

Laufende Nummer

Fachhochschule Regensburg**Fachbereich Elektrotechnik / Nachrichtentechnik**Prüfungsfach: **Schaltungstechnik (SC), WS 1998**

Prüfungstermin: 25. Januar 1999 Studiengruppe: 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: M a r t i n S C H U B E R TVorname: 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: 100 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.

Vom Prüfer auszufüllen:	Note:	Datum:	Zeichen:
-------------------------	-------	--------	----------

1 Grundlagen

($\Sigma=20P$)

Abbildung 1.0:

Lineares Netzwerk mit drei unabhängigen Quellen. Berechnet werden soll U_3 .

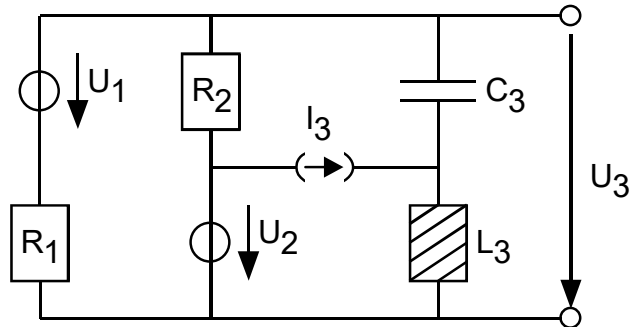


Abb. 1.0 zeigt ein lineares Netzwerk mit drei unabhängigen Quellen.

Abbildung 1.1:

Schaltung zur Berechnung der Partialströme $I_{C3,1}$ und $I_{L3,1}$.

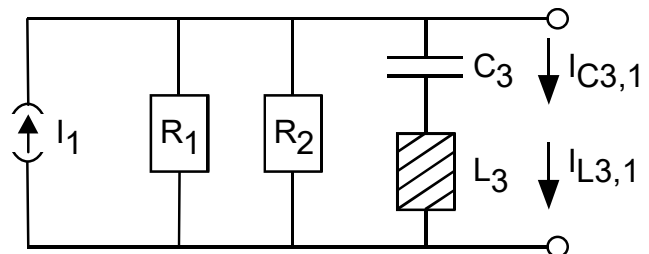


Abb. 1.1 zeigt eine Schaltung zur Berechnung der Partialströme $I_{C3,1}$ und $I_{L3,1}$. Was wurde gegenüber Abb. 1.0 schaltungstechnisch verändert? (3P)

die Quelle U_2 wurde durch einen Kurzschluß ersetzt: $U_2=0$

die Quelle I_3 wurde durch eine Unterbrechung ersetzt: $I_3=0$

Spannungsquelle U_1 , R_1 umgerechnet in Stromquelle I_1 , R_1

Wie muß I_1 in Abb. 1.1 berechnet werden, um den Partialstrom von U_1 zu ermitteln? (1P)

$$I_1 = U_1 / R_1$$

Es sind $R_{12}=R_1||R_2$ und $Z_3=X_{C3}+X_{L3} = 1/(sC_3) + sL_3$. Berechnen Sie $I_{C3,1}$ und $I_{L3,1}$ in Abb. 1.1 als Funktionen von I_1 , R_{12} , Z_3 . (1P)

$$I_{C3,1} = I_{L3,1} = I_1 \frac{R_1 || R_2}{(R_1 || R_2) + Z_3} = I_1 \frac{R_{12}}{R_{12} + Z_3}$$

Berechnen Sie daraus $I_{C3,1}$ und $I_{L3,1}$ als Funktionen von U_1 , R_1 , R_{12} , Z_3 . (1P)

$$I_{C3,1} = I_{L3,1} = I_1 \frac{R_{12}}{R_{12} + Z_3} = \frac{U_1}{R_1} \cdot \frac{R_{12}}{R_{12} + Z_3}$$

Abbildung 1.2:

Schaltung zur Berechnung der Partialströme $I_{C3,2}$ und $I_{L3,2}$.

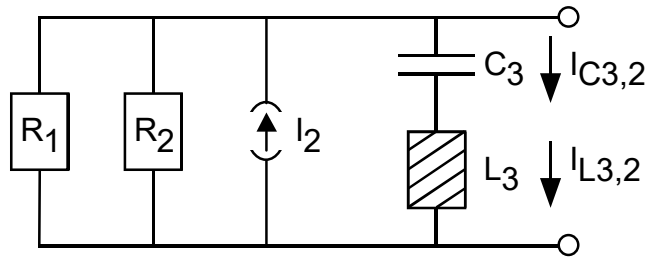


Abb. 1.2 zeigt eine Schaltung zur Berechnung der Partialströme $I_{C3,2}$ und $I_{L3,2}$. Was wurde gegenüber Abb. 1.0 schaltungstechnisch verändert? (2P)

Setze: $U_1=0$ (Kurzschluß), $I_3=0$ (Unterbrechung)

U_2 , R_2 umgeformt in I_2 , R_2 .

Wie muß I_2 in Abb. 1.2 berechnet werden, um den Partialstrom von U_2 zu ermitteln? (1P)

$$I_2 = U_2 / R_2$$

Berechnen Sie $I_{C3,2}$ und $I_{L3,2}$ in Abb. 1.2 als Funktionen von U_2 , R_2 , R_{12} , Z_3 . (1P)

$$I_{C3,2} = I_{L3,2} = I_2 \frac{R_{12}}{R_{12} + Z_3} = \frac{U_2}{R_2} \cdot \frac{R_{12}}{R_{12} + Z_3}$$

Abbildung 1.3:

Schaltung zur Berechnung der Partialströme $I_{C3,3}$ und $I_{L3,3}$.

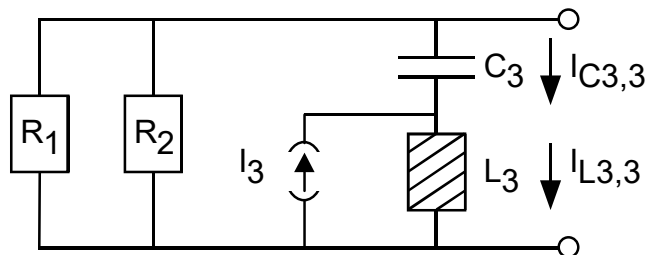


Abb. 1.3 zeigt eine Schaltung zur Berechnung der Partialströme $I_{C3,3}$ und $I_{L3,3}$. Was wurde gegenüber Abb. 1.0 schaltungstechnisch verändert? (2P)

Spannungsquellen U_1 und U_2 durch Kurzschluß ersetzt

Es sind $X_{L3}=sL_3$, $Z_C = R_{12}+X_{C3}=(R_1||R_2)+1/(sC_3)$. Berechnen Sie $I_{L3,3}$ in Abb. 1.3 als Funktion von I_3 , X_{L3} , Z_C . (Hinweis: Stromteiler.) (2P)

$$I_{L3,3} = I_3 \frac{Z_C}{Z_C + X_{L3}}$$

Berechnen Sie $I_{C3,3}$ in Abb. 1.3 mit den bisher ermittelten Spannungen und Strömen. (Hinweis: Es gibt eine sehr einfache Lösung!) (1P)

