

Kapitel 2 – Regelung eines DC/DC-Stellers

Elektrotechnisches Institut – Elektrische Antriebe und Leistungselektronik

Vorlesung

Regelung Leistungselektronischer Systeme

Sommersemester 2022

Dr.-Ing. Andreas Liske

II. DC/DC - Steller

II. 1. Stromregelkreis eines Hochsetzstellers (HSS)

a) Funktionsweise und Modellbildung HSS

- Zwei mögliche Schaltzustände:

"Ein"

$$u_T = 0$$

$$u_L = u_E > 0$$

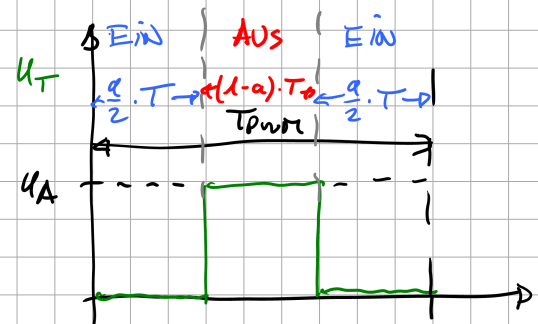
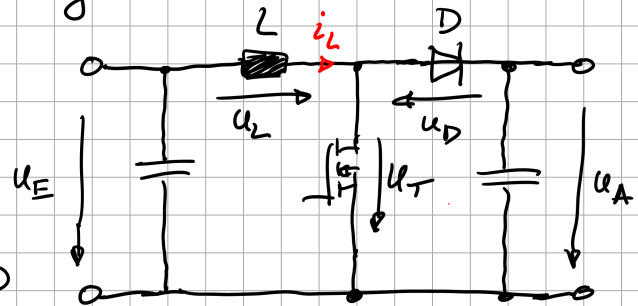
$$u_D = u_A$$

"Aus"

$$u_T = u_A$$

$$u_L = u_E - u_A < 0$$

$$u_D \approx 0$$



- Mittelwert über 1 Taktperiode (kurzenzeitigen Mittelwert)

$$\bar{u}_T = (1-a) u_A$$

$$\begin{aligned} \bar{u}_L &= u_E - \bar{u}_T = u_E - (1-a) u_A \\ &= u_E - u_A + a u_A \end{aligned}$$

Ansteuergrad $a = \frac{T_{Ein}}{T_{PWM}}$

- Auswirkungen einer Änderung des Aussteuergrads Δa

$$\Delta a = a_{\text{neu}} - a_{\text{alt}}$$

$$\bar{u}_{L, \text{alt}} = u_E - u_A + a_{\text{alt}} \cdot u_A$$

$$\bar{u}_{L, \text{neu}} = u_E - u_A + a_{\text{neu}} \cdot u_A$$

$$\Delta \bar{u}_L = \bar{u}_{L, \text{neu}} - \bar{u}_{L, \text{alt}} = \Delta a \cdot u_A$$

Δa wirkt direkt auf $\Delta \bar{u}_L$, verzögert um $T_{L, SG} = \frac{1}{2} T_{\text{PWM}}$

- stationär: $i_{L, \text{neu}} = i_{L, \text{alt}} \Rightarrow \Delta \bar{i}_L = 0 \Rightarrow \bar{u}_L = 0 \Rightarrow \Delta a = 0$

$$\Rightarrow 0 = u_E - (1-a) u_A \Rightarrow \frac{u_A}{u_E} = \frac{1}{1-a}$$

- Modell des Stellglieds HSS:



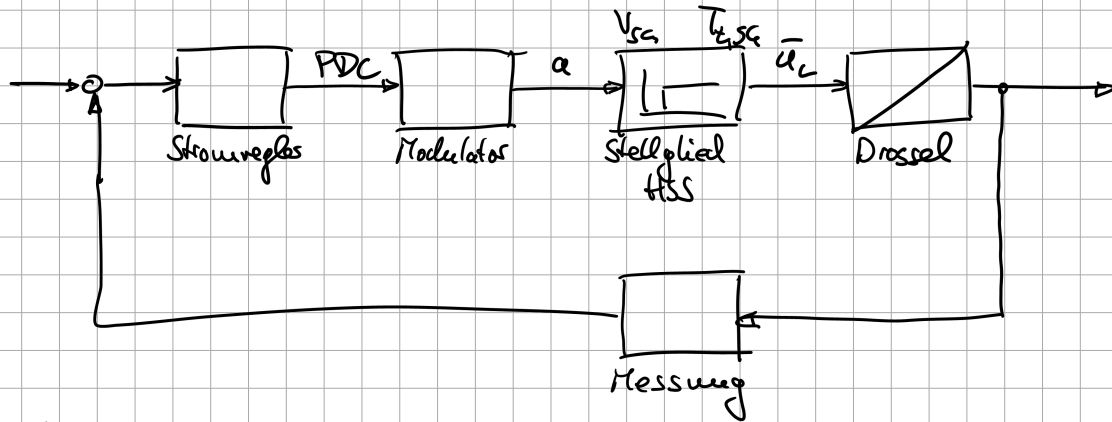
Totzeitglied mit

$$V_{SG} = \frac{\bar{u}_L}{a} = u_A$$

$$T_{L, SG} = \frac{1}{2} T_{\text{PWM}}$$

$$G_{HSS} = u_A \cdot e^{-s T_{L, SG}}$$

b) Modellbildung des restlichen Stromregelkreises



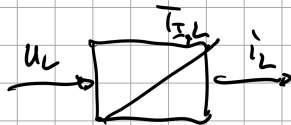
• Last:

Drossel: $i_L = \frac{1}{L} \int u_L dt \rightarrow$ integriert Drosselspannung zu einem Drosselstrom

$$G_L = \frac{i_L}{u_L} = \frac{1}{sL}$$

Annahme Integrator OK, wenn

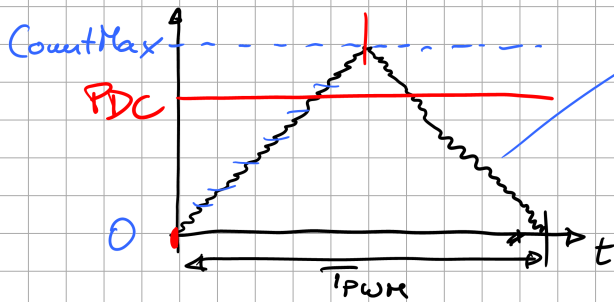
$$T_{I,SG} \ll \tau = \frac{L}{R} \text{ Drossel}$$



mit $T_{I,L} \approx L$

Modulator

digitale Referenzkurve:



