

HWE - Themenübersicht 4. Jg.

- Transistor als Schalter (WHT)
- Leistungsendstufen (WHT)
- Realer OPR (WHT)

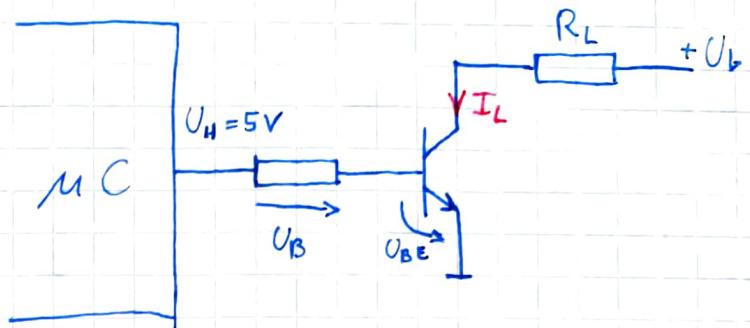
↳ Test

- Spannungsversorgungssysteme
- Längs-, Querregler
- Klassifizierung (gekennzeichnet)
- Aufwärtswandler
- Abwärtswandler
- Sperrwandler
- Durchflusswandler
- Leistungsschalter (Logik-FET)
- Treiberschaltungen (HSD, LSD)

$$I_L = \underline{\hspace{2cm}} \text{ mA}$$

$$R_L = 100 \Omega$$

$$U_b = 8 \text{ V}$$



BD139

$$\text{ges.: } R_B, \bar{n} = 5$$

$$I_L = \frac{U_L}{R_L} = \frac{8 \text{ V}}{100 \Omega} = 80 \text{ mA}$$

$$U_{BE} = 0,8 \text{ V} \quad (\text{DS})$$

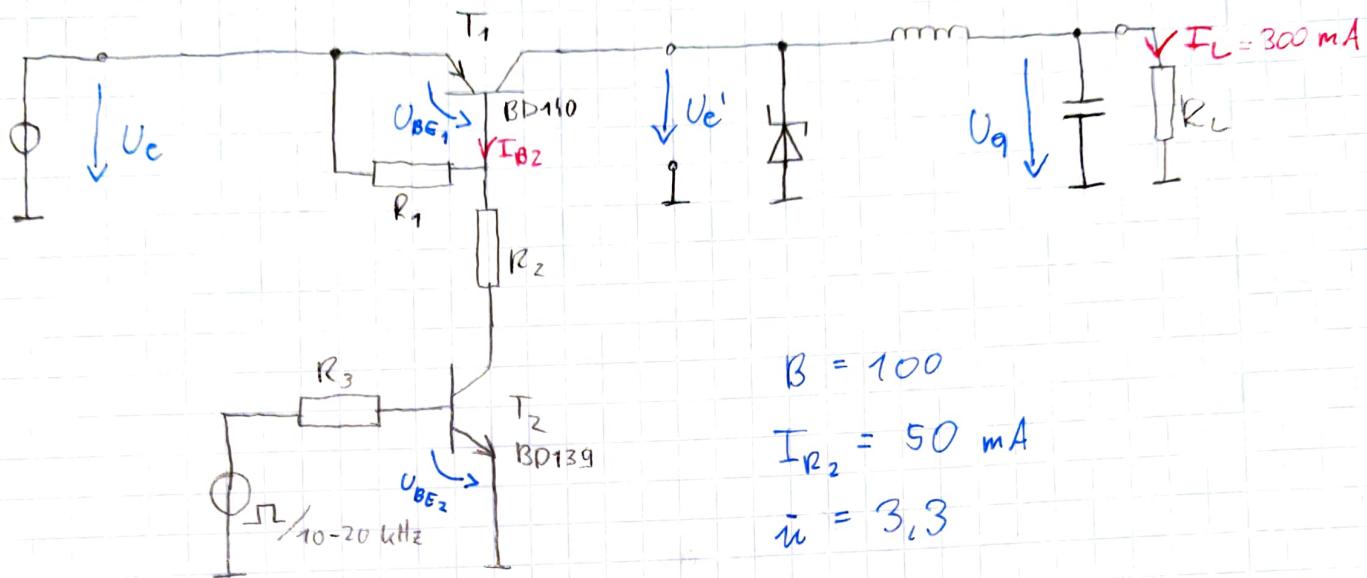
$$B = 100 \quad (\text{angenommen})$$

$$I_{B_0} = \frac{I_L}{B} = \frac{80 \text{ mA}}{100} = 0,8 \text{ mA}$$

$$I_B = I_{B_0} \cdot \bar{n} = 4 \text{ mA}$$

$$R_B = \frac{U_H - U_{BE}}{I_B} = \frac{(5 - 0,8) \text{ V}}{4 \text{ mA}} = 1 \text{ k}\Omega$$

Ansteuerung des BUCK-Converter

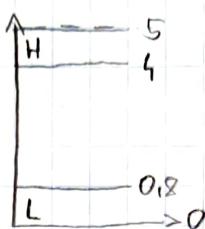
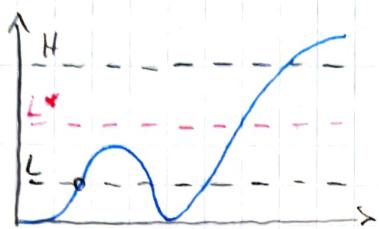


$$I_{B_{2,0}} = \frac{I_L}{B} = \frac{300 \text{ mA}}{100} = 3 \text{ mA}$$

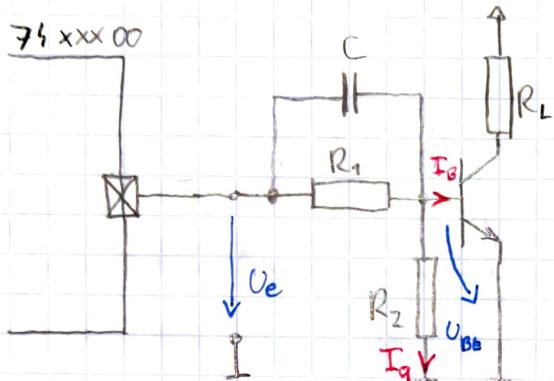
$$I_{B_2} = I_{B_{2,0}} \cdot \bar{u} = 9,9 \text{ mA}$$

$$R_1 = \frac{U_{R_1}}{I_{R_1}} = \frac{0,8 \text{ V}}{40 \text{ mA}}$$

Maßnahmen zur Verbesserung des Schalterverhaltens



* mit Ableitwiderstand



R₁ ... Koppelwiderstand

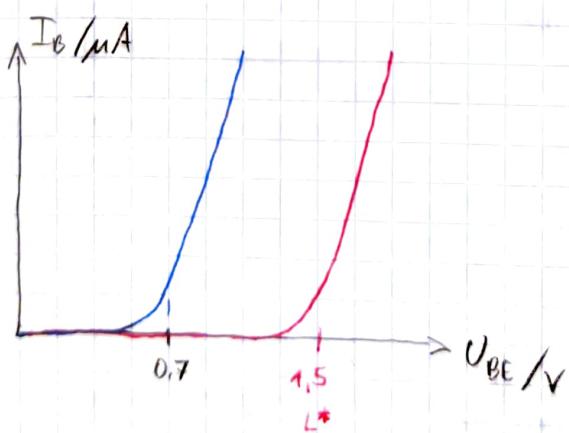
C ... Koppelkondensator
(Speed-Up-Kondensator)

$$I_Q = 3 \cdot I_B$$

R₂ ... Ableitwiderstand

Bsp. 4:

- 1) a) Ableitwiderstand verbessert Störspannungsresistenz
(benötigte Einschaltspannung größer)
- b) Beim Ausschalten können die Ladungsträger durch den Ableitwiderstand schneller abfließen.



2)

$$\frac{I_B}{I_Q} = \frac{R_1 + r_{BE}}{R_1 + R_2}$$

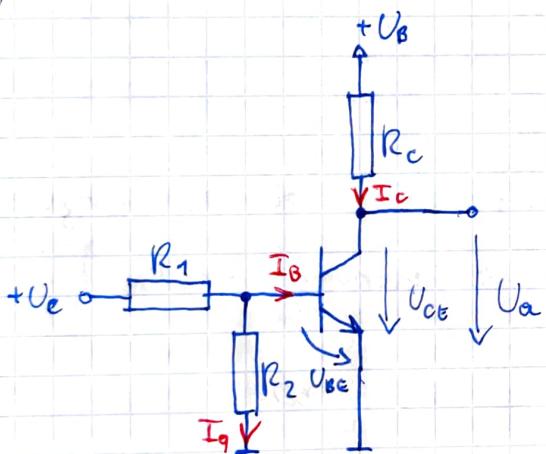
3)

$$\frac{U_{e,\text{ein}}}{U_B} = \frac{R_1 + R_2}{R_2}$$

$$U_{e,\text{ein}} = \frac{R_1 + R_2}{R_2} \cdot U_B$$

$$U_{e,\text{ein}} = \left(\frac{R_1}{R_2} + 1 \right) U_B$$

4)



$$R_C = \frac{U_B - U_{CE,\text{SAT}}}{I_C} = \frac{(10 - 0,5) \text{ V}}{10 \text{ mA}} = 950 \Omega \quad \text{gew.: } 1k\Omega$$

$$I_{B0} = \frac{I_C}{B} = \frac{10 \text{ mA}}{200} = 50 \mu\text{A}$$

$$I_B = i \cdot f_{B0} = 5 \cdot 50 \mu\text{A} = 250 \mu\text{A}$$

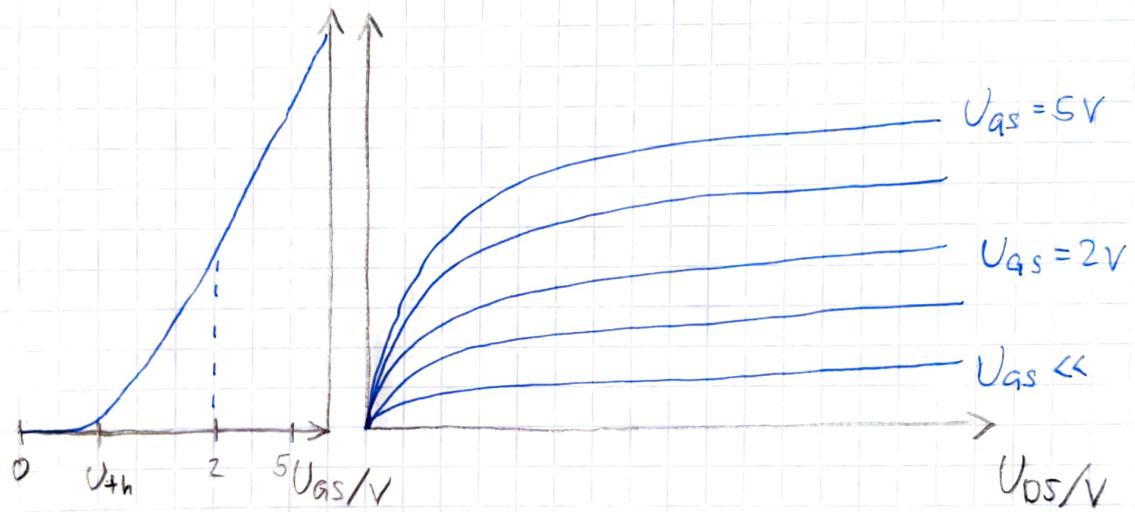
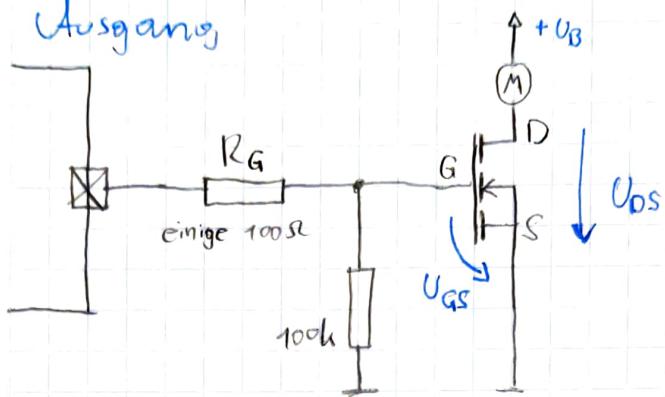
$$R_1 = \frac{U_{e,\text{min}} - U_{BE}}{I_B + I_Q} = \frac{(1,25 - 0,7) \text{ V}}{1000 \mu\text{A}} = 550 \Omega \quad \text{gew.: } 560 \Omega$$

$$R_2 = \frac{U_{BE}}{3 \cdot I_B} = \frac{0,7 \text{ V}}{750 \mu\text{A}} = 933 \Omega \quad \text{gew.: } 1k\Omega$$

$$U_e = \left(\frac{R_1}{R_2} + 1 \right) U_{BE} = \left(\frac{550}{933} + 1 \right) \cdot 0,7 \text{ V} = 1,11 \text{ V}$$

MOSFET als Schalter

μ C - CMOS
Ausgang



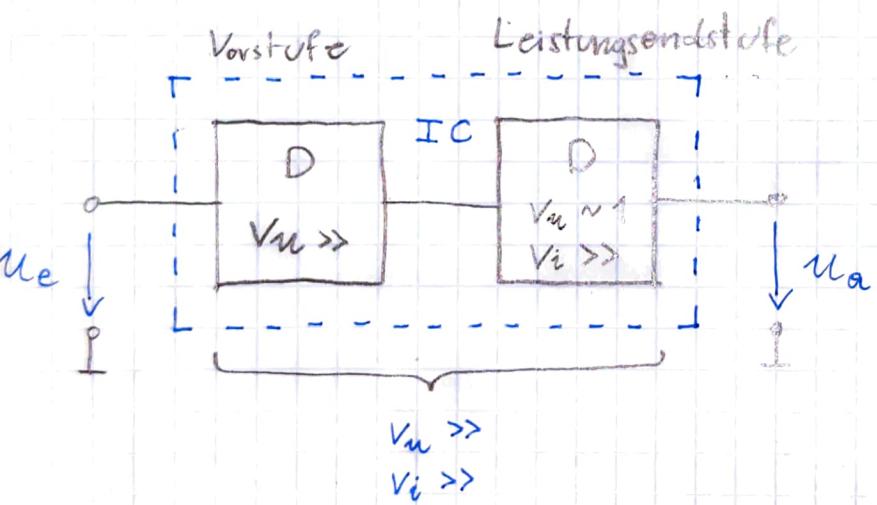
Leistungsendstufen

hohe Signalleistung \rightarrow Verbraucher (R_L) , P_{ver}
 hohen Wirkungsgrad
 hohe Linearität (Klirrfaktor)

Lautsprecher

$$k = \sqrt{\frac{U_{2f}^2 + U_{3f}^2 + \dots + U_{nf}^2}{U_{1f}^2 + U_{2f}^2 + \dots + U_{nf}^2}}$$

Aufbau: mehrstufige Verstärker



\rightarrow gezielte Dimensionierung für beide Stufen

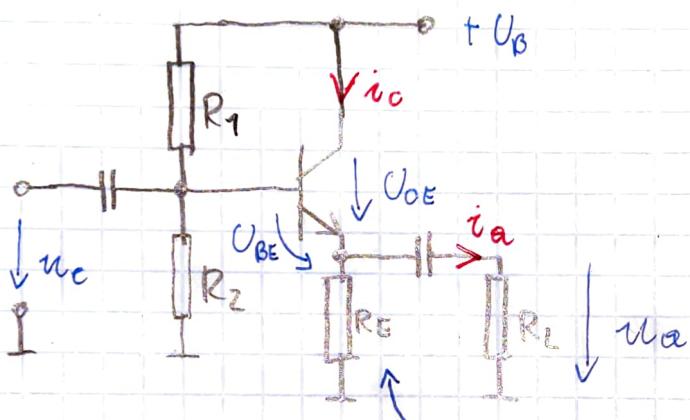
Vorstufe:

- Emitterschaltung
- re mittel - v_u mittel / groß } siehe Klein-
- Ra mittel - v_i groß } signal parameter

Leistungsendstufe:

- hohe Signalampl.
- Großsignalbetrieb
- gute Linearität (wegen Klirrfaktor)
- hohe / starke Gegenkopplung

Emitterfolger:



Gegenkopplungswiderstand

Eigenschaften:

- r_e hoch
- r_a niedrig
- $v_i \approx \beta$
- $v_o \approx 1$

Vervielfacherarten

A-Betrieb

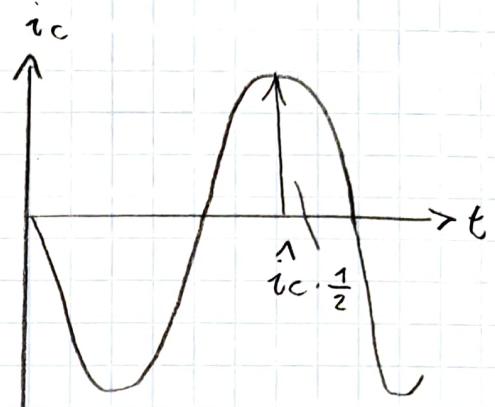
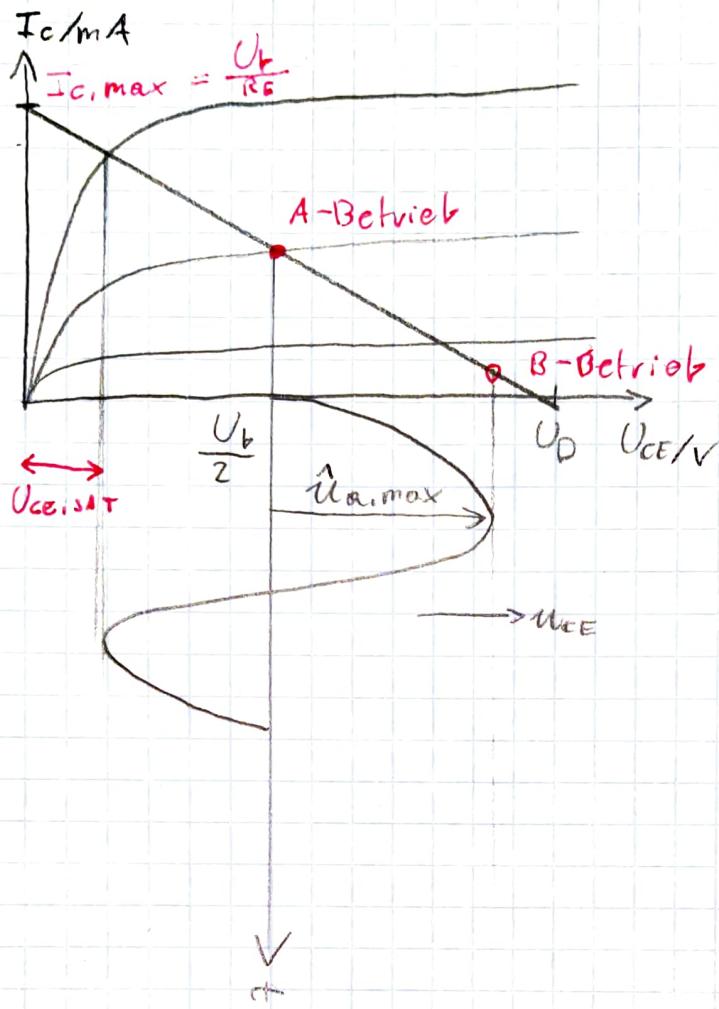
a) Einfachverstärker \rightarrow Gesamtsignal

b) Gegenfaktorstufe \rightarrow je einen Trans. für pos./neg. H.W.

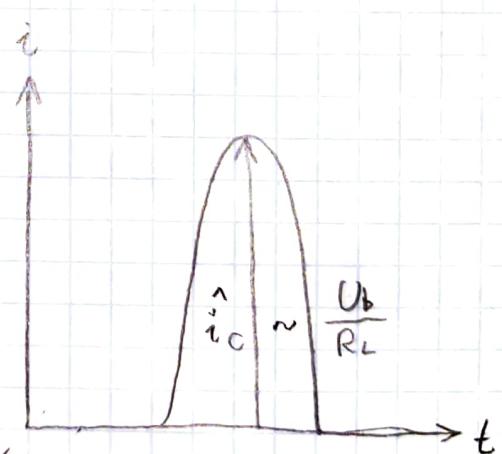
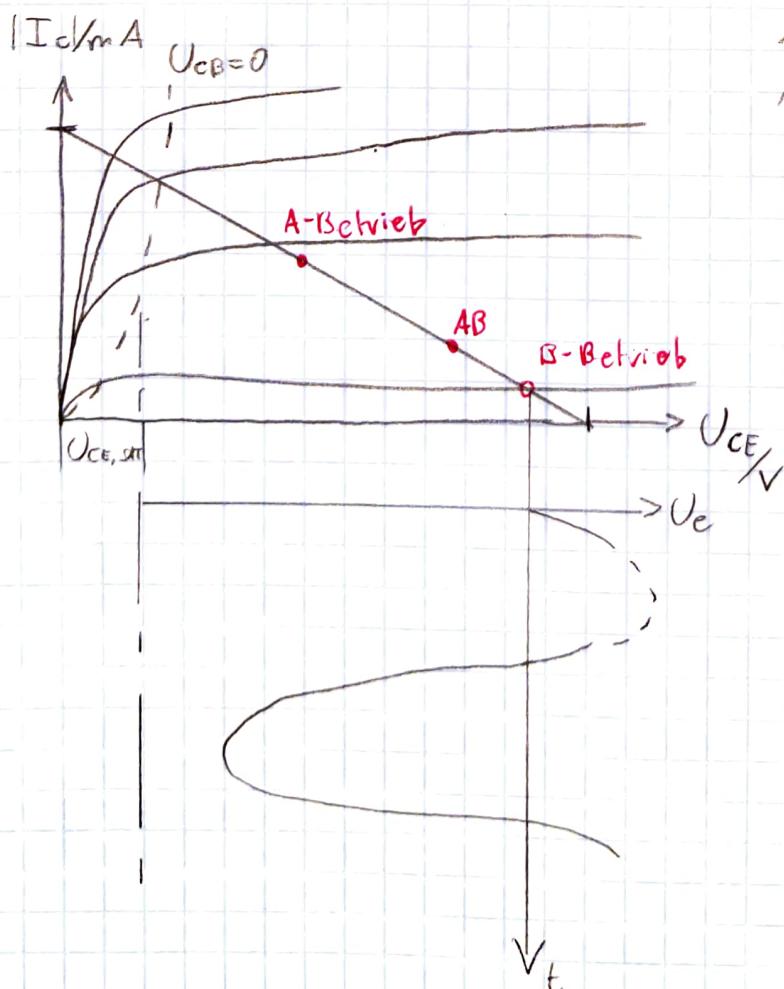
B-Betrieb

AK LF

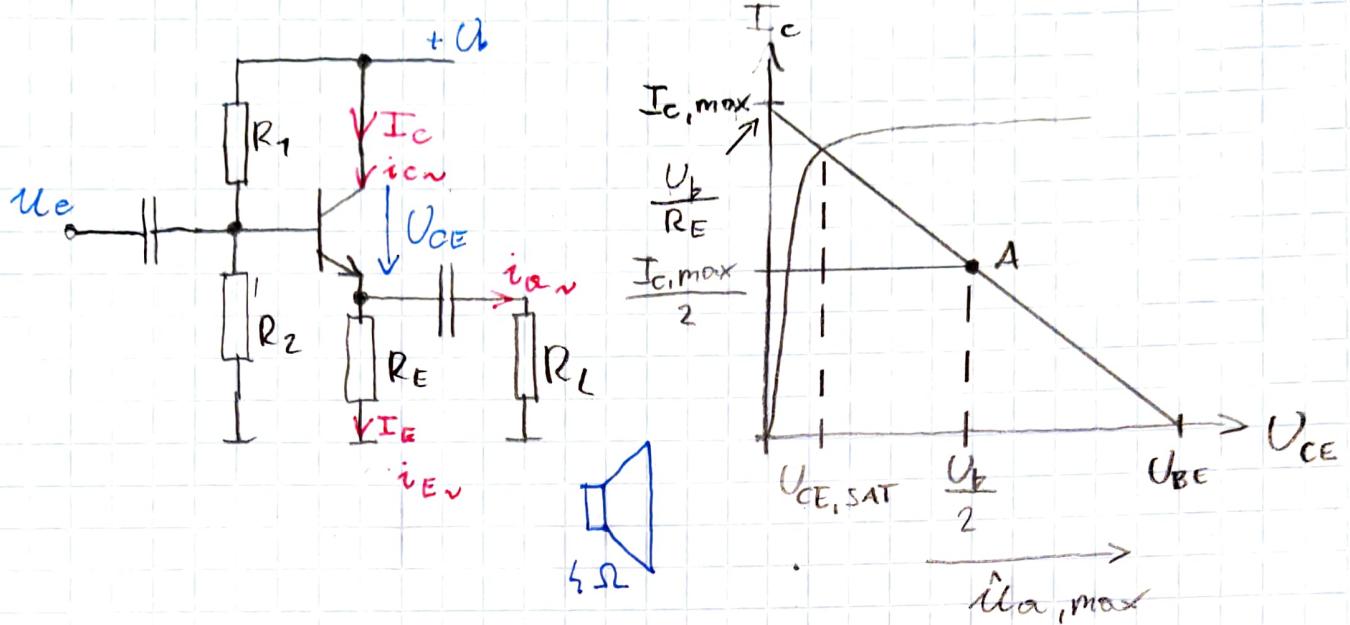
A-Betrieb



B - Betrieb



Kollektorschaltung im A-Betrieb



R_E Arbeitspunkteinstellung

$R_E \parallel R_L$ wirksamer Arbeitswiderstand

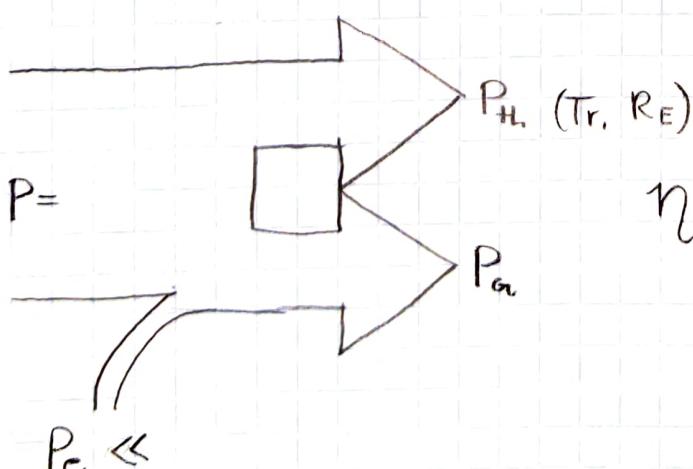
→ auch an R_E geht Signalleistung verloren

Leistungsanpassung bei $R_E = R_L$

$$R_E = \frac{U_b}{2} \cdot \frac{1}{I_E} = \frac{U_b}{2 \cdot I_C}$$

Leistung am Ausgang P_A (maximal)

$$\text{bei } R_E = R_L \Rightarrow i_E = \frac{1}{2} \cdot i_C \quad \hat{i}_E = \hat{i}_A$$



? n

$$P = U \cdot I$$

Effektivwerte

$$\rightarrow \hat{U} = U \cdot \sqrt{2} \quad U = \frac{\hat{U}}{\sqrt{2}}$$

$$P_A = \frac{\hat{U}_{A,\max}}{\sqrt{2}} \cdot \frac{\hat{i}_{A,\max}}{\sqrt{2}} = \frac{\hat{U}_{A,\max}}{\sqrt{2}} \cdot \frac{1}{2} \cdot \frac{\hat{i}_{C,\max}}{\sqrt{2}}$$

$$\hat{i}_A = \frac{1}{2} \hat{i}_C \quad \text{wegen } \hat{i}_e \quad \frac{\hat{U}_A}{R_L} = \hat{i}_A$$

$$\hat{U}_A = \frac{U_b}{2}$$

$$\hat{i}_A = \frac{U_b}{2} \cdot \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot \frac{1}{2} \cdot \frac{I_{C,\max}}{2\sqrt{2}} = \frac{U_b \cdot I_{C,\max}}{16}$$

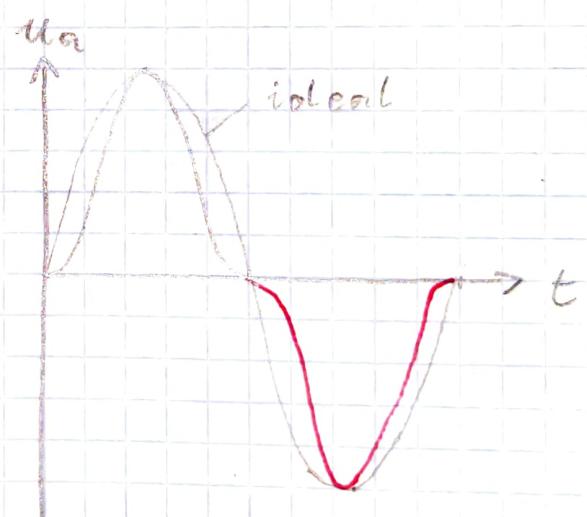
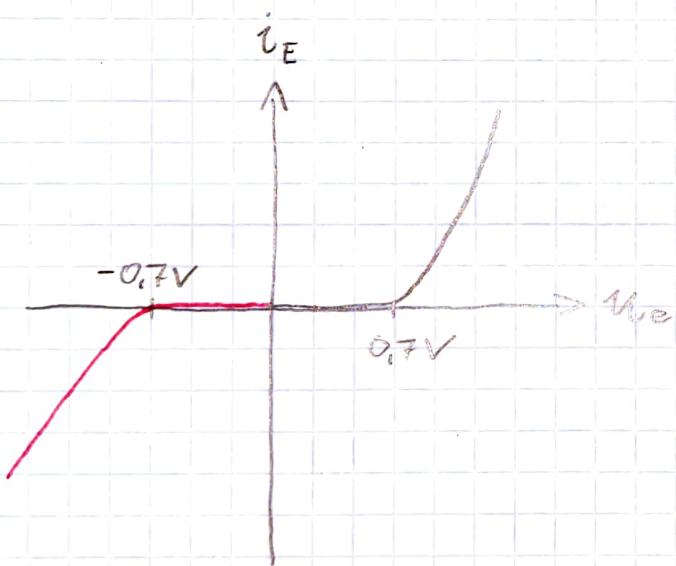
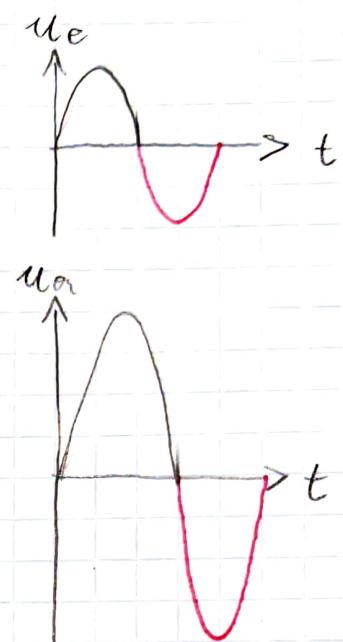
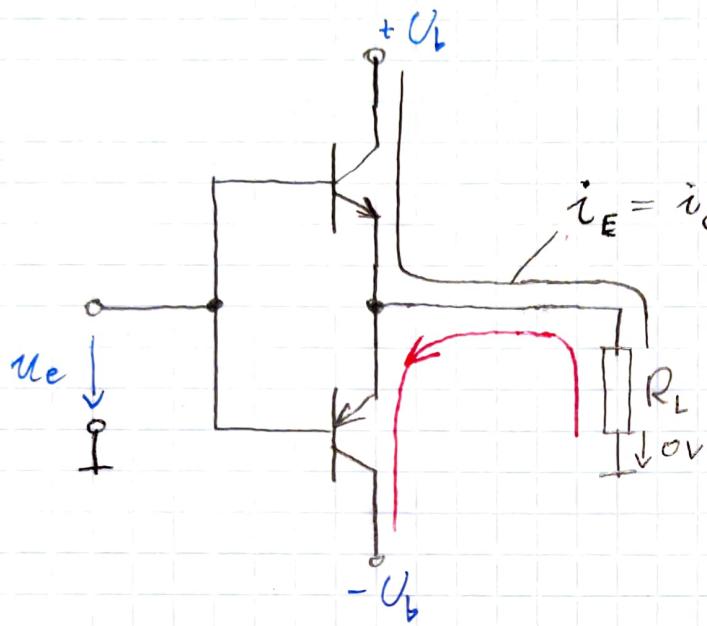
$$= \frac{U_b}{2\sqrt{2}} \cdot \frac{1}{2} \cdot \frac{1}{2\sqrt{2}} \cdot \frac{U_b}{R_E} = \underline{\underline{\frac{U_b^2}{16R_E}}}$$

Vergl.: $P = U_b \cdot \frac{I_{C,\max}}{2}$

$$\left\{ \begin{array}{l} P_{V,TR} = U_{CE} \cdot I_C = \frac{1}{2} U_b \cdot \frac{1}{2} U_b \cdot \frac{1}{R_E} = \frac{U_b^2}{4R_E} \\ P_{V,RE} = \frac{U_b}{2} \cdot I_E = \frac{1}{2} U_b \cdot \frac{1}{2} U_b \cdot \frac{1}{R_E} = \frac{U_b^2}{4R_E} \end{array} \right.$$

ohne Signal um AP \Rightarrow Klasse A Verstärker sind sehr unwirtschaftlich $\eta \ll$
mit $R_E = R_L$ nur für kleine Signalleistungen $\leq 1W$

Kollektorschaltung im B-Betrieb



Der Gegenkopfverstärker liefert im B-Betrieb starke Verzerrungen im Bereich des Null-durchgangs.

Bei großen Signalen fallen die Verzerrungen kaum ins Gewicht, bei kleinen Signalaussteuerungen sind sie sehr stören.

B-Vergleichsverstärker sind sehr wirtschaftlich

Voraussetzung dann gilt $U_b^+ = -(U_b^-) = U_b$

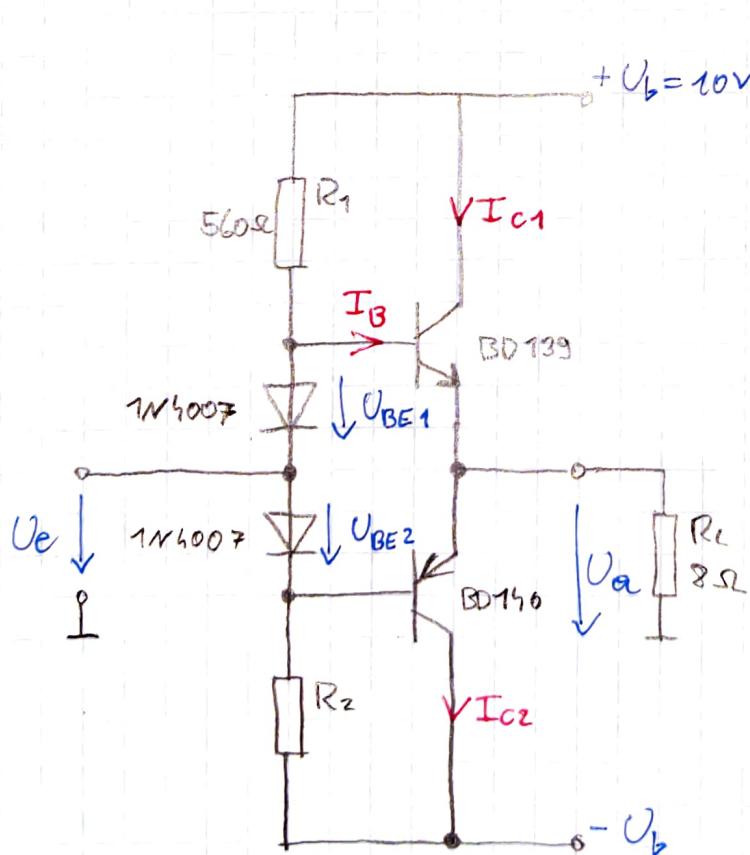
$$P_{av} = \frac{U_a}{\sqrt{2}} \cdot \frac{I_a}{\sqrt{2}} = \frac{U_b}{\sqrt{2}} \cdot \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{U_b}{R_L}$$

$$P_{av} = \frac{U_b^2}{2R_L}$$

Die Transistorverlustleistung ist hingegen gering

$$P_{v,TR} \approx 0,07 U_b \cdot I_{c,max}$$

Die Signalverzerrungen können durch eine U_{BE} -Vorspannung verringert werden. (AB-Betrieb)
Dies wird durch Dioden erzeugt, welche durch R_1, R_2 gespeist werden.

