

# OPV SCHALTUNGSBERECHNUNG

1.1

## Idealer Operationsverstärker

- $r_e = \infty$  ( $\gg$ )

- $r_a = \infty$

- $v_u = \infty$

- Ist beliebig schnell  $SR \gg$  (Steuerrate in  $V/\mu s$ )  
kann beliebig viel Ausgangstrom liefern  
wird durch Schwankungen der Betriebsspannung nicht beeinflusst

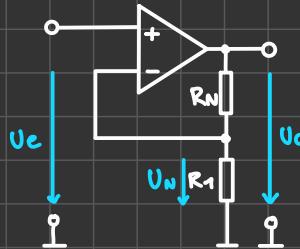
1.2

## Rezept für die Schaltungsberechnung

- 1)  $U_p = f(U_{ex}, R_x) \times \dots \{1, 2, \dots, N\}$
- 2)  $U_N = f(U_{ex}, U_a, R_x)$
- 3)  $U_N = U_p$
- 4)  $U_a = f(U_{ex}, R_x)$
- 5)  $v_u = \frac{U_a}{U_e}$

Bsp.:

### Nicht invertierender Verstärker



zu 1)  $U_p = U_e$

zu 2)  $U_N = U_a \cdot \frac{R_1}{R_N + R_1} \quad U_N = U_{R1}$

zu 3)  $U_p = U_N |_{U_o=0}$

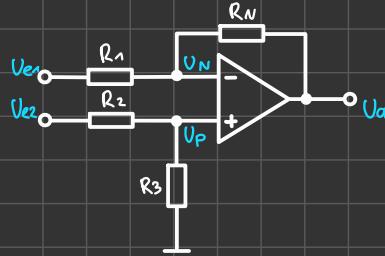
$U_e \quad R_1$

zu 4)  $= \frac{U_a}{R_1 + R_N}$

$$U_a = U_e \frac{R_1 + R_N}{R_1} = U_e \left( 1 + \frac{R_N}{R_1} \right)$$

zu 5)  $v_u = \frac{U_a}{U_e} = 1 + \frac{R_N}{R_1}$

## o Subtrahier Verstärker



- 1)  $U_P = f(U_{e1}, R_1)$
- 2)  $U_N = f(U_{e2}, U_P, R_2)$
- 3)  $U_N = U_P$
- 4)  $U_a = f(U_{e2}, R_3)$
- 5)  $V_u = \frac{U_a}{U_{e2}}$

- zu 1)  $U_P = U_{e2} \frac{R_3}{R_2 + R_3}$

- zu 2) o Helmholtz für  $U_N$

I)  $U_a$  kurzgeschlossen

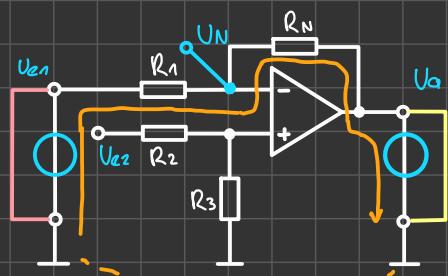
$$U_{N1} = U_{e1} \frac{R_N}{R_N + R_1}$$

II)  $U_{e1}$  kurzgeschlossen

$$U_{N2} = U_a \frac{R_1}{R_N + R_1}$$

$$U_N = U_{N1} + U_{N2}$$

$$U_N = U_{e1} \frac{R_N}{R_N + R_1} + U_a \frac{R_1}{R_N + R_1}$$



- zu 3)  $U_N = U_P$

$$U_{e2} \cdot \frac{R_3}{R_2 + R_3} = U_{e1} - \frac{R_N}{R_N + R_1} + U_a \frac{R_1}{R_N + R_1}$$

$$U_a = U_{e2} \frac{R_3}{R_2 + R_3} \cdot \frac{R_N + R_1}{R_1} - U_{e1} \frac{R_N}{R_N + R_1} \cdot \frac{R_N + R_1}{R_1}$$

- zu 4)  $U_a = - U_{e1} \frac{R_N}{R_1} + U_{e2} \frac{R_3}{R_2 + R_3} \cdot \frac{R_N + R_1}{R_1}$

- zu 5)

$$V_{u1} = \frac{U_a}{U_{e1}} = - \frac{R_N}{R_1}$$

$$V_{u2} = \frac{U_a}{U_{e2}} = \frac{R_3}{R_2 + R_3} \cdot \frac{R_N + R_1}{R_1}$$

## - o HÜ-OPV Schaltung

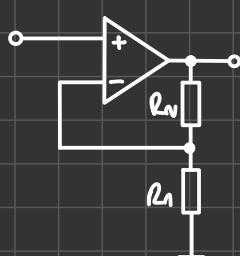
Berechnung eines nichtinvertierenden Verstärkers  $v=11$

Simulation mit LT-Spice,  $U_e = 1V$  Sinus mit

$f=1\text{kHz}$  sowie  $100\text{kHz}$

OPV: LM324 mit  $+/-U_b = 12V$

gesucht transiente Sim für  $U_a$  und  $U_e$



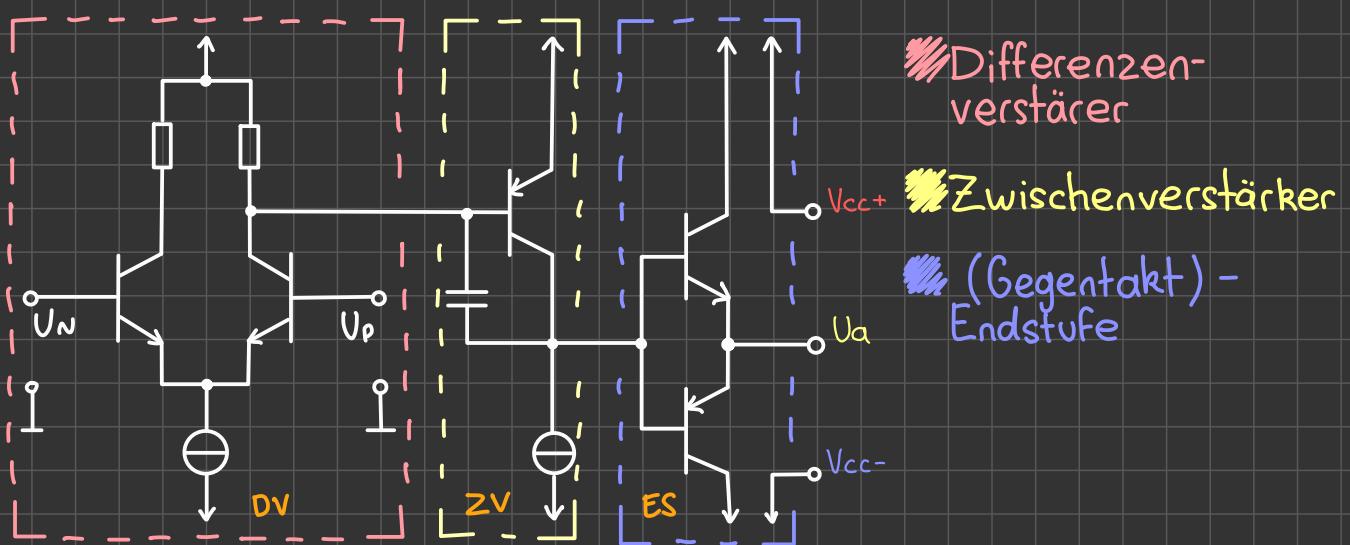
$$v = 11 = \frac{R_N + R_1}{R_1} = 1 + \frac{R_N}{R_1}$$