Kirchhof: $I_3 + I_{C3,3} - I_{L3,3} = 0 \Rightarrow I_{C3,3} = -I_3 + I_{L3,3}$

Berechnen Sie U_3 in Abb. 1.0 mit den bisher erarbeiteten Ergebnissen so einfach wie möglich. (3P)

$$U_{C3} = X_{C3} I_{C3} = X_{C3} (I_{C3,1} + I_{C3,2} + I_{C3,3})$$

$$U_{L3} = X_{L3} I_{C3} = X_{L3} (I_{L3,1} + I_{L3,2} + I_{L3,3})$$

$$U_3 = U_{C3} + U_{L3}$$

Abbildung 1.4

- (a) Transistor in Emitter-Schaltung
(b) Kleinsignal-Ersatzschaltbild

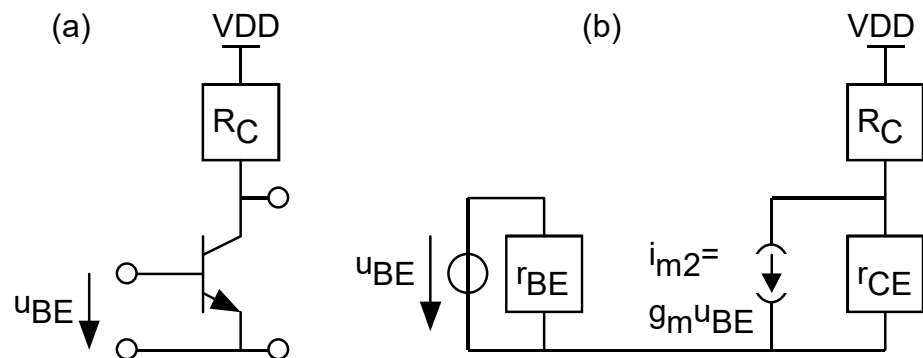


Abb. 1.4(a) zeigt einen Transistor in Emitter-Schaltung und Abb. 1.4(b) das zugehörige Kleinsignal-Ersatzschaltbild. Dürfen wir für die beiden Quellen der Schaltung in Abb. 1.4(b) das gleiche Verfahren der linearen Superposition anwenden, wie oben? Begründen sie Ihre Antwort! (2P)

Antwort: Nein, da i_{m2} eine gesteuerte Stromquelle ist, welche von einer anderen Schaltungsgröße, nämlich u_{BE} , abhängt. Es wäre ein Fehler, $i_{m2}=0$ zu setzen, während $u_{BE} \neq 0$ angenommen wird.

2 Eigenschaften differentieller Verstärker

($\Sigma=20P$)

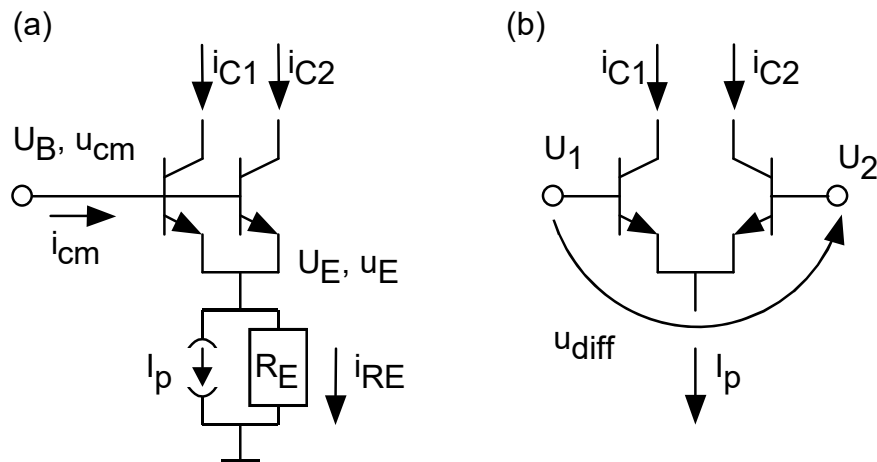
2.1 Eingangsimpedanzen

($\Sigma=5P$)

Abbildung 2.1

Schaltung zur Ermittlung der Eingangsimpedanz für

- (a) Gleichtaktsignale
(b) differentielle Signale



In Abb. 2.1(a) sei $U_E = U_B - 0,65V$, ferner $u_E = \Delta U_E$ und $u_{cm} = \Delta U_B$. Wie verhält sich u_E als Funktion von u_{cm} und wie verhält sich somit i_{RE} als Funktion von u_{cm} ? (1P)

$$u_E = u_{cm}$$

$$i_{RE} = u_E / R_E = u_{cm} / R_E$$

Der Strom i_{RE} teile sich gleichmäßig auf die beiden Transistoren auf, die eine identische Stromverstärkung β_F haben. Welche Ströme i_{E1} , i_{E2} fließen im Emitter eines jeden Transistors und welche Ströme i_{B1} , i_{B2} fließen in die Basis eines jeden Transistors (als Funktion von i_{RE})? (1P)

$$i_{EX} = \frac{1}{2} i_{RE} \quad (x=1, 2)$$

$$i_{BX} = \frac{1}{2} i_{RE} / \beta_F \quad (x=1, 2)$$

Wie groß ist der gesamte Strom i_{cm} , der in beide Basen fließt, als Funktion von u_{cm} ? (1P)

$$i_{cm} = i_{B1} + i_{B2} = 2 \left(\frac{1}{2} i_{RE} / \beta_F \right) = u_{cm} / (\beta_F \cdot R_E)$$

Wie groß ist die Eingangsimpedanz $Z_{in,cm}$ für das Gleichtaktsignal u_{cm} in Abb. 2.1(a)? (1P)

$$Z_{in,cm} = u_{cm} / i_{cm} = \beta_F \cdot R_E$$

Wie groß ist die Eingangsimpedanz Z_{in} für das Differenzsignal u_{diff} in Abb. 2.1(b) als Funktion von r_{BE} ? Begründen sie Ihre Antwort verbal. (1P)

$Z_{in} = 2 r_{BE}$, da die beiden Eingänge durch zwei Basis-Emitter-Strecken miteinander verbunden sind.

