

Leistungselektronik

Author: Noah Huetter

Date: 2019-04-01 13:13:41 Commit: 7a85e4b

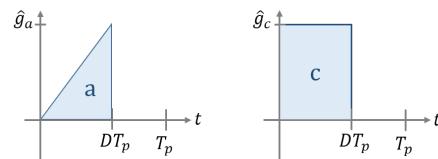
Allgemein

Spule und Kondensator

$$i_L(t) = \frac{1}{L} \int u_L(t) dt \quad u_L(t) = L \frac{d}{dt} i_L(t) \quad i_C(t) = C \frac{d}{dt} u_C(t) \quad u_C(t) = \frac{1}{C} \int i_C(t) dt$$

$$Q = C \cdot U$$

Effektiv- und Mittelwerte

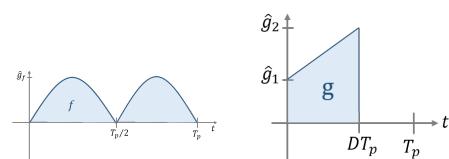


$$a_{\text{avg}} = \frac{1}{2} \hat{g}_a D \\ a_{\text{rms}}^2 = \frac{1}{3} \hat{g}_a^2 D$$

$$c_{\text{avg}} = \hat{g}_c D \\ c_{\text{rms}}^2 = \hat{g}_c^2 D$$

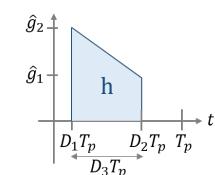
$$d_{\text{avg}} = 0 \\ d_{\text{rms}}^2 = \frac{1}{2} \hat{g}_d^2$$

$$e_{\text{avg}} = \frac{1}{\pi} \hat{g}_e \\ e_{\text{rms}}^2 = \frac{1}{4} \hat{g}_e^2$$



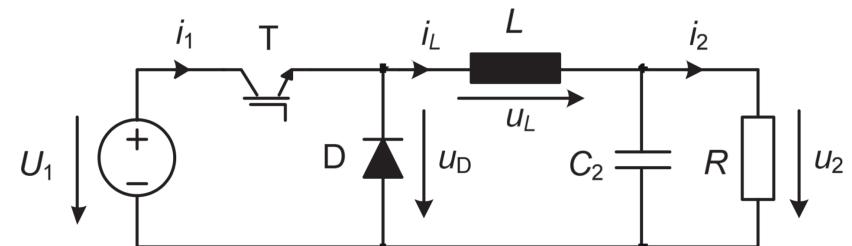
$$f_{\text{avg}} = \frac{2}{\pi} \hat{g}_f \\ f_{\text{rms}}^2 = \frac{1}{2} \hat{g}_f^2$$

$$g_{\text{avg}} = \frac{1}{2} (\hat{g}_1 + \hat{g}_2) D \\ g_{\text{rms}}^2 = \frac{1}{3} (\hat{g}_1^2 + \hat{g}_1 \hat{g}_2 + \hat{g}_2^2) D$$

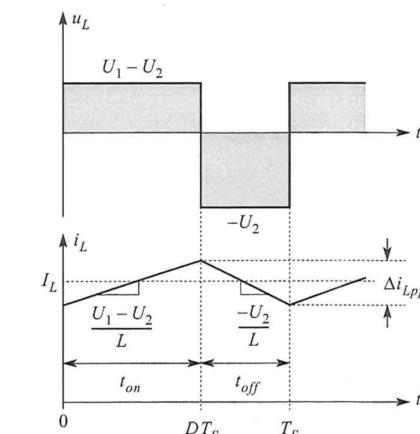


$$h_{\text{avg}} = \frac{1}{2} (\hat{g}_1 + \hat{g}_2) D_3 \\ h_{\text{rms}}^2 = \frac{1}{3} (\hat{g}_1^2 + \hat{g}_1 \hat{g}_2 + \hat{g}_2^2) D_3$$

