

# Fachhochschule Regensburg

Fachbereich Elektrotechnik / Mikroelektronik

Prüfungsfach: **Schaltungstechnik (SC), Sommersemester 2001**

Prüfungstermin: 17. Juli 2001      Studiengruppe: E7M

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: Martin SCHUBERT

Vorname: MUSTERLÖSUNG      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: 96 Punkte.**

Runden Sie Zahlenwerte typischerweise 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: Prof. Dr. M. Schubert
---------	-------	--------	-------------------------------

# 1 Grundlagen: Spannungsteiler

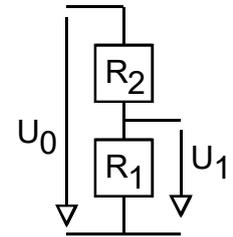
(Σ=15P)

## 1.1 Grundlagen Spannungsteiler

(Σ=3P)

Abb. 1.1 zeigt einen Spannungsteiler mit der Eingangsspannung  $U_0$  und der Ausgangsspannung  $U_1$ . Zeigen Sie, dass  $R_2 = R_1(1-a)/a$  mit  $a = U_1/U_0$  (2P) und Berechnen Sie  $R_1$  als Funktion von  $a$  und  $R_2$  (1P).

Abbildung 1.1:  
Spannungsteiler



(3P)

$$\frac{U_1}{U_0} = a = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \Rightarrow (R_1 + R_2)a = R_1 \Rightarrow R_2 = R_1 \frac{1-a}{a} \Leftrightarrow R_1 = R_2 \frac{a}{1-a}$$

## 1.2 Anwendung Spannungsteiler: Messen von $Z_{out}$

(Σ=4P)

Abbildung 1.2:  
Verstärker mit zuschaltbarer Last.

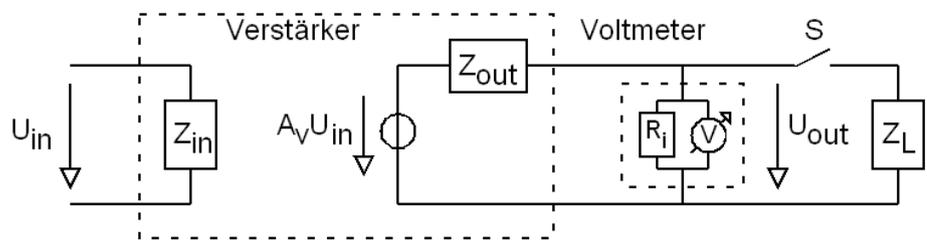


Abb. 1.2 zeigt einen Verstärker mit zuschaltbarer Last. Der Innenwiderstand  $R_i$  des Voltmeters kann wegen  $R_i \gg Z_{out} || Z_L$  vernachlässigt werden. Bei geöffnetem Schalter messen wir die Ausgangsspannung  $U_{out} = U_0$ . Bei geschlossenem Schalter und gleichem  $U_{in}$  ist  $U_{out} = a \cdot U_0$ .

In welchem Wertebereich erwarten Sie die Größe  $a$  für reelle  $Z_{out}$  und  $Z_L$ ? (1P)

$$0 \leq a \leq 1$$

Wie groß ist das Verhältnis  $Z_{out}/Z_L$  für  $a=0,5$ ? (1P)

$$Z_{out}/Z_L = 1$$

Berechnen Sie die Ausgangsimpedanz  $Z_{out}$  für beliebige, reelle  $a$  und  $Z_L$ . (1P)

$$Z_{out} = Z_L \frac{1-a}{a}$$

Berechnen Sie die Ausgangsimpedanz  $Z_{out}$  für  $a=0,75$  und  $Z_L=100\Omega$ . (1P)

$$Z_{out} = 100\Omega \frac{1-0.75}{0.75} = 33,3\Omega$$

### 1.3 Anwendung Spannungsteiler: Messen eines großen $Z_{in}$ ( $\Sigma=8P$ )

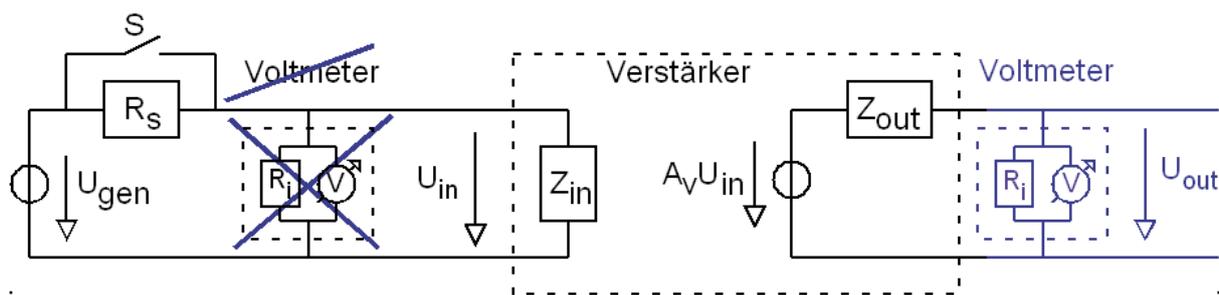


Abbildung 1.3: Messung eines hohen Eingangswiderstandes

In Abb. 1.3 soll der Eingangswiderstand einer Schaltung gemessen werden. Es ist ungefähr  $Z_{out} \cong 100\Omega$  und  $Z_{in} \cong 5M\Omega$ , daher wurde  $R_S = 4,7M\Omega$  gewählt. Ihr Messgerät ist mit einem Eingangswiderstand von  $R_i \geq 1M\Omega$  spezifiziert. Ist die in Abb. 1.3 gezeigte Messanordnung geeignet, um  $Z_{in}$  durch Messen von  $U_{in}$  zu ermitteln? Begründen Sie Ihre Antwort. (2P)

Messverfahren ist ungeeignet, da unbekannter Eingangswiderstand  $R_i$  des Messgerätes das Ergebnis stark verfälschen kann.