2.2 Common Mode Rejection Ratio (CMRR)**($\Sigma=5P$)****Abbildung 2.2:**

Anordnung
zur Unter-
suchung der
„Rejection
Ratios“

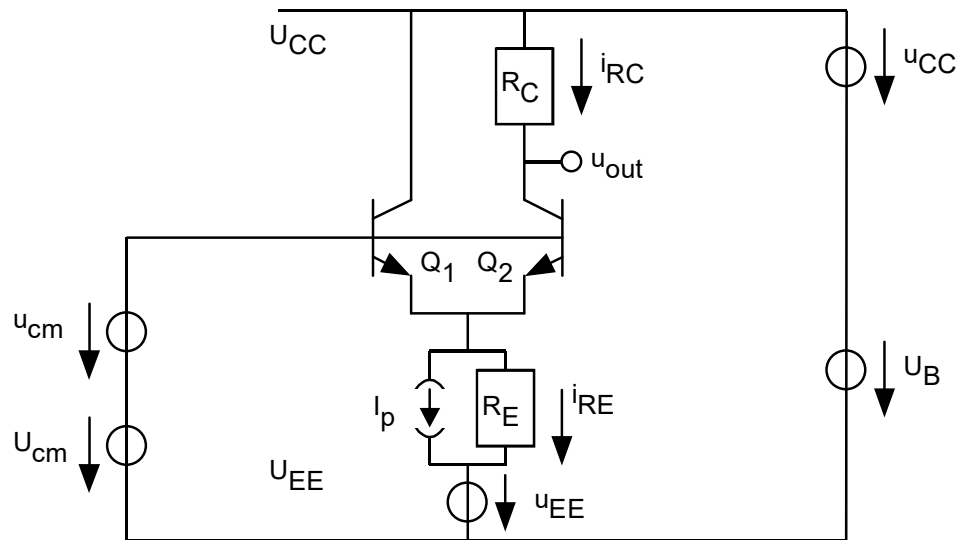


Abb. 2.2 zeigt eine differentielle Verstärkerstufe mit kurzgeschlossenen Eingangsklemmen. Große Buchstaben symbolisieren konstante Größen, kleine Buchstaben symbolisieren Kleinsignalgrößen. Die Transistoren Q_1 und Q_2 seien identisch.

Es sei $u_{cm} \neq 0$ und $u_{EE} = u_{CC} = 0$.

Zeigen Sie, daß der Kleinsignalstrom $i_{RC} = u_{cm} / 2R_E$ beträgt, wenn man $i_{C2} \cong i_{E2}$ voraussetzt. (Sie dürfen mit den Ergebnissen der vorherigen Aufgabe argumentieren.) (2P)

$$i_{E2} = u_{cm} / 2R_E, \text{ wie in Aufgabe 2.1 hergeleitet.}$$

$$i_{RC} = i_{C2} \cong i_{E2} = u_{cm} / 2R_E.$$

Berechnen Sie u_{out} als Funktion von R_C , R_E , u_{cm} . (1P)

$$u_{out} = - R_C \cdot i_{C2} = - R_C u_{cm} / 2R_E = - (R_C / 2R_E) u_{cm}$$

Geben Sie den CMRR als Funktion von A_V , u_{cm} , u_{out} und als Funktion von A_V , R_C , R_E an. (1P)
(Hinweis: $CMRR = |u_{cm} / u_{in,diff,equi}|$, wobei die äquivalente Eingangsspannung $u_{in,diff,equi} = u_{out} / A_V$ das gleiche u_{out} erzeugen würde wie u_{cm} .)

$$CMRR = |A_V (u_{cm} / u_{out})| = |A_V| 2R_E / R_C.$$

Es ist $A_V = \frac{1}{2} g_m R_C$. Geben Sie den CMRR als Funktion von g_m und R_E an. (1P)

$$CMRR = |A_V (u_{cm} / u_{out})| = (\frac{1}{2} g_m R_C) (2R_E / R_C) = g_m R_E.$$

2.3 Power Supply Rejection Ratio (PSRR)**(Σ=7P)****Es sei $u_{EE} \neq 0$ und $u_{cm} = u_{CC} = 0$ in Abb. 2.2.**Geben Sie für Abb. 2.2 den $PSRR^- (= |u_{EE}/u_{in,diff,equi}|)$ als Funktion von A_V , u_{out} und u_{EE} an. (1P)

$$PSRR^- = |A_V (u_{EE} / u_{out})|$$

Geben Sie für Abb. 2.2 den $PSRR^-$ als Funktion des CMRR an. Begründen Sie verbal. (2P)

$$PSRR^- = CMRR$$

Begründung: Es spielt für diese Rechnungen keine Rolle, ob man u_{cm} bewegt und $u_{EE}=0$ setzt, oder ob man u_{EE} bewegt und $u_{cm}=0$ setzt.

Es sei $u_{CC} \neq 0$ und $u_{cm} = u_{EE} = 0$ in Abb. 2.2.Geben Sie für Abb. 2.2 den $PSRR^+$ als Funktion von A_V , u_{out} und u_{CC} an. (1P)

$$PSRR^+ = |u_{CC}/u_{in,diff,equi}| = |A_V (u_{CC} / u_{out})|$$

Berechnen Sie u_{out} für die Schaltung in Abb. 2.2 als Funktion von u_{CC} , r_{CE} , R_C und machen Sie dann die Näherung für $r_{CE} \gg R_C$. (2P)

$$u_{out} = u_{CC} r_{CE2} / (r_{CE2} + R_C) \cong u_{CC} \text{ für } r_{CE} \gg R_C.$$

Berechnen Sie den $PSRR^+$ für $r_{CE} \gg R_C$ als Funktion von $|A_V|$ (1P)

$$PSRR^+ = |A_V (u_{CC} / u_{out})| \cong |A_V| \text{ für } r_{CE} \gg R_C.$$

2.4 Common Mode Range (CMR)**(Σ=3P)**

Die Stromquelle I_p mit Innenwiderstand R_E in Abb. 2.2 werde durch einen Bipolartransistor Q_3 realisiert. Geben sie den CMR als Funktion von U_{CC} , U_{EE} , $U_{CE,sat}$, U_{BE} , U_{RCa} an. Dabei ist U_{RCa} die Spannung über R_C im Arbeitspunkt, $U_{CE,sat}$ die Kollektor-Emitter-Sättigungsspannung und U_{BE} die Basis-Emitter-Spannung aller Transistoren im regulären Betrieb. (3P)

$$CMR = (U_{EE} + U_{CE,sat3} + U_{BE1,2}) \dots (U_{CC} - U_{RCa} - U_{CE,sat2} + U_{BE2})$$

3 Operationsverstärker (OP)

(Σ=23P)

3.1 OP Grundsaltungen

(Σ=17P)

3.1.1 Aktives RC-Filter

(Σ=11P)

Abbildung 3.1

Aktives RC-Filter.

