Fachhochschule Regensburg

Fachbereich Elektrotechnik

Prüfungsfach:	**Schaltungstechnik (SC), SS 2000**
Prüfungstermin:	18. Juli 2000 Studiengruppe: E5D & E5N
Prüfungsdauer:	90 Minuten (planmäßig: 08.15 – 09.45 Uhr)
Zugelassene Hilfsmittel:	Formelsammlung
Aufgabensteller:	Prof. Dr. Martin Schubert
Prüfungsteilnehmer/in:	(Bitte leserlich in Druckbuchstaben) Sem.: ____________
Name:	Prof. Dr. Martin S C H U B E R T
Vorname:	M U S T E R L Ö S U N G MatNr: __________________

>>>>> Alle Aufgabenblätter sind als Bestandteil der Lösung mit abzugeben ! <<<<<

Alle zusätzlichen Blätter können nur dann gewertet werden, wenn Sie durch Angabe des Namens, des Datums und der bearbeiteten Aufgabe **eindeutig zuzuordnen** sind !

Maximal erreichbare Punktzahl: 95 Punkte.

Runden Sie Zahlenwerte typischer weise auf drei geltende Ziffern oder auf so viele Ziffern, wie offensichtlich notwendig sind (z.B. x=0,9997, wenn das Ergebnis x<1 sein muß).

>>>>> Rot ist Korrekturfarbe, bitte keinen Rotstift verwenden ! <<<<<

Weitere Hinweise:

Die Aufgaben sind so aufgebaut, daß Folgefehler nach Möglichkeit vermieden werden. Eine Aufgabe muß nicht in jedem Fall aufgegeben werden, wenn der Faden einmal abreißt.

Kalkuliert wurde ein Zeitbedarf von ca. einem Punkt pro Minute. Verwenden Sie nicht zu viel Zeit für Aufgaben, die nur wenige Punkte bringen.

Hinweis zur Korrektur: „FF„ steht für Folgefehler.

Punkte:	Note:	Datum:	Prüfer:

1 Grundlagen (Σ=10P)

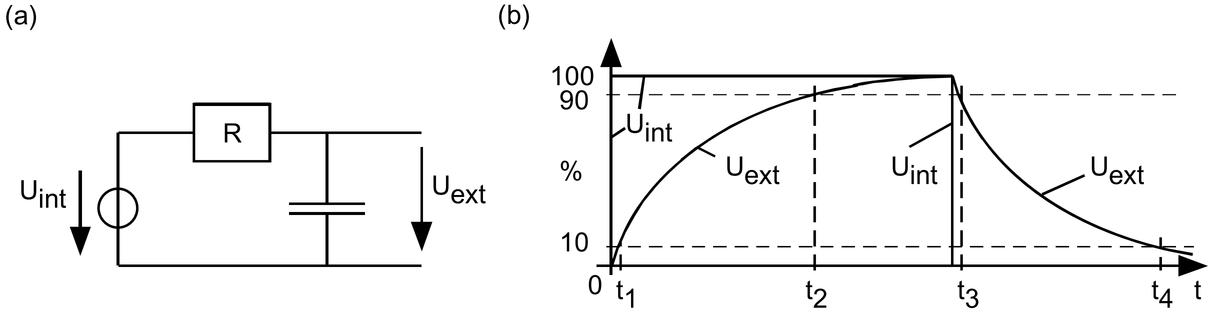

Abbildung 1: (a) RC-Glied, **(b)** Sprungantworten

Den Ausgang einer komplizierten Schaltung stellt man oft als RC-Glied dar, dessen Ausgangsspannung U_{ext} der internen Spannungsquelle U_{int} folgt.

Aufgabe: Die interne Spannung U_{int} springt in t=0 von 0% auf 100% ihres digitalen Signalwertes. Berechnen Sie nachvollziehbar die Anstiegszeit $t_r = t_2 - t_1$ (rise time, U_{ext} steigt von 10% auf 90%) als Funktion der Grenzfrequenz f_g des RC-Gliedes. (Berechnung auf 4 geltende Ziffern genau, dann auf 2 Ziffern runden.) **(9P)**

U_{ext} folgt der Funktion $U_{ext} = U_0(1 - e^{-\omega_g t})$.