Tiefsetzsteller



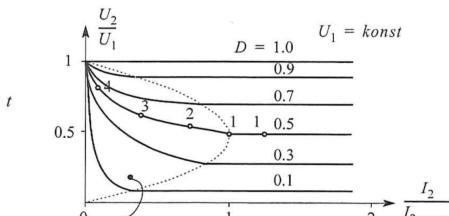
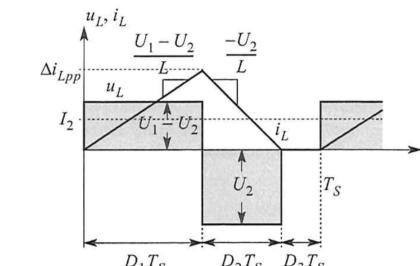
Kontinuierlicher Stromfluss



$$D = \frac{I_1}{I_2} = \frac{U_2}{U_1}$$

$$\Delta i_{Lpp} = \frac{U_2}{L} (1 - D) T_S \quad \Delta u_{2pp} = \Delta U_C = \frac{U_2}{L} (1 - D) T_S \frac{T_S}{8 \cdot C}$$

Diskontinuierlicher Stromfluss



Lückender Betrieb für $I_L < I_{2g}$.

$$I_{2g} = \frac{1}{2} \Delta i_{Lpp} = \frac{U_2}{2 \cdot L} (1 - D) T_S$$

$$R_g = \frac{2L}{(1 - D) \cdot T_S}$$

$$U_2 = U_1 \frac{D_1}{D_1 + D_2}$$

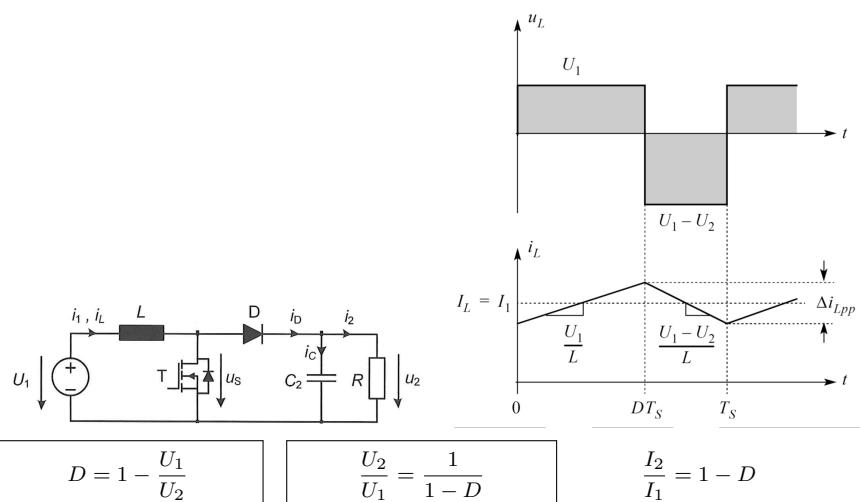
$$I_{2g,\max} = I_{2g}|_{D=0.5} = \frac{U_1 T_S}{8L}$$

$$\frac{U_2}{U_1} = \frac{D^2}{D^2 + \frac{1}{4} \frac{I_2}{I_{2g,\max}}}$$

$$D = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{I_2 / I_{2g,\max}}{U_1 / U_2 - 1}}$$

Hochsetzsteller

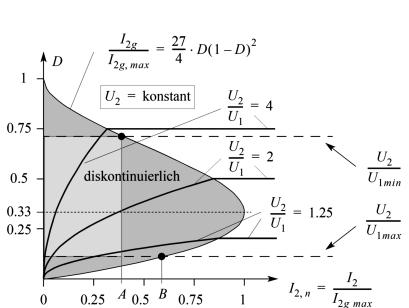
Kontinuierlicher Stromfluss



$$\Delta i_{Lpp} = \frac{U_1}{L} DT_s$$

$$\Delta U_{2pp} = \frac{U_2}{R} \frac{DT_s}{C_2}$$

Diskontinuierlicher Stromfluss



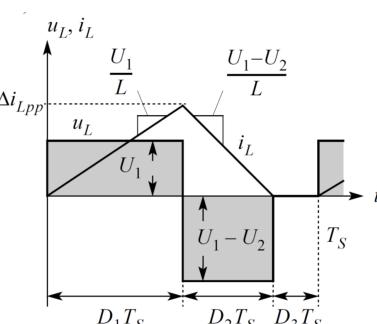
$$I_{Lg} = \frac{1}{2} \frac{(U_2 - U_1)}{L} (1 - D) T_s$$

