

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: _____

Vorname: _____ 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

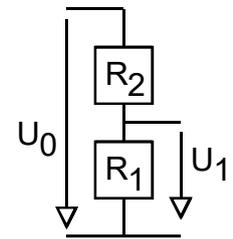
($\Sigma=15P$)

1.1 Grundlagen Spannungsteiler

($\Sigma=3P$)

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)

1.2 Anwendung Spannungsteiler: Messen von Z_{out}

($\Sigma=4P$)

Abbildung 1.2:
Verstärker mit zuschaltbarer Last.

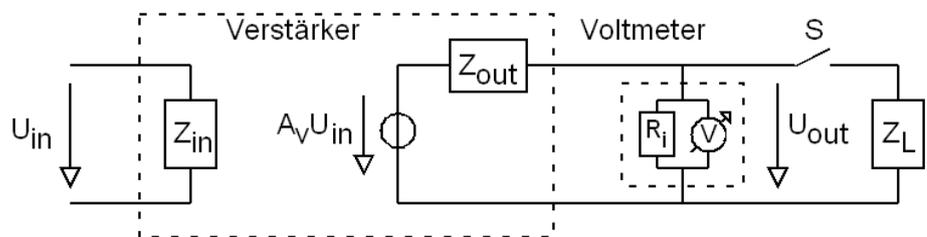


Abb. 1.2 zeigt einen Verstärker mit zuschaltbarer Last. Der Innenwiderstand R_i des Voltmeters kann wegen $R_i \gg Z_{out} || Z_L$ vernachlässigt werden. Bei geöffnetem Schalter messen wir die Ausgangsspannung $U_{out}=U_0$. Bei geschlossenem Schalter und gleichem U_{in} ist $U_{out}=a \cdot U_0$.

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

.....

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

.....

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

.....

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

.....

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

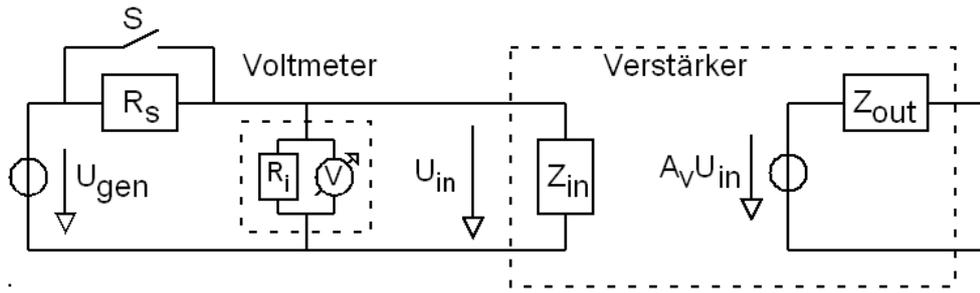


Abbildung 1.3: Messung eines hohen Eingangswiderstandes

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)

.....

.....

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)

.....

.....

.....

.....

.....

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)

.....

.....

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: Ordnung Nennerpolynom: (1P)

Ordnung der Übertragungsfunktion H(s): (1P)

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

Anzahl Nullstellen: Anzahl Pole:

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

Nullstellen von H(s): Pole von H(s): (1P)

Es ist $y(s) = H(s) x(s)$. Geben Sie G(s) an, so dass $x(s) = G(s) y(s)$ (1P)

.....
 .

Folgerungen (vervollständigen Sie die folgenden Sätze):

Wo H(s) eine Nullstelle hat, da hat G(s) (0,5P)

Wo H(s) einen Pol hat, da hat G(s) (0,5P)

Beschreibt H(s) einen Tiefpass, dann beschreibt G(s) (0,5P)

Beschreibt H(s) einen Hochpass, dann beschreibt G(s) (0,5P)

Beschreibt H(s) einen Bandpass, dann beschreibt G(s) (0,5P)

Beschreibt H(s) einen Bandsperre, dann beschreibt G(s) (0,5P)

2.2 Pol im Orts- und Bode-Diagrammen

(Σ=8P)

