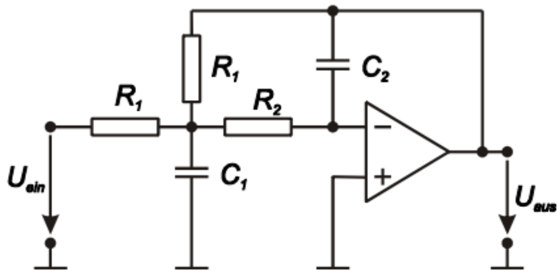
1. Aufgabe Antialiasfilter

Um Störungen durch schaltende Verbraucher zu unterdrücken und das Aliasing beim A/D-Umsetzen zu verhindern, soll dem Instrumentenverstärker aus Aufgabe 1 ein Tiefpassfilter 2. Ordnung mit einer Grenzfrequenz von 50 Hz nachgeschaltet werden. Dazu wird folgende Schaltung verwendet:



$C_1 = 100$ nF; $C_2 = 15$ nF

mit: $$H(s) = -\frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2\, s^2 + C_2 (R_1 + 2R_2)\, s + 1}$$

1.1 Dimensionieren Sie die Schaltung als Butterworth-Tiefpass 2. Ordnung. Verwenden Sie für den Entwurf folgende normierte Übertragungsfunktion des Butterworth-Tiefpasses 2.Ordnung:

$$H(S) = \frac{1}{S^2 + \sqrt{2}\, S + 1}$$ (5 Punkte)

$$S = \frac{s}{\omega_g} \Rightarrow s = \omega_g S$$

$$H(s) = \frac{1}{\underline{R_1 R_2 C_1 C_2 \omega_g^2 S^2} + \underline{C_2 (R_1 + 2R_2) \omega_g S} + \underline{1}}$$

$$= \frac{1}{\underline{S^2} + \underline{\sqrt{2} S} + \underline{1}}$$

Koeff. vgl.:

I $\quad R_1 R_2 C_1 C_2 \omega_g^2 \overset{!}{=} 1$

$$\Rightarrow \quad R_2 = \frac{1}{R_1 C_1 C_2 \omega_g^2}$$

$$\mathrm{II} \qquad C_2 \cdot (R_1 + 2R_2)\,\omega_g = \sqrt{2}$$

$$\Rightarrow \quad R_1 = \frac{\sqrt{2}}{C_2 \omega_g} - 2R_2$$

I in II einsetzen

$$R_1 = \frac{\sqrt{2}}{C_2 \omega_g} - \frac{2}{R_1 C_1 C_2 \omega_g^2}$$

$$R_1^2 - R_1 \frac{\sqrt{2}}{C_2 \omega_g} + \frac{2}{C_1 C_2 \omega_g^2} = 0$$

ABC-/PQ-Formel

$C_1 = 100$ nF; $C_2 = 15$ nF

$$R_{1_{1,2}} = \frac{\dfrac{\sqrt{2}}{C_2 \omega_g} \pm \sqrt{\dfrac{2}{C_2^2 \omega_g^2} - \dfrac{8}{C_1 C_2 \omega_g^2}}}{2}$$

$$\omega_g = 2\pi f_g = 100\pi \frac{1}{s}$$

$$R_{1_{1,2}} = \frac{301\,k\Omega \pm \sqrt{9 \cdot 10^{10} - 5{,}4 \cdot 10^{10}}}{2}$$