$$I_{2g} = \frac{1}{2} \frac{U_2}{L} D(1 - D)^2 T_s$$

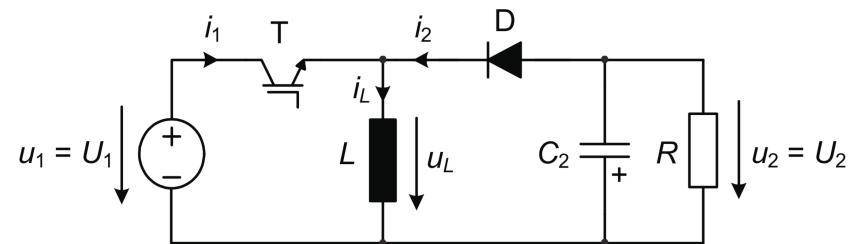
$$I_{2g,max} = I_{2g}|_{D=1/3} = \frac{2}{27} \frac{U_2}{L} T_s$$

$$D = \sqrt{\frac{4}{27} \frac{U_2}{U_1} \left(\frac{U_2}{U_1} - 1 \right) \frac{I_2}{I_{2g,max}}}$$

$$I_{1g} = \frac{1}{2} \frac{U_2}{L} D(1 - D) T_s$$



Tief-Hochsetzsteller



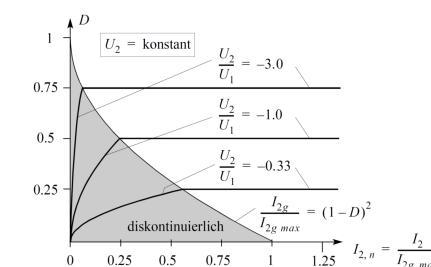
Kontinuierlicher Stromfluss

$$\frac{U_2}{U_1} = -\frac{D}{1 - D}$$

$$D = \frac{U_2}{U_2 - U_1}$$

$$\frac{I_2}{I_1} = \frac{1 - D}{D}$$

Diskontinuierlicher Stromfluss



$$I_{Lg} = \frac{1}{2} \frac{-U_2}{L} (1 - D) T_s$$

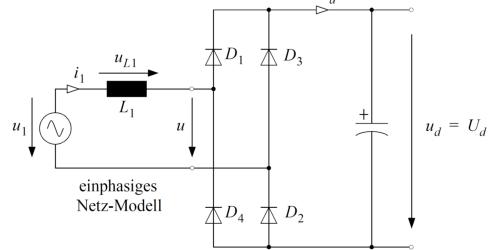
$$D = -\frac{U_2}{U_1} \sqrt{\frac{I_2}{I_{2g,max}}}$$

$$I_{2g} = \frac{1}{2} \frac{-U_2}{L} (1 - D)^2 T_s$$

$$P_2 = E_L f_s = \frac{1}{2} L \cdot i_{Lg}^2 f_s = \frac{L}{2} f_s \left(\frac{U_1 D T_s}{L} \right)^2 = \frac{U_1^2 D^2}{2L} T_s$$

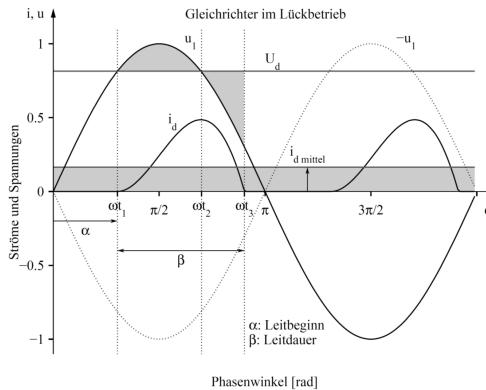
$$I_{2g,max} = -\frac{1}{2} \frac{U_2}{L} T_s$$

Dioden-Gleichrichter

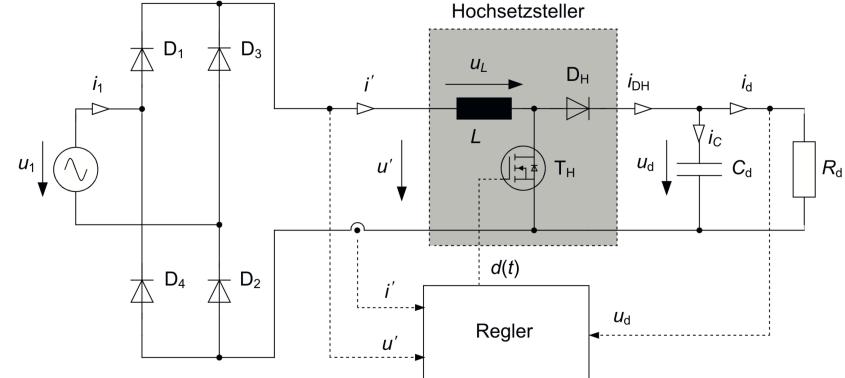


$$\alpha = \arcsin(U_d/\hat{U}_1) = \arctan\left(\frac{1 - \cos(\beta)}{\beta - \sin(\beta)}\right)$$

