

## 1. Allgemeines

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

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

#### Klirrfaktor (THD) & Formfaktor

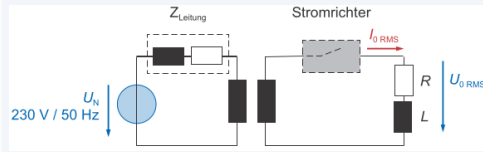
$$K_U = \frac{U_{RMSOS}}{U_{RMS}} \quad K_I = \frac{I_{RMSOS}}{I_{RMS}} \quad F = \frac{U_d R_{MS}}{U_{di}}$$

### 2.3. Mittel- und Effektivwerte

$$\begin{aligned} \text{Puls: } \bar{U} &= \frac{\hat{U}_S \cdot t_i}{T} \mid U = \frac{\hat{U}_S}{\sqrt{2}} & \text{Dreieck: } \bar{U} &= \frac{\hat{U}_S}{2} \mid U = \frac{\hat{U}_S}{\sqrt{3}} \\ \text{Sägezahn: } \bar{U} &= \frac{\hat{U}_S \cdot t_i}{2T} \mid U = \hat{U}_S \cdot \sqrt{\frac{t_i}{3T}} & & \\ \text{Sinus: } \bar{U} &= \frac{\hat{U}_S}{\pi} \mid U = \frac{\hat{U}_S}{2} & \text{Halbsinus: } \bar{U} &= \frac{2 \cdot \hat{U}_S}{\pi} \mid U = \frac{\hat{U}_S}{\sqrt{2}} \\ \text{B6U: } \bar{U} &= \frac{3 \cdot \sqrt{3} \cdot \hat{U}_S}{\pi} \mid U = \frac{\hat{U}_S}{\sqrt{2}} & & \end{aligned}$$

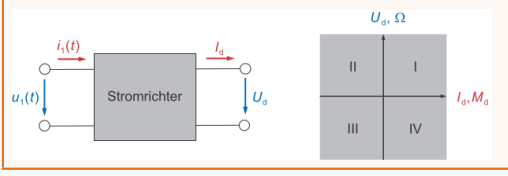
## 3. Leistungsberechnung

### 3.1. Leistungsarten



$S = U_0 R_{MS} \cdot I_0 R_{MS}$   
Für rein sinusförmige Verläufe gilt:  
 $\lambda = \frac{P}{S} = \cos \phi$   
 $S = \sqrt{P^2 + Q^2}$   
 $Q = \sin(\phi)$

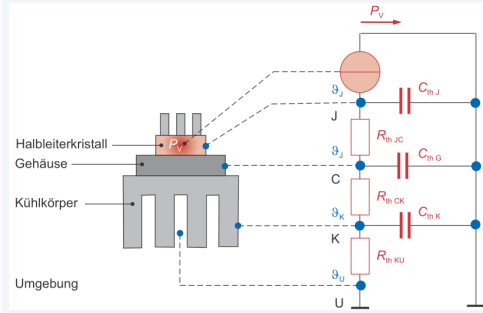
### 3.2. Betriebsquadranten



## 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	$\theta_J$
Gehäuse - case	C	$\theta_C$
Kühlkörper - heatsink	K	$\theta_K$
Kühlmedien - ambient	U / A	$\theta_A$

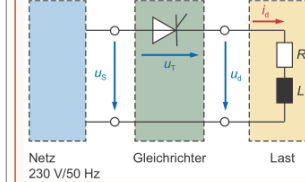
## 5. Mittelpunktschaltungen

### 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  
 $N$ : verkettete Größe

### 5.2. Einphasige Mittelpunktschaltung M1

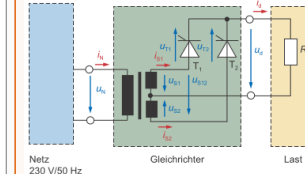
#### 5.2.1. Aufbau und Funktion



#### 5.2.2. Steuergesetz

Rein ohmsche Last:  $U_{dia} = \frac{\hat{U}_S}{2\pi} \cdot (1 + \cos \alpha)$   
 $\frac{U_{dia}}{U_{di0}} = \frac{1 + \cos \alpha}{2}$

### 5.3. Zweiphasige Mittelpunktschaltung M2C



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

#### 5.3.1. Stromglättung

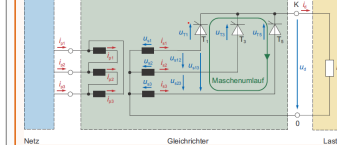
Bei induktiver Last gilt:  $u_d = u_R + u_L = i_d \cdot R + L \cdot \frac{di_d}{dt}$

#### 5.3.2. Steuergesetz

Bei nicht lückendem Betrieb ergibt sich:

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

### 5.4. Dreiphasige Mittelpunktschaltung M3C



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

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

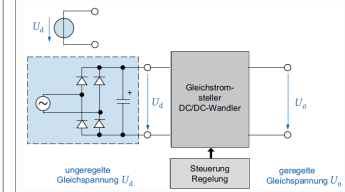
#### 5.4.1. Steuergesetz

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

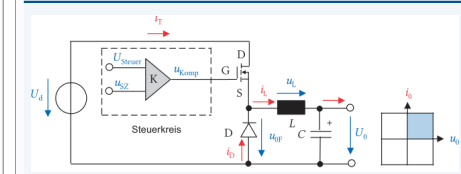
Für lückenden Betrieb ( $\alpha < 30^\circ$ ):  $U_{dia} = U_{di0} \cdot \frac{1 + \cos(30^\circ + \alpha)}{1 + \sqrt{3}/2}$

