

Ostbayerische Technische Hochschule Regensburg

Studiengang Elektro- und Informationstechnik

Prüfungsfach: **Analoge Schaltungstechnik (SC), WiSe 23/24**

Prüfungstermin: 09.Feb.2024 Studiengruppe: EI4, ISE4

Prüfungsdauer: 90min (planmäßig: 8:30 – 10:00 h), Raum S54, Platz: ____

Zugelassene Hilfsmittel: CASIO fx-991 Version DE X oder älter
10 S. DIN-A4 eigenhandschriftlich / handwritten

Aufgabensteller: Prof. Dr. Martin Schubert

Student:: (bitte leserlich / readable please) Sem.: ____

Name / Last Name: Martin SCHUBERT

Vorname / First Name MUSTERLÖSUNG MatNr: ____

>>>> Alle Aufgabenblätter abgeben / Return All Sheets <<<<

Zusätzliche Blätter müssen mit Ihrem Namen und Ihrer Matrikelnummer beschriftet werden.
Additional Sheets can only be considered with your name and your matrikelnummer.

>>>> Bitte keinen Rotstift verwenden ! * No red pen please! <<<<**

D: Maximal erreichbare Punktzahl: 107 * E: maximum achievable score: 107

Weitere Hinweise / Further Hints

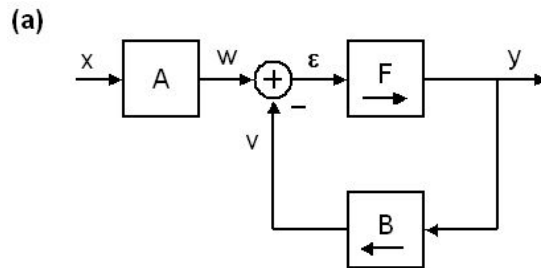
1. D: Konkreten Zahlenwerten ist immer ein Ausdruck voranzusetzen, der die Herkunft der Zahl belegt. Bitte 3 Dezimalziffern Genauigkeit, von denen die erste $\neq 0$ ist.
E: Numbers require an expression before them to proof their derivation. Accuracy: 3 decimal digits, the first of which is $\neq 0$.
2. **D: Kommas und Punkte in Zahlen werden gleich gewertet. Keine unnötigen Zeichen setzen!**
E: Both points and commas in numbers are treated like a German comma or an English point. Avoid unnecessary points and commas in numbers!
3. D: Die Aufgaben sind so aufgebaut, dass Folgefehler nach Möglichkeit vermieden werden.
E: You can mostly continue after expressions as “let...” or “assume...”.
4. D: Kalkuliert wird ein Zeitbedarf von ca. 1 Punkt pro Minute. Angegebene Punkte können ein wenig angepasst werden. Wägen Sie Aufwand und Punktenutzen bei der Zeiteinteilung ab!
E: Speed is ca. 1 point per minute, small adjustments possible. Check time expenditure vs. points!

Exam points:	Note:	Datum:	Prüfer:	Prof. Dr. M. Schubert
--------------	-------	--------	---------	-----------------------

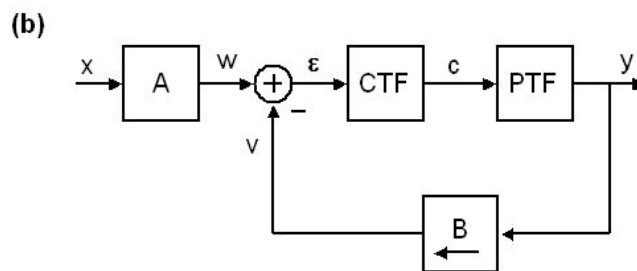
1 Lineare Rückkopplung/ Linear Feedback Loops ($\Sigma=10P$)

Fig. 1:

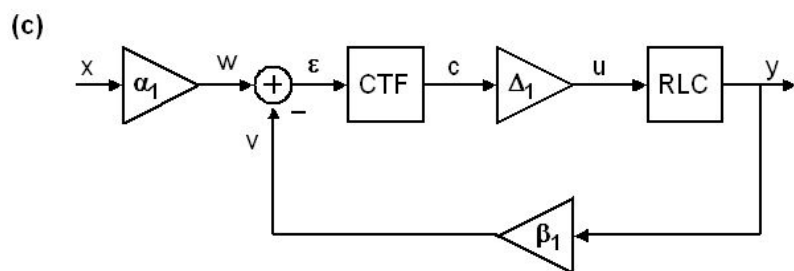
- (a)D: Rückkoppl.-
Schleife mit
Vorfilter A
E: Feedback
loop with
upstream
network A



- (b)D: Aufteilung
des Vorwärts-
Netzwerks F
E: Splitting
forward
network F



- (c)D: weitere
Detailierung
E: Further
detailing.



D: Was ist die Übertragungsfunktion der rückgekoppelten Schleife $LTF = Y / W$ in Fig. 1(a), und wogegen strebt sie für $|FB| \rightarrow \infty$?

E: What is the transfer function of the feedback loop $LTF = Y / W$ in Fig. 1(a), and towards what does it strive for $|FB| \rightarrow \infty$?

(2P)

$$LTF = F / (1 + F \cdot B) \xrightarrow{|FB| \rightarrow \infty} B^{-1}$$

.....

D: Was ist die System-Transferfunktion des Gesamtsystems, $STF = Y / X$, in Fig. 1(a), und wogegen strebt sie für $|FB| \rightarrow \infty$?

E: What is the overall system transfer function, $STF = Y / X$, in Fig. 1(a), and towards what does it strive for $|FB| \rightarrow \infty$?

(2P)

$$STF = A \cdot F / (1 + F \cdot B) \xrightarrow{|FB| \rightarrow \infty} A \cdot B^{-1} = A/B$$

.....

Sei $|FB(f=0)| \rightarrow \infty$. Wählen Sie α_1 in Bildteil (c) so, dass $STF(f=0) = 1$.

Let $|FB(f=0)| \rightarrow \infty$. Set α_1 in Fig. 1 (c) such, that $STF(f=0) = 1$.

$$\alpha_1 = \beta_1$$

.....

(1P)

D: Der Tiefpass sei charakterisiert durch	$LP(s) = \frac{a_{lp0} + a_{lp1} \cdot s + a_{lp2} \cdot s^2 + a_{lp3} \cdot s^3}{b_{lp0} + b_{lp1} \cdot s + b_{lp2} \cdot s^2 + b_{lp3} \cdot s^3}$	(1.1)
E: Let the low-pass be characterized by		

D: Übertragungsfunktion der Strecke	$PTF(s) = \frac{a_{p0} + a_{p1} \cdot s + a_{p2} \cdot s^2 + a_{p3} \cdot s^3}{b_{p0} + b_{p1} \cdot s + b_{p2} \cdot s^2 + b_{p3} \cdot s^3}$	(1.2)
E: Let process transfer function		

D: Sei Δ_I konstant in Fig. 1. Schreiben Sie die $PTF(s)$ als Funktion von Δ_I und $LP(s)$.

