Leistungselektronik Cheat Sheet

1. Allgemeines

Allgemeines
Tastverhältnis: $D = \frac{t_i}{T}$
$U_{di\alpha} = U_{di0} \cdot \cos\alpha$

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

2. Mathematische Verfahren

2.1. Mittel- & Effektivwert

Arith. Mittelwert einer Mischspannung: $\overline{u}_{di} = U_{di} = \frac{1}{T}\int_0^T u_d(t)\,dt$

Effektivwert: $U_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{T}\cdot\int_\alpha^\beta u_d^2(t)\,dt}$

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

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

2.2. Welligkeit, Klirr und Formfaktor

Welligkeit (Ripple)

$w_U = \frac{U_{RMS}}{U_d} = \sqrt{\frac{U_{RMS\,ges}^2}{U_d^2} - 1}$ $\quad w_I = \frac{I_{RMS}}{I_d} = \sqrt{\frac{I_{RMS\,ges}^2}{I_d^2} - 1}$

Welligkeit reiner Gleichgrößen: $w = 0$.
Welligkeit reiner Wechselgrößen: $w =$ sehr groß.

Klirrfaktor (THD) & Formfaktor
$K_U = \frac{U_{RMS\,OS}}{U_{RMS}}$ $\quad K_I = \frac{I_{RMS\,OS}}{I_{RMS}}$ $\quad F = \frac{U_{d\,RMS}}{U_{di}}$

2.3. Mittel- und Effektivwerte

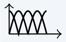
 $\overline{U} = \frac{\hat{U}_S\cdot t_i}{T}$ | $U = \frac{\hat{U}_S}{\sqrt{2}}$

 $\overline{U} = \frac{\hat{U}_S}{2}$ | $U = \frac{\hat{U}_S}{\sqrt{3}}$

 $\overline{U} = \frac{\hat{U}_S\cdot t_i}{2T}$ | $U = \hat{U}_S\cdot\sqrt{\frac{t_i}{\sqrt{3}T}}$

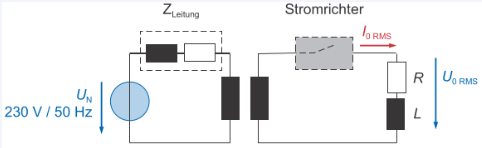
 $\overline{U} = \frac{\hat{U}_S}{\pi}$ | $U = \frac{\hat{U}_S}{2}$

 $\overline{U} = \frac{2\cdot\hat{U}_S}{\pi}$ | $U = \frac{\hat{u}}{\sqrt{2}}$

 B6U: $\overline{U} = \frac{3\cdot\sqrt{3}\cdot\hat{U}_S}{\pi}$ | $U = \frac{\hat{u}}{\sqrt{2}}$

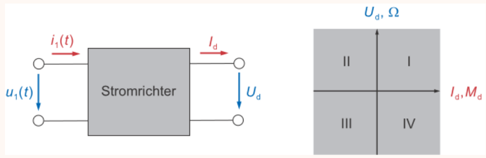
3. Leistungsberechnung

3.1. Leistungsarten



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

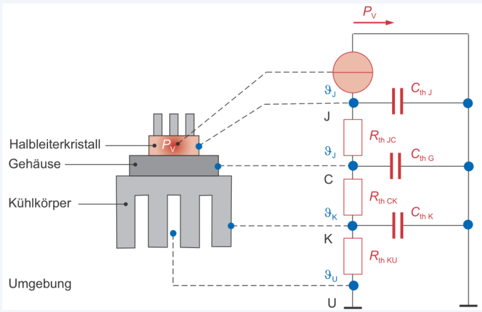
3.2. Betriebsquadranten



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

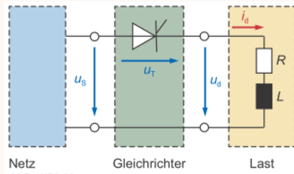
5. Mittelpunktschaltungen

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: Zeitlicher Verlauf der Netzspannung
U_S: Effektivwert der Netzspannung
U_N: Effektivwert der verketteten Spannung
d: Ausgangsgröße
T: Transistor
S: Strang
N: verkettet Größe

