

1. Allgemeines

Allgemeines
Tastverhältnis: $D = \frac{t_{\text{on}}}{T}$
Funktion einer Sinusspannung: $u(t) = \hat{U}_s \cdot \sin(\omega t)$

Physikalische Größen
 U_0 : Gleichspannung
 \hat{u} : Scheitelwert
 $u(t)$: zeitabhängige Spannung
 T : Periodendauer
 t_i : Impulszeit
 \bar{U} : Arithmetischer Mittelwert

2. Mathematische Verfahren

2.1. Mittel- & Effektivwert

Arith. Mittelwert einer Mischspannung: $\bar{u}_{di} = U_{di} = \frac{1}{T} \int_0^T u_d(t) dt$
Effektivwert: $U_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_0^T u_d^2(t) dt}$
Für Sinusspannung: $U_{RMS} = \frac{u_d \cdot \sqrt{2(\sin(2\alpha) - 2\alpha - \sin(2\beta) + 2\beta)}}{4 \cdot \sqrt{\pi}}$

Effektivwert einer diskreten Spannung

- Spannung in Spannungen mit gleichem \hat{U} aufteilen.
- Effektivwerte der Einzelspannungen berechnen:
 $U_{xRMS} = \sqrt{D} \cdot \hat{U}$
- Quadratische Summe aller U_{xRMS} berechnen:
 $U_{RMS} = \sqrt{U_{xRMS}^2 + U_{x+1RMS}^2} \dots$

2.2. Welligkeit, Klirr und Formfaktor

Welligkeit (Ripple)
 $w_U = \frac{U_{RMS}}{U_d} = \sqrt{\frac{U_{RMS}^2}{U_d^2} - 1}$ $w_I = \frac{I_{RMS}}{I_d} = \sqrt{\frac{I_{RMS}^2}{I_d^2} - 1}$
Welligkeit reiner Gleichgrößen: $w = 0$.
Welligkeit reiner Wechselgrößen: $w = \text{sehr groß}$.

Klirrfaktor (THD)

$$K_U = \frac{U_{RMSOS}}{U_{RMS}}$$

$$K_I = \frac{I_{RMSOS}}{I_{RMS}}$$

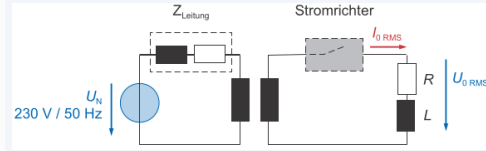
Formfaktor
 $F = \frac{U_{dRMS}}{U_{di}}$

2.3. Eigenschaften netzgeführter Stromrichterschaltungen

	M1	M2	M3	B2C	B6C
U_{di0}/U_S	0,45	0,9	1,17	1,8	2,34
Steuergesetz	$U_{di0} \cos \alpha$				
Welligkeit w_{u0}	1,21	0,48	0,183	0,48	0,042

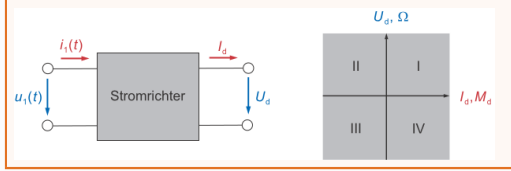
3. Leistungsberechnung

3.1. Leistungsarten



$S = U_{0RMS} \cdot I_{0RMS}$
Für rein sinusförmige Verläufe gilt:
 $\lambda = \frac{P}{S} = \cos \phi$
 $S = \sqrt{P^2 + Q^2}$
 $Q = \sin(\phi)$

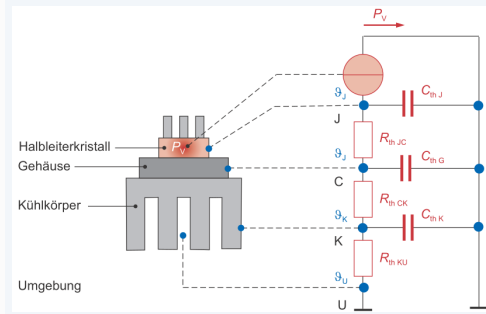
3.2. Betriebsquadranten



4. Wärmemanagement

4.1. Verlustleistung

Thermische Energie: Q
Momentanleistung am PN Übergang: $p_v = u \cdot i$
 $Q = \int_0^t p(t) dt$



Bauelement	Kennbuchstabe	Temperatur
Siliziumkristall - Junction	J	ϑ_J
Gehäuse - case	C	ϑ_C
Kühlkörper - heatsink	K	ϑ_K
Kühlmedien - ambient	U / A	ϑ_A

