Klausur EL4 – SS2013 – Realer Operationsverstärker, Thyristor – Lösungen

T2ELA2702.1 EL4 (MA-TEL11CAT) ▼

Deckblatt

Anzahl Lösungsbögen

DHBW Duale Hochschule Baden-Württemberg Mannheim

Klausur **EL4 – SS2013 – Realer Operationsverstärker, Thyristor**
T2ELA2702.1 EL4 (MA-TEL11CAT)

Fakultät für **Technik**

Studiengang **Elektrotechnik Mannheim** Datum: 2013-06-17

Studierende/r
Name _____ Matrikel-Nr. _____

Kurs _____ **Sem.** _____ **Dozent** Dipl.-Ing. FH Rainer Bayer

Hilfsmittel Skript, Taschenrechner **Bearbeitungszeit** 90 min

Bewertung Maximale Punktzahl _____ Erreichte Punktzahl _____

Note _____ Datum / Signum _____

Anmerkungen: _____

Aufg.	Thema	Blatt	Punkte max.	Punkte erzielt	Anmerkungen
1	Realer OP – Endliche Gleichtaktunterdrückung *CMMR*	2	18		
2	Realer OP – Endlich Eingangsströme I_B; I_{OS}	3	8		
3	Realer OP – Kompensation Eingangsoffsetspannung U_{OS}	4	11		
4	Realer OP – Stabilität, Verstärkung und Bandbreite	5	11		
5	Thyristor	6–7	12		
(1–4)	Realer OP – Datenblattauszüge	8	./.	./.	
Σ			60		

Aufg. 1

1 Realer OP – Endliche Gleichtaktunterdrückung *CMRR* 18

Abb. 1
Gegeben ist das nebenstehende Ersatzschaltbild (ESB) des realen OPs

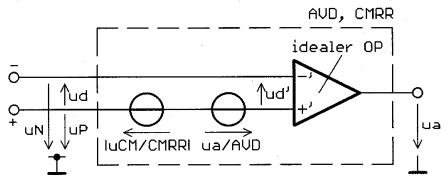
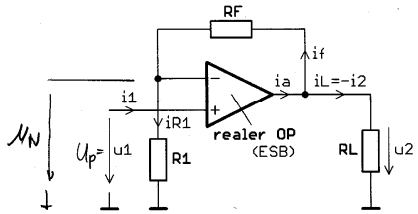


Abb.2
Es wird die nebenstehende Schaltung betrachtet



m ist die nominale Verstärkung der Schaltung in Abb. 2 mit idealem OP. Für den realen OP mit dem gezeigten ESB erhält man:

$$u_2 = \left(u_1 + \frac{u_{CM}}{|CMRR|}\right)\cdot m \quad \text{mit } A_{VD} \to \infty \qquad \text{(Gl.1)}$$

$u_2 = u_a$

a1) $\boxed{u_p = u_1}$ (2.1) 5

$$\boxed{u_N = \frac{R_1}{R_1 + R_f}\cdot u_2 = \frac{u_2}{m}} \quad (2.2) \qquad (2)$$

a2) $$\boxed{u_{CM} = \frac{u_P}{2} + \frac{u_N}{2} = \frac{u_1}{2} + \frac{u_2}{2m}} \quad (2.3) \qquad (1)$$

a3) $$u_2 = u_1\cdot m + \frac{u_1\cdot m}{2\,CMRR} + \frac{u_2\cdot \cancel{m}}{2\cancel{m}\,CMRR}$$

$$u_2\underbrace{\left(1 - \frac{1}{2CMRR}\right)}_{\frac{2CMRR-1}{2CMRR}} = u_1\cdot m\left(1 + \frac{1}{2CMRR}\right) \quad \Big|\cdot \frac{2CMRR}{2CMRR-1}$$

Aufg. 1 (fortgesetzt)