$= 150\,k\Omega \pm 94{,}9\,k\Omega$

$R_{11} = 244{,}9\,k\Omega \;;\; R_{12} = 55{,}1\,k\Omega$

$$R_{21} = \frac{1}{R_{11} C_1 C_2 \omega_g^2} = 27{,}6\,k\Omega$$

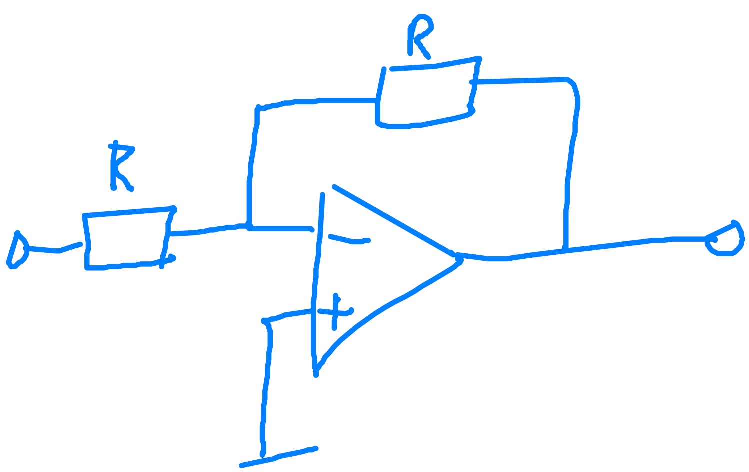
$R_{22} = 122{,}5\,k\Omega$

1.2 Das hier entworfene Filter invertiert das Messsignal. Durch welche einfache schaltungstechnische Maßnahme ist dieses Fehlverhalten des Gesamtsystems aus Instrumentenverstärker, Tiefpass und A/D-Umsetzer wieder korrigierbar?

(1 Punkt)

1.) Umpolung

2.) Invertierender Verstärker



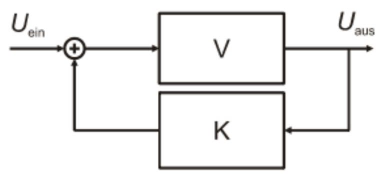
1.3 Warum wird hier ein Butterworth-Filter verwendet? Woraufhin wurde dieses Filter optimiert? Nennen Sie auch die Eigenschaften des Bessel, Tschebyscheff und Cauer-Filters.

(4 Punkte)

Optimierung mit Polynomen nach	Amplitudenfrequenzgang	Sprungantwort Phasenfrequenzgang
Butterworth	steiler Abfall oberhalb ω_g flacher Verlauf im Durchlassbereich	Überschwingen Phasenverzerrungen
Tschebyscheff	sehr steiler Abfall oberhalb ω_g Welligkeit konstanter Amplitude im Durchlassbereich	starkes Überschwingen starke Phasen-verzerrungen
Cauer	noch steilerer Abfall oberhalb ω_g Welligkeit konstanter Amplitude im Durchlass- und im Sperrbereich	sehr starkes Über-schwingen sehr starke Phasen-verzerrungen
Bessel	nicht sehr steiler Abfall oberhalb ω_g flach abfallender Verlauf im Durchlassbereich	sehr geringes Überschwingen sehr geringe Phasenverzerrung

Aufgabe 2 Wien-Robinson-Brücken-Oszillator

Es soll ein Oszillator mit Hilfe eines Rückgekoppelten Verstärkers aufgebaut werden. Die Schaltung hat folgende Struktur:



2.1 Wo müssen die **Polstellen** der Übertragungsfunktion im PN-Plan liegen, damit das System **stabil** ist?

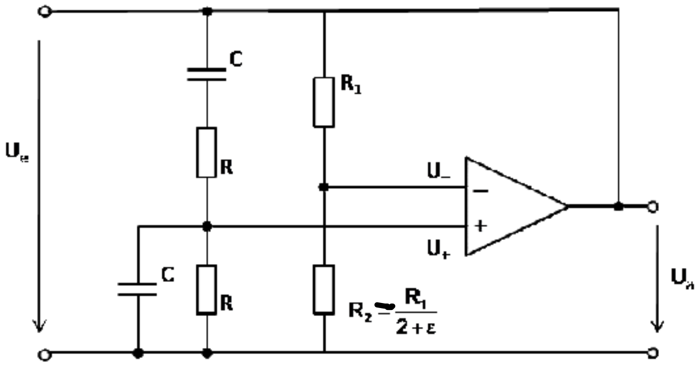
Wo liegen sie bei einem selbständig schwingenden Oszillator? Welche Bedingungen gelten hier für **Betrag und Phase** der **Schleifenverstärkung** $V \cdot K$? *(2 Punkte)*

Für stabilität müssen die PS links der $j\omega$-Achse.