5.2. Einphasige Mittelpunktschaltung M1

5.2.1. Aufbau und Funktion

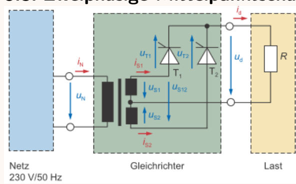


5.2.2. Steuergesetz

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

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

5.3. Zweiphasige Mittelpunktschaltung M2C



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

5.3.1. Stromglättung

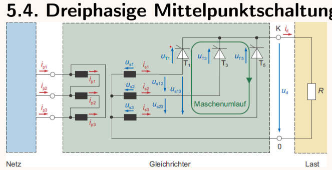
Bei induktiver Last gilt: $u_d = u_R + u_L = i_d\cdot R + L\cdot\frac{di_d}{dt}$

5.3.2. Steuergesetz

Bei nicht lückendem Betrieb ergibt sich:

$U_{di\alpha} = \frac{1}{\pi}\int_\alpha^{\pi+\alpha} u_d(\omega t)d(\omega t) = \frac{2\cdot\hat{U}_S}{\pi}\cdot\cos\alpha$

5.4. Dreiphasige Mittelpunktschaltung M3C



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

$U_{di0} = \frac{3\cdot\sqrt{3}\cdot\hat{U}_S}{2\pi}$

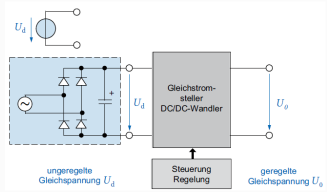
5.4.1. Steuergesetz

Für nicht lückenden Betrieb $\alpha < 30°$: $U_{di\alpha} = \frac{3\cdot\sqrt{3}\cdot\hat{U}_S}{2\pi}\cdot\cos\alpha$

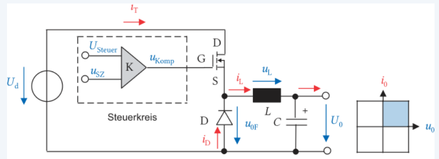
Für lückenden Betrieb($\alpha < 30°$): $U_{di\alpha} = U_{di0}\cdot\frac{1+\cos(30°+\alpha)}{1+\sqrt{3}/2}$

6. Gleichstromsteller im Einquadrantenbetrieb

Prinzipieller Aufbau Gleichstromsteller

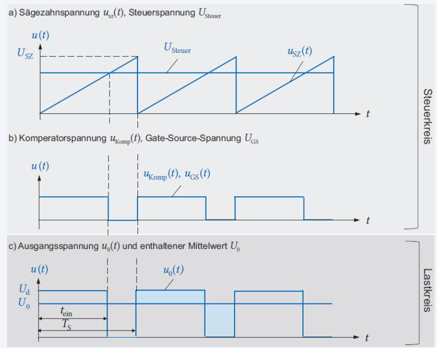


6.1. Tiefsetzsteller



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

Übersetzungsverhältnis: $\delta = \frac{U_0}{U_d} = \frac{i_T}{i_L}$



Tastgrad: $D = \frac{t_{Ein}}{T_S}$
Schaltbedingung:
$u_{Komp} > 0 \Rightarrow$ MOSFET eingeschaltet $u_0(t) = U_d$
$u_{Komp} < 0 \Rightarrow$ MOSFET ausgeschaltet $u_0(t) = 0$
Mittelwert der Ausgangsspannung: $U_0 = \frac{t_{ein}}{T_S}\cdot U_d = D\cdot U_d$

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

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

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

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

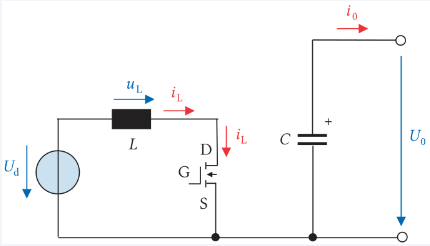
Stromwelligkeit: $\Delta_{iL} = \frac{u_L}{L}\cdot t_{ein} = \frac{U_d - U_0}{L}\cdot t_{ein}$