$$R_N = 100\Omega$$

$$R_1 = 10\Omega$$

# REALER OPV

## 1 Prinzipieller Aufbau eines OPV



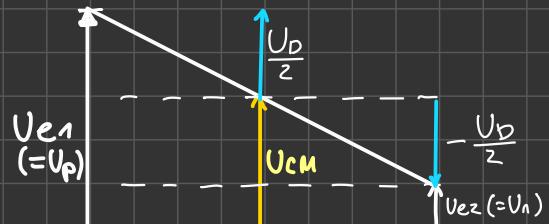
### 1.1 Differenzverstärker

$$\text{Differenzverstärkung } v_D = \frac{U_a}{U_D} \quad \left| \begin{array}{l} U_{CM} = 0 \\ U_D = U_{e1} - U_{e2} \end{array} \right.$$

$$\text{Gleichakt verstärkung } v_{CM} = \frac{U_{CM}}{U_D} \quad \left| \begin{array}{l} U_D = 0 \\ U_{CM} = \frac{U_{e1} + U_{e2}}{2} \end{array} \right.$$

$$U_{CM} = -\frac{U_{e1} + U_{e2}}{2} \quad \left( = \frac{U_p + U_N}{2} \right)$$

$$U_D = U_{e1} - U_{e2} \quad (= U_p - U_N)$$



### 1.2 Spannungsverstärkung mit hoher Verstärkung

▷ Frequenzgang-Korrektur mit „Miller-Kapazität“

Annahme: propagation delay vom OPV Eingang zum OPV-Ausgang von:  
 $t_p = 1\mu s (\Delta t)$  (bei allen frequenzen gleich)

$\beta_p$ : Sinus am Eingang:  
 $\varphi = 2\pi f \cdot \Delta t$

$$\varphi = 360^\circ \cdot \Delta t \cdot f$$

$$1 \text{ kHz: } 2\pi \cdot 1 \text{ kHz} \cdot 10^{-6} \text{ s} = 2\pi \cdot 10^{-3}$$

$$100 \text{ kHz: } 2\pi \cdot 100 \text{ kHz} \cdot 10^{-6} \text{ s} = 2\pi \cdot 10^{-2}$$

1 MHz: Verstärker Oszilliert

500 kHz:

$$\varphi = 360^\circ \cdot 10^{-6} \cdot 10^3 = 0,36^\circ$$

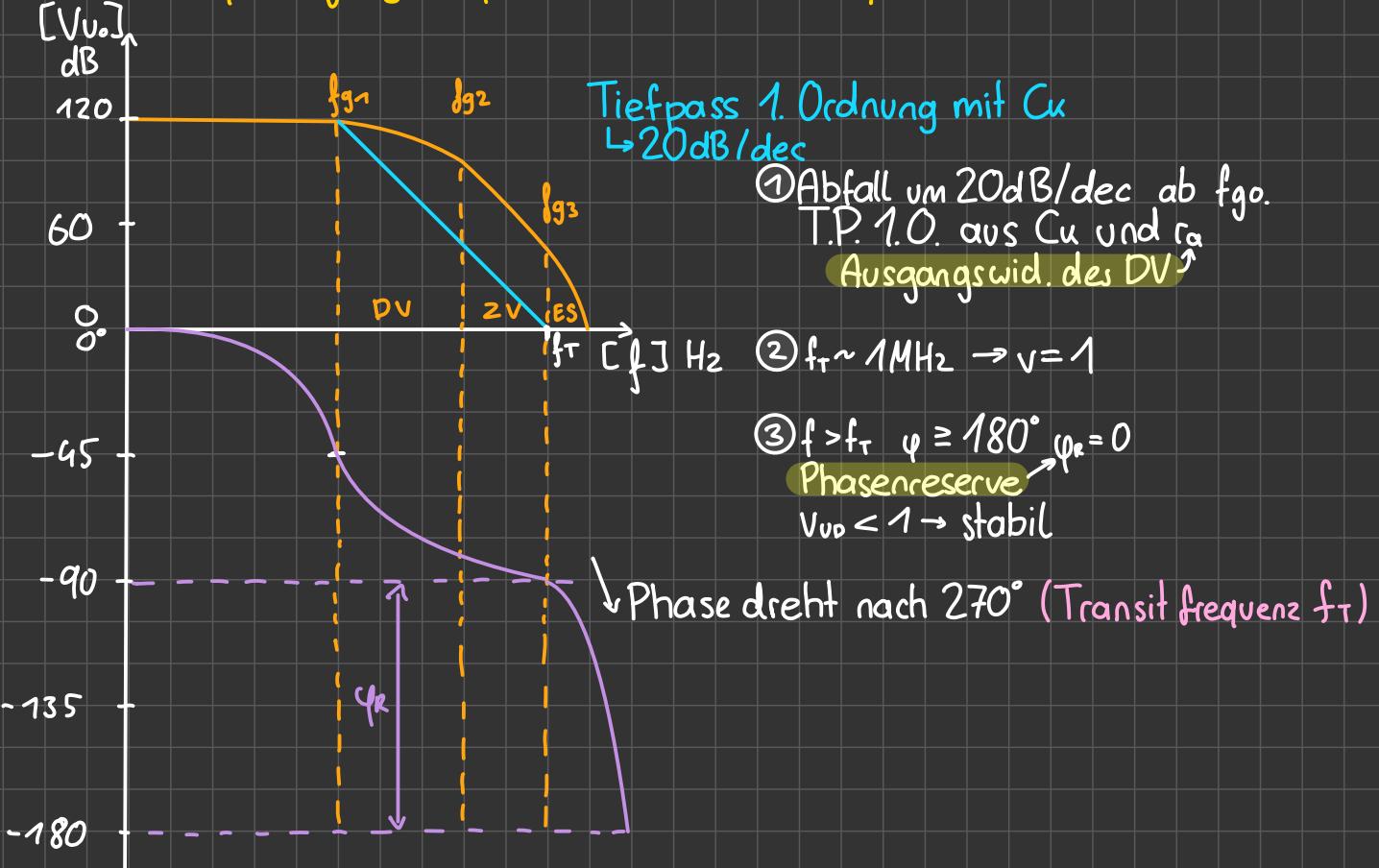
$$\varphi = 360^\circ \cdot 10^{-6} \cdot 10^5 = 36^\circ$$

$$\varphi = 360^\circ \cdot 10^{-6} \cdot 10^6 = 360^\circ$$

$$\varphi = 360^\circ \cdot 10^{-6} \cdot 0,5 \cdot 10^6 = 180^\circ$$

Ab einer Phasendrehung von  $180^\circ$  wirkt ein Invertierender Verstärker wie ein Nicht-Invertierender Verstärker.  
Aus einer Rückkopplung wird eine Mitkopplung. Wenn die Schleifenverstärkung  $> 1$  wird: → Oszillator

## Abhilfe: Frequenzgangkompensation mit $C_u$ ( $\sim 30\text{pF}$ ) im OPV



### 1.3 Stromverstärker (Ausgangsendstufe)

Die Ausgangsstufe wird durch eine Gegentaktendstufe gebildet (-Emitterfolger)  $\rightarrow V_u = 1, V_i = \beta$ .

Der NPN-Transistor liefert die positive Halbwelle.

Der PNP-Transistor liefert die negative Halbwelle.

$\rightarrow$  Simulation einer Gegentakt Endstufe 3. Jg.

## 2 Kenngrößen des Realen OPV (Statische Kenngrößen)

### 2.1 Offsetspannung (Input Offsetvoltage)

Die Offsetspannung entsteht durch Unsymmetrie der Eingangstransistoren im DV des OPV.

Die Offsetspannung wirkt wie ein angelegtes Differenzsignal  $U_{PN}$ .