E: Let Δ_I be constant in Fig. 1. Note in the PTF as a function of Δ_I and $LP(s)$.

(1P)

PTF = $\Delta_I \cdot LP(s)$

.....

D: Sei Δ_I konstant. Notieren Sie die Koeffizienten von $PTF(s)$ als Funktion von Δ_I , $a_{lp\#}$, $b_{lp\#}$.

E: Let Δ_I be const. Note in table PTF the coefficients of $PTF(s)$ as a function of Δ_I , $a_{lp\#}$, $b_{lp\#}$.

(4P)

Table PTF :

$a_{p0} =$	$\Delta_I \cdot a_{lp0}$	,	$a_{pl} =$	$\Delta_I \cdot a_{lp1}$
$a_{p2} =$	$\Delta_I \cdot a_{lp2}$	,	$a_{p3} =$	$\Delta_I \cdot a_{lp3}$
$b_{p0} =$	b_{lp0}	,	$b_{pl} =$	b_{lp1}
$b_{p2} =$	b_{lp2}	,	$b_{p3} =$	b_{lp3}

2 Leistungsverstärker / Power Amplifier

($\Sigma=12P$)

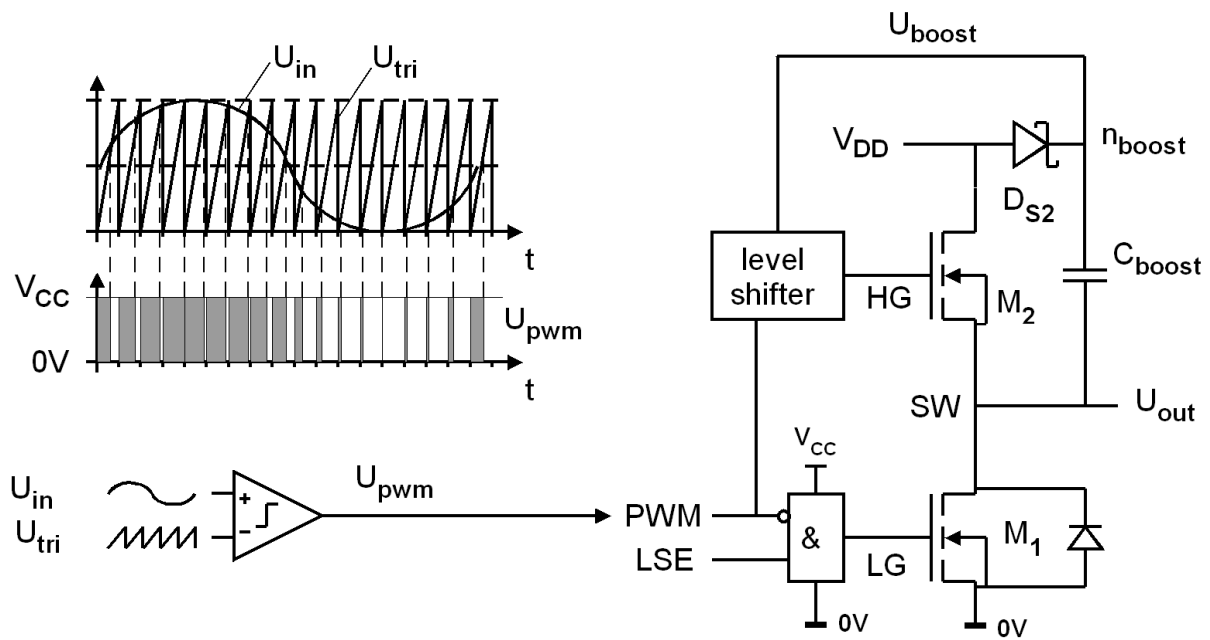


Fig. 2.1: (a) pulse-width modulator (PWM),

(b) power buffer

D: Fig. 2.1 zeigt einen Pulsweitenmodulator (PWM). Wo befindet sich der Demodulator?

E: Fig. 2.1 shows a pulse width modulator (PWM). Where is the system's demodulator?

(1P)

It is the low-pass

D: Warum verwenden wir einen PWM zur Spannungswandlung im Leistungsbereich?

E: Why do we use pulse-width modulation for voltage conversion in the power range?

(1P)

Switch mode converters can achieve very high efficiency (theoretically up to 100%)

D: Das System in Fig. 2.1 werde modelliert als $\bar{u}_{pwm} = \Delta_0 + \Delta_1 u_{in} + \Delta_2 u_{in}^2 + \Delta_3 u_{in}^3 + \dots$. Was folgt für die Koeffizienten $\Delta_{\#}$ (mit $\# = 0, 1, 2, 3, 4, \dots$), wenn wir ideale Linearität annehmen?

E: The system in Fig. 2.1 is modeled as $\bar{u}_{pwm} = \Delta_0 + \Delta_1 u_{in} + \Delta_2 u_{in}^2 + \Delta_3 u_{in}^3 + \dots$. What follows for the coefficients $\Delta_{\#}$ (with $\# = 0, 1, 2, 3, 4, \dots$), if we assume ideal linearity?

(2P)

$\Delta_1 \neq 0, \quad \Delta_k = 0 \text{ for } k \neq 1$

D: In Fig 2.1 sei $V_{CC} = 3V$ und $V_{DD} = 12V$, $U_{in} = 1-2V$. Verstärkung Δ_1 als Formel und Wert?

E: In Fig 2.1 let $V_{CC} = 3V$ and $V_{DD} = 12V$, $U_{in} = 1-2V$. Gain Δ_1 as a formula and value?

(2P)

$\Delta_1 = V_{DD} / V_{CC} = 12V / 3V = 4$

- D: Vergleicht man eine elektrische Kapazität mit einem Wasserglas gemäß Fig. 2.2 und das elektrische Potential U mit der Höhe, welche mechanischen Eigenschaften entsprechen dann der elektrischen Kapazität C und der elektrischen Ladung Q ?
- E: If we compare an electrical capacity with a glass of water acc. to Fig. 2.2 and the electrical potential U with the height, which mechanical properties do then correspond to the electrical capacity C and to the electrical charge Q ?