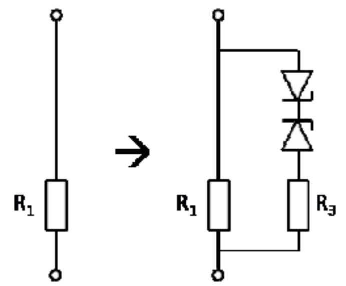
Liegen die PS auf der $j\omega$-Achse ist das System Grenzstabil und es schwingt wenn:

$|V_S| = |K \cdot V| = 1$ für $\varphi = n \cdot 360°$

Folgende Schaltung wird für den Rückkoppelzweig des Oszillators verwendet:



Schaltung: Wien-Robinson Oszillator



Amplitudenstabilisierung

2.2 Die Übertragungsfunktion der Wien-Robinson-Brücke ohne Amplitudenstabilisierung lautet:

$$K(j\omega) = \frac{U_+}{U_e} - \frac{U_-}{U_e} = \frac{1}{3 + j \cdot \left(\omega RC - \frac{1}{\omega RC}\right)} - \frac{1}{3+\varepsilon}$$

Bestimmen Sie die **Schwingfrequenz** ω_0 ! *(1 Punkt)*

$$\Rightarrow \operatorname{Im}\{K(j\omega_0)\} \overset{!}{=} 0$$

$$\Rightarrow \omega_0 RC - \frac{1}{\omega_0 RC} \overset{!}{=} 0$$

$$\Rightarrow \omega_0 = \frac{1}{RC}$$

2.3 Wie groß müsste die **Verstärkung** V in Abhängigkeit von ε sein? Was passiert für den Sonderfall ε=0? *(1 Punkt)*

$$|V_S| \overset{!}{=} 1 = |K \cdot V|$$

$$K(j\omega_0) = \frac{1}{3} - \frac{1}{3+\varepsilon} = \frac{3+\varepsilon}{9+3\varepsilon} - \frac{3}{9+3\varepsilon}$$

$$= \frac{\varepsilon}{9+3\varepsilon} = \frac{1}{\frac{9}{\varepsilon}+3}$$

$$\Rightarrow V_{(j\omega_0)} = \frac{1}{K(j\omega_0)} = \frac{9}{\varepsilon} + 3$$

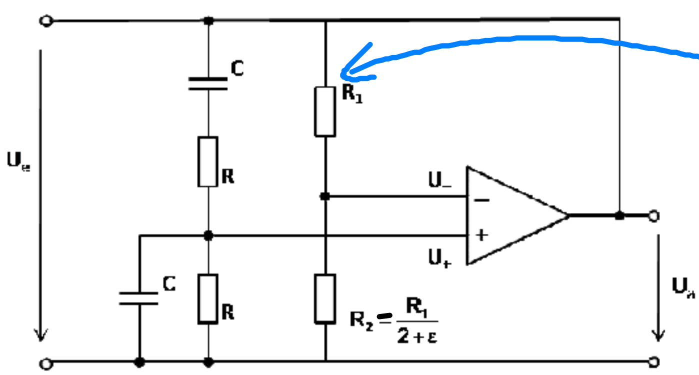
$\varepsilon \to 0 \Rightarrow V_{(j\omega_0)} \to \infty$

2.4 Die Brücke werde nun zum selbständigen Anschwingen mit ε > 0 leicht verstimmt. Für die Verstärkung wird ein Operationsverstärker mit nahezu idealen Eigenschaften verwendet. Lediglich sein Aussteuerungsbereich sei durch die Betriebsspannung begrenzt. Was passiert in diesem Fall mit dem Ausgangssignal? *(1 Punkt)*

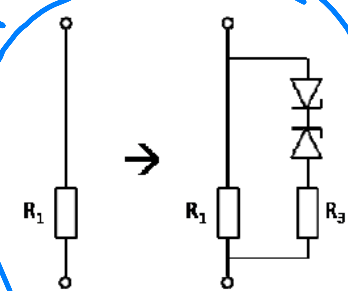
$\Rightarrow$ Ausgang geht in Sättigung

2.5 Um diesen Effekt zu vermeiden, wird eine **Amplitudenstabilisierung** eingefügt. Dazu wird der Widerstand R_1 durch die oben angegebene Schaltung aus Widerständen und Z-Dioden ersetzt. Erklären Sie die Funktionsweise kurz anhand von $\frac{U_-}{U_e}$! *(3 Punkte)*

Folgende Schaltung wird für den Rückkoppelzweig des Oszillators verwendet:



Schaltung: Wien-Robinson Oszillator



Amplitudenstabilisierung

1.) U_a ist klein $\Rightarrow$ Dioden sperren

es wirkt nur R_1

$$\frac{U_-}{U_e} = \frac{\frac{R_1}{2+\varepsilon}}{R_1 + \frac{R_1}{2+\varepsilon}} = \frac{1\,\cancel{R_1}}{(3+\varepsilon)\,\cancel{R_1}}$$