Abhilfe: BJT Abgleich mittels extremen Poti  
FET Lasertrimmung

### 2.2 Eingangsruhestrom, Fehlerstrom (Input bias current, offset current)

Der Betrag der Ströme, hängt von der Art der Eingangstransistoren ab

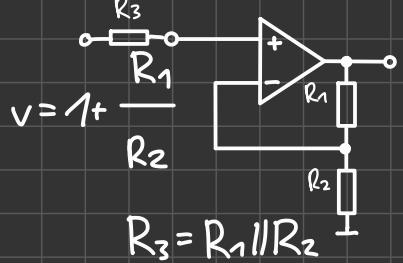
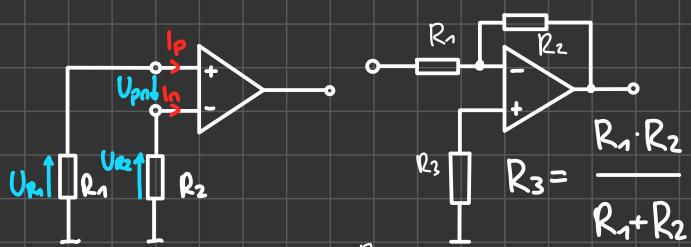
BJT  $\sim \mu\text{A}$  Bereich

FET  $\sim \text{nA}, \text{pA}$  Bereich

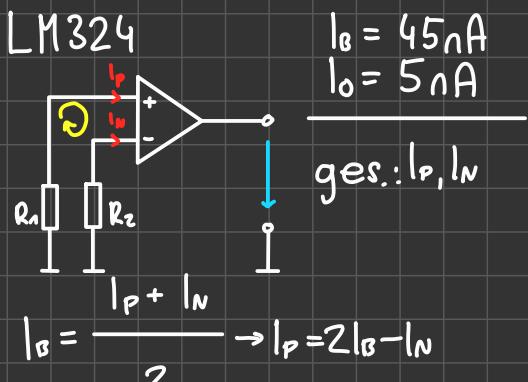
$I_N$  ..... Inverting Input current  
 $I_P$  ..... non Inverting Input current  
 $I_{OS} = I_P - I_N$  ..... offset current  
 $I_B = \frac{I_P + I_N}{2}$  ..... input bias current

$I_P$  &  $I_N$  sind leicht verschieden. Ihre Differenz ist  
 $I_{OS}$  der Fehlstrom

Abhilfe:  
 a) OPV mit FET-Eingängen verwenden  
 b) Impedanz der Beschaltung beider Eingänge sehr klein bzw. gleich groß machen



Bsp: Offset Voltage, Ruheströme



$$I_B = 45\text{nA} \quad R_1 = 1M\Omega \quad V_{UO} = 110\text{dB}$$

$$I_O = 5\text{nA} \quad R_2 = 0\Omega \quad = 10^{55}$$

$$\text{ges.: } I_P, I_N$$

$$> U_{R1} + U_{PN} - U_{R2} = 0$$

$$U_{PN} = U_{R2} - U_{R1}$$

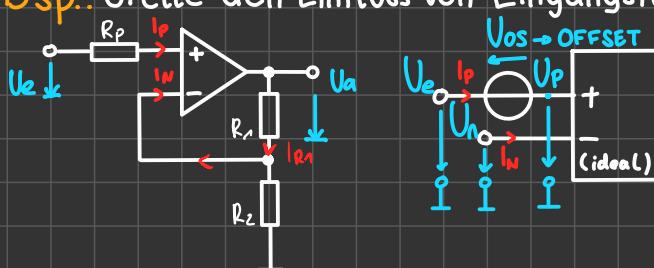
$$U_{PN} = I_N \cdot R_2 - I_P \cdot R_1$$

$$U_{PN} = 0 \cdot 47,5\text{nA} - 1M\Omega \cdot 47,5\text{nA}$$

$$U_{PN} = 47,5\text{mV}$$

$$U_a = 110\text{dB} \cdot (-47,5\text{mV}) \\ = 15000\text{V}$$

Bsp.: Stelle den Einfluss von Eingangströmen und Offsetspannung auf  $U_a$  fest



$R_p = R_1 \parallel R_2 \rightarrow$  Woher kommt diese Aussage?

Modellierung als idealer SPV

Lineare Verhältnisse:

↪ Offsetspannung und Ruheströme getrennt betrachten:

Einfluss der Offsetspannung

$$I_P, I_N = 0 \quad v_p = 0$$

$$U_{RP} = 0$$

$$U_e + U_{OS} = U_p$$

$$R_2$$

$$U_N = U_a \cdot \frac{R_1 + R_2}{R_2}$$

$$U_N = U_p \mid U_0 = 0$$

$$U_e + U_{OS} = U_a \cdot \frac{R_1 + R_2}{R_1 + R_2}$$

Einfluss der Ruheströme

$$I_P, I_N, U_{OS} = 0$$

$$U_p = U_e - I_P \cdot R_p$$

$$U_N = U_p \mid U_0 = 0$$

$$U_a = I_{R1} \cdot R_1 + U_N$$

$$U_a = (I_{R2} + I_N) \cdot R_1 + U_N$$

$$U_a = \left( I_N + \frac{U_N}{R_2} \right) \cdot R_1 + U_N = I_N \cdot R_1 + U_N \cdot \left( 1 + \frac{R_1}{R_2} \right)$$

$$U_a = I_N \cdot R_1 + \left( 1 + \frac{R_1}{R_2} \right) \cdot U_e - \left( 1 + \frac{R_1}{R_2} \right) \cdot I_P \cdot R_p$$

$$U_e + U_{os} = U_a \cdot \frac{1}{1 + \frac{R_1}{R_2}} \cdot \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right)$$

$$U_a = U_e \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) + U_{os} \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right)$$

$$U_{a,IR} = -(1 + \frac{R_1}{R_2}) \cdot I_p \cdot R_p + I_n \cdot R_1 = 0:$$

$$(1 + \frac{R_1}{R_2}) \cdot I_p \cdot R_p = I_n \cdot R_1 \quad | : R_1 \quad | : R_p \quad | : I_n$$

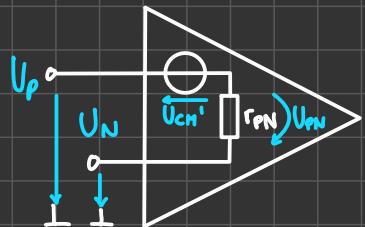
$$\left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}\right) \cdot \frac{I_p}{I_n} = \frac{1}{R_p} \quad | \uparrow -1$$

$$R_p = \frac{1}{I_p} \cdot (R_1 || R_2)$$

## 2.3

Gleichaktverstärkung, Gleichaktunterdrückung  
→ Common mode Rejection Ratio

Durch die leichte Unsymmetrie an den Eingangstransistoren bildet sich eine Spannungsdifferenz  $U_{cm}' = U_{PN}$  aus, welche ähnlich der Offsetspannung verstärkt. Dadurch entsteht eine Fehlspannung am Ausgang.



$$U_a = V_{dd} \cdot U_{cm}'$$

$$U_a = V_{dd} \cdot \frac{U_{cm}}{CMRR} \rightarrow U_{cm}' = \frac{U_{cm}}{CMRR}$$

$U_{cm}$  verursacht eine Differenzspannung  $U_{cm}'$  zwischen N und P.  
Das Gleichaktunterdrückungsverhältnis CMRR gibt das Verhältnis von Gleichaktspannung zu verursachter Differenzspannung an.  
Die CMRR gibt außerdem an, wievielmal die Differenzverstärkung größer ist als die Gleichaktverstärkung ist.