(2P)

C entspricht der Bodenfläche des Glases und Q der Wassermasse
C corr. to the glasses' bottom area, Q to the water's mass

- D: In Fig. 2.2 ist die Kapazität C_{boost} aus Fig. 2.1 als Wasserglas dargestellt. Welcher Knotenspannung in Fig. 2.1 entspricht die Höhe des Bodens des Glases?

- E: In Fig. 2.2 the capacity C_{boost} of Fig. 2.1 is shown as a glass of water. What node voltage in Fig. 2.1 corresponds to the height of the bottom of the glass? **$U(SW)$**

(1P)

- D: Warum füllt sich das Glas in Fig. 2.2(a) nur bis zur Wasserhöhe $V_{CC} - U_D$ und nicht bis V_{CC} ? Wo geht im mechanischen Äquivalent der Wasserdruck entsprechend U_D verloren?

- E: Why does the glass in Fig. 2.2(a) only fill up to the water level $V_{CC} - U_D$ and not up to V_{CC} ? Where is the water pressure corresponding to U_D lost in the mechanical equivalent?

(1P)

Am dem Ventil D
On the valve D

- D: Warum verwenden wir keinen P-Kanal Power-MOSFET und warum brauchen wir eine Spannung $> V_{DD}$?

- E: Why don't we use a P-channel power MOSFET and why do we need a voltage $> V_{DD}$?

(2P)

Electrons have a lower effective mass -> better conductance

Opening the high-side Power-MOSFET needs $U_{GS} = U_G - V_{DD} > 0V$

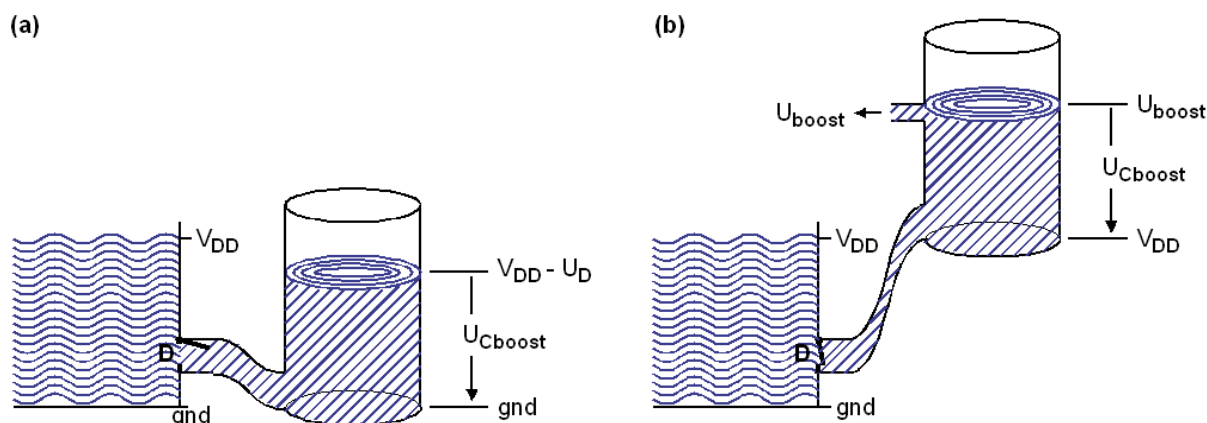


Fig. 2.2: (a) Filling the water-glass,

(b) Water-glass raised to deliver $U_{boost} > V_{DD}$

3 Tiefpass-Modellierung / Low-Pass Modeling ($\Sigma=26P$)

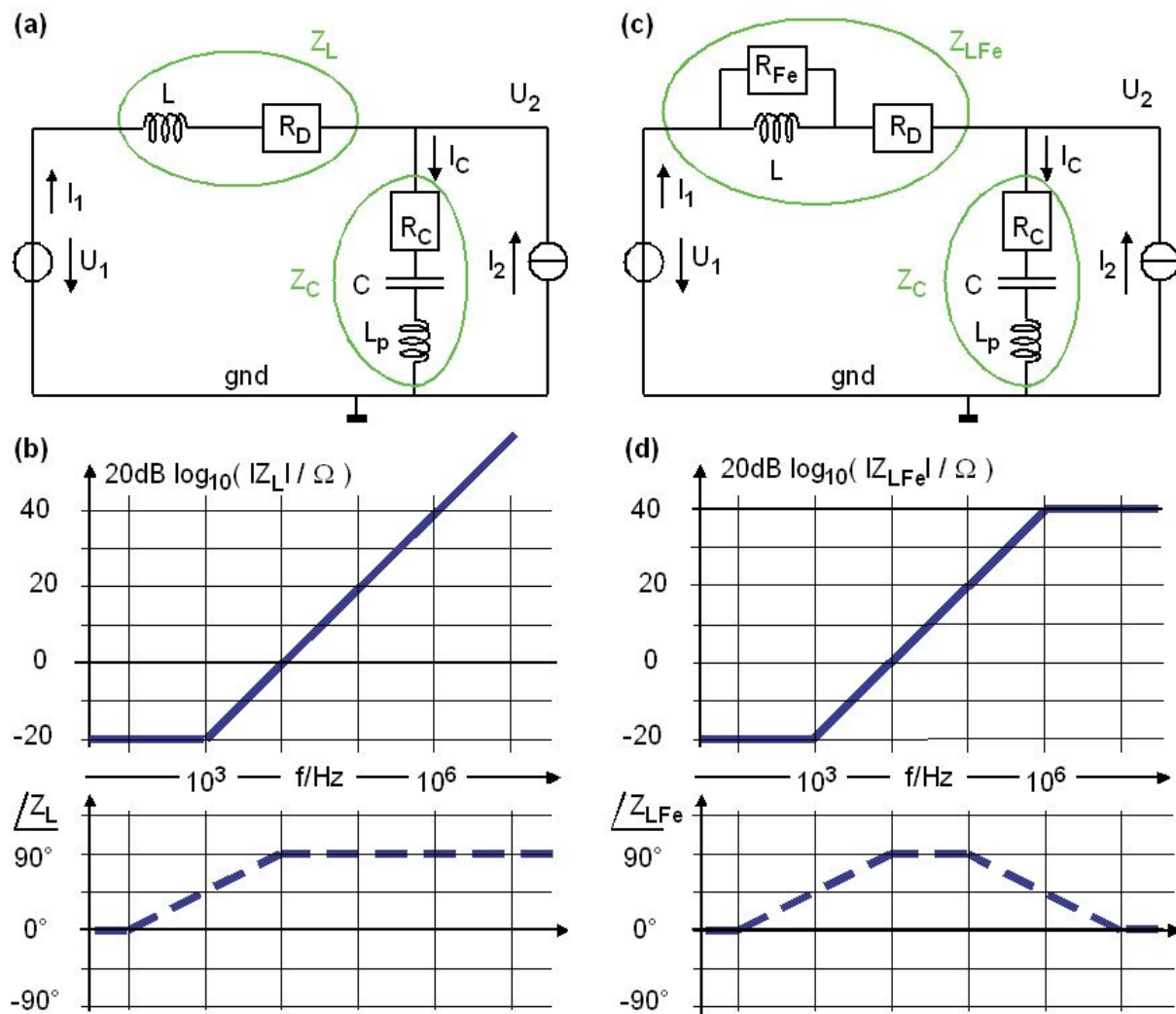


Fig. 3: RLC-lowpass (a) Z_L without R_{Fe} , and (b) frequency domain response of Z_L , and of