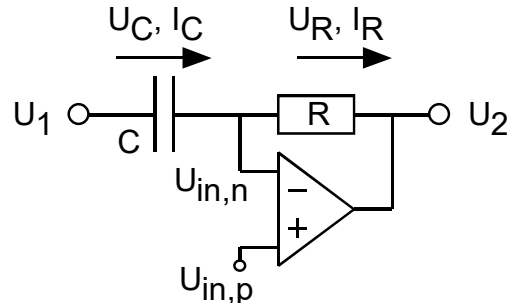


Abb. 3.1 zeigt einen idealen Operationsverstärker (OP), der mit zwei passiven Bauelementen beschaltet ist. Berechnen Sie den Strom $I_C(t)$ durch die Kapazität C als Funktion von C , $U_1(t)$ und $U_{in,n}$. Die Spannung $U_{in,p}$ sei konstant. (1P)

$$I_C(t) = C \frac{dU_C(t)}{dt} = C \frac{d(U_1(t) - U_{in,n})}{dt}$$

Berechnen Sie den Strom I_R und die Spannung $U_2(t)$ als Funktion von $U_{in,n}$ und $I_C(t)$. (1P)

$$I_R = I_C, \Rightarrow U_2(t) = U_{in,n} - I_C(t)R$$

Der OP sei ideal. Berechnen Sie die Spannung $U_2(t)$ als Funktion von dU_1/dt und $U_{in,p}$. (1P)

$$U_2(t) = U_{in,n} - I_C(t)R = U_{in,n} - RC \frac{dU_1}{dt} = U_{in,p} - RC \frac{dU_1}{dt}$$

Berechnungen im Frequenzbereich:

Berechnen sie die Übertragungsfunktion $H(s) = U_2(s)/U_1(s)$. (1P)

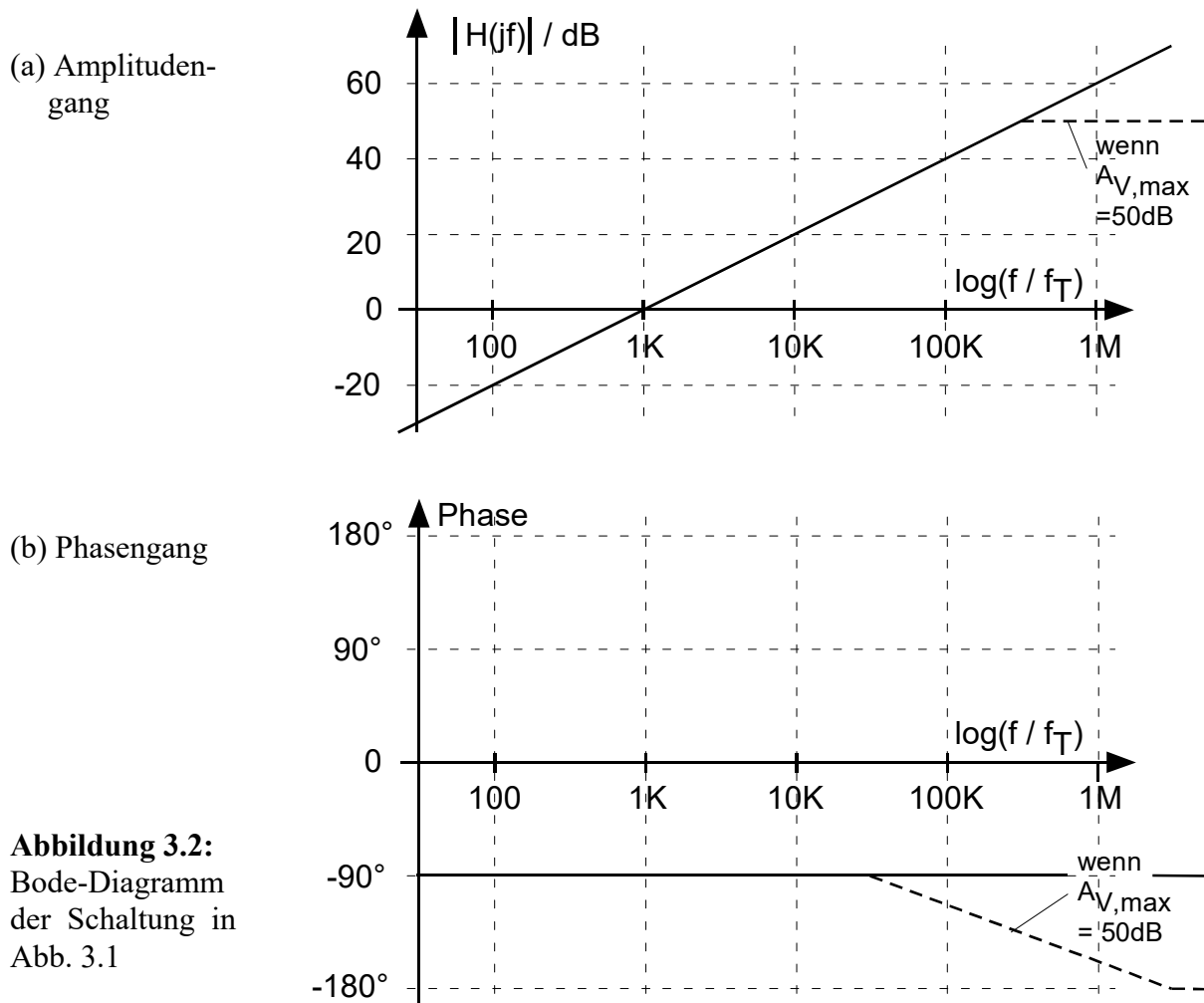
$$H(s) = -\frac{Z_2(s)}{Z_1(s)} = -\frac{R}{1/sC} = -sRC, \quad \text{wenn } s = j\omega: \quad H(j\omega) = -j\omega RC$$

Setzen Sie $s = j\omega$ und berechnen sie die Transitfrequenz f_T dieser Baugruppe (1P)

$$H(j\omega) = -j\omega RC \Rightarrow |H(jf_T)| = 1 = |-j2\pi f_T RC| = 2\pi f_T RC \Rightarrow f_T = \frac{1}{2\pi RC}$$

Berechnen sie die Eingangsimpedanz $Z_{in}(j\omega)$ der Schaltung. ($U_{in,p}$ bleibt konstant.) (1P)

$$Z_{in}(j\omega) = 1/j\omega C = -j/\omega C$$



Tragen Sie in das Bode-Diagramm in Abb. 3.2 den Amplitudengang der Schaltung in Abb. 3.1 ein. Die Transitfrequenz betrage $f_T = 1 \text{ KHz}$. (1P)

Zeichnen Sie in Abb. 3.2(b) den Phasengang für die Schaltung in Abb. 3.1 mit idealem OP ein. (1P)

Zeichnen Sie in Abb. 3.2(a) gestrichelt die Situation für den Fall ein, in welchem der Amplitudengang des Operationsverstärkers auf eine maximale Leerlaufverstärkung von $A_{V,\max} = 50 \text{ dB}$ begrenzt ist. (1P)