Wenn Sie das Messverfahren für ungeeignet halten, schlagen Sie ein besseres vor. Kennzeichnen Sie Änderungen in Abb. 1.3 und sagen Sie, was wo gemessen werden muß. (Die Verstärkung  $A_v$  kann im interessierenden Messbereich als Konstant vorausgesetzt werden.) (3P)

Wenn  $A_v = \text{konstant}$ , dann ist

$$\frac{U_{in}(R_S = 4,7M\Omega)}{U_{in}(R_S = 0\Omega)} = \frac{U_{out}(R_S = 4,7M\Omega)}{U_{out}(R_S = 0\Omega)}$$

Daher:  $R_S$  einfügen am Eingang, **messen von  $U_{out}(R_S=0)$  sowie  $U_{out}(R_S=4,7M\Omega)$  am niederohmigen Ausgang.**

Geben Sie eine Formel, um mit den Messdaten aus Ihrem Vorschlag  $Z_{in}$  zu berechnen. (Hinweis: Besteht Ihre Formel den Test für  $Z_{in}=0$  und  $Z_{in} \rightarrow \infty$ ?) (3P)

Spannungsteilerformel aus Aufg. 1.1 verwenden:  $R_1 = aR_2/(1-a)$ , angewendet auf  $Z_{in}$ ,  $R_S$ :

$$Z_{in} = R_S \frac{a}{1-a} \quad \text{mit} \quad a = \frac{U_{out}(R_S = 4,7M\Omega)}{U_{out}(R_S = 0\Omega)}$$

**2 Arbeiten mit Polen und Nullstellen****(Σ=20P)****2.1 Pole und Nullstellen in Übertragungsfunktionen****(Σ=8P)**

Gegeben ist die Übertragungsfunktion

$$H(s) = \frac{(s - s_{z1}) \cdot (s - s_{z2}) \cdot \dots \cdot (s - s_{zm})}{(s - s_{p1}) \cdot (s - s_{p2}) \cdot \dots \cdot (s - s_{pn})}$$

Was ist die Ordnung des Zähler- und des Nennerpolynoms sowie von H(s) ?

Ordnung Zählerpolynom: **m**                      Ordnung Nennerpolynom: **n**                      (1P)Ordnung der Übertragungsfunktion H(s): **Maximum von m und n**                      (1P)

Wie viele Nullstellen und Pole hat die Übertragungsfunktion H(s)?                      (1P)

Anzahl Nullstellen: **m**                      Anzahl Pole: **n**

Geben Sie die Nullstellen und Pole von H(s) an:

Nullstellen von H(s):  **$s_{z1}, s_{z2}, \dots, s_{zm}$**                       Pole von H(s):  **$s_{p1}, s_{p2}, \dots, s_{pn}$**                       (1P)Es ist  $y(s) = H(s) x(s)$ . Geben Sie G(s) an, so dass  $x(s) = G(s) y(s)$                       (1P)

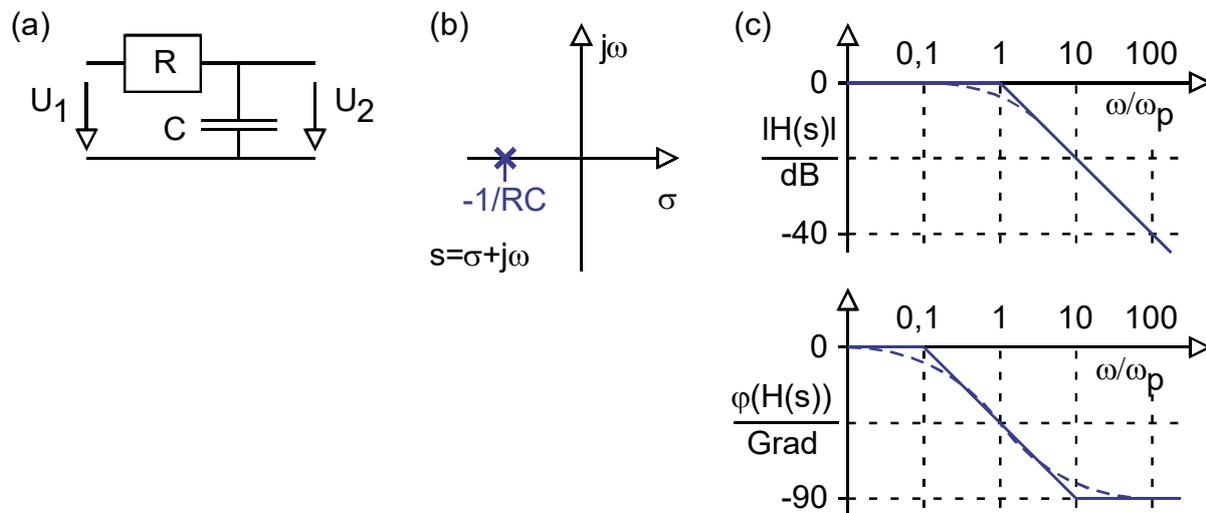
$$G(s) = \frac{1}{H(s)} = \frac{(s - s_{p1}) \cdot (s - s_{p2}) \cdot \dots \cdot (s - s_{pn})}{(s - s_{z1}) \cdot (s - s_{z2}) \cdot \dots \cdot (s - s_{zm})}$$

Folgerungen (vervollständigen Sie die folgenden Sätze):