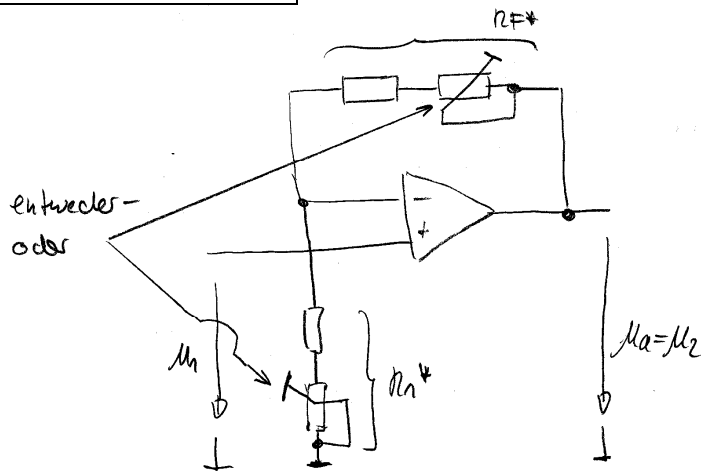
$$u_2 = u_1 \cdot m \left(\frac{2CMRR}{2CMRR-1} + \frac{1}{2CMRR-1} \right)$$

$$\boxed{u_2 = \underbrace{u_1 \cdot m}_{u_{2,s}} \underbrace{\left(\frac{2CMRR+1}{2CMRR-1} \right)}_{\cdot\,(1+e)}} \quad ③ \quad \left(\begin{array}{l} e: \pm\,;\ |e| \ll 1 \\ \rightsquigarrow (1+e) > 0 \end{array} \right) \qquad (2)$$

b) *CMRR* kann durch Unsymmetrien in der Eingangsstufe (P- und N-Eingang) **beide** Vorzeichen annehmen, auch innerhalb eines Typs und einer Herstellungscharge. 1

c) Die nominale Verstärkung *m* der Schaltung (Gl. 1) wird um den Faktor (1+e) modifiziert: verringert oder erhöht, je nach dem Vz. von *CMRR* in Gl. 3; (1+e) > 0. Damit ist eine Kompensation durch eine **einstellbare Verstärkung** *m** möglich, eine Hilfsspannung (Kompensationsspannung) ist nicht erforderlich: 3

$$\boxed{m^* = m\left(1 \pm |e_{max}|\right) = \frac{Rf^*}{R1^*}}$$



Aufg. 1 (fortgesetzt)

d) $\Delta E = X_a - X_w = \left[u_1 \cdot m \cdot \frac{2CMRR+1}{2CMRR-1} \right] - \left[u_1 \cdot m \right]$ 7

$$\boxed{\Delta E = u_1 \cdot m \left(\frac{2CMRR+1}{2CMRR-1} - 1 \right)}$$

$$\boxed{e = \frac{\Delta E}{X_w} = \frac{\Delta E}{u_1 \cdot m} = \frac{2CMRR+1}{2CMRR-1} - 1}$$

d1) Worst-Case-Wert TL08x: 70 dB $\rightsquigarrow$ $\underline{CMRR} = 10^{\frac{70}{20}} = \underline{3{,}162 \cdot 10^3}$ (2)

$$\underline{\underline{|\Delta E|}} = 50\,mV \cdot 100 \left(\frac{2 \cdot 3{,}162 \cdot 10^3 + 1}{2 \cdot 3{,}162 \cdot 10^3 - 1} - 1 \right) = \underline{\underline{1{,}58\,mV}}$$

d2) $|e| = \frac{|\Delta E|}{|u_1 \cdot m|} = \frac{1{,}58\,mV}{50\,mV \cdot 100} = 316 \cdot 10^{-6} \rightsquigarrow \underline{\underline{|e|_{\%} = 0{,}0316\,\%}}$ (2)

d3) $e^* = 100 \cdot 10^{-6}$ (3)

$$e^* = \frac{2CMRR+1}{2CMRR-1} - 1$$

$$\boxed{|CMRR| = \frac{2+e}{2e}}$$

$$CMRR^* = \frac{2 + 100 \cdot 10^{-6}}{2 \cdot 100 \cdot 10^{-6}} = 10^4$$

$$\underline{\underline{CMRR^*/dB}} = 20 \cdot \lg(CMRR)\,dB = \underline{\underline{80\,dB}}$$

e) Der CMRR wird pro Dekade um 20 dB „schlechter", 2
d.h. $\underline{\underline{CMRR^{**}/dB}} = (70 - 2 \cdot 20)\,dB = \underline{\underline{30\,dB \hat{=} 31{,}6}}$
$(3{,}162 / 10^2)$