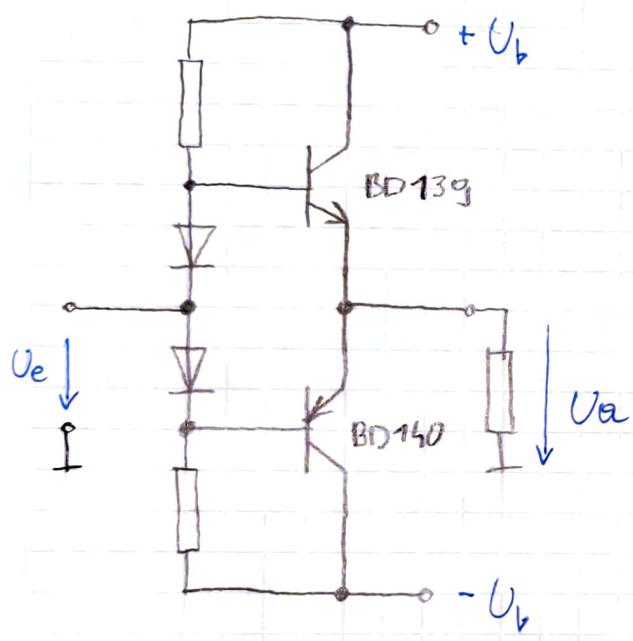
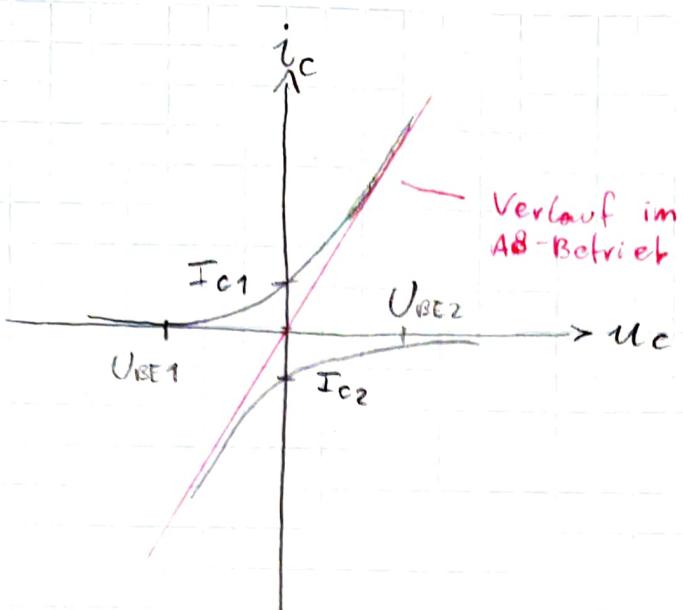


$$R_1 = R_2 = \frac{U_B - \overbrace{U_{CE,SAT}}^{= 0.7V}}{I_{B,max}}$$

$I_{B,max}$ (Vollaussteuerung)
($I_Q \approx 10 \cdot I_B$)

$$I_{c,max} = \frac{U_b (-U_{CE,SAT})}{R_L}$$

$$I_{B,max} = \frac{I_{c,max}}{B}$$



$$I_{c,\max} = \frac{U_b}{8\Omega} = 1.25 \text{ A}$$

$$\beta = 100$$

$$I_{B,\max} = \frac{I_{c,\max}}{\beta} = 12.5 \text{ mA}$$

$$R_n = \frac{U_b - U_{e,\max}}{I_{B,\max}} = \frac{U_b - U_{e,\max}}{I_{B,\max}}$$

$$= \frac{\approx 2V}{12.5 \text{ mA}} = 160 \Omega$$

Klirrfaktor

Effektivwerte

$$k = \sqrt{\frac{A_2^2 + A_3^2 + A_5^2 + \dots}{A_1^2 + A_2^2 + A_3^2 + \dots}}$$

$$U_a = k \cdot U_e$$

Eine FFT (Fast-Fourier-Transformation) ist eine Rechenoperation, welche eine Signalschwingung in ihre Einzelsignale aufteilt.

Realer OPV

► WTH idealer OPV

Eigenschaften: $R_e = \infty$

$$i_p = i_n = 0$$

$$r_a = 0$$

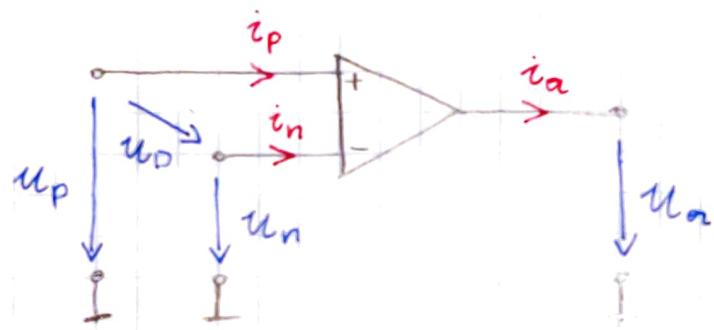
$$u_a \neq f(i_a)$$

$$V_{UD} = \infty \quad (= A, V_o)$$

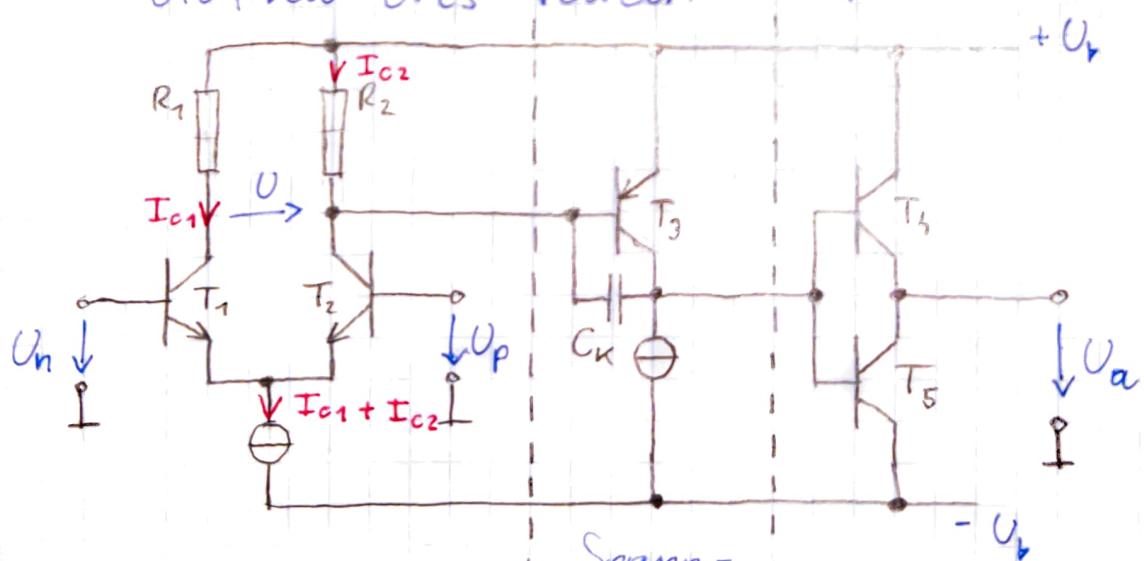
$$u_a = V_{UD} (U_p - U_n)$$

$$V_{GL} = 0$$

$$u_a = V_{UD} \cdot u_o$$



► Aufbau des realen OPV

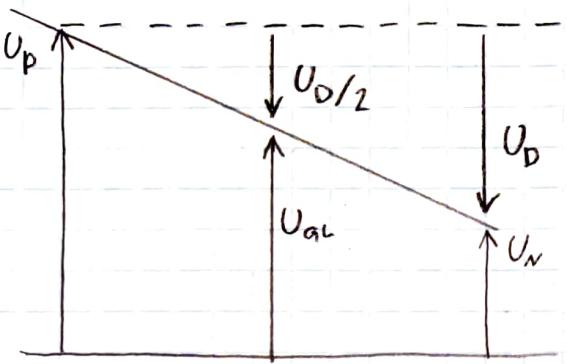


Differenzverst.

Spannungsverstärker
Zwischenverstärker

Gegenkopplungsstufe

1) Differenzverst.



$$U_p = U_{GL} + \frac{U_D}{2}$$

$$U_n = U_{GL} - \frac{U_D}{2}$$

$$U_{GL} = \frac{U_p + U_n}{2}$$

$$U_D = U_p - U_n$$

$$V_D = \frac{U_q}{U_D} \quad |_{U_{GL}=0} \gg$$

$$V_{GL} = V_{cm} = \frac{U_a}{U_{GL}} \quad |_{U_D=0} \ll$$

cm ... common mode

2) Zwischenverstärker

Spg. Verst. mit hoher Verst.

Emitterschaltung

Die Kollektorkapazität (Miller-Kap.)

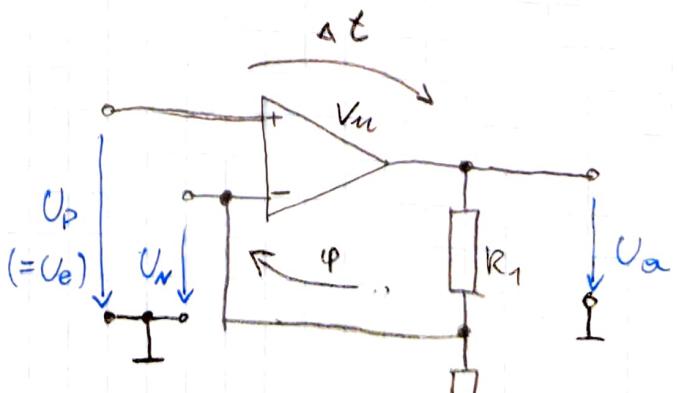
→ zur Frequenzgängigkeitskorrektur

Statt R_c wird eine I-Quelle verwendet

Warum C_k ?

$$\varphi = 2\pi \cdot f \Delta t$$

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



Annahme:

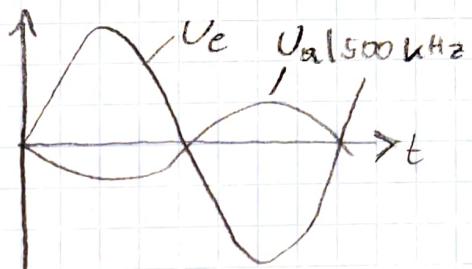
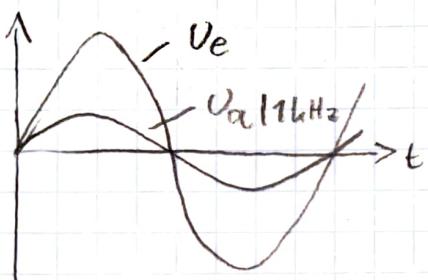
$$\Delta t = 1 \mu s$$

$$\varphi = 360^\circ \cdot 1 \mu s \cdot f \quad \begin{matrix} 1 \text{ kHz} \\ -100 \text{ kHz} \\ 500 \text{ kHz} \end{matrix}$$

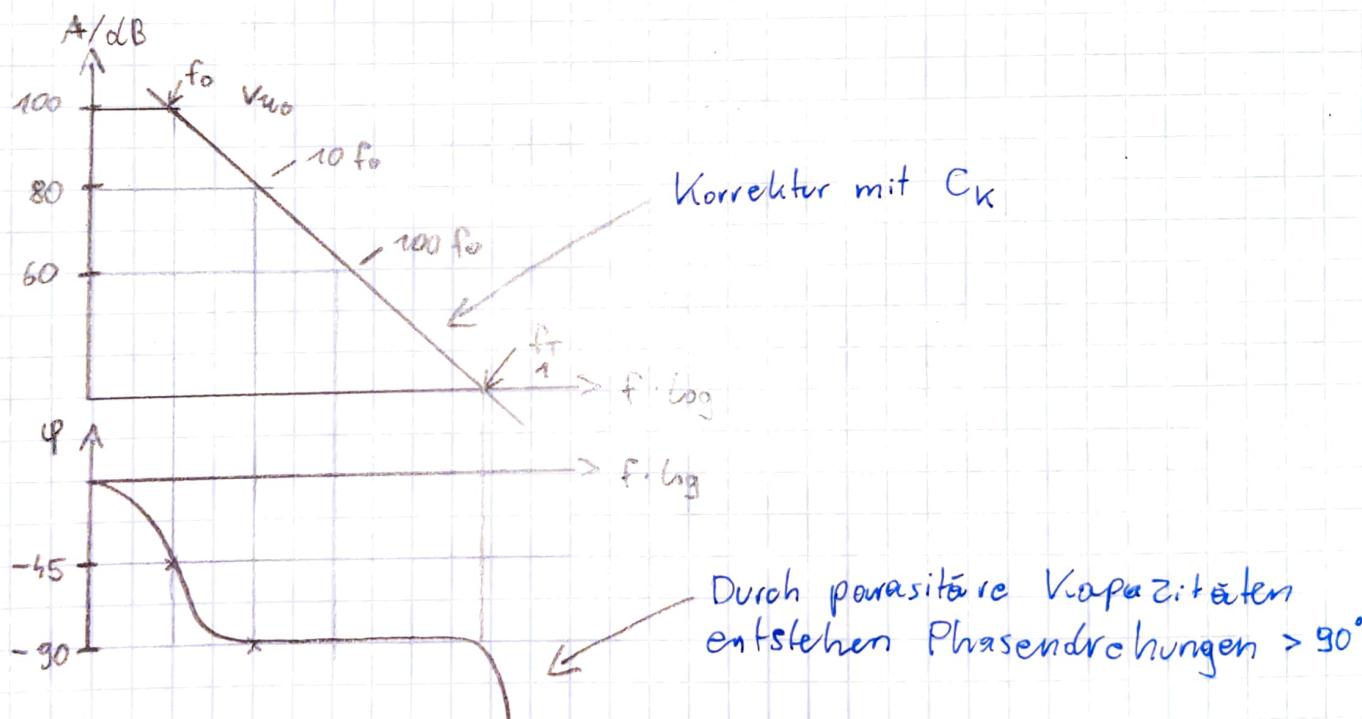
$$U_N = \frac{R_2}{R_1+R_2} \cdot U_q$$

$$1 \text{ kHz}: \varphi = 360^\circ \cdot 10^{-6} \cdot 10^3 = 360^\circ \cdot 10^{-3} = 0,36^\circ$$

$$500 \text{ kHz}: \varphi = 360^\circ \cdot 500 \cdot 10^{-6} \cdot 10^3 = 360^\circ \cdot 500 \cdot 10^{-3} = 180^\circ$$



Kreisverst.: $V_u \cdot L > 1 \Rightarrow \text{Oszillation}$



3) Leistungsendstufe

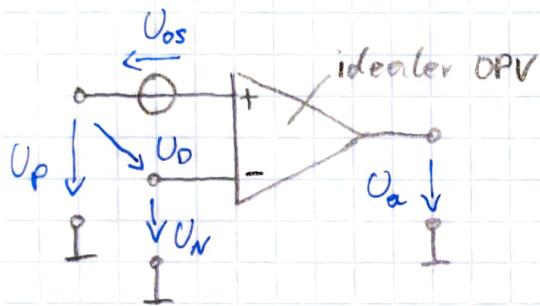
→ Aufbau siehe Gegenaktendstufen

Kenngrößen d. realen OPV

Offsetspannung

$$\text{ideal: } U_o = 0V$$

Toleranz der Eingangstransistoren
↳ bewirkt Offsetspannung



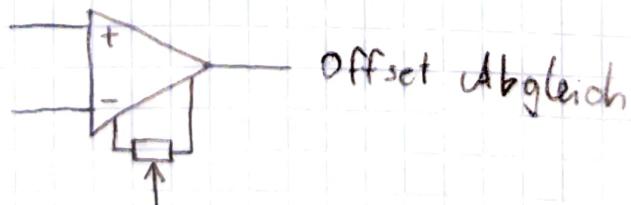
Große ol. Offsetspann. (siehe DB / DS)

$$\text{LM 324 } U_{os} = \pm 2 \text{ mV}$$

Die Offsetspann. (U_{os}) wirkt wie eine zusätzlich angelegte Differenzspann. U_d an.

Kompensation:

- Laserabgleich ol. Eingangs-tran. (Laser Trimm)
- manueller Abgleich mit Trimmpoti (früher)



Eingangsströme

input bias current & offset current

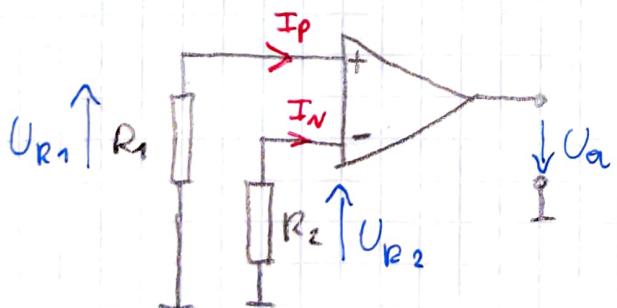
Der Betrag der Ströme hängt von der Art der Transistoren ab. (JFET bzw. bipolar)

LM324	$I_{os} = \pm 5 \text{ nA}$	Datasheet
BJT	$I_B = 45 \text{ nA}$	
TL084 A	$I_{os} = 5 \text{ pA}$	
JFET	$I_B = 30 \text{ pA}$	

Beim BJT sind ol. Ströme im nA-Bereich

Beim JFET sind d. Ströme im pA-Bereich

Die Auswirkung der Ströme am OPV ist von d. Beschilderung abhängig.



I_p non-inverting input curr.

I_n inverting input curr.

$I_{os} = I_p - I_n$ offset curr.

$I_b = \frac{I_p + I_n}{2}$ bias curr.

I_{os} , I_B ows Datasheet $\rightarrow I_p$, I_n berechnen

$$\text{LM324: } I_{os} = I_p - I_n \quad 2I_B = I_p + I_n$$

$$I_{os} + 2I_B = 2I_p \quad I_p = \frac{I_{os} + 2I_B}{2} = \frac{(5 \text{ nA} + 90 \text{ nA})}{2} = 47.5 \text{ nA}$$

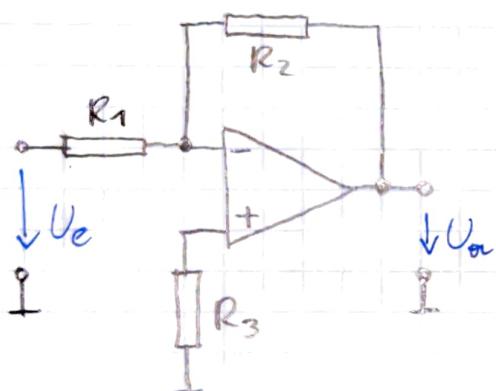
$$I_n = I_p - I_{os} = 47.5 \text{ nA} - 5 \text{ nA} = 42.5 \text{ nA}$$

Abhilfe:

OPV mit FET-Eingängen: kein Problem,
da die Ströme nur einige pA betragen.

OPV mit BJT-Eingängen: Impedanz an
beiden Eingängen nie leerohmig bzw. gleich
groß machen.

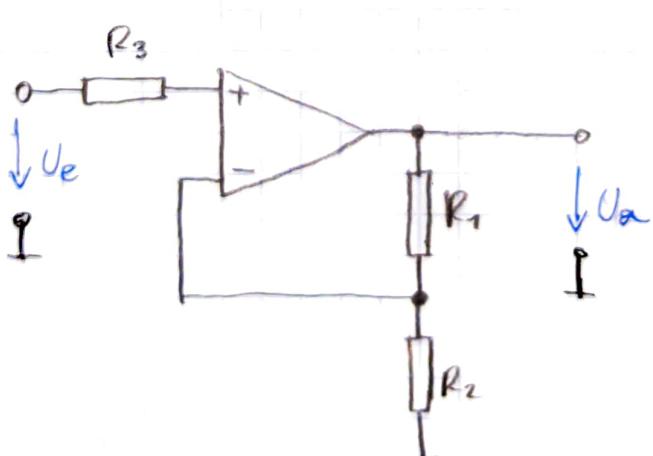
Bsp.: Inv. Verstärker:



$$R_3 = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2}$$

Warum? → siehe Übung
Mit R_3 sieht der
OPV am Pu

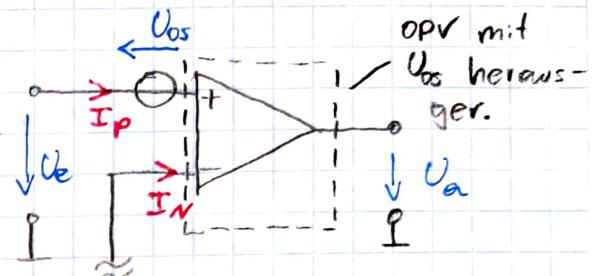
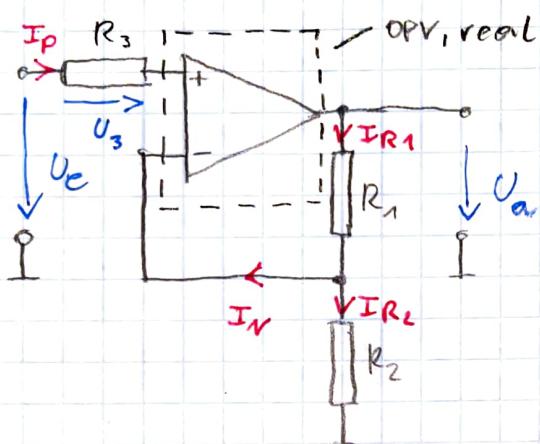
Bsp.: Nicht-Inv. Verstärker:



$$R_3 = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2}$$

→ siehe Übung

Bsp.: Für einen nicht-invertierenden Verst. sollte der Einfluss der Offsetspannung und der Einfluss der Ruheströme auf U_a berechnet werden.



HHÜ $\rightarrow U_{os}, I_p, I_N$
getrennt beachten

a) Offsetspannung:

$$I_p = I_N = 0 \rightarrow U_3 = 0$$

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

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

$$U_p = U_N \quad |_{U_D=0}$$

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

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

Die Offsetspannung des OPV (U_{os}) erscheint um V_u vergrößert als Anteil von U_a

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

b) Ruheströme:

$$U_{os} = 0 \quad I_p \neq I_n \neq 0$$

$$U_p = U_e - I_p \cdot R_3 \quad (= U_N)$$

$$U_N = U_p \quad | \text{ weil } U_o = 0$$

$$I_{R1} = \frac{U_a - U_N}{R_1} \xrightarrow{\textcircled{1}} U_a = U_N + I_{R1} \cdot R_1$$

$$I_{R2} = \frac{U_N}{R_2} \xrightarrow{\textcircled{2}} U_a = \left(I_n + \frac{U_N}{R_2} \right) R_1 + U_N \quad \downarrow$$

$$\xrightarrow{\textcircled{3}} U_a = U_N + (I_n + I_{R2}) R_1 \quad \downarrow$$

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

$$U_a = I_n \cdot R_1 + \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right) (U_e - I_p \cdot R_3)$$

$$U_a = \underbrace{\left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right) \cdot U_e}_{V_N} + \underbrace{I_n \cdot R_1 - I_p \cdot R_3 \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right)}_{I_R}$$

$U_a, I_R \dots$ Ruheströme $\rightarrow 0$

$$I_n \cdot R_1 = I_p \cdot R_3 \left(\frac{R_1 + R_2}{R_2} \right)$$

$$R_3 = \frac{I_n}{I_p} \cdot \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2}$$

$$\rightarrow \frac{I_n}{I_p} \approx 1$$

$$\Leftrightarrow R_3 = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2}$$

$$U_{a, IR} = -I_p \cdot R_3 \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right) + I_n \cdot R_1$$

Anteil d. Ruheströme an der Ausgangsspg.

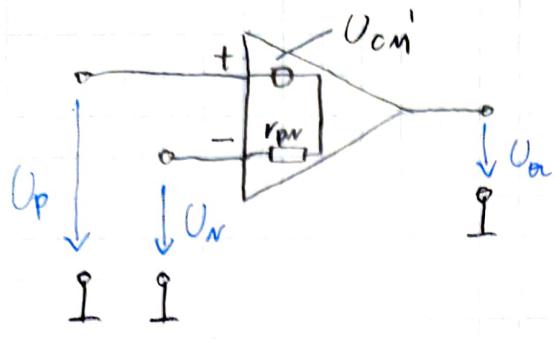
HHÜ \rightarrow Beide Einflüsse [a) U_{os} , b) I_p, I_n] überlagern sich additiv auf d. Ausgangsspg.

Aufgabe:

Betrachte oben Einfluss von U_{os}, IR auf
 V_o bei einem invert. Verstärker.

- Schaltungsskizze
- H-HÜ für U_{os}, IR

Gleichfölt verstärkung & - unterdrückung



$$U_{cm} = \frac{U_p + U_N}{2}$$

CMRR \triangleq common mode rejection ratio

$$U_p = U_N = U_{cm}$$

$$U_a \neq 0$$

$$U_a = V_{uo} \cdot \frac{U_{cm}}{U_{cm}'}$$

$$U_a = V_{uo} \cdot \frac{U_{cm}}{CMRR}$$

$$U_a = V_{cm} \cdot \frac{U_{cm}}{U_{cm}}$$

$$\textcircled{3} \quad CMRR = \frac{V_{uo}}{V_{cm}}$$

so klein wie möglich

CMRR gibt das Verhältnis von Gleichfölt-verst. zu verursachten Differenzverst. an.

$$CMRR = \frac{V_{uo}}{U_{cm}} \text{ oder Betrag ist sehr groß}$$

$$V_{cm} = \frac{U_a}{U_{cm}}$$

$$\textcircled{3}: \textcircled{1} = \textcircled{2}$$

$$V_{uo} \cdot \frac{U_{cm}}{CMRR} = V_{cm} \cdot U_{cm} \Rightarrow CMRR = \frac{V_{uo}}{V_{cm}}$$

CMRR gibt an, wie viel die Differenzverst. größer ist als die Gleichfölt-verst.

Datenblatt: LM324: 70 dB (Typ)

TL084: 86 dB (Typ)

Angabe in dB: CMR = $20 \cdot \log(CMRR)$ [dB]

$$CMRR = 10^{\frac{CMR}{20}}$$

Bsp.: CMR (LM324) = 70 dB $V_{uo} = 120 \text{ mV}$

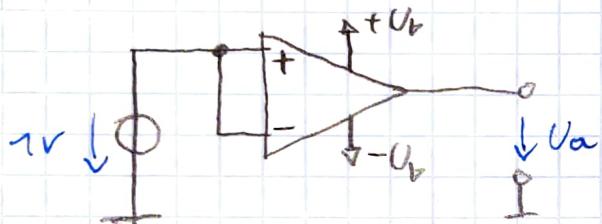
Berechne CMRR, V_{cm}

$$\text{CMRR} = 10^{\frac{\text{CMR}}{20}} = 10^{\frac{70}{20}} = 3162$$

$$V_{cm} = \frac{V_{uo}}{\text{CMRR}} = \frac{10^6}{3162} = 316,2 \quad (\text{sehr groß})$$

gewünscht: sehr klein

Berechne U_a für $V_{cm} = 1 \text{ V}$



$$\begin{aligned} U_a &= V_{uo} \cdot V_{cm}' \\ &= V_{uo} \cdot \frac{V_{cm}}{\text{CMRR}} \\ &= 10^6 \cdot \frac{1 \text{ V}}{3162} = 316 \text{ V} \end{aligned}$$

→ $U_{SAT}^{+/-}$ OPV geht in Sättigung
 $= (V_{cm} \cdot V_{cm} = 316,2 \cdot 1 \text{ V})$

Häufiger als eine reine Gleichaktsteuerung
ist eine gemischte Steuerung, d.h.

$$U_p \neq U_n$$

$$U_{pn} = U_p - U_n$$

$$V_{cm} = \frac{U_p + U_n}{2}$$

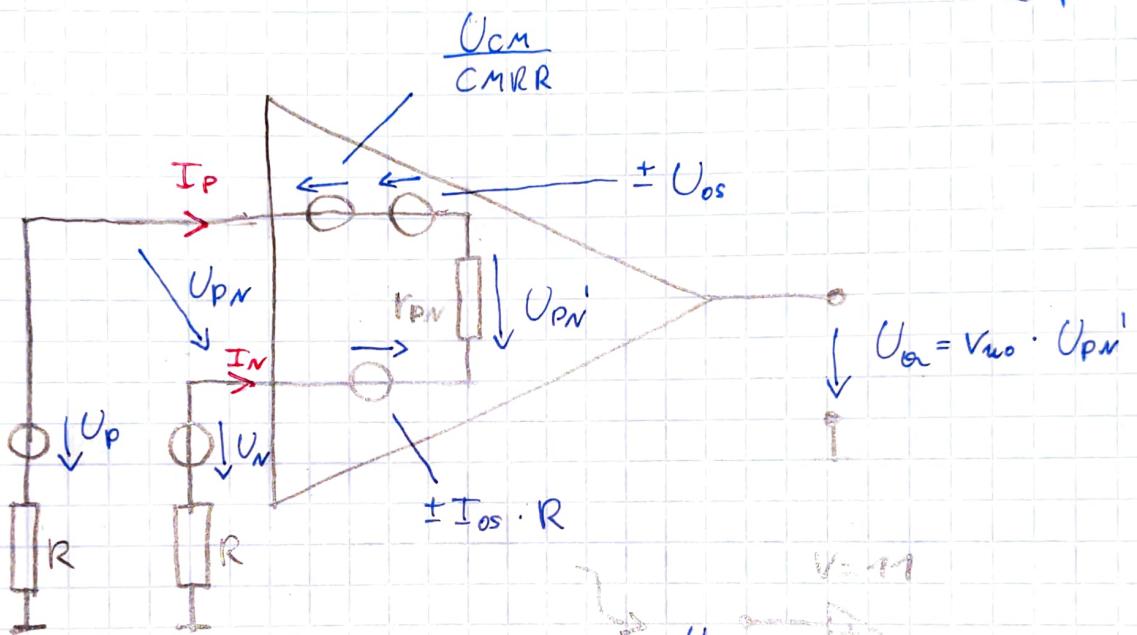
⇒ Die Steuerspannung des OPV beträgt
nun $U_{pn}' = U_{pn} + V_{cm}'$

$$\text{mit } V_{cm}' = \frac{V_{cm}}{\text{CMRR}}$$

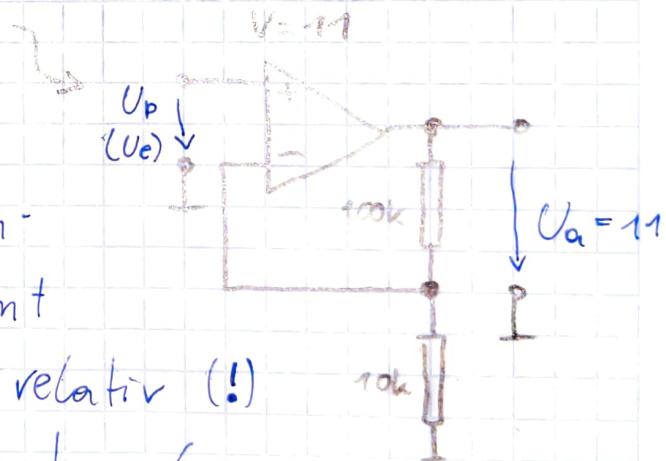
Zusammenfassung U_{os} , I_R , U_{cm} (CMRR)

$$U_a = V_{uo} \cdot U_{pr}' \quad \text{mit}$$

$$U_{pr}' = (U_p - U_N) + \frac{1}{CMRR} \cdot \underbrace{\frac{U_p + U_N}{2}}_{U_{cm}} \pm U_{os} \pm I_{os} \cdot R \\ (I_p - I_N)$$



Wird der OPV in Gegenkopplung betrieben, nimmt er Verstärkungsfaktor relativ (!) kleine Werte an, wodurch der Fehlerspannungsanteil vernachlässigbar wird.



Weitere reale Datenblattwerte (siehe realer OPRV)

- Eingangsspannungsbereich $U_e = \pm U_b = \pm 1,5V$
- Speisespannungs-Unterdrückung
power supply rejection ratio
 $PSRR = 100 \text{ dB}$ (LM324)
- Ausgangsspannungsbereich
output voltage swing $U_a = \pm U_b = \pm 1,5V$
Ausnahme: rail-to-rail OPRV LT1218
- Ausgangskurzschlussstrom
output short circuit current
 $I_{sc} = 40 \text{ mA}$ (LM324)

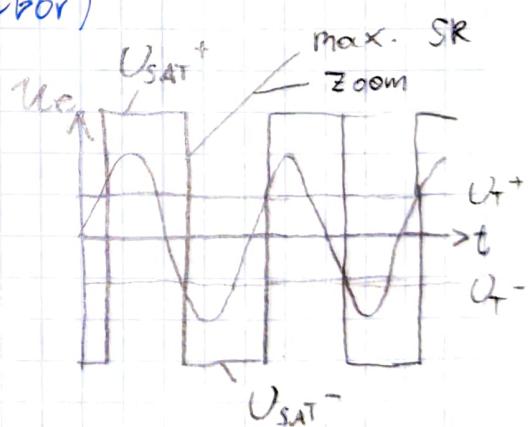
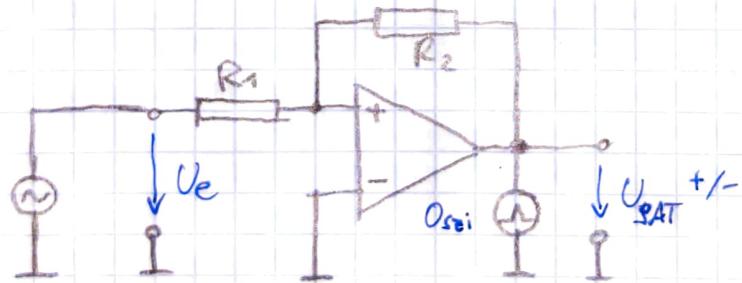
Selbststudium zu Slew Rate & Power Bandw.

SR ... Ausgangsspannungsanstiegszeit

$$SR \approx 10 \frac{V}{\mu s}$$

- Kleiner Strom von Diff. verst. muss C_k laden / entladen (siehe Aufbau realer OPV)
- $C_k \approx 30 \text{ pF}$
- Kleinerer C_k vergrößert SR, verschlechtert Stabilität des OPV (siehe Frequenzgangkorrektur)
- ohne $C_k \rightarrow$ Komparator
 - Stabilitätsprobleme
 - nicht für Gegenkoppl. geeignet

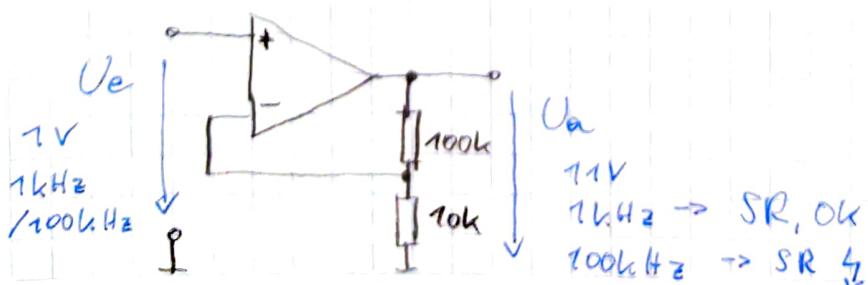
Messung: siehe OPV 4 (Labor)



$$SR = \frac{\Delta U_o}{\Delta t} \left[\frac{V}{\mu s} \right]$$

=> Power Bandwidth

z.B. Verstärkersch. $v=11$



$$u(t) = A \cdot \sin(2\pi f \cdot t)$$

$$\begin{aligned} \frac{du}{dt} &= A \cdot \cos(\underbrace{2\pi f \cdot t}_{\varphi}) \cdot 2\pi f \Big|_{\varphi=2\pi} \\ &= A \cdot \underbrace{\cos(2\pi)}_{=1} \cdot 2\pi f \Rightarrow SR \end{aligned}$$

$$f = \frac{SR}{2\pi \cdot A}$$

$$\begin{aligned} \text{TL084: } f &= \frac{13 \text{ V}}{10^{-6} \text{ s} \cdot 2\pi \cdot 10\pi} = \frac{13}{10} \cdot \frac{1}{2\pi} \cdot 10^6 \\ &= \frac{1.3}{2\pi} \cdot 10^6 \text{ Hz} = 0.206 \cdot 10^6 \text{ Hz} \\ &= 206 \text{ kHz} \end{aligned}$$

Berechnung d. Power Bandwidth e. OPV

Kann ein sinusförmiges Signal mit einer bestimmten Frequenz & Ausgangsamplitude von einem OPV mit geg. SR noch abgebilbert werden?



$$u_a(t) = A \cdot \sin(2\pi f t) \quad 2\pi f t = p$$

Steigung diff.