$$I_d = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\alpha+\beta} i_d(\omega t) d\omega t = \frac{1}{\pi} \frac{\hat{U}_1}{\omega L_1} \left[\frac{\hat{U}_1}{U_d} (1 - \cos(\beta)) - \frac{U_d}{\hat{U}_1} \frac{\beta^2}{2} \right]$$



PFC Einphasen Gleichrichter



Stationärer Betrieb

L wählen mit $D(\omega t) = 1$ und $U_{1,\text{rms}} = \text{max}$. M: Minimales Spannungsübersetzungsverhältnis ($[M \dots \infty]$).

$$D(\omega t) = \left(1 - \frac{U_1(\omega t)}{U_d}\right) \quad \Delta i_{Lpp}(\omega t) = D(\omega t)T_s \frac{\hat{U}_1 \sin(\omega t)}{L} \quad \bar{i}_L(\omega t) = \hat{I}_1 |\sin(\omega t)| = \sqrt{2} \frac{P_d}{U_{1,\text{rms}}} |\sin(\omega t)|$$

$$\boxed{\bar{i}_L(\omega t) \geq \frac{1}{2} \Delta i_{Lpp}} \quad L \geq \frac{U_{1,\text{rms}}^2 T_s}{2 P_d} \quad M = \frac{U_d}{\sqrt{2} \cdot U_{1,\text{rms}}}, D = \left(1 - \frac{1}{M}\right)$$

$$C_d > \frac{1}{2\omega \hat{U}_{Cd}/U_d} \frac{P_d}{U_d^2} \quad \hat{U}_{Cd} = \frac{P_d}{U_d} \frac{1}{2\omega C_d}$$

M: Minimales Spannungsübersetzungsverhältnis ($[M \dots \infty]$). Das Maximum des Eingangsstromrippels $\Delta i'_{pp}$ tritt auf bei D_{\max} . Die Phase berechnet sich durch Umformen von $D(\omega t)$.

$$D_{\max} = \begin{cases} M, & M > 2, \\ 0.5, & M < 2. \end{cases}$$

$$\Delta i'_{pp} = D T_s \frac{\sqrt{2} U_{1,\text{rms}}}{L}$$

Bauteilbelastung

$$I_{TH,\text{avg}} = \left(\frac{2}{\pi} - \frac{1}{2M} \right) \hat{I}_1 \quad I_{TH,\text{rms}} = \sqrt{\left(\frac{1}{2} - \frac{4}{3\pi M} \right) \hat{I}_1^2} \quad I_{D,\text{avg}} = \frac{1}{2M} \hat{I}_1 \quad I_{D,\text{rms}} = \sqrt{\frac{4}{3\pi M} \hat{I}_1^2}$$

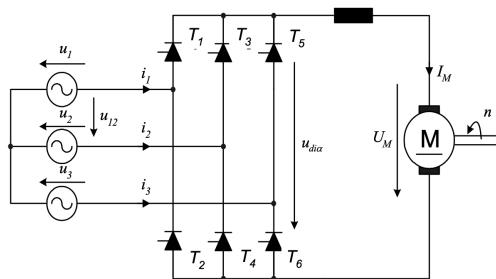
$$I_{Cd,\text{rms}} = \sqrt{\frac{1}{M} \left(\frac{4}{3\pi} - \frac{1}{4M} \right) \hat{I}_1^2}$$

Toleranzbandregelung

$$i'_{\max} = (1+k)i'^* \quad i'_{\min} = (1-k)i'^* \quad \Delta i_{pp} = 2k \cdot \hat{i}'^* |\sin(\omega t)|$$

Netzgeführte Stromrichter

B6



Für $\alpha = 0^\circ$ ist die maximale Spannung an der Last.
Für $\alpha \in [0^\circ, 90^\circ]$ wird die Spannung immer kleiner.
Für $\alpha = 90^\circ$ ist die Spannung an der Last = 0. Mit $\alpha \in [90^\circ, 180^\circ]$ bleibt die Stromrichtung dieselbe aber die Spannung wechselt das Vorzeichen. Es wird Leistung zurückgespeist.

