



Universität Bremen
Institut für elektrische Antriebe,
Leistungselektronik und Bauelemente
Prof. Dr.-Ing. B. Orlik

Kufsteiner Straße, NW1
28359 BREMEN
Tel.: 0421-218-4436
Fax: 0421-218-4318

Leistungselektronik und Stromrichtertechnik II

Änderungen vorbehalten

Version 1.5

April 2006

Inhalt

| | | |
|-----------|---|-----------|
| 1 | Ein-Quadranten-Gleichstromsteller (Pulsstromrichter)..... | 3 |
| 2 | Vier-Quadranten-Gleichstromsteller mit geteilter Spannungsquelle | 9 |
| 3 | Vier-Quadranten-Gleichstromsteller | 12 |
| 4 | Fourierreihenentwicklung | 14 |
| 5 | Pulsmustergeneration | 17 |
| 5.1 | Zweipunktregelung für 4 - Quadranten - Steller | 19 |
| 6 | Ein-Quadranten-GSS mit Thyristor und zugehörigem Löschezweig..... | 23 |
| 7 | Vier-Quadranten-GSS mit IGBT's..... | 27 |
| 8 | Gleichstrom-Umrichter | 31 |
| 8.1 | Direkte Gleichstrom-Umrichter | 31 |
| 8.1.1 | Tiefsetzsteller..... | 31 |
| 8.1.2 | Hochsetzsteller..... | 34 |
| 8.2 | Indirekte Gleichstrom-Umrichter | 35 |
| 8.2.1 | Eintakt-Sperrwandler | 35 |
| 9 | Pulswechselrichter in Drehstrombrückenschaltung | 36 |
| 9.1 | Vollblocksteuerung..... | 37 |
| 9.2 | Sinus-Dreieck-Modulation..... | 41 |
| 9.3 | Vektormodulation (Raumzeigermodulation)..... | 42 |
| 9.4 | Vergleich der Aussteuerbereiche..... | 45 |
| 10 | Einpulsstromrichter | 46 |
| 10.1 | Einpulsstromrichter mit Gegenspannung | 51 |
| 11 | Zweipulsige Mittelpunktschaltung | 52 |
| 12 | Netzgeführter Stromrichter in dreipulsiger Mittelpunktschaltung | 55 |
| 13 | Dreipulsige Mittelpunktschaltung (gesteuerter Stromrichterbetrieb) | 57 |
| 13.1 | Dreipulsige Mittelpunktschaltung im Lückbetrieb | 61 |
| 13.2 | Dreipulsige Mittelpunktschaltung mit Gegenspannung U_B | 62 |
| 14 | Kommutierung | 64 |
| 15 | Brückenschaltungen | 71 |
| 15.1 | Zweipulsige Brückenschaltung: „Grätz“-Brücke..... | 71 |
| 15.2 | Sechspulsige Brückenschaltung..... | 71 |
| 15.3 | Brückengleichrichter | 74 |
| 16 | Literatur | 75 |
| 17 | Autoren | 75 |

1 Ein-Quadranten-Gleichstromsteller (Pulsstromrichter)

Als Beispiel eines Ein-Quadranten-Gleichstromstellers ist hier ein Tiefsetzsteller [siehe auch Direkte Gleichstrom-Umrichter, Tiefsetzsteller] abgebildet. Die Bezeichnung Tiefsetzsteller leitet sich davon ab, daß der arithmetische Mittelwert der Spannung der Ausgangsseite kleiner ist als der der Eingangsseite. Die Abbildung 1-1 zeigt die Schaltung mit einem idealen Schalter und einer idealen Diode als Freilaufdiode als Ersatz für die Ventile.

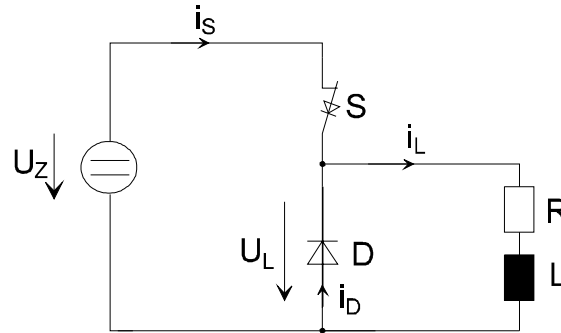


Abbildung 1-1: Ein-Quadranten-Gleichstromsteller

U_L : Lastspannung

S geschlossen: $u_L = U_Z$: t_{ein}

S geöffnet: $u_L = 0$: t_{aus}

Ziel: $0 \leq \bar{u}_L \leq U_Z$

$$\bar{u}_L = \frac{U_Z \cdot t_{\text{ein}} + 0 \cdot t_{\text{aus}}}{t_{\text{ein}} + t_{\text{aus}}} = U_Z \frac{t_{\text{ein}}}{\underbrace{t_{\text{ein}} + t_{\text{aus}}}_{T_0 = \frac{1}{f_0}}}$$