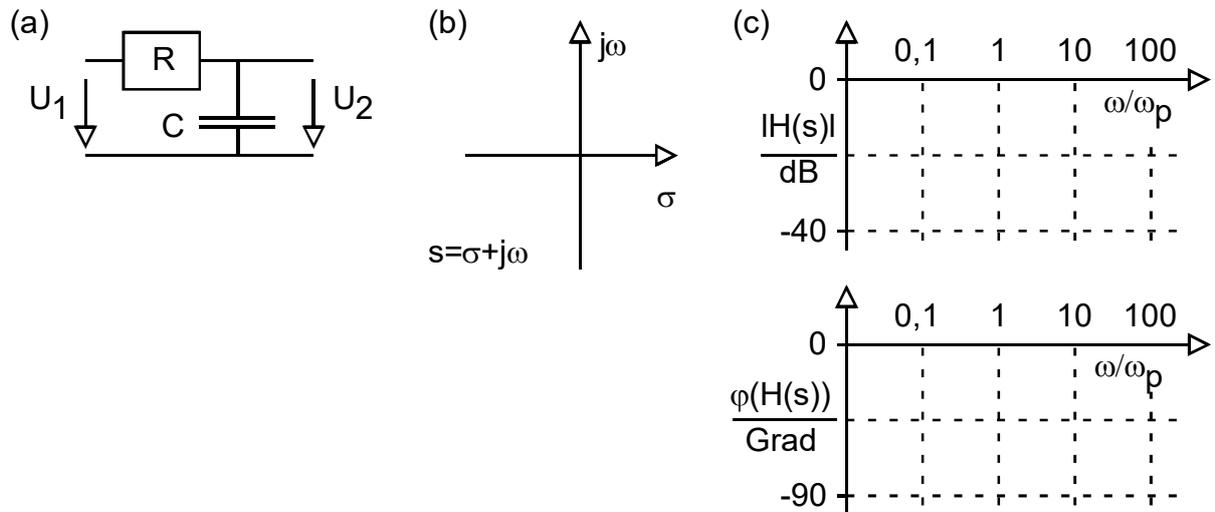


Abbildung 2.2.1: (a) Schaltung mit Pol, (b) Lage des Pols in der komplexen s-Ebene, (c) Bode-Diagramm mit Betrag und Phase der Übertragungsfunktion

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

.....
.

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

.....
.

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 $\omega/\omega_p=1$: (0,5P)

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

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

Phasenfehler der Tangentennäherung in $\omega/\omega_p=10$: (0,5P)

2.3 Anwendungen der inversen Übertragungsfunktion (Σ=4P)

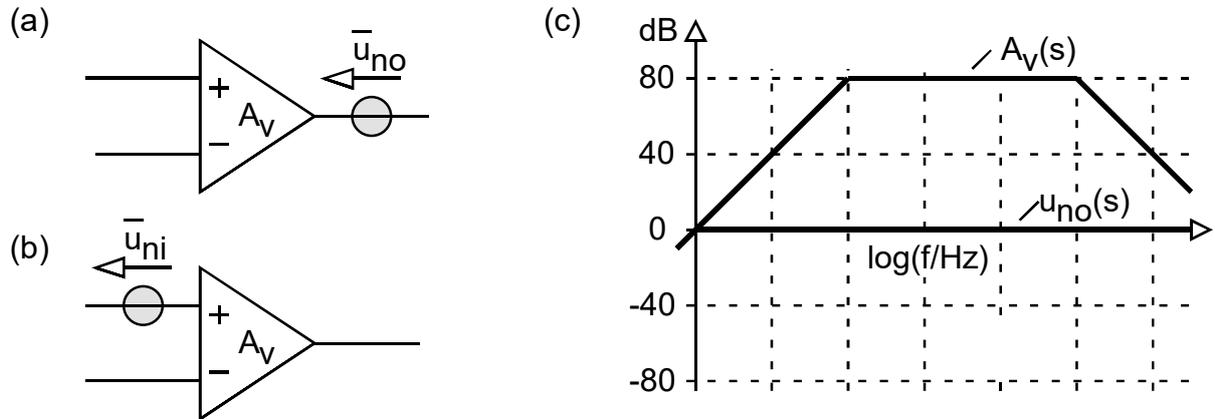


Abbildung 2.3.1: (a) Schaltung mit Rauschquelle von 0dB im Ausgang, (b) Schaltung mit äquivalentem Eingangsrauschen, (c) Übertragungsfunktionen $A_V(s)$, $\bar{u}_{no}(s)$, $\bar{u}_{ni}(s)$.