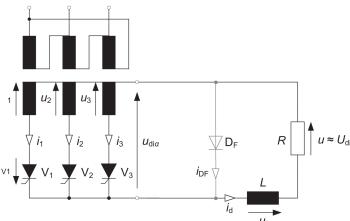
Zeichnen: Ab Schnitt von u_1, u_2 α oben und unten abtragen.

Q: Grundschwingsblindleistung

$$U_{di,\alpha} = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} U_1 \cos \alpha \quad I_{1,\text{rms}} = \sqrt{\frac{2}{3}} I_M$$

$$Q_1 = U_1 I_{1,(1)} \sin(\alpha)$$

Netzgeführte Stromrichter

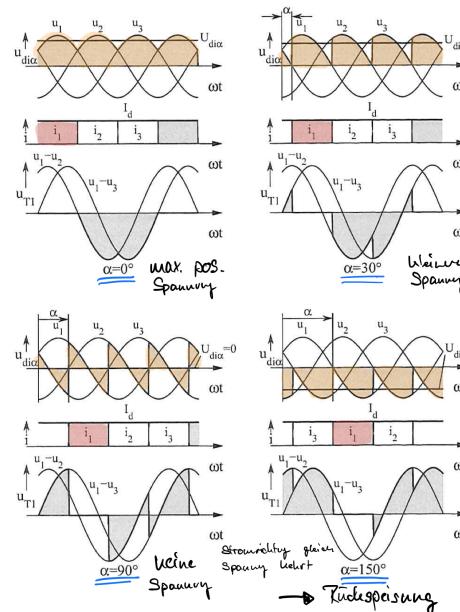


$$U_{di,\alpha} = \frac{3}{\pi} \sqrt{\frac{3}{2}} U_1 \cos(\alpha)$$

$$\frac{U_{di,\alpha}}{U_{di,0}} = \cos(\alpha)$$

Lückender Betrieb (für $30^\circ < \alpha < 150^\circ$):

$$U_{di,\alpha} = \frac{3}{\pi} \sqrt{\frac{3}{2}} U_1 \frac{1 - \sin(\alpha - \pi/3)}{2 \sin(\pi/3)}$$



Induktivität Dimensionierung

A_n Wicklungsfenster
 A_e Eisenquerschnitt
 B_S Sättigungsinduktion
 k_f Füllfaktor
 S zulässige Stromdichte
 d Luftspalt
 μ_0 Vacuum permeability

$mm^2 = 10^{-6} m^2$
 $mm^2 = 10^{-6} m^2$
 $\approx 0.3T$
 ≈ 0.5
 $\approx 5 \frac{A}{mm^2} = 5 \cdot 10^6 \frac{A}{m^2}$
 m
 $1.256 \cdot 10^{-6} Vs/(Am)$

$$A_e > \frac{L \hat{I}}{B_S N}$$

$$A_n > \frac{NI_{\text{rms}}}{k_f S}$$

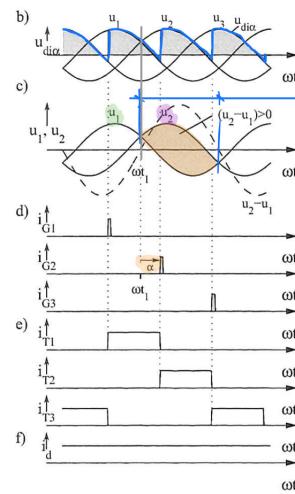
$$A_e A_n = \frac{L \hat{I} I_{\text{rms}}}{B_S k_f S} \quad \frac{L \hat{I}}{A_e S} < N < \frac{A_n k_f S}{I_{\text{rms}}}$$

$$A_{cu}S = I_{\text{max}}$$

$$d = \frac{R_{\text{tot}} \mu_0 A_e}{2} = \frac{N^2 \mu_0 A_e}{2L}$$

Vorgehen

1. Berechne Flächenprodukt $A_e A_n$
2. Suche Kern mit grösserem Flächenprodukt
3. Berechne N
4. Berechne Luftspalt



Trafo Dimensionierung

A_n/A_w	Wicklungsfenster	$mm^2 = 10^{-6}m^2$
A_e	Eisenquerschnitt	$mm^2 = 10^{-6}m^2$
B_S	Sättigungsinduktion	$\approx 0.3T$
k_f	Füllfaktor	≈ 0.5
S	zulässige Stromdichte	$\approx 5 \frac{A}{mm^2} = 5 \cdot 10^6 \frac{A}{m^2}$
d	Luftspalt	m
μ_0	Vacuum permeability	$1.256 \cdot 10^{-6} Vs/(Am)$