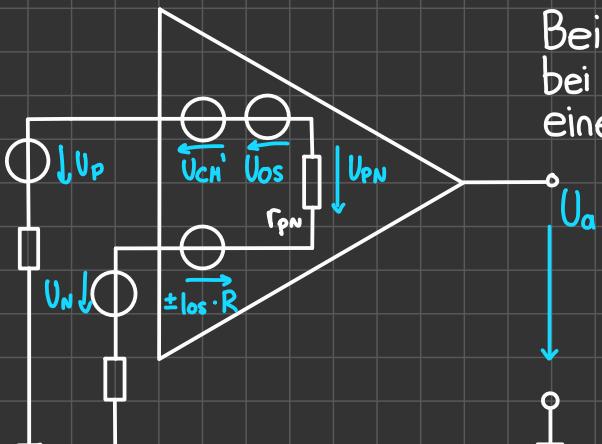
$$CMR = 20 \cdot \log(CMRR) \text{ [dB]} \rightarrow DBL$$

## 2.4

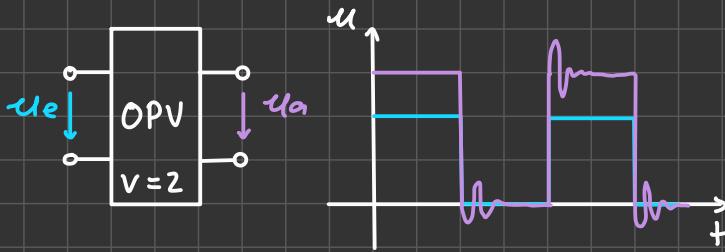
Zusammenfassung der Einzelnen Größen

$$U_{PN}' = (U_p - U_N) + \frac{U_p + U_N}{2} \cdot \frac{1}{CMRR} \pm U_{os} \pm I_{os} \cdot R$$

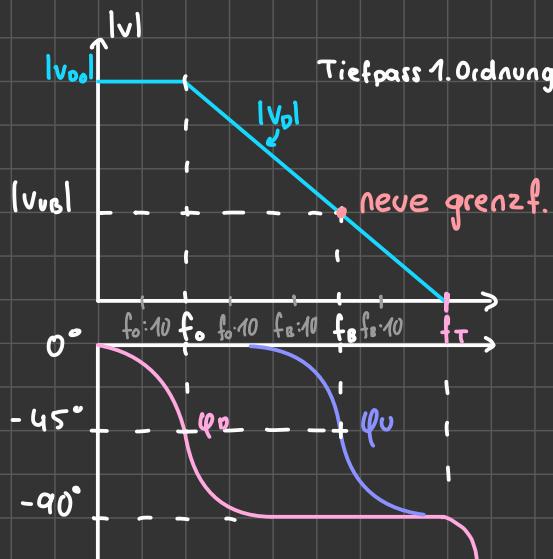
$$U_{cm}' = \frac{U_p + U_N}{2} \cdot \frac{1}{CMRR}$$



Bei dem hohen  $V_{dd}$  eines üblichen OPVs wird selbst bei fehlendem Signal durch den Offseteinfluss eine so hohe Ausgangsspannung erzeugt, dass die Signalübertragung unmöglich wäre.  
Der OPV wird bei Gegenkopf mit viel kleineren  $v_o$  betrieben.  
→ Die fehlerspannungen werden vernachlässigbar



### 3.1 Einfluss des Frequenzganges



$$f_T \cdot 1 = \frac{f_0 \cdot V_{D0}}{f_T} = f_B \cdot V_{u_B}$$

$$\rightarrow f_0 = \frac{V_{D0}}{V_{u_B}}$$

Verstärkungs-Bandbreite-Produkt

Bsp.: LM324  
f\_T = 1MHz

Bei  $\pm \frac{1}{10}$  der neuen Grenzfrequenz, beginnt die Phase zu drehen.

Wenn man einen OPV mit niedrigerer Verstärkung betreibt, ist die Bandbreite größer.

Bsp.: Tiefpass 1. Ordnung

$$\frac{|U_o|}{|U_e|} = \frac{X_c}{R + j\omega C}$$

$$\left| \frac{U_a}{U_e} \right| = \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega RC)^2}} = \frac{1}{\sqrt{2}} \quad (\approx -3dB)$$

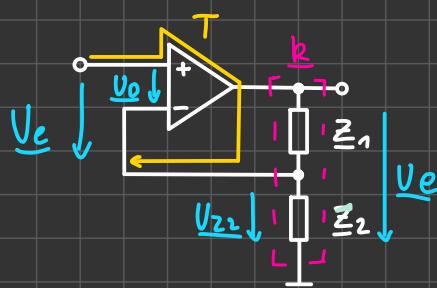
### 3.2 Rückkopplung & Stabilität [ 2. HWE-Test ]

Neben den positiven Eigenschaften die OPV-Schaltungen durch die Gegenkopplung erfahren (Erhöhung der Bandbreite, Reduktion der Störempfindlichkeit) dazu wirkt sich die durch eine zunehmende Phasenverschiebung im OPV und Rückkoppelnetzwerk zunehmend negativ aus. Es gibt eine Frequenz, bei der das Rückgekoppelte Signal in Phase mit dem Eingangssignal ist (Mitkopplung).

Ist die Verstärkung bei dieser Frequenz, so treten selbst erregte Schwingungen auf.

### 3.2.1

## Gegenkopplung & Stabilität



$$\frac{U_a}{U_e} = \frac{1}{\frac{1}{v_o(f)} + \frac{Z_1}{Z_1 + Z_2}} \cdot \frac{v_o}{v_o} = \frac{v_o}{1 + k \cdot \frac{v_o}{T(f)}}$$

$$T(f) = v_o(f) \cdot k(f) \neq 1$$

$T(f)$  = Schleifenverstärkung

### HERLEITUNG

$k(f)$  = Rückkoppelfaktor

$$U_e = U_o + U_{R2} \quad \frac{U_{R2}}{U_a} = \frac{Z_2}{Z_1 + Z_2} = k$$

$$U_e - U_o = U_{R2}$$

Solange die Schleifenverstärkung  $T(f) = v_o(f) \cdot k(f) \neq -1$  ist, hat  $U_a$  für  $U_e = 0$  den Wert Null.

Bei  $T(f) = -1$  ist dies nicht notwendigerweise der Fall, die rückgekoppelte Schaltung kann schwingen.

### 3.2.2

## Pole & Phasenreserve

Zur Klärung, ob die Schaltung schwingen wird, können die Pole der Übertragungsfunktion  $\frac{U_a}{U_e}$ , bzw. die Nullstellen von  $1 + T(f)$  untersucht werden.

Wie geht das?

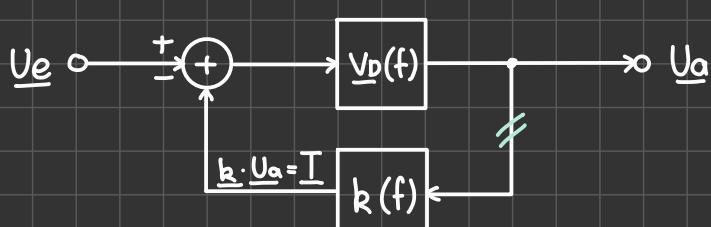
- o Mit Mathematikprogramm
- o Lösungen sind im Allgemeinen komplex

### PHASEN-RESERVE

Ist  $f_s$  die Frequenz bei der die Schleifenverstärkung  $|T(f_s)| = 1$  und  $\varphi_s$  die Phase der Schleifenverstärkung für  $f = f_s$  ist, so heißt  $\varphi_r = 180^\circ - \varphi_s$  die Phasenreserve der Schaltung

### SCHLEIFEN-VERSTÄRKUNG

Die Schleifenverstärkung gibt an, um welchen Faktor ein Signal verstärkt wird, welches in einer Schaltung einer Rückkopplung ausgesetzt ist, wenn es einmal die Schleife durchläuft.



Betrachtungen zur Stabilität der Rückgekoppelten Schaltung werden anhand von Bode-Diagrammen der Schleifenverstärkung  $T(f)$  durchgeführt.