Daraus folgt

$$U_{ext}(t_1) = 0{,}1 \cdot U_0 = U_0(1 - e^{-\omega_g t_1}) \quad => \quad 1 - 0{,}1 = e^{-\omega_g t_1} \quad => \quad t_1 = -\frac{1}{\omega_g}\ln(0{,}9)$$

und

$$U_{ext}(t_2) = 0{,}9 \cdot U_0 = U_0(1 - e^{-\omega_g t_2}) \quad => \quad 1 - 0{,}9 = e^{-\omega_g t_2} \quad => \quad t_2 = -\frac{1}{\omega_g}\ln(0{,}1)$$

Als sogenannte „rise time“ ergibt sich

$$t_r = t_2 - t_1 = \frac{-1}{\omega_g}\left(\ln(0{,}1) - \ln(0{,}9)\right) = \frac{-1}{\omega_g}\ln\left(\frac{0{,}1}{0{,}9}\right) = \frac{1}{\omega_g}\ln\left(\frac{0{,}9}{0{,}1}\right) = \frac{\ln 9}{2\pi f_g} = \frac{0{,}3497}{f_g} \cong \frac{0{,}35}{f_g}$$

Wie berechnet man die Abfallzeit (fall time) von 90% auf 10%, beziehungsweise $t_f = t_4 - t_3$ gemäß Abb. 1, wenn die Anstiegszeit t_r gegeben ist? **(1P)**

$t_f = t_r$

2 HF - Verstärker mit Bipolar-Transistor (Σ=45P)

Sie sehen in Abb. 2 eine Empfängerschaltung. Die Antenne ist als Generator mit Innenwiderstand R_G dargestellt, gefolgt von einer Leitung mit Z_w=50Ω Wellenwiderstand. Um Reflexionen auf der Leitung zu vermeiden, muß diese mit einer Last von 50Ω abgeschlossen werden.

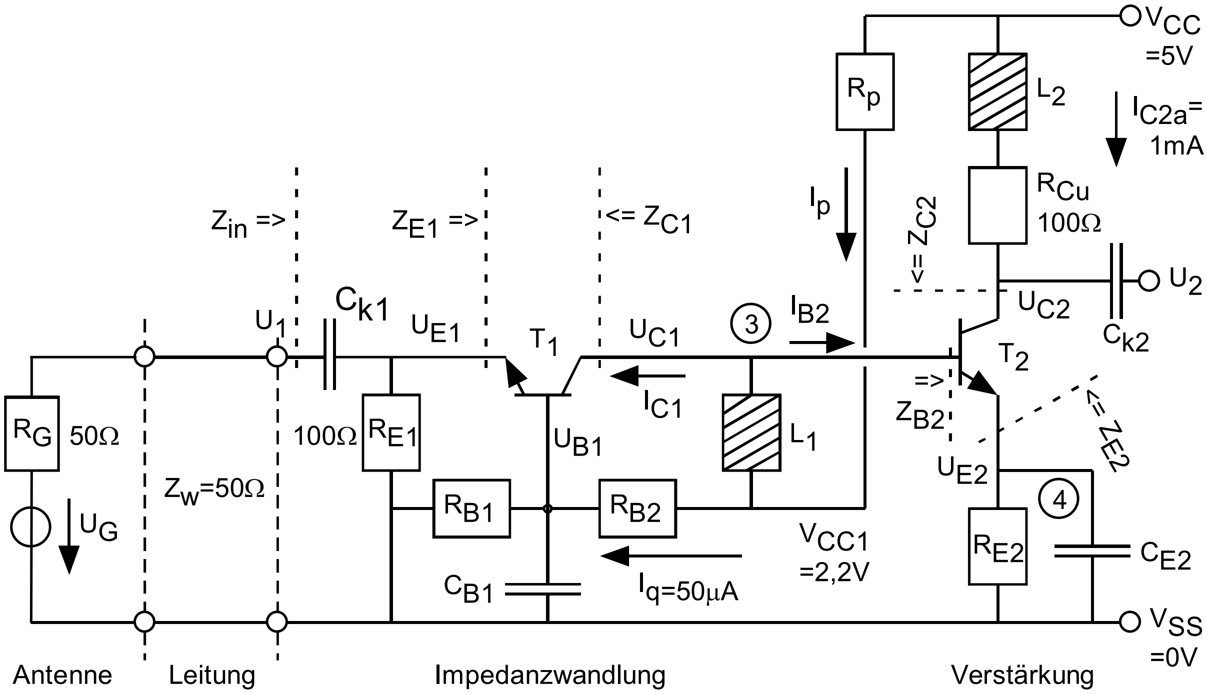

Abbildung 2 : HF - Verstärker mit Bipolar-Transistor und 50 Ω Eingangswiderstand

Gegeben:

Temperatur :	T = 300 K, -> Temperaturspannung : u_T = 26 mV,
Spannungen + Ströme:	V_{CC} = 5 V, V_{CC1} = 2,2 V, I_{C2a} = 1 mA
Transistor T1 :	V_{A1} = 52 V (Early-Voltage), U_{BE1} = 0,67 V, β_1 = 130, $U_{CE,sat,1}$ = 0,3 V
Transistor T2 :	V_{A2} = 52 V (Early-Voltage), U_{BE2} = 0,70 V, β_2 = 100, $U_{CE,sat,2}$ = 0,3 V
Kapazitäten :	C_B, C_{k1}, C_{k2} : für die interessierenden AC-Signale sei $X_C \cong 0\Omega$.
Induktivitäten :	L_{C1}, L_{C2} : für die interessierenden AC-Signale sei $X_L \to \infty$.

a) Zeigen Sie, daß I_{C1a}=260µA und U_{E1a}=26mV, wenn der Strom durch T_1 so eingestellt wird, daß die Antennenleitung mit ihrem Wellenwiderstand von Z_w=50Ω abgeschlossen wird. (Der Index 'a' steht für 'im Arbeitspunkt'. Machen Sie die Näherung $I_{C1} \cong I_{E1} >> I_{B1}$).

Z_{E1} = 100 Ω , weil $Z_{in} = Z_{E1} \| R_{E1} = Z_{E1} \| 100\Omega = 50\Omega$ **(2P)**

mit Z_{E1} = $1/g_{m1} = u_T / I_{C1a}$ => I_{C1a} = $u_T / Z_{in,T1}$ = 26mV / 100Ω = 260 µA **(2P)**

U_{E1a} = $R_{E1}\, I_{E1a} \cong R_{E1}\, I_{C1a}$ = 100Ω 260µA = 26 mV **(1P)**

b) Der Querstrom I_q durch die Widerstände R_{B1}, R_{B2} wird auf I_q = 50 µA festgelegt. Ist die Faustregel $I_q \geq 10\, I_B$ damit erfüllt ? ⊗ ja O nein **(1P)**

I_{B1a}	=	$I_{C1a} / ß_1 = 260µA / 130$	=	2	µA	

c) Berechnen Sie R_{B1} und R_{B2}. (Einfluß von I_{B1} vernachlässigen, Erinnerung: U_{BE1}=0,67V.)

U_{B1a}	=	$U_{E1a} + U_{BE1} = 0{,}026V + 0{,}67V = 0{,}696V$	≅	0,70	V	**(1P)**
R_{B1}	=	$U_{B1a} / I_q = 0{,}7\ V / 50µA$	=	14	KΩ	**(1P)**
R_{B2}	=	$(U_{CC1} – U_{B1a}) / I_q = (2{,}2V-0{,}7V) / 50µA$	=	30	KΩ	**(2P)**

d) Wo liegt der Arbeitspunkt U_{C1a} des Kollektors der ersten Stufe ? **(1P)**

U_{C1a}	=	V_{CC1}	=	2,2	V	

e) Zeigen Sie, daß U_{E2a}=1,5V sein muß. **(1P)**

U_{E2a}	=	$V_{CC1} – V_{BE2} = 2{,}2V – 0{,}7V$	=	1,5	V	

f) Stellen Sie I_{C2a}=1mA ein ! **(2P)**

R_{E2}	=	$U_{E2a} / I_{E2a} \cong U_{E2a} / I_{C2a} = 1{,}5V / 1mA$	=	1,5	KΩ	

g) Wie groß ist der Arbeitspunkt-Basisstrom I_{B2a} der zweiten Stufe? **(1P)**

I_{B2a}	=	$I_{C2a} / ß_2 = 1mA / 100$	=	10	µA	

h) Bemessen Sie den Widerstand R_p so, daß V_{CC1} = 2,2 V wird.