5. Mittelpunktschaltungen

5.1. Nomenklatur

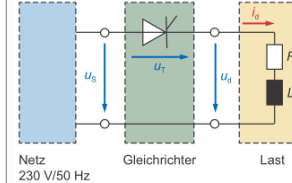
i_d u_d : Zeitverläufe von Strom und Spannung
 I_d U_d : In den Zeitverläufen von i_d und u_d enthaltene Mittelwerte
 u_T : Zeitlicher Verlauf der Spannung an einem Thyristor
 U_S : Effektivwert der Netzspannung
 U_N : Effektivwert der verketteten Spannung
 d : Ausgangsgröße
 T : Transistor
 S : Strang
 N : verkettete Größe

5.2. Welligkeit

$$w_U = \sqrt{\frac{U_{dRMS}^2}{U_d^2} - 1}$$

5.3. Einphasige Mittelpunktschaltung M1

5.3.1. Aufbau und Funktion



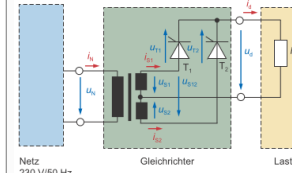
Netz
230 V/50 Hz

5.3.2. Steuergesetz

Rein ohmsche Last: $U_{dia} = \frac{\hat{U}_S}{2\pi} \cdot (1 + \cos \alpha)$

$$\frac{U_{dia}}{U_{di0}} = \frac{1 + \cos \alpha}{2}$$

5.4. Zweiphasige Mittelpunktschaltung M2C



Netz
230 V/50 Hz

$$u_{s12} = u_{s1} - u_{s2} = u_N \cdot \frac{N_2}{N_1}$$

5.4.1. Stromglättung

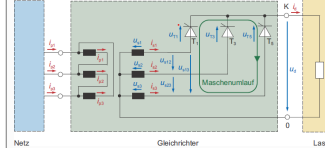
Bei induktiver Last gilt: $u_d = u_R + u_L = i_d \cdot R + L \cdot \frac{di_d}{dt}$

5.4.2. Steuergesetz

Bei nicht lückendem Betrieb ergibt sich für U_{dia} :

$$U_{dia} = \frac{2\pi + \alpha}{2\pi} \int_{\alpha}^{\alpha + \pi} u_d(\omega t) d(\omega t) = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cdot \hat{U}_S \cdot \cos \alpha$$

5.5. Dreiphasige Mittelpunktschaltung M3C



Netz

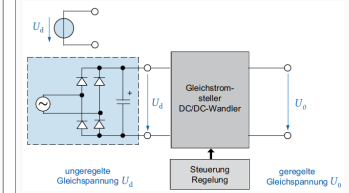
$$U_{RMS} = \hat{U}_S \sqrt{\frac{1}{2} + \frac{3}{4\pi} \cdot \frac{\sqrt{3}}{2}} = 0,8405 \cdot \hat{U}_S$$

5.5.1. Steuergesetz

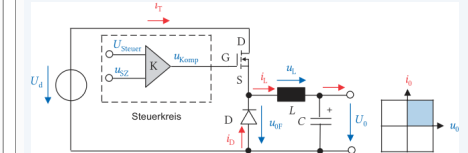
Für nicht lückenden Betrieb $\alpha < 30^\circ$: $U_{dia} = \frac{3\sqrt{3} \cdot \hat{U}_S}{2\pi} \cdot \cos \alpha$
Für lückenden Betrieb ($\alpha < 30^\circ$): $U_{dia} = U_{di0} \cdot \frac{1 + \cos(30^\circ + \alpha)}{1 + \sqrt{3}/2}$

6. Gleichstromsteller im Einquadrantenbetrieb

Prinzipieller Aufbau Gleichstromsteller



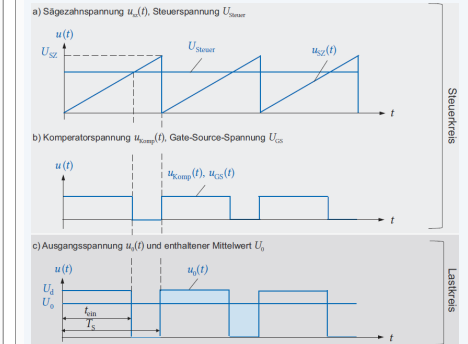
6.1. Tiefsetzsteller



$$u_{SZ}(t) = \frac{\hat{U}_{SZ}}{T_S} \cdot t = U_{Steuer}$$

$$\frac{\hat{U}_{SZ}}{T_S} \cdot t_{\text{ein}} = U_{Steuer}$$

$$t_{\text{ein}} = \frac{U_{Steuer}}{\hat{U}_{SZ}} \cdot T_S$$



$$\text{Tastgrad: } D = \frac{t_{\text{ein}}}{T_S}$$

Schaltbedingung:

$u_{Komp} > 0 \Rightarrow \text{MOSFET eingeschaltet } u_0(t) = U_d$

$u_{Komp} < 0 \Rightarrow \text{MOSFET ausgeschaltet } u_0(t) = 0$

Mittelwert der Ausgangsspannung: $U_0 = \frac{t_{\text{ein}}}{T_S} \cdot U_d = D \cdot U_d$

$$T_S = \frac{1}{f_S}$$

$$t_{\text{ein}} = \frac{U_{Steuer}}{\hat{U}_{SZ}} \cdot T_S$$

$$\text{Resonanzfrequenz: } f_C = \frac{1}{2\pi\sqrt{L \cdot C}}$$

L und C sind so zu wählen: $f_C/f_S = 0,01 \Rightarrow \frac{1}{2\pi\sqrt{L \cdot C}} = 0,01 \cdot f_S$

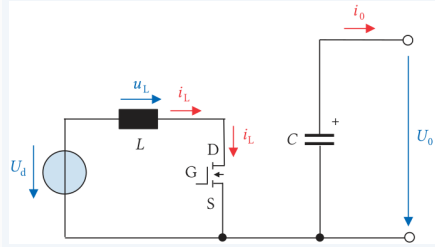
Stromwelligkeit: $\Delta I_L = \frac{U_d}{L} \cdot t_{\text{ein}} = \frac{U_d - U_0}{L} \cdot t_{\text{ein}}$

6.1.1. Lückender Betrieb

$$I_{Lg} = \frac{1}{2} \cdot I_{L\text{peak}} = \frac{t_{\text{ein}}}{2L} \cdot (U_d - U_0) = \frac{D \cdot T_S}{2L} \cdot (U_d - U_0) = I_{0g}$$

$$\frac{U_0}{U_d} = \frac{D^2}{D^2 + \frac{1}{4} \cdot \frac{I_{0g}}{I_{Lg\text{max}}}} \quad D = \frac{U_0}{U_d} \cdot \sqrt{\frac{I_{0g}}{I_{Lg\text{max}} \cdot \frac{1 - U_0}{U_d}}}$$

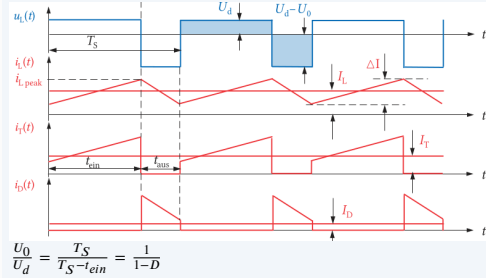
6.2. Hochsetzsteller



Der Mittelwert der Ausgangsspannung U_0 ist höher als der Mittelwert der Eingangsspannung U_d .

$$U_d = U_L = L \cdot \frac{di_L}{dt}$$

$$i_L = \int U_d dt = \frac{U_d}{L} \cdot t = \frac{(U_d - U_0)}{L} \cdot t$$

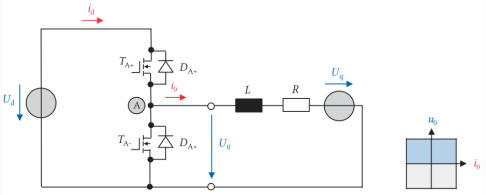


6.2.1. Lückender Betrieb

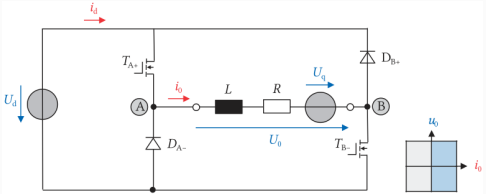
$$I_{Lg} = \frac{1}{2} \cdot i_{L\text{peak}} = \frac{i_{\text{ein}}}{2L} \cdot U_d = \frac{D}{2L} \cdot T_S \cdot U_d = \frac{T_S}{2L} \cdot D \cdot U_0 \cdot (1 - D)^2$$

7. Gleichstromsteller im Zweiquadrantenbetrieb

7.1. Zweiquadrantensteller mit Stromumkehr



7.2. Zweiquadrantensteller mit Spannungsumkehr



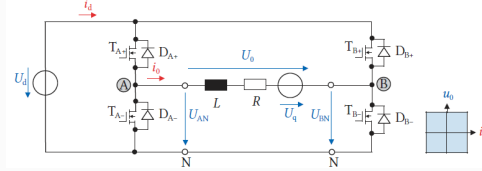
7.2.1. Steuergesetz

Nicht lückender Betrieb: $\frac{U_0}{U_d} = 2 \cdot D_{TA+} - 1$

Versetzte Taktung: $\frac{U_0}{U_d} = (D - 1)$

8. Gleichstromsteller im Vierquadrantenbetrieb

8.1. Grundlagen



Die Verriegelungszeit bezeichnet das Zeitintervall, in dem beide Schalter einer Halbbrücke gleichzeitig abgeschaltet sind.