Werkzeimentieren / Dekrementieren
unabhängig vom Prozessorakt in separater
Hardware (Modul)

mit $f_{cy} = \frac{1}{T_{cy}} \Rightarrow f_{PWM}$

$$T_{PWM} = 2 \cdot CountMax \cdot T_{cy}$$

$$CountMax = \frac{T_{PWM}}{2 \cdot T_{cy}} = \frac{f_{cy}}{2 \cdot f_{PWM}}$$

- Aussenenergoad wird von Regelung in jedem Takt neu berechnet:

$$PDC = \underline{PWM} \text{ Duty Cycle}$$

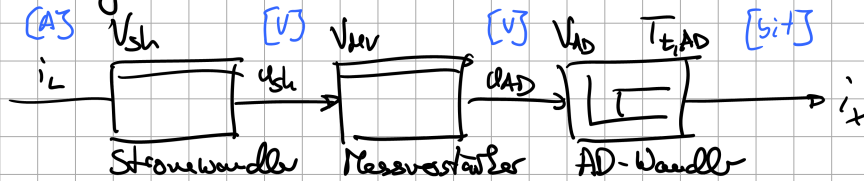
$$V_{mod} = \frac{a}{PDC} = \frac{1}{CountMax}$$

Modulator $\rightarrow$ P-Glied mit

$$V_{mod} = \frac{1}{CountMax}$$

PDC	a
0	0
CountMax	1
$\frac{CountMax}{3}$	$\frac{1}{3}$

- Messung



- $V_M = V_{sh} \cdot V_{mv} \cdot V_{AD} = \frac{u_{sh}}{i_L} \cdot \frac{u_{AD}}{u_{sh}} \cdot \frac{i_x}{u_{AD}} = 50 \text{ m}\Omega \cdot 10 \cdot \frac{2^{10}}{5 \text{ V}} = 103,83 \frac{1}{\text{A}}$

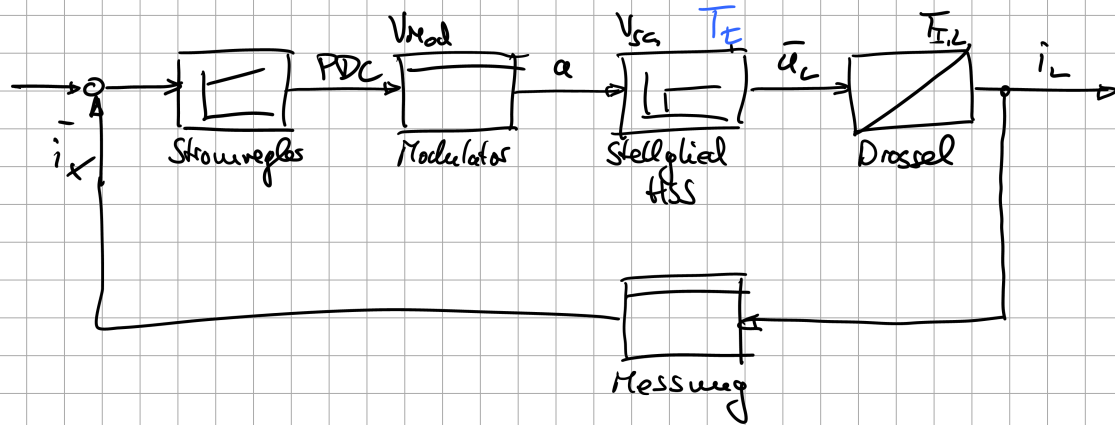
- $T_{E,M} = \frac{1}{2} T_{PWR}$

- Rechenzeit

$$T_{E,calc} = 1 T_{PWR}$$

beide werden zu Totzeit des
Stellglieds addiert

c) Modell des Stromregelkreises des HSS

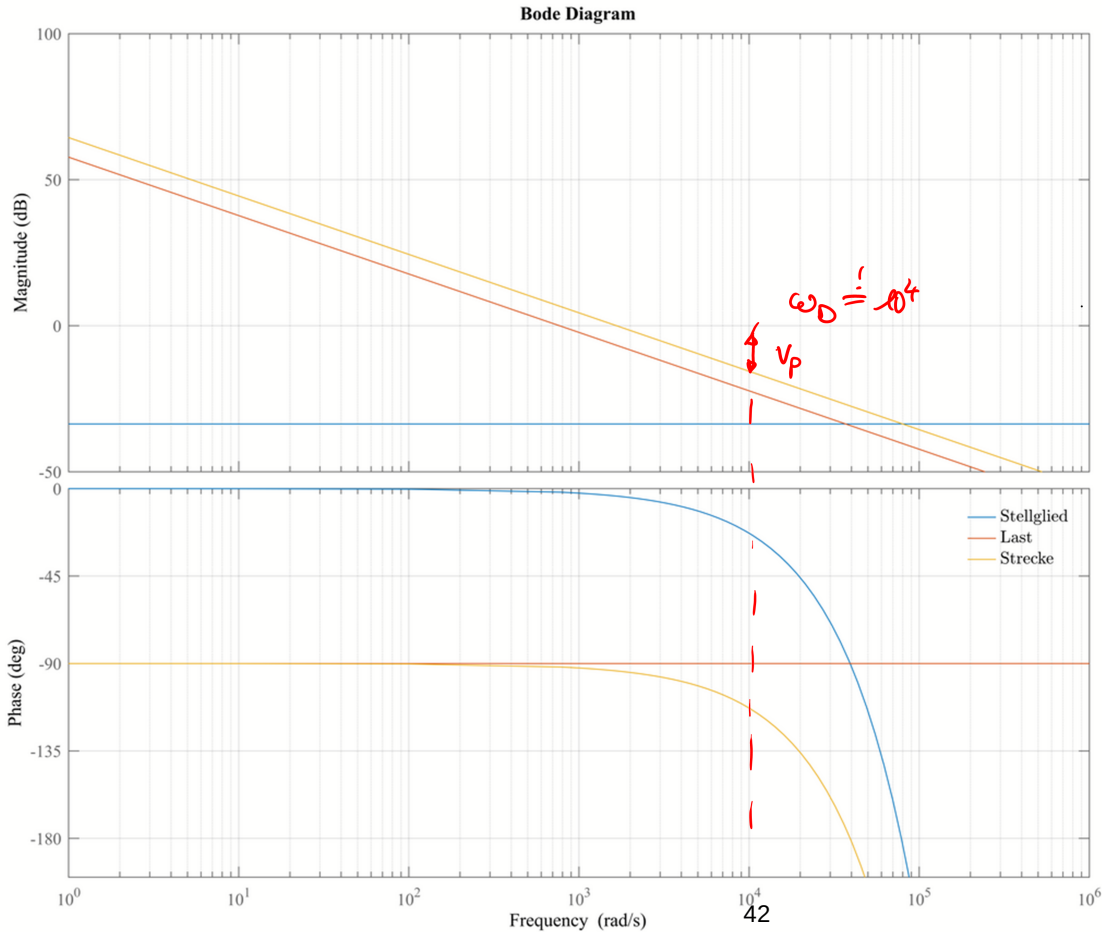


$$T_t = T_{t,sg} + T_{t,M} + T_{t,calc} = 2 T_{PWR}$$

Übertragungsfunktion des Stromregelkreises:

$$G_{II} = \frac{i_x}{PDC} = \frac{i_x}{i_L} \cdot \frac{i_L}{u_L} \cdot \frac{u_L}{a} \cdot \frac{a}{PDC} = \frac{V_M \cdot u_A}{\text{ContMax}} \cdot \frac{1}{sL} \cdot e^{-sT_t}$$