Aufg. 2

2 Realer OP – Endliche Eingangsströme I_B; I_{OS} 8

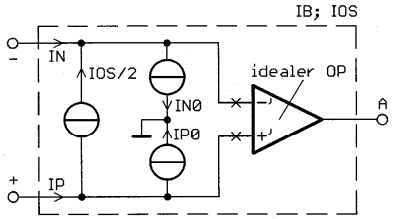


Abb. 1
Gegeben ist das nebenstehende Ersatzschaltbild (ESB) des realen OPs

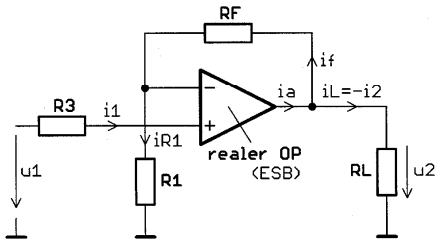


Abb. 2
Es wird die nebenstehende Schaltung betrachtet

m ist die nominale Verstärkung der Schaltung in Abb. 2 mit R3 = 0 und idealem OP.
Für den realen OP mit dem gezeigten ESB erhält man für u_2:

$$\boxed{u_2 = u_1 \cdot m \pm |I_B|(\mathrm{Rf} - \mathrm{R3} \cdot m) \pm \frac{|I_{OS}|}{2}(\mathrm{Rf} + \mathrm{R3} \cdot m)} \quad \text{(Gl. 1)}$$

a) I_B: Bias-Strom, Eingangsruhestrom der Transistoren i. d. Diff.-Eingangsstufe; Vz hängt von der Dotierung ab, z. B. sp. npn-Transist.: pos. Vz (P- u. N-Eingang). Mittlerer Mittelwert der beiden Eingangsströme. 3

I_{OS}: Differenz der Eingangsströme, verursacht durch Unsymmetrien im P- u. N-Teil der Eingangsstufe. Vz damit auch innerhalb eines Typs und einer Charge nicht bekannt.

Nicht kompensierbar damit: I_{OS}

Aufg. 2 (fortgesetzt)

b) Es muss gelten: 3

$$Rf - R3 \cdot m \overset{!}{=} 0$$

$$\boxed{Rf = R3 \cdot m}$$

$$m = 1 + \frac{Rf}{R1} = \frac{R1 + Rf}{R1}$$

$$Rf = R3 \frac{R1 + Rf}{R1}$$

$$\boxed{R3 = \frac{R1 \cdot Rf}{R1 + Rf} = R1 \parallel Rf} \quad (2)$$

R3 ist wertmäßig die Parallelschaltung von R1 und Rf.

c) • Über proportionale Erhöhung von $\{|I_B| \cdot |I_{OS}|\}$ 2

• Erhöhung von I_B wirkt sich nicht aus, aber die von I_{OS}, siehe a) und Gl. (1).

Aufg. 3

3 Realer OP – Kompensation der Offsetspannung U_{OS} 11

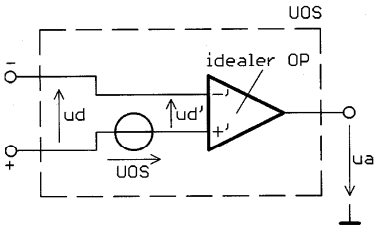


Abb. 1
Ersatzschaltbild (ESB) des realen OPs

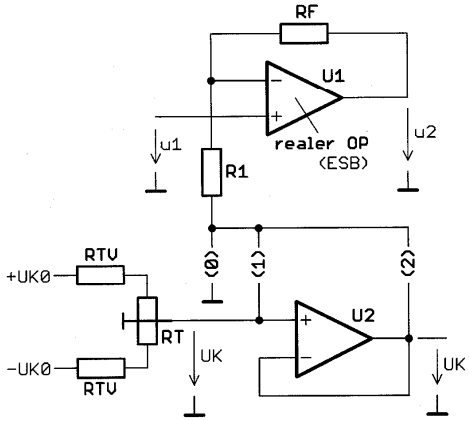


Abb.2:
(Verbindung 0): unkompensiert.
Erzeugung der Kompensationsspannung U_K: mit Spannungsteiler direkt (Verbindung 1), mit nachgeschaltetem Spannungsfolger U2 (Verbindung 2)

a1) $\boxed{m = 1 + \frac{R_f}{R_1} = \frac{R_1 + R_f}{R_1}}$ ① 4 (1)