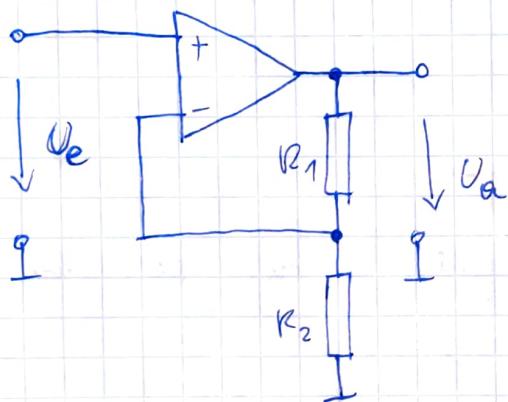
$$\frac{du_a(t)}{dt} = A \cdot \underbrace{\cos(2\pi f t)}_{\cos(0)=1} \cdot 2\pi f \quad |_{\varphi=0, \pi, 2\pi}$$

$$f = \frac{SR}{2\pi \cdot A}$$

$$\frac{du_a(t)}{dt} = SR = 2\pi f$$

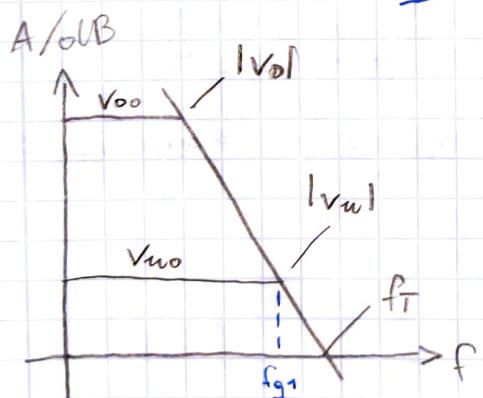
Bsp.: Übung OPV 4 (Aufnahme ol. Bode-Diagr.)

$$\text{LM324: } SR = 0,5 \frac{V}{\mu s} \quad f_T = 1 \text{ MHz}$$



U_a, max berechnen

U_e, max abschätzen



$$A = \frac{SR}{2\pi f} = \frac{0,5 V}{2\pi \cdot 10^6 \frac{1}{s} \cdot 10^{-6} s}$$

$$= \frac{0,5 V}{2\pi} = \frac{0,5 V}{6,28} = 0,079 V$$

$$\text{Probe für } f_{g1} \quad f_{g1} = \frac{f_T}{V_1} = \frac{10^6}{11} = 90,9 \text{ kHz}$$

$$U_a = U_e \cdot 11 = 0,079 V \cdot 11 = 0,869 V$$

$$SR = A \cdot 2\pi \cdot f_{g1} = 0,869 V \cdot 2\pi \cdot 90,9 \cdot 10^3 \text{ Hz}$$

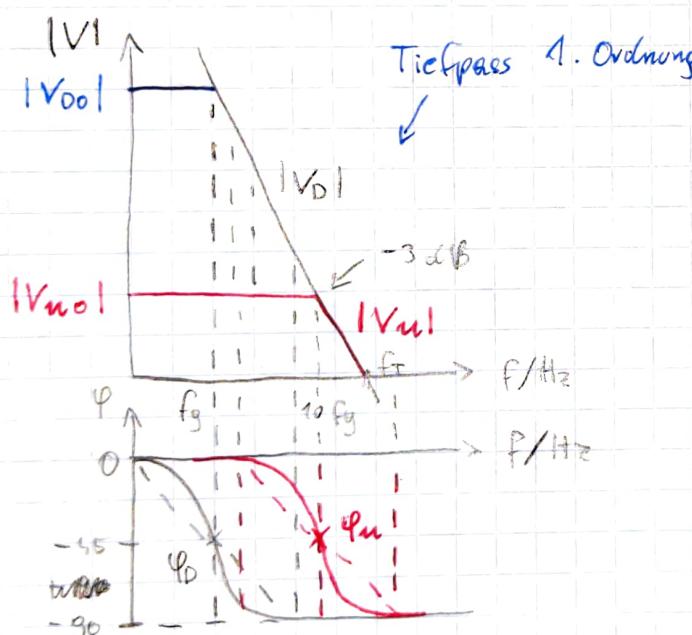
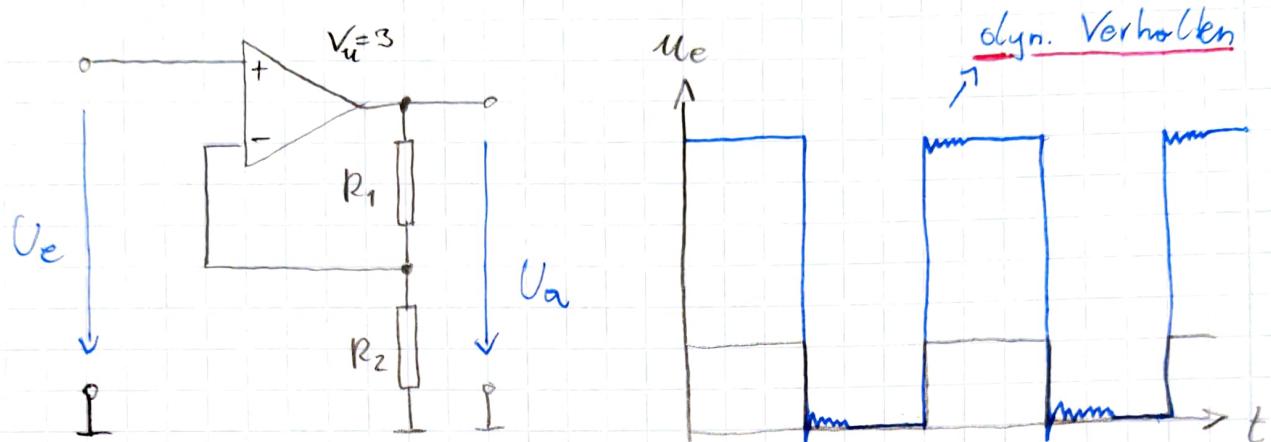
$$= 496380 \frac{V}{s}$$

$$= \sim 0,5 \frac{V}{\mu s}$$

Dynamisches Verhalten von OPV-Schaltungen

Einfluss des Frequenzganges

Einführung - Bsp.:



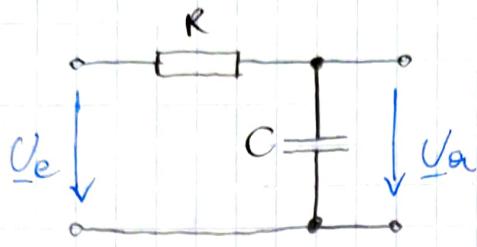
$$f_T \cdot 1 = f_0 \cdot V_{DD} = V_u \cdot f_B$$

Literatur:

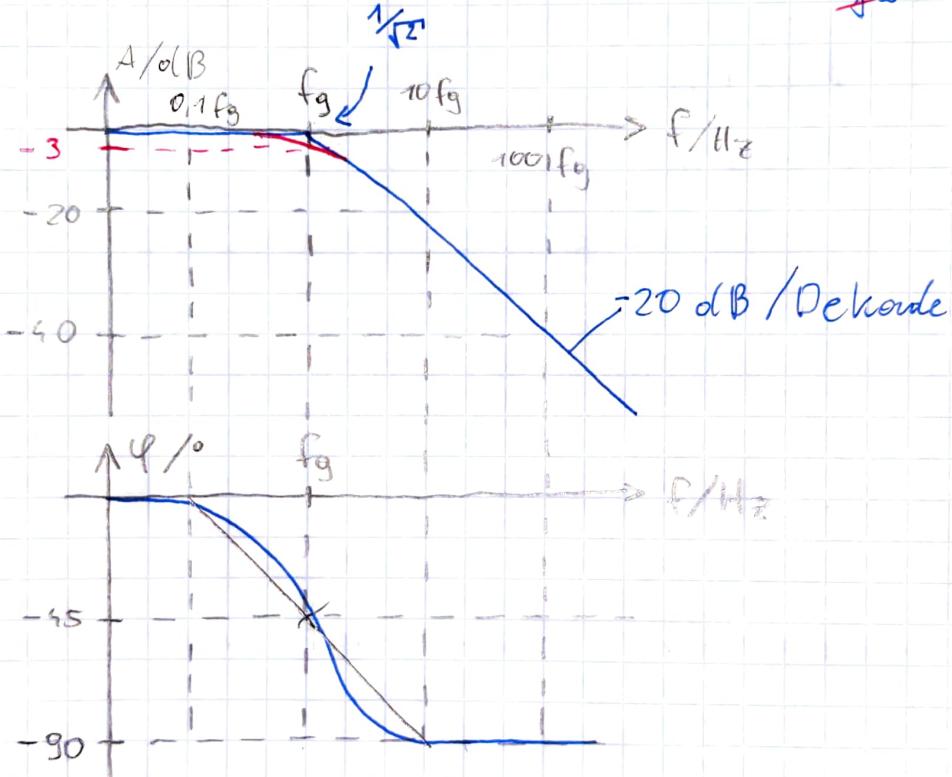
gain bandwidth product
unity gain bandwidth

=> gedämpfte Schwingung am Ausgang
=> Phasenreserve bestimmen

Herleitung Tiefpass 1. Ordnung



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



$$\left| \frac{U_a}{U_e} \right| = \frac{1}{\sqrt{1 + \omega^2 R^2 C^2}} \quad \begin{matrix} \omega^2 R^2 C^2 = 1 \\ \omega R C = 1 \end{matrix}$$

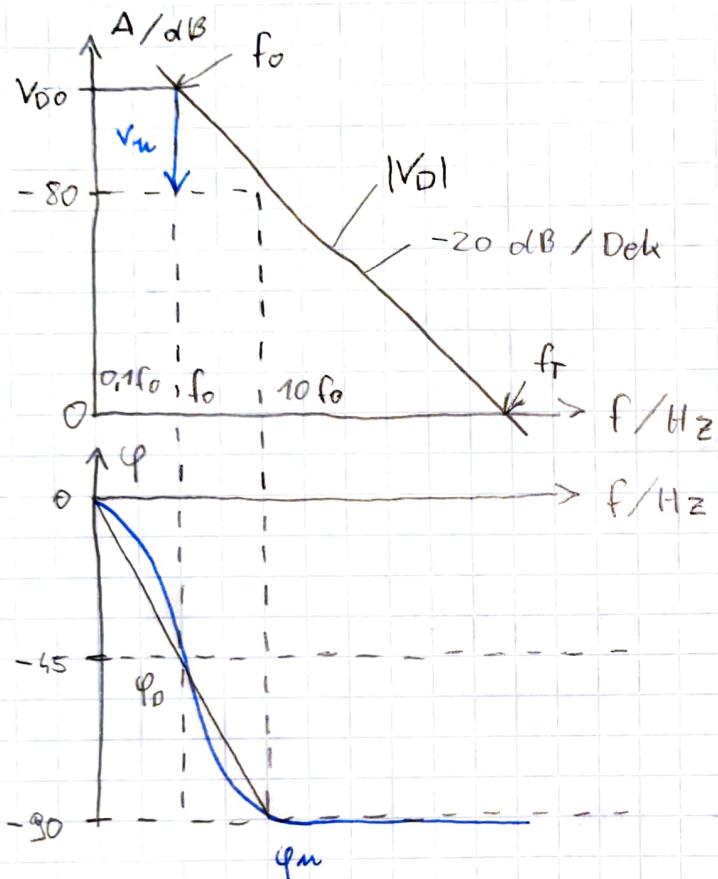
$\underbrace{\qquad\qquad\qquad}_{=1 \text{ bei } f_g}$

$$\omega_g = \frac{1}{RC} \quad f_g = \frac{1}{2\pi RC}$$

$$\frac{U_a}{U_e} = \frac{1}{1 + j\omega RC} = \frac{1}{1 + j\frac{\omega}{\omega_g}} = \frac{1}{1 + j\frac{2\pi f}{2\pi f_g}} = \frac{1}{1 + j\frac{f}{f_g}}$$

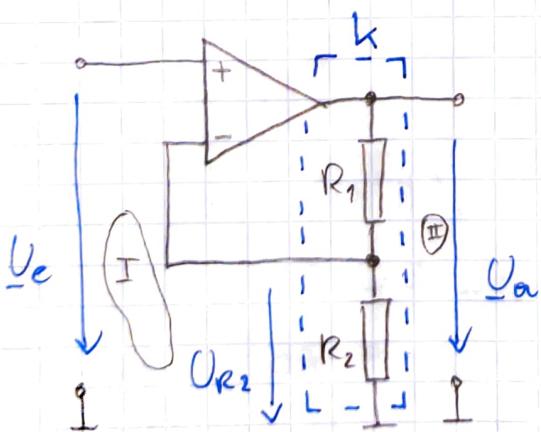
Analogie zu OPV \rightarrow "TP 1. Ordnung"

$$V_D(f) = \frac{V_{D0}}{1 + j \frac{f}{f_0}}$$



Einpole-Annäherung des
OPV Übertragungsverhaltens
 \rightarrow OPV ist unbeschränkt

Bsp.: Nicht-invertierender Verst. mit V_u



$$\text{I: } U_e - U_D = U_{R2}$$

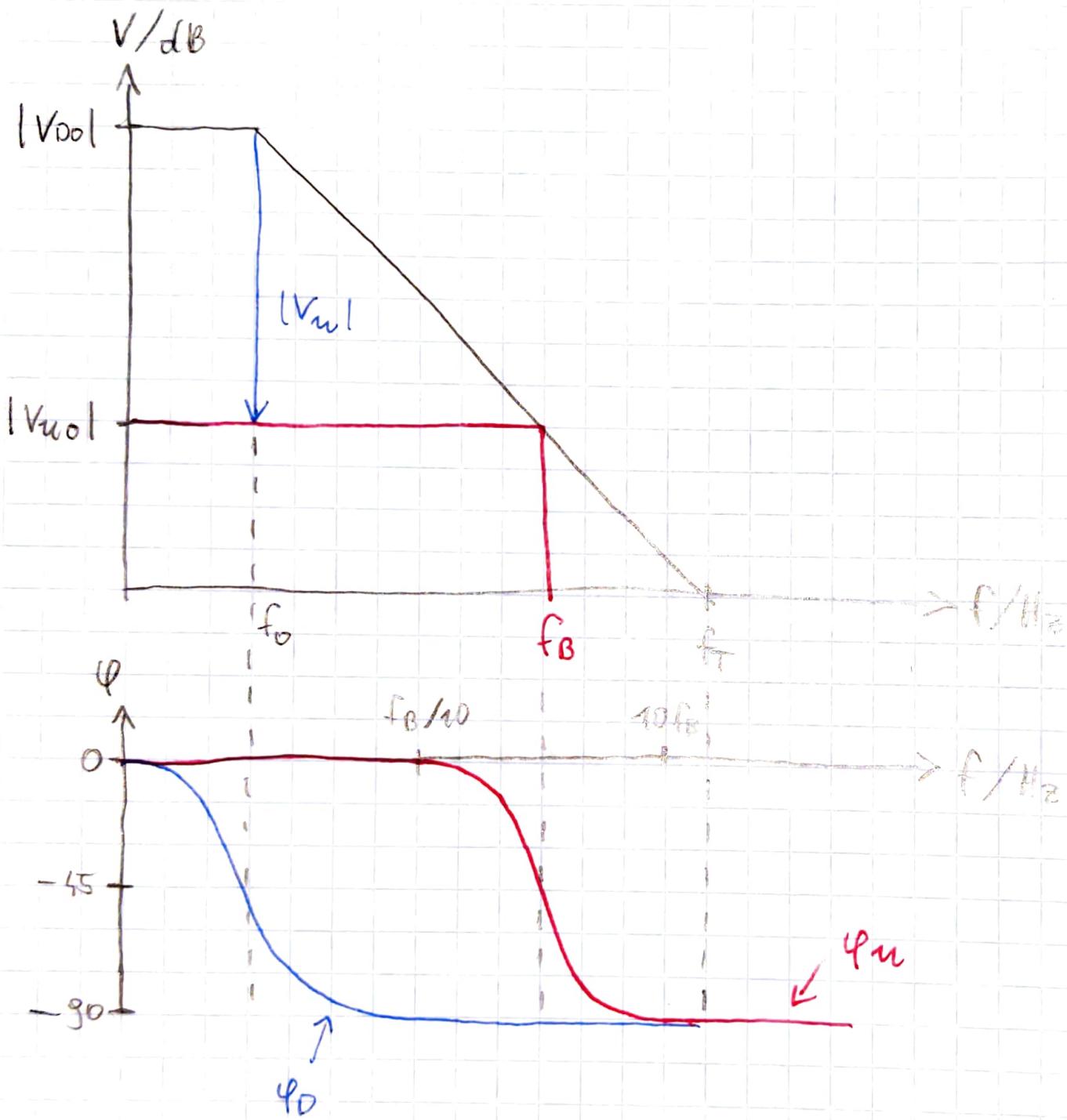
$$\text{II: } \frac{U_{R2}}{U_a} = \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

$$U_a = V_D \cdot U_D$$

k... Rückkopplungsfaktor

$$V_u = 1 + \frac{R_1}{R_2}$$

*



$$\rightarrow V_e - \frac{V_o}{V_D} = V_a \frac{R_2}{R_1+R_2}$$

$$V_e = V_a \left[\frac{1}{V_D} + \frac{R_2}{R_1+R_2} \right]$$

$$\frac{V_a}{V_e} = \frac{1}{V_a \left[\frac{1}{V_D} + \frac{R_2}{R_1+R_2} \right]} = \frac{1}{\frac{R_2}{R_1+R_2} \left(\frac{1}{V_D} \cdot \frac{R_1+R_2}{R_2} + 1 \right)} =$$

$$V_m(f) = \frac{1 + \frac{R_1}{R_2}}{1 + \frac{1}{V_D} \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right)} \quad \text{mit } V_o(f) = \frac{V_{D0}}{1 + j \frac{f}{f_0}}$$

$$V_m(f) = \frac{1 + \frac{R_1}{R_2}}{1 + \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right) \cdot \frac{1 + j \frac{f}{f_0}}{V_{D0}}} = \frac{1 + \frac{R_1}{R_2}}{1 + \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right) \frac{1}{V_{D0}} + j \frac{f}{f_0} \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right) \frac{1}{V_{D0}}}$$

$$f_B = \frac{f_0 \cdot V_{D0}}{1 + \frac{R_1}{R_2}}$$

$$V_m = 1 + \frac{R_1}{R_2}$$

$$V_m \cdot f_B = V_{D0} \cdot f_0 \quad (= 1 \cdot f_T)$$

Verstärkungs-Bandbreite-Produkt *

mit $V_{D0} \rightarrow \infty$ (\gg)

$$V_m(f) = \frac{1 + \frac{R_1}{R_2}}{1 + \frac{f}{f_B}}$$

Durch die Realisierung von V_{D0} erhöht sich die Bandbreite f_B oder Schaltung.

Signale mit den Frequenzen bis zur Bandbreite f_B ($\frac{f_0}{10}$) werden mit der eingestellten Spannungsverstärkung V_{D0} übertragen und erfahren dabei keine Phasenverschiebung.

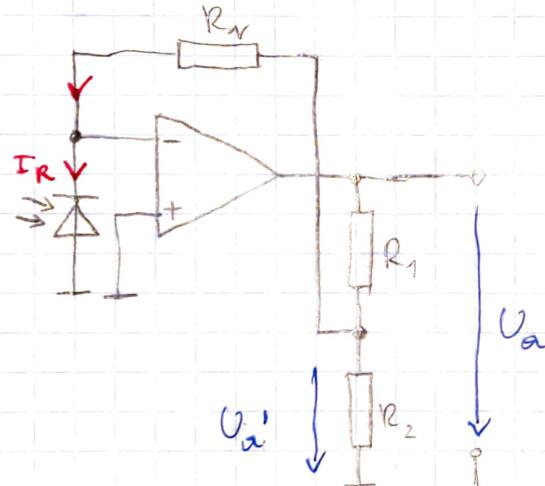
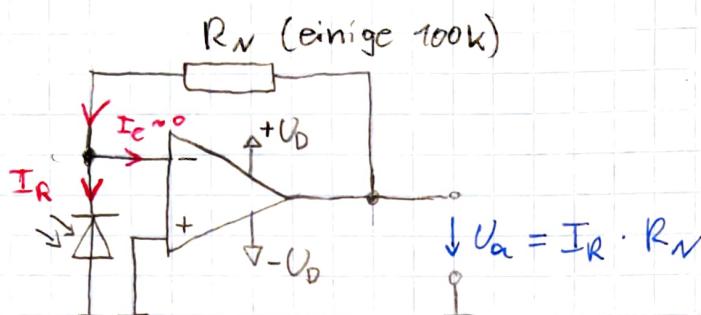
Messung der Beleuchtungsstärke



BPW 24

BPW 34

Fotodiode, (Transistor)



$$R_2 \approx \frac{R_2 \cdot R_N}{R_2 + R_N}$$

$$U_a' = U_a \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad (1)$$

$$U_a' = I_R \cdot R_N \quad (2)$$

$$U_a = f(R_i, I_R)$$

$$U_a \cdot \frac{\frac{R_2 \cdot R_N}{R_2 + R_N}}{R_1 + \frac{R_2 \cdot R_N}{R_2 + R_N}} = I_R \cdot R_N$$

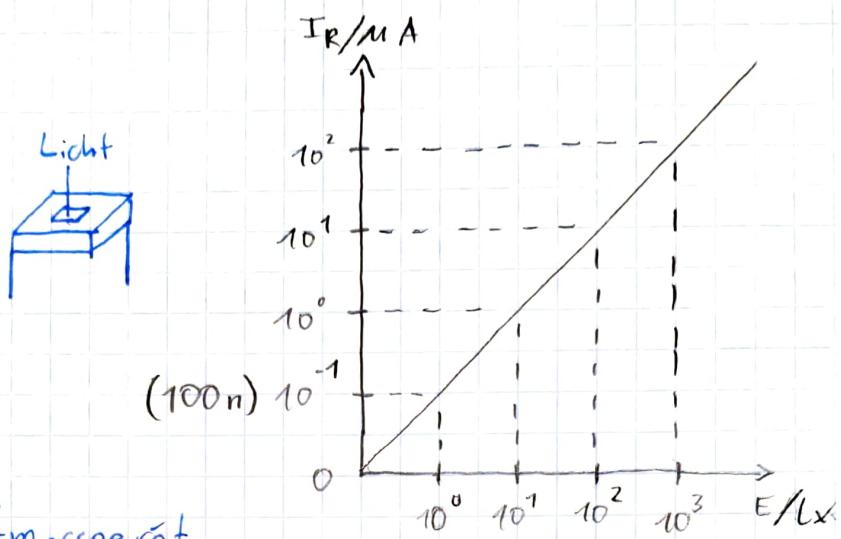
$$U_a \cdot \frac{R_1 \cdot R_N}{R_2 + R_N} \cdot \frac{1}{\frac{R_1(R_2 + R_N) + R_2 \cdot R_N}{R_2 + R_N}} = I_R \cdot R_N$$

$$U_a \cdot \frac{1}{R_1(R_2 + R_N) + R_2 \cdot R_N} = I_R \cdot \frac{1}{R_2}$$

$$U_{aN} = I_R \cdot \frac{R_1}{R_2} (R_2 + R_N) + R_N \cdot I_R = I_R \cdot R_1 + I_R \cdot R_N \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right)$$

BPW 24 (35)

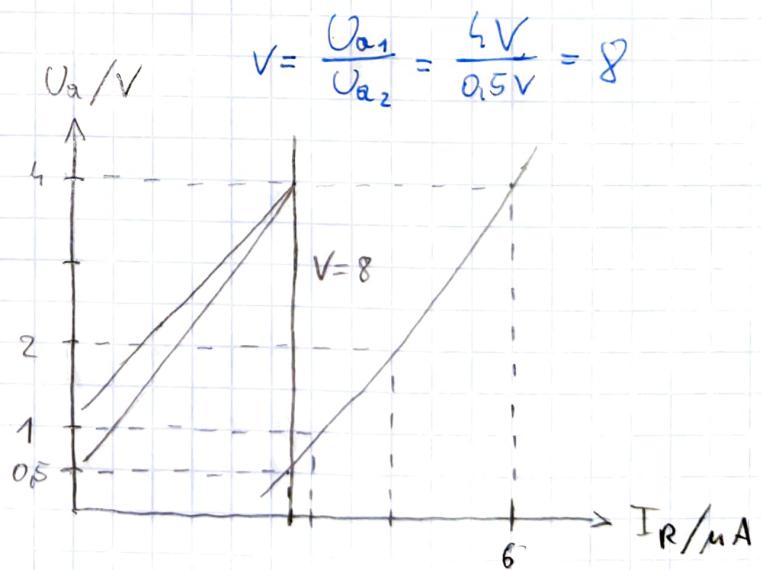
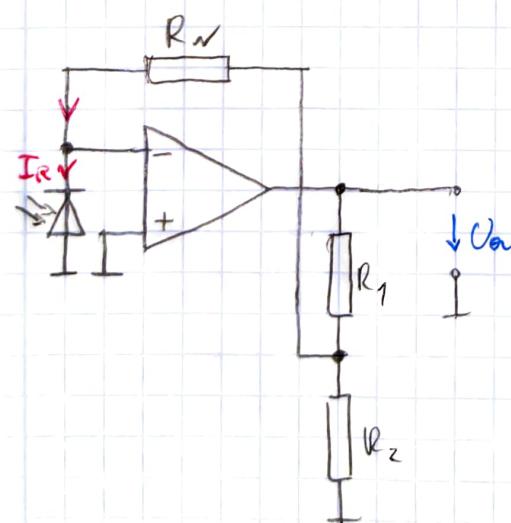
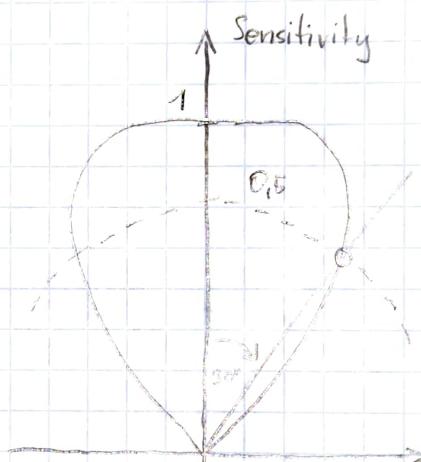
Silicium Planar Foto diode



Lichtmessgerät
(Bel Stärke)

$$60 \text{ lx} - 0,1 \text{ lx}$$

$$6 \mu\text{A} - 0,01 \mu\text{A}$$



1) ohne Verstärkung d.h. $R_2 = \infty$ (\gg)

$$U_a = I_R (R_1 + R_N)$$

$$R_N = \frac{U_a}{I_R} - R_1 = \frac{4 \text{ V}}{6 \cdot 10^{-6} \text{ A}} - 10 \text{ k} = \frac{2}{3} \cdot 10^6 - 10 \text{ k} = \underline{\underline{656 \text{ k} \Omega}}$$

Annahme: $R_1 = 10k$

$$U_R = I_R \cdot R_1 + I_R \cdot R_N \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) \rightarrow 1 + \frac{R_1}{R_2} = 8$$

$$R_2 = \frac{R_1}{7} = \underline{\underline{1,43k}}$$

$$U_R = I_R (R_1 + R_N)$$

$$I_R = \frac{U_R}{R_1 + R_N} = \frac{0,5V}{666k} = 750 \text{ nA}$$

Dyn. Verhalten

Bsp.: Kann der OPV LM741 für einen Audio-Vorverstärker mit $V_u = 100$ eingesetzt werden? $B = 20 - 20 \text{ kHz}$

$$f_T = 1 \text{ MHz} \rightarrow \text{Datenbl.}$$

$$f = B \cdot V_u = 20 \text{ kHz} \cdot 100 = 2 \text{ MHz} > f_T$$

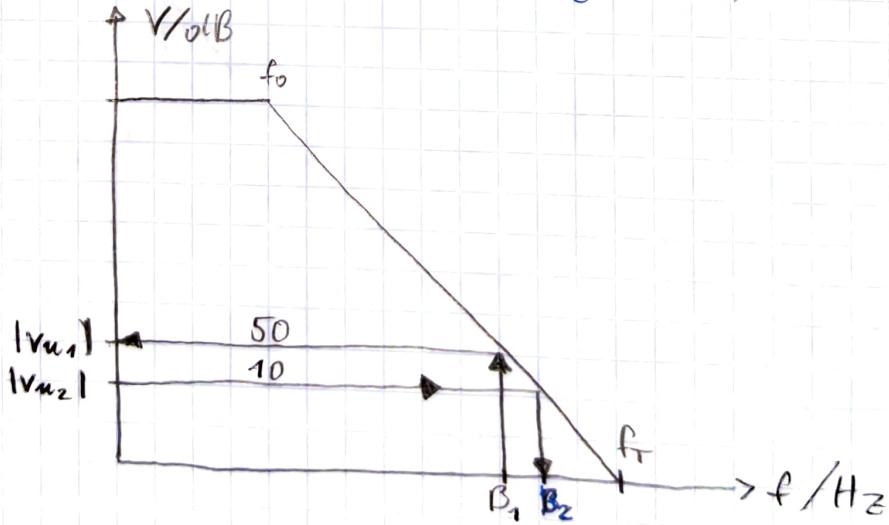
Eignet sich nicht! Wie sieht es mit 10-facher Verstärkung aus?

$$f = B \cdot V_u = 20 \text{ kHz} \cdot 10 = 200 \text{ kHz} < f_T$$

$\rightarrow \frac{f_T}{10} = 100 \text{ kHz} \rightarrow$ Frequenz f ist bereits in oder Phasenverschiebung

Was kann man tun, wenn man 100-fache Verstärkung trotzdem benötigt?

- a) schnellerer OPV mit höheren f_T (LM1007)
- b) zwei Verstärker ($V_u = 10$) in Serie schalten



$$B_2 = \frac{f_T}{V_u} = \frac{10^6}{10} = 10^5 \text{ Hz} = 100 \text{ kHz}$$

Es besteht ein 5-facher Abstand in der Bandbreite.

c) Wie viele Verstärkerstufen sind bei einem 10-fachen Abstand in der Bandbreite notwendig?

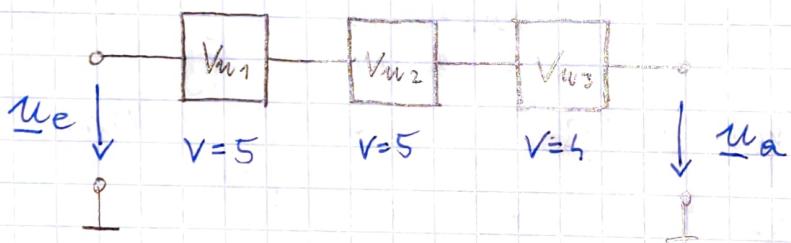
$$f_B' = 10 \cdot B = 10 \cdot 20 \text{ kHz} = 200 \text{ kHz}$$

$$V_{u'}^1 = \frac{f_T}{f_B} = \frac{10^6 \text{ Hz}}{200 \text{ kHz}} = 5$$

$$V_{u'}^1 = \sqrt[10]{100} \quad \dots \quad x = \frac{\log(100)}{\log(V_{u'}^1)} = 2,86$$

2,86 Verstärker würden mit der Verstärkung 5 benötigt werden.

Probe:



$$V_{\text{ges}} = 5 \cdot 5 \cdot 5 = 125$$

Bsp.:

3 Verstärker sollen eine Verstärkung von 100 für ein Audio-Signal ergeben.

Berechne die sich ergebende Bandbreite unter Berücksichtigung einer 10-fachen Reserve zu f_T: OPV: LM324

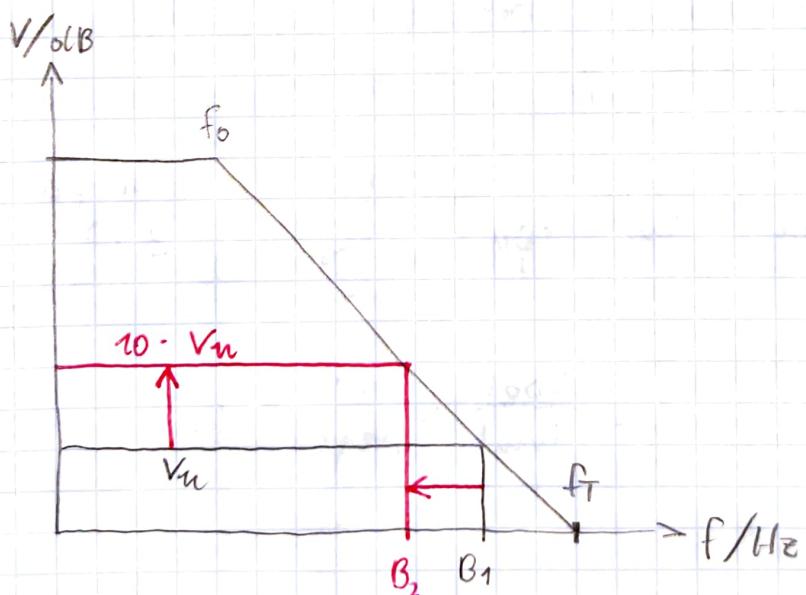
$$f_T = 10^6 \text{ Hz}$$

$$V_u = V_{u1} \cdot V_{u2} \cdot V_{u3}$$

$$V_u = \sqrt[3]{100} = 4,64 \rightarrow B_1 = 215,5 \text{ kHz}$$

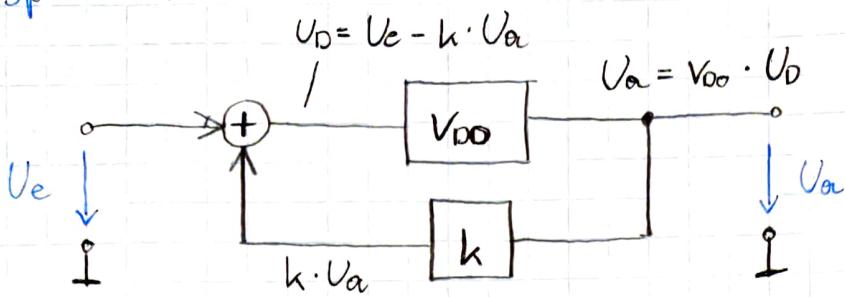
$$V_u' = 10 \cdot V_u = 46,4$$

$$f' = \frac{f_T}{10 \cdot V_u} = \frac{10^6}{46,4} = 21,55 \text{ kHz} = B_2$$



Durch die 10-fache Reserve reduziert sich die Bandbreite v. 215,5 auf 21,55 kHz.

Bsp.: 7)



$$U_a = V_{D0} \cdot U_D$$

$$U_a = V_{D0} \cdot (U_e - k \cdot U_a)$$

$$g = k \cdot V_{D0}$$

Schleifenverst.

$$U_a + k \cdot U_a \cdot V_{D0} = U_e \cdot V_{D0}$$

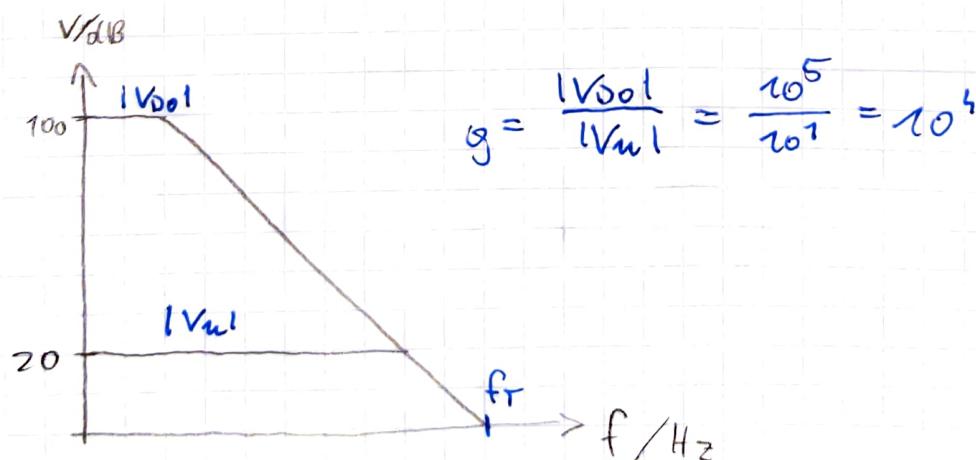
$$U_a (1 + k \cdot V_{D0}) = U_e \cdot V_{D0}$$

$$V_m = \frac{U_a}{U_e} = \frac{V_{D0}}{1 + k \cdot V_{D0}}$$

$$V_m = \frac{V_{D0}}{k \cdot V_{D0}} = \frac{1}{k}$$

für $k \cdot V_{D0} \gg$ gilt $1 \ll k \cdot V_{D0}$

$$g = k \cdot V_{D0} = \frac{1}{V_m} \cdot V_{D0} = \frac{V_{D0}}{V_m} \quad \text{gilt für } g \gg$$



Begriffe: 1) Leerlaufverstärkung d. OPR
open loop gain

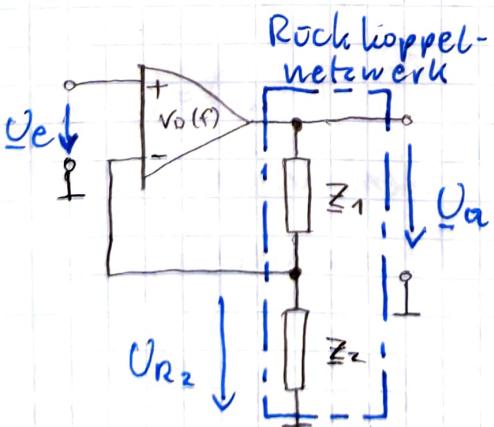
2) Spg. verst. oder rückgek. Schalt.
closed loop gain

Rückkopplung & Stabilität

Weßen ol. positiven Eigenschaften die OPV Schaltungen durch die Gegenkopplung erfahren (Erhöhung der Bandbreite, Reduktion ol. Störsensitivität, etc) wirkt sich diese durch die zunehmende Phasenverschiebung in OPV & Rückkopplernetzwerk zunehmend neg. aus.

→ Es gibt eine Frequenz bei welcher das rückgekoppelte Signal in Phase mit dem Eingangssignal ist ($\rightarrow \text{MK}$). Ist die Verst. bei dieser Frequenz $f \geq 1$, so treten selbst erregte Schwingungen auf.

Gegenkopplung, Stabilitätsanalyse



siehe Ableitung nächste Seite

$$\frac{U_a}{U_e} = \frac{1}{\frac{1}{V_D} + \frac{Z_1}{Z_1 + Z_2}}$$

$$\boxed{\frac{U_a}{U_e} = \frac{V_D}{1 + k \cdot V_D}}$$

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

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

$$U_a = V_D \cdot U_D$$

$k \cdot V_D \dots \text{Verstärkung}$
 $k \dots \text{Rückkopffaktor}$

$$\begin{cases} \cdot V_D \\ \cdot V_D \end{cases}$$

$$1) \underline{U}_e = \underline{U}_D + k \cdot \underline{U}_a \rightarrow \underline{U}_D = \underline{U}_e - k \cdot \underline{U}_a$$

$$2) \underline{U}_a = \underline{V}_D \cdot \underline{U}_D$$

$$3) \underline{U}_{R_2} = \underline{U}_a \cdot \frac{Z_2}{Z_1+Z_2} = k \cdot \underline{U}_a \quad k = \frac{Z_2}{Z_1+Z_2}$$

$$\underline{U}_a = \underline{V}_D \left(\underline{U}_e - \underbrace{\frac{Z_2}{Z_1+Z_2}}_k \cdot \underline{U}_a \right)$$

$$\underline{U}_a + \underline{V}_D \cdot k \cdot \underline{U}_a = \underline{V}_D \cdot \underline{U}_e$$

$$\underline{U}_a (1 + \underline{V}_D \cdot k) = \underline{V}_D \cdot \underline{U}_e$$

$$\boxed{\frac{\underline{U}_a}{\underline{U}_e} = \frac{\underline{V}_D}{1 + k \cdot \underline{V}_D}}$$

$k \cdot \underline{V}_D \dots$ Schleifenverstärkung $T(w)$

$$\downarrow \\ \underline{V}_u = \frac{\underline{V}_D}{1 + T(w)}$$

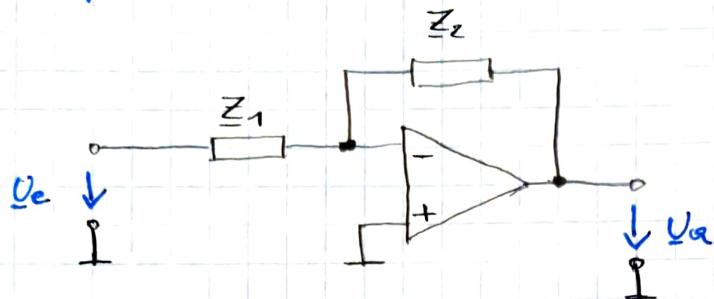
$$1 + T(w) = 0$$

Polestelle
 $T(w) = -1$ kritischer Wert,
da Nenner = 0

Solang d. Schleifenverst. $T(w) = k \cdot \underline{V}_D \neq -1$
ist, hat \underline{U}_a für $\underline{U}_e = 0$ den Wert Null.
Bei $T(w) = -1$ ist dies nicht notwendigerweise
den Fall.

Die rückgekoppelte Schaltung kann schwingen.