2.2 Die Übertragungsfunktion der Wien-Robinson-Brücke ohne Amplitudenstabilisierung lautet:

$$K(j\omega) = \frac{U_+}{U_e} - \frac{U_-}{U_e} = \frac{1}{3 + j\cdot\left(\omega RC - \frac{1}{\omega RC}\right)} - \frac{1}{3+\varepsilon}$$

Bestimmen Sie die **Schwingfrequenz** ω_0! *(1 Punkt)*

Übertragungsverhalten wie betrachtet

V sehr groß => Schaltung würde in Sättigung gehen. Aber:

2.) U_a groß:

Dioden fangen an zu leiten

=> Man erhält eine Parallelschaltung von R_1 und R_3

$$\frac{U_-}{U_e} = \frac{\frac{R_1}{2+\varepsilon}}{\underbrace{R_1 \| R_3}_{\text{wird kleiner}} + \frac{R_1}{2+\varepsilon}} \geq \frac{1}{3+\varepsilon} \Rightarrow k \searrow$$

$\Rightarrow V_S = k \cdot V$

$\Rightarrow V_S \searrow$

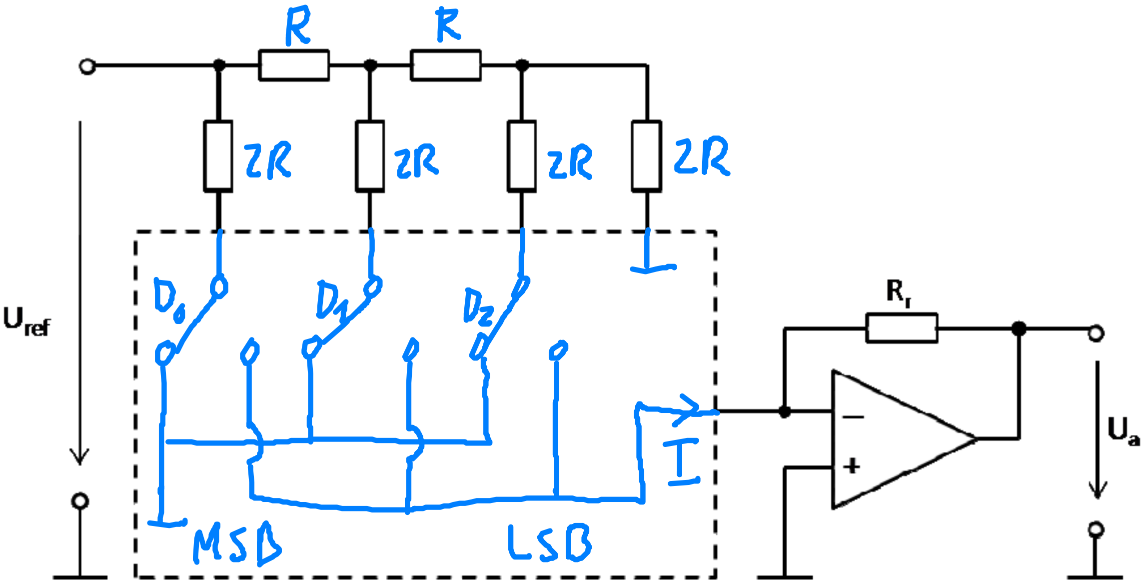
kleinere Schleifenverstärkung

R_3 ist also so zu wählen, dass das System schwingt ohne in Sättigung zu gehen.

2.6 Was ist der entscheidende Unterschied zwischen dem Phasenschieber-Oszillator und dem Wien-Robinson-Oszillator? *(1 Punkt)*

Steiler Phasenverlauf => größere Frequenzstabilität

Aufgabe 3 DA-Umsetzer



3.1 Der DA-Umsetzer aus der obigen Schaltung soll in der Lage sein, ein digitales 3-Bit-Wort in eine analoge Ausgangspannung umzusetzen. **Vervollständigen** Sie die Schaltung des Umsetzers entsprechend! Tragen Sie die benötigten **Widerstands-verhältnisse** ein und kennzeichnen Sie das **LSB** und **MSB**! *(4 Punkte)*

