity Gain zu –180°; abgel.: $\underline{\underline{\Phi_M \cong 58° \rightarrow \Phi_M \geq 45° \rightarrow \text{stabil}}}$ 6

2 OP: Frequenzgang Verstärker 15



Lsg-Abb. 2: Frequenzgang Verstärkerschaltung

Unter den gegebenen Voraussetzungen kann zur Bestimmung des Frequenzgangs der Verstärkerschaltung näherungsweise das Diagramm der Leerlaufverstärkung (Open Loop Gain) des OPs herangezogen werden.

a) $v_{prog} = 100$; $\underline{v_{prog}\,/\,\text{dB}} = 20 \cdot \lg(100)\,\text{dB} = \underline{40\ \text{dB}}$; s. Abb. 5

b) Schnittpunkt v_{prog} mit dem Amplitudengang: $\underline{\underline{f_g{}^* \cong 75\ \text{kHz}}}$; s. Abb. 4

(Anmerkung: Dieser Wert ergibt sich auch rechnerisch aus dem konstanten *GBP*; vgl. Afg. 1: $f_g{}^* \cong GBP\,/\,v_{prog}$)

2 OP: Frequenzgang Verstärker (fortgesetzt)

c) Worst-Case: maßgebend ist die höchste Frequenz der Signalbandbreite: die Schleifenverstärkung $v_S \cong$ Gegenkopplungsgrad g nimmt oberhalb f_{g0} über der Frequenz ab (bis $v_S \cong g$ bei $f_g{}^*$ „erschöpft“ ist). 6

$\underline{\tilde{f}_{go} = 200\ \text{Hz}}$; abgel.: $\underline{\tilde{g}_{min}} \cong \tilde{v}_{Smin} \cong \underline{51\ \text{dB} \mathrel{\hat{=}} 355}$

Z_1 und Z_2 der Verstärkerschaltung werden um g „verbessert“. *Spannungs*ausgang: Z_2 wird *erniedrigt*:

$$\underline{\underline{\tilde{Z}_{2max}}} = \frac{r_o{}'}{\tilde{g}_{min}} \cong \frac{500\ \Omega}{355} = \underline{\underline{1{,}41\,\Omega}}$$

3 OP: Filterschaltung 24

(Hinweis: Es handelt sich um das PI-Glied der Regelungstechnik)

a) Integrierer / Tiefpass 2

- Die Schaltung reagiert *nicht nur* auf Änderungen von u_{in}.
- Für die Flanke gilt: mit steigender Frequenz nimmt $|\underline{F}(j\omega)|$ *ab*.

b) Zeitbereich (DC) 4

- *Nicht* unabhängig: C wird mit Konstantstrom $|U_{in} / R1|$ gespeist.
- *Nicht* DC-stabil: Die Verstärkung geht bei DC gegen $+\infty \mathrel{\hat{=}} +\infty$ dB. Es existiert *kein* DC-Pfad vom OP-Ausgang zum rückgekoppelten OP-Eingang.

c) Zeitbereich (Sprungantwort) 4

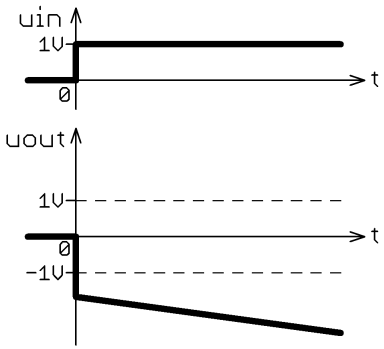
$$u_{out}(t) = -\left[U_{in}\frac{Rf}{R1} + u_C(t)\right] = -\frac{U_{in}}{R1}\left[Rf + \frac{1}{C}\cdot t\right];\ u_{out}(0_-) = 0$$

Erster Summand: Proportionalanteil Rf / R1 (linearer Verstärker, sprungfähig, aber endlich). Rf > R1: $|u_{out}(0)| > 1$ V

Zweiter Summand: Integratoranteil. $u_C(t)$ ändert sich wg. Konstantstromspeisung $I_1 = |U_{in} / R1|$ rampenförmig.

Überlagerung: u_{out} ist sprungfähig, die Sprungantwort bei $t = 0$ endlich, dann rampenförmiger Verlauf (bis zur Begrenzung OP).

Invertierende Schaltung.