I_p	=	$I_q + I_{C1a} + I_{B2a} = 50µA + 260µA + 10µA$ ´	=	320	µA	**(2P)**
R_p	=	$(V_{CC} – V_{CC1}) / I_p = (5V – 2{,}2V) / 320µA$	=	8,75	KΩ	**(1P)**

i) Zeigen Sie, daß der Arbeitspunkt U_{C2a} des Kollektors der zweiten Stufe bei 4,9V liegt. **(1P)**

U_{C2a}	=	$V_{CC} – R_{Cu}\, I_{C2a} = 5V - 100Ω\ 1mA$	=	4,9	V	

j) Bei welcher Spannung $U_{C2,min}$ geht der Kollektor der zweiten Stufe in Sättigung ? **(1P)**

$U_{C2,min}$	=	$U_{E2a} + U_{CE,sat,2} = 1{,}5V + 0{,}3V$	=	1,8	V	

k) Wie groß ist die maximale Ausgangsamplitude $|\hat{u}_{C2}|$ der zweiten Stufe ? **(1P)**

$\|\hat{u}_{C2}\|$	=	$U_{C2a} – U_{C2,min} = 4{,}9V – 1{,}8V$	=	3,1	V	

l) Wie groß ist die AC – Eingangsimpedanz Z_{B2} der zweiten Stufe? **(1P)**

Z_{B2} = $r_{BE2} = ß_2 / g_{m2} = ß_2\, u_T / I_{C2a} = 100 \cdot 26mV / 1mA$ = 2,6 KΩ

m) Wie groß ist die AC – Ausgangsimpedanz $Z_{out,2}$ der zweiten Stufe? (Hinweis: $X_{L2}\to\infty$!) **(2P)**

$Z_{out,2}$ = $X_{L2} \| r_{CE2} = r_{CE2} = V_{A2} / I_{C2a} = 52V / 1mA$ = 52 KΩ

n) Wie groß ist der Übertragungsleitwert g_{m2} des Transistors T_2 ? **(1P)**

g_{m2} = $I_{C2a} / u_T = 1mA / 26mV = 1/26\Omega$ = 0,0385 1/Ω

o) Zeigen Sie, daß für die Spannungsverstärkung der 2. Stufe bei $R_L \to \infty$ gilt: A_{V2}=-2000 **(1P)**

A_{V2} = $-g_{m2}\, Z_{out2} = -g_{m2}\, r_{CE2} = -(1/26\Omega)\, 52K\Omega$ = -2000

p) Welchen gesamten Kleinsignal-Emitterwiderstand $R_{E,T1}$ 'sieht' der Emitter von T_1 ? **(2P)**

$R_{E,T1}$ = $Z_w \| R_{E1} = 50\Omega \| 100\Omega = (100/3)\ \Omega$ = 33,3 Ω

q) Wie groß ist der Kleinsignalparameter r_{CE1} des Transistors T_1 ? **(1P)**

r_{CE1} = $V_{A1} / I_{C1a} = 52V / 260\mu A$ = 200 KΩ

r) Zeigen Sie, daß der Kollektor von T_1 eine Kleinsignalimpedanz von $Z_{C1}\cong 266K\Omega$ zum Knoten 3 beiträgt. **(1P)**

$$Z_{C1} = r_{CE1} \frac{r_{m1} + R_{E,T1}}{r_{m1} + R_{E,T1} / ß_1} = 200K\Omega \frac{100\Omega + 33{,}33\Omega}{100\Omega + 33{,}33\Omega / 130} = 266\ K\Omega$$

s) Berechnen Sie die Impedanz Z_3 des Knotens 3 gegen Masse (mit 3 geltenden Ziffern!) **(1P)**

Z_3 = $Z_{C1} \| Z_{B2} = 266K\Omega \| 2{,}6K\Omega$ = 2,57KΩ KΩ

t) Der Eingangsleitwert $g_{m1}=i_{E1}/v_{E1}$ der ersten Stufe ist bekannt. Wie groß ist der Übertragungsleitwert $G_{m1}=i_{C1}/v_{E1}$ der ersten Stufe? (Abschätzung: $i_E \cong i_C$.) **(1P)**

G_{m1} = $i_{C1}/v_{E1} \cong i_{E1}/v_{E1} = g_{m1} = 1/100\Omega$ = 0,01 1/Ω

u) Zeigen Sie, daß sich die Spannungsverstärkung der ersten Stufe mit $A_{V1}\cong 26$ abschätzen läßt. **(1P)**