3.2 Ein Leiternetzwerk kann auch als **äquivalenter Widerstand** $R_{äq}$ aufgefasst werden. Errechnen Sie diesen in Abhängigkeit von der angelegten Binärzahl Z. *(2 Punkte)*

$$R_{äq} = \frac{U_{ref}}{I}$$

$$\Rightarrow I = U_{ref} \underbrace{\left(D_0 \frac{1}{2R} + D_1 \frac{1}{4R} + D_2 \frac{1}{8R} \right)}_{\frac{1}{R_{äq}}}$$

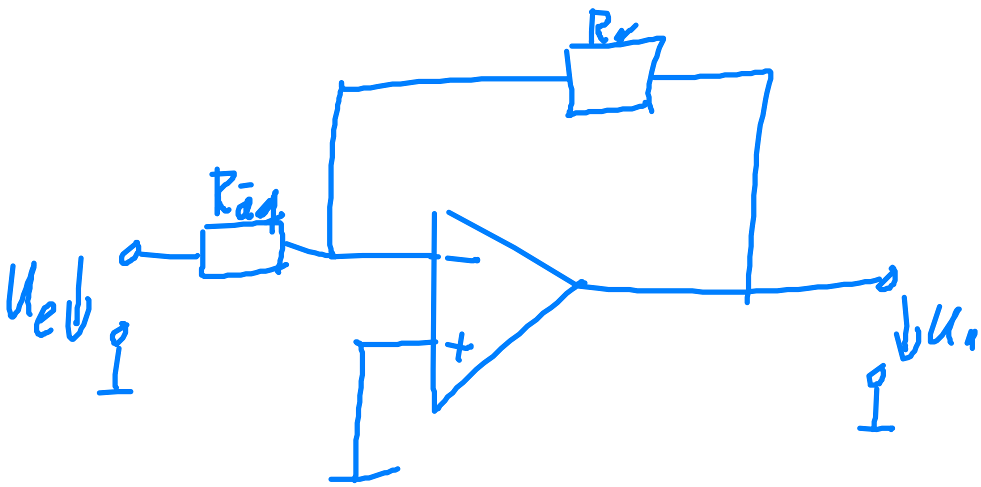
$$R_{äq} = \frac{1}{D_0 \frac{1}{2R} + D_1 \frac{1}{4R} + D_2 \frac{1}{8R}}$$

$$= \frac{8R}{4 \cdot D_0 + 2D_1 + 1D_2}$$

$$4 \cdot D_0 + 2D_1 + 1D_2 = Z$$

$$= \frac{R \cdot (Z_{max} + 1)}{Z}$$

3.3 Zeigen Sie, wie sich ein Leiternetzwerk auch zur **Multiplikation** von einer digitalen Zahl und einer analogen Spannung einsetzen lässt. *(2 Punkt)*



$$\Rightarrow \quad \frac{U_a}{U_e} = - \frac{R_r}{R_{äd}} = - \frac{z \cdot R_r}{R \cdot (Z_{max} + 1)}$$

Aufgabe 4 Verständnisfragen

4.1 Eigenschaften eines idealen Operationsverstärkers *(2 Punkte)*

Nennen Sie mindestens vier wesentliche Unterschiede zwischen einem realen und einem idealen Operationsverstärker!

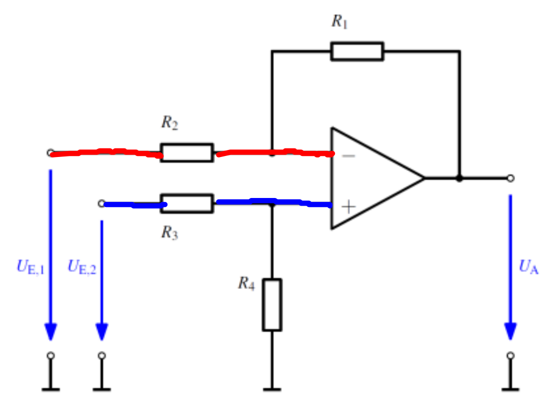
S. 49

Idealer OPV	Eigenschaft	Realer OPV
∞	Eingangswiderstand (R_{ED}) (differenziell)	bipolar $\approx M\Omega$ FET $\approx G\Omega$
0	Ausgangswiderstand (R_A)	$\leq 200\ \Omega$
∞	Leerlaufverstärkung (V_0) (open loop gain)	10^4 bis 10^5
∞	Gleichspannungsunterdrückung (Common Mode Rejection Ratio CMRR)	10^4 bis 10^{10}
linear	Frequenzverhalten	Tiefpassverhalten
$-U_B$ bis $+U_B$	Aussteuerbereich	$\approx$ 3 V weniger als U_B
0	Betriebsspannungsdurchgriff	vorhanden
nicht vorhanden	Temperaturabhängigkeit	vorhanden
nicht vorhanden	Alterungsverhalten	vorhanden