Dimensionierung

$$A_E A_W = \frac{U_1}{f_p} \frac{D}{B_S} \frac{2 \frac{I_{1,avg}}{\sqrt{D}}}{k_f S_{rms}} \approx \frac{U_1 I_{1,avg}}{f_p} \left[\frac{\hat{\Psi}_{phys}}{A_E B_{sat}} \right] \leq N \leq \left[\frac{1}{2} \frac{S_{rms}}{I_{p,rms} k_f A_w} \right] \quad \hat{\Psi}_{phys} = \max \int_T u_p(t) dt$$

Typisch: N das Minimum nehmen. Falls kein N wählbar ist, anderen Kern wählen.

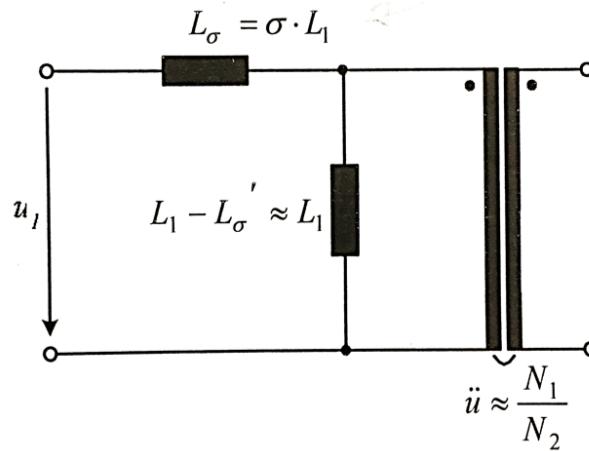
Hauptinduktivität

$$L_h = N_p^2 \frac{1}{R_m} = \frac{N_p^2 A_e \mu_r \mu_0}{l_e} \quad l_e \text{ Mittlere Wdg.länge}$$

Verluste

$$P_{cu} = R_{cu,p} I_{1,rms}^2 + R_{cu,s} I_{2,rms}^2 \quad R_{cu} = \rho_{cu} \frac{l_{cu}}{A_{cu}} \quad l_{cu} = N \cdot l_n \quad A_{cu} = \frac{I_{rms}}{S_{rms}}$$

Streuung Problem: Nicht alle Induktionslinien von einer Seite sind mit der anderen Seite verkettet.

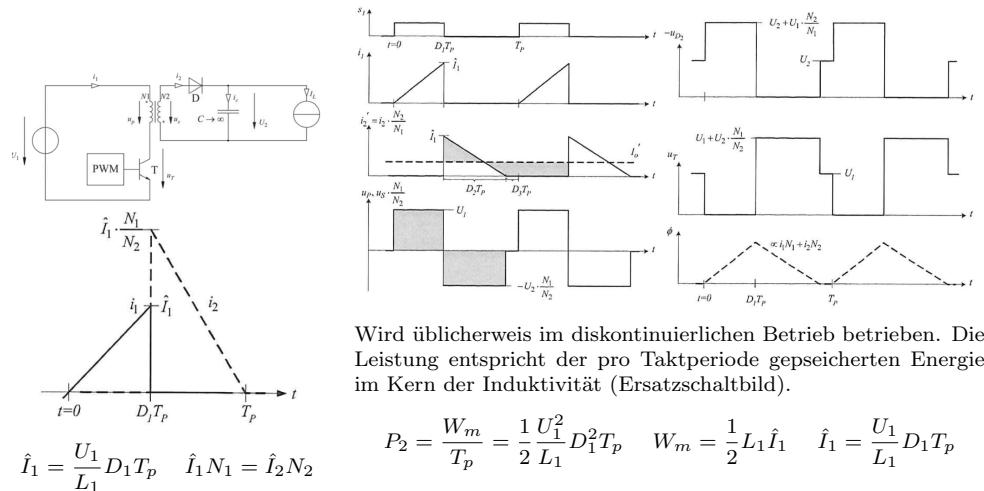


$$\oint_{\partial A} \vec{H} d\vec{s} = H \cdot h$$

$$W_m = \frac{1}{2} \mu_0 \iiint_V H^2 dV$$

- 1. Berechne Flächenprodukt $A_e A_n$
- 2. Suche Kern mit grösserem Flächenprodukt
- 3. Berechne N
- 4. Berechne Luftspalt

Sperrwandler



Wird üblicherweise im diskontinuierlichen Betrieb betrieben. Die Leistung entspricht der pro Taktperiode gepseicherten Energie im Kern der Induktivität (Ersatzschaltbild).