(T_0 = Periodendauer)

Anmerkung:

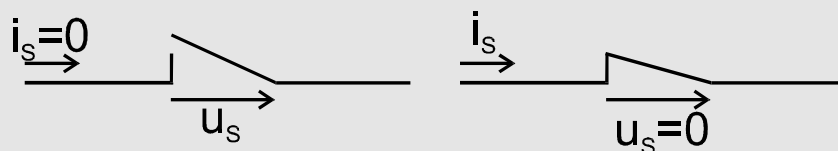


Abbildung 1-2: Strom und Spannung am Schalter

$$P_{VS} = i_s \cdot u_s$$

P_{VS} : Verlustleistung am Schalter; am realen Schalter ist $P_{VS} > 0$

Aber: die Verluste P_{VS} müssen so gering wie möglich sein.

Anmerkung Ende

Schaltverhalten:

Durch die sehr starke Spannungsänderung im Einschaltzeitpunkt führen parasitäre Kapazitäten zu einem hohen Strom. Daher kommt es beim Einschalten zu einer Stromüberhöhung.

Wenn der Schalter geöffnet wird, ohne daß eine Freilaufdiode vorhanden ist, entsteht ein Lichtbogen am Schalter, der diesen zerstören kann. Daher wird eine Freilaufdiode eingesetzt.