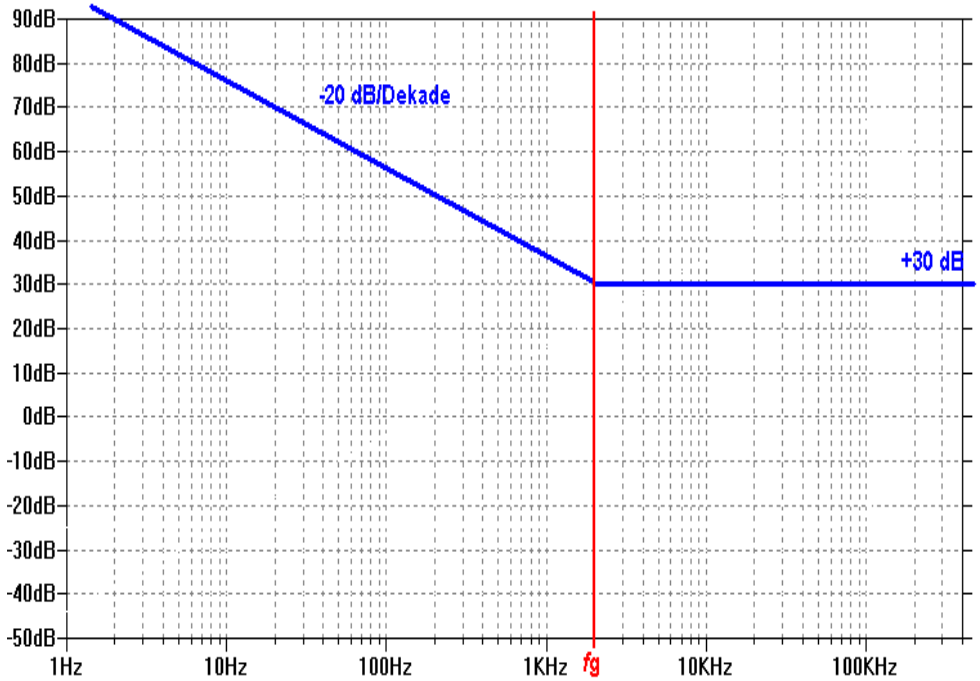
Lsg-Abb. 3.1 Sprungantwort für Rf > R1

3 OP: Filterschaltung (fortgesetzt 1)

d) Frequenzbereich (Sinusantwort) 7

- 1 Energiespeicher; Tiefpass → –20 dB / Dekade.
- $|F_\infty|$: C wirkt als Kurzschluss:
  $|F_\infty| = Rf / R1 = 31{,}7 \mathrel{\hat{=}} +30$ dB;
  $|F_0|$: C wirkt als Unterbrechung:
  $|F_0| \to \infty \mathrel{\hat{=}} +\infty$ dB.
- Zeitkonstante für Grenzfrequenz: Maßgebend ist der mit dem Energiespeicher „direkt" verschaltete Widerstand, hier Rf:
  $\omega_g = 1 / (Rf \cdot C)$; $f_g = \omega_g / 2\pi \cong 2$ kHz.
  (Hinweis: für die [hier theoretische] Transitfrequenz ist näherungsweise die Zeitkonstante R1· C maßgeblich; $f_T \cong 63$ kHz)

e) Bode-Plot: Näherungsfunktion des Amplitudengangs $|\underline{F}(j\omega)|$ 5



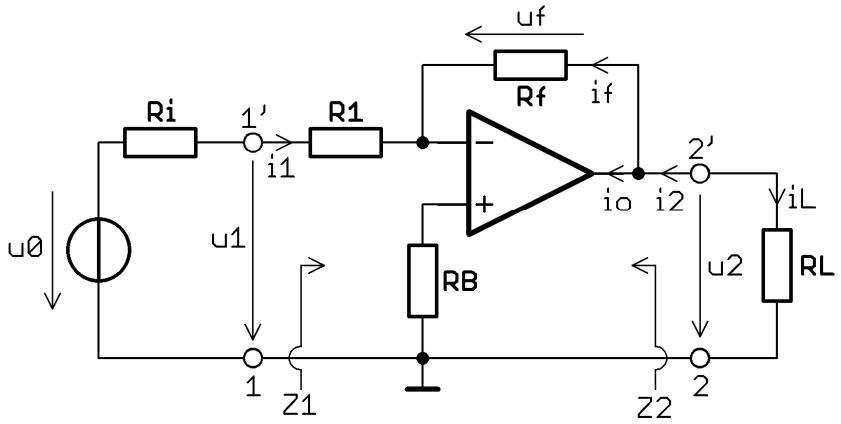
Lsg-Abb. 3.2: Näherungsfunktion Amplitudengang $|\underline{F}(j\omega)|$

3 OP: Filterschaltung (fortgesetzt 2)

f) Hochohmiger Widerstand parallel zu C, z.B. (10 .. 20)MΩ: dies sorgt für eine definierte Verstärkung bei niedrigen Frequenzen. 2

(Genügt für eine erfolgreiche Simulation „AC“. In der Praxis muss der Parallelwiderstand niederohmiger gewählt werden; zu beachten sind zudem die Kenndaten des realen OPs.)