Zeichnen Sie in Abb. 3.2(b) gestrichelt die Situation für den Fall ein, in welchem der Amplitudengang des Operationsverstärkers auf eine maximale Leerlaufverstärkung von $A_{V,\max} = 50 \text{ dB}$ begrenzt ist. (1P)

Warum wird man eine solche Schaltung in der Praxis kaum benutzen? Nennen sie mindestens einen Grund. (1P)

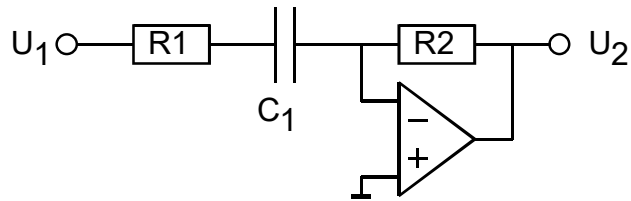
(1) Neigt zur Instabilität aufgrund der Nichtidealität des OPs

(2) Belastet Quelle mit zunehmender Frequenz: $Z_{in} = -j/\omega C$

3.1.2 Aktives RC-Filter mit vorgeschaltetem Widerstand R_1 ($\Sigma=3P$)

Abbildung 3.3:

Aktives RC-Filter mit vorgeschaltetem Widerstand R_1 .



Bestimmen Sie den Eingangswiderstand Z_{in} der Schaltung in Abb. 3.3 und dessen minimalen Wert $Z_{in,min}$ über der Frequenzachse. (1P)

$$Z_{in}(j\omega) = R_1 - j / \omega C \xrightarrow{f \rightarrow \infty} R_1$$

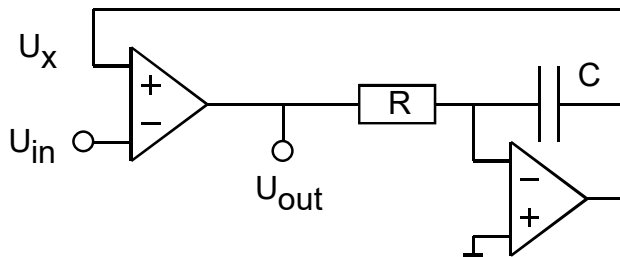
Der OP in Abb. 3.3 sei ideal, die Transitfrequenz f_T dieses Filters betrage 1 KHz und die maximale Verstärkung der Anordnung sei 50 dB. Was unterscheidet das Bode-Diagramm dieser Schaltung von dem Bode-Diagramm des auf $A_{V,max}$ beschränkten OPs in Abb. 3.2? (2P)

nichts

3.1.3 Aktives Filter im Rückkopplungsweig ($\Sigma=3P$)

Abbildung 3.4

Aktives Filter als Rückkopplungsnetzwerk



Welche Spannung in Abb. 3.4 wird gezwungen, welcher anderen Spannung zu folgen? (1P)

U_x wird durch Rückkopplung gezwungen U_{in} zu folgen:

$U_x - U_{in} = 0V$ wegen des virtuellen Kurzschlusses.

Drücken Sie $U_x(t)$ als Funktion von $U_{out}(t)$ aus. (1P)

$$U_x = -\frac{1}{RC} \int U_{out}(t) dt$$

Drücken Sie $U_{out}(t)$ als Funktion von $U_{in}(t)$ aus. (1P)

$$U_{out} = -RC \frac{dU_x}{dt} = -RC \frac{dU_{in}}{dt}$$

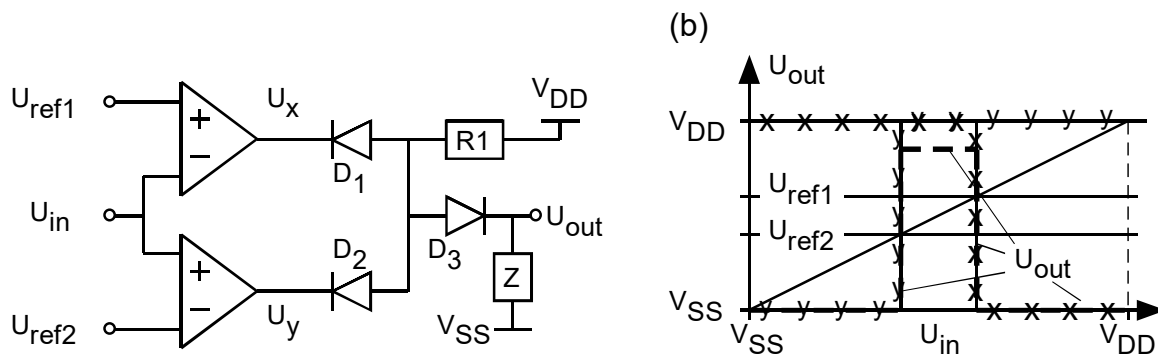
3.2 Zwei OPs mit passivem Netzwerk**($\Sigma=6P$)****Abbildung 3.5:** Zwei Operationsverstärker mit Netzwerk aus Widerständen und Dioden.

Abb. 3.5(a) zeigt zwei OPs mit einem nachgeschalteten, passiven Netzwerk aus Widerständen und Dioden. Die Ausgänge der idealen OPs können Spannungen im Bereich von V_{SS} bis V_{DD} annehmen.

Zeichnen Sie $U_x(U_{in})$ in Abb. 3.5(b) eindeutig von anderen Kurven unterscheidbar ein. (1P)

Zeichnen Sie $U_y(U_{in})$ in Abb. 3.5(b) eindeutig von anderen Kurven unterscheidbar ein. (1P)

Zeichnen Sie $U_{out}(U_{in})$ in Abb. 3.5(b) eindeutig von anderen Kurven unterscheidbar ein. (1P)

Der Widerstand R_1 erfüllt zusammen mit den Dioden D_1 und D_2 eine logische Verknüpfung. Um welche logische Funktion handelt es sich? (Es ist $R_1 \ll Z$) (1P)