Bsp.: invertierender Verstärker



$$k = \frac{U_a}{U_e} = \frac{Z_1}{Z_1 + Z_2}$$

$$\frac{U_a}{U_e} = - (1 - k) \frac{V_D}{1 + k \cdot V_D}$$

$I(w)$... Schleifenverstärkung

Abgesehen von $-(1 - k)$ gilt hier das
selbe Ergebnis wie davor. Auch hier
muss $I(w) = k \cdot V_D = -1$ für das Auftreten
von Schwingungen sein.

Pole, Phasenreserve

Zur Klärung ob die Schaltung schwingen wird, kann die Pole oder Übertragungsfunction $\frac{U_a}{U_e}$, bzw. die Nullstellen von $1 + I(w)$ untersucht werden.

=> Mathematikprogramm:

Die Lösungen für w sind im Allgemeinen komplex.

$$p = \zeta + j\omega \quad \text{"komplexe Kreisfrequenz"}$$

$$\zeta = 0 \quad p = j\omega \quad e^{j\omega t} = \cos(\omega t) + j \cdot \sin(\omega t)$$

Eulersche Formel

$$\underline{u}(t) = \hat{u} \cdot e^{j\varphi} \cdot e^{j\omega t}$$

$$u(t) = \operatorname{Re} \underline{u}(t) = \hat{u} \cdot \cos(\omega t + \varphi)$$

$\underline{u}(t)$... kompl. Augenblickswert
 $u(t)$... physik. Augenblickswert } Realteil von $\underline{u}(t)$

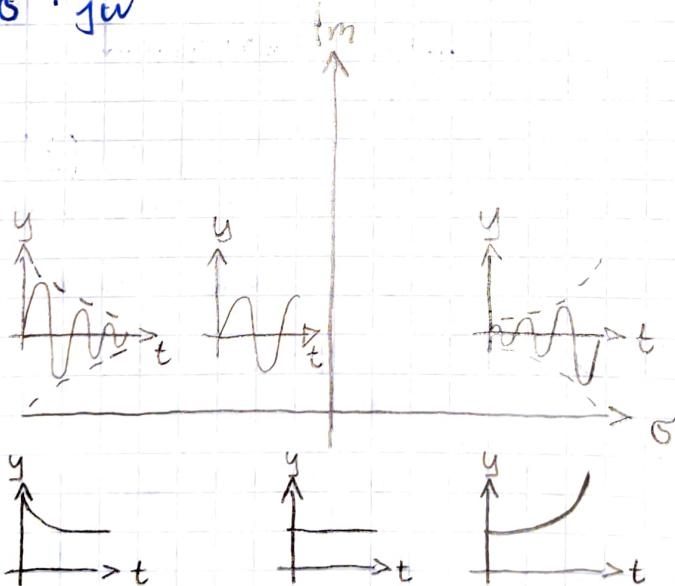
$$\underline{u}(t) = \hat{u} \cdot e^{\sigma t} \cdot e^{j(\omega t + \varphi)}$$

$$u(t) = \operatorname{Re}\{\hat{u} \cdot e^{\sigma t} \cdot e^{j(\omega t + \varphi)}\}$$

$$= \operatorname{Re}\{\hat{u} \cdot e^{j\varphi} \cdot e^{(\sigma + j\omega)t}\}$$

$\Rightarrow \sigma > 0$: ungedämpfte oder exponentiell anwachsende Schwingungen
 \rightarrow Schaltung ist instabil

$$p = \sigma + j\omega$$



$$\sigma = 0$$

\Rightarrow reiner Sinus

Nur wenn die Imaginärachse der Lösungen von $1 + \underline{I}(\omega)$ positiv sind, ist Schaltung stabil.

Für $\sigma > 0$ resultieren demnach ungedämpfte exponentiell wachsende Schwingungen als Lösung oder Übertragungsflit.

Phasenreserve:

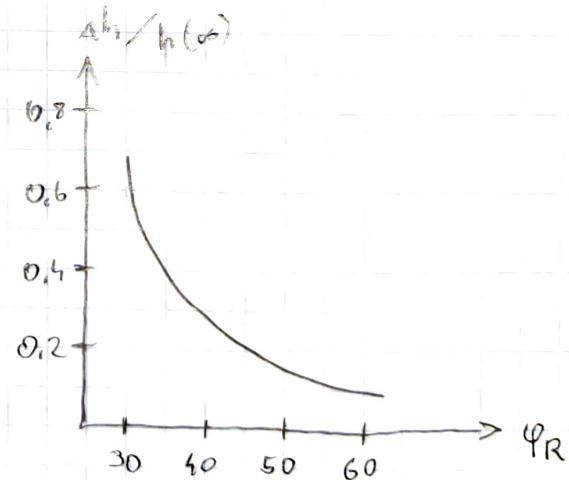
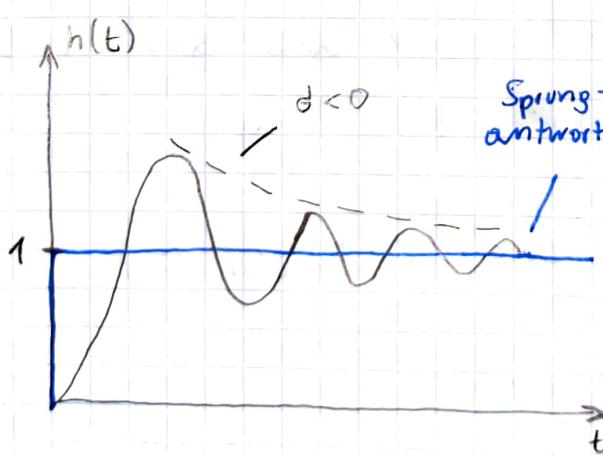
Ist f_s die Frequenz bei welcher der Betrag der Schleifenverstärkung einen Wert eins aufweist und φ_s die Phasenreserve der Schleifenverstärkung für $f = f_s$, so heißt

$$\varphi_R = 180^\circ - \varphi_s$$

die Phasenreserve oder Schaltung.

Die Auswirkung der Größe der Phasenreserve auf das Einschwingverhalten eines rückgekoppelten Verstärkers zeigt die Sprungantwort. Das Überschwingen $\frac{ah}{h(\infty)}$ ist stark von der Phasenreserve abhängig.

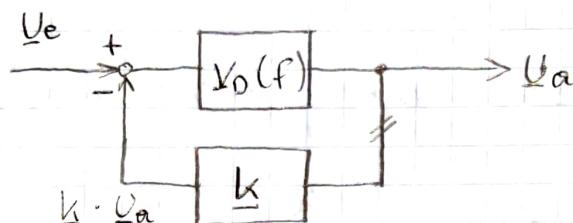
$h(t)$... Sprungantwort



$\varphi_R > 45^\circ \rightarrow$ Stabilität bei langsamem Signalen
 $\varphi_R > 60^\circ \rightarrow$ für schnelles & sicheres Einschwingen

$$\text{Schleifenverstärkung: } T(\omega) = k \cdot V_o$$

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 über Stabilität von rückgekoppelten Schaltungen werden häufig anhand des Boole Diagramms der Schleifenverstärkung $T(\omega)$ durchgeführt.

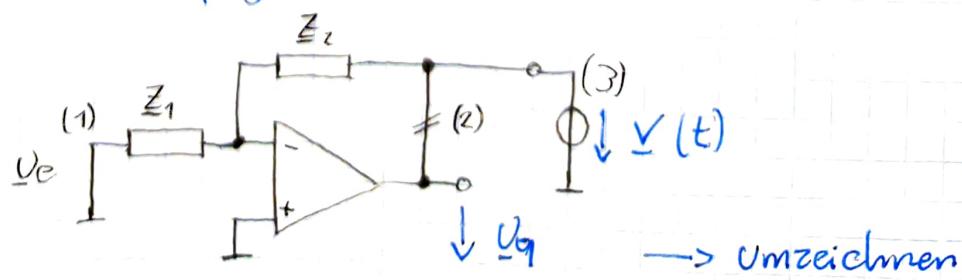
Vorgangsweise:

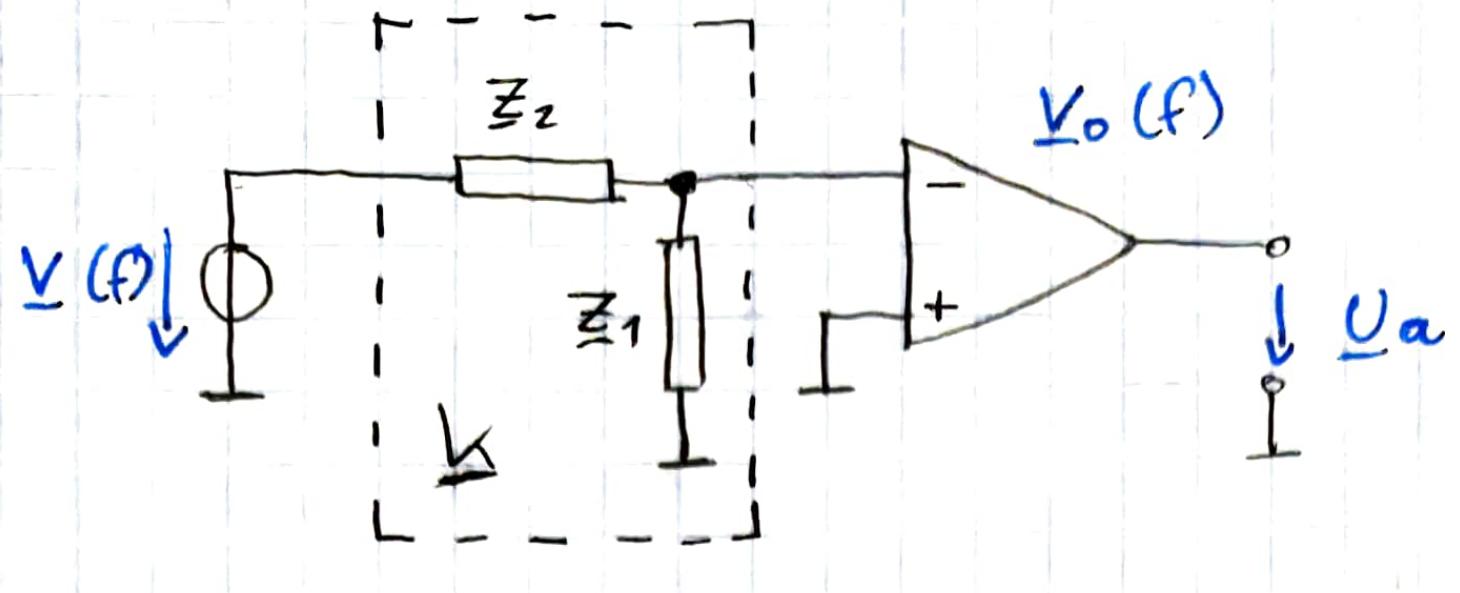
- 1) Bestimmen von f_s für die gilt $|T(\omega)| = 1$
- 2) Ablesen d. Phase $\varphi(T)$: φ_s
- 3) $\varphi_R = 180^\circ - |\varphi_s|$
Bedingung $\varphi_R > 45^\circ \rightarrow \text{Stabilität}$

Analyse mit LTSpice:

- 1) Eingang ol. Schaltung auf GND
- 2) Auf trennen ol. Rückkopplung (am Ausgang)
- 3) AC-Quelle einfügen (1V)

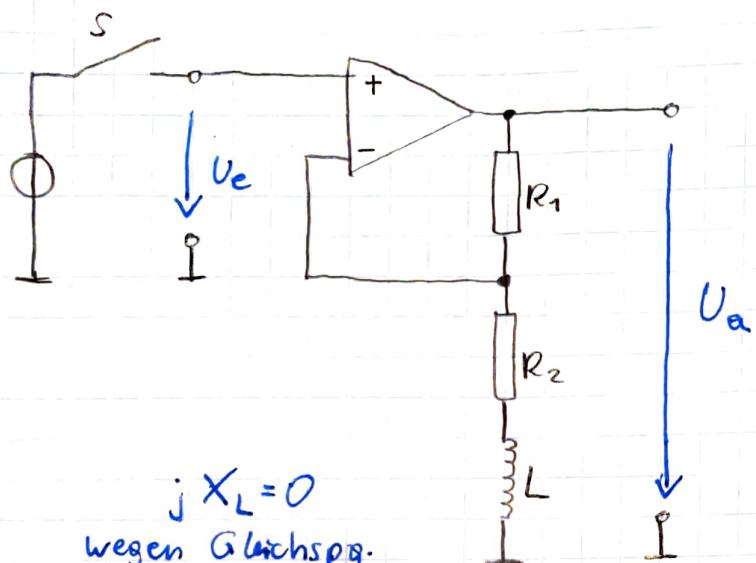
inv. Verst.:





Herangehensweise zur Überprüfung ol.
Phasenreserve

Bsp:



geg.:

$$U_{D0} = 80 \text{ mV}$$

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

$$R_1 = 8 \text{ k}\Omega$$

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

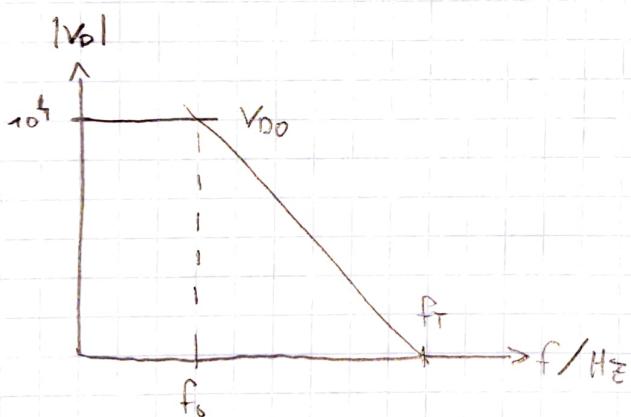
$$L = \frac{1}{2\pi} \text{ H}$$

$$jX_L = 0$$

wegen Gleichspannung.

$$U_{D0} = 10^{\frac{80}{20}} = 10^4 = 10^4$$

$$f_T = U_{D0} \cdot f_0 = 10^4 \cdot 10 = 10^5$$



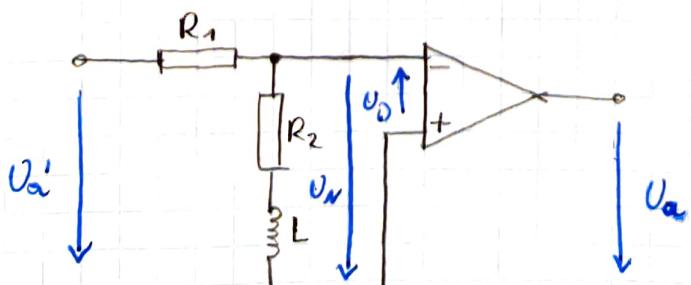
Annahme:

$$U_e = 1 \text{ V}$$

$$U_a = U_e \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) = 1 \text{ V} \cdot 10 = 10 \text{ V}$$

1) Ermittlung von $I(\omega)$

am Ausg. auffrennen $\rightarrow U_a'$, U_e auf GND & umzeichnen



$$2) \underline{U}_a = \underline{U}_D \cdot V_D(f)$$

$$\underline{U}_D = \underline{U}_P - \underline{U}_N = 0 - \underline{U}_N = -\underline{U}_N$$

3) Abhängigkeit des Rückkopplernetzwerks

$$\frac{\underline{U}_N}{\underline{U}_a'} = \frac{R_2 + jwL}{R_1 + R_2 + jwL} = \frac{R_2 \left(1 + \frac{jwL}{R_2}\right)}{(R_1 + R_2) \left(1 + \frac{jwL}{R_1 + R_2}\right)}$$

$$= \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot \frac{1 + \frac{jwL}{R_2}}{1 + \frac{jwL}{R_1 + R_2}}$$

$$\underline{U}_N = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot \left(1 + jw \frac{L}{R_2}\right) \cdot \frac{1}{1 + jw \frac{L}{R_1 + R_2}} \cdot \underline{U}_a'$$

4) in \underline{U}_a einsetzen

$$\underline{U}_a = -V_D(f) \cdot \underline{U}_N$$

$$= -V_D(f) \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot \left(1 + jw \frac{L}{R_2}\right) \cdot \frac{1}{1 + jw \frac{L}{R_1 + R_2}} \cdot \underline{U}_a'$$

5) Berechnung ol. Schleifenverst. $V_s = \frac{\underline{U}_a}{\underline{U}_a'}$

$$V_s = \frac{\underline{U}_a}{\underline{U}_a'} = (-1) \cdot \frac{10^4}{1 + j \frac{f}{f_{go}}} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot \left(1 + jw \frac{L}{R_2}\right) \cdot \frac{1}{1 + jw \frac{L}{R_1 + R_2}}$$

$$V_D(f) = \frac{V_{D0}}{1 + j \frac{f}{f_{go}}}$$

6) Zähler f_{gz} : $1 = \frac{2\pi f_{gz} \cdot L}{R_2} \rightarrow f_{gz} = \frac{R_2}{2\pi L} = \frac{1000 \Omega}{2\pi \cdot \frac{1}{2\pi} H} = 1 kHz$

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

7) normierte Frequenz einführen

→ siehe Einführung zu Dyn. Verh.

$$V_s = \frac{U_a}{U_{a1}} = (-1) \frac{R_2}{R_1 + R_2} \left(1 + j \frac{f_g}{f_{g2}}\right) \frac{1}{1 + j \frac{f}{f_{g1}}} \cdot \frac{10^4}{1 + j \frac{f}{f_{g0}}}$$

8) in kHz normieren

$$V_s = \frac{U_a}{U_{a1}} = (-1) \frac{1k}{10k} \left(1 + \frac{f}{1}\right) \frac{1}{1 + j \frac{f}{10}} \cdot \frac{10^4}{1 + j \frac{f}{0,01}}$$

3) Suchen nun jene Frequenz f_s , bei welcher $|V_s| = 1$
 $\Rightarrow \underline{\text{Betrug!}}$

$$|1| = \left| \frac{V_a}{V_e} \right| = \left| (-1) \cdot 0,1 \cdot \left(1 + j \cdot \frac{f_s}{1} \right) \left(\frac{1}{1 + j \frac{f_s}{10}} \right) \frac{10^4}{1 + j \frac{f_s}{0,01}} \right|$$

Wt: Betrag einer komplexen Zahl

$$\underline{Z} = a + jb = 3 + j4 \Rightarrow \underline{Z} = 5 = \sqrt{a^2 + b^2}$$

$$\underline{Z} = a + jb$$

$$|Z| = \sqrt{a^2 + b^2}$$

$$|Z^2| = a^2 + b^2$$

$$\underline{Z} = a - jb$$

$$|Z| = \sqrt{a^2 + b^2}$$

$$|Z^2| = a^2 + b^2$$

$$\underline{Z} = \frac{1}{a + jb}$$

$$|Z| = \frac{1}{\sqrt{a^2 + b^2}}$$

$$|Z^2| = \frac{1}{a^2 + b^2}$$

$$\underline{Z} = \frac{1}{a - jb}$$

$$|Z| = \frac{1}{\sqrt{a^2 + b^2}}$$

$$|Z^2| = \frac{1}{a^2 + b^2}$$

10) $|Z|^2$! wegen $\sqrt{}$

$$|1| = \left| \frac{V_a}{V_e} \right| = 1 \cdot 0,1^2 \left(1^2 + \frac{f_s^2}{1^2} \right) \left(\frac{1}{1^2 + \frac{f_s^2}{10^2}} \right) \cdot \frac{10^8}{\left(1 + \frac{f_s^2}{0,01^2} \right)}$$

11) Nenner auf linke Seite multiplizieren

$$1 \cdot \left(1 + \frac{f_s^2}{1^2} \right) \left(1 + \frac{f_s^2}{0,01^2} \right) = 0,1^2 \cdot 10^8 \cdot (1 + f_s^2)$$

12) Ausmultiplizieren

$$1 + \frac{f_s^2}{0,01^2} + \frac{f_s^2}{1^2} + \frac{f_s^4}{10^2 \cdot 0,01^2} = \overbrace{0,1^2 \cdot 10^8}^{10^6} (1 + f_s^2) = 10^6 + 10^6 \cdot f_s^2$$

13) auf $f = 0$ umformen

$$f_s^4 \cdot \frac{1}{10^2 \cdot 0,01^2} + f_s^2 \left(\frac{1}{0,01^2} + \frac{1}{10^2} - 10^6 \right) - 10^6 = 0$$

14) Substituieren $x = f_s^2$

$$x^2 \frac{1}{0,01} + x \left(\frac{1}{0,01^2} + \frac{1}{100} - 10^6 \right) - 10^6 = 0$$

$$x^2 \frac{1}{0,01} + x (-989\,999,99) - 10^6 = 0$$

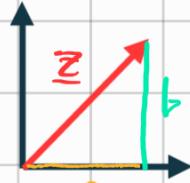
15) TR: $x = 9901 \text{ kHz}$ $f_s = \sqrt{x} = 99,5 \text{ kHz}$

16) Phasengang

$$\frac{U_a}{U_{a'}} = (-1)(0,1) \left(1 + j \frac{99,5}{1} \right) \frac{1}{1 + j \frac{99,5}{10}} \cdot \frac{10^4}{1 + j \frac{99,5}{0,01}}$$

WH:

$$z = a + jb$$



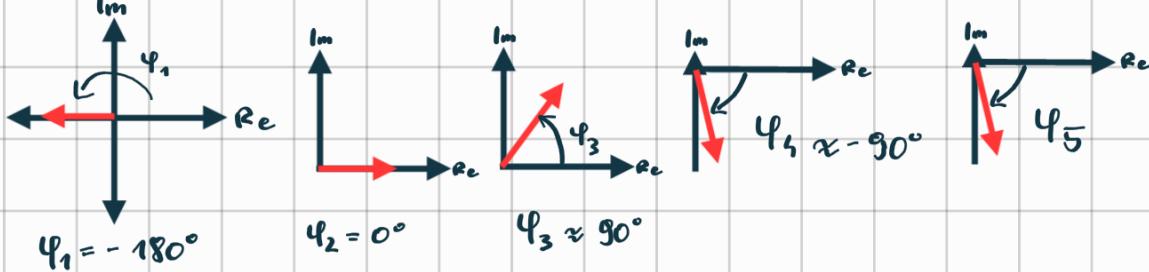
$$\varphi = \arctan \frac{\text{Im}}{\text{Re}} = \arctan \frac{b}{a}$$

$$z = \frac{1}{a+jb} = \frac{a-jb}{a^2+b^2} = \frac{a}{N} - j \frac{b}{N} \rightarrow \varphi = \arctan \frac{-b}{a}$$

$$\varphi = \arctan \left(-\frac{b}{a} \right)$$

$$z = \frac{1}{a-jb} = \frac{a+jb}{a^2+b^2} = \frac{a}{N} + j \frac{b}{N} \rightarrow \varphi = \arctan \left(\frac{b}{a} \right)$$

$$\frac{V_a}{V_{a'}} = (-1)(0,1)\left(1+j\frac{99,5}{1}\right) \frac{1}{(1+j \cdot 9,95)} \cdot \frac{10^4}{(1+j \cdot 9950)}$$



$$\varphi_3 = \alpha \tan(99,5) = 89,42^\circ$$

$$\varphi_4 = \alpha \tan(-9,95) = -84,26^\circ$$

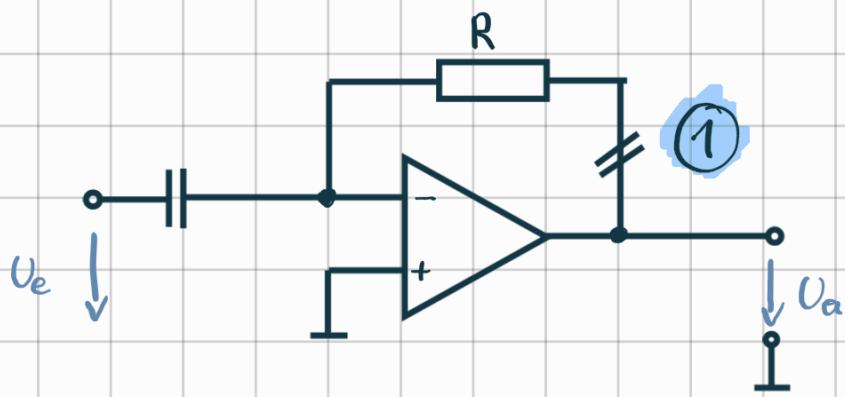
$$\varphi_5 = \alpha \tan(-9950) = -89,94^\circ$$

17) $\varphi_{ges} = \varphi_1 + \varphi_2 + \varphi_3 + \varphi_4 + \varphi_5$

$$\varphi_{ges} = -180^\circ + 0^\circ + 89,42^\circ - 84,26^\circ - 89,94^\circ = -264,78^\circ$$

18) $\varphi_R = 360^\circ - |\varphi_{ges}| = 95,22^\circ \rightarrow > 60^\circ \text{ stabil}$

Bsp. 2:



$$C = \frac{10}{2\pi} nF$$

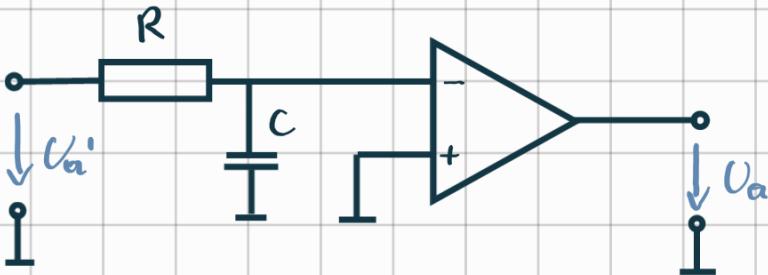
$$R = 10 k\Omega$$

OPV

$$f_T = 10^6 \text{ Hz}$$

$$V_{DD} = 10^5$$

(2)



$$U_a = U_D(f) \cdot U_0$$

$$U_D = U_p - U_n = -U_n$$

$$U_a = -U_D(f) \cdot U_n$$

(3)

$$\underline{h} = \frac{U_N}{U_a'} = \frac{\frac{1}{j\omega c}}{R + \frac{1}{j\omega c}} = \frac{1}{j\omega c} \cdot \frac{1}{\cancel{1+j\omega cR}} = \frac{1}{1+j\omega cR} = \frac{1}{1+j\frac{f}{f_g}}$$

$$f_g = \frac{1}{2\pi RC}$$

$$U_n = \underline{h} \cdot U_a'$$

$$U_a = -U_D(f) \cdot \underline{h} \cdot U_a'$$

$$T(f) = -U_D(f) \cdot \underline{h}(f)$$

$$\frac{U_N}{U_a'} = \frac{\frac{1}{j\omega c}}{R + \frac{1}{j\omega c}} = \frac{\frac{1}{j\omega c}}{\cancel{j\omega RC+1}} = \frac{1}{j\omega RC+1}$$

$$U_N = \frac{1}{j\omega RC+1} \cdot U_a'$$

(4)

$$U_a = -U_D(f) \cdot U_n = -U_D(f) \cdot \frac{1}{j\omega RC+1} \cdot U_a'$$

(5)

$$U_D(f) = \frac{V_{DD}}{1+j\frac{f}{f_g}}$$

$$V_S = \frac{U_a}{U_a'} = -\frac{10^5}{1+j\frac{f}{f_g}} \cdot U_n = -\frac{10^5}{1+j\frac{f}{f_g}} \cdot \frac{1}{1+j\omega RC}$$

$$\textcircled{6} \quad 1 = 2\pi \cdot f_2 \cdot RC \rightarrow f_2 = 2\pi RC = 2\pi \cdot 10k \cdot \frac{10}{2\pi} 10^{-9} F \\ = 10^5 \cdot 10^{-9} = 10 \text{ kHz}$$

$$\textcircled{7} \quad V_s = -\frac{10^5}{1 + j \frac{f}{f_g}} \cdot \frac{1}{1 + j \omega RC}$$

$$V_s = -\frac{10^5}{1 + j \frac{f}{f_g}} \cdot \frac{1}{1 + j \frac{f}{f_2}}$$

$$\textcircled{8} \quad f_T = f_g \cdot V_{oo} \\ \rightarrow f_g = \frac{f_T}{V_{oo}} = \frac{10^6}{10^5} \text{ Hz} = 10 \text{ Hz}$$

$$V_s = -\frac{10^5}{1 + j \frac{f}{0.01}} \cdot \frac{1}{1 + j \frac{f}{10}}$$

$$\textcircled{9} \quad |1| = \left| -\frac{10^5}{1 + j \frac{f}{0.01}} \cdot \frac{1}{1 + j \frac{f}{10}} \right|$$

$$\textcircled{10} \quad 1 = \frac{10^{10}}{\left(1 + \frac{f^2}{0.01^2}\right)} \cdot \frac{1}{\left(1 + \frac{f^2}{100}\right)}$$

$$\textcircled{11} \quad \left(1 + \frac{f^2}{0.01^2}\right) \left(1 + \frac{f^2}{100}\right) = 10^{10}$$

(12)

$$1 + \frac{f^2}{100} + \frac{f^2}{0,01^2} + \frac{f^4}{10^{-4} \cdot 10^2} = 10^{10}$$

$$1 + f^2 \left(\frac{1}{10^2} + \frac{1}{10^{-4}} \right) + f^4 \cdot \frac{1}{10^{-2}} = 10^{10}$$

(13)

$$1 + f^2 \left(\frac{1}{10^2} + \frac{1}{10^{-4}} \right) + f^4 \cdot \frac{1}{10^{-2}} - 10^{10} = 0$$

(14)

$$x = f^2$$

$$0 = 1 + x \left(\frac{1}{10^2} + \frac{1}{10^{-4}} \right) + x^2 \cdot \frac{1}{10^{-2}} - 10^{10}$$

(15)

$$x = 9950,125 \rightarrow f = \sqrt{x} = 99,75 \text{ kHz}$$

(16)

$$V_s = - \frac{10^5}{1 + j \frac{99,75}{0,1}} \cdot \frac{1}{1 + j \frac{99,75}{10}} = (-1) \cdot \frac{10^5}{1 + j \frac{99,75}{0,1}} \cdot \frac{1}{1 + j \frac{99,75}{10}}$$

$$\varphi_1 = \alpha \tan(-1) = -180^\circ$$

$$\varphi_2 = \alpha \tan(-99,75) = -89,95^\circ$$

$$\varphi_3 = \alpha \tan(-9,975) = -84,28^\circ$$

(17)

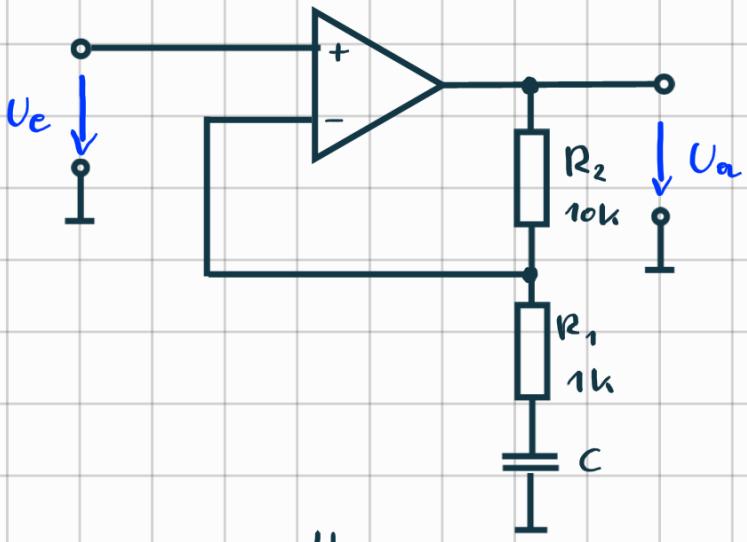
$$\varphi_{ges} = -354,2178^\circ$$

(18)

$$\varphi_R = 360^\circ - |\varphi_{ges}| = 5,782^\circ \rightarrow \text{instabil}$$

Wiederholungs-Beispiele:

①



$$V_{DD} = 100 \text{ mV} \approx 10^5$$

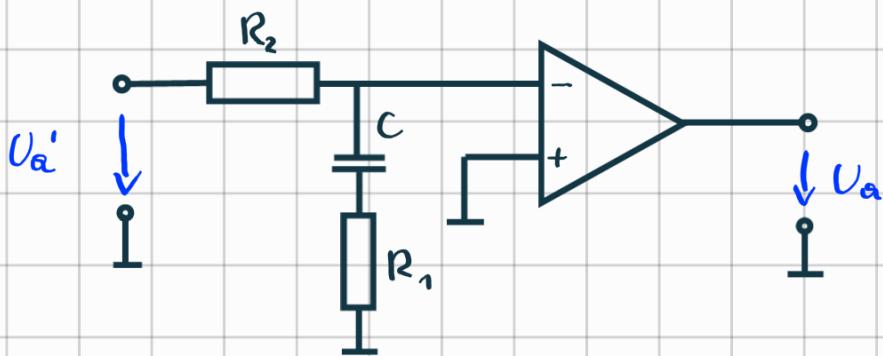
$$f_T = 1 \text{ MHz}$$

$$f_T \cdot 1 = V_{DD} \cdot f_{go}$$

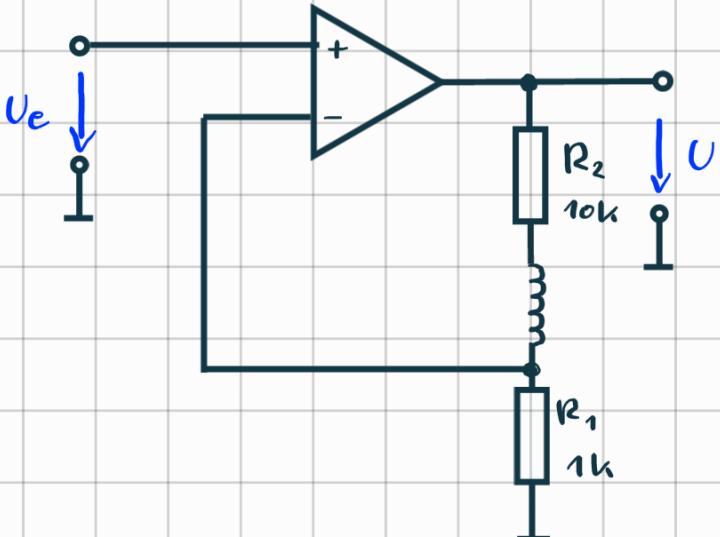
$$f_{go} = \frac{f_T}{V_{DD}} = 10$$

$$\underline{k} = \frac{\underline{U}_N}{\underline{U}_a} = \frac{R_2 + \frac{1}{j\omega C}}{R_1 + R_2 + \frac{1}{j\omega C}}$$

$$= \frac{1 + j\omega R_1 C}{1 + j\omega (R_1 + R_2) C}$$



②



$$v|_{f=0} = \frac{\underline{U}_a}{\underline{U}_e} = \frac{R_1 + R_2}{R_2}$$

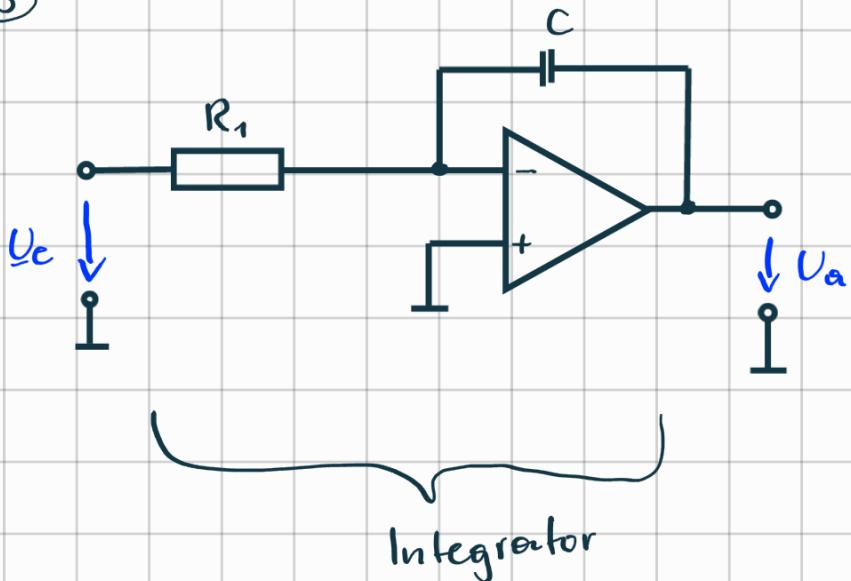
$$= 1 + \frac{R_1}{R_2}$$

$$T(\omega) = k \cdot v$$

$$\underline{k} = \frac{\underline{U}_N}{\underline{U}_a} = \frac{R_2}{R_1 + R_2 + j\omega L}$$

$$V_D(f) = \frac{V_{DD}}{1 + j \frac{f}{f_{go}}}$$

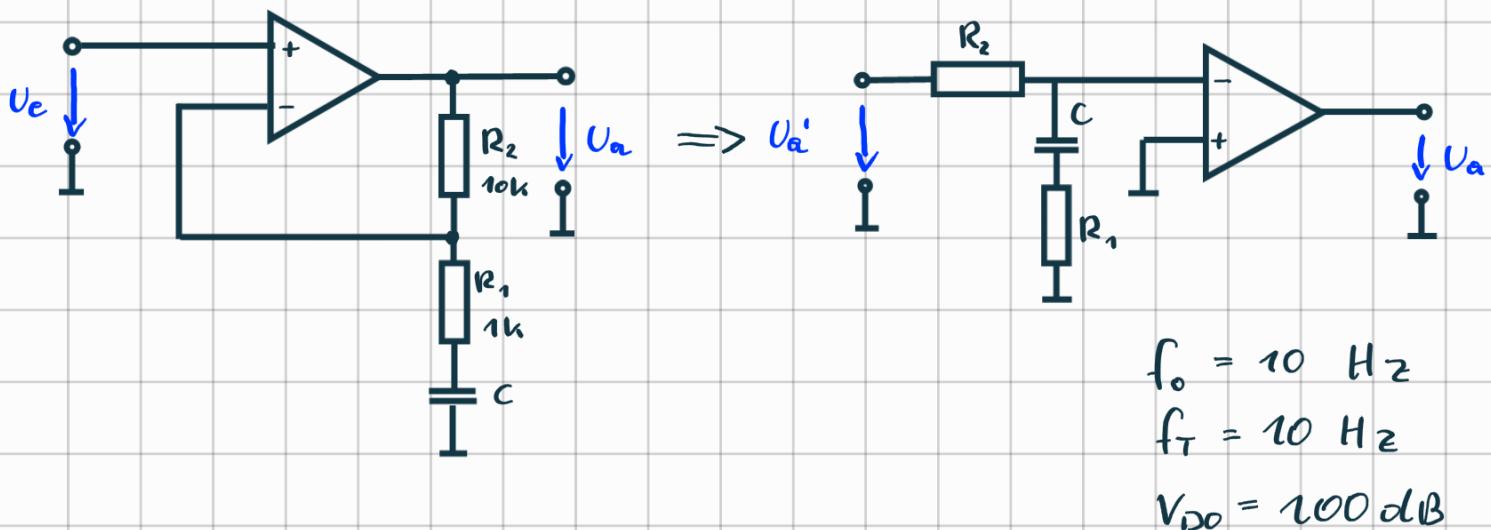
③



$$\begin{aligned}
 k_i &= \frac{U_N}{U_A} = \frac{R_1}{\frac{1}{j\omega C} + R_1} \\
 &= \frac{R_1}{1 + j\omega R_1 C} \\
 &= \frac{j\omega R_1 C}{1 + j\omega R_1 C}
 \end{aligned}$$