Wo H(s) eine Nullstelle hat, da hat G(s) **einen Pol**                      (0,5P)Wo H(s) einen Pol hat, da hat G(s) **eine Nullstelle**                      (0,5P)Beschreibt H(s) einen Tiefpass, dann beschreibt G(s) **einen Hochpaß**                      (0,5P)Beschreibt H(s) einen Hochpass, dann beschreibt G(s) **einen Tiefpaß**                      (0,5P)Beschreibt H(s) einen Bandpass, dann beschreibt G(s) **eine Bandsperre**                      (0,5P)Beschreibt H(s) einen Bandsperre, dann beschreibt G(s) **einen Bandpass**                      (0,5P)

## 2.2 Pol im Orts- und Bode-Diagrammen

(Σ=8P)



**Abbildung 2.2.1:** (a) Schaltung mit Pol, (b) Lage des Pols in der komplexen s-Ebene, (c) Bode-Diagramm mit Betrag und Phase der Übertragungsfunktion

Berechnen Sie die Übertragungsfunktion  $H(s)$  der Schaltung in Abb. 2.2.1(a). (2P)

$$A(s) = \frac{1/sC}{R + 1/sC} = \frac{1}{sRC + 1}$$

Berechnen Sie den Pol  $s_p$  der Übertragungsfunktion  $H(s)$  als Funktion von  $R$  und  $C$ . (1P)

$$A(s) = \frac{1}{1 + sRC} = \frac{1}{1 - s/(-1/RC)} = \frac{1}{1 - s/s_p} \Rightarrow s_p = -1/RC.$$

Skizzieren Sie die ungefähre Lage des Pols  $s_p$  in Abb. 2.2.1(b) durch ein Kreuz. (1P)

Skizzieren Sie mit durchgezogenen Linien die Tangentennäherung der Übertragungsfunktion  $H(s)$  in Abb. 2.2.1(c). (1P)

Skizzieren Sie mit gestrichelten Linien die Übertragungsfunktion  $H(s)$  in Abb. 2.2.1(c). (1P)

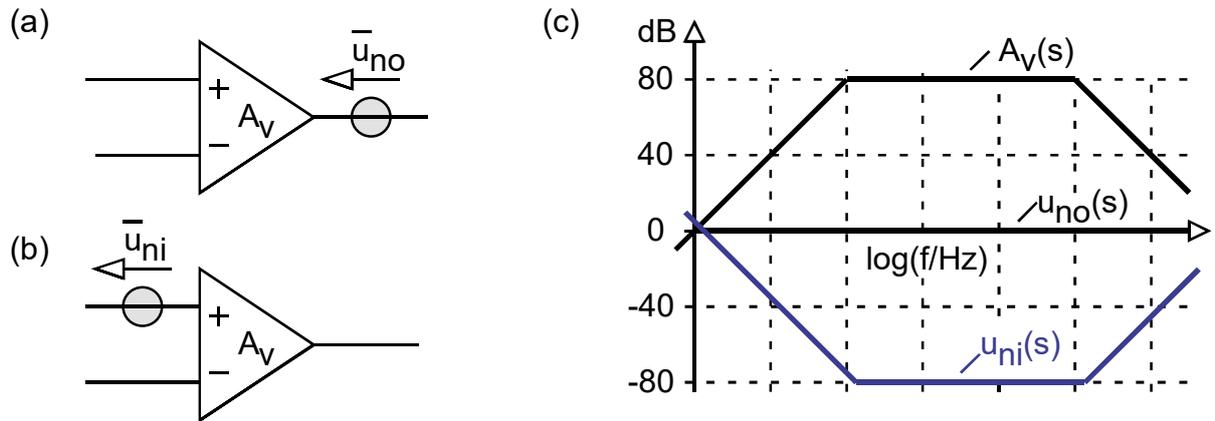
Amplitudenfehler der Tangentennäherung in  $\omega/\omega_p=1$ : 3 dB (0,5P)

Phasenfehler der Tangentennäherung in  $\omega/\omega_p=1$ :  $0^\circ$  (0,5P)

Phasenfehler der Tangentennäherung in  $\omega/\omega_p=0,1$ :  $\arctan(0,1) = 5,71^\circ$  (0,5P)

Phasenfehler der Tangentennäherung in  $\omega/\omega_p=10$ :  $\arctan(10) - 90^\circ = -5,71^\circ$  (0,5P)

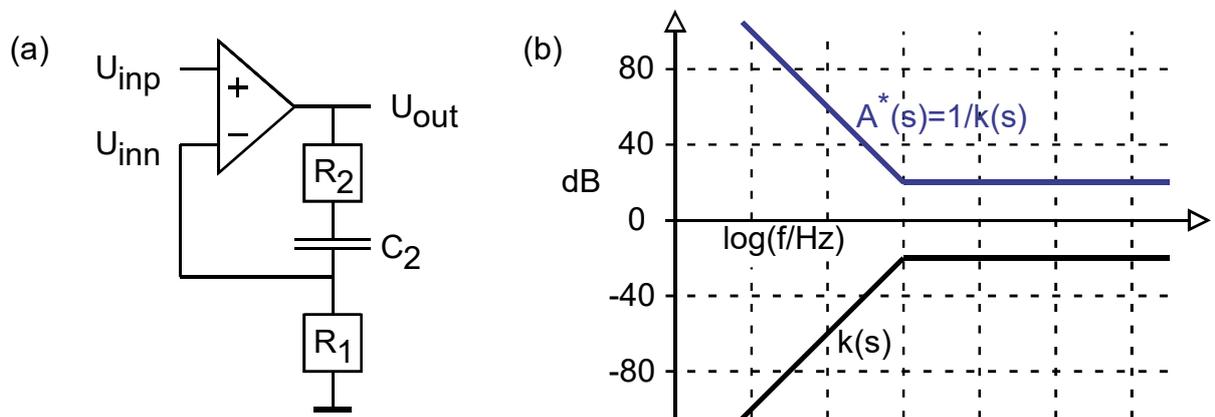
### 2.3 Anwendungen der inversen Übertragungsfunktion (Σ=4P)



**Abbildung 2.3.1:** (a) Schaltung mit Rauschquelle von 0dB im Ausgang, (b) Schaltung mit äquivalentem Eingangsrauschen, (c) Übertragungsfunktionen  $A_V(s)$ ,  $\bar{u}_{no}(s)$ ,  $\bar{u}_{ni}(s)$ .