a2) $u_d' = 0$: $u_1 + U_{OS} = \frac{R_1}{R_1 + R_f} \cdot u_2 = \frac{u_2}{m}$

$\boxed{u_2 = (u_1 \pm U_{OS})\, m = \underbrace{u_1 \cdot m}_{u_{2,s}} \underbrace{\pm U_{OS} \cdot m}_{\pm u_{2,os}}}$ ② (2)

a3) $\boxed{U_K = \mp U_{2,os} = \mp U_{OS} \cdot m}$ ③

Aufg. 3 (fortgesetzt)

b.) 3

- Innenwid. R_{ik} von U_K:
  - -- ist $\Rightarrow 0$ (Maximum: Mittelstellung $\left[\frac{1}{2}\left(\frac{R_T}{2} + R_{TV}\right)\right]$;
  - -- ist abhängig von der Schleiferstellung von R_T;
  - -- beeinflusst die Verstärkung m.
- U_2 buffert U_K niederohmig ($\to 0\,\Omega$), m bleibt unbeeinflusst.
- U_{OS2} spielt hier keine Rolle, weil:
  - -- $|U_{OS2}|$ klein wg. $m_2 = 1$
  - -- wird beim Abgleich mitkompensiert.

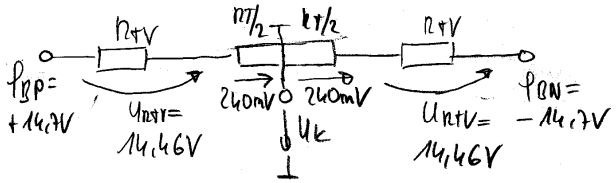
c1) 4

Worst-Case-Wert µA741: $\underline{U_{OS} = \pm 6\,mV}$

$\underline{U_{OS}^*} = 4 \cdot U_{OS} = 4 \cdot 6\,mV = \underline{\pm 24\,mV}$

$\underline{U_K} = m \cdot U_{OS}^* = 10 \cdot 24\,mV = \underline{\pm 240\,mV}$

$\underline{|\Delta U_B|} = 2\% \rightsquigarrow |U_B|_{min} = 0{,}98 \cdot |U_B| = \underline{14{,}7\,V}$



$\frac{R_{TV}}{R_T/2} = \frac{|\varphi_{B,min}| - |U_K|}{|U_K|} \rightsquigarrow R_{TV} = \frac{500\,\Omega}{2} \cdot \frac{14{,}46\,V}{0{,}24\,V}$

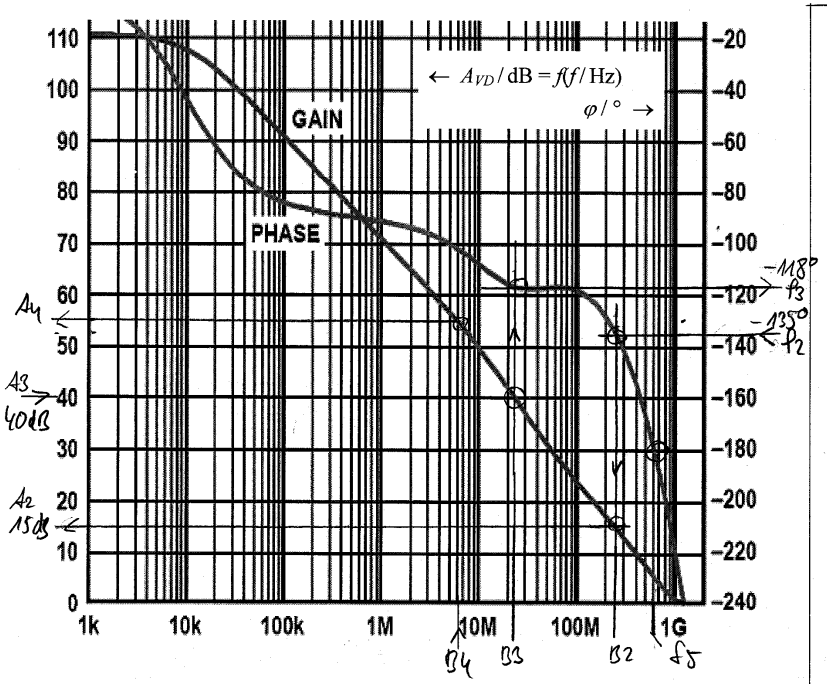
$\underline{\underline{R_{TV} = 15{,}1\,k\Omega}}$ (3)

c2)