A_{V1} = $G_{m1}\, Z_3 = (1/100\Omega)\, 2{,}57K\Omega$ = 25,7 ≅ 26

v) Wie groß ist die AC - Spannungsverstärkung der gesamten Schaltung für $R_L \rightarrow \infty$? **(1P)**

$A_{V\infty}$ = $A_{V1} \cdot A_{V2} = 26 \cdot (-2000)$ = -52000

w) Wie groß ist die Kleinsignal-Ausgangsimpedanz Z_{out} der gesamten Schaltung ? **(1P)**

Z_{out} = Z_{out2} = 52 KΩ

x) Der Ausgang wird mit R_L=52KΩ belastet. Zeigen Sie, daß die Spannungsverstärkung der gesamten Schaltung sich damit zu $A_V(R_L)$=-26000 ergibt. **(1P)**

$A_V(R_L=52K\Omega)$ = $A_{V\infty} R_L / (R_L+Z_{out}) = -52000 \cdot ½$ = -26000

y) Wie groß ist die Stromverstärkung der gesamten Schaltung für R_L = 52 KΩ ? **(2P)**

$A_I(R_L=52K\Omega) = A_V(R_L) \cdot Z_{in} / R_L = -26000 \quad 50\Omega / 52000\Omega$ = -25

z) Wie groß ist die Leistungsverstärkung der gesamten Schaltung für R_L = 52 KΩ ? **(1P)**

$A_P(R_L=52K\Omega)$ = $A_V(R_L) \cdot A_I(R_L) = -26000 \cdot (-25)$ = 650 000

Berechnung der Kapazitäten für eine untere Grenzfrequenz von f_{gu}=100KHz

Zeigen Sie, daß der Emitter von T_2 eine Impedanz von $Z_{E2} \cong 2{,}7K\Omega$ zum Knoten 4 beiträgt. (Rechnen Sie auf 4 geltende Ziffern genau.) **(1P)**

Z_{E2} = $r_{m2}+Z_{C1}/ß_2 = u_T/I_{C2a}+Z_{C1}/ß_2 = 26mV/1mA+266K\Omega/100$ = 2686 Ω

Berechnen Sie die Kapazität C_{E2} so, daß sie einen Pol in f_{gu} verursacht. **(2P)**

C_{E2} = $1/(2\pi f_{gu}(R_{E2}||Z_{E2})) = 1/(2\pi \cdot 100KHz \cdot (1{,}5||2{,}686)K\Omega)$ = 1,65 nF

Berechnen Sie die Kapazität C_{k1} so, daß sie einen Pol in f_{gu} verursacht. **(1P)**

C_{k1} = $1/(2\pi f_{gu}(Z_w+Z_{in})) = 1/(2\pi \cdot 100KHz \cdot (50+50)\Omega)$ = 15,9 nF

Berechnen Sie die Kapazität C_{k2} so, daß sie für R_L=52KΩ einen Pol in f_{gu} verursacht. **(1P)**

C_{k2} = $1/(2\pi f_{gu}(Z_{out}+R_L)) = 1/(2\pi \cdot 100KHz \cdot (52+52)K\Omega)$ = 15,3 pF

Wählen Sie Werte für C_{E2}, C_{k1}, C_{k2} so, daß der HF-Verstärker in f_{gu} eine Dämpfung von mindestens -3dB hat.

$C_{E2} \geq$ $10 \cdot 1{,}65nF$ => 18nF $C_{k1} \geq$ 15,9nF => 18nF C_{k2} = $10 \cdot 15{,}3pF$ **(1P)**

3 Verstärkerschaltungen mit JFET (Σ=25P)

Abb. 3 zeigt zwei Grundschaltungen einer Verstärkerstufe mit JFET, die sich nur in der Wahl des Drain-Widerstandes unterscheiden: Im Bildteil (a) ist es der Drain-Widerstand R_D, im Bildteil (b) wird R_D durch die Induktivität L_D ersetzt.