$$u_0(t) = u_{AN}(t) - u_{BN}(t)$$

8.2. Pulsbreitenmodulation mit zwei Spannungsniveaus

Mittelwerte U_{AN} und U_{BN}

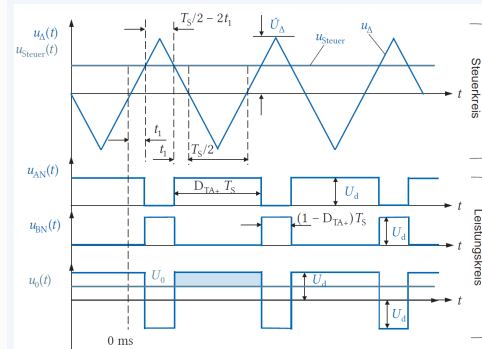
$$U_{AN} = \frac{U_d \cdot i_{\text{ein}} + 0 \cdot i_{\text{aus}}}{T_S} = U_d \cdot \frac{i_{\text{ein}}}{T_S} = U_d \cdot D_{TA+}$$

$$U_{BN} = \frac{U_d \cdot i_{\text{ein}} + 0 \cdot i_{\text{aus}}}{T_S} = U_d \cdot \frac{i_{\text{ein}}}{T_S} = U_d \cdot D_{TB+}$$

Schaltbedingungen

T_{A+}, T_{B-} ein wenn: $u_{\text{Steuer}} > u_{\Delta}$

T_{A-}, T_{B+} ein wenn: $u_{\text{Steuer}} \leq u_{\Delta}$



$$u_{\Delta} = \hat{U}_{\Delta} \cdot \frac{t}{T_S/4} \text{ mit } -\frac{T_S}{4} < t < \frac{T_S}{4}$$

$$t_1 = \frac{u_{\text{Steuer}}}{\hat{U}_{\Delta}} \cdot \frac{T_S}{4}$$

$$D_{TA+} = \frac{i_{\text{ein}}}{T_S} = \frac{2t_1 + \frac{T_S}{2}}{T_S} = 2 \cdot \frac{t_1}{T_S} + \frac{1}{2} = \frac{1}{2} \left(1 + \frac{u_{\text{Steuer}}}{\hat{U}_{\Delta}} \right)$$

$$D_{TB+} = 1 - D_{TA+}$$

$$U_0 = U_{AN} - U_{BN} = U_d \cdot D_{TA+} - U_d \cdot D_{TB+} = U_d \cdot \frac{u_{\text{Steuer}}}{\hat{U}_{\Delta}}$$

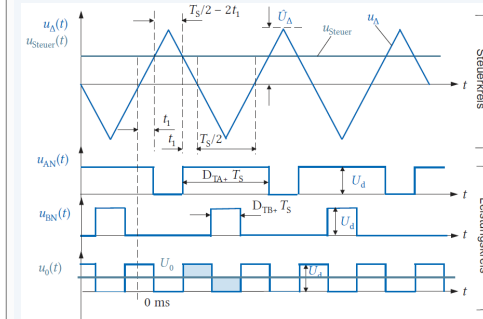
8.3. Pulsbreitenmodulation mit drei Spannungsniveaus (PWM3)

Schaltbedingungen

T_{A+} ein, wenn $u_{\text{Steuer}} \geq u_{\Delta}$, T_{A-} ein, wenn $u_{\text{Steuer}} < u_{\Delta}$

T_{B+} ein, wenn $-u_{\text{Steuer}} \geq u_{\Delta}$, T_{B-} ein, wenn $-u_{\text{Steuer}} < u_{\Delta}$

$$D_{TB+} = \frac{\frac{T_S}{2} - 2t_1}{T_S} = \frac{1}{2} - \frac{2t_1}{T_S}$$



9. Umrichter

9.1. Grundlagen

$\hat{U}_{0,1}$: Sinusförmige Grundschiwingung.

F der Grundschiwingung = F der Rechteckspannung.

9.2. Einphasige spannungseinprägende Wechselrichter

$$\hat{U}_{0,1} = \frac{2}{\pi} \cdot U_d$$

9.3. Vierquadrantensteller mit Grundfrequenztaktung

$$\hat{U}_{0,1} = \frac{4}{\pi} \cdot U_d$$

9.4. Unterschwingungsverfahren

$$U_0 = U_d \cdot \frac{u_{\text{Steuer}}}{\hat{U}_{\Delta}}$$