- Poti R_T in Mittelstellung; ϑ_a
- $u_1 = 0$ (widerstands- u. induktionsarm).
- Mit R_T $u_2 = 0$ einstellen (1)

Aufg. 4

4 Realer OP – Stabilität, Verstärkung und Bandbreite 11



a) Nicht Unity-Gain-stabil: Bei $A_1 = 0dB \hat{=} |A_1| = 1$ ist die Phasenreserve bereits negativ: $\underline{\underline{\varphi_m = -60°}}$ 2 6

b1) $\varphi_m = 45° \rightsquigarrow \varphi_2 = -135°$. Abgelesen: $\underline{\underline{A_2/dB = 15dB;\ B_2 = 232\,MHz}}$ (2)

b2) $|A_3| = 100 \rightsquigarrow A_3/dB = 40dB$. Abgel.: $\varphi_3 = -118° \rightsquigarrow \underline{\underline{\varphi_{m3} = 62°;\ B_3 = 23\,MHz}}$ (2)

b3) Schnittpunkt mit der Gain-Kurve $\hat{=}$ -3dB-Punkt. (2)
Abgelesen: $A_4/dB = 55dB \rightsquigarrow |A_4| = 562 \rightsquigarrow \underline{\underline{A_4 = -562}}$
(unabhängig, ob inv. oder nicht-inv.; $B \ll f_T$)

c) Bei der f, bei der mit $A/dB = 0$ erstmalig $\varphi = -180°$ erreicht wird: $\underline{\underline{f_T = 600\,MHz}}$ 1

d) Die Phasenreserve φ_m wird kleiner („aufgezehrt") 2

Aufg. 5

5 Thyristor

Typ: BT151-500R; Thyristorschaltung mit Horizontalsteuerung, Abb. 5-1.

u_1: Sinus-Wechselspannung 230 V / 50 Hz.

Die Sperrschichttemperatur beträgt:
ϑ_j = [–25°; +75°C].

Prinzipiell ist auch Snubber parallel Last möglich, damit im Sperrzust. V1 kein Strom fließt. Dann zus. C parallel u1 erforderlich (z.B. im Netzfilter)

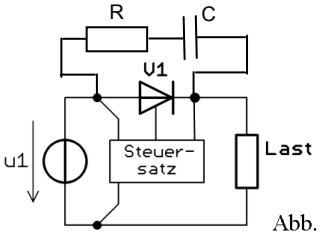


Abb. 5–1

Table 5. Characteristics
T_j = 25 °C unless otherwise stated.

Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Unit
Static characteristics						
I_{GT}	gate trigger current	V_D = 12 V; I_T = 100 mA; see Figure 8				
		BT151-500L	-	2	5	mA
		BT151-500R	-	2	15	mA
		BT151-650L	-	2	5	mA
		BT151-650R	-	2	15	mA
		BT151-800R	-	2	15	mA
I_L	latching current	V_D = 12 V; I_{GT} = 100 mA; see Figure 10	-	10	40	mA
I_H	holding current	V_D = 12 V; I_{GT} = 100 mA; see Figure 11	-	7	20	mA

Table 5. Characteristics
T_j = 25 °C unless otherwise stated.

Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Unit
Dynamic characteristics						
dV_D/dt	rate of rise of off-state voltage	V_{DM} = 0.67 × $V_{DRM(max)}$; T_j = 125 °C; exponential waveform; see Figure 12				
		R_{GK} = 100 Ω	200	1000	-	V/µs
		gate open circuit	50	130	-	V/µs

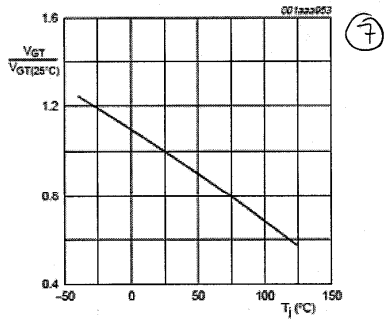


Fig 7. Normalized gate trigger voltage as a function of junction temperature

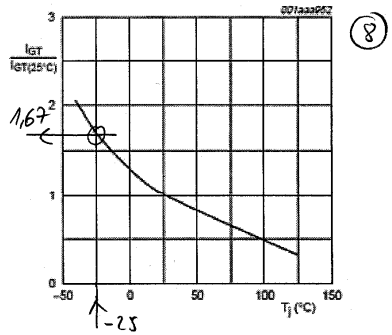


Fig 8. Normalized gate trigger current as a function of junction temperature

Aufg. 5 (fortgesetzt)