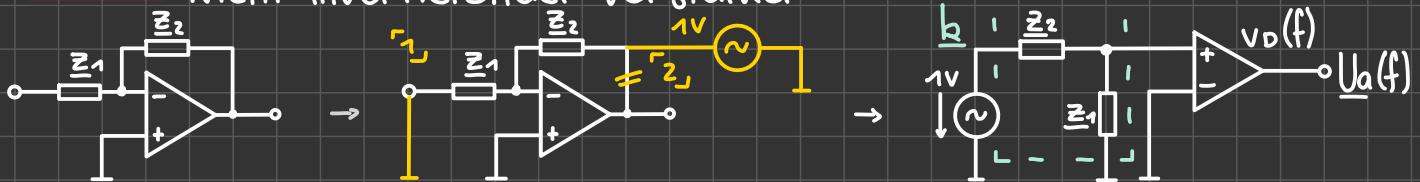
## VORGEHENSWEISE

- 1] Bestimmen von  $f_s$  für die gilt:  $|T(f_s)| = 1$
- 2] Ablesen der Phase  $\varphi_s$
- 3]  $\varphi_R = 180^\circ - |\varphi_s|$

## ANALYSE MIT LT-SPIKE

- 1] Der Eingang der Schaltung wird auf GND gelgt [ $U_e = 0$ ]
- 2] Auf trennen der Rückkopplung
- 3] AC-Quelle 1V einfügen.

B.S.P.: Nicht Invertierender Verstärker

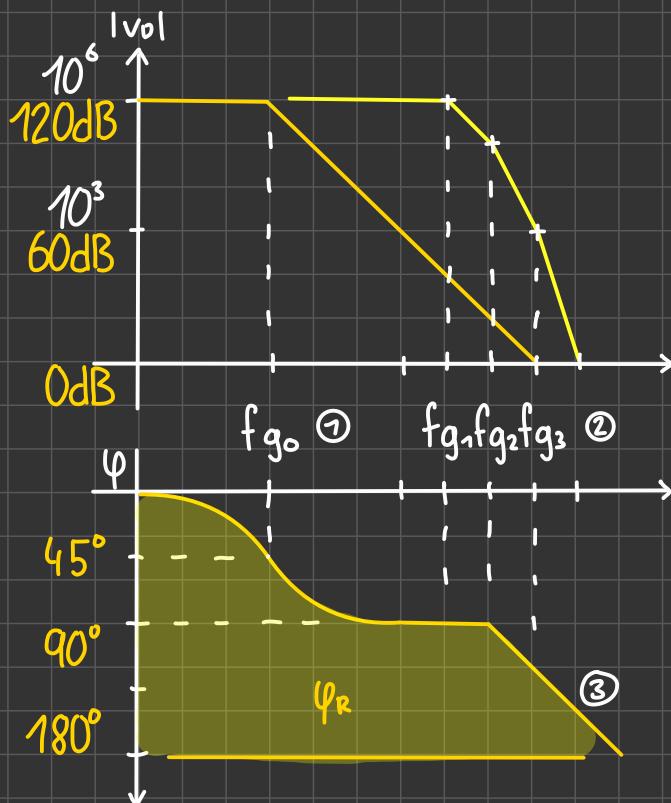


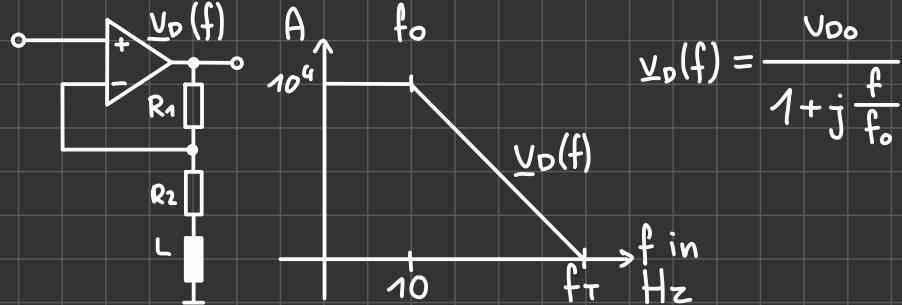
### 3.2.3 Herangehensweise zur Überprüfung der Phasenreserve

Hierfür überlegen wir uns, welche Änderung das Ausgangssignal durch das System erfährt. Hat das Signal bei einer Schleifenverstärkung  $|T(f)| = 1$  eine Phasendrehung von << 45° dann ist das System instabil.

## VORGEHENSWEISE

- 1] Einfluss von  $U_e$  wird vernachlässigt:  $U_e = 0$
- 2] Die Rückkopplung am Ausgang wird aufgetrennt und wir bekommen dadurch  $U_a$
- 3] Wir untersuchen  $U_a : U_a' = T(f)$



- EISPIEL-SCHALTUNG


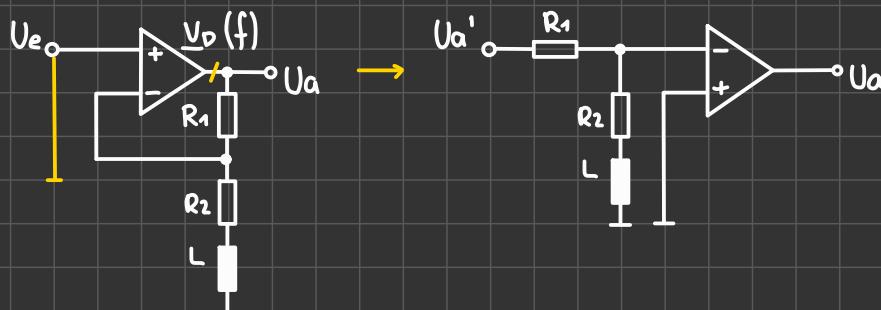
$$U_{D0} = 80 \text{ dB} \hat{=} 10^4$$

$$f_0 = 10 \text{ Hz}$$

$$R_1 = 9 \text{ k}\Omega$$

$$R_2 = 1 \text{ k}\Omega$$

$$L = \frac{1}{2\pi} \text{ H}$$

 - R<sub>1</sub> AUSGANG AUFTRENNEN

 - R<sub>2</sub> U A

$$U_a = U_D \cdot \underline{v}_D(f) \rightarrow U_a = (U_p - U_N) \cdot \underline{v}_D(f) \rightarrow U_a = -U_N \cdot \underline{v}_D(f) |_{U_p=0}$$

 - R<sub>3</sub> ABHÄNGIGK. VON OPV-EINGANG ZU UA

$$k = \frac{U_N}{U_a} = \frac{R_2 + j\omega L}{R_1 + R_2 + j\omega L} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot \frac{1 + j\omega \frac{L}{R_2}}{1 + j\omega \frac{L}{R_1 + R_2}}$$

$$\frac{U_N}{U_a'} = \frac{\frac{U_N}{R_2}}{\frac{R_1 + R_2}{R_2} \cdot (1 + j\omega \frac{L}{R_2})} \cdot \frac{1}{1 + j\omega \frac{L}{R_1 + R_2}}$$

$$U_N = \frac{\frac{U_N}{R_2}}{\frac{R_1 + R_2}{R_2} \cdot (1 + j\omega \frac{L}{R_2})} \cdot \frac{1}{1 + j\omega \frac{L}{R_1 + R_2}} \cdot U_a'$$

 - R<sub>4</sub> UN IN UA EINSETZEN

$$U_a = (-1) \cdot \underline{v}_D(f) \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot (1 + j\omega \frac{L}{R_2}) \cdot \frac{1}{1 + j\omega \frac{L}{R_1 + R_2}} \cdot U_a' = -\underline{v}_D(f) \cdot k \cdot U_a'$$

 - R<sub>5</sub> SCHLEIFENVERSTÄRKUNG BERECHNEN

$$I(f) = \frac{U_a}{U_a'} = (-1) \cdot \frac{U_{D0}}{1 + j \frac{f}{f_0}} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot (1 + j\omega \frac{L}{R_2}) \cdot \frac{1}{1 + j\omega \frac{L}{R_1 + R_2}}$$