(c) Z_{LFe} with R_{Fe} (d) Z_{LFe} with R_{Fe}

D: Skizzieren Sie in Fig. 3(b) Betrag und Phase von Z_L/Ω , mit Z_L gemäß Fig. 3(a). Es sei $R_D = 100\text{m}\Omega$ und die Nullstelle bei 1 KHz. (Bedenke: $Z_L(f=0)$, $Z_L(f\rightarrow\infty)$, Ordnung.) (2P)

E: Sketch in Fig. 3(b) magnitude and phase of Z_L/Ω , with Z_L as defined in Fig. 3(a). Let $R_D = 100\text{ m}\Omega$ and the zero at 1 KHz. (Consider: $Z_L(f=0)$, $Z_L(f\rightarrow\infty)$, order.)

D: Skizzieren Sie in Fig. 3(d) Betrag und Phase von Z_{LFe}/Ω , mit Z_{LFe} gemäß Fig. 3(c). Gegeben sei $R_D = 100\text{m}\Omega$, $R_{Fe} = 100\Omega$ und Nullstelle bei 1 KHz. (Denke: $f=0$, $f\rightarrow\infty$?) (4P)

E: Sketch in Fig. 3(d) magnitude and phase of Z_{LFe}/Ω , with Z_{LFe} as defined in Fig. 3(c). Let $R_D = 100\text{m}\Omega$, $R_{Fe} = 100\Omega$ and a zero at 1 KHz. (Think: $Z_{CFe}(f=0)$, $Z_{CFe}(f\rightarrow\infty)$, order.)

D: Welchen physikalischen Effekt modelliert im Standard-L-Modell R_{Fe} ?

E: Which physical effect is modeled by R_{Fe} in the standard L model? (2P)

Hysteresis losses of the iron/ferrite core of the coil

.....

D: Sei	$Z_{LFe} = \frac{c(s)}{d(s)} = \frac{c_0 + c_1 \cdot s}{d_0 + d_1 \cdot s},$	(3.1)
E: Let		

D: Berechnen Sie die Koeffizienten $a_{\#}$, $b_{\#}$ als Funktion der Bauelemente in Fig. 1(c) und tragen Sie diese in *Tab. Z_{LFe}* ein.

E: Calculate the coefficients $a_{\#}$, $b_{\#}$ as a function of the components in Fig. 1(c) and enter them in *Tab. Z_{LFe}* .

(2P)

$$Z_{LFe} = \frac{c(s)}{d(s)} = \frac{c_0 + c_1 \cdot s}{d_0 + d_1 \cdot s} = R_D + (sL) || R_{Fe} = \frac{R_D + (1 + G_{Fe} R_D) L \cdot s}{1 + G_{Fe} L \cdot s}$$

.....

.....

Tab. Z_{LFe}

$c_0 =$	R_D	,	$c_1 =$	$(1 + G_{Fe} \cdot R_D) \cdot L$	
$d_0 =$	1	,	$d_1 =$	$G_{Fe} \cdot L$	

D: Sei	$Z_2 = \frac{a(s)}{b(s)} = \frac{a_0 + a_1 \cdot s + a_2 \cdot s^2}{b_0 + b_1 \cdot s + b_2 \cdot s^2}$	(3.2)
E: Let		

D: Berechnen Sie die Koeffizienten $c_{\#}$, $d_{\#}$ als Funktion der Bauelemente in Fig. 1(c) und tragen Sie diese in *Tab. Z_C* ein.

E: Calculate the coefficients $c_{\#}$, $d_{\#}$ as a function of the components in Fig. 1(c) and enter them in *Tab. Z_C* .

(2P)

$$Z_C = \frac{a(s)}{b(s)} = \frac{a_0 + a_1 \cdot s + a_2 \cdot s^2}{b_0 + b_1 \cdot s + b_2 \cdot s^2} = 1/sC + R_C + s \cdot L_p = \frac{1 + R_C C \cdot s + L_p C \cdot s^2}{C \cdot s}$$

.....

.....

Tab. Z_C

$a_0 =$	1		$a_1 =$	$R_C \cdot C$		$a_2 =$	$L_p \cdot C$
$b_0 =$	0		$b_1 =$	C		$b_2 =$	0

D: Sei	Low-Pass Transfer Function $LP(s) = \frac{U_2(s)}{U_1(s)} \Big _{I_2=0} = \frac{Z_C(s)}{Z_L(s) + Z_C(s)}$
E: Let	

D: Wir schreiben Sie $LP(s)$ als Funktion von $a(s)$, $b(s)$, $c(s)$, $d(s)$ mit nur einem Bruchstrich.

E: We write the low pass $LP(s)$ as functions of $a(s)$, $b(s)$, $c(s)$, $d(s)$ with a single fraction bar.

$$LP(s) = \frac{Z_C(s)}{Z_L(s) + Z_C(s)} = \frac{\frac{a(s)}{b(s)}}{\frac{a(s)}{b(s)} + \frac{c(s)}{d(s)}} = \frac{a(s) \cdot d(s)}{a(s) \cdot d(s) + b(s) \cdot c(s)} \quad (3.3)$$

D: Das führt zu / E: That leads to:

$$LP(s) = \frac{a_0 d_0 + (a_1 d_0 + a_0 d_1) \cdot s + (a_2 d_0 + a_1 d_1) \cdot s^2 + a_2 d_1 \cdot s^3}{a_0 d_0 + (a_1 d_0 + a_0 d_1 + b_1 c_0) \cdot s + (a_2 d_0 + a_1 d_1 + b_1 c_1) \cdot s^2 + a_2 d_1 \cdot s^3} \quad (3.4)$$

D: Mit	$LP(s) = \frac{a_{f0} + a_{f1} \cdot s + a_{f2} \cdot s^2 + a_{f3} \cdot s^3}{b_{f0} + b_{f1} \cdot s + b_{f2} \cdot s^2 + b_{f3} \cdot s^3}$	eingetragen in <i>Tabelle LP</i> liefert
E: With		noted in <i>Table LP</i> delivers

Table LP (low-pass filter transfer function):

$a_{f0} =$	a₀ d₀	,	$a_{f1} =$	a₁ d₀ + a₀ d₁	,	$a_{f2} =$	a₂ d₀ + a₁ d₁	,	$a_{f3} =$	a₂ d₁
$b_{f0} =$	a₀ d₀	,	$b_{f1} =$	a₁ d₀ + a₀ d₁ + b₁ c₀	,	$b_{f2} =$	a₂ d₀ + a₁ d₁ + b₁ c₁	,	$b_{f3} =$	a₂ d₁

D: Wogegen strebt das Modell $LP(s)$ für $f \rightarrow 0$? (Formel und Wert!)