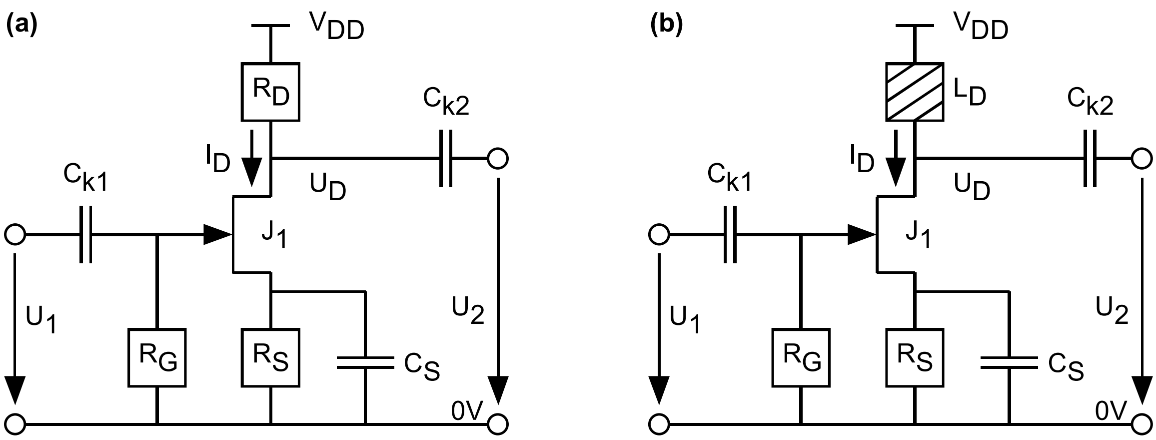

Abbildung 3 : Verstärkerstufe mit JFET: **(a)** mit Drain-Widerstand und **(b)** mit Induktivität

Gegeben: V_T=-2V, I_{DSS}=10mA, λ=0,02V^{-1}, V_{DD}=5V, I_{Da}=2,5 mA

3.1 JFET - Verstärkerstufe mit Drain-Widerstand (Σ=15P)

Drücken Sie im Folgenden alle Formeln als Funktion des gegebenen Argumentes aus.

a) Wie groß ist die Gate–Source-Spannung des JFETs im Arbeitspunkt? **(2P)**

$$U_{GSa}(I_{Da}) = V_T\left(1-\sqrt{I_{Da}/I_{DSS}}\right) = -2V\left(1-\sqrt{2{,}5mA/10mA}\right) = -1 \quad V$$

b) Wie groß ist der Source-Widerstand R_S ? **(2P)**

$$R_S(U_{GSs}) = U_{Sa}/I_{Sa} = (U_{Ga}-U_{GSa})/I_{Da} = (0V-(-1V))/2{,}5mA = 400 \quad \Omega$$

c) Wie groß ist der Übertragungsleitwert g_m des JFETs? **(2P)**

$$g_m(I_D) = \frac{2}{|V_T|}\sqrt{I_{DSS}I_{Da}} = \frac{2}{2V}\sqrt{10mA\cdot 2{,}5mA} = \frac{10mA}{2V} = 5 \quad mS$$

d) Es sei der Arbeitspunkt U_{Da} = ½(V_{DD} + $|V_T|$). Wie groß ist der Drain-Widerstand R_D ?

$$U_{Da} = \tfrac{1}{2}(5V+2V) = 3{,}5 \quad V$$ **(1P)**

$$R_D(I_D) = (V_{DD}-U_{Da}) / I_{Da} = (5V-3{,}5V) / 2{,}5mA = 600 \quad \Omega$$ **(2P)**

e) Wie groß ist die Ausgangsimpedanz Z_{out} der Schaltung? (Annahme: $r_{DS} >> R_D$.) **(1P)**

$Z_{out}(R_D)$ = $R_D \parallel r_{DS} = R_D$ = 600 Ω

f) Wie groß ist die Spannungsverstärkung $A_{V\infty}$ dieser Stufe für $R_L \to \infty$? **(2P)**

$A_{V\infty}(g_m, Z_{out})$ = $- g_m Z_{out} = - g_m R_D = -$ 5mS 600Ω = -3

g) Drücken Sie die Spannungsverstärkung $A_{V\infty}$ dieser Stufe für $R_L \to \infty$ als Funktion des Drain-Stromes aus (nur Formel). **(2P)**

$$A_{V\infty}(I_D) = - g_m R_D = \frac{-2}{|V_T|}\sqrt{I_{DSS} I_{Da}} \cdot \frac{U_{RDa}}{I_{Da}} = \frac{-2U_{RDa}}{|V_T|}\sqrt{\frac{I_{DSS}}{I_{Da}}}$$

h) Folgerung: Wenn wir $A_{V\infty}$ darstellen als $A_{V\infty} = const \cdot I_D^x$, dann ist x = -½ **(1P)**