Abb. 2.3.1(a) zeigt einen OP mit der Ausgangsrauschquelle  $\bar{u}_{no}(s) = 0\text{dB}$ . Dieses weiße Ausgangsrauschen soll gemäß Abb. 2.3.1(b) umgerechnet werden in ein äquivalentes Eingangsrauschen. Abb. 2.3.1(c) zeigt  $A_V(s)$  des OPs und die Rauschspannung  $\bar{u}_{no}(s)$ .

Zeichnen Sie in Abb. 2.3.1(c) den Verlauf des äquivalenten Eingangsrauschens  $\bar{u}_{ni}(s)$  über der Frequenzachse ein. (2P)



**Abbildung 2.3.2:** (a) Schaltung mit Rückkopplungsnetzwerk, (b) Übertragungsfunktion des Rückkopplungsnetzwerkes  $k(s)$  und der Gesamtschaltung:  $A^*(s) \cong 1/k(s)$ .

Abb. 2.3.2(a) zeigt einen beschalteten Operationsverstärker. Die Übertragungsfunktion  $k(s)$  des Rückkopplungsnetzwerkes ist in Abb. 3.2.2(b) eingezeichnet. Die Gesamtschaltung habe das Verhalten  $A^*(s) = 1/k(s)$ .

Zeichnen Sie das Verhalten der Gesamtschaltung  $A^*(s)$  in Abb. 2.3.2(b) ein. (2P)

### 3 Differenzielle Verstärker

( $\Sigma=15P$ )

#### 3.1 Diff.-In – Diff.-Out Verstärker mit passiver Last

( $\Sigma=5P$ )

**Abbildung 3.1.1:**  
Differenziell-ein -  
differenziell-aus -  
Verstärker mit  
passiver Last.

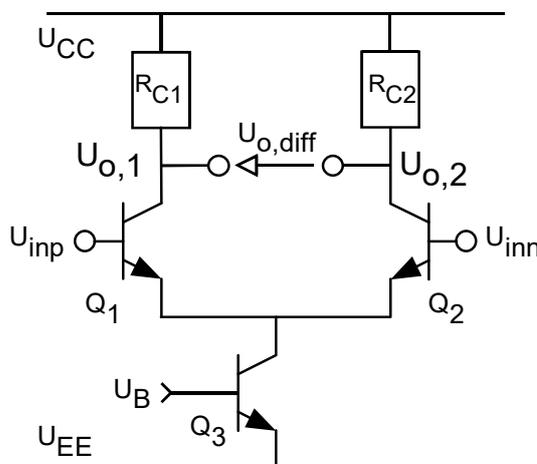


Abb. 3.1.1 zeigt einen Diff.-in - diff-out -Verstärker mit passiver Last. Die identischen Transistoren  $Q_1$  und  $Q_2$  haben im Arbeitspunkt den Übertragungsleitwert  $g_m$ . Die beiden Kollektorwiderstände  $R_{C1}$ ,  $R_{C2}$  sind gleich groß. Die Spannungsverstärkung als Single-Ended Verstärker ist gegeben mit

$$A_{V,\text{single}} = \frac{u_{o,2}}{u_{\text{inp}} - u_{\text{inn}}} = \frac{1}{2} g_m R_C$$

Wie groß ist die differenzielle Verstärkung  $A_{V,\text{diff}} = \frac{u_{o,2} - u_{o,1}}{u_{\text{inp}} - u_{\text{inn}}}$ ? Begründung? (2P)

$$A_{V,\text{diff}} = \frac{u_{o,2} - u_{o,1}}{u_{\text{inp}} - u_{\text{inn}}} = \frac{U_{o,\text{diff}}}{U_{\text{inp}} - U_{\text{inn}}} = 2A_{V,\text{single}} = g_{m1} R_C, \text{ mit } g_{m2} = g_{m1}, \text{ wg. Symmetrie } u_{o,2} = -u_{o,1}.$$

Statt zu rechnen dürfen bei den folgenden drei Fragen auch argumentieren:

Berechnen Sie den Common Mode Rejection Ratio (CMRR) (1P)

CMRR =  $\infty$  aus Symmetriegründen:  $U_{o,1}$  und  $U_{o,2}$  sind immer gleichermaßen betroffen.

Berechnen Sie den Power Supply Rejection Ratio für Störungen auf  $U_{CC}$  ( $\text{PSRR}^+$ ) (1P)