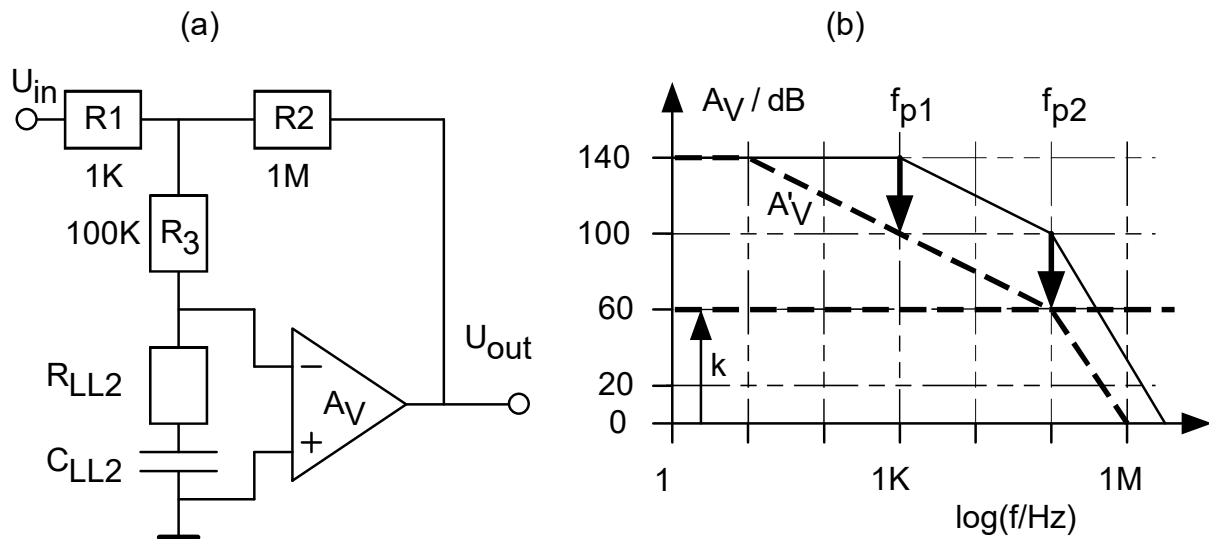
logisches UND Gatter

Der Ausgang U_{out} soll die Basis eines nachfolgenden Bipolartransistors steuern, so daß bei Low-Pegel eine Ausgangsspannung von $U_{out} < 0,7V$ erreicht werden muß. Welche Funktion erfüllen die Bauelemente Z und D_3 in Abb. 3.5(a)? (1P)

Pegelschiebung um 0,7V zu tieferen Spannungen hin.

Die Eingangsspannung U_{in} solcher Schaltungen wird typischerweise von einem Sensor geliefert. Man bezeichnet diese Schaltung als (1P)

- ☐ Schmitt-Trigger, weil sie eine Hysterese - Kurve erzeugt.
- ☒ Fensterkomparator, weil sie ein Spannungsfenster bzgl. U_{in} detektiert (überwacht).
- ☐ Voltage Controlled Oscillator, weil sie eine kontrollierbare Oszillation liefert.
- ☐ Rechteckgenerator, weil die Ausgangsspannung ein periodisches Rechtecksignal ist.
- ☐ Differential-In - Single-Ended-Out Amplifier zur Verstärkung analoger Sensorsignale.
- ☐ Die Schaltung ist nur zu Studienzwecken tauglich, also ohne praktischen Nutzen.

3.3 Kompensation von Operationsverstärkern**(Σ=10P)****Abbildung 3.6:** (a) OP mit Eingangskompensation, (b) Verstärkung des unbeschalteten OP

Welche Verstärkung hat die Schaltung in Abb. 3.6(a) für niedrige Frequenzen?

(1P)

$$A_V = -\frac{R_2}{R_1} = -\frac{1M\Omega}{1K\Omega} = -1000$$

Verdeutlichen Sie durch Einzeichnen einer Linie in Abb. 3.6(b) die offene Schleifenverstärkung kA_V .

(1P)

Kompensiert wird die Schaltung in Abb. 3.6 durch ein Lead-Lag-Glied vor dem Eingang des OPs. Kennzeichnen sie durch einen Pfeil in Abb. 3.6(b), welche Dämpfung d das LL-Glied bei Frequenzen $f \gg f_{p2}$ aufweisen muß und benennen sie diese Dämpfung in dB und als Faktor.

(2P)

$$d = -40 \text{ dB} = \text{Faktor } 1/100$$

Berechnen sie mit oben ermitteltem Ergebnis R_{LL2} in Abb. 3.6(a).

(3P)

$$R_{LL1} = (R_1 \parallel R_2) + R_3 = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} + R_3 = 0,999K\Omega + 100K\Omega = 100,999K\Omega \approx 101K\Omega$$

$$d = \frac{R_{LL2}}{R_{LL1} + R_{LL2}} = \frac{1}{100} \Rightarrow R_{LL2} = \frac{d}{1-d} R_{LL1} = \frac{0,01}{1-0,01} \cdot 101K\Omega \approx 1,02K\Omega$$

Bei welcher Frequenz muß die Nullstelle des LL-Gliedes liegen und welchen Wert für die Kapazität C_{LL2} benötigt man dafür?

(3P)

$$f_{p1} = 1\text{KHz} = f_{LL0} = \frac{1}{2\pi R_{LL2} C_{LL2}} \Rightarrow C_{LL2} = \frac{1}{2\pi R_{LL2} f_{p1}} = \frac{1}{2\pi \cdot 1,02\text{K}\Omega \cdot 1\text{KHz}} = 156\text{nF}$$

4 Rauschen

(Σ=15P)

4.1 Thermisches Rauschen

Welches Verhalten der kleinsten Teilchen verursacht thermisches Rauschen? (1P)

Deren Bewegung um die Ruhelage, sie ist proportional
zur Temperatur in K

Welche Temperatur müßte man einstellen können, um das thermische Rauschen vollständig zu eliminieren? (1P)

$$0\text{ K} \cong -273^\circ\text{C}$$

Welche thermische Rauschleistungsdichte (RLD in W/Hz=AVs) liefert ein Widerstand? Die Boltzmann-Konstante ist gegeben mit $k=1,380662 \cdot 10^{-23}\text{Ws/K}$. Berechnen Sie die RLD für $T_1=300\text{K}$, $T_2=600\text{K}$ und $T_3=900\text{K}$. (Formel und Wert) (3P)

$$RLD(T) = 4kT \Rightarrow RLD(T_1 = 300\text{K}) = 4 \cdot 1,380662 \cdot 10^{-23} (\text{AVs} / \text{K}) \cdot 300\text{K} = 1,6568 \cdot 10^{-20} \text{AVs}$$

$$RLD(T_2 = 600\text{K}) = 3,3136 \cdot 10^{-20} \text{AVs}, \quad RLD(T_3 = 900\text{K}) = 4,9704 \cdot 10^{-20} \text{AVs}$$

Zeichnen Sie den Verlauf der drei RLD'n in Abb. 4.1(a) über der Frequenzachse ein. (1P)

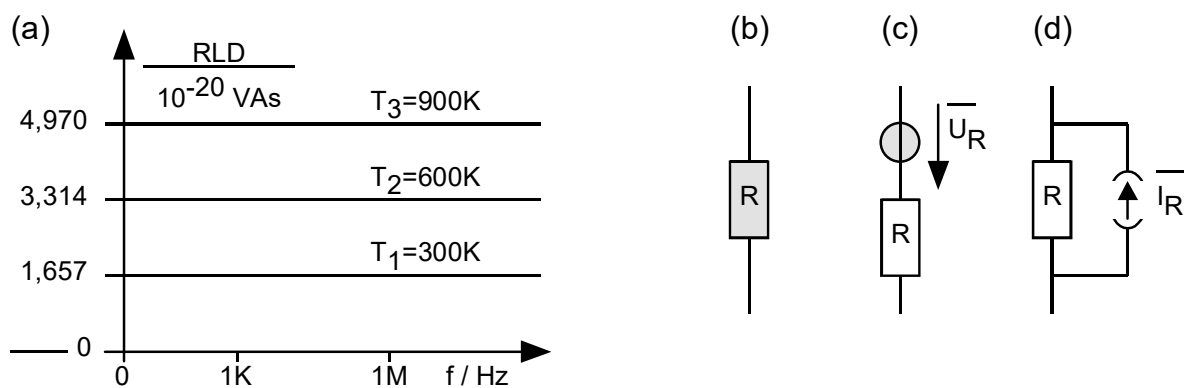


Abbildung 4.1: (a) Rauschleistungsdichte eines Widerstandes für drei Temperaturen, (b) rauschender Widerstand und Ersatzschaltbild mit Spannungs- (c) und Stromquelle (d).