Bode - Diagramm des Stecks



$$U_A = 400V$$

$$f_{PWR} = 50 \text{ kHz}$$

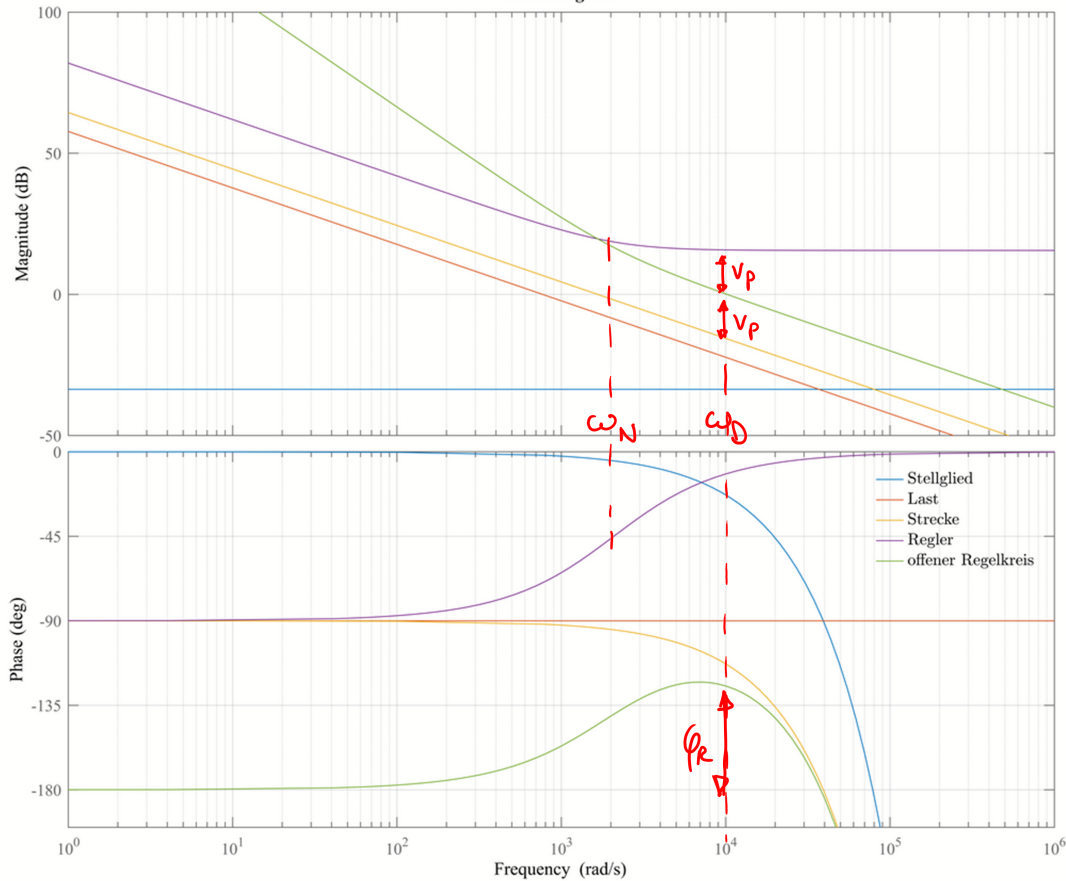
$$L = 1,3 \text{ mH}$$

$$C_{max} = 18200$$

$$T_z = 40 \mu s$$

d) Reglerentwurf: PI-Regler

Bode Diagram



$$\omega_D \stackrel{!}{=} 10^4 = \frac{1}{2,5 T_t}$$

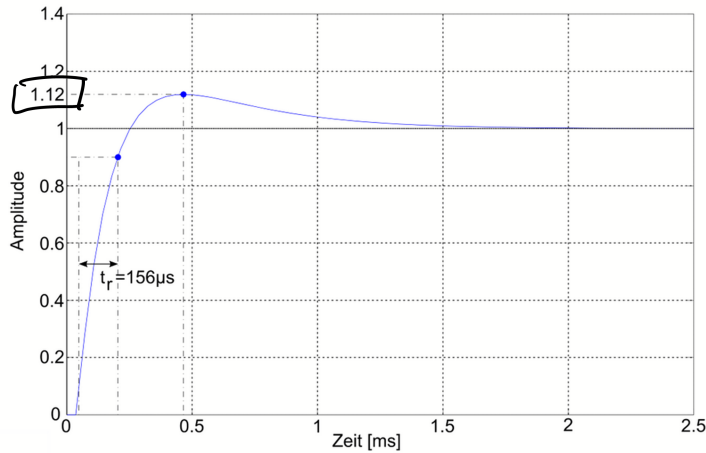
$$\Downarrow$$

$$V_P = \left| \frac{1}{G_I} \right|_{\omega_D} = \dots = 6$$

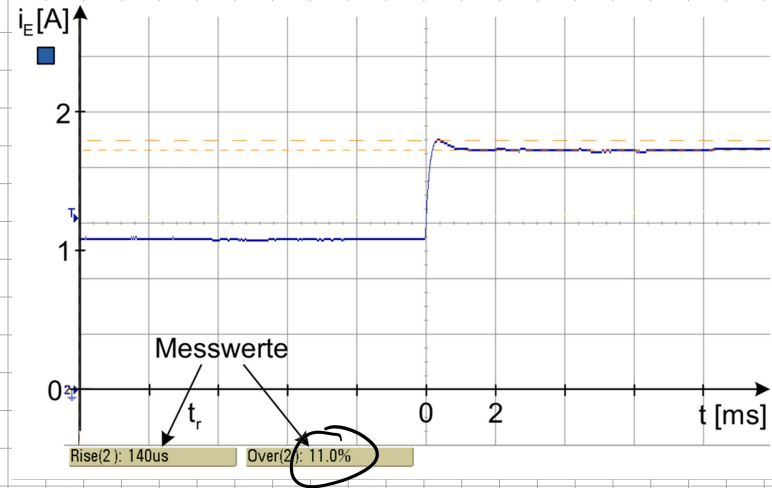
$$T_{N,I} \approx 5 \cdot T_D = 12,5 \cdot T_t$$

e) Sprungantwort Sollwertsprung

Simulation nach o.g. Parametern

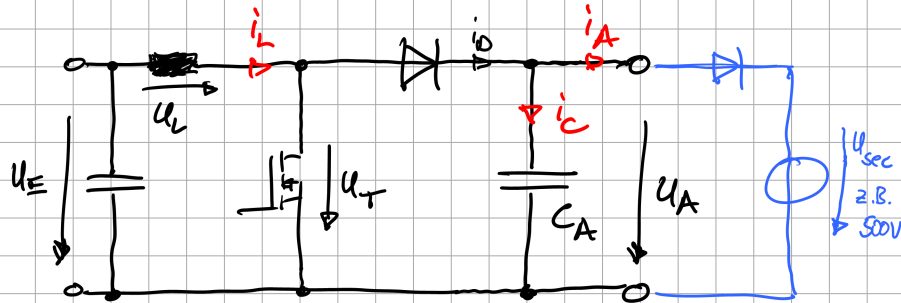


Messung mit o.g. Parametern:



II. 2. Spannungsregelweis Hochsetzsteller

- HSS ist nicht leerlauffest:
Wenn T testet, wird Energie in L gespeichert, beim "AUS" schaltet in der Aus-Kondensator übertragen
 $\Rightarrow U_A$ steigt, falls keine Last angeschlossen ist.



Falls Sp.-Regelung noch nicht implementiert ist,

kann C_A durch Überspannung zerstört werden $\Rightarrow$

- U_A wird durch i_C aufgebaut

$$i_C = i_D - i_A$$

$$u_C = \frac{1}{C} \int i_C dt$$

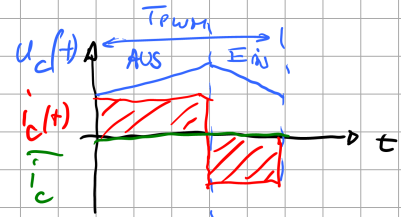
$\Rightarrow C$ stellt Integrator dar

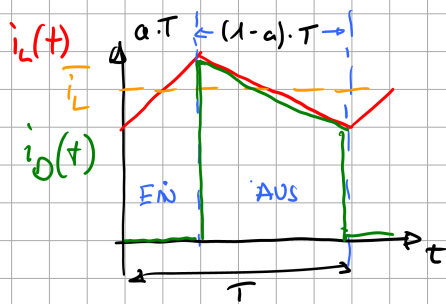
Für Überbrücknahme:
rücksperrfähige Sp.-Quelle zur Sicherheit
 $\downarrow$

$$U_E \leq U_A \leq U_{sec}$$

- Stationär: $\Delta U_A = 0 \Rightarrow \overline{i_C} = 0$

$$\eta \cdot P_E = P_A \Rightarrow \eta \cdot U_E \cdot \overline{i_L} = U_A \cdot \overline{i_A}$$





$$i_D = \begin{cases} 0 & \text{für 'Ein'} \Rightarrow C \text{ wird mit } i_A \text{ entladen} \\ i_L & \text{für 'Aus'} \Rightarrow C \text{ wird mit } i_L - i_A > 0 \text{ aufgeladen} \end{cases}$$

$$\Rightarrow \bar{i}_D = \frac{1}{T} \bar{i}_L (1-a) \cdot T = \bar{i}_L (1-a)$$

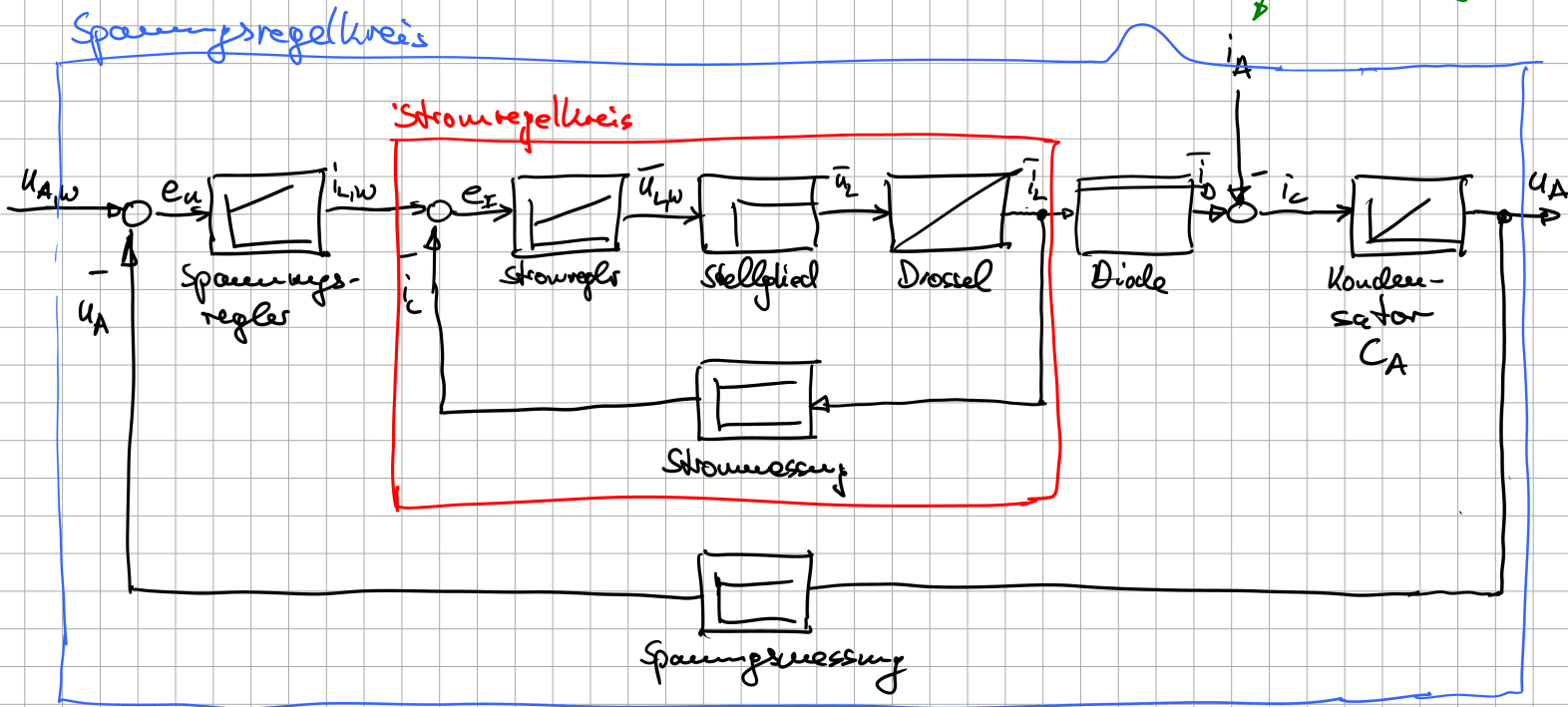
$\Rightarrow$ die Spannung an C_A muß mit i_D und damit mit i_L konstant gehalten werden.

$\Rightarrow$ Stellgröße des Spannungsreglers ist der Drosselstrom.