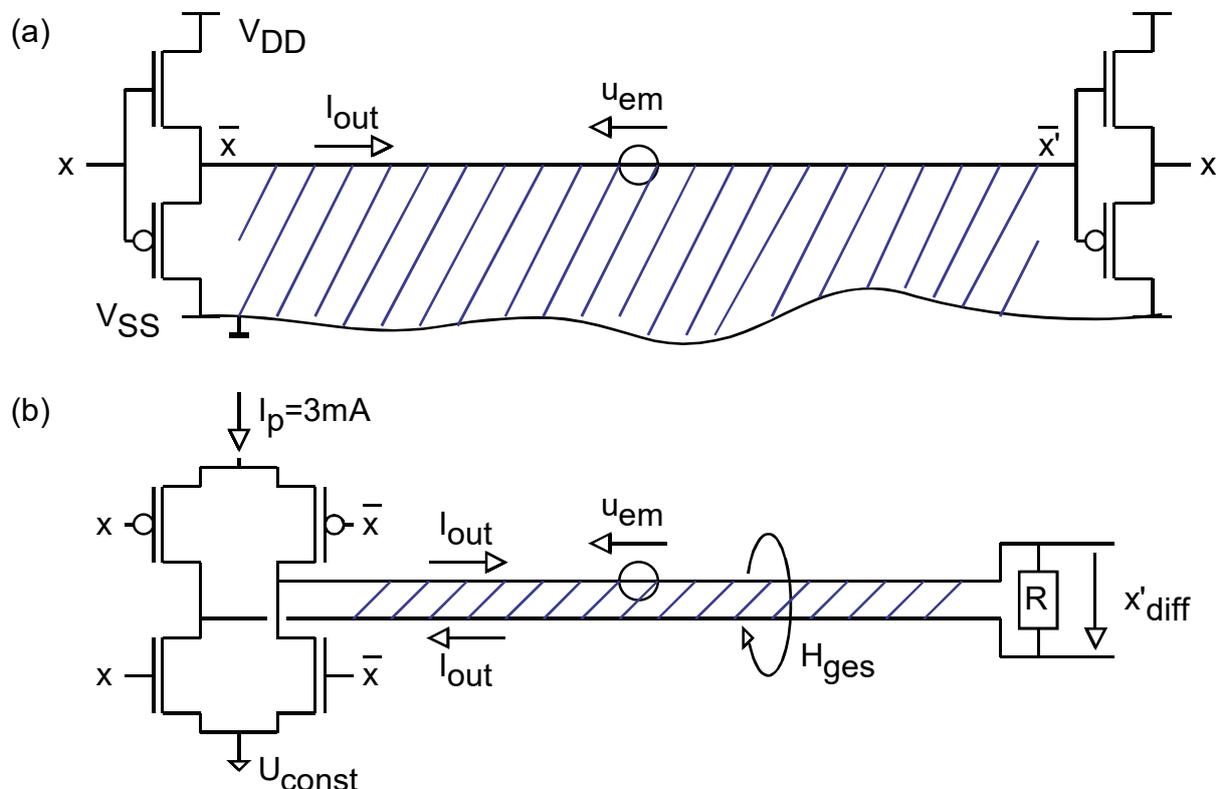
$\text{PSRR}^+ = \infty$  aus Symmetriegründen:  $U_{o,1}$  und  $U_{o,2}$  sind immer gleichermaßen betroffen.

Berechnen Sie den Power Supply Rejection Ratio für Störungen auf  $U_{EE}$  ( $\text{PSRR}^-$ ) (1P)

$\text{PSRR}^- = \infty$  aus Symmetriegründen:  $U_{o,1}$  und  $U_{o,2}$  sind immer gleichermaßen betroffen.

**3.2 Differenzielle Signalübertragung** ( $\Sigma=10P$ )

**3.2.1 Störfestigkeit von Übertragungsleitungen** ( $\Sigma=5P$ )



**Abbildung 3.2.1:** (a) Einadrige Leitung zwischen CMOS-Invertoren, (b) Differenzielle LVDS-Leitung zwischen CMOS-Schaltkreisen. Für das digitale Signal  $x$  gelte  $V_{SS} \leq x \leq V_{DD}$ .

Der Durchgriff eines elektro-magnetischen (EM) Feldes kann in einer Masche eines elektrischen Netzwerkes Spannungen induzieren. Schraffieren Sie in Abb. 3.2.1(a) und (b) die Fläche, durch die ein EM-Feld hindurchtreten muss, um die Spannung  $u_{em}$  zu induzieren. (2P)

Wie muss man die Drähte der Übertragungsleitungen mechanisch führen, um den Einfluss eines störenden des EM-Feldes möglichst gering zu halten? (1P)

von der Stromschleife umschlossene Fläche gering halten, differenzielle Drähte verdrillen

Wie groß ist die durch  $u_{em}$  verursachte Fehlerspannung  $U_{err}$ , welche am Eingang des Empfängers in Abb. 3.2.1(a) gemessen wird? (1P)

$U_{err} = u_{em}$

Wie groß ist die durch  $u_{em}$  verursachte differenzielle Fehlerspannung  $U_{diff,err}$ , welche am Eingang des Empfängers in Abb. 3.2.1(b) gemessen wird? (1P)

$$U_{\text{diff,err}} = 0$$

### 3.2.2 Störabstrahlung

( $\Sigma=3\text{P}$ )

Das abgestrahlte Störfeld einer Leitung ist stark abhängig von der Signalanstiegsgeschwindigkeit und vom Gesamtstrom der Leitung.

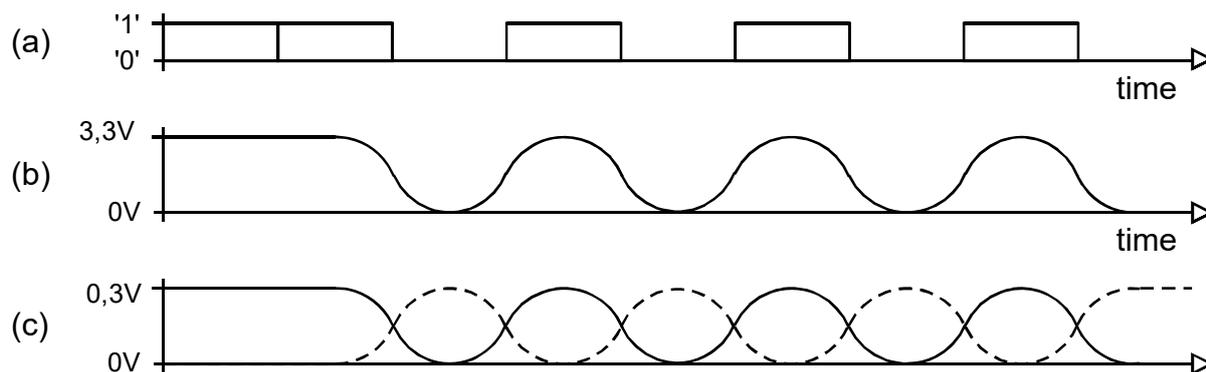
Wie groß ist der in Abb. 3.2.1(b) von der eingezeichneten Feldlinie  $H_{\text{ges}}$  umschlossene Gesamtstrom der Zweidrahtleitung? (1P)

Der eingeschlossene Gesamtstrom ist 0, da hin- und rückfließender Strom sich aufheben.