Tabelle 1.2: Idealisierte versus reale Eigenschaften von OPV

4.2 Spannungsverlauf *(2 Punkte)*

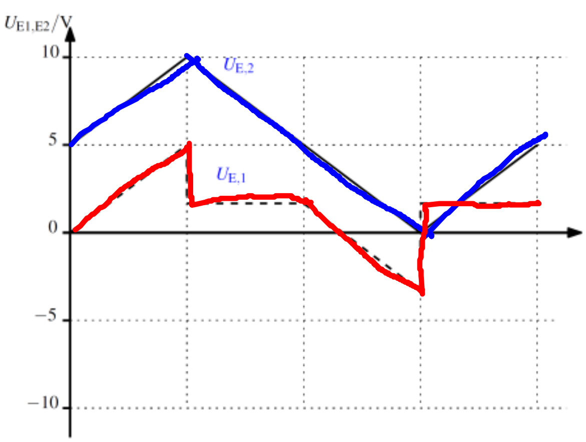
Um welchen Grundtyp handelt es sich bei der gegebenen Schaltung? Skizzieren Sie den Verlauf der Ausgangsspannung!

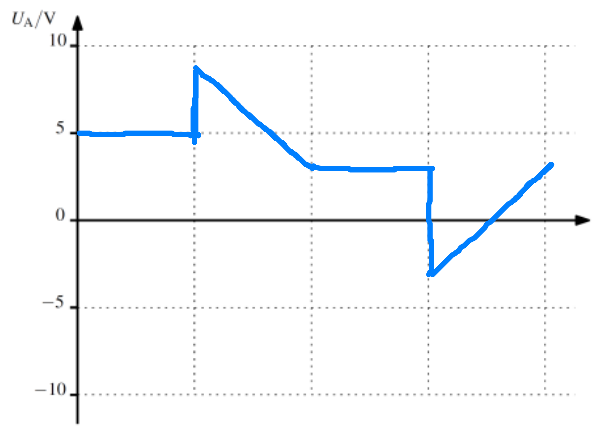


Subtrahierer

$$U_a = U_{E2} - U_{E1}$$

Es gilt $R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = 37{,}91\ \Omega$