E: What value does the model $LP(s)$ strive for $f \rightarrow 0$?

(2P)

$$LP(s) \Big|_{s=j0} = \frac{a_0 \cdot d_0}{a_0 \cdot d_0} = \mathbf{1}$$

.....

D: Wogegen strebt das Modell $LP(s)$ für $f \rightarrow \infty$? (Formel und Wert!)

E: What value does the model $LP(s)$ strive for $f \rightarrow \infty$?

(2P)

$$LP(s) \xrightarrow{s \rightarrow j\infty} \frac{a_2 \cdot d_1}{a_2 \cdot d_1} = \mathbf{1}$$

.....

D: Sei	Inference Transfer Function $QTF(s) = \frac{U_2(s)}{I_2(s)} \Big _{U_1=0} = \frac{Z_L(s) \cdot Z_C(s)}{Z_L(s) + Z_C(s)}$
E: Let	

D: Schreiben Sie $QTF(s)$ als Funktion von $a(s)$, $b(s)$, $c(s)$, $d(s)$ in der Kurzform mit nur einem Bruchstrich wie in Gleichung (3.3).

E: Write $QTF(s)$ as a function of $a(s)$, $b(s)$, $c(s)$, $d(s)$ in the short form with a single fraction bar as in equation (3.3).

(2P)

$$QTF(s) = \frac{Z_L(s) \cdot Z_C(s)}{Z_L(s) + Z_C(s)} = \frac{\frac{a(s)}{b(s)} \cdot \frac{c(s)}{d(s)}}{\frac{a(s)}{b(s)} + \frac{c(s)}{d(s)}} = \frac{a(s) \cdot c(s)}{a(s) \cdot d(s) + b(s) \cdot c(s)}$$

.....

D: Begründen Sie physikalisch, warum die Nenner von $LP(s)$ und $QTF(s)$ identisch sein müssen.

E: Give a physical reason why the denominators of $LP(s)$ and $QTF(s)$ must be identical.

(2P)

As LTF = QTF when the circuit is unexcited ($U_1 = 0 = I_2$),

Denominators describe the behavior of an unexcited circuit.

(The numerator filters the excitation.)

.....

D: Berechnen Sie den Zähler von $QTF(s)$ als Polynom von s wie in Gl. (3.4). Ersetzen Sie dazu $a(s)$, $b(s)$, $c(s)$, $d(s)$ durch ihre Polynome. Lassen Sie dabei Koeffizienten weg, die null sind. Tragen Sie die Ergebnisse als $f(a_{\#}, b_{\#}, c_{\#}, d_{\#})$, $\# = 0 \dots 3$ in *Tabelle QTF* ein.

E: Calculate the numerator of $QTF(s)$ as polynomial of s as demonstrated in Eq. (3.4). To do so, replace $a(s)$, $b(s)$, $c(s)$, $d(s)$ with their polynomials and omit coefficients that are zero. Enter the results as $f(a_{\#}, b_{\#}, c_{\#}, d_{\#})$, $\# = 0 \dots 3$ in *Table QTF*.

(6P)

$$QTF(s) = \frac{c(s) \cdot a(s)}{c(s) \cdot b(s) + d(s) \cdot a(s)} = \frac{(c_0 + c_1 \cdot s) \cdot (a_0 + a_1 \cdot s + a_2 \cdot s^2)}{(c_0 + c_1 \cdot s) \cdot b_1 \cdot s + d_0 \cdot (a_0 + a_1 \cdot s + a_2 \cdot s^2)}$$

.....

$$= \frac{a_0 c_0 + (a_0 c_1 + a_1 c_0) \cdot s + (a_1 c_1 + a_2 c_0) \cdot s^2 + a_2 c_1 \cdot s^3}{a_0 d_0 + (a_0 d_1 + b_0 c_1 + b_1 c_0) \cdot s + (a_1 d_1 + b_0 c_2 + b_1 c_1) \cdot s^2 + a_2 d_1 \cdot s^3}$$

.....

Table QTF, assuming $QTF(s) = (a_{q0} + a_{q1} \cdot s + a_{q2} \cdot s^2 + a_{q3} \cdot s^3) / (b_{q0} + b_{q1} \cdot s + b_{q2} \cdot s^2 + b_{q3} \cdot s^3)$

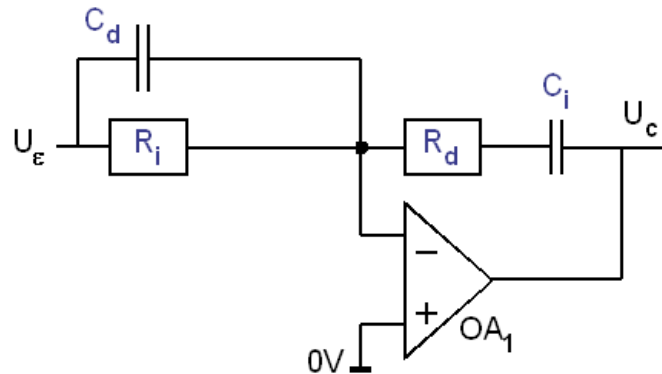
$a_{q0}=$	$a_0 \cdot c_0$		,	$a_{q1}=$	$a_0 \ c_1+a_1 \ c_0$	(2P)	
$a_{q2}=$	$a_1 \ c_1+a_2 \ c_0$	(2P)		,	$a_{q3}=$	$a_2 \ c_1$	(2P)

4 OpAmps: PID-Regler / PID Controller (Σ=13P)

Fig. 4.1:

D: Analoge Regelschaltung mit OPV

E: Analog frequency compensator with OpAmp



$$CTF(s) = \frac{U_c(s)}{U_\epsilon(s)} = K_p + \frac{K_i}{s} + K_d \cdot s \quad (4.1)$$

D: Gegeben sei ein linearer *PID*-Regler gemäß Gl. (4.1). Kennzeichnen Sie in Fig. 4 die für den Integrator bestimmenden, passiven Bauelemente mit " R_i " und " C_i ".