Graphische Näherungslösung zur Bestimmung der Grenzfrequenz

siehe Bsp. 1 (WH):



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

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

$$V_{DD} = 100 \text{ dB}$$

$$\begin{aligned}
 k_i &= \frac{U_N}{U_{A'}} = \frac{R_1 + \frac{1}{j\omega C}}{R_1 + R_2 + \frac{1}{j\omega C}} = \frac{(1 + j\omega R_1 C) \frac{1}{j\omega C}}{\left[1 + j\omega (R_1 + R_2) C\right] \frac{1}{j\omega C}} \\
 &= \frac{1 + j\omega R_1 C}{1 + j\omega (R_1 + R_2) C}
 \end{aligned}$$

$$\underline{U_a} = v_o(f) \cdot U_D = v_o(f) (U_P - U_N) = v_o(f) (-1) \underline{U_N}$$

$\underline{U_N} = k \cdot \underline{U_a'}$

$$\begin{aligned}\underline{U_a} &= (-1) v_o(f) \cdot k \cdot \underline{U_a'} \\ &= (-1) \cdot \frac{V_{DD}}{1 + j \frac{f}{f_{g0}}} \cdot \frac{1 + j \omega R_1 C}{1 + j \omega (R_1 + R_2) C} \cdot \underline{U_a'}\end{aligned}$$

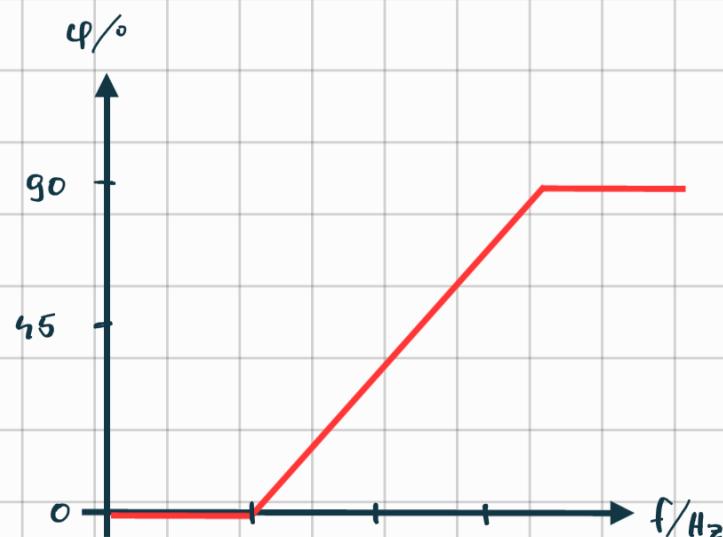
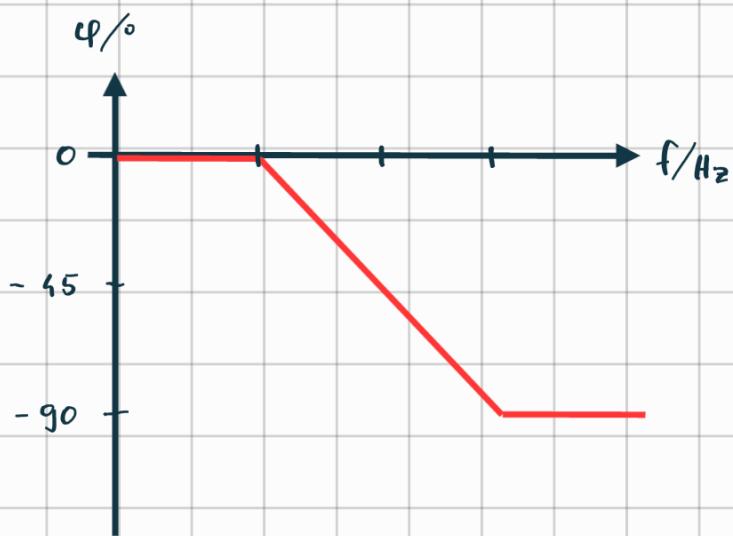
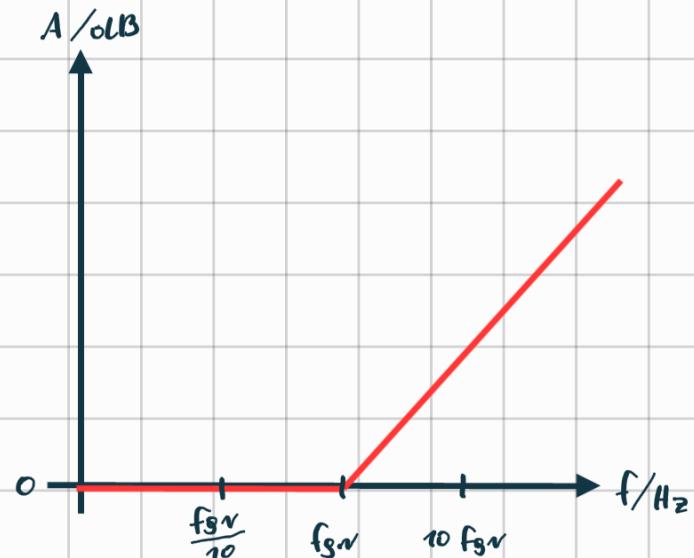
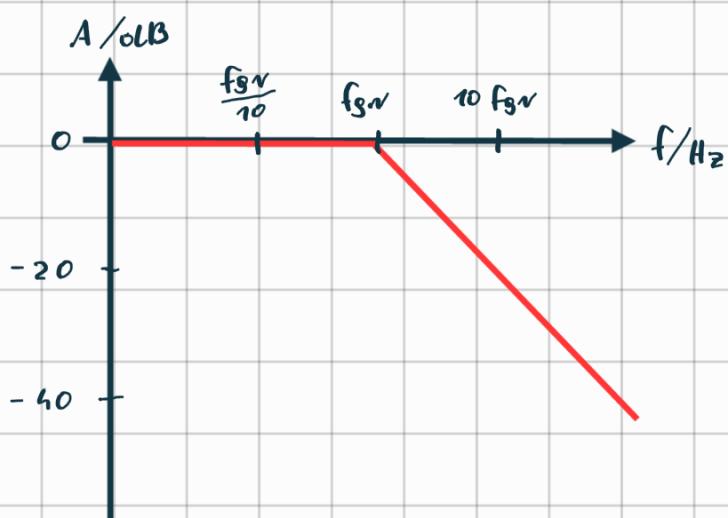
$$\begin{aligned}T(f) &= \frac{\underline{U_a}}{\underline{U_a'}} = (-1) \cdot v_o(f) \cdot k \\ &= (-1) \cdot \frac{10^5}{1 + j \frac{f}{f_{g0}}} \cdot \frac{1}{1 + j \frac{f}{f_{g2}}} \left(1 + j \frac{f}{f_{g1}} \right)\end{aligned}$$

→ Lösung: $\varphi_R \approx 90^\circ$
 \rightarrow stabil

Eine Grenzfrequenz im Zähler bewirkt eine Verstärkungsanhebung um 20dB/Dek. und eine Phasendrehung um +90°.

Eine Grenzfrequenz im Nenner bewirkt eine Absenkung der Verstärkung um -20dB/Dek. und eine Phasendrehung um -90°.

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

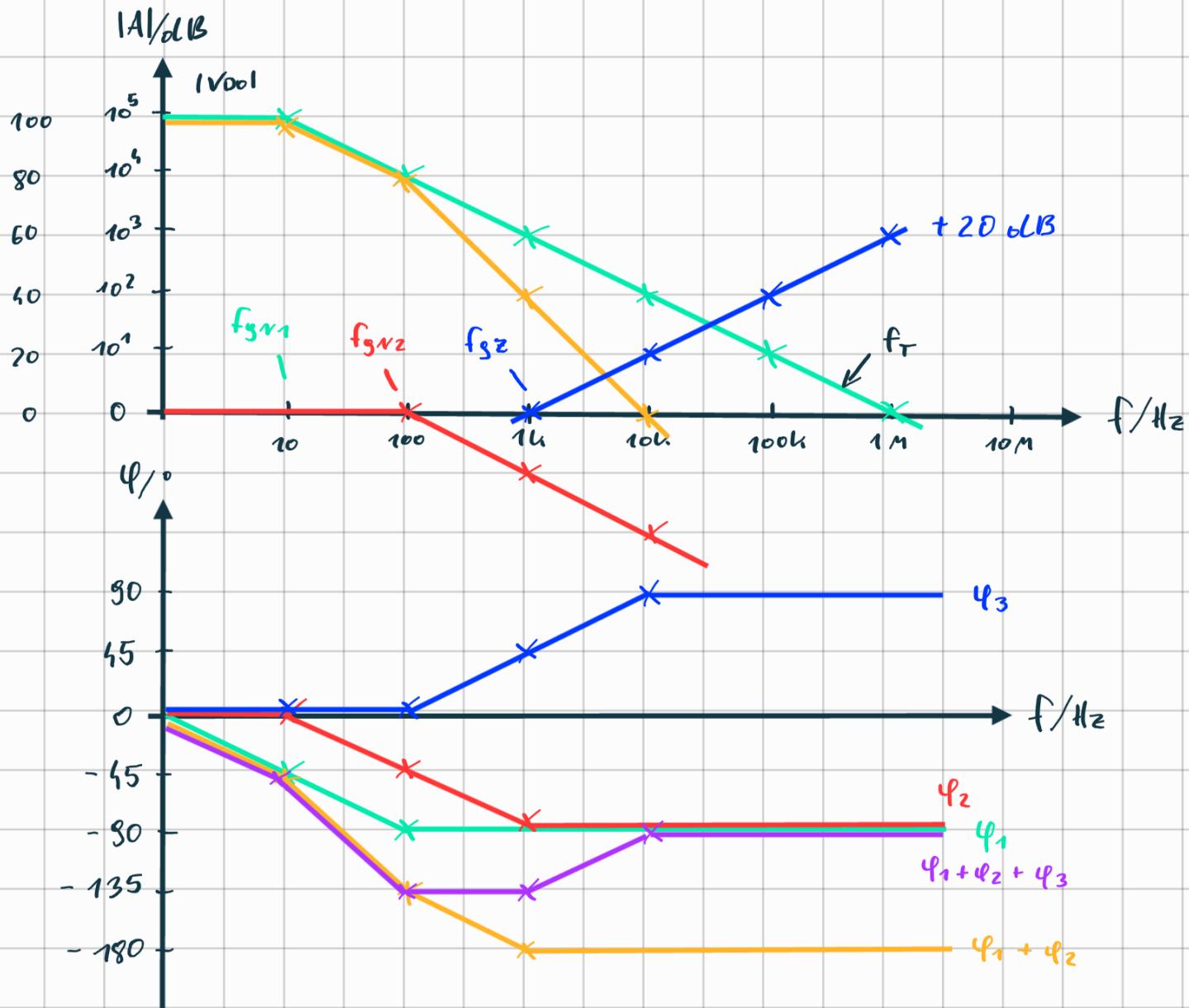


N	$\frac{f_{gr}}{10}$	f_{gr}	$10f_{gr}$
A	dB	1	-3
φ	°	0	-45

Z	$\frac{f_{gr}}{10}$	f_{gr}	$10f_{gr}$
A	dB	1	+3
φ	°	0	+45

$$T(f) = \frac{V_o}{V_{in}} = (-1) \cdot V_o(f) \cdot k = (-1) \cdot \frac{10^5}{1+j\frac{f}{f_{10}}} \cdot \frac{1}{1+j\frac{f}{f_{100}}} \left(1 + j\frac{f}{f_k}\right)$$

\$\varphi_1\$
 \$\varphi_2\$
 \$\varphi_3\$
 \$f_{g\pi 1}\$ \$f_{g\pi 2}\$ \$f_{g\pi 3}\$



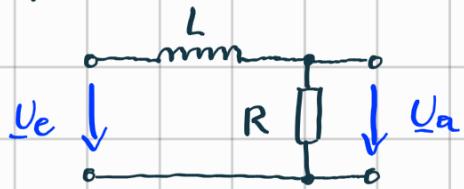
$$\varphi_g = \varphi_1 + \varphi_2 + \varphi_3 = -90^\circ$$

$$\varphi = \varphi_0 + \varphi_g = -270^\circ$$

$$\varphi_R = 360^\circ - \varphi = 90^\circ \Rightarrow \text{stabil}$$

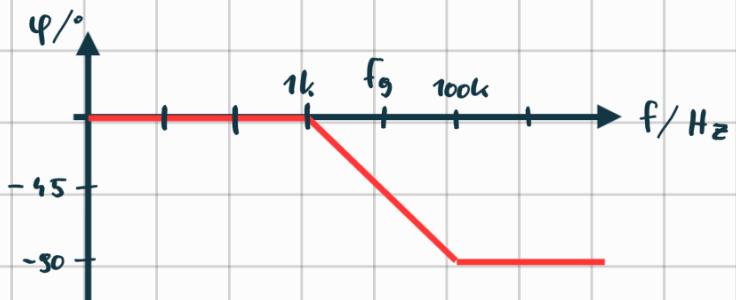
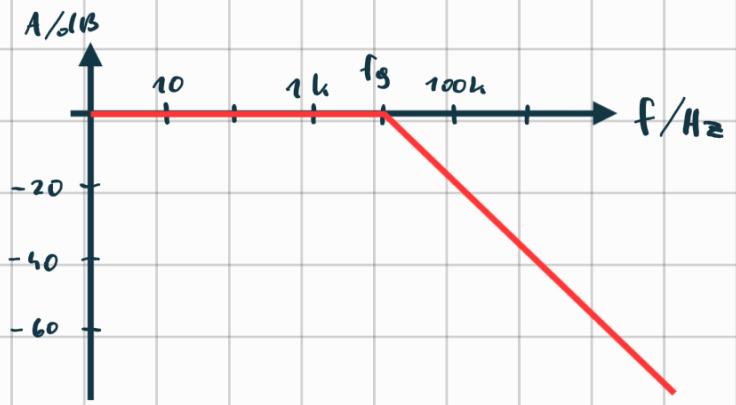
Ranolbedingung für Bsp.: $f_g = \frac{1}{2\pi RC}$

Bsp.:

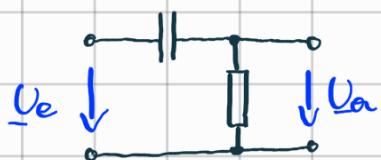


$$\begin{aligned} \frac{U_a}{U_e} &= \frac{R}{j\omega L + R} = \frac{R}{R(1 + j\omega \frac{L}{R})} \\ &= \frac{1}{1 + j\omega \frac{L}{R}} = \frac{1}{1 + j \frac{f}{f_{g,n}}} \end{aligned}$$

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



Bsp.:

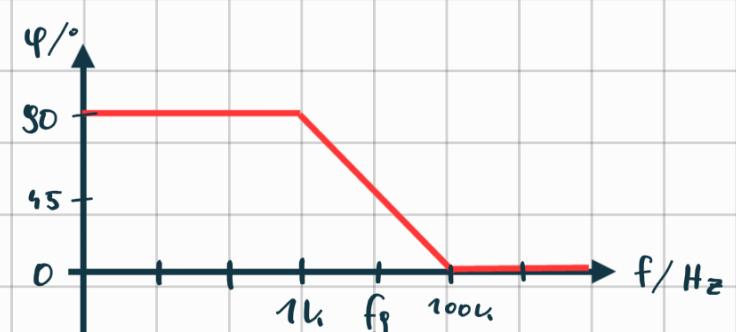
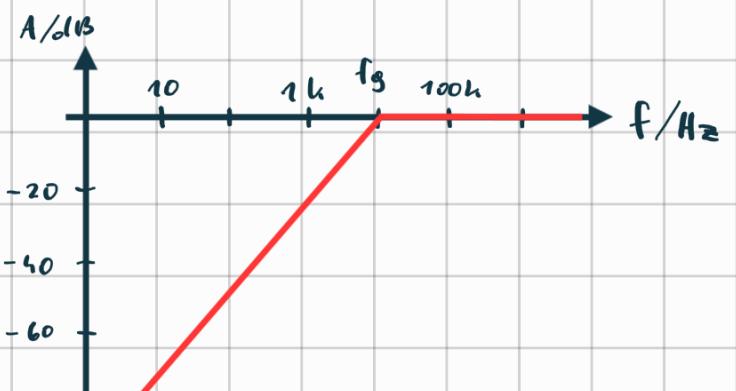


$$H(j\omega) = \frac{U_a}{U_e} = \frac{R}{R + \frac{1}{j\omega C}}$$

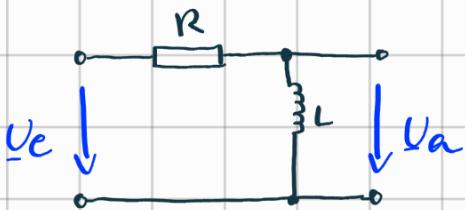
$$= \frac{R}{\frac{j\omega RC + 1}{j\omega C}}$$

$$= \frac{j\omega RC}{1 + j\omega RC}$$

$$= \frac{j \frac{f}{f_g}}{1 + j \frac{f}{f_g}}$$



Bsp.:



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

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

$$= j \frac{f}{f_g} \cdot \frac{1}{1 + j \frac{f}{f_g}}$$

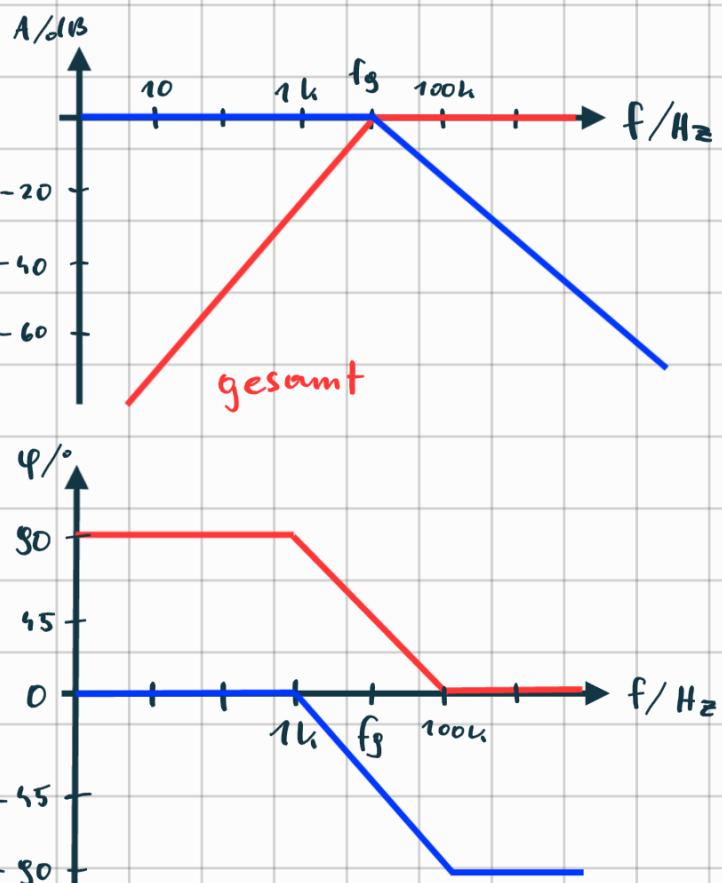
$$f_g: \omega \frac{L}{R} = 1$$

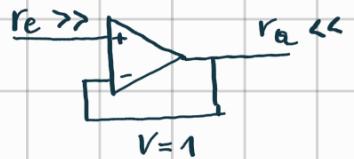
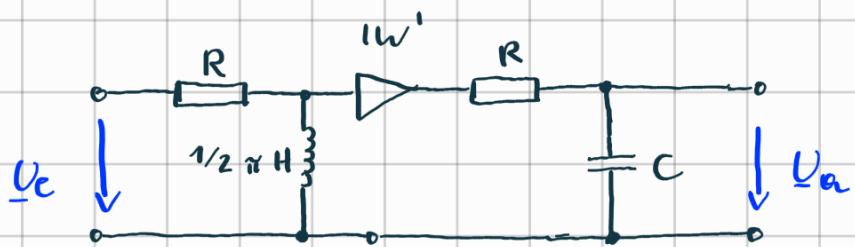
$$f_g = \frac{1}{2\pi \frac{L}{R}}$$

$$R = 10 \text{ k}\Omega$$

$$L = 0.158 \text{ H}$$

$$f_g = \frac{1}{2\pi \cdot \frac{1}{2\pi \cdot 10k}} = 10 \text{ kHz}$$





$$\frac{U_a}{U_e} = \frac{U_a}{U_1} \cdot \frac{U_1}{U_e} = \frac{1}{1w}$$

Auf trennen
→ nur bei 1w
sonst Mehrfachspannungssteiler ansetzen

Spannungsstabilisierung

Elektronische Schaltungen reagieren in der Regel sehr empfindlich auf Betriebsspannungsschwankungen und daraus resultierender Verschlechterung der Schaltungsparameter (Arbeitspunkt, Kleinsignalparameter, etc.)

In den meisten Fällen ist daher eine Stabilisierung der Versorgungsspannung gegen:

- Netzspannungsschwankungen,
- Laststromschwankungen und
- Temperaturschwankungen notwendig

Die notwendigen Kenngrößen zur Bewertung der Qualität einer Stabilisierungsschaltung sind wie folgt:

- Eingangsspannung + Toleranz
- Ausgangsspannung + Toleranz
- Eingangsschwankungsregelung

$$\text{Line regulation} = \frac{\Delta U_a}{\Delta U_e}$$

- Belastungsregelung

$$\text{Load regulation} = \frac{\Delta U_a}{\Delta I_a}$$

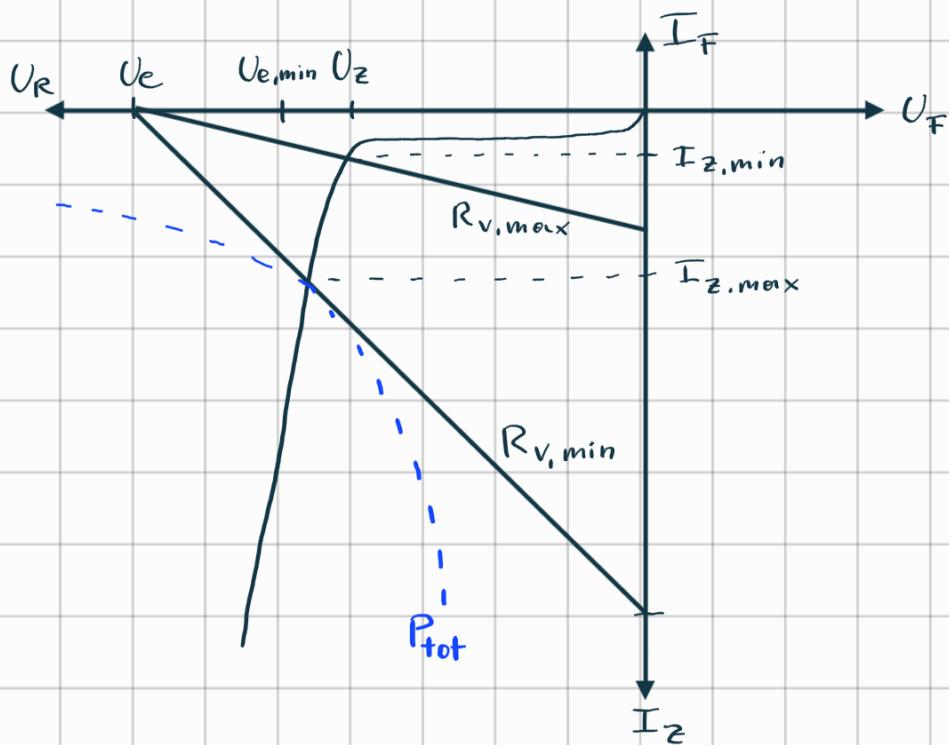
- Temperaturkoeffizient

Spannungsstabilisierung kann in die Kategorien geregelt und ungeregelt vorgenommen werden.

Ungeregelte Stabilisierungsschaltung

Wiederholung: Stabilisierung mit Zener Diode

Mittels einer Zener-Diode kann eine Ausgangsspannung in einem weiteren Bereich konstant gehalten werden.

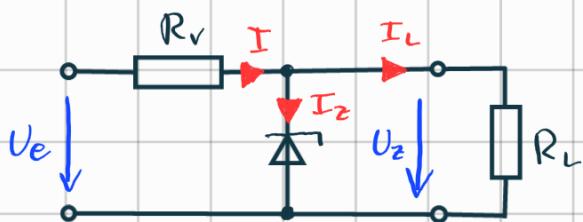


$$P_{tot} = U_z \cdot I_z$$

$$I_{z,max} = \frac{P_{tot}}{U_z}$$

$$(auch 0,8 \cdot \frac{P_{tot}}{U_z})$$

$$I_{z,min} = 0,1 \cdot I_{z,max}$$



Dimensionierung: $U_e = \text{konst.}, U_z$ ist als konst. angen.

$$R_{v,min} = \frac{U_e - U_z}{I_{z,max}}$$

$$P_v = \frac{U_e^2}{R_v} \quad \text{bei } R_L = 0$$

Kurzschluss

$$R_{L,min} = \frac{U_z}{I_{L,max}}$$

$$I_{L,\max} = I - I_{z,\min} \quad \text{mit } I = \frac{U_e - U_z}{R_v}$$

es gilt also jeweils
angenommene R_v

Hier darf U_e nicht mehr überschritten werden, ($\rightarrow U_e = U_{e,\max}$) damit der max. Strom I_z nicht überschritten wird:

$$R_{v,\min} = \frac{U_{e,\max} - U_z}{I_{z,\max} + I_{L,\min}}$$

Analog gilt für R_v, \max :

$$R_{v,\max} = \frac{U_{e,\min} - U_z}{I_{z,\max} + I_{L,\max}}$$

Für eine optimale Stabilisierung ist Folgendes zu beachten:

- 1) $U_e > 2x U_z$
- 2) Der Arbeitspunkt liegt in der Mitte ($\frac{I_z}{2}$) der Kennlinie
- 3) I_z, \min darf nicht unterschritten werden
- 4) R_v begrenzt I_z bei U_e, \max auf I_z, \max

Absoluter Stabilisierungsfaktor: $\Delta U_z = \Delta U_a$

$$G = \frac{\Delta U_e}{\Delta U_a} = \frac{\Delta U_e}{\Delta U_z} \quad \Delta U_e = \Delta I_z \cdot R_v + \Delta U_z$$

$$\frac{\Delta U_e}{\Delta U_z} = \frac{\Delta I_z}{\Delta U_z} R_v + 1 = 1 + \frac{R_v}{r_z} \quad r_z \dots 2-20 \Omega$$

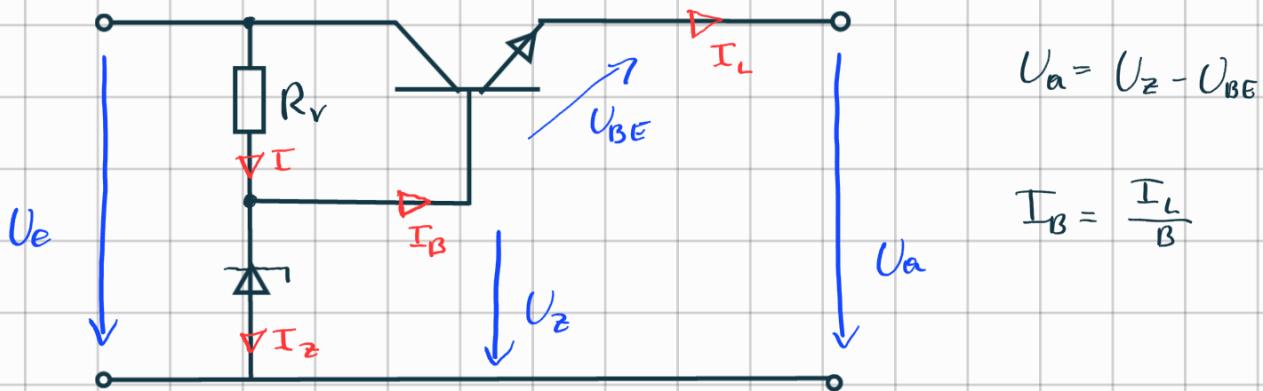
Datenblatt

Nachteil: Der Regelbereich für Laststromschwankungen ist stark eingeschränkt.

$$\text{Es gilt: } \Delta I_L = \Delta I_z$$

Die nachfolgende Schaltung behält diesen Nachteil.

Stabilisierung mit Zener-Diode & Längstransistor



- Laststromschwankungen wirken um den Stromverstärkungsfaktor B des Transistors reduziert an der Z-Diode.
- Eingangsspannungsschwankungen werden über Kollektor-Emitter Strecke aufgebaut
- U_a bleibt konstant bei $U_a = U_z - U_{BE}$
- I_L wird durch I_B ersetzt

$$R_{v,\min} = \frac{U_{e,\max} - U_z}{I_{z,\max} + I_{B,\min}}$$

$$R_{v,\max} = \frac{U_{a,\min} - U_z}{I_{z,\min} + I_{B,\max}}$$

Bsp.: Spannungsstabilisierung mit Längstransistor

$$U_e = 30 \text{ V} \pm 10\%$$

$$U_a = 10 \text{ V}$$

$$I_L = 0 \dots 1 \text{ A}$$

$$B = 50 \text{ Transistor}$$

$$U_{BE} = 0,8 \text{ V}$$

$$P_{tot} = 500 \text{ mW Z-Diode}$$

$$\text{ges.: } R_v, \Delta U_a, G$$

$$r_z = 5 \Omega$$

$$U_{e,\max} = (30 + 3)V = 33V$$

$$U_{e,\min} = 27V$$

$$I_{L,\max} = 1A$$

$$I_{L,\min} = 0A$$

$$I_{B,\max} = \frac{I_L}{B} = 20mA$$

$$U_Z = U_A + U_{BE}$$

$$U_Z = 10,8V$$

$$I_Z = \frac{P_{\text{tot}}}{U_Z} = \frac{500mW}{10,8V}$$

$$I_Z = 46,3mA$$

$$I_Z = I_{Z,\max}$$

$$I_{Z,\min} = 0,1 \cdot I_{Z,\max} = 4,63mA$$

$$R_V,\min = \frac{U_{e,\max} - U_Z}{I_{Z,\max} + I_{B,\min}} = \frac{33V - 10,8V}{46,3mA + 0} = 480\Omega$$

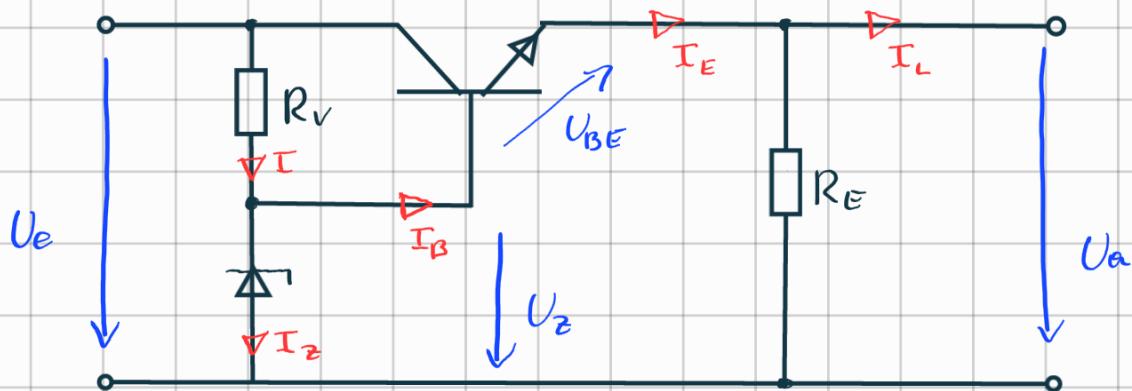
$$R_V,\max = \frac{U_{e,\min} - U_Z}{I_{Z,\min} + I_{B,\max}} = 658\Omega$$

$$R_V, \text{gen} = 560\Omega$$

$$G = 1 + \frac{R_V}{r_Z} = 1 + \frac{560}{5} = 113$$

$$\Delta U_A = \frac{\Delta U_e}{G} = \frac{6V}{113} = 0,053V = 53mV$$

Aotol-On: Verbesserte Version einer Stabilisierung



- Der Emitterwiderstand R_E (Vorlastwiderstand) bedingt ein verbessertes Leerlaufverhalten ($R_L \gg R_E$)

$$R_L \gg I_L \ll \rightarrow U_{BE} \ll$$

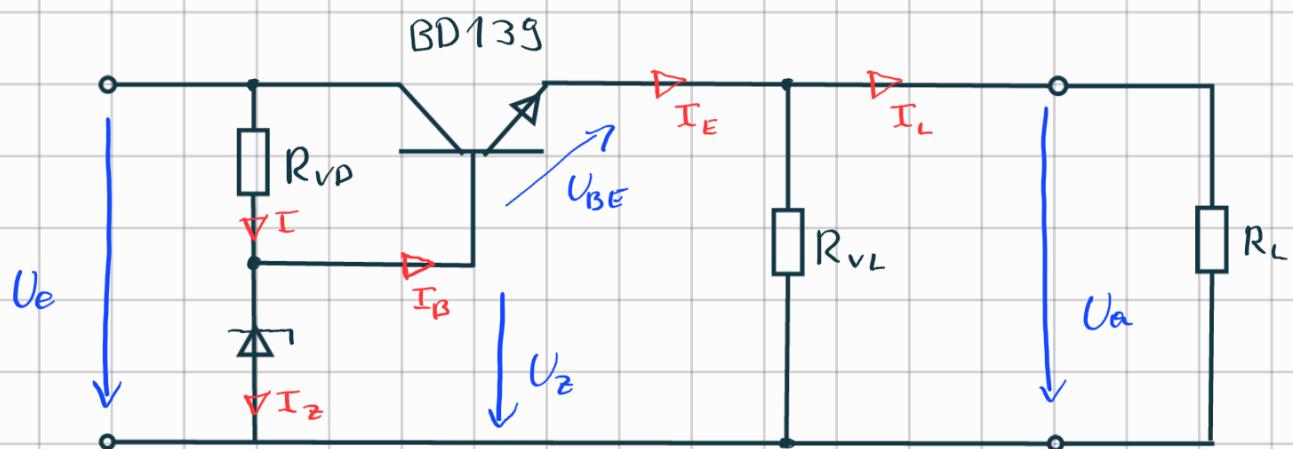
→ Da die Kennlinie gekrümmmt ist, erfolgt bei zunehmender Belastung zuerst eine starke dann eine immer kleiner werdende Zunahme von U_{BE} . Mit $U_a = U_z - U_{BE}$ wirkt sich dies auf den Stabilisierungsfaktor aus.

R_E legt den AP der Schaltung in den linearen Bereich der Steuerkennlinie des Transistors.

- Die Schaltung arbeitet ohne R_C bzw. sehr kleinem R_C in Kollektorgrundschaltung. R_C bewirkt die Begrenzung des Kollektorstroms.

- Die Verlustleistung an R_C nimmt mit zunehmendem Laststrom zu. $P_{V, \text{max}}$ wird im Kurzschlussfall erreicht.