4 OP: Verstärker 20



Lsg-Abb. 4: Schaltung Invertierender u/u-*Verstärker*

a) s. Lsg-Abb. 4 6

b) s. Lsg-Abb. 4 2

c) Virtuelle Masse 2

d) $Z_1 \cong \mathrm{R1} \;\rightarrow\; \underline{\underline{\mathrm{R1} = 600\ \Omega}}\,;\quad v_{\mathrm{prog}} = -\dfrac{\mathrm{Rf}}{\mathrm{R1}} \;\rightarrow\; \underline{\underline{\mathrm{Rf} = 1{,}2\ \mathrm{k}\Omega}}$ 4

e) $\mathrm{RB} = \mathrm{R1} \parallel \mathrm{Rf} \;\rightarrow\; \underline{\underline{\mathrm{RB} = 400\ \Omega}}$ (DC-Kopplung; „B“: Bias) 2

f) Stimulus (u_1) u. Ausgangsaussteuerbarkeit $\{U_{\mathrm{amax}};\ I_{\mathrm{Omax}}\}$ sind symmetrisch (±); es empfiehlt sich deshalb, mit Beträgen zu rechnen. 4

$u_{\mathrm{a}} = u_2 = u_{\mathrm{f}};\ \ i_{\mathrm{L}} = -i_2;\ \ -I_{\mathrm{O}} + i_2 - \mathrm{i_f} = 0 \;\rightarrow\; |i_{\mathrm{L}}| = |i_{\mathrm{O}}| - |i_{\mathrm{f}}|;\ \ |v_{\mathrm{prog}}| = 2$

$|u_{1\mathrm{max}}| = 1{,}2\ \mathrm{V} \;\rightarrow\; |u_{2\mathrm{max}}| = 2{,}4\ \mathrm{V} \;\leq\; |U_{\mathrm{amax}}|$ (Voraussetzung)

$$\underline{|\,i_{\mathrm{fmax}}\,|} = \frac{|\,u_{2\mathrm{max}}\,|}{\mathrm{Rf}} = \frac{2{,}4\ \mathrm{V}}{1{,}2\ \mathrm{k}\Omega} = \underline{2\ \mathrm{mA}}$$

$$\underline{|\,i_{\mathrm{Lmax}}\,|} = |\,I_{\mathrm{Omax}}\,| - |\,i_{\mathrm{fmax}}\,| = (12-2)\mathrm{mA} = \underline{10\ \mathrm{mA}}$$

$$\underline{\underline{\mathrm{RLmin}}} = \frac{|\,u_{2\mathrm{max}}\,|}{|\,i_{\mathrm{Lmax}}\,|} = \frac{2{,}4\ \mathrm{V}}{10\ \mathrm{mA}} = \underline{\underline{240\ \Omega}}$$

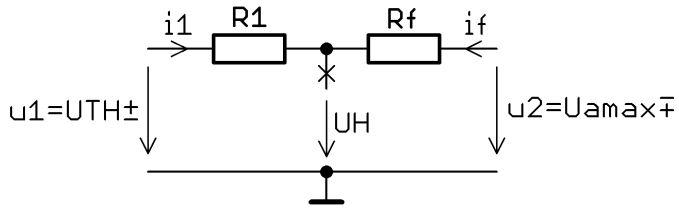
5 OP: Schmitt-Trigger 18

a) – Mitkopplung (Pfad zwischen Ausgang und +/P-Eingang des OPs) 4

– Annahme: $u_2 = U_{\text{amax–}}$; $u_1 < U_{\text{TH–}}$. u_1 wird erhöht, bis $U_{\text{TH+}}$ gerade überschritten wird; u_d ist dann geringfügig positiv. Dadurch kippt der S.T.: $u_2 \rightarrow U_{\text{amax+}}$. Durch die Mitkopplung wird u_d noch positiver (das Potenzial am –/N-Eingang ist konstant = U_H). Dieser Zustand ist stabil.