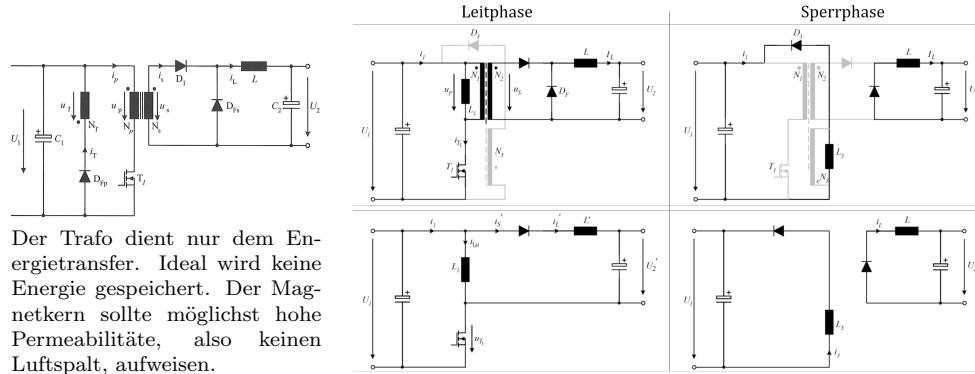
$$P_2 = \frac{W_m}{T_p} = \frac{1}{2} \frac{U_1^2}{L_1} D_1^2 T_p \quad W_m = \frac{1}{2} L_1 \hat{I}_1 \quad \hat{I}_1 = \frac{U_1}{L_1} D_1 T_p$$

Kontinuierlicher Betrieb / Lückengrenze

$$D_1 = \frac{U_2 N_1}{U_2 N_1 + U_1 N_2}$$

$$\frac{U_2}{U_1} = \frac{N_2}{N_1} \frac{D_1}{1 - D_1}$$

Durchflusswandler



Der Trafo dient nur dem Energietransfer. Ideal wird keine Energie gespeichert. Der Magnetkern sollte möglichst hohe Permeabilität, also keinen Luftspalt, aufweisen.

Ideale Kopplung

Zum Abbau der Magnetisierungsenergie wird die Entmag.Wicklung N_3 eingeführt. Sie führt die Mag.Energie durch einen Strom i_3 in U_1 oder an Ausgang.

$0 < t < t_1$ Leitphase, T_1 , D_2 leitet, D_F sperrt

$$u_p = U_1 \quad U_s = \frac{N_2}{N_1} u_p = \frac{N_2}{N_1} U_1 \quad u_{DF} = \frac{N_2}{N_1} U_1 \\ i_\mu = \frac{U_1}{L_\mu} t \quad i_1 = i_p = i_\mu + i'_s \quad \frac{d}{dt} i'_s = \frac{d}{dt} i'_2 = \frac{U_1 - u'_2}{L}$$

$t_1 < t < t_2$ Sperrphase, T_1 , D_2 sperrt, D_F leitet

$$u_p = -U_1 \quad u_{DF} = 0 \\ i_\mu = \hat{I}_\mu - \frac{U_1}{L_{1,\mu}}(t - t_2) \quad i_p = i_\mu = -i_1$$

$t_2 < t < T_p$ Entmagnetisiert

$$u_p = 0 \quad u_{DF} = 0 \\ \frac{d}{dt} i'_2 = -\frac{u'_2}{L} i_p \quad = i_\mu = i_1 = 0$$

$D_{D1,max}$: In der Sperrphase liegt U_1 an der dritten Wicklung an, welche eine Spannung an der Sekundärwicklung verursacht.