3.2 JFET - Verstärkerstufe mit Drain-Induktivität (Σ=10P)

Wir ersetzen nun den Widerstand R_D durch die Induktivität L_D. Es gelte $X_L = \omega L_D \to \infty$. Neu berechnet werden nur die Größen, die sich ändern.

a) Wo liegt nun der Arbeitspunkt V_{Da} der Schaltung ? **(1P)**

$U_{Da}(I_D)$ = V_{DD} = 5 V

b) Wie groß ist der Drain-Source-Widerstand r_{DS}? **(2P)**

$r_{DS}(I_D)$ = $1 / (\lambda I_{Da}) = 1 / (0{,}02V^{-1} \cdot 2{,}5mA)$ = 20 KΩ

c) Wie groß ist der Kleinsignal-Ausgangsimpedanz der Schaltung? (Erinnerung: $X_L \to \infty$) **(2P)**

$Z_{out}(r_{DS})$ = $r_{DS} \parallel jX_L = r_{DS} \parallel j\infty = r_{DS}$ = 20 KΩ

d) Wie groß ist die Spannungsverstärkung $A_{V\infty}$ dieser Stufe für $R_L \to \infty$? **(2P)**

$A_{V\infty}(g_m, Z_{out})$ = $- g_m Z_{out} = - g_m r_{DS} = -$ 5mS 20KΩ = -100

e) Drücken Sie die Spannungsverstärkung $A_{V\infty}$ dieser Stufe für $R_L \to \infty$ als Funktion des Drain-Stromes aus (nur Formel). **(2P)**

$$A_{V\infty}(I_D) = - g_m r_{DS} = \frac{-2}{|V_T|}\sqrt{I_{DSS} I_{Da}} \cdot \frac{1}{\lambda I_{Da}} = \frac{-2}{\lambda |V_T|}\sqrt{\frac{I_{DSS}}{I_{Da}}}$$

Folgerung: Wenn wir $A_{V\infty}$ darstellen als $A_{V\infty} = A_{V\infty} = const \cdot I_D^x$, dann ist x = -½ **(1P)**

4 Rückgekoppelte Systeme (Σ=15P)

4.1 Lineare Regelsysteme (Σ=9P)

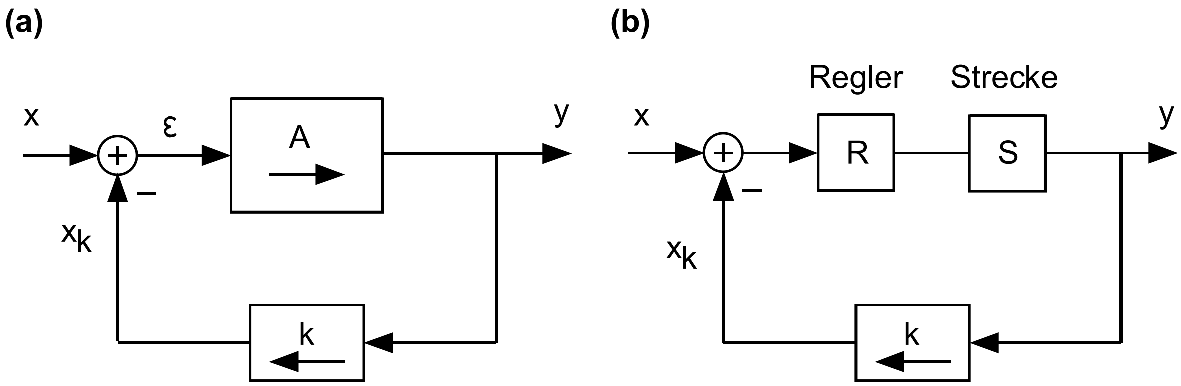

Abbildung 4.1: (a) Prinzipieller Aufbau eines Regelkreises, **(b)** Regelkreis mit Regler und Strecke.