b) Man untersucht S.T. für $u_\text{d} = 0$ (hier $\varphi_\text{P} = \varphi_\text{N} = U_\text{H}$) und dem Wert von U_a unmittelbar *vor* dem Kippvorgang; beim Nicht-invertierenden S.T. also $U_{\text{TH+}}$ für $U_{\text{amax–}}$; $U_{\text{TH–}}$ für U_{amax}: 6

$$\boxed{U_{\text{TH}\pm} \leftrightarrow U_{\text{amax}\mp}} \qquad (1)$$



Lsg.-Abb. 5.1: Ersatzschaltung für $u_d = 0$

I. Allgemeiner Ansatz (nicht gefordert) über

– Spannungsteiler: $\dfrac{\text{Rf}}{\text{R1}} = -\dfrac{U_{\text{amax}\mp} - U_\text{H}}{U_{\text{TH}\pm} - U_\text{H}}$

– oder Ströme: $i_1 = -i_\text{f} \rightarrow \dfrac{U_{\text{TH}\pm} - U_\text{H}}{\text{R1}} = \dfrac{-U_{\text{amax}\mp} + U_\text{H}}{\text{Rf}}$

$$\boxed{U_{\text{TH}\pm} = -\frac{\text{R1}}{\text{Rf}} \cdot U_{\text{amax}\mp} + \left(1 + \frac{\text{R1}}{\text{Rf}}\right) \cdot U_\text{H}} \qquad (2)$$

(Im allgemeinen Fall ist $-U_{\text{amax}\mp} \neq U_{\text{amax}\pm}$; s. Vorlesung)

$$\underline{\underline{U_{\text{TH+}}/\text{V}}} = -\frac{1}{5} \cdot (-10) + \left(1 + \frac{1}{5}\right) \cdot (-3{,}33) = (+2) + (-4) = \underline{\underline{-2}}$$

$$\underline{\underline{U_{\text{TH–}}/\text{V}}} = -\frac{1}{5} \cdot (+10) + \left(1 + \frac{1}{5}\right) \cdot (-3{,}33) = (-2) + (-4) = \underline{\underline{-6}}$$

5 OP: Schmitt-Trigger (fortgesetzt)

II. Zahlenwerte für die Ersatzschaltung nach Abb. 5.1 mit (1) und

$$\boxed{i_\text{f} = -i_1 = (U_{\text{amax}\pm} - U_\text{H}) / \text{Rf};\ U_{\text{TH}\mp} = i_1 \cdot \text{R1} + U_\text{H}} \qquad (3;\ 4)$$

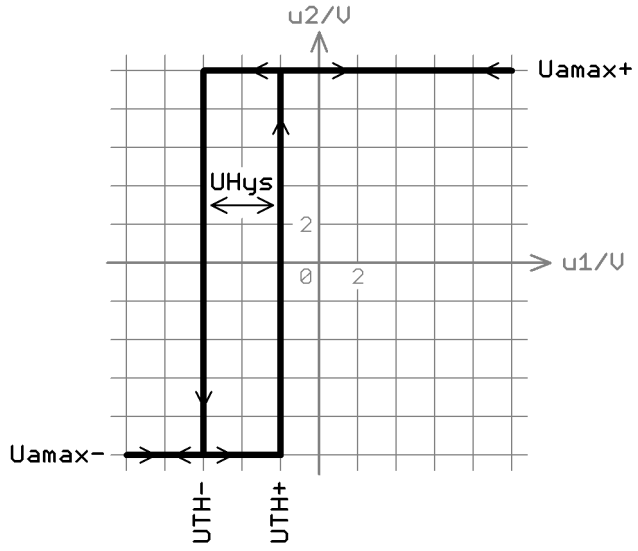
Man rechnet vom Ausgang zum Eingang:

$U_{\text{amax+}}$	$U_{\text{amax–}}$	U_H	$i_\text{f} = -i_1$	$U_{\text{TH+}}$	$U_{\text{TH–}}$
+10 V		–3,33 V	+267 µA		**–6 V**
	–10 V		–133 µA	**–2 V**	

c) $\underline{\underline{U_\text{Hys}}} = (U_{\text{TH+}} - U_{\text{TH–}}) = (-2\ \text{V}) - (-6\ \text{V}) = \underline{\underline{+4\ \text{V}}}$ 2

Aus (2) erkennt man, dass U_H die Schaltschwellen $U_{\text{TH}\pm}$ beeinflusst, nicht jedoch die Hysterese U_Hys. Die Hilfsspannung U_H verschiebt die Übertragungsfunktion horizontal (nach links bei negativem, nach rechts bei positivem Spannungswert).

d) 6



Lsg-Abb. 5.2: $u_2 = f(u_1)$