$$U_{T1,max} = U_1 - U_p$$

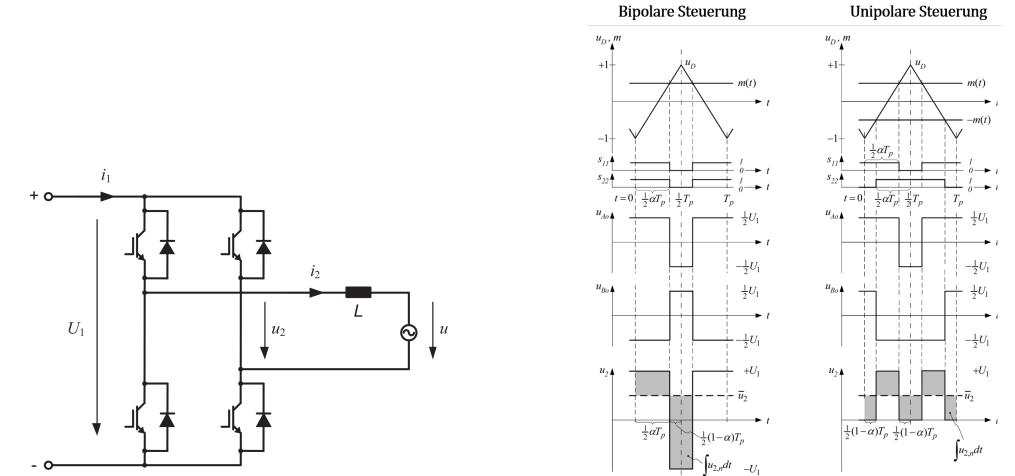
$$U_p = -\frac{N_P}{N_T} U_T = -\frac{N_P}{N_T} U_1$$

$$D_1 T_p \frac{U_1}{L} = D_2 T_p \frac{N_P}{N_T} \frac{U_1}{L}$$

$$U_{DFs,max} = \frac{N_S}{N_P} U_1$$

$$D_{D1,max} = \frac{N_S}{N_P} \frac{N_P}{N_T} U_1$$

Einphasen Gleichspannungswechselrichter



Bipolare Steuerung

Das Steuersignal $m(t)$ wird mit einem Trägersignal u_D mit Pulsperiode T_p verschaltet. $\alpha(t)$ relative Einschaltzeit. m_s, α_s für sinusförmigen Mittelwert \bar{u}_2 . M Modulationstiefe.

$$u_2 = \begin{cases} +U_1, & u_D < m(t), \\ -U_1, & u_D > m(t). \end{cases} \quad \alpha(t) = \frac{1 + m(t)}{2}$$

$$m_s(t) = \frac{\bar{u}_2}{U_1} = M \sin(\omega_2 t + \delta) \quad \alpha_s(t) = \frac{1}{2} + \frac{1}{2} M \sin(\omega_2 t + \delta) \quad M = \frac{\hat{U}_{2,(1)}}{U_1}$$

$$\bar{u}_2 = \frac{2}{T_p} \int_0^{T_p/2} u_2(t) dt = m(t) U_1$$

Unipolare Steuerung

Es wird neben $m(t)$ eine invertierte Modulationsfunktion $-m(t)$ verwendet. Umschalten zwischen $+U_1$ und 0 für $\bar{u}_2 > 0$ oder $-U_1$ und 0 für $\bar{u}_2 < 0$. Die Frequenz der Ausgangsspannungsschwankung wird verdoppelt. Es gelten dieselben Beziehungen wie bei der bipolaren Steuerung.

Vergleich

$$\text{THD} = \frac{U_{2,n,\text{rms}}}{U_{2,(1),\text{rms}}} = \sqrt{\frac{U_{2,\text{rms}}^2 - U_{2,(1),\text{rms}}^2}{U_{2,(1),\text{rms}}}}$$

Unipolar

$$u_{2,\text{rms}}^2 = U_1^2 m(t)$$

$$U_{2,\text{rms}}^2 = \frac{2}{\pi} U_1 M$$

$$U_{2,(1),\text{rms}} = \frac{1}{\sqrt{2}} U_1 M \quad \text{THD} = \sqrt{\frac{4}{M\pi} - 1}$$

Grundfrequenztaktung

$$U_{2,\text{rms}}^2 = U_1^2 \quad U_{2,(1),\text{rms}} = \frac{1}{\sqrt{2}} \hat{U}_{2,(1)} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} U_1 \quad \text{THD} = \sqrt{\frac{\pi^2}{8} - 1}$$

Good Luck!