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)

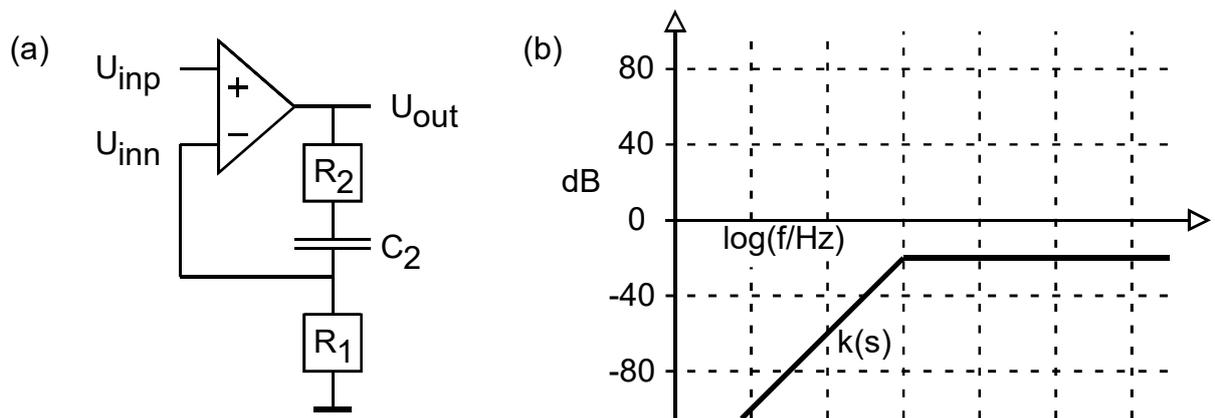


Abbildung 2.3.2: (a) Schaltung mit Rückkopplungsnetzwerk, (b) Übertragungsfunktion des Rückkopplungsnetzwerkes $k(s)$ und der Gesamtschaltung: $A^*(s) \approx 1/k(s)$.

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

(Σ=15P)

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

(Σ=5P)

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

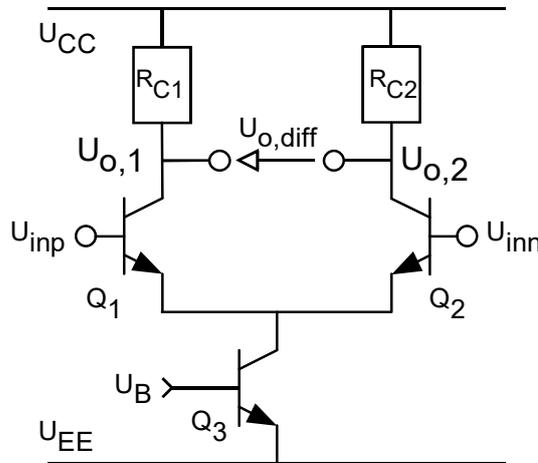


Abb. 3.1.1 zeigt einen Diff.-in - diff-out -Verstärker mit passiver Last. Die identischen Transistoren Q_1 und Q_2 haben im Arbeitspunkt den Übertragungsleitwert g_m . Die beiden Kollektorwiderstände R_{C1} , R_{C2} sind gleich groß. Die Spannungsverstärkung als Single-Ended Verstärker ist gegeben mit

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

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

.....
.
.....
.

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

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

.....
.

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

.....
.