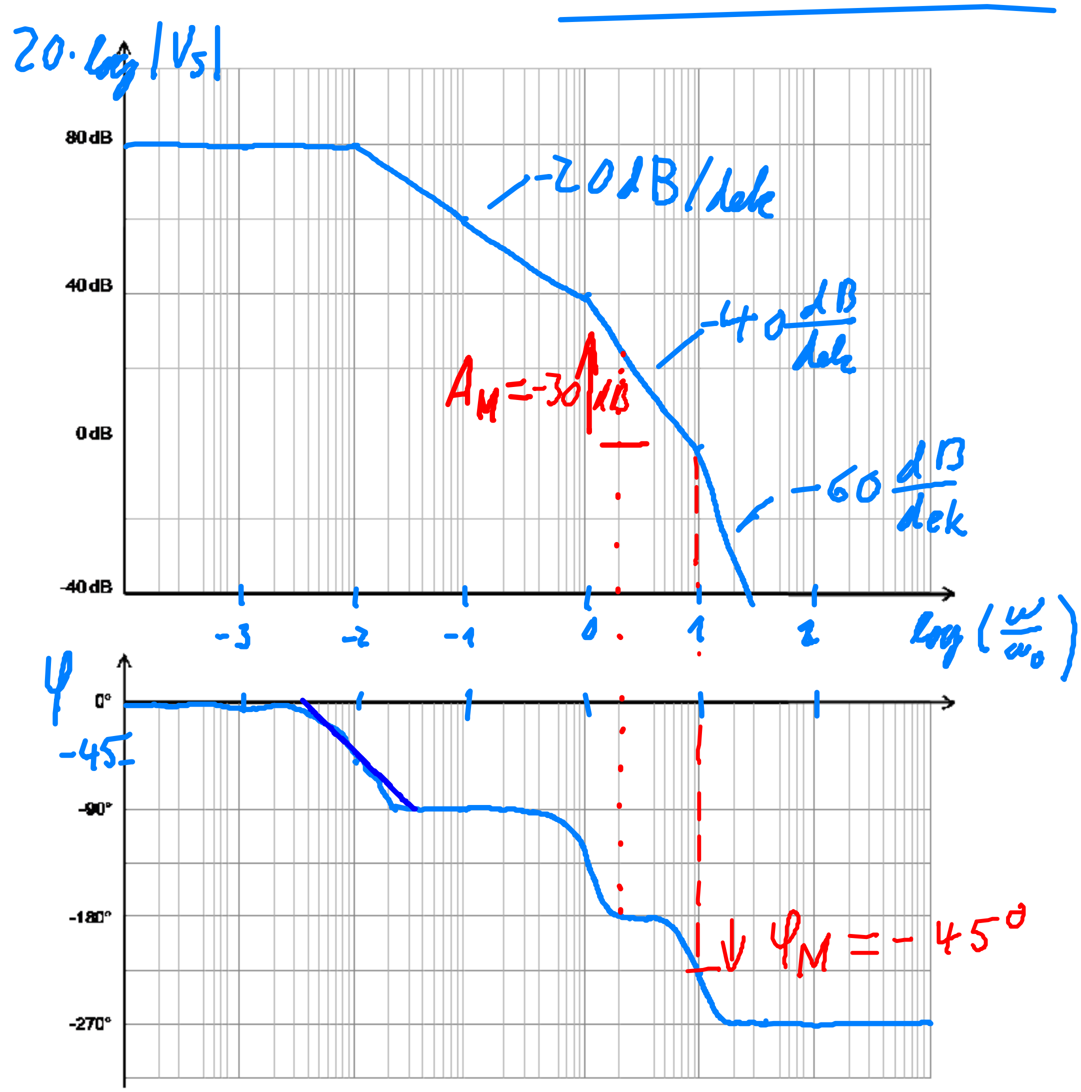


4.3 **Stabilitätsbetrachtung** *(4 Punkte)*

Mit der folgenden Gleichung ist die Schleifenverstärkung eines rückgekoppelten Systems gegeben:

$$V_s = \frac{10000}{\left(1+\frac{j\omega}{0{,}01\cdot\omega_0}\right)\left(1+\frac{j\omega}{\omega_0}\right)\left(1+\frac{j\omega}{10\cdot\omega_0}\right)}$$

a. **Zeichnen Sie Betrag und Phase** der Schleifenverstärkung im Bereich von $0{,}001\cdot\omega_0$ bis $100\cdot\omega_0$ in das Bode-Diagramm auf dieser Seite! Verwenden Sie Asymptotische Näherungen und beschriften Sie die Achsen entsprechend!

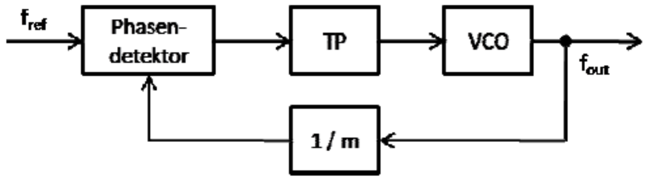


b. Begründen Sie, ob das System stabil ist! Geben Sie zudem die Phasenreserve an!

System ist instabil.

$\varphi_M = -45^\circ$

4.4 PLL *(2 Punkte)*



Wie wird die gegebene **PLL-Anwendung** bezeichnet und welche Funktion hat sie? Geben Sie dazu den Zusammenhang zwischen der Frequenz des Referenzsignals und der des Ausgangs an!

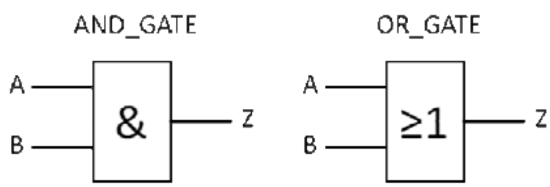
Frequenzsynthese: Über den Frequenzteiler wird die Ausgangsfrequenz auf ein Vielfaches der Referenzfrequenz eingestellt.

$$f_{out} = m \cdot f_{ref}$$

4.5 Programmierbare Logik *(4 Punkte)*

a. Nennen Sie mindestens drei Unterschiede zwischen einem CPLD und einem FPGA!