Die Signale in Abb. 3.2.2(b) und (c) arbeiten bei gleicher Taktfrequenz mit den eingezeichneten Spannungen. Wie viel größer ist die Anstiegsgeschwindigkeit der 3,3V-CMOS-Signale gegenüber den differenziellen 0,3V-LVDS-Signalen? (Kurze Begründung!) (2P)

Die CMOS-Signale müssen 11 x schneller ansteigen, da sie in gleicher Zeit

den 11-fachen Spannungshub durchlaufen müssen..



**Abbildung 3.2.2:** (a) Digitales Signal, (b) analoge Realisierung des digitalen Signals in 3,3V-CMOS-Technologie, (c) analoge Realisierung des digitalen Signals in 0,3V-LVDS-Technik.

### 3.2.3 Verstärkungs-Bandbreite-Produkt

( $\Sigma=2\text{P}$ )

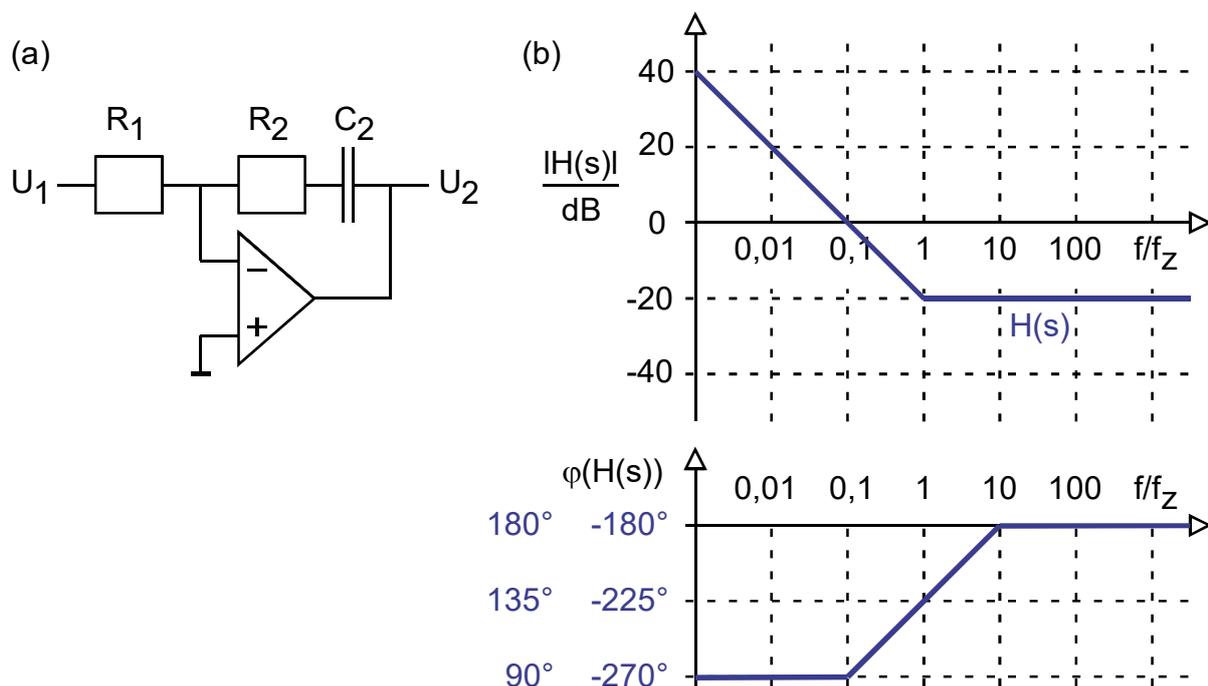
Abb: 3.2.2 zeigt (a) ein digitales Signal, (b) seine analoge Realisierung bei maximaler Übertragungsrate mit 3,3V-CMOS Technologie und (c) das „Augendiagramm“ bei maximaler Übertragungsrate mit differenzieller 0,3V-LVDS-Technik.

Wenn bei der maximal möglichen Taktfrequenz sinusförmige Signale angenommen werden, wie groß ist dann bei konstantem Verstärkungs-Bandbreite-Produkt das Frequenzverhältnis  $f_{\text{LVDS}}/f_{\text{CMOS}}$ ? (Grund?) (2P)

$$GB = 3,3V f_{\text{CMOS}} = 0,3V f_{\text{LVDS}} \Rightarrow f_{\text{LVDS}} = 11 f_{\text{CMOS}}$$

(Anders argumentiert: Bei gleicher Anstiegsgeschwindigkeit durchläuft das LVDS-Signal den 0,3V-Spannungshub 11 x schneller als das CMOS-Signal den 3,3V-Spannungshub.)