E: A linear *PID* controller is given according to Eq. (4.1). In Fig. 4, mark the passive components that determine the integrator, with labels " R_i " and " C_i ", respectively. (2P)

D: Gegeben sei ein linearer *PID*-Regler gemäß Gl. (4.1). Kennzeichnen Sie in Fig. 4 die für den Differentiator bestimmenden, passiven Bauelemente mit " R_d " und " C_d ".

E: A linear *PID* controller is given according to Eq. (4.1). In Fig. 4, mark the passive components that determine the differentiator, with labels " R_d " and " C_d ". (2P)

Gegeben:	$R_i, \quad K_{pR} = \frac{K_p}{2} \left(1 - \sqrt{1 - 4 \frac{K_i K_d}{K_p^2}} \right), \quad R_d = K_{pR} R_i, \quad C_i = \frac{1}{R_i K_i}, \quad C_d = \frac{K_d}{R_d}$
Given:	

D: Bedingung an K_p , um die Berechnung eines reellen Wertes für R_d zu ermöglichen?

E: What condition do we have to impose on K_p to get a real value for R_d ? (1P)

Square root real $\Rightarrow 1 - 4K_i K_d / K_p^2 > 0 \Rightarrow K_p \geq 2 \sqrt{K_i K_d}$

D: Sei $R_i = 10 \text{ K}\Omega$, $\omega_x = 2\pi \cdot 1 \text{ KHz}$, $K_i = \omega_x$, $K_d = 1/\omega_x$, $K_p = 2$. Berechnen Sie R_d , C_i , C_d .

E: Let $R_i = 10 \text{ K}\Omega$, $\omega_x = 2\pi \cdot 1 \text{ KHz}$, $K_i = \omega_x$, $K_d = 1/\omega_x$, $K_p = 2$. Calculate R_d , C_i , C_d . (8P)

$$K_{pR} = \frac{K_p}{2} \left(1 - \sqrt{1 - 4 \frac{K_i K_d}{K_p^2}} \right) = \frac{2}{2} \left(1 - \sqrt{1 - 4 \frac{\omega_x \cdot \omega_x^{-1}}{2^2}} \right) = 1 \cdot (1 - 0) = 1$$

$$R_d = K_{pR} \cdot R_i = 1 \cdot 10 \text{ K}\Omega = 10 \text{ K}\Omega$$

$$C_i = 1 / (R_i \cdot K_i) = 1 / (10 \text{ K}\Omega \cdot 2\pi \cdot 1 \text{ KHz}) = 15.9 \text{ nF}$$

$$C_d = K_d / R_d = 1 / 10 \text{ K}\Omega = 10 \text{ K}\Omega = 15.9 \text{ nF}$$

5 Differenzpunkt mit OPV / Diff. Point with OpAmp ($\Sigma=17P$)

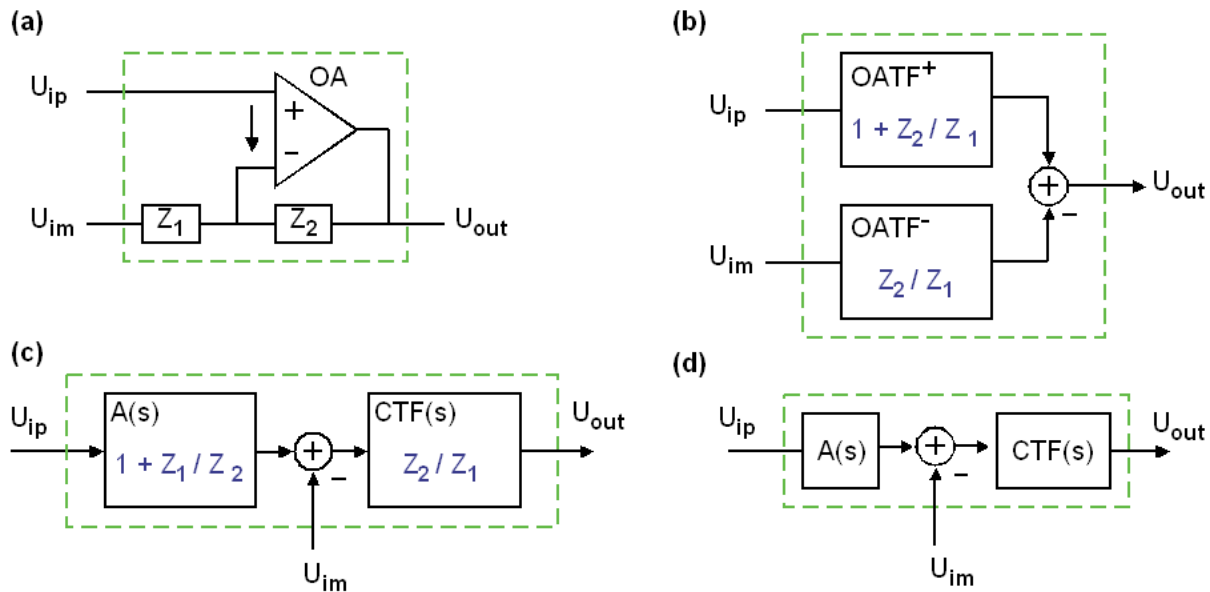


Fig. 5.1: D: OPV mit Differenzbildung / E: OpAmp with difference formation

(a) D: Geben Sie für Fig. 5.1(a) $U_{out}(s)$ als Funktion von U_{ip} , U_{im} , Z_1 und Z_2 an, die Funktionen der *Laplace*-Variablen s sind.

E: For Fig. 5.1(a), give $U_{out}(s)$ as a function of U_{ip} , U_{im} , Z_1 and Z_2 , which are functions of the *Laplace* variables s .

(2P)

$$U_{out} = \frac{Z_1 + Z_2}{Z_1} U_{ip}(s) - \frac{Z_2}{Z_1} U_{im}(s)$$

.....

.....

(b) D: Die Gleichung in Fig. 5.1(a) lässt sich schematisch gemäß Fig. 5.1(b) darstellen. Schreiben Sie die Übertragungsfunktionen als $f(Z_1, Z_2)$ in die Boxen.

E: The equation in Fig. 5.1(a) can be represented schematically according to Fig. 5.1(b). Write the transfer functions as $f(Z_1, Z_2)$ into the boxes of Fig. 5.1(b).