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

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

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

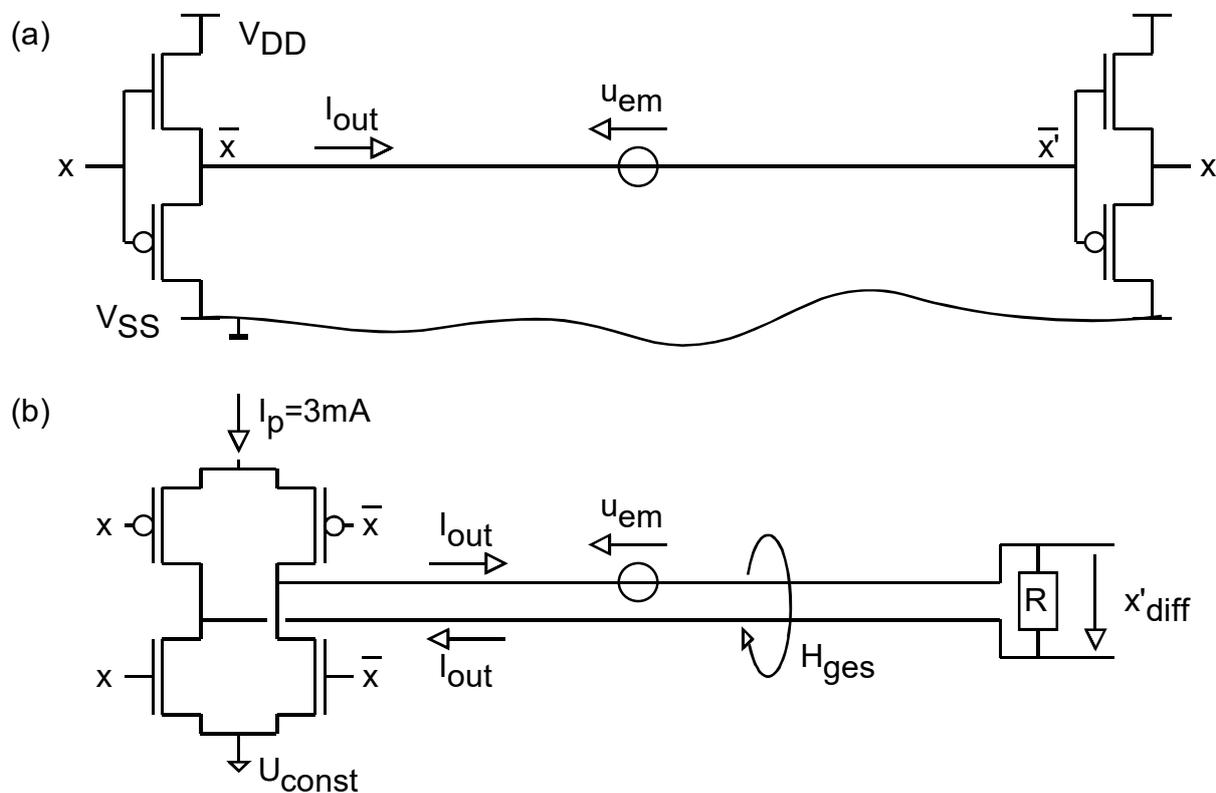


Abbildung 3.2.1: (a) Einadrige Leitung zwischen CMOS-Inverters, (b) Differenzielle LVDS-Leitung zwischen CMOS-Schaltkreisen. Für das digitale Signal x gelte $V_{SS} \leq x \leq V_{DD}$.

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)

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)

.....
 .

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)

.....
 .

3.2.2 Störabstrahlung (Σ=3P)

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_{ges} umschlossene Gesamtstrom der Zweidrahtleitung? (1P)

.....
 .

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)

.....
 .

.....
 .

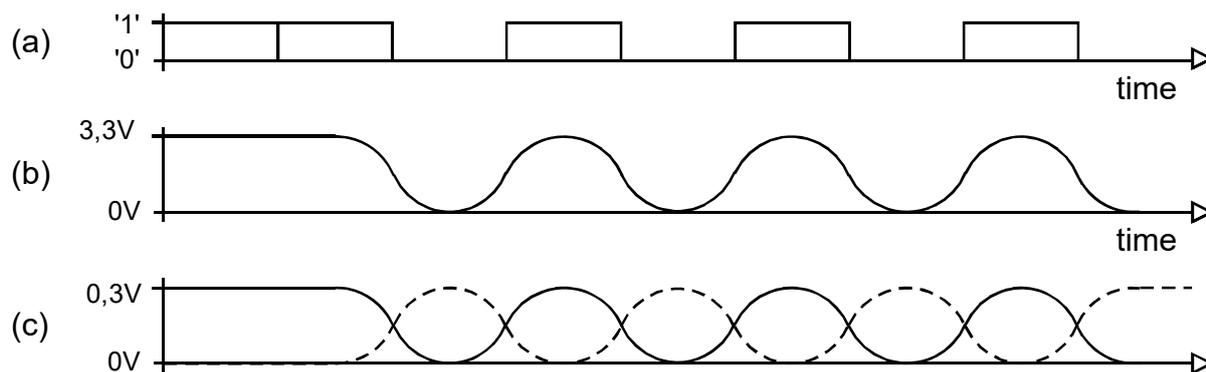


Abbildung 3.2.2: (a) Digitales Signal, (b) analoge Realisierung des digitalen Signals in 3,3V-CMOS-Technologie, (c) analoge Realisierung des digitalen Signals in 0,3V-LVDS-Technik.

3.2.3 Verstärkungs-Bandbreite-Produkt

($\Sigma=2P$)

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 differentieller 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_{LVDS}/f_{CMOS} ? (Grund?) (2P)

.....
.
.....
.