 $f_{G2} \quad f_{GN}$ 

$$= -\underline{v}_D(f) \cdot k$$

## - 6 Grenzfrequenz berechnen

$$\text{Zähler: } X_z = 1 = \frac{2\pi f_{GZ} \cdot L}{R_2} \rightarrow f_{GZ} = \frac{R_2}{2\pi \cdot L} = \frac{1k\Omega}{2\pi \cdot \frac{1}{2\pi} H} = 1kHz$$

$$\text{Nenner: } X_N = 1 = \frac{2\pi f_{GN} \cdot L}{R_1 + R_2} \rightarrow f_{GN} = \frac{2\pi \cdot L}{R_1 + R_2} = \frac{2\pi \cdot \frac{1}{2\pi} H}{10k\Omega} = 10kHz$$

$$f_g = \frac{1}{2\pi\tau} \quad \tau_L = \frac{L}{R} \quad \tau_C = R \cdot C$$

## - 7 Normierte Frequenz einführen

$$1 + j\omega\tau = 1 + j2\pi f\tau = 1 + j\frac{f}{f_g}$$

$$\begin{aligned} I(f) &= (-1) \cdot \frac{10^4}{1 + j\frac{f}{10}} \cdot \frac{1k\Omega}{10k\Omega} \cdot \left(1 + j\frac{f}{f_{GZ}}\right) \cdot \frac{1}{1 + j\frac{f}{f_{GN}}} \\ &= -10^3 \cdot \frac{1}{1 + j\frac{f}{10}} \cdot \left(1 + j\frac{f}{1kHz}\right) \cdot \frac{1}{1 + j\frac{f}{10kHz}} \end{aligned}$$

## - 8 in kHz umrechnen

$$I(f) = -10^3 \cdot \frac{1}{1 + j\frac{f}{0.01kHz}} \cdot \left(1 + j\frac{f}{1kHz}\right) \cdot \frac{1}{1 + j\frac{f}{10kHz}}$$

## - 9 Frequenz FS bei $|I(f)| = 1$

$$\begin{array}{c} \text{WHD} \left[ |a + jb| = \sqrt{a^2 + b^2} \right] \\ - \\ \text{BETRAG} \left[ |a - jb| = \sqrt{a^2 + b^2} \right] \end{array} \Rightarrow |Z|^2 = a^2 + b^2$$

$$- 10 \quad |I|^2(f_s) = 1^2 = +10^6 \cdot \frac{1}{1^2 + f_s^2 \cdot 10^4} \cdot (1^2 + f_s^2) \cdot \frac{1}{1^2 + f_s^2 \cdot 10^{-2}} \quad | \cdot N$$

$$- 11 \quad (1 + f_s^2 \cdot 10^4) \cdot (1 + f_s^2 \cdot 10^{-2}) = 10^6 + 10^6 \cdot f_s^2$$

$$- 12 \quad 1 + f_s^2 \cdot 10^4 + f_s^2 \cdot 10^{-2} + f_s^4 \cdot 10^2 = 10^6 + 10^6 f_s^2$$

$$- 13 \quad 0 = f_s^4 \cdot 10^2 + 10000,01 f_s^2 - 10^6 f_s^2 - 999999$$

$$- 14 \quad 0 = 100x^2 - 989999,99x - 999999 \quad x = f_s^2$$

$$- 15 \quad x = 9901(kHz)^2 \quad f_s = \sqrt{9901} = 99,5kHz$$

## 16] PHASENGANG

$$\frac{\underline{U}_a}{\underline{U}_a'} = -10^3 \cdot \frac{1}{1 + j \frac{99,5 \text{ kHz}}{0,01 \text{ kHz}}} \cdot (1 + j \frac{99,5 \text{ kHz}}{1 \text{ kHz}}) \cdot \frac{1}{1 + j \frac{99,5 \text{ kHz}}{10 \text{ kHz}}}$$

W H O       $\underbrace{1 + j \frac{99,5 \text{ kHz}}{0,01 \text{ kHz}}}_{\varphi_0}$        $\underbrace{1 + j \frac{99,5 \text{ kHz}}{1 \text{ kHz}}}_{\varphi_1}$        $\underbrace{1 + j \frac{99,5 \text{ kHz}}{10 \text{ kHz}}}_{\varphi_2}$        $\underbrace{1}_{\varphi_3}$   
 P H A S E       $\downarrow \text{Im}$        $\downarrow \text{Im}$        $\downarrow \text{Re}$   
 $\rightarrow \varphi = \arctan \left( \frac{\text{Im}}{\text{Re}} \right)$

$$\varphi_0: -10^3 + j0 \quad \varphi_0 = -180^\circ$$

$$\varphi_1: \frac{1}{1 + j \frac{99,5 \text{ kHz}}{0,01 \text{ kHz}}} = \frac{1}{1 - j 9950} = 10,1 \cdot 10^{-9} - j 100,503 \cdot 10^{-6} \quad \varphi_1 = -89,994^\circ$$

$$\varphi_2: 1 + j \frac{99,5 \text{ kHz}}{1 \text{ kHz}} \quad \varphi_2 = 89,42$$

$$\varphi_3: \frac{1}{1 + j \frac{99,5 \text{ kHz}}{10 \text{ kHz}}} \quad \varphi_3 = -84,26$$

## 17] $\Psi_{\text{GES}}$ BERECHNEN

$$\Psi_{\text{ges}} = \varphi_0 + \varphi_1 + \varphi_2 + \varphi_3 = -264,834^\circ$$

## 18] $\varphi_R$ BERECHNEN

$$\varphi_R = 360^\circ - |\varphi_{\text{ges}}| = \underline{95,216^\circ}$$

3.3

## Graphische Näherungslösung zur Bestimmung der Grenzfrequenz

Bsp 10:  $f_T = 10 \text{ kHz}$   $v_{DD} = 10 \text{ V}$

$$\underline{U}_a' = \frac{v_o(f)}{1 + j \omega C_1 R_2} \cdot (1) \quad f_{gN} = 10 \text{ kHz}$$

$$I(f) = (-1) \underline{U}_o \cdot \underline{h} = (-1) \frac{v_{DD}}{1 + j \frac{f}{f_T}} \cdot \frac{1}{1 + j \frac{f}{f_N}} \cdot \frac{1}{1 + j \frac{f}{f_Z}} \cdot (1 + j \frac{f}{f_S})$$