(2P)

(c) D: Bildteil (b) wird umgeformt zu Bildteil (c). Schreiben Sie die Übertragungsfunktionen $A(s)$ und $CTF(s)$ jeweils als $f(Z_1, Z_2)$ in diefreien Boxen, so dass sich alle 4 Bildteile gleich verhalten.

E: Fig. part (b) is translated into Fig. part (c). Write transfer functions $A(s)$ and $CTF(s)$ as $f(Z_1, Z_2)$ into the free boxes, so that all 4 Fig. parts behave identical.

(2P)

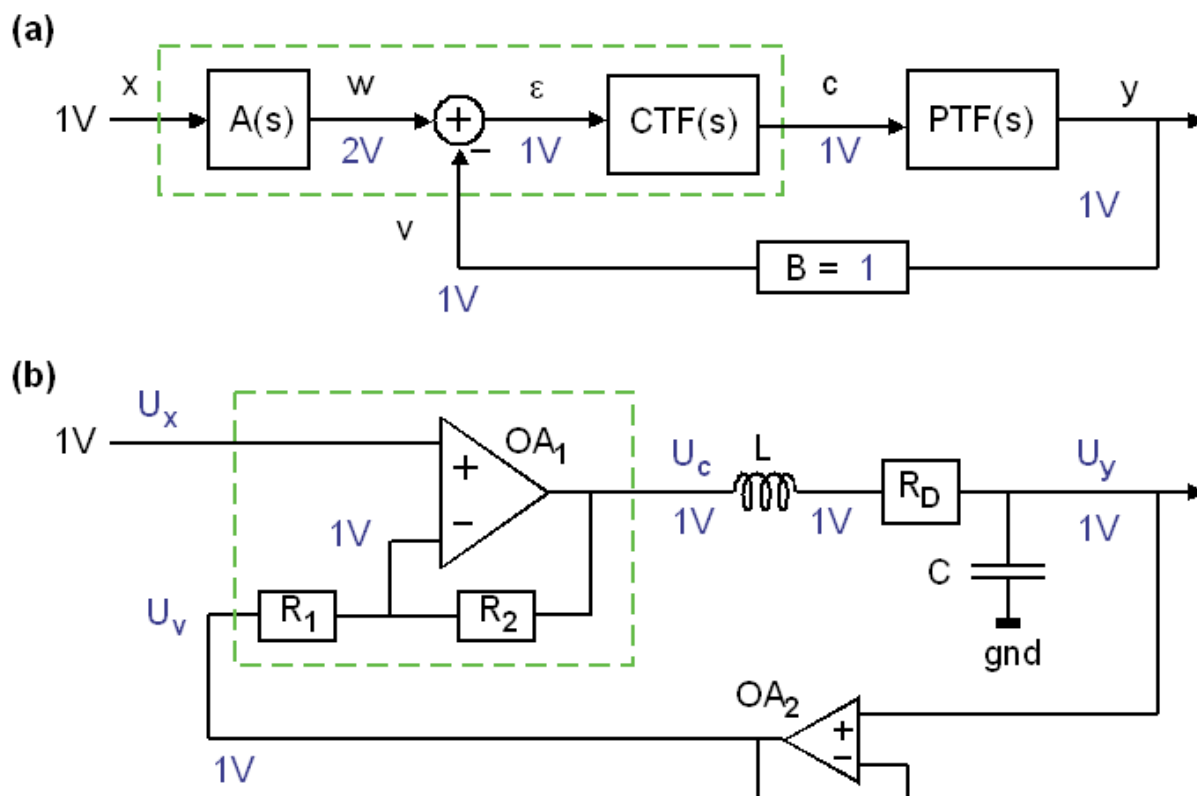


Fig. 5.2: D: Regelschleife mit OPV / E: Control loop with OpAmp

D: Bildteile 5.2 (a) und (b) beschreiben die gleiche Regelschleife unterschiedlich abstrakt.

Tragen Sie in Bildteil (a) die Übertragungsfunktion des Rückkopplungsnetzwerks B ein.

E: Fig. parts 5.2 (a) and (b) describe the same control loop on different levels of abstraction. Note the transfer function of feedback network B in Fig. part (a).

(1P)

D: Sei $CTF(s) = 1$, $R_2 = 40\text{K}\Omega$. Berechnen Sie R_1 .

$$R_1 = R_2 = 40\text{K}\Omega$$

E: Let $CTF(s) = 1$, $R_2 = 40\text{K}\Omega$. Calculate R_1 .

..... (1P)

D: Geben Sie $A(s)$ an. (Formel + Wert)

$$A = 1 + R_1/R_2 = 1 + R_1/R_1 = 2$$

E: Specify $A(s)$ (formula and value).

..... (2P)

D: Schreiben Sie die korrekten Spannungswerte an alle Knoten in Bildteil 5.2(a).

E: Write the correct voltages at all nodes in Fig. 5.2(a)

(2,5P)

D: Benennen Sie die Schaltungsknoten in Bildteil (b), die einen äquivalenten Knoten in Bildteil (a) haben, mit Spannungswerten $U_{\#}$, wobei $\#$ für das entsprechende Knoten-Label in Bildteil (a) steht, z.B. $\# = x, \epsilon, c, \dots$

E: Name the circuit nodes in part (b) that have an equivalent node in part (a) with voltage values $U_{\#}$, where $\#$ represents the corresponding node label in part (a), e.g. $\# = x, \epsilon, c, \dots$

(2P)

D: Schreiben Sie die korrekten Spannungswerte an alle Knoten in Bildteil 5.2(b).

E: Write the correct voltages at all nodes in Fig. 5.2(b)

(2,5P)

6 Non-Switching DC-DC

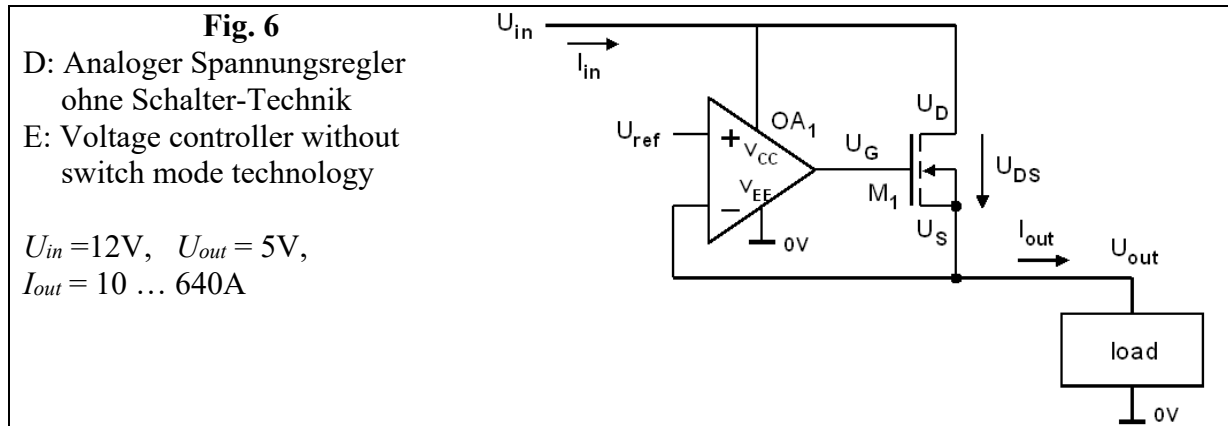
($\Sigma=22P$)

D: Diese Aufgabe liefert nicht nur Punkte für richtige Ergebnisse, sondern auch für ingenieurmäßiges Vorgehen. Dazu müssen Sie dieses schriftlich darlegen!