4 Arbeiten mit Operationsverstärkern (Σ=10P)

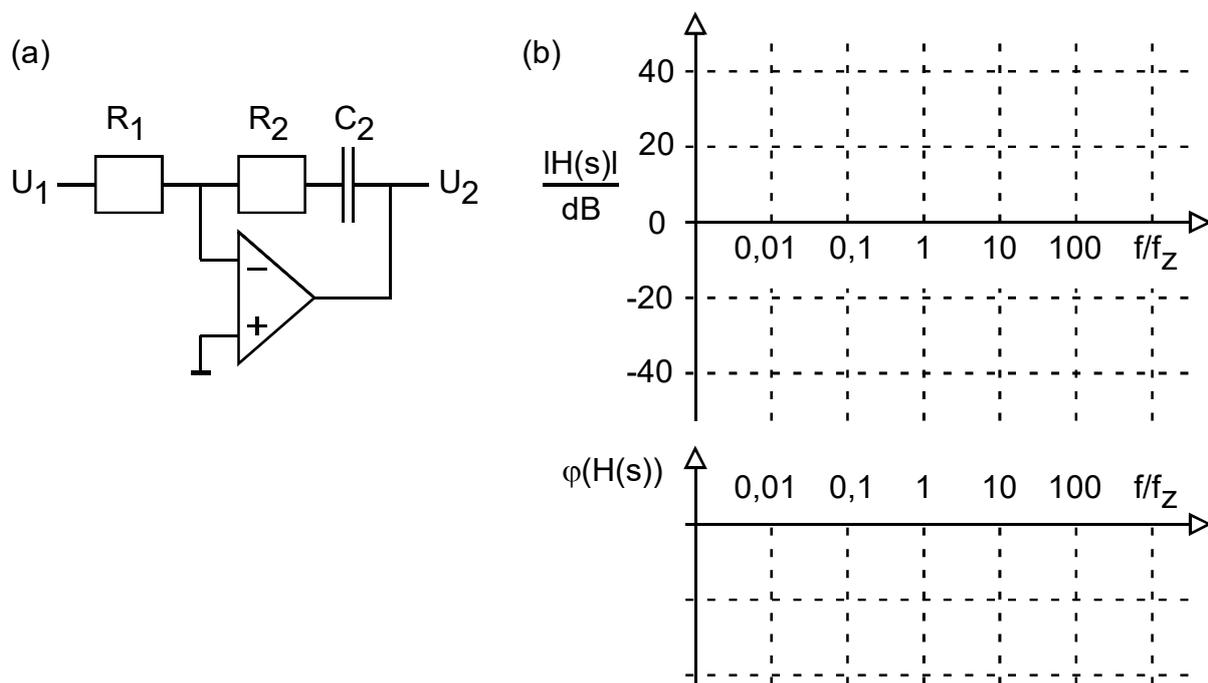


Abbildung 4: (a) Beschalteter, idealer Operationsverstärker, (b) Bode-Diagramm.

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

.....
 .

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

.....
 .

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

.....
 .

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)

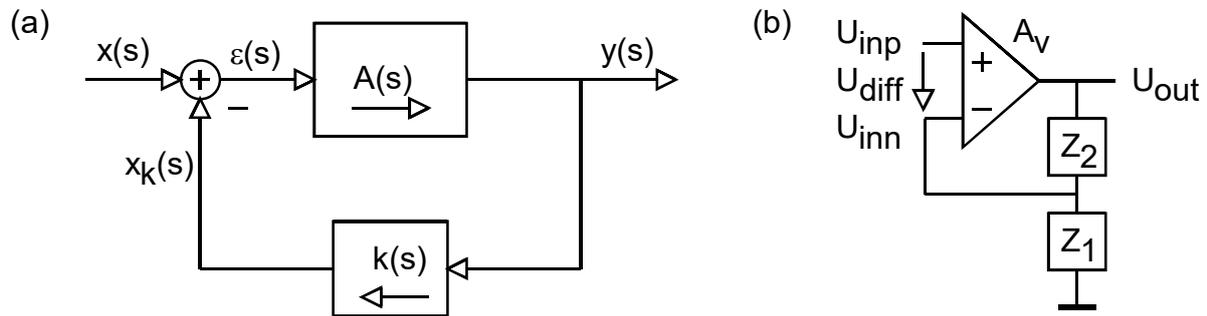


Abbildung 5.1: (a) Prinzipieller Aufbau eines Regelkreises, (b) Beschalteter OP.

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		(0,5P)
x _k		(0,5P)
ε		(0,5P)
y		(0,5P)
A		(0,5P)
k		(Formel: 1,5P)

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

.....
 .