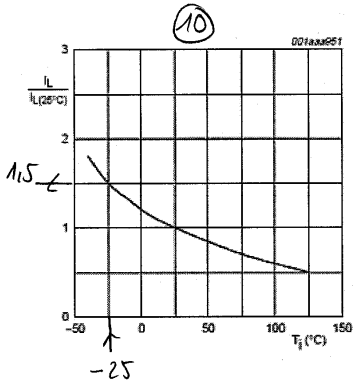


Fig 10. Normalized latching current as a function of junction temperature

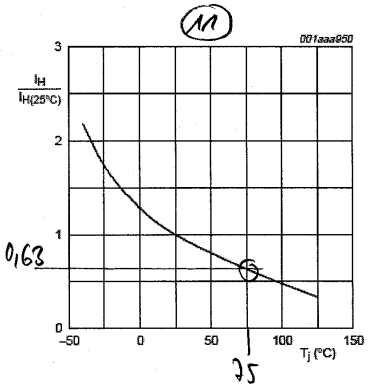


Fig 11. Normalized holding current as a function of junction temperature

a) $\alpha = [\varphi; 180°]$ 1

b) $U_{R0(\varphi)} = \sqrt{2} \cdot \hat{U}_1 = \sqrt{2} \cdot 230V = 325V$ 1

c) $U_{R,min} = U_{R0(\varphi),min} = 325V$ 1

d) Gate-Strom, maßgebend: Max-Wert (Worst-Case) 1
Tabelle: $\vartheta_j = 25°C$ $I_{GT,max} = 15mA$
Diagramm $I_{GT}/I_{G25°C}$: (8) 1,67
$I_{G,min} = 1,67 \cdot 15mA = 25,1mA$

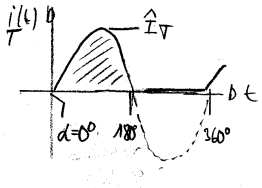
e) Latching Current (Einraststrom) I_L 1
Maßgebend: Max-Wert (Worst-Case)
Tabelle: $\vartheta_j = 25°C$ $I_{L,max} = 40mA$
Diagramm $I_L/I_{L,25°C}$ (10) 1,5
$I_{L,min} = 1,5 \cdot 40mA = 60mA$

Aufg. 5 (fortgesetzt)

f) Holding Current (Haltestrom) I_H 1
Eigenschaft maßgebend: Min-Wert (Worst-Case), aber nicht spezifiziert.
Tabelle: $\vartheta_j = 25°C$ $I_{H,typ} = 7mA$
Diagramm $I_H/I_{H25°C}$ (11) 0,63
$I_{H,max} = 0,63 \cdot 7mA = 4,41mA$

g.) 1) siehe Ass. 5-1 oben. 3
2) Th. sperrt nicht sofort. Beim Stromabriss hat sich bereits Gegenspannung eingestellt. Diese gefährdet das Bauteil nicht nur als solches (Durchbruch), bei hohen Anstiegsgeschwindigkeiten der Gegen(induktions)-spannung kann es auch zu einem unerwünschten Zünden kommen.
3) $du_D/dt|_{max} = 200V/\mu s$ (Tabelle)

h.) $P_T = U_{T(TO)} \cdot \overline{I_T} + I_{T(eff)}^2 \cdot r_T$ 3



- $P_{T,max}$ bei $\alpha_{max} = 0°$
- $\hat{I}_T \cong \frac{\hat{U}_1}{R_L} = \frac{325V}{50\Omega} = 6,5A$
  ($U_{T(TO)}$ kann hier vernachlässigt werden)
- $\alpha = 0°$: Sinus-Halbwelle → $\hat{I}/I_{(eff)} = 2$; $I_{(eff)}/|\bar{I}| = 1,57$
  $I_{T,eff} = \frac{\hat{I}_T}{2} = \frac{6,5A}{2} = 3,25A$
  $\overline{I_T} = \frac{I_{T(eff)}}{1,57} = \frac{3,25A}{1,57} = 2,07A$
- $P_{T,max} = 1,06V \cdot 2,07A + (3,25A)^2 \cdot 0,035\Omega = (2,19 + 0,370)W$
  $P_{T,max} = 2,56W$