Beispiel: Längsregler mit Vorlastwiderstand



→ Labor: Längsregler

$$U_e = 20V$$

$$U_z = 2 \times 6.2V$$

$$\beta = 100$$

$$U_{BE} = 0.8V \quad | I_c = 0.1A$$

$$U_{CE, \text{min}} = 1.5V$$

$$I_a = 0.01 - 0.5A$$

$$I_Z = 15mA$$

$$U_a = U_z - U_{BE}$$

$$R_{VL} = \frac{U_a}{I_{a,min}}$$

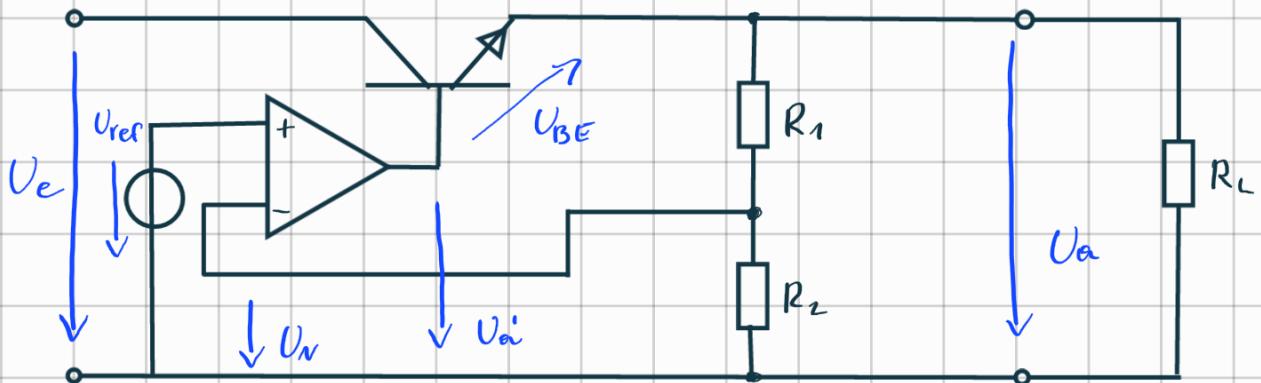
$$I_{B,max} = \frac{I_{C,max}}{\beta}$$

$$R_{VO} = \frac{U_e - U_z}{I_z + I_{B,max}}$$

$$R_c = \frac{U_e - U_a - U_{CE,min}}{I_{L,max} + I_{a,min}}$$

$$P_R = (I_{L,max} + I_{a,min})^2 R_c$$

Spannungsstabilisierung mit OPV (Längsregler)



Herleitung der Ausgangsspannung U_a :

$$U_{a'} = U_a + U_{BE} \quad (\text{I})$$

$$U_{a'} = V_{DD} - U_D = V_{DD} (U_p - U_N) \quad \text{mit } U_p = U_{ref} \quad (\text{II})$$

$$U_p = U_{ref} - U_N = U_{ref} - U_a \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

$$[\text{II}] = [\text{I}]$$

$$U_{\alpha'} = V_{DD} \left(U_{ref} - U_{\alpha} \frac{R_2}{R_1+R_2} \right) = U_{\alpha} + U_{BE}$$

$$U_{\alpha} \left(1 + V_{DD} \frac{R_2}{R_1+R_2} \right) = V_{DD} \cdot U_{ref} - U_{BE}$$

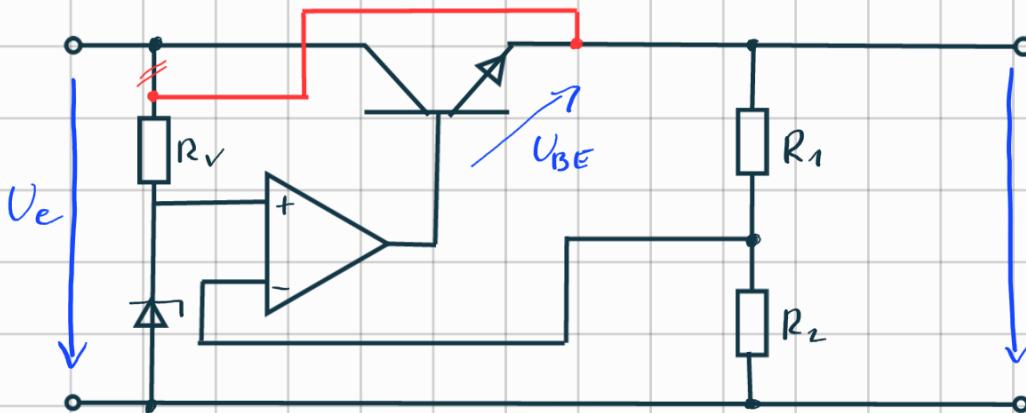
$$U_{\alpha} = \frac{V_{DD} \cdot U_{ref} - U_{BE}}{1 + V_{DD} \frac{R_2}{R_1+R_2}}$$

$$V_{DD} \sim 10^5 - 10^6$$

$$U_{\alpha} = \frac{U_{ref} - \frac{U_{BE}}{V_{DD}}}{\frac{1}{V_{DD}} + \frac{R_2}{R_1+R_2}} = U_{ref} \frac{R_1+R_2}{R_2}$$

$$U_{\alpha} = U_{ref} \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right)$$

Erzeugung von U_{ref} :



$$U_{ref} = U_Z$$

Anmerkung: $G_i = \frac{\Delta V_e}{\Delta U_{\alpha}} \ll \sim 10^2$ (wie bei Transistor)

Ziel wäre $10^4 - 10^5$ bei Stabilisierung

\hookrightarrow 2 Möglichkeiten:

1) hochgenau Referenz:
Bandgap Referenz

2) Trick über U_{α} als Ref

- Die Ausgangsspannung wird über einen Spannungsteiler (R_1, R_2) aus der Referenzspannung hergeleitet.
- U_{ref} wird z.B. mittels einer Z-Diode aus der Ausgangsspannung gebildet, oder: Verwendung einer Bandgap Referenz (in integrierten Schaltkreisen).
- Eine Abweichung der Ausgangsspannung gleicht der Regelverstärker durch Veränderung der Basisspannung des Längstransistors aus.
- hohe Stabilisierungsfaktoren ($10^4 - 10^5$)
- niedriger dynamischer Ausgangswiderstand

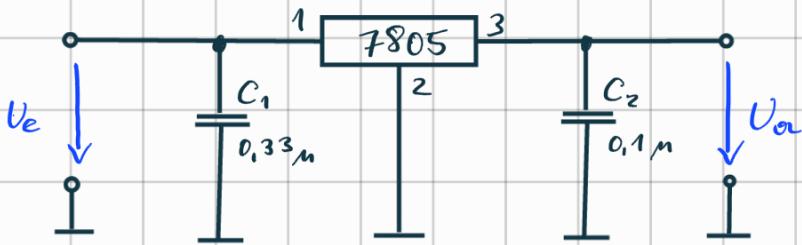
$$r_a = \frac{10^{-2}}{10^{-5}} \Omega$$

- ΔI_L wirken sich (fast) nicht auf U_a aus.

Integrierte Spannungsregler

Integrierte Spannungsregler sind als Festspannungsregler (z.B. 78xx) mit drei Anschlüssen erhältlich. Zusätzlich Baugruppen dienen zur Vermeidung von Überlastungen.

- Überspannungsschutz
- Temperatursensor
- Laststrombegrenzung



$C_1, C_2 \dots$ Unterdrückung d. Schwingneigung
nahe an Pin 1 & 3 platzieren

Datenblattangaben L7805, STM (siehe Spec.)

$$U_a = 5 \text{ V (typ.)} / I_o = 1 \text{ A}$$

Line regulation $\Delta U_a \leq 1 \text{ mV (max.)}$

Load regulation $\Delta U_a \leq 25 \text{ mV bei } I_A = 0,25 \text{ bis } 0,75 \text{ A}$

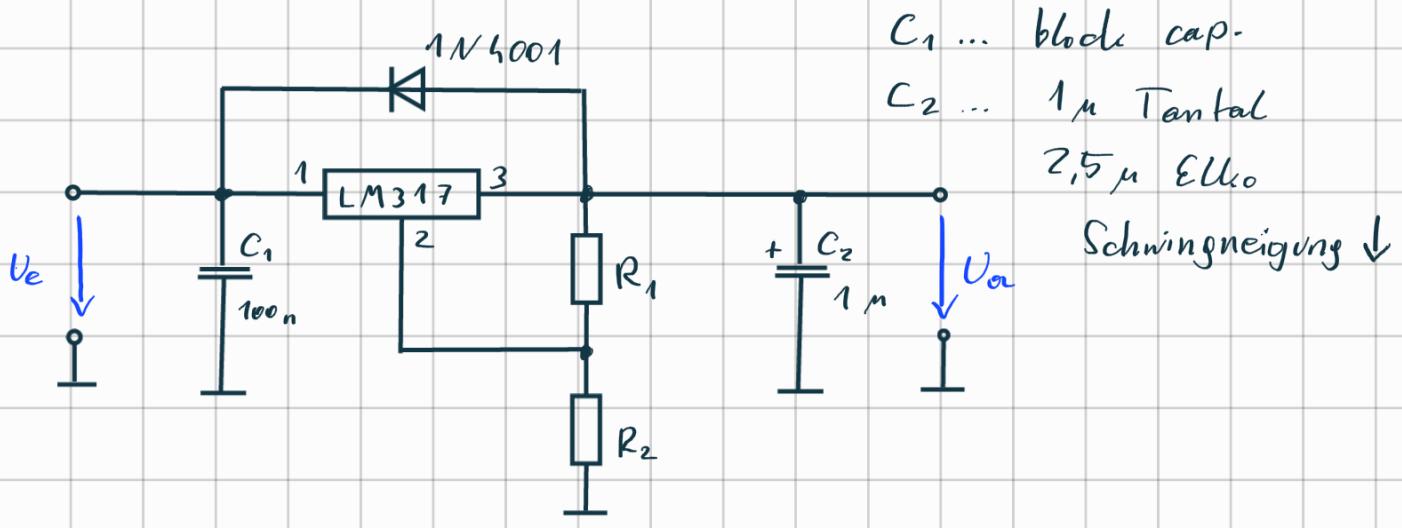
Voltage supply regulation VSR 68 dB min.

→ (Unterdrückung von ripples von der Versorgung)

Dropout voltage $U_d = 2 \text{ V (typ.)}$

$$U_{e,\min} = U_d + U_{ol}$$

Ein weiterer Vertreter eines integrierten Spannungsreglers ist der Baustein LM317. Dieser Baustein bietet durch die Beschaltung mit zwei Widerständen den Vorteil einer variablen Spannungsquelle.



$$U_a = U_{ref} \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) + \underbrace{I_{adj} \cdot R_2}_{\text{vernachl.}}$$

$$I_1 = U_{ref} \cdot \frac{1}{R_1}$$

$$R_1 = 240 \Omega$$

Herstellerempfehlung für konst.
Last, welche die Bauart
erfordert.

Eigenschaften:

$$U_a = 1,2 \div 37 \text{ V} \quad / \quad U_d \approx 2 \text{ V}$$

$$I_o \sim 1,5 \text{ A}$$

Line und load regulation

$$\Delta U_a \sim 0,1\%$$

Temperatursensor, Laststrom-Begrenzung

Erzeugung von Referenzspannungen

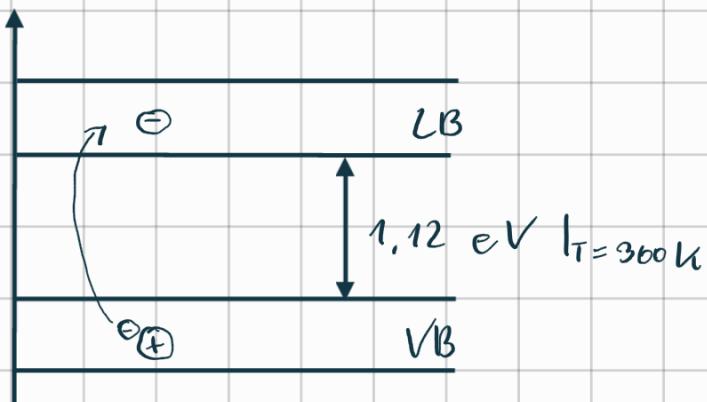
(Bandgap Referenz)

Man nutzt die Bandabstandspannung eines Halbleiterbauelemente zur Erzeugung einer hoch genauen Referenzspannung ($\sim 1,2 \text{ V}$)

Grunzlagen

1) Bandabstand

Halbleitermaterialien weisen einen Abstand (eV) zw. Valenz- und Leitungsbauol auf.



$$U_q = \frac{k_B}{e}$$

e... Elementarladung

2) Shockley Gleichung (am Transistor)

Damit wird eine Diodenkennlinie mathem. beschrieben

$$I_C = I_S \left(e^{\frac{V_{BE}}{n \cdot V_T}} - 1 \right)$$

$n=1$ Transistor geom.

Näherung

$$I_C = I_S \cdot e^{\frac{V_{BE}}{V_T}}$$

V_T ... Temperatursp. g.

$$V_T = \frac{k \cdot T}{e}$$

T in K
k Boltzmann.

$$V_{BE} = V_T \cdot \ln \frac{I_C}{I_S}$$

I_S ... Sättigungssperrst.

3) Temperaturabhängigkeit

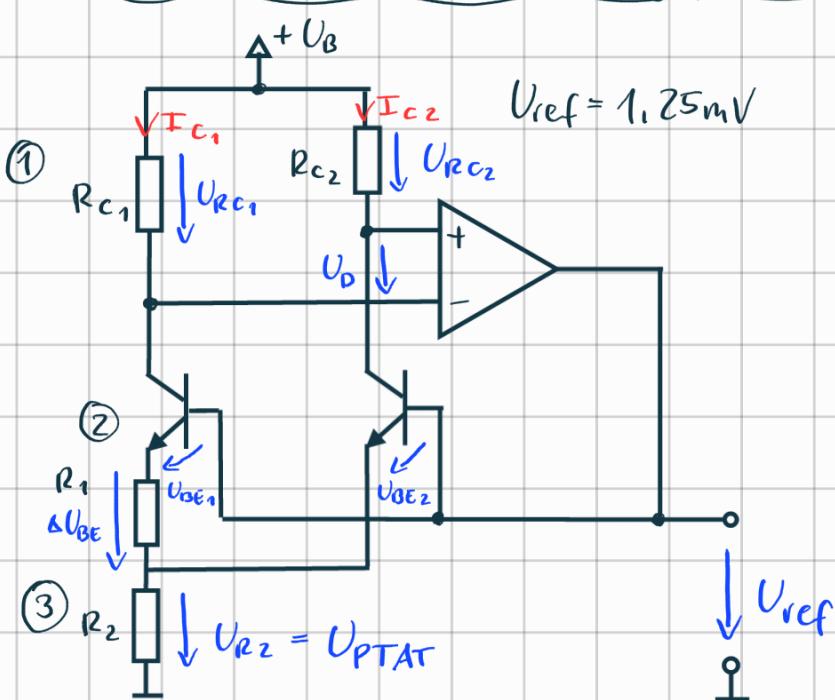
oder Basis-Emitter-Spg. (V_{BE})

$$V_{BE} = V_A + D_T \cdot T + \underbrace{(n-1) V_T \left(1 - \ln \frac{T}{T_0} \right)}_{\text{vernachl.}}$$

V_A ... Bandgapspg.

D_T ... Temperatur-
durch.

Schaltung von Bandgap-Referenz



Kirchhoff: $U_D = 0$

$$-U_{R1} + U_{R2} + U_D = 0$$

$$U_{R1} = U_{R2}$$

$$U_{ref} = U_{R2} + U_{BE2}$$

$$= U_{PTAT} + U_{BE2}$$

↓

$$D_T = \frac{2mV}{K}$$

↓

$$D_T = -\frac{2mV}{K}$$

PTAT ... proportional to absolute temperature

$$\textcircled{1} \quad I_{C1} \cdot R_{C1} = I_{C2} \cdot R_{C2} \Rightarrow \frac{I_{C2}}{I_{C1}} = \frac{R_{C1}}{R_{C2}}$$

$$I_{C2} = I_{C1} \cdot \frac{R_{C1}}{R_{C2}} \quad \left| \begin{array}{l} \\ I_E \sim I_C \end{array} \right. \rightarrow I_E = \frac{R_{C1}}{R_{C2}} \cdot I_{E1} = \frac{R_{C1}}{R_{C2}} \cdot \frac{\Delta U_{BE}}{R_1}$$

$$\textcircled{2} \quad \Delta U_{BE} = U_{BE2} - U_{BE1}$$

$$\Delta U_{BE} = U_T \cdot \ln \left(\frac{I_{C2}}{I_s} \right) - U_T \cdot \ln \left(\frac{I_{C1}}{I_s} \right)$$

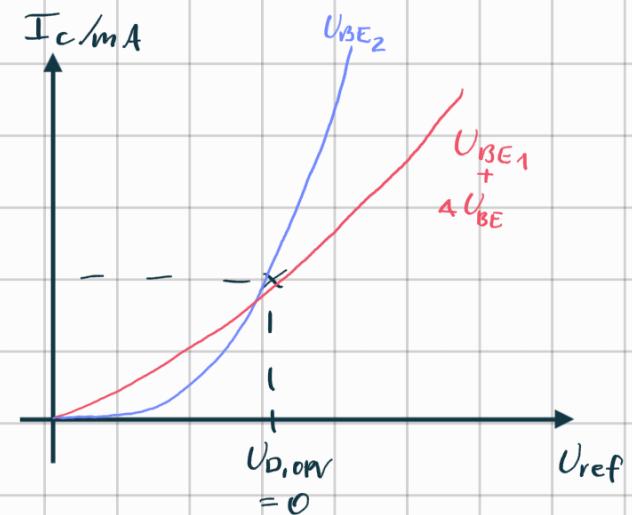
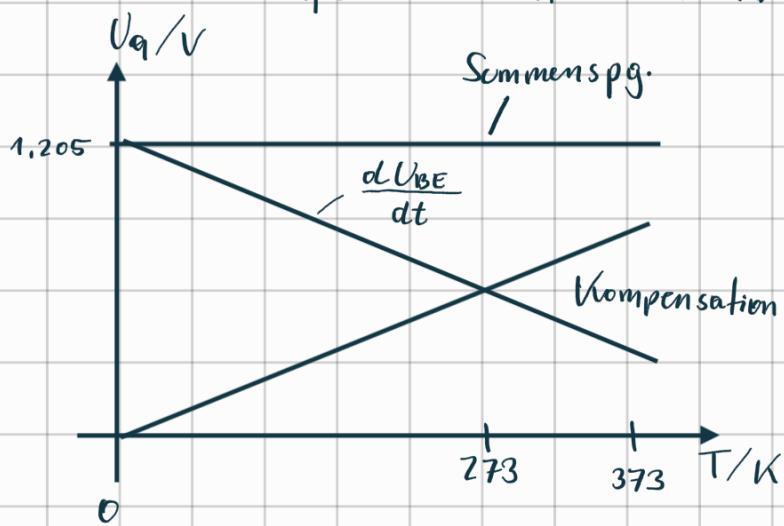
$$= U_T \left[\ln \left(\frac{I_{C2}}{I_s} \right) - \ln \left(\frac{I_{C1}}{I_s} \right) \right]$$

$$= U_T \cdot \ln \left(\frac{I_{C2}}{I_s} \cdot \frac{I_s}{I_{C1}} \right) = U_T \cdot \ln \left(\frac{I_{C2}}{I_{C1}} \right)$$

Idee: Die Spannung U_{BE} hat mit -2 mV/K einen neg. Temperaturkoeffizienten. ΔU_{BE} und damit auch (über I_{C1}, I_{C2}) die Spannung U_{PTAT} besitzt einen pos. Temperaturkoeffizienten.

Durch Summation oder Spülungen

$U_{ref} = U_{BE} + U_{PTAT}$ ergibt sich bei entsprechender Dimensionierung eine Kompensation oder Temperaturkoeffizienten.



$$\textcircled{3} \quad U_{R2} = U_{PTAT} = R_2 (I_{E1} + I_{E2}) = \frac{R_2}{R_1} \cdot \Delta U_{BE} + \frac{R_{C1}}{R_{C2}} \cdot \frac{R_2}{R_1} \cdot \Delta U_{BE}$$

$$= \frac{R_2}{R_1} \Delta U_{BE} \left(1 + \frac{R_{C1}}{R_{C2}} \right) = U_T \cdot \ln \left(\frac{R_{C1}}{R_{C2}} \right) \cdot \frac{R_2}{R_1} \left(1 + \frac{R_{C1}}{R_{C2}} \right)$$

Differenzieren: $\frac{dU_{ref}}{dT} = 0$

$$U_{ref} = U_{BE2} + U_{PTAT} = U_q + D_T \cdot T + U_{PTAT}$$

$$\frac{dU_{ref}}{dT} = D_T + \frac{k}{e} \frac{R_1}{R_2} \left(1 + \frac{R_{C1}}{R_{C2}} \right) \ln \left(\frac{R_{C1}}{R_{C2}} \right) = 0$$

→ Dimensionierung oder Widerstände, so dass

$$D_T = - \frac{k}{e} \frac{R_1}{R_2} \left(1 + \frac{R_{C1}}{R_{C2}} \right) \ln \left(\frac{R_{C1}}{R_{C2}} \right) = -2mV/K$$

$$\text{mit } \frac{k}{e} = \frac{U_T}{T} = \frac{25mV}{300K}$$

$$\text{Bsp.: } D_T = \underbrace{\frac{25mV}{300K} \cdot \frac{R_1}{R_2} \left(1+10 \right) \ln (10)}_{11 \cdot 2,3 = 25,33}$$

$$D_T = - \frac{25mV}{300K} \cdot 25,33 \cdot \frac{R_1}{R_2} = - \frac{2mV}{K}$$

$$\Rightarrow R_1 \approx R_2$$

günstige Annahme:

$$R_{C1} = 10 R_{C2} \Rightarrow I_{C2} = 10 I_{C1}$$

$$\rightarrow R_1 \approx R_2$$

Schaltnetzteile

SMPs ... switch mode power supply

- Einsatz in praktisch allen elektr. Geräten
 - Consumer (Fernseher, Mobile)
 - Industrie
 - Automotive
- hoher Wirkungsgrad
- hohe Taktfrequenz ($f = 20 \text{ kHz} - 1 \text{ MHz}$)
 - kleine Bauteilgrößen
 - hohe Wirtschaftlichkeit (Herstellung & Betrieb)
- aufwendige Schaltung
- EMV-Störungen
- Restwelligkeit

SN. Schaltnetzteile

SN.1 Übersicht

SN.1.1 Eigenschaften von Netzteilen

Die Versorgung von elektronischen Schaltungen mit geeigneter Gleichspannung ist ein wichtiger Gesichtspunkt bei der Entwicklung von Geräten und Systemen. Neben den schon lange eingesetzten Linearreglern haben die getakteten Stromversorgungen einen festen Platz, insbesondere bei großen Leistungen, erlangt. Je nach Anwendungsfall ist das am besten geeignete Prinzip zu verwenden.

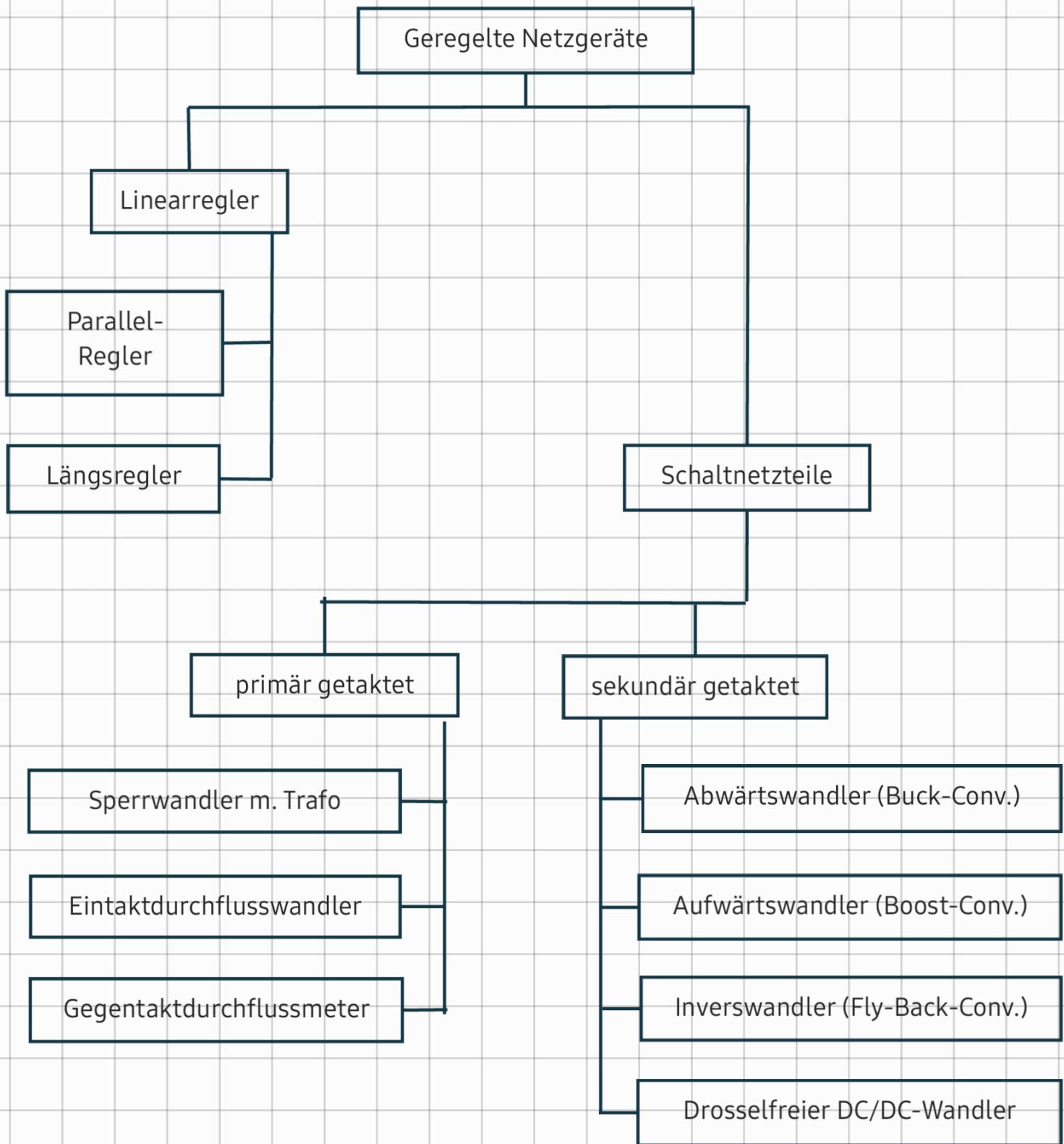
Arbeitsprinzip	Lin. Serienregler	Eintakt-Sperr-Wandler	Eintakt-Durchfluß-Wandler	Gegentakt-Durchfluß-Wandler	Anmerkungen
Leistungsbereich	mW....10 W	1 - 20 W (evtl. bis 100W)	10 - 300 W (....500W)	500 W - einige kW	nur Anhaltswerte
Wirkungsgrad	25 - 60%		60 - über 90%		lastabhängig
Spannungsbereich	0 - 60 V		1 - 1 kV		
Schaltungsaufwand	gering		groß		
Gewicht/100W	6 kg		1,5 kg		Als kompl. Netzteil
Volumen/100W	7,5 dm ³		1 dm ³		Als kompl. Netzteil
Vorteilhaft:	Hohe Regelgenauigkeit, geringe Restwelligkeit, schnelles Ausregeln v. Lastsprünge, gut einstellbar (Labornetzgeräte)		Hoher Wirkungsgrad geringes Gewicht + Volumen für hohe Leistungen geeignet niedrige Kosten weiter Eingangsspannungsbereich (bis 1:5)		
Taktfrequenz:			50 kHz.....2 MHz		
Nachteilig:	niedriger Wirkungsgrad, großer Netztrafo, hohes Gewicht + Volumen, bei größeren Leistungen Kühlprobleme		Aufwendige Schaltungstechnik und Bauelemente HF-Strahlung, EMV-Probleme (Breitbandstörungen) langsame Ausregeln von Lastschwankungen Spannungskonstanz geringer Restwelligkeit		
Bevorzugter Anwendungsbereich	genaue, hochstabile Stromversorgungen bei geringen Leistungen in störstrahlungsempfindlichen Schaltungen	Gleichspannungswandler für geringe Leistung und hohe Ausgangsspannung.	Preisgünstige Netzgeräte für hohe Leistungen, hohen Wirkungsgrad und geringen Platzbedarf		

Abb. SN1: Eigenschaften von Netzgeräten

Einteilung der Schaltnetzteile

Die Unterscheidung der getakteten Netzteile erfolgt in:

- primär getaktet: Hochfrequenter Schalter liegt auf Netzpotential
- sekundär getaktet: Schalter liegt auf Sekundärseite eines üblichen Netztrafo

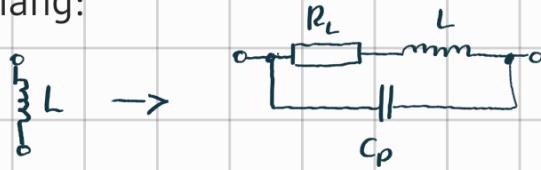


Grundlagen

Induktivitäten als Bauelemente leistungselektr. Schaltungen.

Unter Vernachlässigung von RL und der parasitären Parallelkapazitäten gilt für lineare Materialien der folgende Zusammenhang:

$$u_L = L \frac{di}{dt} \quad W = \frac{L I^2}{2}$$



Anlegen einer pulsförmigen Spannung an eine Induktivität:

→ i verhält sich nichtlinear

Der in der Leistungselektronik relevante Fall ist jener einer Zeitkonstante die viel größer ist als die Pulsfrequenz, sowie eines vernachl. ohmschen Widerstandes.

Daher gilt die folgende Näherung:

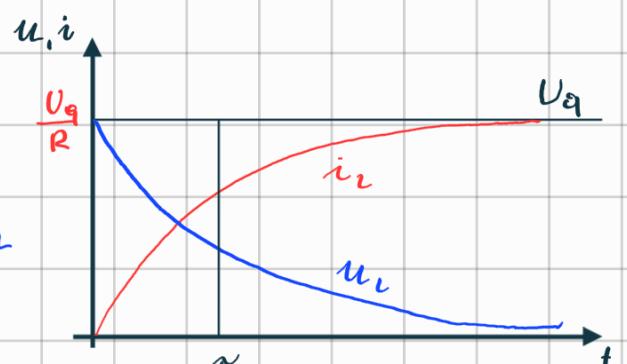
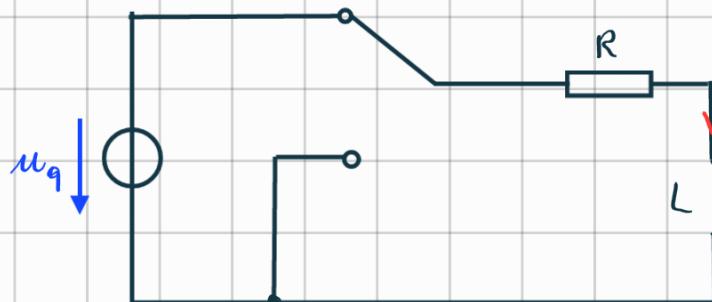
$$i = \frac{U}{L} \cdot t$$

real nichtlinear

$$i_L = \frac{U}{R} (1 - e^{-t/\tau})$$

$$\tau = \frac{L}{R}$$

Einschaltvorgang



$$u_L = U_q \cdot e^{-t/\tau}$$

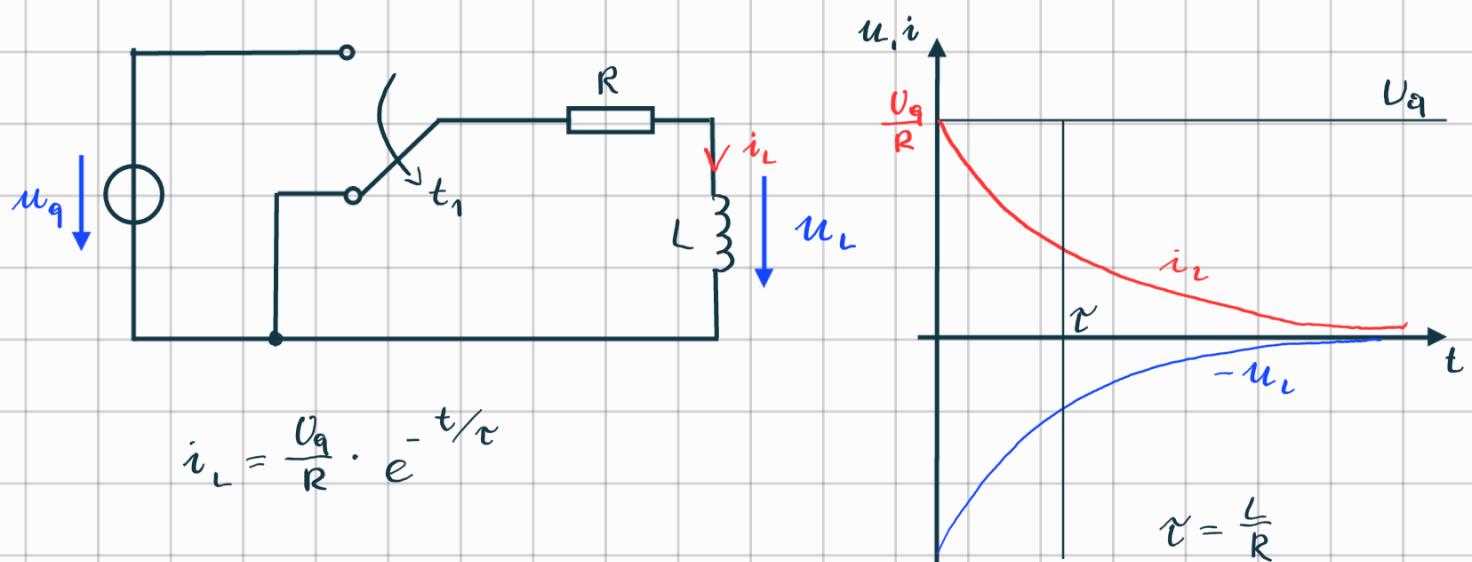
$$u_R = U_q (1 - e^{-t/\tau})$$

Abschaltvorgang

In der Spule ist die magn. Energie W_m gespeichert.

Umlegen des Schalters \rightarrow Kurzschluss

Es baut sich eine Selbstinduktivitätsspannung u_L auf, die versucht den Stromfluss aufrecht zu erhalten.

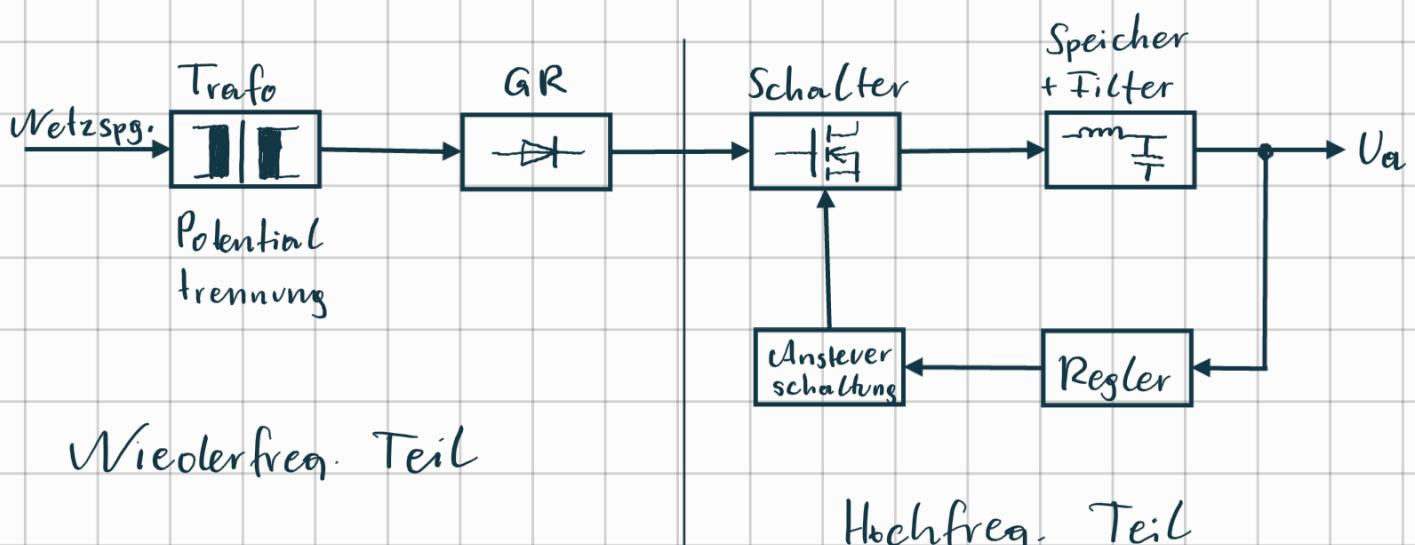


$$u_R + u_L = 0$$

$$u_L = -u_R = -i \cdot R = -u_q \cdot e^{-t/\tau}$$

Prinzipien der Schaltregler

sekundär getaktete Schaltregler



Niederfreq. Teil

Hochfreq. Teil
(PWM moduliert)

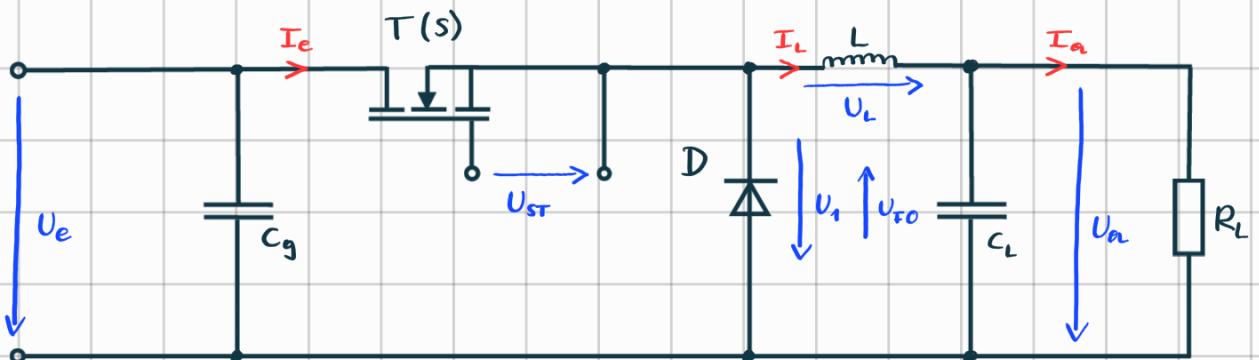
Einsatzgebiete:

- Galvanische Trennung zur Netzspannung bereits vorhanden
- Batteriebetriebene Geräte

Prinzip:

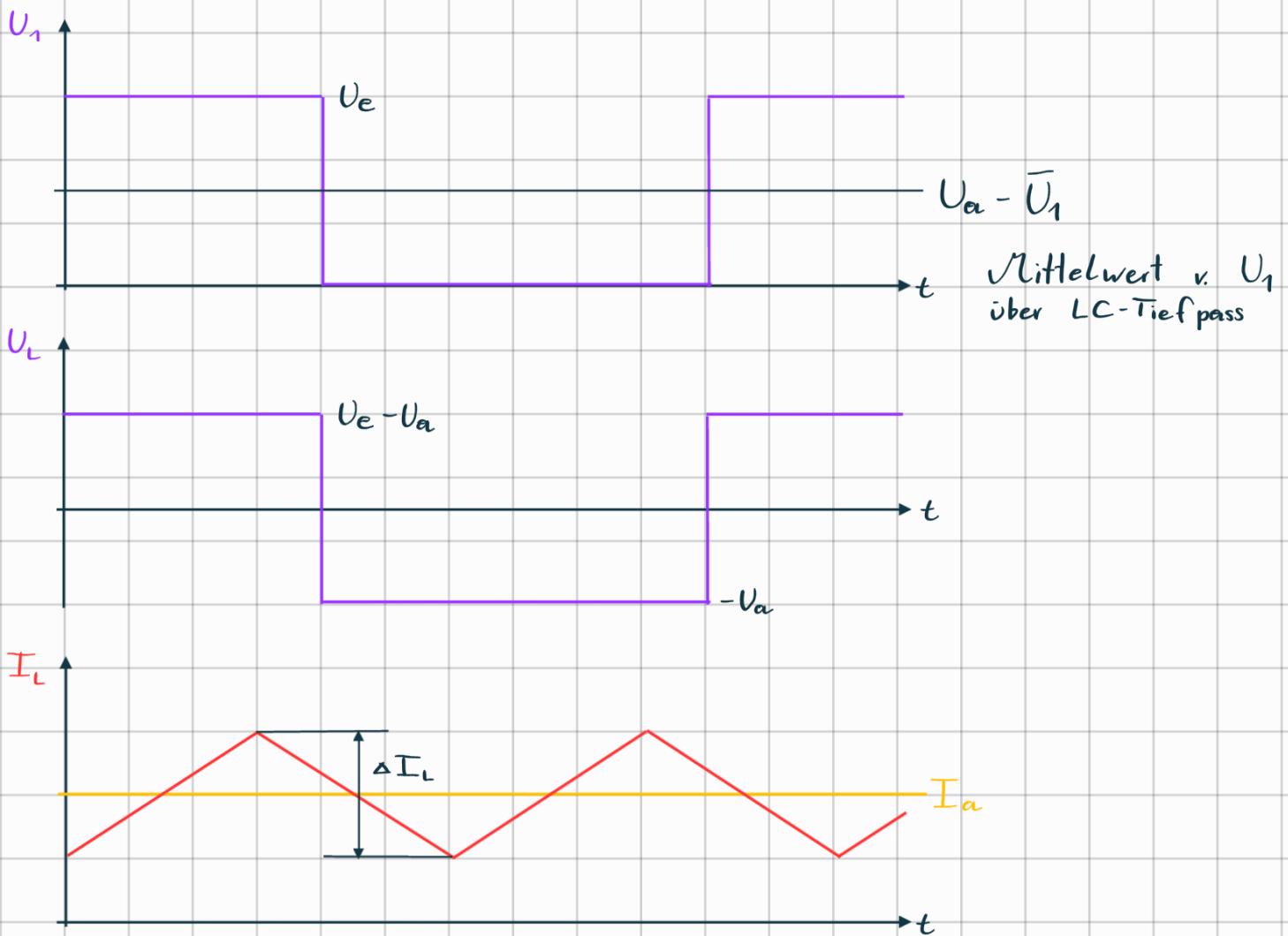
- mittels Schaltglied werden Energieportionen aus der Eingangsspannungsquelle übernommen und in der Induktivität gespeichert
- $f = 20\text{kHz} - 1\text{MHz}$, das Tastverhältnis bestimmt den Energiefluss
- Tiefpass am Ausgang glättet den diskontinuierlichen Energiefluss

1. BUCK - Converter, Abwärtswandler (auch step-down converter)



Der Transistor T arbeitet als Schalter (S), der mittels der PWM gesteuerten Spannung U_{ST} mit hoher Frequenz (50-500kHz) angesteuert wird. Der Term $\frac{t_1}{T_s}$ beschreibt hierbei das Tastverhältnis (duty-cycle; $T_s = \frac{1}{f_s}$) der Steuerspannung.