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

Geben Sie für Abb. 5.1(b) die Formeln für k(s) und $U_{out}(|kA_v| \rightarrow \infty)$ als f(U_{inp}, Z₁, Z₂) an. (2P)

$k(s) =$ $U_{out} =$

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)

$A(s) =$ $k(s) =$

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

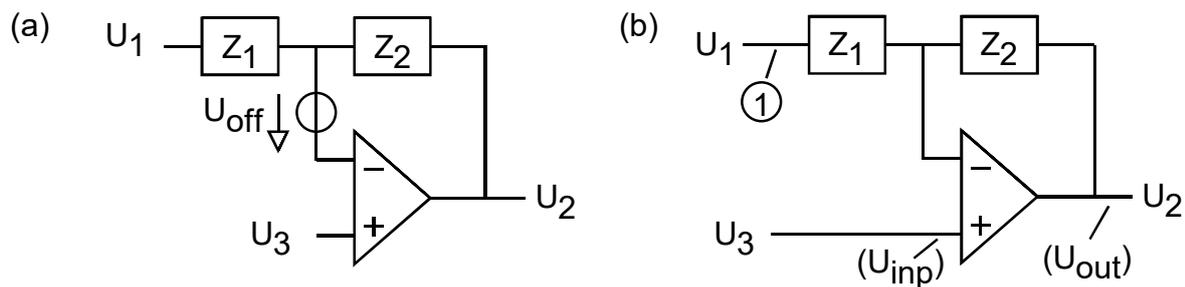


Abbildung 5.2: (a) OP als invertierender Verstärker, (b) Offset aus der RK-Schleife gezogen.

Kompletieren Sie Abb. 5.2(b) so, dass eine gleichwertige Schaltung wie in Bildteil (a) entsteht, wobei die Offset-Spannung U_{off} aus der Rückkopplungschleife 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.)

$U_{inp}(U_1, U_2, U_3, U_{off}) =$

$U_{out}(U_1, U_2, U_3, U_{off}) =$

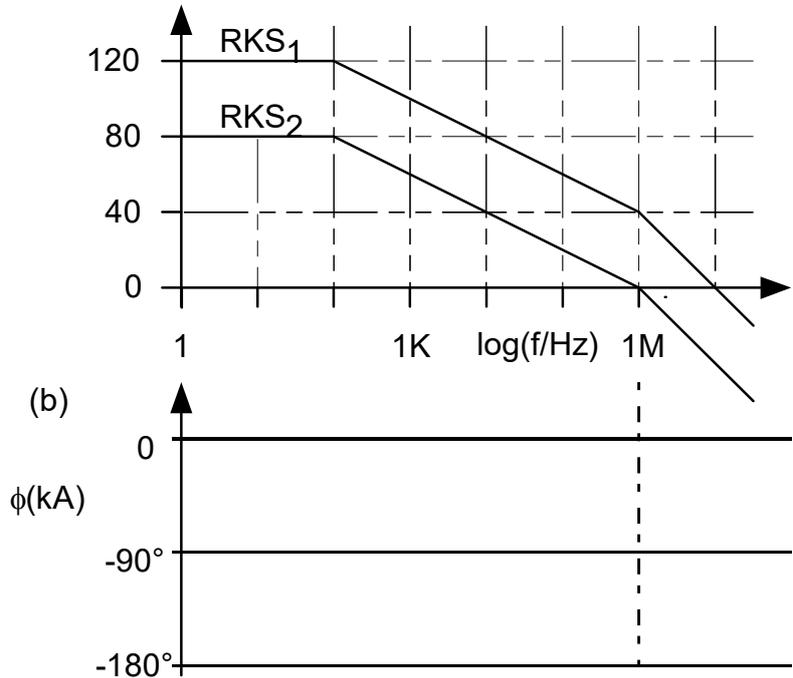
Berechnen Sie $U_2(U_1, U_3, U_{off})$ in Abb. 5.2(b), indem Sie die oben ermittelten Formeln für $U_{inp}(U_1, U_2, U_3, U_{off})$ und $U_{out}(U_1, U_2, U_3, U_{off})$ in die Verstärkerformel $U_{out}(U_{inp}, Z_1, Z_2)$ des nichtinvertierenden OPs einsetzen. (4P)

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)

.....
.

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

.....
.

Was ist die übliche Stabilitätsforderung an die offene Schleife? (1P)

Abb. 5.3(a) zeigt die Amplitudengänge der offenen Schleifenverstärkung zweier rückgekoppelter Schleifen RKS_1 und RKS_2 . 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_1 und RKS_2 ab:

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

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