$\Rightarrow$ häufigste Reglerstruktur: Kaskadenregelung

Modell der Spannungsregelkreises des HSS:

↓ i_A ist Störgröße

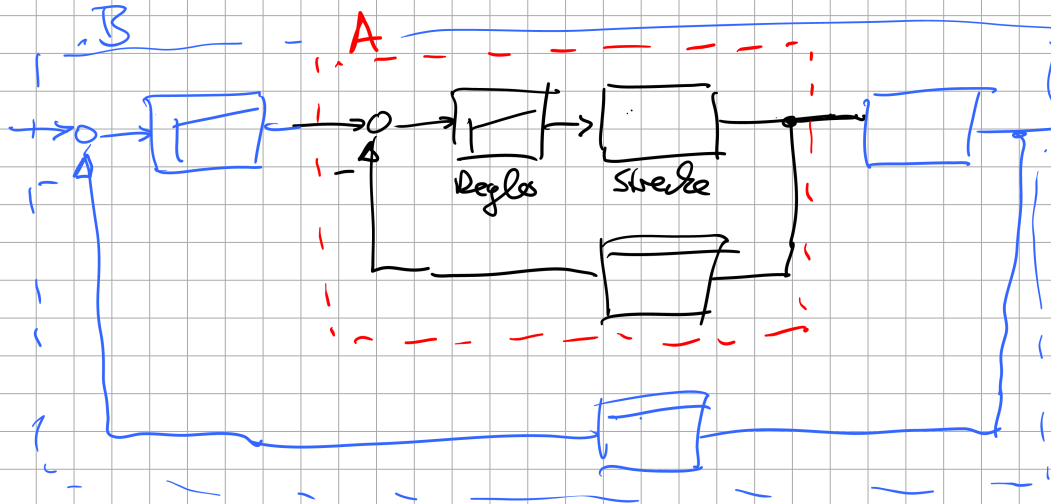


- Wichtige Voraussetzung:

$$\tau_{\text{innen}} \ll \tau_{\text{außen}}$$

II. 3. Kaskadenregelung

Das heißt: der innere Regelkreis muss schneller sein, als der äußere!



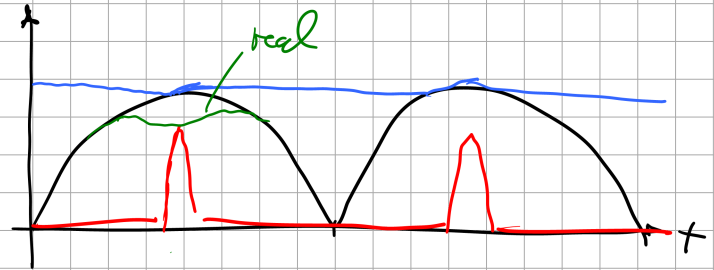
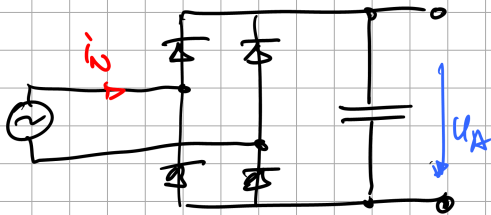
- Bei Stromwirden:

	Spannungs-(ZK)- Stromrichter	Strom-(ZK)- Umrichter
Mit L.-Hl. zerkochen wir	U	I
innerster Regelkreis	I	U

→ bestimmt Dynamik
des ges. Systems

II. 4. Power Factor Correction

- Power Factor Correction = Leistungsfaktorkorrektur
- Leistungsfaktor: $\lambda = \frac{P}{S} \stackrel{!}{=} 1$
- Ursache: Diodengleichrichter

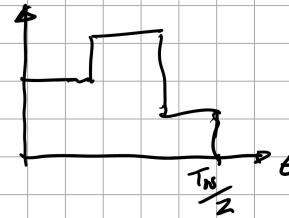


- Einfluß auf $\lambda \rightarrow \cos \varphi$, Oberschwingungen & Verzerrungen
- Ziel: $\lambda = 1$

$\Rightarrow$ Verbraucher wirkt wie ohmscher Widerstand.

$$i = \frac{u}{R} \rightarrow i(t) \sim u(t)$$

- in Norm: Grenzkurven



- Möglichkeiten:

1) passive PFC:

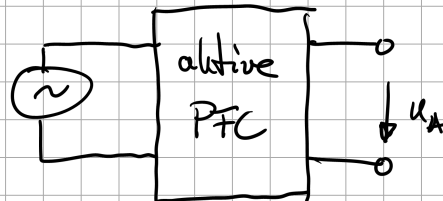
Drossel in Eingangskreis

→ Stromimpuls "verschmiert"

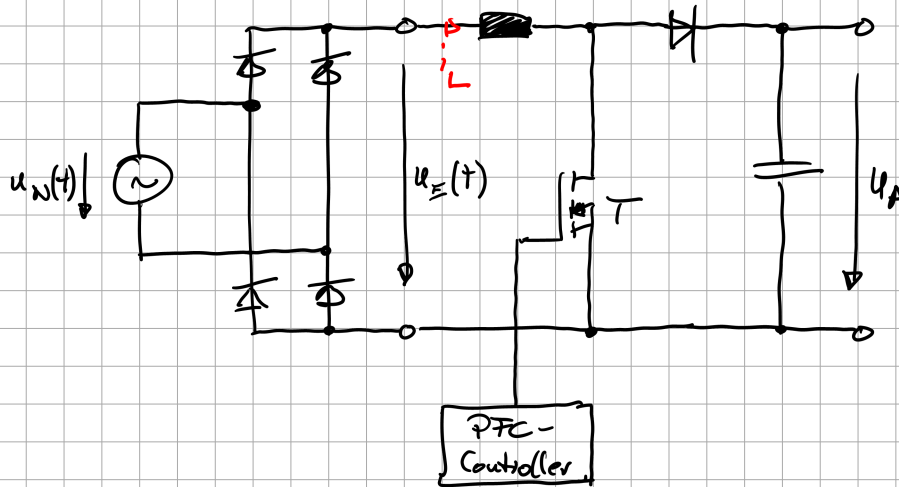
(+) leicht nachrüstbar, einfach

(-) teurer (je mehr Leistung)

2) aktive PFC:



weit verbreitet: aktive PFC mit HSS-Topologie



PFC-Controller steuert T an:

- 1) $i_L(t) \sim |u_N(t)| = u_E(t)$
- 2) $u_E(t)$ wird in jedem Zeitpunkt auf u_A hochgesetzt.