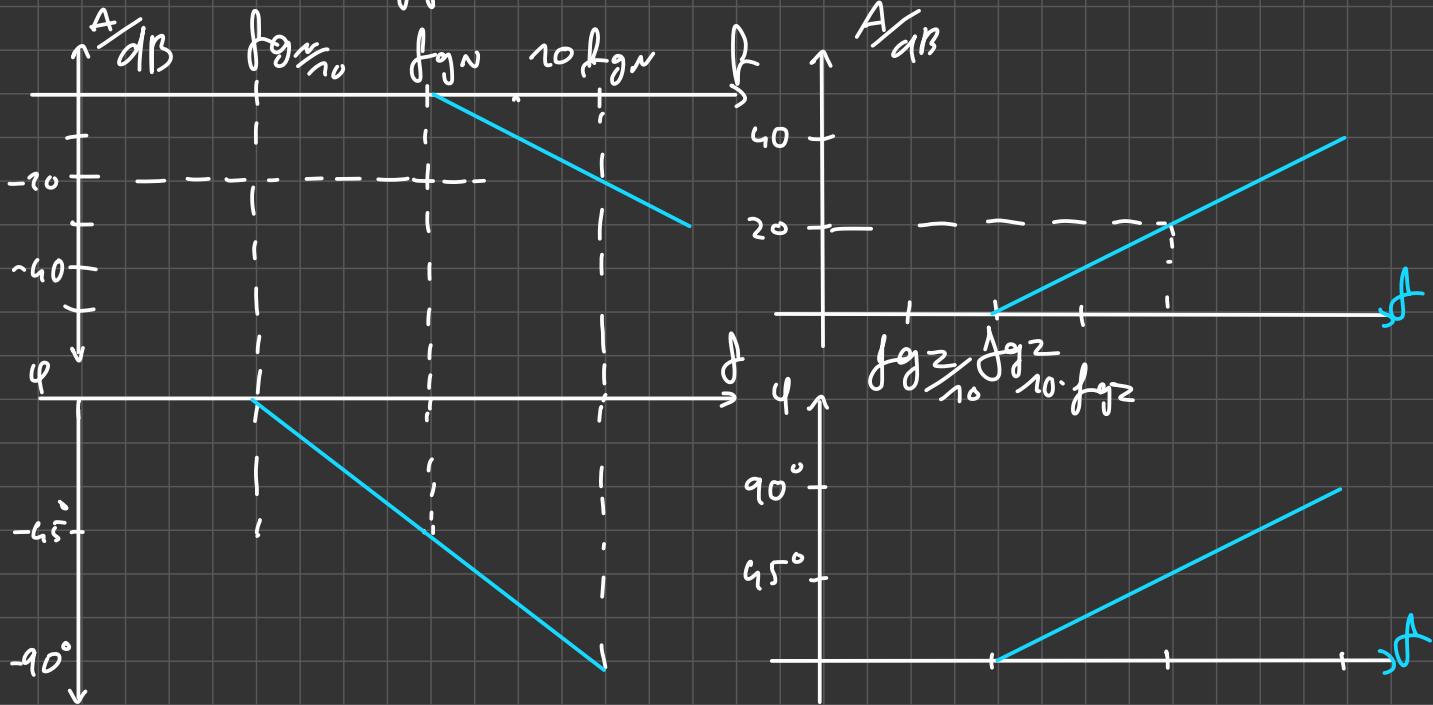
$$\varphi_h \quad \varphi_L \quad \varphi_S$$

eine Grenzfrequenz im Zähler bewirkt eine Verstärkungsabnahme von  $20 \text{ dB/dec}$  & eine Phasenverschiebung um  $+90^\circ$

• eine Grenzfrequenz im Nenner bewirkt eine Verstärkungsdämpfung von  $-20 \text{ dB/dec}$

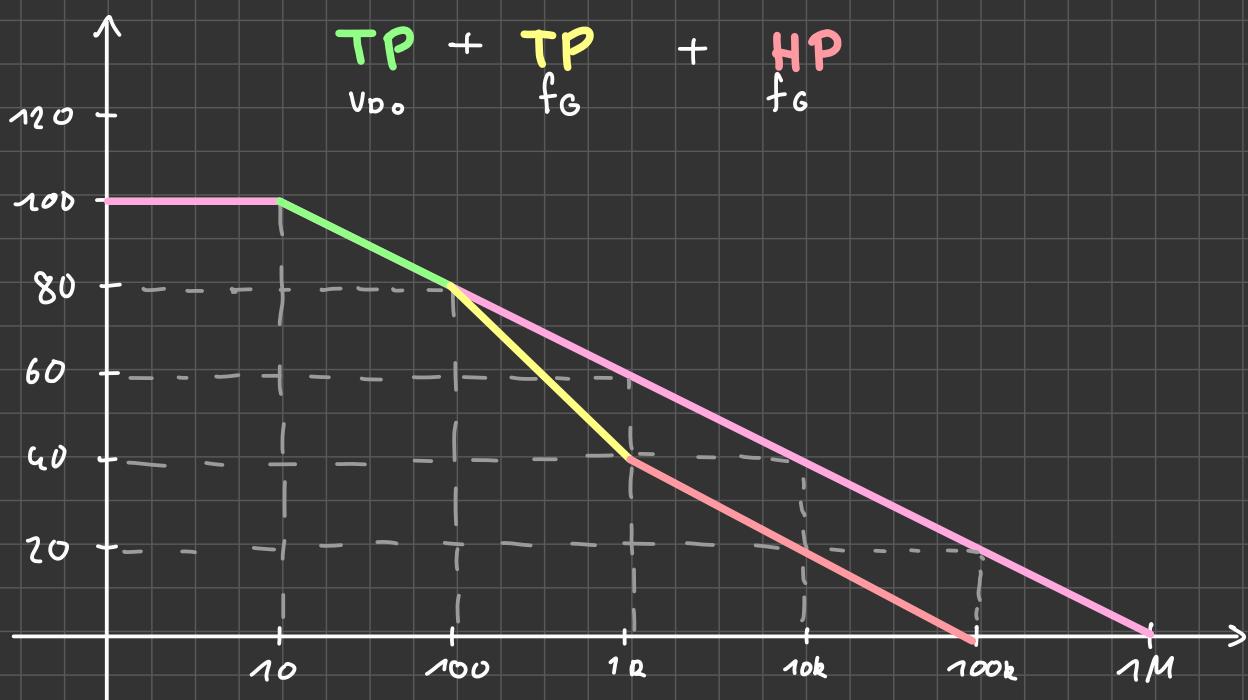
Zusammenfassung

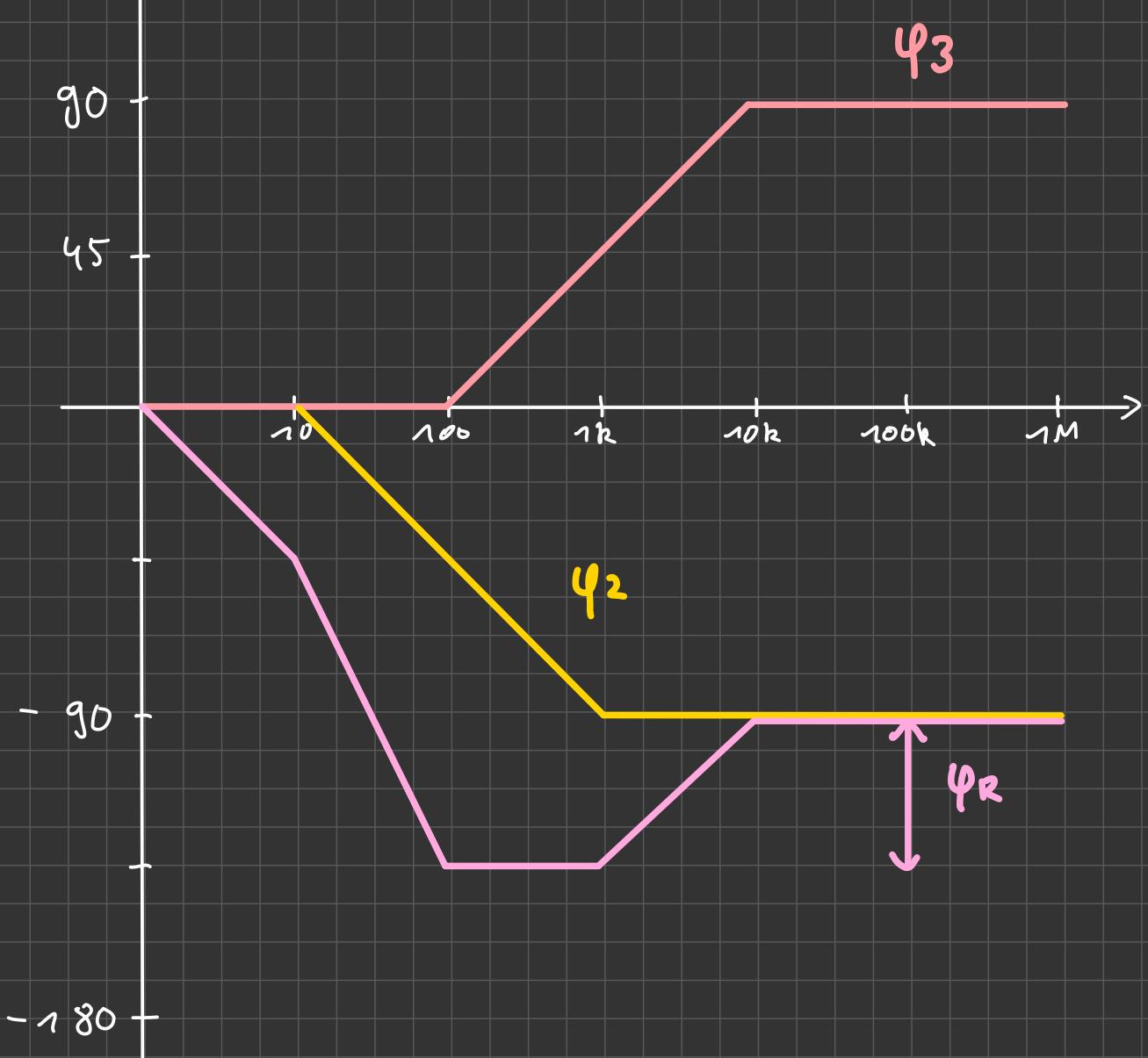
$$H(f) = \frac{1}{1 + j \frac{f}{f_{GN}}}$$