Welche thermische Rauschleistung (RL) liefert ein Widerstand in dem Frequenzband von 0 Hz bis 1 KHz bei einer Temperatur von $T_1=300\text{K}$? (Formel und Wert) (2P)

$$RL = \int_{1\text{KHz}}^{1\text{MHz}} RLD(T_1 = 300\text{K}) df = RLD \cdot B = 4kTB = 1,657 \cdot 10^{-20} \text{VAs} \cdot 1000\text{Hz} = 1,657 \cdot 10^{-17} \text{VA}$$

Es ist $RL = \bar{u}_{R,th}^2 / R$, wobei gemäß Abb. 4.1(c) $\bar{u}_{R,th}$ die mittlere thermische Rauschspannung des Widerstandes R ist. Daraus ergibt sich $\bar{u}_{R,th} = \bar{u}_{R,1Hz} \cdot \sqrt{RB} / \sqrt{Hz}$ mit der Bandbreite B. Berechnen Sie den konstanten Faktor $\bar{u}_{R,1Hz}$ für T=300K. (Formel und Wert) (2P)

$$\bar{u}_{R,th} = \sqrt{RL \cdot R} = \sqrt{4kTBR} \cong 129 \text{ pV} \cdot \sqrt{BR} / \sqrt{Hz\Omega} \quad \Rightarrow \quad \bar{u}_{R,1Hz} \cong 129 \text{ pV}$$

Die Rauschspannungsquelle $\bar{u}_{R,th}$ in Serie zum Widerstand R in Abb. 4.2(c) kann in eine Rauschstromquelle mit Innenwiderstand R umgerechnet werden. Berechnen Sie $\bar{i}_{R,th}$ gemäß Abb. 4.2(d) als Formel und Wert. (2P)

$$\bar{i}_{R,th} = \frac{\bar{u}_{R,th}}{R} = \frac{\sqrt{4kTBR}}{R} = \sqrt{\frac{4kTB}{R}} \cong 129 \text{ pA} \cdot \sqrt{B/R} / \sqrt{Hz/\Omega}$$

Besonders in Halbleitern finden wir das sogenannte 1/f-Rauschen. Skizzieren Sie in Abb. 4.2(a), wie man sich dieses Rauschen qualitativ vorstellen muß. (1P)

Für Fig. 4.2(b) sei bekannt, daß gemessen an einem Referenzpegel P_0 das 1/f-Rauschen 30dB beträgt. Mit wie viel dB/dec fällt diese Rauschleistung über der logarithmischen Frequenzachse ab? (1P)

Da es sich um eine Leistung handelt, entspricht 1/f einem Abfall von -10dB pro Dekade

Zeichnen Sie den Verlauf von P_{noise}/P_0 in Abb. 4.2(b) ein. (1P)

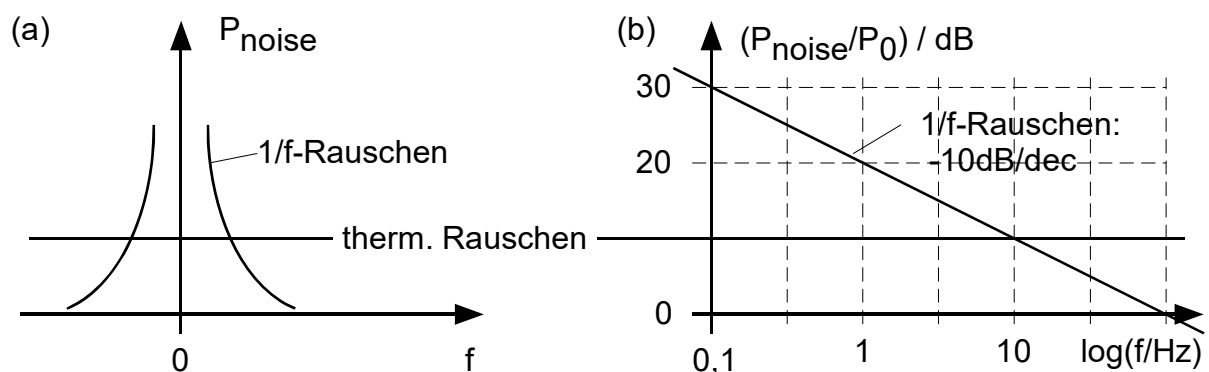


Abbildung 4.2: (a) Verlauf des 1/f-Rauschens über der linearen Frequenzachse.
(b) Verlauf des 1/f-Rauschens über der logarithmischen Frequenzachse.

5 Offset - Kompensation

($\Sigma=12P$)

5.1 Chopper - Stabilisierung

($\Sigma=5P$)