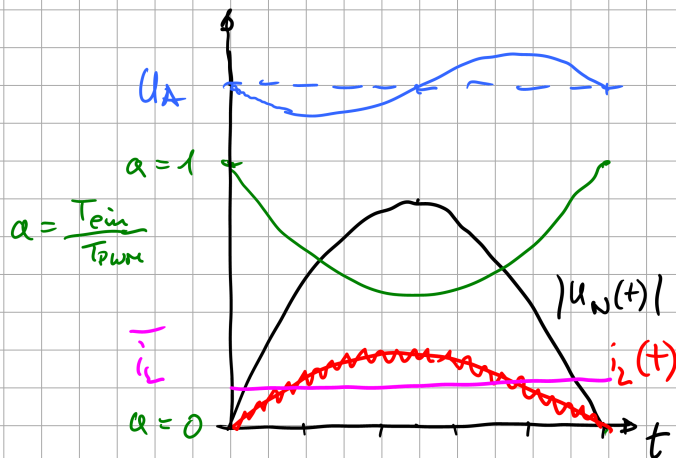
→ Stromregelkreis

→ Spannungsregelkreis

⇒ Bedingungen: 1) $U_A \geq |u_E(t)|_{\max}$ abh. : 400 V

2) $f_{\text{PWM}} \gg f_N$

3) $\frac{U_A}{U_E} = \frac{1}{1-a} \Rightarrow a(t) = 1 - \frac{u_E(t)}{U_A}$



$$p_{\text{ein}}(t) = |u_N(t)| \cdot i_L(t)$$

⇒ Da sowohl $i_L(t)$, als auch $|u_N(t)|$ sinusförmig sein sollen, ist

$$p_{\text{ein}}(t) \sim \sin^2(t)$$

⇒ 100 Hz-Schwungung auf U_A

⇒ darf vom Spannungsregler nicht geregelt werden!

⇒ Spannungsregler wird sehr träge angelegt: $\omega_{D,u} = 2\pi \cdot \underline{\underline{10 \text{ Hz}}}$

$$\rightarrow \omega_{D,u} \ll \omega_{D,E}$$

=> Ausgangswert des Spannungsreglers / (Stellgröße)

$\hat{=}$ Mittelwert des Drosselstroms über (wird) eine Netzperiode

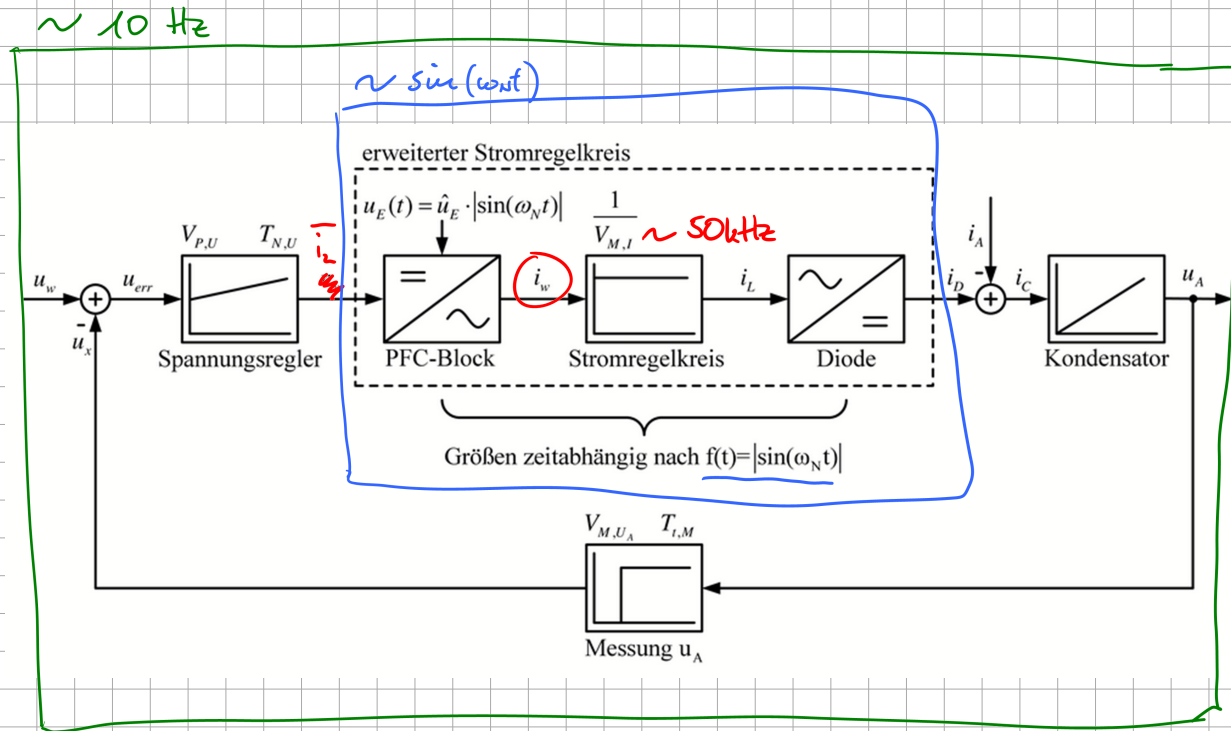
→ für Stromregler wäre dieser Wert eine Konstante

4) Stromregler muss sehr schnell ausgelegt werden

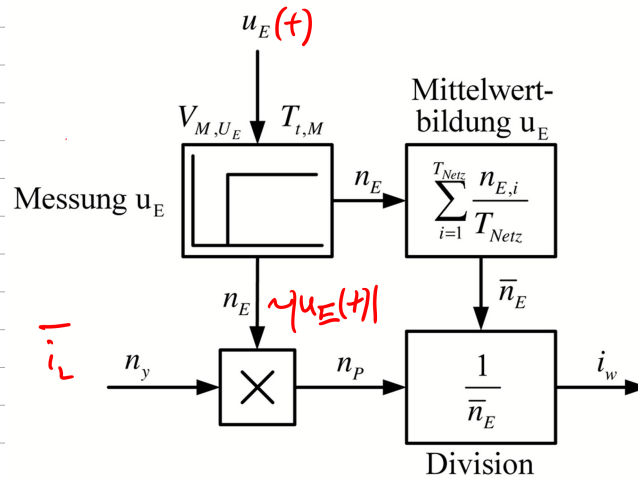
↳ $i_w(t)$ ändert sich permanent ($\sim u_E(t)$)

⇒ Zwischen Sp.-Regler und Stromregler: PFC-Block

• PFC-Block: stellt $i_L(t) \sim |u_N(t)|$ sicher



- PFC - Block:



$$n_p \sim |\sin(\omega_{st})|$$

$$n_p = \hat{i}_L \cdot u_E(t) = \hat{i}_L \cdot \hat{u}_E \cdot |\sin(\omega_{st})|$$

→ Warum Division durch $|\bar{u}_E|$?