Aufgabenstellung:

Zähler & Nenner so umformen, dass  $f_{GN}$ 's berechnet werden können. Dann kann der Amplituden & Phasengang nächstgelegene Werte gezeichnet werden.





[W H O E R M I T T L E D A S B O D É - D I A G R A M M]

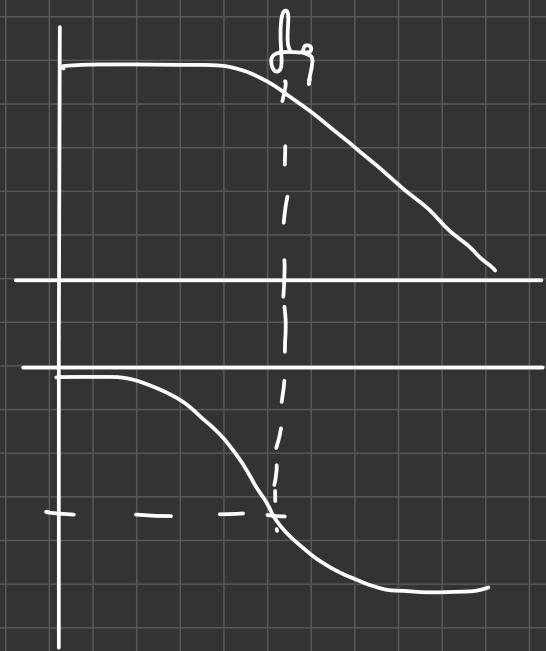
Circuit diagram:

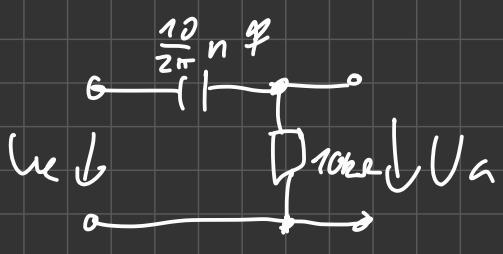
A series RLC circuit with voltage  $U_e$  across the inductor  $L$ . The circuit consists of a resistor  $R$ , an inductor  $L$ , and a capacitor  $10kS_L$ .

$$\frac{U_a}{U_e} = \frac{R}{j\omega L + R}$$

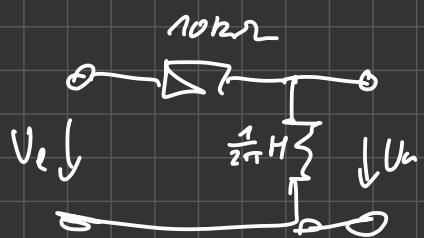
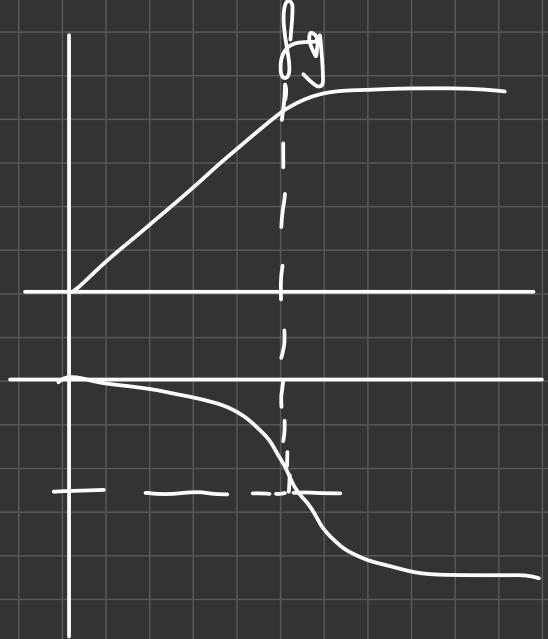
$$= \frac{1}{1 + j\omega \frac{L}{R}}$$

$$f_g = \frac{1}{2\pi \frac{L}{R}}$$

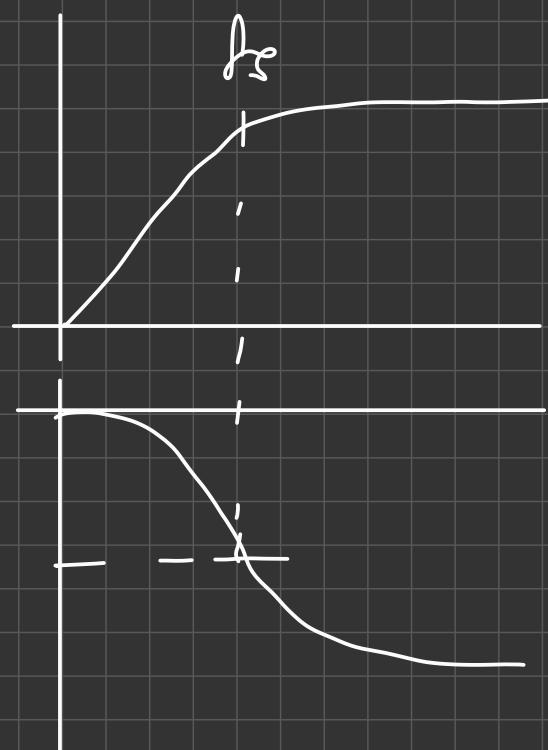




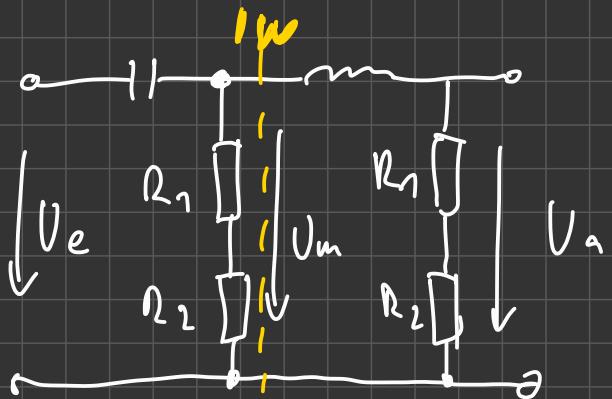
$$\frac{U_a}{U_e} = \frac{R}{j\omega C + R} = \frac{\frac{1}{j\omega L}}{1 + j\omega RC} = j\omega RC \frac{1}{1 + j\omega RC}$$



$$\frac{U_a}{U_e} = \frac{j\omega L}{R + j\omega L} = j\omega L \cdot \frac{1}{1 + j\omega \frac{L}{R}} = j\omega \frac{L}{R} \cdot \frac{1}{1 + j\omega \frac{L}{R}}$$



### BESPÜBERTRAGUNGSFUNKTION VIERPOLE



Impedanz unveränderl

$$R_1 = R_2 = 5 \Omega$$

$$L = 0,159 \text{ H} = \frac{1}{2\pi} H$$

$$C = 159 \text{ nF} = \frac{1}{2\pi} M \text{ F}$$