## 4 Arbeiten mit Operationsverstärkern (Σ=10P)



**Abbildung 4:** (a) Beschalteter, idealer Operationsverstärker, (b) Bode-Diagramm.

Berechnen Sie die Übertragungsfunktion  $H(s)$  der in Abb. 4(a) dargestellten Schaltung. (3P)

$$H(s) = -\frac{\frac{1}{sC_2} + R_2}{R_1} = -\frac{1 + sR_2C_2}{sR_1C_2}$$

Berechnen Sie die Frequenz der Nullstelle  $f_z$  als Funktion von  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $C_2$ . (1P)

$$f_z = \frac{1}{2\pi R_2 C_2}$$

Berechnen Sie die Frequenz der Polstelle  $f_p$  als Funktion von  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $C_2$ . (1P)

$$f_p = 0$$

Im Folgenden sei  $f_z=1\text{KHz}$  und  $R_1=10 \cdot R_2$ , es genügen Tangentennäherungen:

Zeichnen Sie den Amplitudengang in Abb. 4(b) ein. (2P)

Beschriften Sie die Ordinate für  $\varphi\{H(s)\}$  in Abb. 4(b) passend. (1P)

Zeichnen Sie den Phasengang in Abb. 4(b) ein. (2P)

# 5 Rückgekoppelte Systeme

(Σ=30P)

## 5.1 Prinzip der Rückkopplung

(Σ=10P)

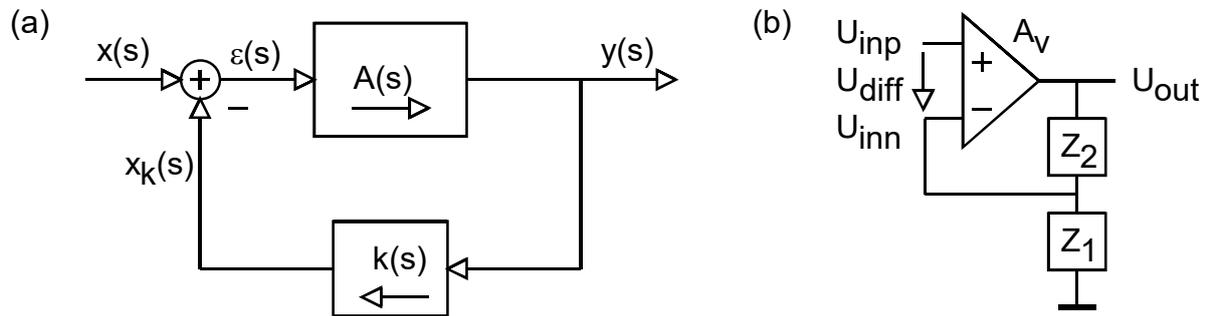


Abbildung 5.1: (a) Prinzipieller Aufbau eines Regelkreises, (b) Beschalteter OP.

Abb. 5.1(a) zeigt ein Regelsystem, Abb. 5.1(b) einen beschalteten OP. Komplettieren Sie die folgende Liste der Entsprechungen dieser beiden Bilder.

Reglergröße	entsprechende Größe im elektrischen Schaltkreis	
x	$U_{inp}$	(0,5P)
$x_k$	$U_{inn}$	(0,5P)
$\varepsilon$	$U_{diff}$	(0,5P)
y	$U_{out}$	(0,5P)
A	$A_v$	(0,5P)
k	$Z_1 / (Z_1 + Z_2)$	(Formel: 1,5P)

Zeigen Sie, dass im s-Bereich gilt:  $y = A^* x$  mit  $A^* = \frac{A}{1 + kA}$  (3P)

$$y = \varepsilon A = (x - x_k)A = (x - ky)A = Ax - kAy \Rightarrow y = \frac{Ax}{1 + kA}$$

Welche Bedingung muss erfüllt sein, damit  $A^*(s) \cong 1/k(s)$ ?  $|k(s) A(s)| \gg 1$  (1P)

Geben Sie für Abb. 5.1(b) die Formeln für k(s) und  $U_{out}(|kA_v| \rightarrow \infty)$  als  $f(U_{inp}, Z_1, Z_2)$  an. (2P)

$$k(s) = \frac{Z_1}{Z_1 + Z_2} \qquad U_{out} = \frac{1}{k(s)} U_{inp} = \frac{Z_1 + Z_2}{Z_1} U_{inp}$$

## 5.2 Normierung eines Rückgekoppelten Systems (Σ=10P)

In komplizierten Regelschleifen ist das Vorwärtsnetzwerk  $A(s)$  und das Rückkopplungsnetzwerk  $k(s)$  nicht immer einfach zu erkennen. Definieren Sie die Übertragungsfunktionen dieser Netzwerke als Quotient von Größen in Abb. 5.1(a): (2P)

$$A(s) = \frac{y(s)}{\varepsilon(s)} = \frac{y(s)}{x(s) - x_k(s)} \qquad k(s) = \frac{x_k(s)}{y(s)}$$

Der invertierende OP in Abb. 5.2(a) soll auf die Form von Abb. 5.1(b) gebracht werden.

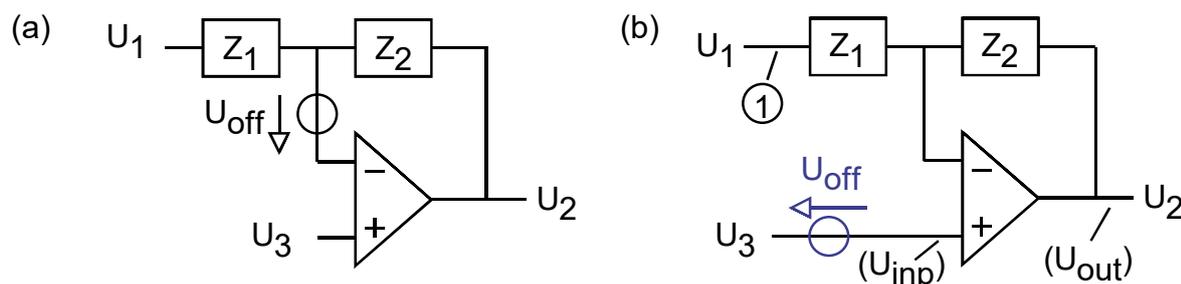


Abbildung 5.2: (a) OP als invertierender Verstärker, (b) Offset aus der RK-Schleife gezogen.