- Gewünscht:

$$i_w(t) = \hat{i}_L \cdot |\sin(\omega_{st})|$$

Bei sinusförmigen Größen gilt:

U = Effektivwert

$|\bar{u}|$ = Gleichrichtwert = Mittelwert der gleichger. Sinusgröße

$\bar{u}$ = Mittelwert

$\hat{u}$ = Spitzenwert / Amplitude

$$\hat{u} = \sqrt{2} \cdot U$$

$$\hat{u} = \frac{\pi}{2} \cdot |\bar{u}|$$

Vom Spannungsregler: $\bar{i}_L \stackrel{PTC}{=} |\bar{i}_L|$

für Stromregler: $\hat{i}_L$

$$\Rightarrow \hat{i}_L = |\bar{i}_L| \cdot \frac{\pi}{2}$$

↑
vom U-Regler

$\frac{\pi}{2}$ kann auch mit dem effektiven Messwert
berechnet werden:

$$\hat{i}_L = \frac{\pi}{2} \cdot |\bar{i}_L| = \frac{\hat{u}}{|\bar{u}|} \cdot |\bar{i}_L|$$

damit:

$$i_{L,w}(t) = \hat{i}_L \cdot |\sin(\omega_s t)| = |\bar{i}_L| \cdot \frac{\hat{u}}{|\bar{u}|} \cdot |\sin(\omega_s t)| = |\bar{i}_L| \cdot \frac{1}{|\bar{u}|} \cdot u_E(t)$$

aktueller Messwert von $u_E(t)$

vom u-Regler

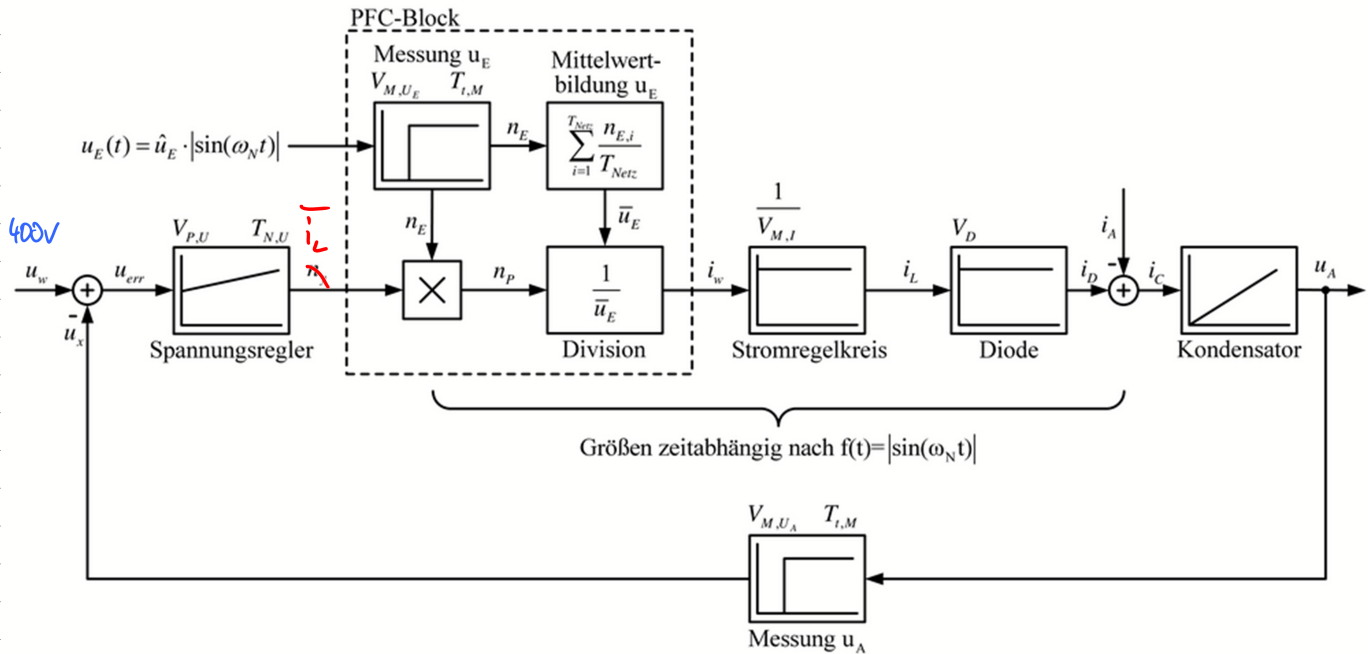
muss berechnet werden

Anmerkung:

Idee: Könnte man sich diesen Aufwand sparen und $\bar{i}_L$ nicht einfach mit $\frac{\pi}{2}$ multiplizieren?

- Zwar kann die Amplitude des Drosselstroms auch durch eine reine Multiplikation mit dem Faktor $\pi/2$ realisiert werden, eine Proportionalität zum Zeitwert der Eingangsspannung wird dadurch aber nicht sichergestellt.
- Die Multiplikation mit dem Zeitwert $u_E(t)$ ist also schon alleine deshalb notwendig. Und damit ergibt sich als notwendige Konsequenz zur Berechnung der Amplitude des Drosselstroms die Division durch den Mittelwert der gleichgerichteten Eingangsspannung.

vollst. Regelkreis aktive PFC:



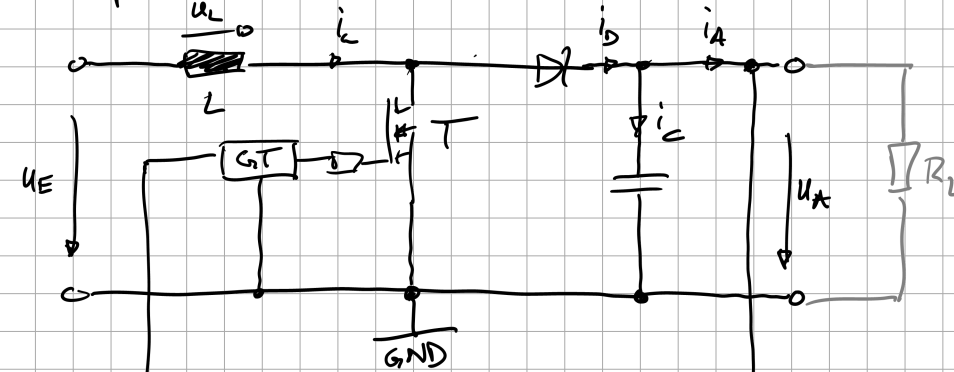
$$\bar{i}_D = \bar{i}_L (1 - a) = \bar{i}_L \left(1 - 1 + \frac{u_E(t)}{u_A} \right) = \bar{i}_L \cdot \frac{u_E(t)}{u_A}$$

II. 6. Schaltregler

- Regelung von Schaltnetzteilen / DC/DC-Wandler kleiner Leistung
→ Kostendruck → kein μC , DSP, FPGA, ...
- Schaltregler = integrierte Schaltung (IC) mit:
 - PWM-Modul
 - Messeingänge
 - OP-Amps, Komparator
 - z.T. sind Leistungs-HL schon integriert
 - ...
- Parametrierung des Reglers durch externe Bauteile
(meist $R \rightarrow V_p$ und $C \rightarrow T_N$)
- 2 gängige Verfahren:
 - a) Voltage Mode Control
 - b) Current Mode Control