$0 < t < t_1$: S geschlossen

Die Differenz von U_e zu U_a treibt einen Strom durch die Spule L und versorgt R_L & C_L mit Energie. Dabei speichert die Spule Energie.

$t_1 < t < T_s$: S geöffnet

Die in der Spule gespeicherte Energie liefert weiterhin Strom an den Kondensator und Lastwiderstand.
(Selbstinduktion / Lenz'sche Regel)

Da während der gesamten Schaltperiode die Spule den Kondensator und Verbraucher mit Strom ver-

sorgt, wodurch die Schaltung auch als Durchflusswandler bezeichnet.

Herleitung oder Dimensionierung:

Annahme: U_a näherungsweise konstant über T_s
 $0 < t < t_1$: S geschlossen, $U_L = U_e - U_a$

$$\Delta I_{L1} = \frac{1}{L} \int_0^{t_1} (U_e - U_a) dt = \frac{1}{L} (U_e - U_a) t_1 \quad (1)$$

$t_1 < t < T_s$: S geöffnet, $U_L = -(U_a + U_{FO})$

$$\Delta I_{L2} = \frac{1}{L} \int_{t_1}^{T_s} (U_a + U_{FO}) dt = \frac{1}{L} (U_a + U_{FO})(T_s - t_1) \quad (2)$$

gleichsetzen von (1) & (2) ergibt

$$(U_a + U_{FO})(T_s - t_1) = (U_e - U_a) t_1$$

$$U_a (T_s - t_1) + U_a t_1 = -U_{FO} (T_s - t_1) + U_e \cdot t_1$$

$$\cancel{U_a T_s - U_a t_1} + \cancel{U_a t_1} = U_e t_1 - U_{FO} (T_s - t_1)$$

$$U_a = U_e \frac{t_1}{T_s} - U_{FO} \left(1 - \frac{t_1}{T_s}\right)$$

$$U_a \approx \frac{t_1}{T_s} \cdot U_e$$

- Die Ausgangsspannung kann nur kleiner als U_e sein.
- Steuerung von U_a durch Veränderung von T_s
 bzw. des Tastverhältnisses $\frac{t_1}{T_s}$

Induktivität

aus (2) folgt: (alternativ auch mit (1))

$$L_{\min} = \frac{(T_s - t_1)(U_a + U_{F0})}{\Delta I_{L,\max}}$$

Es ist zu beachten, dass $I_L(t)$ in der Ausschaltphase nicht in den lückenlosen Betrieb übergeht, d.h. auf Null absinkt.

ΔI_L ist daher mit 0,2 - 0,4 von I_a als Richtwert anzunehmen.

Kapazität

Aus dem Zeitlinienoliagramm ist die Ladung zu erkennen, die durch I_L verschoben wird und von C_L gepuffert werden muss.

$$\Delta Q_c = \Delta I \cdot t = \frac{1}{2} \left(\frac{\Delta I_L}{2} \cdot \frac{t_1}{2} + \frac{\Delta I_L}{2} \cdot \frac{(T_s - t_1)}{2} \right) = \frac{\Delta I_L \cdot T_s}{8}$$

$$\Delta U_a = \frac{\Delta Q_c}{C_L} = \frac{\Delta I_L \cdot T_s}{8 C_L}$$

Durch den Leeresstrom I_L wird auch eine Änderung des Kondensatorspg. bewirkt und somit der Ausgangsspannung.

Die Annahme einer konst. Ausgangsspg. betrifft daher den Mittelwert oder zeitabhängige Größe $U_a = \overline{U_C(t)}$

Bsp.:

$$U_e = 12 \text{ V}$$

$$U_a = 5 \text{ V}$$

$$I_a = 2 \text{ A}$$

$$T_s = \frac{1}{f_s}, \quad f_s = 400 \text{ kHz}$$

$$\Delta I_L = 0,3 \cdot I_a$$

$$DC = \frac{t_1}{T_s} = \frac{U_a}{U_e} = \frac{5V}{12V} = 0,416 \quad \text{aus } U_a = \frac{t_1}{T_s} \cdot U_e$$

$$U_a = \frac{t_1}{T_s} \cdot U_e \rightarrow t_1 = T_s \cdot \frac{U_a}{U_e} = \frac{DC}{f_s}$$

$$t_1 = \frac{0,416}{400 \text{ kHz}} = 1,041 \mu\text{s}$$

$$T_s = \frac{1}{f_s} = \frac{1}{400 \text{ kHz}} = 2,5 \mu\text{s}$$

$$\Delta I_L = 0,3 \cdot I_a = 0,3 \cdot 2 \text{ A} = 0,6 \text{ A}$$

$$L = \frac{(T_s - t_1)(U_a + U_{FO})}{\Delta I_L} = \frac{(2,5 - 1,041) \mu\text{s} \cdot 5V}{0,6 \text{ A}} = 12,16 \mu\text{H}$$

definieren ΔU_a :

$$\Delta U_a = 50 \text{ mV}$$

$$C_{L,\min} = \frac{\Delta I_L \cdot t_1}{8 \cdot \Delta U_a} = \frac{0,6 \cdot 2,5 \cdot 10^{-6} \text{ s}}{8 \cdot 50 \cdot 10^{-5} \text{ V}} = 3,75 \mu\text{F}$$

Dimensionierung der Bauelemente

Grundfestinduktivität:

Damit der Spulenstrom in der Ausschaltphase nicht in den leichten Betrieb übergeht, muss gelten:

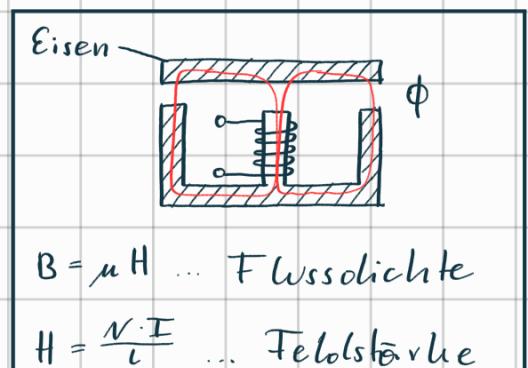
$$I_{a,\min} = \frac{\Delta I_L}{2} \Rightarrow R_{L,\max} = \frac{U_a}{\frac{\Delta I_L}{2}}$$

daraus folgt mit $\Delta I_L = \frac{1}{2} (U_e - U_a) t_1$ (1)

$$I_{a,\min} = \frac{1}{2L} (U_e - U_a) \frac{U_a}{U_e} \cdot T$$

$$I_{a,\min} = \frac{1}{2L} \left(1 - \frac{U_a}{U_e}\right) U_a \cdot T$$

$$L_{\min} = T \left(1 - \frac{U_a}{U_e}\right) \frac{U_a}{2 I_{a,\min}}$$



- für eine kleine Ind. L ist eine große Schaltfrequenz zu wählen $f = \frac{1}{T}$
- diese hohe Schaltfrequenz bewirkt ein Skigen oder olyg. Verluste oder Drossel, hohes f bewirkt einen teureren Schalttransistor
- Begrenzung der Taktfrequenz von 50 - 500 kHz

$$B = \mu H \dots \text{Flussdichte}$$

$$H = \frac{N \cdot I}{l} \dots \text{Feldstärke}$$

Glättungskondensator:

Dieser Kondensator bestimmt die Welligkeit der Ausgangsspannung.

$$\Delta U_{a\text{m}} = \frac{\Delta I_L \cdot T}{8C} = \frac{1}{L} \left(1 - \frac{U_a}{U_e}\right) U_a \cdot T \cdot \frac{T}{8C}$$

$$\Delta U_{a\text{m}} = U_a \cdot \frac{T^2}{8LC} \left(1 - \frac{U_a}{U_e}\right)$$

$$C_{\min} = \frac{U_a \cdot T^2}{8L \cdot \alpha U_a} \left(1 - \frac{U_a}{U_e}\right)$$

- Verwendung von Kapazitäten mit möglichst niedrigen ESR und ESL.

ESR/ESL... equivalent series resistance / inductance



- kurze Leitungsführung oder Masseanschlüsse, sternförmige Masse

→ Studium LM 2575, Seite 15

→ Layout Guideline

→ Bauelemente Platzierung

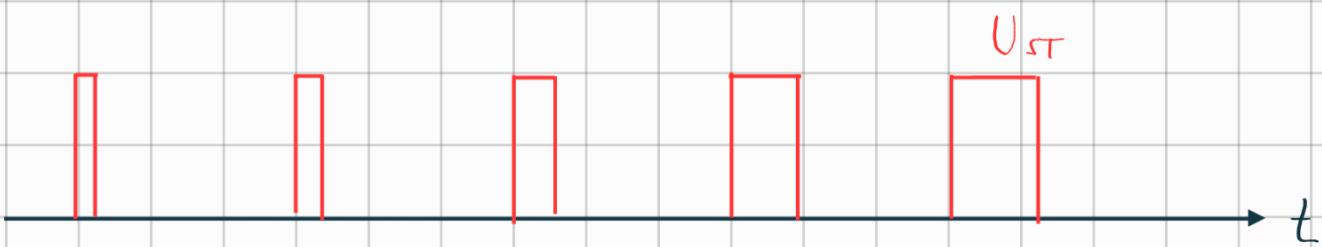
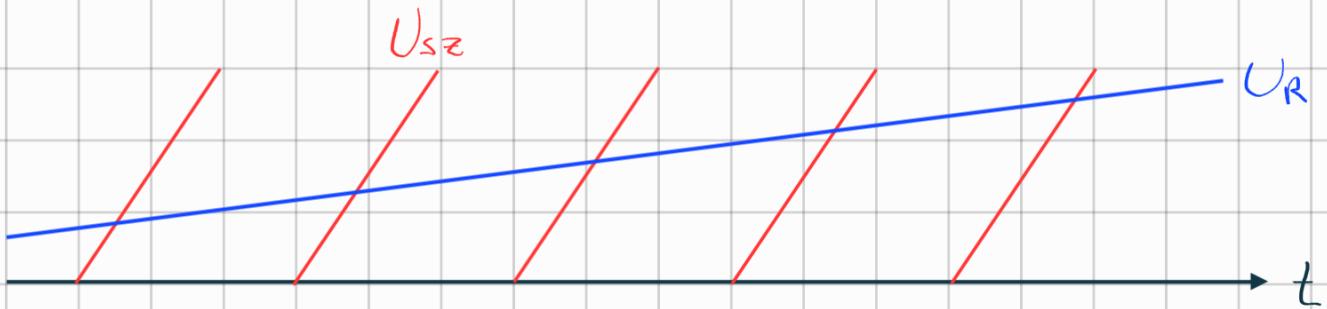
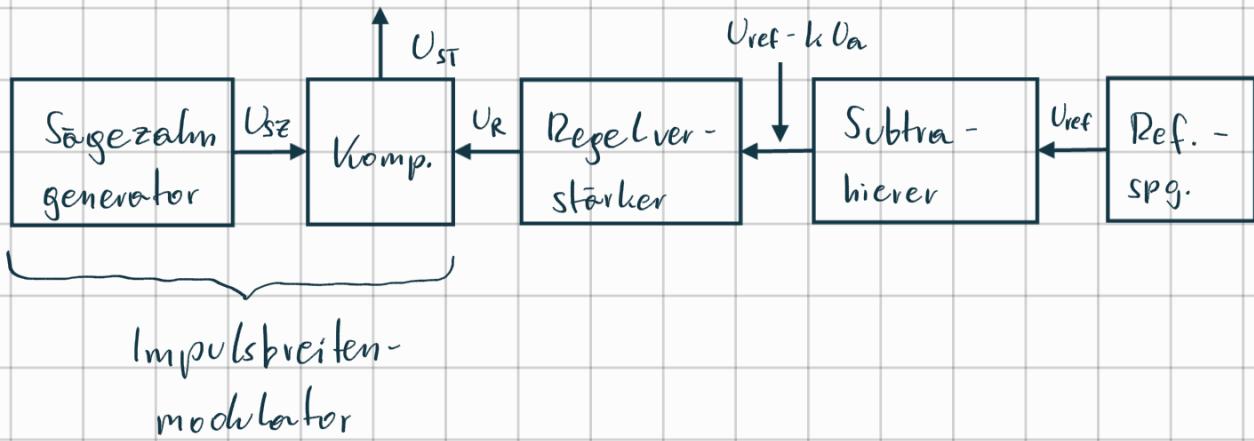
Diode:

- Verwendung einer Schottky-Diode
 - kurze Schaltzeit
 - niedrige Durchlassspannung
- $U_R > U_e$ ($1,3 \cdot U_e$ lt. DS)



Erzeugung des Schaltsignals:

Die Erzeugung von U_{ST} erfolgt mit einem Impulsbreitenmodulator und einem Regler mit Spannungsreferenz.



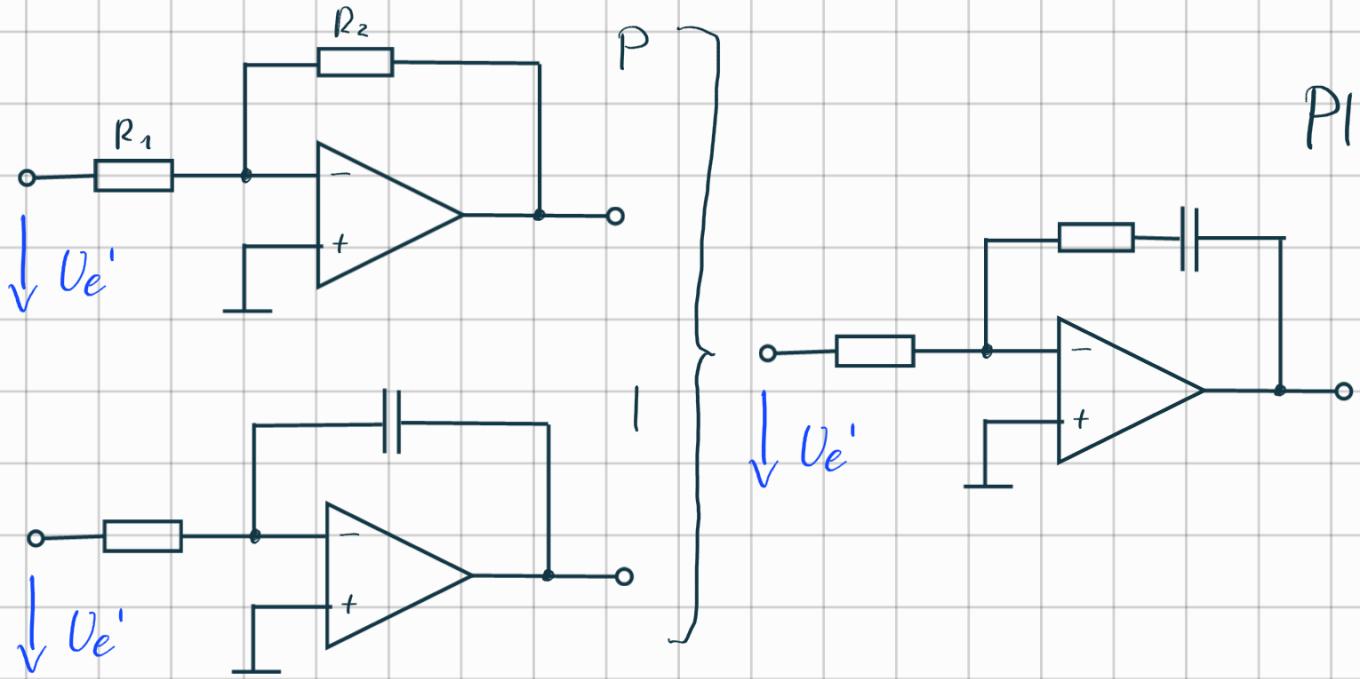
Funktion:

Der Impulsbreitenmod. besteht aus einem Sägezahn generator und einem Komparator. Der Komp. steuert über U_R den Schalter an solange U_R größer ist als U_{SZ} .

Nachfolgend gezeigt ist die sogenannte „voltage mode“ Regelung.

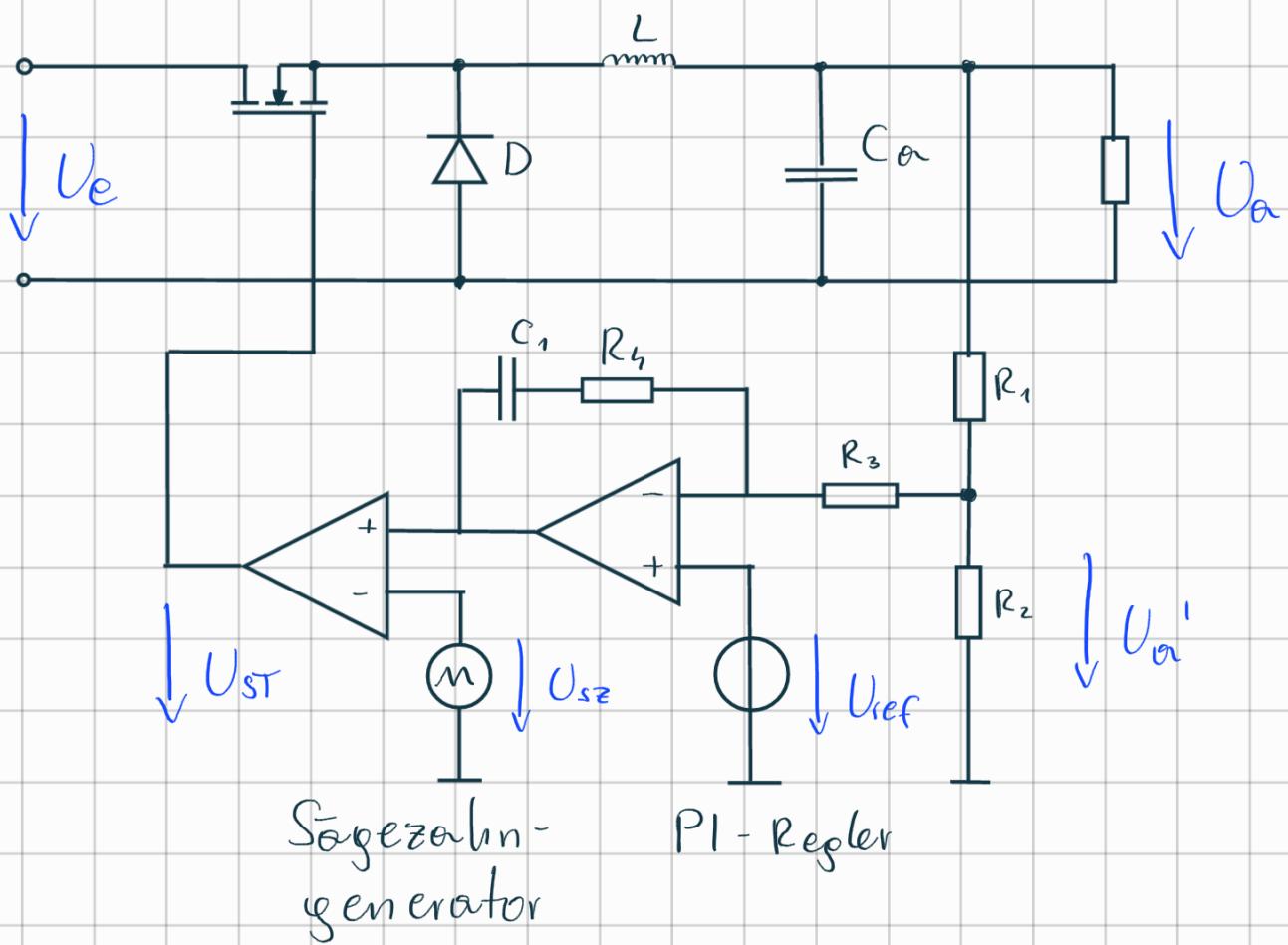
- U_a wird über einen Spg.-Teiler mit U_{ref} verglichen
- Der Impulsbreitenmodulator wandelt die Ausgangsspg. U_R des PI-Reglers in die pulsweitenmodulierte Spg. U_{st} um

PI ... Proportional-Integrator



Regelmechanismus:

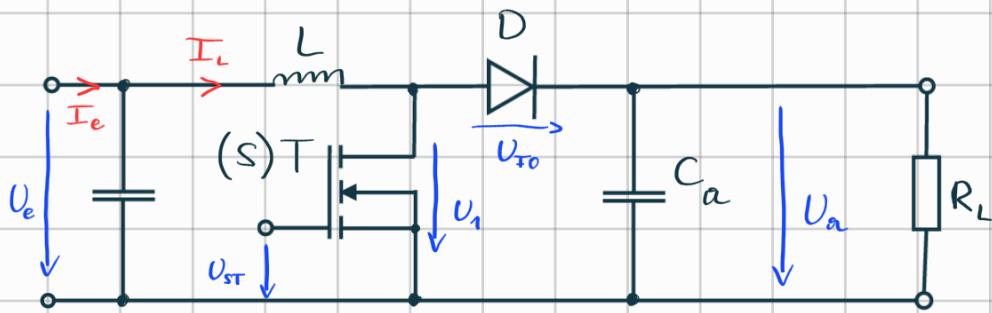
- U_a zu klein $\rightarrow U_R < U_{ref}$
- U_R läuft hoch bis $U_{ref} - k \cdot U_a = 0$
- Das Tastverhältnis \uparrow und U_a steigt



Hinweis: Der Regelverstärker (error amplifier) ist in der Fachliteratur als Transconductanz Verstärker ausgeführt (siehe Tietze Schenk). Dieser liefert einen Ausgangsstrom (hohes R_a) proportional zur Spannung U_d . Die RC-Kombination (R_4, C_1) wird in diesem Fall zum OPV Ausgang und Masse angeschlossen.

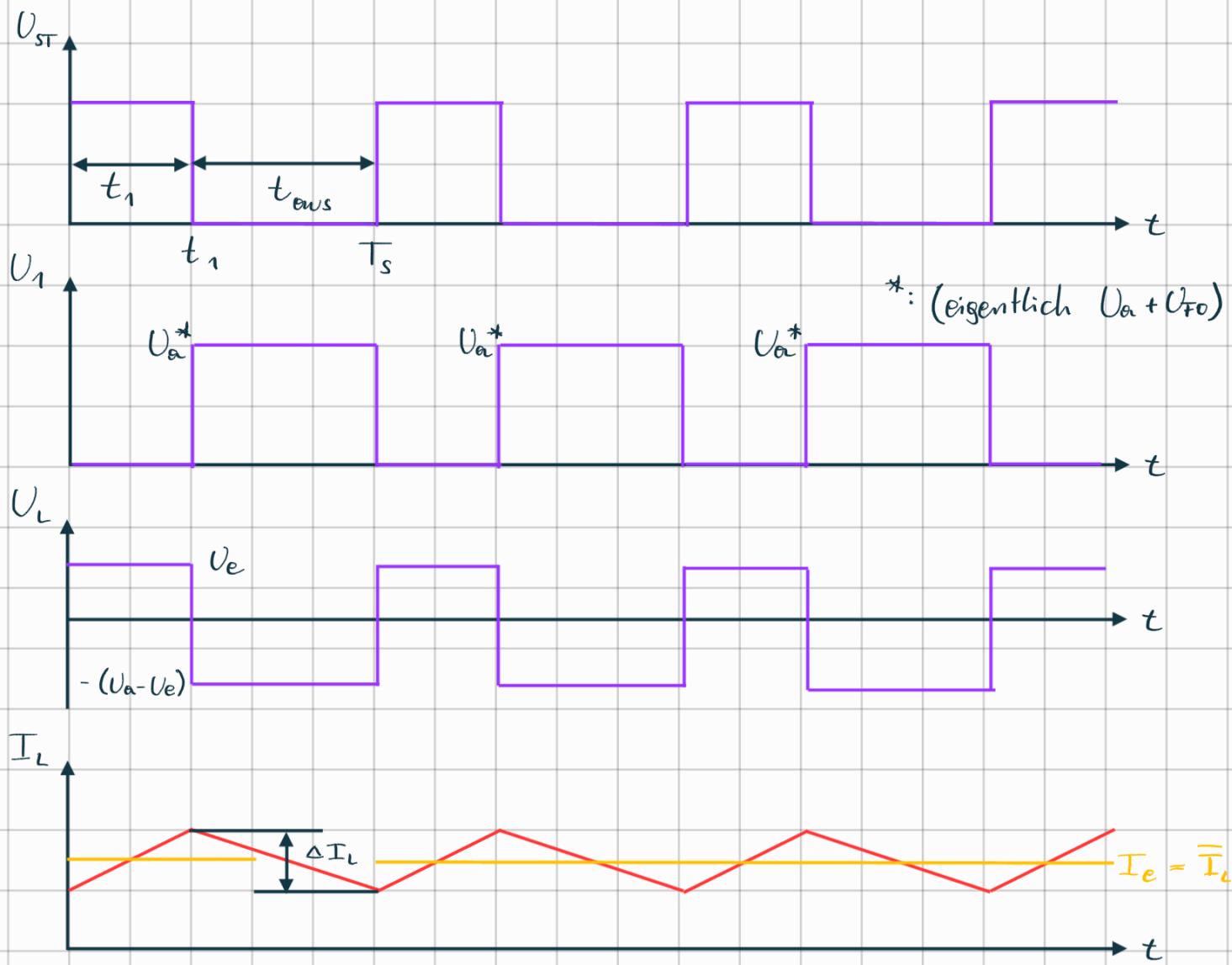
2. BOOST - Converter, Aufwärtswandler

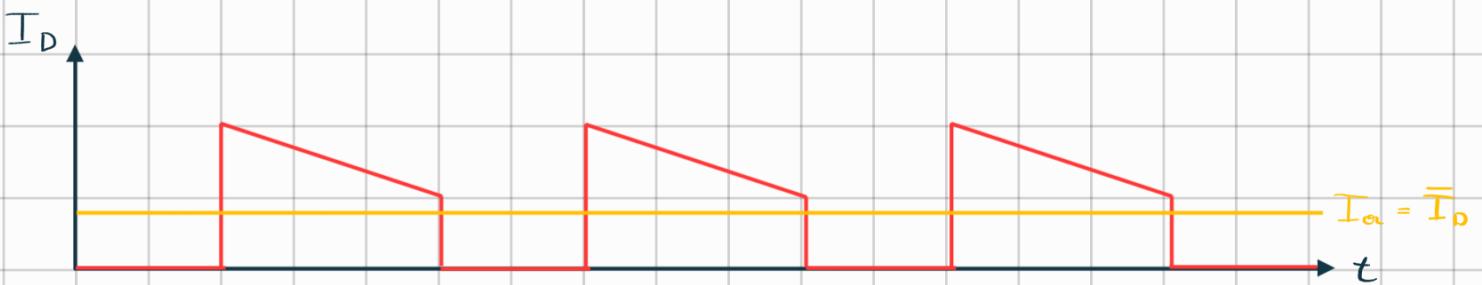
(Hochsetzsteller, step-up-converter)



Während der Einschaltphase des Transistors (T) fällt die Eingangsspannung U_e an der Induktivität L ab.

Schaltet der Transistor ab, so fließt der Strom I_L über die Diode weiter und lädt den Kondensator C_a .





$0 < t < t_1$: S geschlossen

Bei geschlossenem Schalter S (T) liegt U_e über L an und treibt I_L durch die Spule. Dabei speichert die Spule Energie. Die Diode sperrt in dieser Zeit. Der Kondensator C_a liefert den Strom für den Verbraucher.

$t_1 < t < T_s$: S geöffnet, T sperrt

Nach dem Öffnen von S treibt die Spule aufgrund der in der gespeicherten Energie den Strom I_L durch die jetzt in Durchlassrichtung liegende Diode. Ein Teil der in der Spule gespeicherten Energie wird in dieser Sperrphase auf den Kondensator übertragen.

-> Sperrwandler, da die Spule dem Kondensator nur in dieser Phase Strom liefert.

Herleitung der Dimensionierung

Die Grundannahme der Herleitung ist wie beim Abwärtswandler ein kontinuierlicher Betrieb, d.h. I_L wird zwischenzeitlich nicht null.

$0 < t < t_1$: S geschlossen, T leitet, $U_L = U_e$

$$\Delta I_L = \frac{1}{L} \int_{0}^{t_1} U_e \, dt = \frac{1}{L} U_e \cdot t_1 \quad (1)$$

$t_1 < t < T_s$: S geöffnet, T sperrt, $U_L = U_e - U_a - U_{FO}$

$$\Delta I_L = -\frac{1}{L} \int_{t_1}^{T_s} (U_e - U_a - U_{FO}) \, dt = \frac{1}{L} (U_a + U_{FO} - U_e)(T_s - t_1) \quad (2)$$

$$(1) = (2)$$

~~$$\frac{1}{L} \cdot U_e \cdot t_1 = \frac{1}{L} (U_a + U_{FO} - U_e)(T_s - t_1)$$~~

$$U_e \cdot t_1 = U_a (T_s - t_1) + U_{FO} (T_s - t_1) - U_e (T_s - t_1)$$

$$U_e \cdot t_1 - U_e \cdot t_1 + U_e \cdot t_s = U_a (T_s - t_1) + U_{FO} (T_s - t_1)$$

$$U_a(T_s - t_1) = U_e \cdot T_s - U_{FO}(T_s - t_1)$$

$$U_a = \frac{U_e \cdot T_s - U_{FO}(T_s - t_1)}{T_s - t_1} = U_e \cdot \frac{T_s}{T_s - t_1} - U_{FO}$$

$$U_a \approx U_e \cdot \frac{T_s}{t_{aus}} \quad \text{mit } T_s > t_{aus}$$

$$\text{mit } DC = \frac{t_1}{T_s}$$

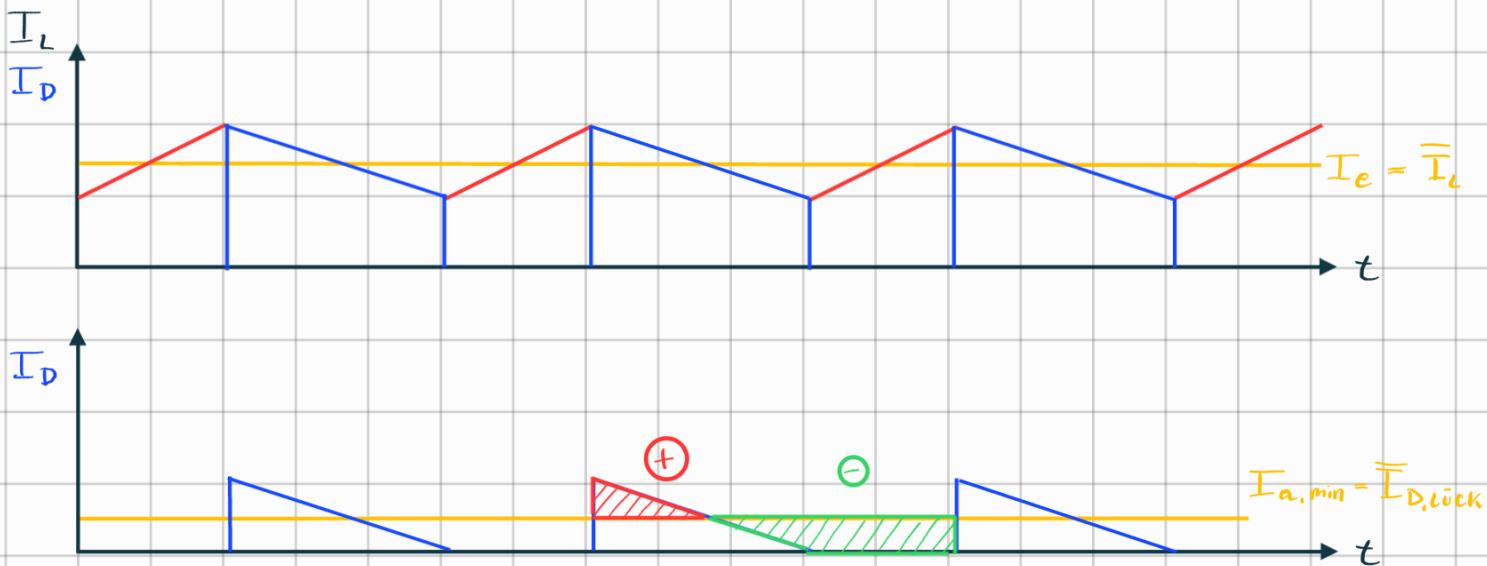
$$U_a = U_e \cdot \frac{T_s}{T_s - t_1} = U_e \cdot \frac{1}{1 - DC} \quad (-U_{FO})$$

meist vernachlässigt

Interpretation des Ergebnisses:

- Die Ausgangsspannung ist höher als die Eingangsspannung.
- U_a ist im kontinuierlichen Betrieb nur von DC und U_e abhängig.
- Nicht kurzschlussfest, da beim abschaltbaren Bauelement ein Kurzschlussweg vorhanden ist.
- Im nicht geregelten Betrieb (Ansteuerung mit festem DC) ist der BOOST auch nicht leerlauffest. Mit jedem Takt wird Ladung von L nach C gepumpt, bis zur Zerstörung eines Bauelements. Bsp.: $Q = C * U$

Mindestlaststrom, Mindestinduktivität



Der Drosselstrom darf nicht Null werden (kont. Betrieb)

- Diodenstrom wie im Bild oben
- Aufteilung von I_D auf eine Periode
- Mittelwert von I_D entspricht I_a
- Schraffierte Flächen stellen die verbrauchte Ladung am Glättungskond. dar.

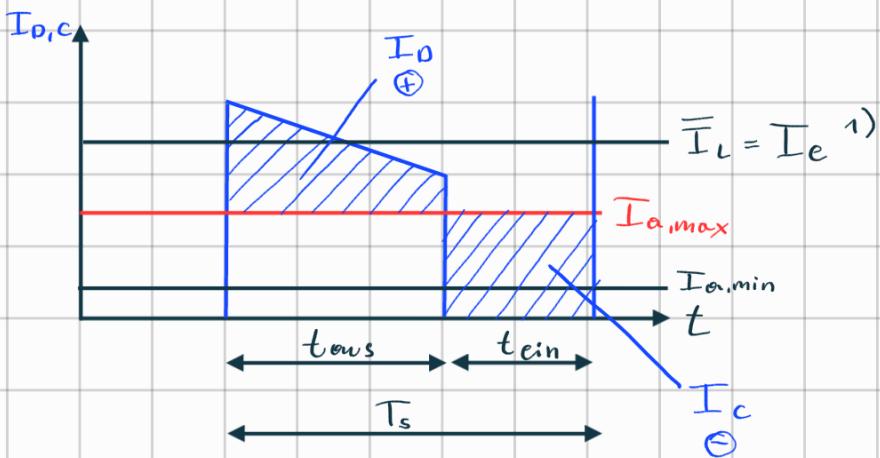
$$\begin{aligned}
 I_{a,\min} &= \frac{1}{T_s} \left(\frac{\Delta I_L \cdot t_{\text{aus}}}{2} \right) \\
 &\vdots \\
 &= \frac{1}{T_s} \cdot \frac{t_{\text{aus}}}{2} \cdot \frac{1}{L} (-1) (V_e - V_a) \\
 &= \frac{1}{T_s} \cdot \frac{1}{2L} \cdot \left(\frac{V_e}{V_a} \right)^2 \cdot T_s^2 (V_a - V_e)
 \end{aligned}$$

$$L_{\min} = \frac{(V_a - V_e)}{2L} \left(\frac{V_e}{V_a} \right)^2 \frac{1}{f_s} \quad \dots \text{ siehe AN880}$$

von Microchip

Mindelstglättungskondensator

$$\Delta Q_c = I_{a,\max} \cdot t_{\text{ein}} \quad \text{Anteil der verschobenen Ladung}$$



$$\Delta V_c = \Delta V_a = \frac{\Delta Q_c}{C_L}$$

$$C_{\min} = \frac{\Delta Q_c}{\Delta V_c} = \frac{I_{a,\max} \cdot t_{\text{ein}}}{\Delta V_a}$$

Wird statt t_{ein} die Periodendauer T_s eingesetzt erreicht man in der Praxis eine leichte Überdimensionierung.