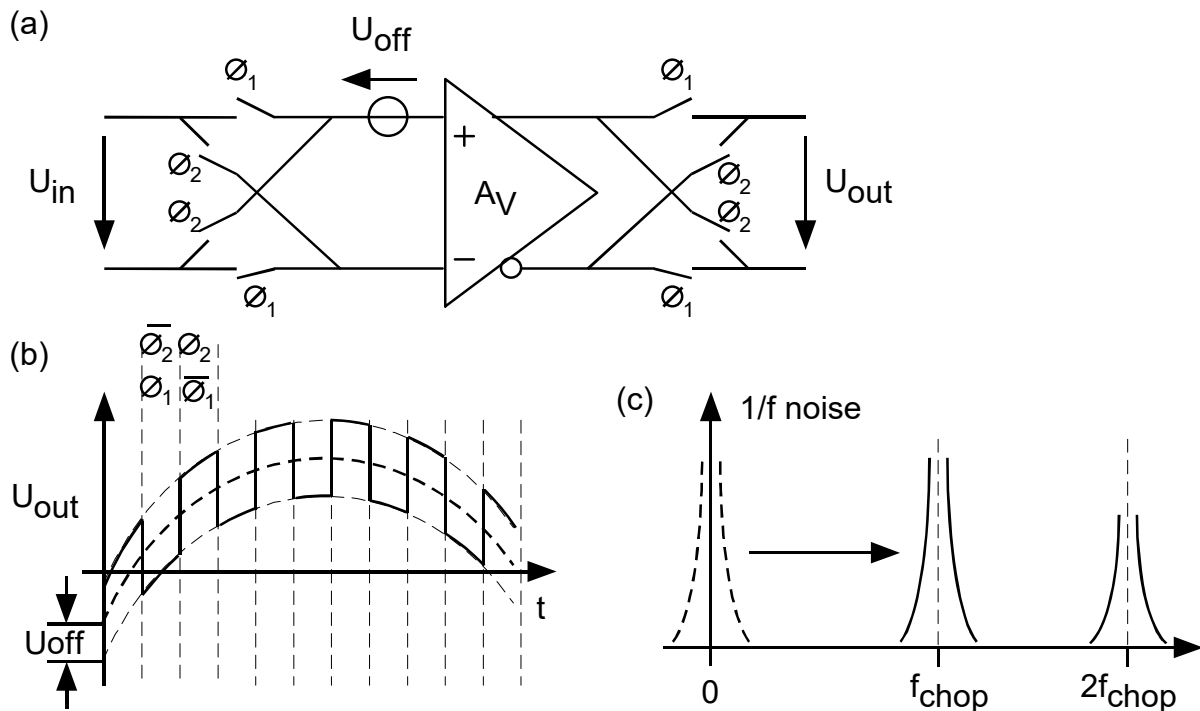


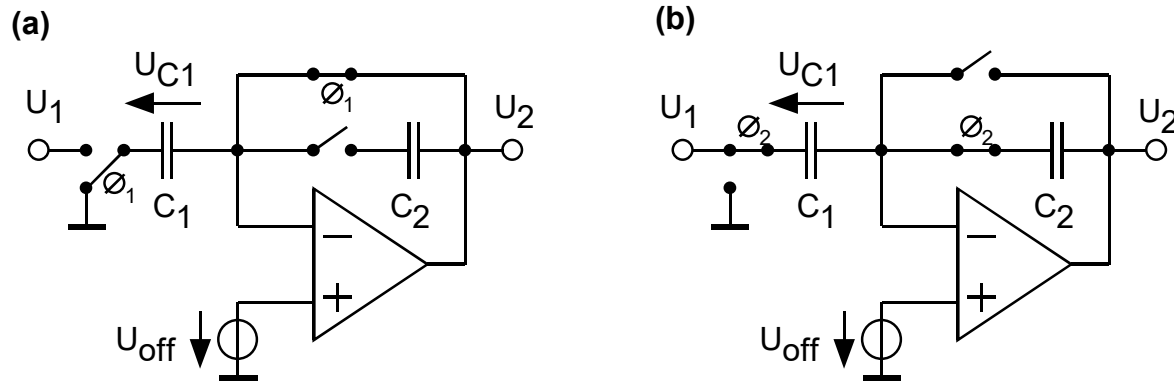
Abbildung 5.1: (a) Chopper-stablisierter Verstärker, (b) Ausgangssignal im Zeitbereich, (c) $1/f$ -Rauschen im Frequenzbereich

Welchen störenden Einfluß möchte man mit der Chopper-Stabilisierung eliminieren? (1P)

Das $1/f$ -Rauschen einschließlich Offset-Spannung

Abb. 5.1(b) zeigt als mittlere, gestrichelte Kurve das ideale Ausgangssignal U_{out} der Verstärkerschaltung in Abb. 5.1(a). Zeichnen Sie das reale Ausgangssignal U_{out} in diese Graphik ein. Orientieren Sie sich bzgl. Größe der Abweichung vom idealen Signal und der Schaltzeitpunkte der Taktsignale ϕ_1 und ϕ_2 an den eingezeichneten Hilfslinien. (2P)

Abb. 5.1(c) zeigt gestrichelt das $1/f$ -Rauschen des Verstärkers gemäß Abb. 5.1(a) über der Frequenzachse ohne die Wirkung des Choppers. Zeichnen Sie das Frequenzspektrum des $1/f$ -Rauschens bei eingeschaltetem Chopper. (2P)

5.2 Auto-Zero Kompensation**($\Sigma=7P$)****Abbildung 5.2:** Ein Taktzyklus bestehen aus: **(a)** Entladen von C_1 . **(b)** Laden von C_1 .

Welche Spannung U_{C1a} liegt an der Kapazität C_1 in Abb. 5.2(a) und welche Ladung Q_{C1a} enthält C_1 in dieser Situation? (Nur Formel) (1P)

$$U_{C1a} = U_{off} \Rightarrow Q_{C1a} = C_1 U_{C1a} = C_1 U_{off}$$

Welche Spannung U_{C1b} liegt an der Kapazität C_1 in Abb. 5.2(b) und welche Ladung Q_{C1b} enthält C_1 in dieser Situation als Funktion von C_1 , U_1 , U_{off} ? (1P)

$$U_{C1b} = -(U_1 - U_{off}) \Rightarrow Q_{C1b} = C_1 U_{C1b} = -C_1 (U_1 - U_{off})$$

Welche Ladung $\Delta Q_{C1} = Q_{C1b} - Q_{C1a}$ transportiert die Kapazität C_1 mit einem Taktzyklus? (1P)

$$\Delta Q_{C1} = Q_{C1b} - Q_{C1a} = -C_1 (U_1 - U_{off}) - (C_1 U_{off}) = -C_1 U_1$$

Die durch C_1 transportierte Ladung muß durch C_2 abgeführt werden. Wie groß ist $\Delta U_2(U_1, C_1)$ während eine Taktzyklusses? (1P)

$$\Delta U_2 = \frac{\Delta Q_2}{C_2} = \frac{\Delta Q_1}{C_2} = -\frac{C_1}{C_2} U_1$$

Obiges Ergebnis soll nun verifiziert werden: Welchen Spannungshub $U_{C1,rechts}$ erfährt der rechte Anschluß der Kapazität C_1 , wenn die Schalter von Stellung ϕ_1 auf ϕ_2 umschalten? (1P)

$$U_{C1,rechts} = U_{inn} - U_{inn} = 0 \quad (\text{mit } U_{inn} = U_{off}).$$

Welchen Spannungshub $U_{C1,links}$ erfährt die linke Seite der Kapazität C_1 , wenn die Schalter von Stellung ϕ_1 auf ϕ_2 umschalten und welche Ladung transportiert C_1 dabei? (2P)

$$\Delta U_{C1,links} = U_1 - 0 = U_1 \Rightarrow \Delta Q_{C1} = -C_1 (\Delta U_{C1,links} - \Delta U_{C1,rechts}) = -C_1 (U_1 - 0) = -C_1 U_1.$$