II. 6. a) Voltage Mode Control

am Bsp. HSS:



$$a = \frac{T_{\text{on}}}{T_{\text{pwm}}}$$

Sägezahnge-
nerator

Modulator
(PWM)

PI-Regler

Messung

Regelprinzip:

$$u_A < u_{A,w}$$

⇓

$$u_A' < u_{\text{ref}}$$

↓

u_2 wird größer (I-Anteil in C)

⇓

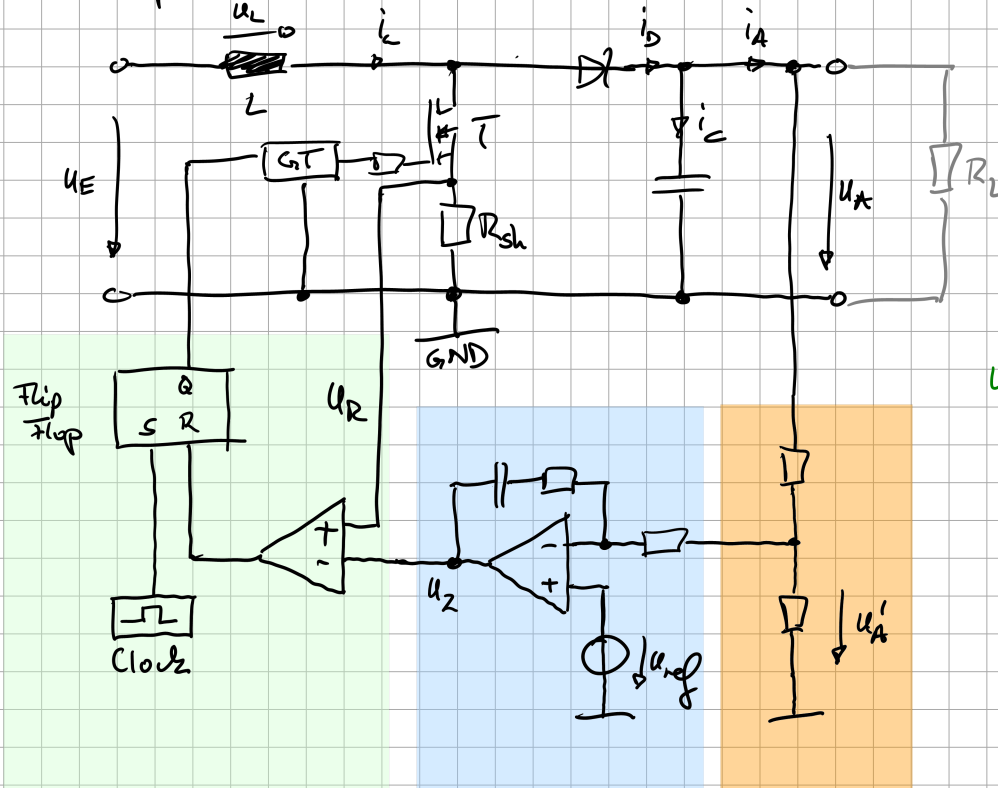
a wird größer

Stellgröße:

$$a \hat{=} \bar{u}_L$$

II. 6. b) Current Mode Control

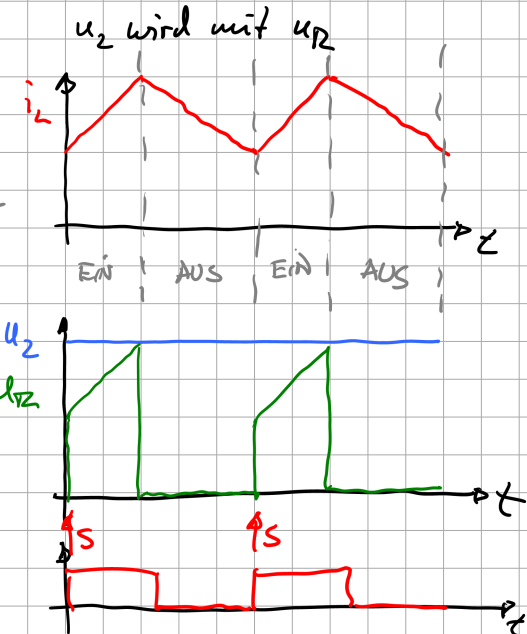
am Bsp. HSS:



Modulator
(PWM)

PI-Regler

Messung



Stellgröße:

$$\hat{i}_L \approx k \cdot \bar{i}_L$$

- Clock-Signal schaltet T regelmäßig zu Takthegium EIN
- erreicht u_z den Wert $u_z \rightarrow$ Reset des FlipFlop $\rightarrow$ T AUS
- Regelprinzip:

$$u_A < u_{A,w}$$

$\Downarrow$

$$u_A' < u_{ref}$$

$\Downarrow$

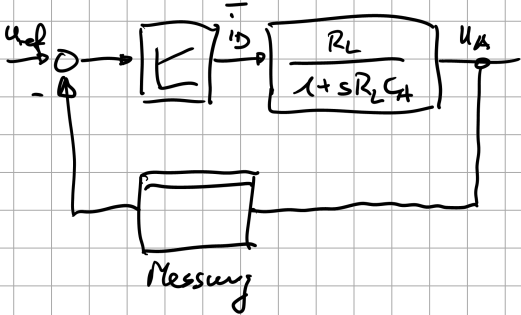
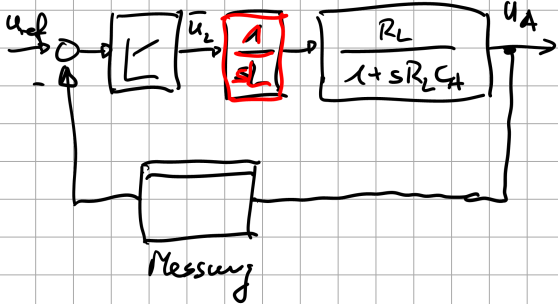
u_z wird größer (I-Anteil in C)

u_z bestimmt direkt den Wert des Drosselstroms

$$\bar{i}_L \uparrow \Rightarrow \bar{i}_D \uparrow \Rightarrow \bar{i}_C \uparrow \Rightarrow u_A \uparrow$$

- "Peak Current Mode Control" (dt. getaktete Grenzwertregler)
- Integrator der Drossel "verschwinden"

c) Vergleich Voltage Mode & Current Mode Control

	Current Mode	Voltage Mode
Stellgröße PI-Regler	$\bar{i}_L$	$a \hat{=} \bar{u}_L$
Last / Strecke	C_A	L, C_A
Streckencharakter	PT_1	PT_2
		
Fazit:	besser, Standard	kann noch verwendet