## 6. Gleichstromsteller im Einquadrantenbetrieb

### Prinzipieller Aufbau Gleichstromsteller

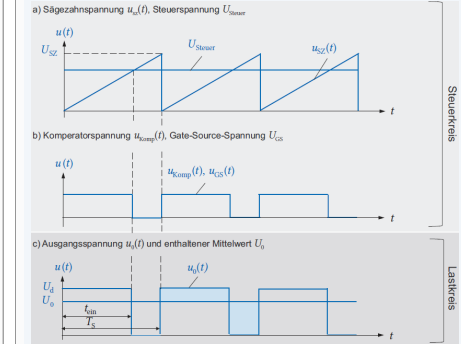


### 6.1. Tiefsetzsteller



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

$$\text{Übersetzungsverhältnis: } \delta = \frac{U_0}{U_d} = \frac{t_{in}}{t_L}$$



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

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:  $U_0 = \frac{t_{Ein}}{T_S} \cdot U_d = D \cdot U_d$

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

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

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

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

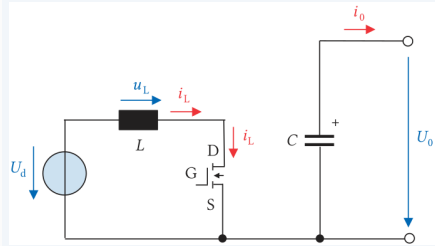
Stromwelligkeit:  $\Delta I_L = \frac{U_L}{L} \cdot t_{ein} = \frac{U_d - U_0}{L} \cdot t_{ein}$

#### 6.1.1. Lückender Betrieb

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

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

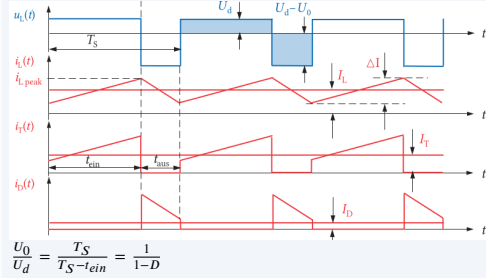
## 6.2. Hochsetzsteller



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

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

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

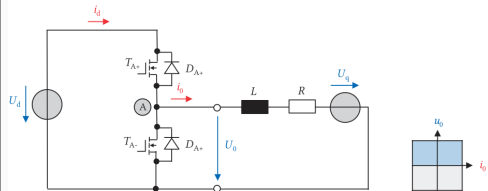


### 6.2.1. Lückender Betrieb

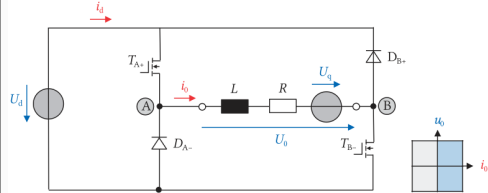
$$I_{Lg} = \frac{1}{2} \cdot i_{L \text{ peak}} = \frac{i_{\text{ein}}}{2L} \cdot U_d = \frac{D}{2L} \cdot T_S \cdot U_d = \frac{T_S}{2L} \cdot D \cdot U_0 \cdot (1 - D)^2$$

## 7. Gleichstromsteller im Zweiquadrantenbetrieb

### 7.1. Zweiquadrantensteller mit Stromumkehr



### 7.2. Zweiquadrantensteller mit Spannungsumkehr



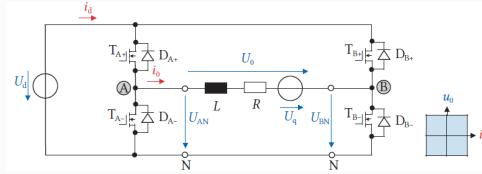
#### 7.2.1. Steuergesetz

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. Pulsweitenmodulation mit zwei Spannungsniveaus

Mittelwerte  $U_{AN}$  und  $U_{BN}$

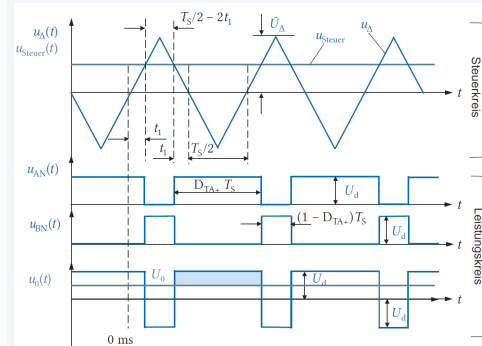
$$U_{AN} = \frac{U_d \cdot t_{\text{ein}} + 0 \cdot t_{\text{aus}}}{T_S} = U_d \cdot \frac{t_{\text{ein}}}{T_S} = U_d \cdot D_{TA+}$$

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

Schaltbedingungen

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

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



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

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

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

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

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

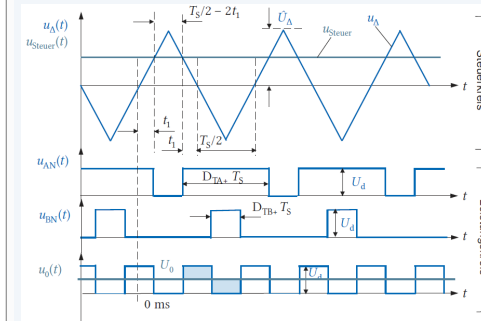
### 8.3. Pulsweitenmodulation mit drei Spannungsniveaus (PWM3)

Schaltbedingungen

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

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

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



## 9. Umrichter

### 9.1. Grundlagen

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

F der Grundschiwing = 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

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