Nun soll ein strukturales **VHDL-Modell analysiert** werden. Dazu seien bereits die Module AND_GATE und OR_GATE mit jeweils zwei Eingängen gegeben. Ihre Schnittstellen und Entity-Namen sind in der folgenden Darstellung gegeben.



Die Module werden in folgender VHDL-Beschreibung instanziiert:

- Hauptunterschiede zu CPLD:
  - Anordnung der logischen Einheiten
  - Zeitverhalten
  - Anzahl der Logikelemente
- Vorteile:
  - Höhere Komplexität, Flexibilität
  - Größere Anzahl an FlipFlops
  - Sehr hohe Anzahl Ein-/Ausgänge
- Nachteile:
  - Geschwindigkeit vom Design abhängig
  - Meist in SRAM-Technik (flüchtiger Speicher) ausgeführt, dadurch externer Programmspeicher erforderlich

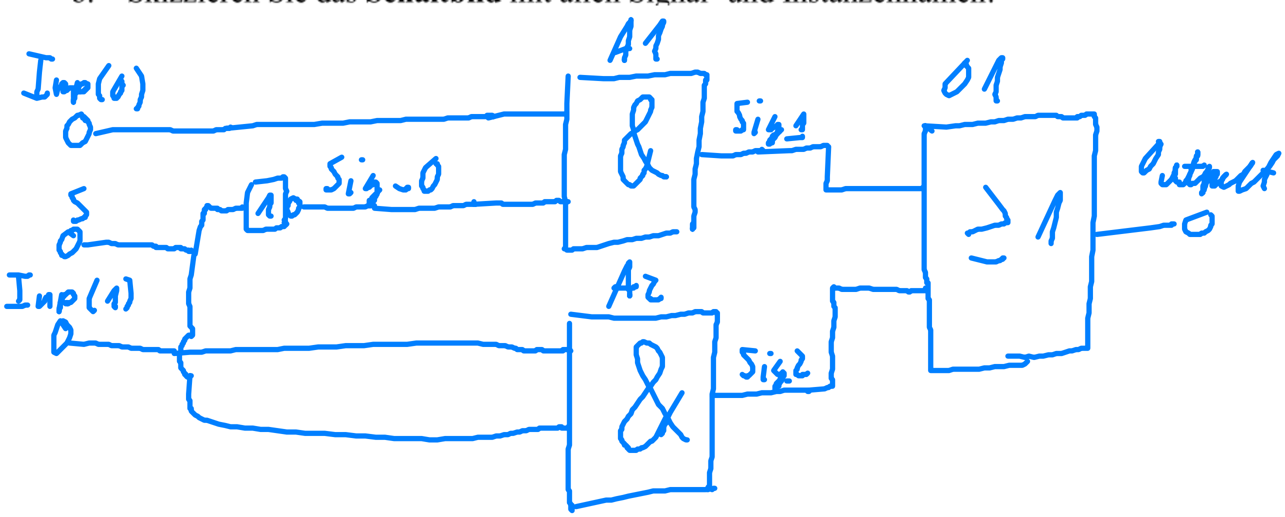
```vhdl
entity SCHALTNETZ is
  port (  INPUT:  in bit_vector(1 downto 0);
          S:      in bit;
          OUTPUT: out bit);
end SCHALTNETZ;

architecture BEHAVIOUR of SCHALTNETZ is

  component AND_GATE                  -- Bekanntmachen des AND-GATE
  port ( A, B:    in bit;
         Z:     out bit);
  end component;

  component OR_GATE                   -- Bekanntmachen des OR-GATE
  port (  A, B:      in bit;
          Z:    out bit);
  end component;

  signal SIG_0, SIG_1, SIG_2 : bit;

begin

  SIG_0 <= not S;

  A1:   AND_GATE  port map(A => INPUT(0), B => SIG_0, Z => SIG_1);
  A2:   AND_GATE  port map(A => INPUT(1), B => S    , Z => SIG_2);

  O1:   OR_GATE   port map(A => SIG_1,    B => SIG_2, Z => OUTPUT);

end BEHAVIOUR;
```

2 Elemente

} Eingang

1 Ausgang

b. Skizzieren Sie das **Schaltbild** mit allen Signal- und Instanzennamen!



c. Welche **Funktion** erfüllt das Schaltnetz?

S schaltet Inp(0) oder Inp(1) auf den Ausgang durch

Multiplexer