6.1.1. Lückender Betrieb

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

$\frac{U_0}{U_D} = \frac{D^2}{D^2 + \frac{1}{4}\cdot\frac{I_0}{I_{L\,gmax}}}$ $\quad D = \frac{U_0}{U_d}\cdot\sqrt{\frac{\frac{I_0}{I_{L\,gmax}}}{1-\frac{U_0}{U_d}}}$

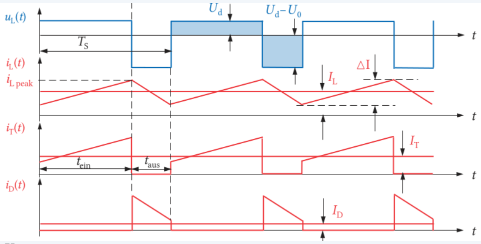
6.2. Hochsetzsteller



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

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

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



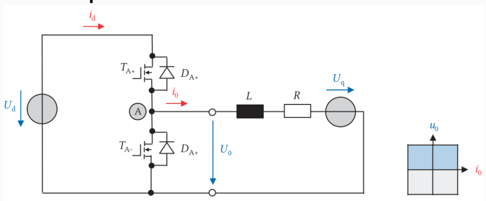
$\frac{U_0}{U_d} = \frac{T_S}{T_S - t_{ein}} = \frac{1}{1-D}$

6.2.1. Lückender Betrieb

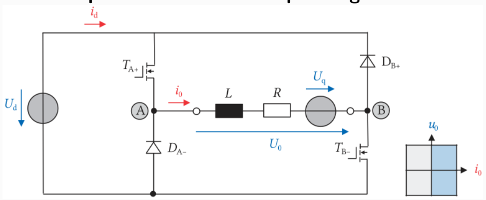
$I_{Lg} = \frac{1}{2} \cdot i_{L\,peak} = \frac{t_{ein}}{2L} \cdot U_d = \frac{D}{2L} \cdot T_S \cdot U_d = \frac{T_S}{2L} \cdot D \cdot U_0 \cdot (1-D)^2$

7. Gleichstromsteller im Zweiquadrantenbetrieb

7.1. Zweiquadrantensteller mit Stromumkehr



7.2. Zweiquadrantensteller mit Spannungsumkehr



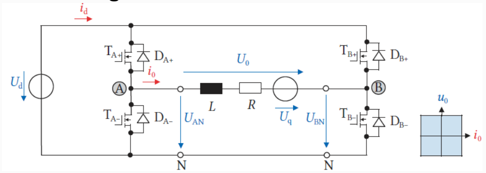
7.2.1. Steuergesetz

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}

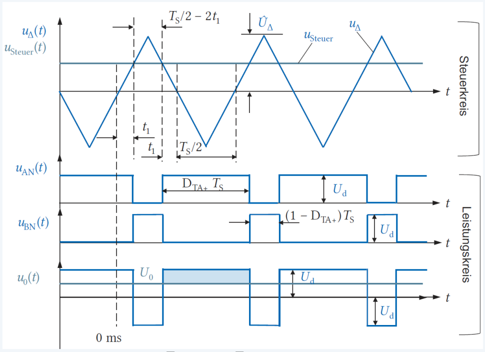
$U_{AN} = \frac{U_d \cdot t_{ein} + 0 \cdot t_{aus}}{T_S} = U_d \frac{t_{ein}}{T_S} = U_d \cdot D_{TA+}$

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

Schaltbedingungen

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

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



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

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

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

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

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

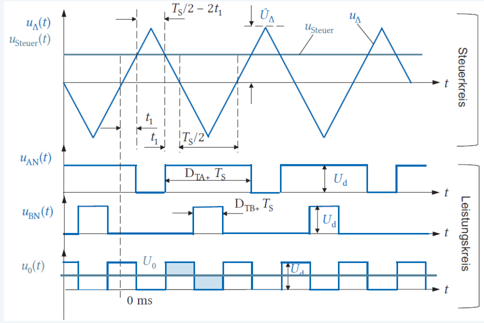
8.3. Pulsbreitenmodulation mit drei Spannungsniveaus (PWM3)

Schaltbedingungen

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

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

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



9. Umrichter

9.1. Grundlagen

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

F der Grundschwingung = 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

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