E: This task not only delivers points for correct results, but also for the engineering approach. To do this, you must present this in writing!

6.1 Effizienz / Efficiency

($\Sigma=5P$)



D: Fig. 6.1 zeigt einen Tiefsetzsteller ohne PWM und Schaltregelung. Berechnen Sie den Wirkungsgrad definiert als $\eta = P_{out} / P_{in}$, für die im Bild gegebenen Daten als Formel und Wert, wobei P_{out} die Ausgangs- und P_{in} die Eingangsleistung des Systems sind. Der Energieverbrauch des OPVs sei vernachlässigbar gering.

E: Fig. 6.1 shows a buck converter without PWM and switch-mode control. Calculate the efficiency defined as $\eta = P_{out} / P_{in}$ for the data given in the picture as formula and value, where P_{out} and P_{in} are output and input power of the system, respectively. The energy consumption of the OpAmp is negligibly low.

(3P)

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} = \frac{U_{out} \cdot I_{out}}{U_{in} \cdot I_{in}} = \frac{U_{out}}{U_{in}} = \frac{5V}{12V} \cong 0.41\bar{6} \cong 42\%$$

.....

.....

D: Wohin fließt die Differenzleistung $P_{in} - P_{out}$?

E: Where does the difference power $P_{in} - P_{out}$ flow?

(2P)

It is translated to heat by the MOSFET M₁

.....

6.2 MOSFET Verwendung / MOSFET Operation**(Σ=17P)**

D: Gegeben sei das MOSFET- Modell	$I_D = \begin{cases} 0 & \text{if } U_{GST} \leq 0 \\ K \cdot (U_{GST} - \frac{1}{2}U_{DS})U_{DS} \cdot (1 + \lambda U_{DS}) & \text{if } U_{GST} > 0, \quad U_{DS} < U_{DS,sat} \\ \frac{K}{2} \cdot U_{GST}^2 \cdot (1 + \lambda U_{DS}) & \text{if } U_{GST} > 0, \quad U_{DS} > U_{DS,sat} \end{cases}$
E: Assume MOSFET model	
M1: $V_{Th} = 3V$, $K = 20A/V^2$, $\lambda = 0$	
mit / with: $U_{GST} = U_{GS} - V_{Th} = U_G - U_S - V_{Th}, \quad U_{DS,sat} = U_{GST}$	

PS: D: V_{Th} ist die Schwellspannung, nicht die Temperaturspannung $u_T = kT/q$.

E: V_{Th} is threshold voltage, not the thermal voltage $u_T = kT/q$.

D: Welcher Spannungsbereich muss mit U_G eingestellt werden können, um einen Ausgangsstrom von 10...640A zu gewährleisten? Ist der dazu notwendige Spannungsbereich für U_G mit dem OPV einstellbar? Begründen Sie Ihre Antworten.

E: Which voltage range must be able to be set with U_G to ensure an output current of 10...640A? Can the necessary voltage range for U_G be adjusted with the OpAmp? Justify your answers.

(17P)

$$U_{DS} = U_D - U_S = 12V - 5V = 7V \quad (1P)$$

$$\underline{I_D = 10A:}$$

Assuming the FET is saturated:

$$I_D = \frac{K}{2} \cdot U_{GST}^2 \rightarrow U_{DS,sat} = U_{GST} = \sqrt{\frac{2 \cdot I_D}{K}} = \sqrt{\frac{2 \cdot 10A}{20A/V^2}} = 1V \quad (1P)$$

$$I_D = \frac{K}{2} \cdot U_{GST}^2 \rightarrow U_{DS,sat} = U_{GST} = \sqrt{\frac{2 \cdot I_D}{K}} = \sqrt{\frac{2 \cdot 10A}{20A/V^2}} = 1V \quad (1P)$$

$$\text{As } U_{GST}=1V=U_{DS,sat} < U_{DS}=7V, \text{ consequently:} \quad (1P)$$

$$\text{the assumption of a saturated FET is right.} \quad (1P)$$

$$\text{As } U_{GST} \quad U_G - U_S - V_{Th} = 1V, \quad (1P)$$

$$U_G = U_S + V_{Th} + 1V = 5V + 3V + 1V = 9V \quad (1P)$$

$$\text{Finally:} \quad \boxed{U_G(I_D=1A) = 9V} \quad (1P)$$

$I_D = 640A:$

Assuming the FET is saturated: (1P)

$$I_D = \frac{K}{2} \cdot U_{GST}^2 \rightarrow U_{DS,sat} = U_{GST} = \sqrt{\frac{2 \cdot I_D}{K}} = \sqrt{\frac{2 \cdot 640A}{20A/V^2}} = 8V \quad (1P)$$

As $8V = U_{GST} = U_{DS,sat} > U_{DS} = 7V$, assumption NOT fulfilled (1P) $\rightarrow$ the FET operates in the triode region (1P)

$$I_D = K \cdot (U_{GST} - \frac{1}{2} U_{DS}) \cdot U_{DS} \rightarrow$$

$$U_{GST} = \frac{I_D}{K \cdot U_{DS}} + \frac{U_{DS}}{2} = \frac{640A}{20A/V^2 \cdot 7V} + \frac{7V}{2} \cong 8,1V \quad (2P)$$

 $U_{GST} = U_G - U_S - V_{th}$, consequently:

$$U_G = U_{GST} + U_S + V_{Th} = 8,1V + 5V + 3V = 16,1V \quad (1P)$$

Feasibility: $U_G = 9V$ is feasible with an OpAmp fed by $0 \dots V_{CC} = 12V$ (1P) $U_G = 16V$ is NOT feasible with an OpAmp fed by $V_{CC} = 12V$ (1P)