Kompletieren Sie Abb. 5.2(b) so, dass eine gleichwertige Schaltung wie in Bildteil (a) entsteht, wobei die Offset-Spannung  $U_{off}$  aus der Rückkopplungsschleife herausgezogen ist. (Hinweis: „virtueller Kurzschluss“ am Eingang des OPs.) (2P)

Berechnen Sie  $U_{inp}$  und  $U_{out}$  in Abb. 5.1(b) als Funktionen von  $U_1, U_2, U_3, U_{off}$  so, dass der Knoten (1) zum Referenzknoten mit der Spannung 0V wird. (Hinweis: Jedes Potential kann als 0V definiert werden; Spannungsdifferenzen müssen erhalten bleiben.)

$$U_{inp}(U_1, U_2, U_3, U_{off}) = U_3 + U_{off} - U_1 \qquad (1P)$$

$$U_{out}(U_1, U_2, U_3, U_{off}) = U_2 - U_1 \qquad (1P)$$

Berechnen Sie  $U_2(U_1, U_3, U_{off})$  in Abb. 5.2(b), indem Sie die oben ermittelten Formeln für  $U_{inp}(U_1, U_2, U_3, U_{off})$  und  $U_{out}(U_1, U_2, U_3, U_{off})$  in die Verstärkerformel  $U_{out}(U_{inp}, Z_1, Z_2)$  des nichtinvertierenden OPs einsetzen. (4P)

$$U_{out} = \frac{Z_1 + Z_2}{Z_1} U_{inp} \quad \text{mit } U_{out} = U_2 - U_1 \quad \text{und } U_{inp} = U_3 + U_{off} - U_1 :$$

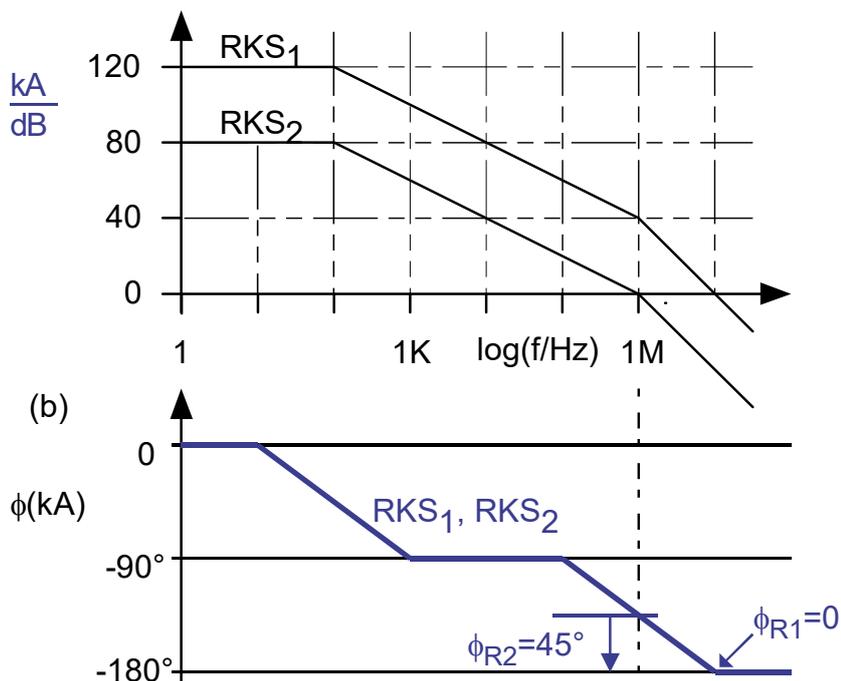
$$U_2 - U_1 = \frac{Z_1 + Z_2}{Z_1} (U_3 + U_{off} - U_1) \quad \Rightarrow \quad \boxed{U_2 = \frac{Z_1 + Z_2}{Z_1} (U_3 + U_{off}) - \frac{Z_2}{Z_1} U_1}$$

### 5.3 Stabilität rückgekoppelter Systeme

(Σ=10P)

(a)

**Abbildung 5.3**  
Bode-Diagramm einer geöffneten, rückgekoppelten Schleife:  
(a) Amplitudengang  
(b) Phasengang



Bei der Untersuchung der offenen Schleifenverstärkung arbeiten wir mit der Transitfrequenz  $f_T$ . Wie ist diese Größe definiert? (2P)

$|k(j\omega_T)A(j\omega_T)|=1$  bzw. 0dB ist.

Bei der Untersuchung der offenen Schleifenverstärkung betrachtet man die Phasenreserve  $\varphi_R$ . Wie ist diese Größe definiert? (2P)

$$\varphi_R = \text{Phase}\{k(j\omega_T)A(j\omega_T)\} + 180^\circ$$

Was ist die übliche Stabilitätsforderung an die offene Schleife?  $\varphi_R \geq 45^\circ$  (1P)

Abb. 5.3(a) zeigt die Amplitudengänge der offenen Schleifenverstärkung zweier rückgekoppelter Schleifen RKS<sub>1</sub> und RKS<sub>2</sub>. Beschriften Sie die Ordinate passend zum Diagramm. (1P)

Zeichnen Sie in Abb. 5.3(b) die passenden Phasengänge zum Abbildungsteil (a) ein. (2P)

Lesen Sie aus Abb. 5.3(b) die Phasenreserve der Schleifen RKS<sub>1</sub> und RKS<sub>2</sub> ab:

Phasenreserve  $k(j\omega_T)A_1(j\omega_T)$  in der Tangentennäherung:  $0^\circ$  (1P)

Phasenreserve  $k(j\omega_T)A_2(j\omega_T)$  in der Tangentennäherung:  $45^\circ$  (1P)