1) Da Mittelwert von \bar{I}_L größer ist als I_a , da C_a nur während der Ausschaltphase nachgeladen wird.

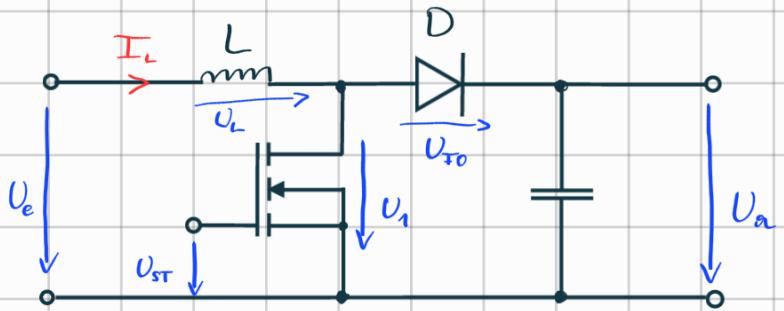
Bsp. ⑤ Übungszettel:

$$U_e = 5V$$

$$U_{\text{an}} = 12V$$

$$f_s = 50 \text{ kHz}$$

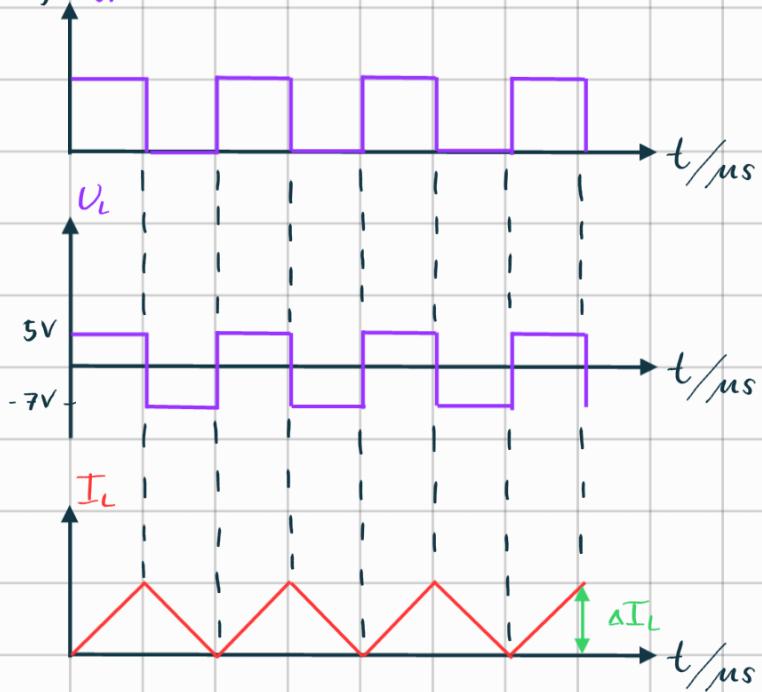
$$I_a = 0,5 \text{ A}$$



$$\text{a) } U_a = U_e \frac{T_s}{T_s - t_1} = U_e \frac{1}{1 - DC}$$

$$DC = 1 - \frac{U_e}{U_{\text{an}}} = 1 - \frac{5}{12} = \frac{7}{12} = 0,583$$

e) U_{ST}



$$U_a - U_e + U_L + U_D = 0$$

$$U_L = -(U_a - U_e)$$

$$\text{b) c) ges.: } \left. \begin{array}{l} I_{\text{TR}, \text{max}} \\ I_{\text{D}, \text{max}} \end{array} \right\} \Delta I_L$$

• Leistungsbilanz (Verlustlos)

$$P_a = P_e$$

$$U_a \cdot I_a = U_e \cdot I_e$$

$$I_e = \frac{U_a}{U_e} \cdot I_a = \frac{12}{5} \cdot 0,5 = \frac{1}{2} \cdot \frac{12}{5} = 1,2 \text{ A}$$

$$\Delta I_L = 2 I_e \Big|_{\text{lückengrenze}} = 2,4 \text{ A}$$

• Ladungsbilanz

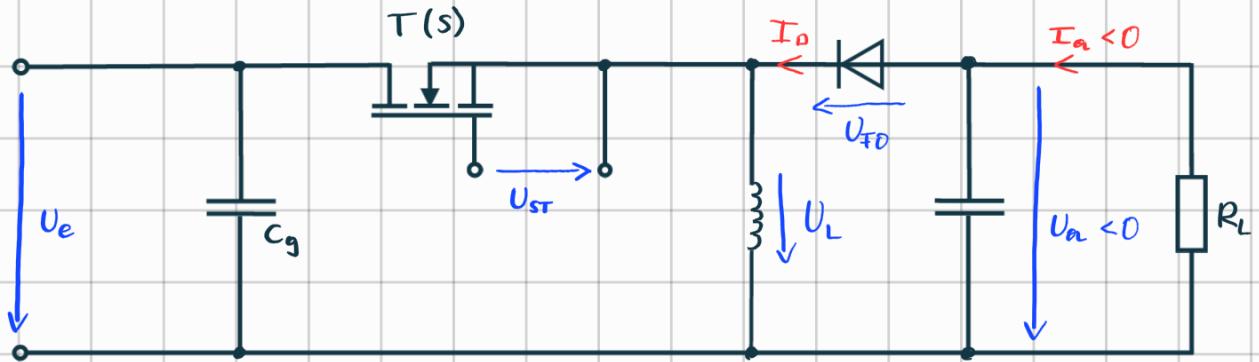
$$\bar{I}_a \cdot T_s = (T_s - t_1) \Delta I_L \cdot \frac{1}{2}$$

$$\Delta I_L = \frac{2 \bar{I}_a \cdot T_s}{T_s - t_1} = \frac{2 \bar{I}_a}{1 - D_C} = \frac{2 \cdot 0,5}{1 - \frac{7}{12}} = \frac{1}{\frac{5}{12}} = \frac{12}{5} A = \frac{24}{10} A = 2,4 A$$

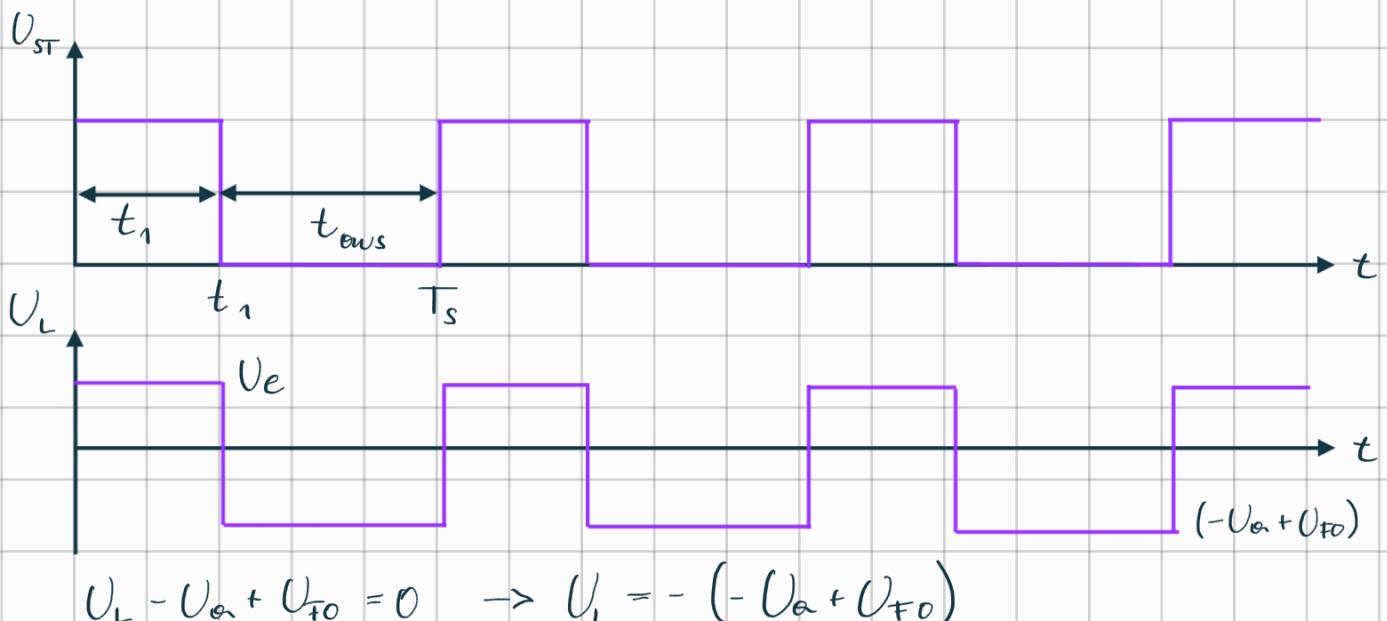
d) $\Delta I_L = \frac{1}{L} \int_0^{t_1} U_e dt$

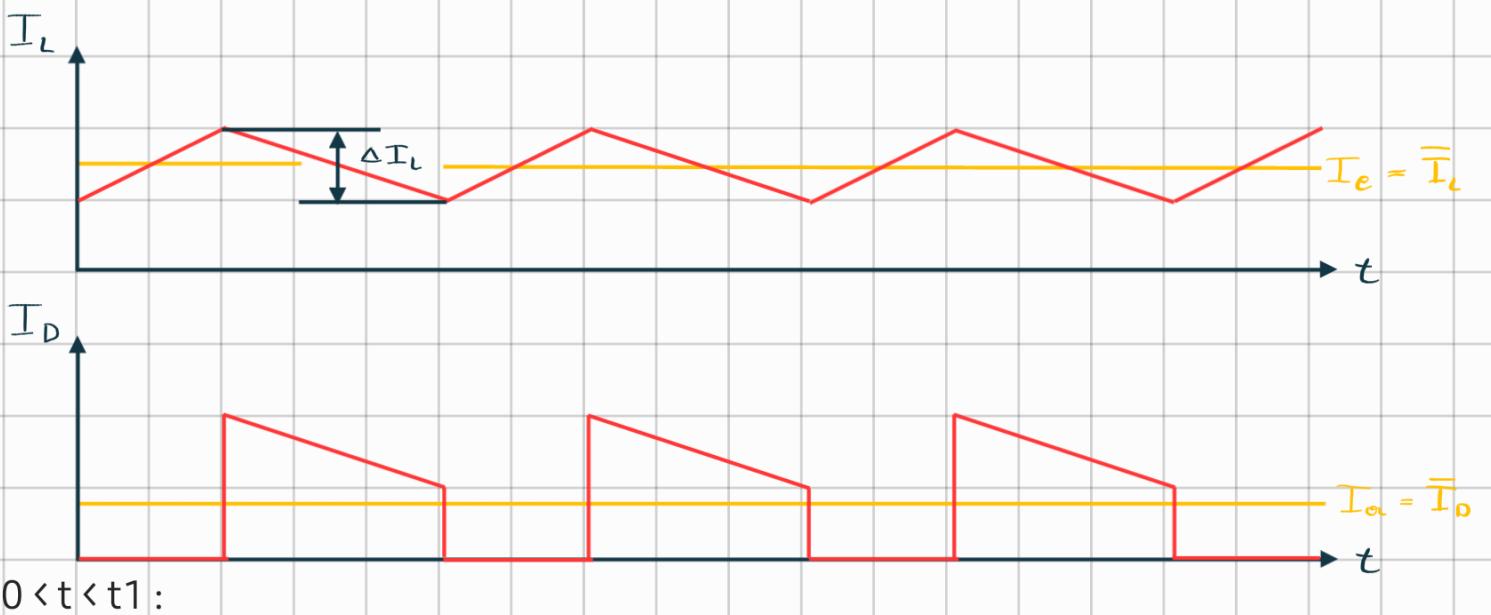
$$L = \frac{1}{\Delta I_L} \cdot U_e \cdot t_1 = \frac{1}{2,4} \cdot 5 \cdot 11,67 \mu s = 24,31 \mu H$$

3. BUCK-BOOST (Inverswandler)



Der Transistor arbeitet als Schalter, der mittels einer PWM angesteuert wird (U_{ST}). Dabei wird eine Ausgangsspannung mit umgekehrtem Vorzeichen zur Eingangsspannung erzeugt.





$$\Delta I_{L1} = \frac{1}{t} \int_0^{t_1} U_e dt = \frac{1}{t} \cdot U_e t_1 \quad (\text{I})$$

$t_1 < t < T_s$:

$$\Delta I_{L2} = \frac{1}{t} \int_{t_1}^{T_s} (-1)(-U_a + U_{FO}) dt = \frac{1}{t} (-1)(-U_a + U_{FO})(T_s - t_1) \quad (\text{II})$$

$$(\text{I}) = (\text{II})$$

$$\Delta I_{L1} = -\Delta I_{L2}$$

$$U_e \cdot t_1 = (-U_a + U_{FO})(T_s - t_1)$$

$$-U_a + U_{FO} = U_e \frac{t_1}{T_s - t_1} - U_{FO}$$

$$U_a = -U_e \frac{t_1}{T_s - t_1} + U_{FO}$$

U_{FO} ggf. vernachlässigen

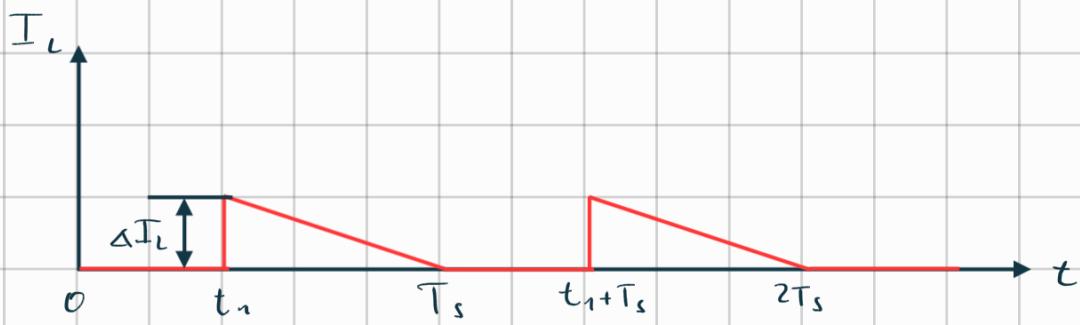
$$\text{mit } t_{aus} = T_s - t_1$$

$$U_a = -U_e \frac{t_1}{t_{aus}}$$

Interpretation:

- > Der Inverswandler arbeitet nach dem Sperrwandler-Prinzip
- > Die Spannung kann größer oder kleiner als die Eingangsspannung sein

Mindelastlaststrom



$$\Delta I_L = \frac{1}{L} \cdot U_e \cdot t_1$$

$$I_{a,\min} = \frac{1}{T_s} \left(\frac{\Delta I_L \cdot t_{\text{on}}}{2} \right) \quad \text{mit} \quad \Delta I_L = \frac{1}{L} \cdot U_e \cdot t_1$$

$$\begin{aligned} I_{a,\min} &= \frac{1}{T_s} \cdot \frac{t_{\text{on}}}{2} \cdot \frac{1}{L} \cdot U_e \cdot t_1 \cdot t_{\text{on}} \cdot \frac{T_s}{T_s} \\ &= \frac{U_e}{2L} \cdot DC(1-DC) T_s \end{aligned}$$

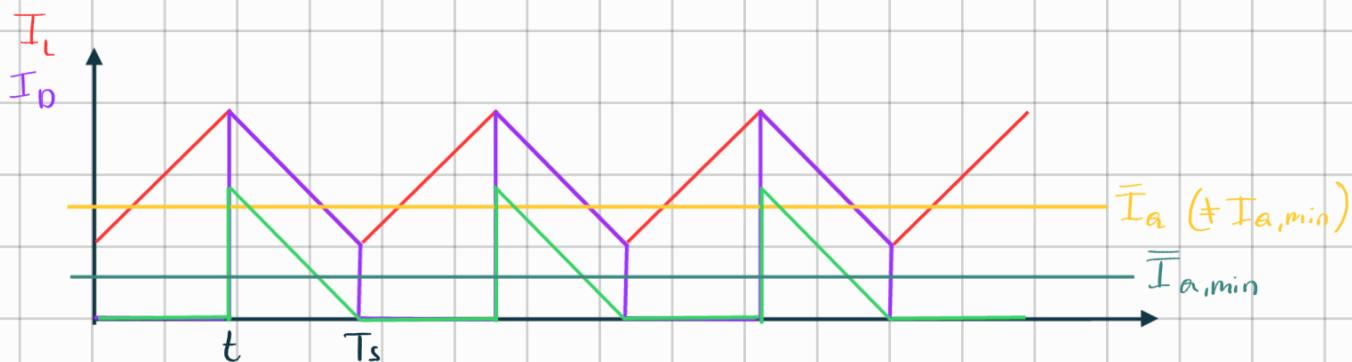
Erweiterung

$$\frac{t_{\text{on}}}{T_s} = \frac{T_s - t_1}{T_s} = 1 - DC$$

Mindelinduktivität

Es gelten die selben formalen Bedingungen wie beim Boost-Converter

aus $I_{a,\min} = \frac{U_e}{2L} DC(1-DC) T_s$ folgt L_{\min}

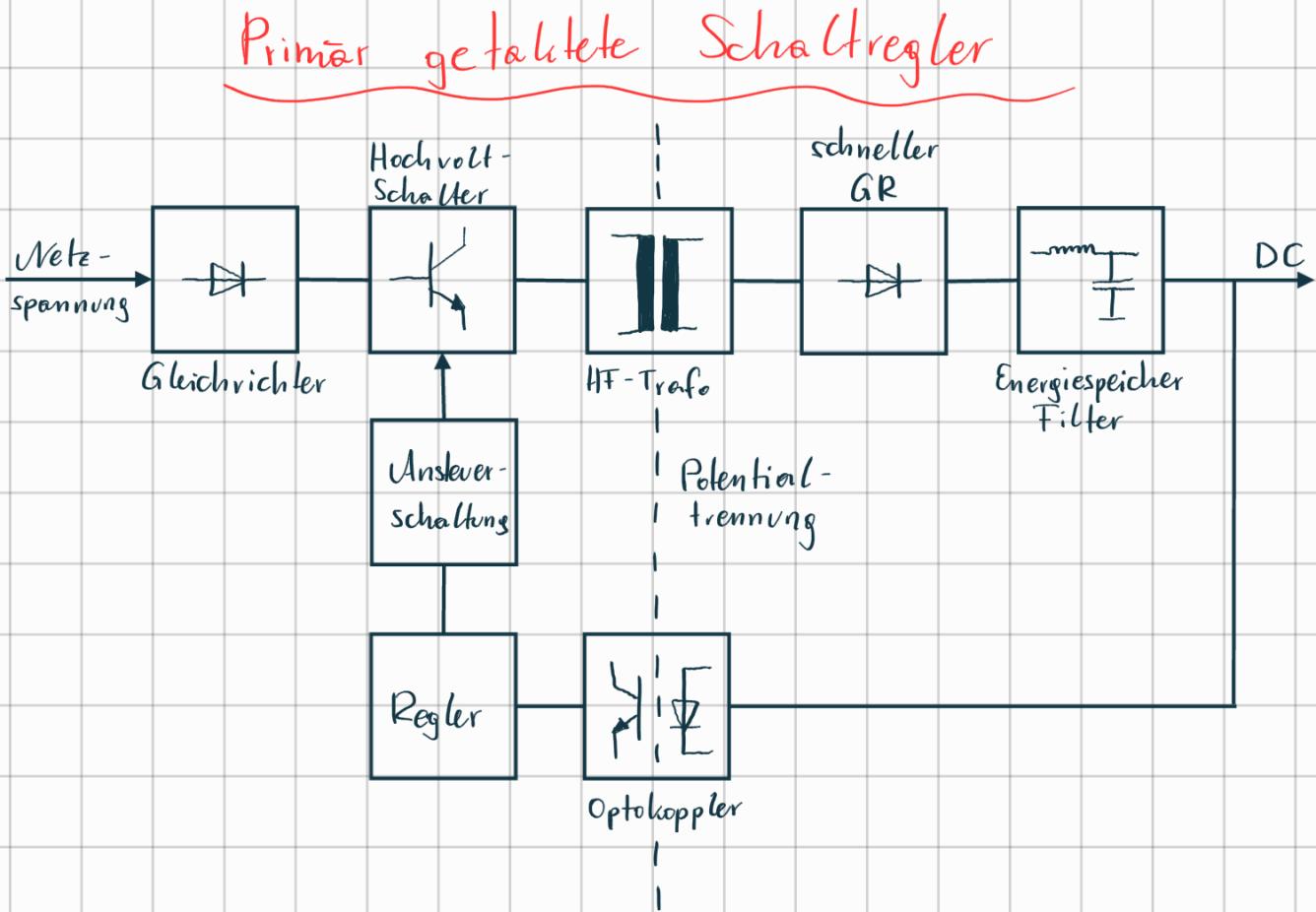


Mindestkapazität

$$Q = C \cdot U$$

$$C_{\min} = \frac{\Delta Q}{\Delta U_a} = \frac{I_{a,\max} \cdot t_{ein}}{\Delta U_a} \left(\approx \frac{I_{a,\max} \cdot T_s}{\Delta U_a} \right)$$

Um eine leichte Überdimensionierung zu erreichen, wird statt t_{ein} die gesamte Schaltperiode T_s zur Dimensionierung veranschlagt.



Anmerkungen:

- 1) Erst seit der Verfügbarkeit von hochsperrenden Leistungstransistoren möglich.
UDS,max bei 230V mind. 800V
- 2) Potentialtrennung im Energiekreis durch HF-Trafo
- 3) Vorteile gegenüber sekundär getakteten Schaltreglern:
 - kleinere Übertrager im Leistungskreis
 - geringere Verluste -> kein 50 Hz Trafo
 - geringere Verluste in den GR-Dioden; 1V Verlust bei 300V Uspitze
- 4) Nachteile:
 - komplexer Aufbau durch Potentialtrennung
 - relativ großes Ausgangsspannungsdelta
 - Anforderungen an Bauelemente hoch

Bauelemente:

1) BJT, MOSFET

- Spannungsfestigkeit > 800V
- hoher Kollektorstrom
- schnelle Schaltzeiten
- weil hohe Schaltfrequenz f_s \rightarrow kleiner Trafo

2) Dioden

- GR-Dioden sind unproblematisch
- Sekundär-Gleichrichter: schnelle Schaltzeiten \rightarrow Schottky-Diode

3) Übertrager (Trafo)

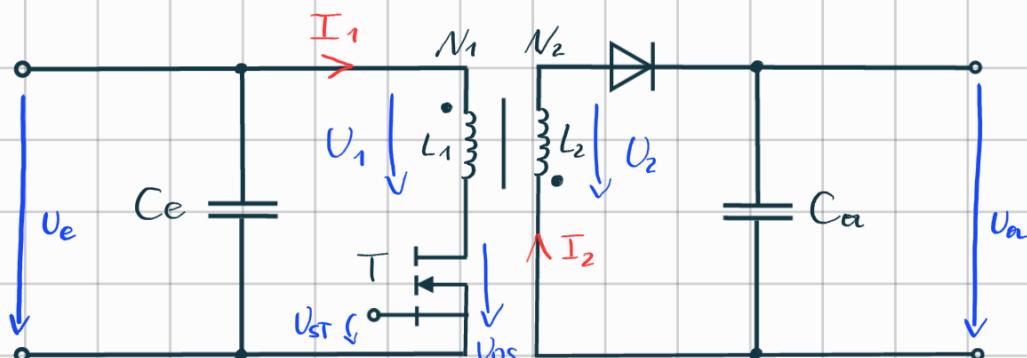
- Ferritkernübertrager für $f_s = 50\text{kHz} - 500\text{kHz}$

4) Glättungskondensatoren

- low ESR / low ESL

4. Sperrwandler (Flyback conv.)

- Beruht auf dem Prinzip des Inverswandlers
- Zählt zu den prim. getakt. Schaltreglern \rightarrow galvanische Trenn zw. Ein- & Ausgang
- für netzbetriebene Elektronik kleiner bis mittlerer Leistung (bis 500W)
- geringer Bauteil-Aufwand
- Mehrere getrennte & geregelte Ausgangsspannungen



$$n = \frac{N_1}{N_2} = \frac{U_1}{U_2} = \frac{I_2}{I_1}$$

Der Transistor arbeitet als Schalter (S), welcher mit einer PWM-Steuerspannung angesteuert wird.

$0 < t < t_1$:

$V_{DS} \approx 0$; $V_1 = V_e$; I_1 steigt linear an; Es baut sich ein Magnetfeld mit der Energie $W = \frac{L_1 \dot{I}_1^2}{2}$ auf; $I_D = 0$, weil Diode sperrt

$t_1 < t < T_s$:

Transistor sperrt; $I_1 = 0$; Spannungen am Trafo polen sich um; Diode leitet; Sekundärwicklung gibt die magn. Energie an den Kondensator weiter

Anmerkungen:

(1):

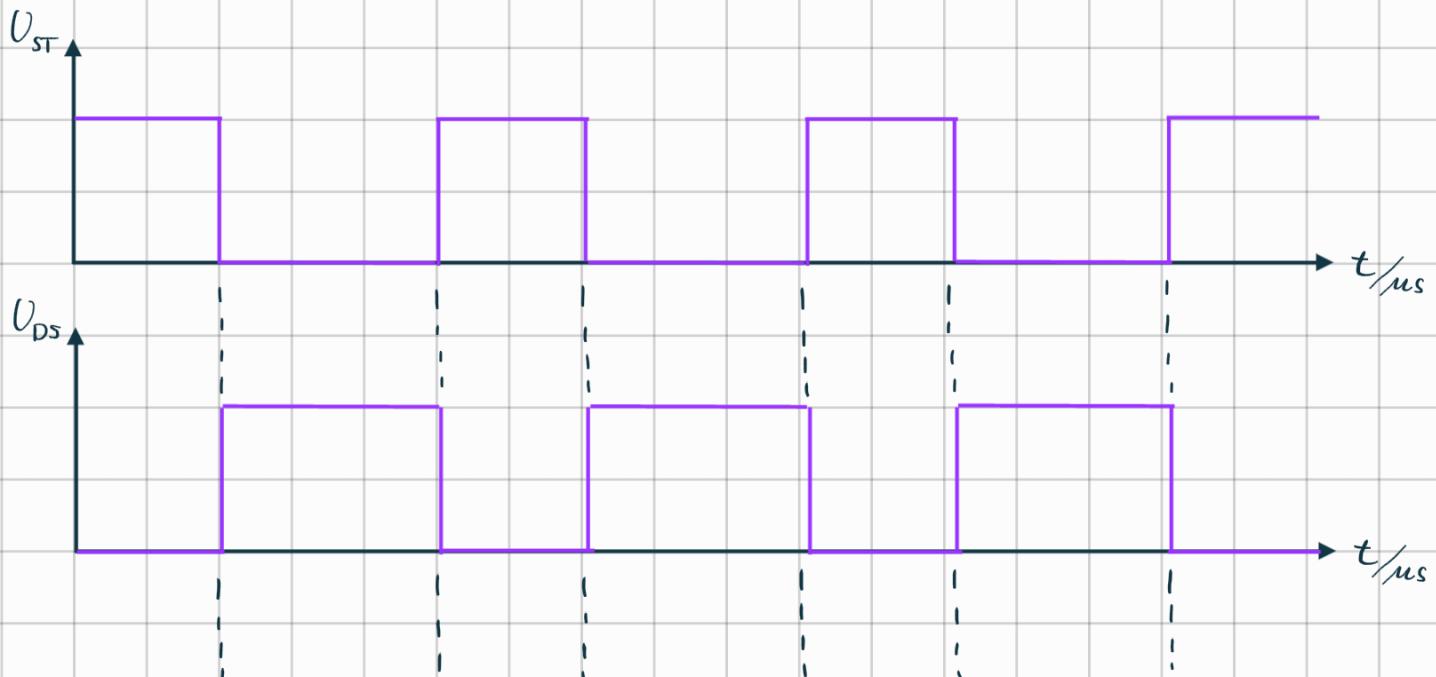
Transistor leitet $\rightarrow V_{DS} \approx 0$

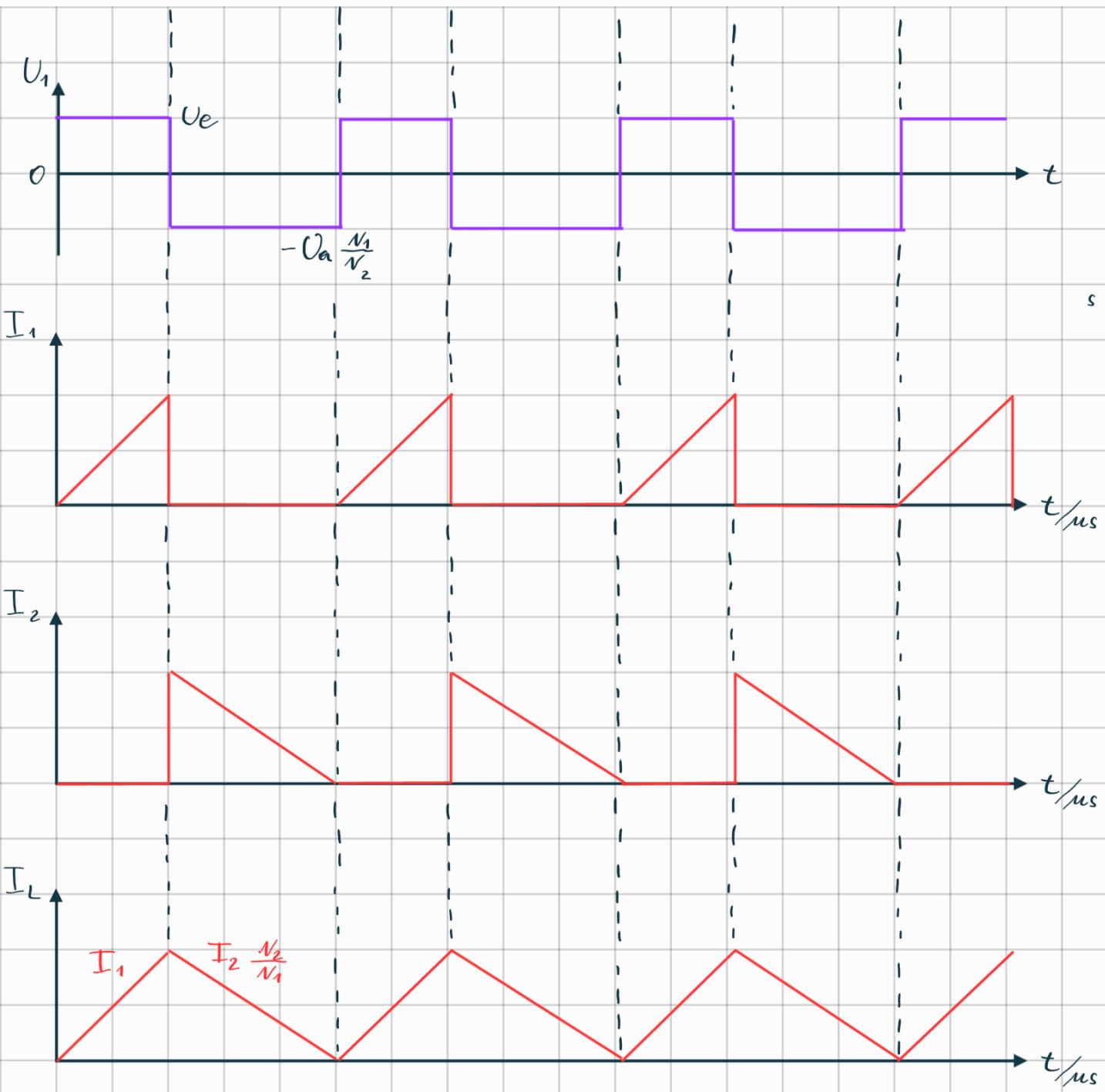
Transistor sperrt $\rightarrow V_{DS} = V_e + V_a \cdot \frac{N_1}{N_2}$

\Rightarrow bei 230V/50Hz Netzspannung entstehen so ca. 700V für V_{DS} mit L_s (Streuinduktivität) erreicht man $V_{DS} = 800V$

(2):

Transformatoren für Sperrwandler haben die Aufgabe die Energie während der Leitendphase zu speichern. Sie haben daher einen Luftspalt und man spricht von einem Speichertrafo.





Herleitung oder Dimensionierung

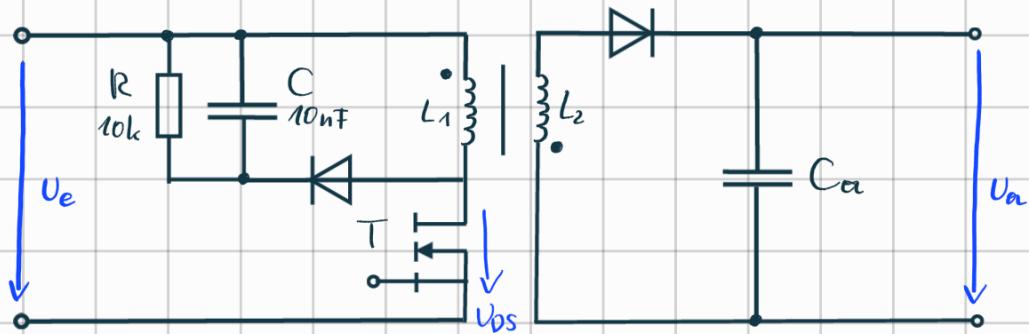
Annahme: Die Dimensionierung erfolgt

$$\Delta I_1 = \frac{1}{L} \int_0^{t_1} u_e dt = \frac{1}{L} \int_{t_1}^{T_s} u_a \frac{N_1}{N_2} dt$$

$$U_e \cdot t_1 = U_a \frac{N_1}{N_2} (T_s - t_1)$$

$$U_a = \frac{N_2}{N_1} \cdot U_e \frac{t_1}{T_s - t_1}$$

Es wird der Mittelwert der Spannung $\bar{U}_1 = 0$. Wählt man $t_1 = T_s - t_1$, folgt für das u des Wandleres $\frac{U_e}{U_a} = \frac{N_1}{N_2}$. Für Diode und Transistor ergeben sich dabei folgende Sperrspannungen: $U_{DS} = U_e + U_a \frac{N_1}{N_2} \approx 2 U_e$
 $U_R (\text{Diode}) = U_a + U_e \frac{N_2}{N_1} \approx 2 U_a$



Um die Energie in der Streuinduktivität zu berücksichtigen, muss die Sperrspannung UDS in der Praxis höher gewählt werden. Die Höhe der Sperrspannung kann durch ein sogenanntes "snubber"-Netzwerk begrenzt werden.

Verbesserung L2K:

① Dimensioniere einen Gleichspannungswandler

$$U_e = 10 \text{ V}$$

$$U_a = 5 \text{ V} \pm 0,1 \text{ V}$$

$$I_a = 300 \text{ mA}$$

$$U_{fo} = 0,3 \text{ V}$$

$$f_s = 200 \text{ kHz}$$

$$\Delta I_L = \frac{1}{3} \cdot I_a = 100 \text{ mA}$$

$$\Delta I_L = \frac{1}{2} \int_0^{t_1} (U_e - U_a) dt$$

$$L_{min} = \frac{1}{\Delta I_L} \cdot (U_e - U_a) t_1$$

$$L_{min} = \frac{1}{0,1A} \cdot (10 - 5) \cdot 2,5 \mu\text{s}$$

$$L_{min} = 125 \mu\text{H}$$

$$U_a = DC \cdot U_e$$

$$DC = \frac{U_a}{U_e} = \frac{5}{10} = 0,5$$

$$t_1 = DC \cdot T_s = 2,5 \mu\text{s}$$

$$C_{min} = \frac{\Delta I_L \cdot T_s}{8 \cdot \Delta U_a} = \frac{0,1A \cdot 50\mu\text{s}}{8 \cdot 0,1V}$$

$$C_{min} = \frac{5}{8} \mu\text{F} = 0,625 \mu\text{F}$$

② Dimensioniere einen BOOST-Converter

$$t_1 = 8 \mu\text{s}$$

$$T_s = 20 \mu\text{s}$$

$$\rightarrow t_{on} = 12 \mu\text{s}$$

$$\Delta I_L = 0,2 \text{ A}$$

$$U_a = U_e \cdot \frac{T_s}{t_{on}} = \frac{20}{12} \cdot 6 \text{ V} = 10 \text{ V}$$

$$I_a = \frac{1}{T_s} \left(\frac{t_{on} \cdot \Delta I_L}{2} + t_{on} \cdot I_{Lmin} \right) = \frac{12}{20} (0,1 + 0,4)$$

$$I_a = 0,5 \cdot \frac{6}{10} = \frac{3}{10} = 0,3 \text{ A}$$

$$C_{min} = \frac{I_a \cdot t_1}{\Delta U_a} = \frac{0,3A \cdot 8\mu\text{s}}{0,03V} = 80 \mu\text{F}$$

$$\Delta I_L = \frac{1}{L} \int_0^{t_1} U_e dt = \frac{1}{L} \cdot U_e \cdot t_1$$

$$\rightarrow L = \frac{1}{\Delta I_L} \cdot U_e \cdot t_1 = 6V \cdot \frac{1}{0,2A} \cdot 8\mu\text{s} = 240 \mu\text{H}$$