Abb. 4.1(a) zeigt ein Regelsystem. Wie verhält sich y(s) als Funktion von x(s), A(s), k(s)? Welche Vereinfachung ist möglich für kA -> ∞? **(8P)**

Es ist $\varepsilon(s) = x(s) - x_k(s)$ (1)

$y(s) = A(s)\,\varepsilon(s)$ (2)

$x_k(s) = k(s)\,y(s)$ (3)

(1) in (2) liefert $y(s) = A(s)\,[x(s) - x_k(s)]$ (4)

(3) in (4) liefert $y(s) = A(s)\,[x(s) - k(s)\,y(s)]$ (5)

(5) nach y auflösen: $y(s)\,[1+k(s)\cdot A(s)] = A(s)\,x(s)$ (6)

(6) umstellen: $y(s) = \dfrac{A(s)}{1+k(s)A(s)}x(s)$ (7)

(7) mit kA - >∞: $y(s) = \dfrac{A(s)}{1+k(s)A(s)}x(s) \xrightarrow{kA\to\infty} \dfrac{1}{k(s)}x(s)$ (8)

Abb. 4.1(b) zeigt ein Regelsystem mit dem Regler R(s) und der geregelten Strecke S(s). Wie verhält sich y(s) in diesem Fall als Funktion von R(s), S(s)? Was passiert für kRS -> ∞? **(1P)**

Ersetzte A(s) durch R(s)·S(s): $y(s) = \dfrac{R(s)S(s)}{1+k(s)R(s)S(s)}x(s) \xrightarrow{kRS\to\infty} \dfrac{1}{k(s)}x(s)$

4.2 Fehlerquellen in linearen Reglern (Σ=6P)

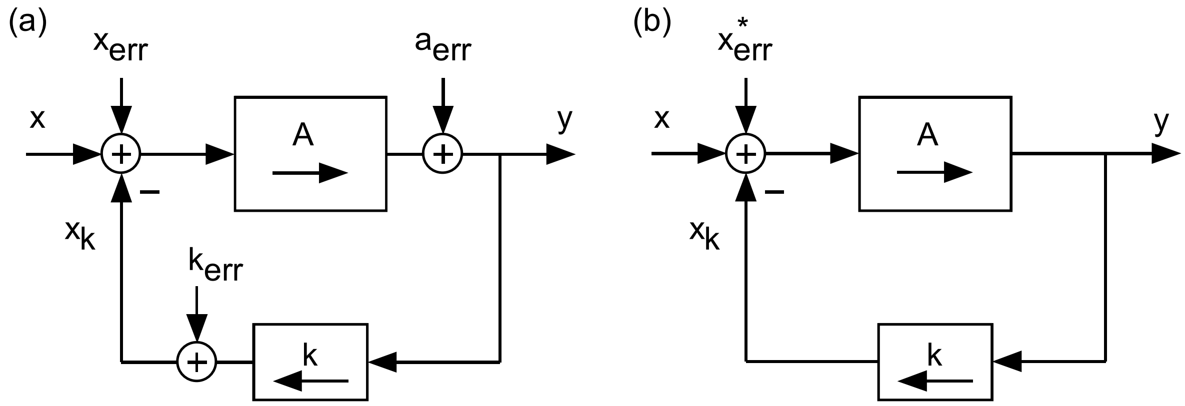

Abbildung 4.2: Regelschleife **(a)** mit Fehlerquellen, **(b)** alle Fehlerquellen zu einem äquivalenten Eingangsrauschen umgerechnet.

Abb. 4.2(a) zeigt eine Regelschleife mit den drei Fehlerquellen $x_{err}(s)$, $a_{err}(s)$ und $k_{err}(s)$. In Abb. 4.2(b) sind alle drei Fehlerquellen in einen äquivalenten Eingangsfehler $x^*_{err}(s)$ umgerechnet. Geben Sie die Formel für $x^*_{err}(s)$ als Funktion von $x_{err}(s)$, $a_{err}(s)$ und $k_{err}(s)$ an. Die Formel ist herzuleiten! **(2P)**

$x^*_{err}(s) = x_{err}(s) - k_{err}(s) + a_{err}(s) / A(s)$

Wie verhält sich $x^*_{err}(s)$ für $A(s) \to \infty$? **(1P)**

$x^*_{err}(s) \to x_{err}(s) - k_{err}(s)$ für $A(s) \to \infty$.

Welche der drei Fehler in Abb. 4.2(a) lassen sich durch ein großes A(s) unterdrücken und welche lassen sich so nicht unterdrücken? **(2P)**

Mittels großem A(s) unterdrückbar ist $a_{err}(s)$.

Mittels großem A(s) nicht unterdrückbar sind x_{err} und k_{err}.