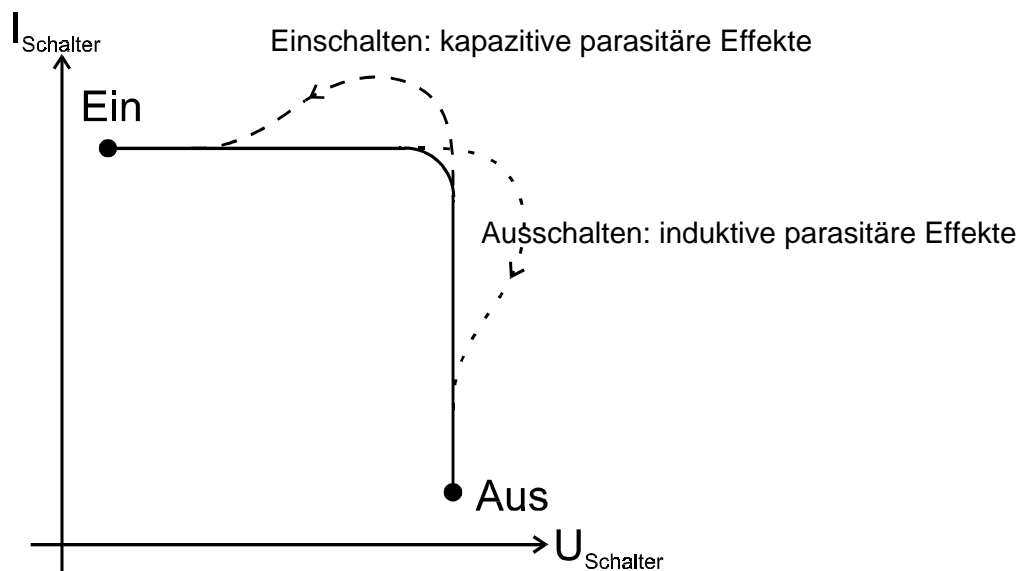


Abbildung 1-3: Parasitäre Effekte am Schalter

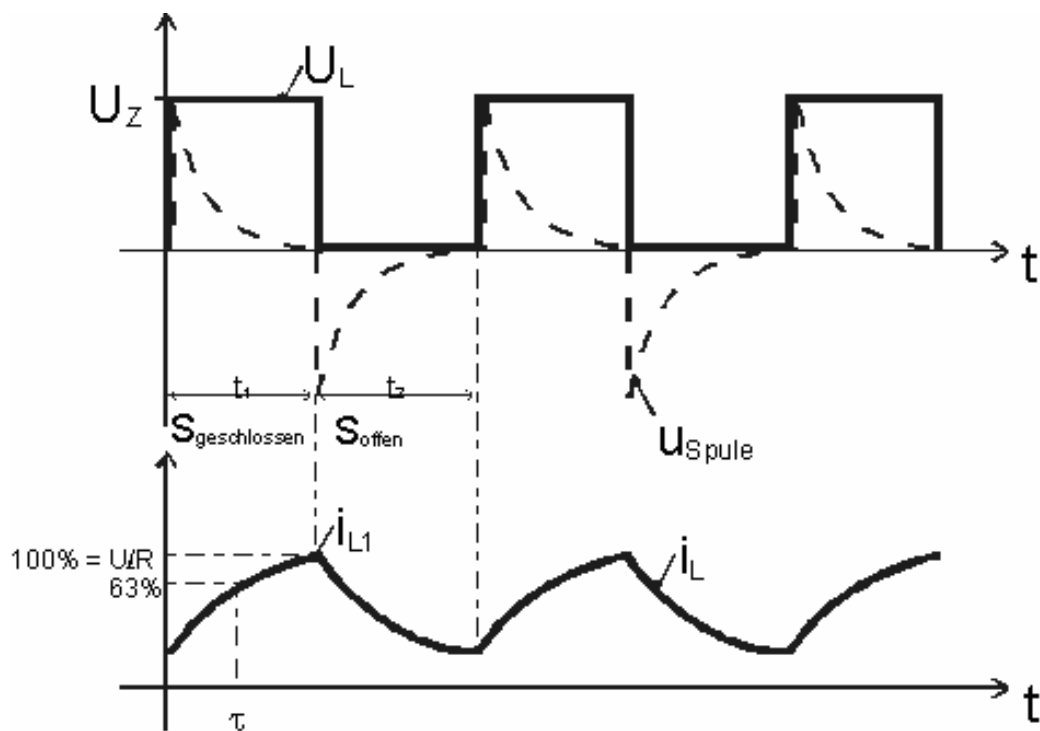


Abbildung 1-4: Strom- und Spannungsverläufe im quasistationären Betrieb

Die dargestellten Kurvenverläufe gelten nur im eingeschwungenem Zustand (quasistationärer Fall). Nach dem Öffnen des Schalters wirkt die Spule als Energiespeicher. Der Strom kann nur über die Freilaufdiode fließen. Die Gegenspannung an der Spule bleibt solange konstant, bis die Magnetisierung der Spule nicht mehr ausreicht, um den notwendigen Strom zu liefern: $i_L = i_D$.

Berechnung von i_L :

S geschlossen:

$$u_R + u_{Spule} = u_L$$

$$i_L \cdot R + L \frac{di}{dt} = u_L = U_Z \quad (I)$$

$$i_L \cdot R + \frac{L}{R} \frac{di}{dt} = \frac{u_L}{R};$$

$$\text{Zeitkonstante } \tau = \frac{L}{R}; \quad \text{maximal möglicher Strom } i_{Lstat} = \frac{u_L}{R}$$

Lösung der homogenen DGL: (ohne Anregung)

$$i_L \cdot R + L \frac{di_L}{dt} = 0 \quad \Rightarrow \quad i_L \cdot R = -L \frac{di_L}{dt}$$

$$\int -\frac{R}{L} dt = \int \frac{di_L}{i_L}$$

$$\ln c_1 - \frac{R}{L} t = \ln i_L$$

$$i_L = c_1 \cdot e^{-\frac{R}{L} t}$$

$$i_{L, \text{homogen}} = c_1 \cdot e^{-\frac{t}{\tau}} \quad \text{mit } \tau = \frac{L}{R}$$

spezielle Lösung mittels Variation der Konstanten:

$$c_1 = k(t)$$

$$i_L = k(t) \cdot e^{-\frac{t}{\tau}}$$

$$\frac{di_L}{dt} = k(t) \cdot \left(-\frac{1}{\tau}\right) \cdot e^{-\frac{t}{\tau}} + \dot{k} \cdot e^{-\frac{t}{\tau}}$$

einsetzen in I:

$$R \cdot k \cdot e^{-\frac{t}{\tau}} + L \cdot \left(\dot{k} \cdot e^{-\frac{t}{\tau}} - k \cdot \frac{1}{\tau} \cdot e^{-\frac{t}{\tau}} \right) = U_Z$$

$$\dot{k} \cdot L \cdot e^{-\frac{t}{\tau}} + k \cdot \underbrace{\left(R \cdot e^{-\frac{t}{\tau}} - \frac{L}{\tau} \cdot e^{-\frac{t}{\tau}} \right)}_{=0} = U_Z$$

$$\dot{k} = \frac{U_Z}{L} e^{\frac{t}{\tau}}$$

$$k = \frac{U_Z}{L} \tau \cdot e^{\frac{t}{\tau}} = \frac{U_Z}{R} e^{\frac{t}{\tau}}$$

$$\Rightarrow i_{L,\text{speziell}} = \frac{U_Z}{R} e^{\frac{t}{\tau}} \cdot e^{-\frac{t}{\tau}} = \frac{U_Z}{R}$$

allgemeine Lösung:

$$i_L = i_{L,\text{homogen}} + i_{L,\text{speziell}} = c_1 \cdot e^{-\frac{t}{\tau}} + \frac{U_Z}{R}$$

Anfangswerte einsetzen:

$$i_0 = i_L(t=0) = 0 = c_1 \cdot e^{-\frac{0}{\tau}} + \frac{U_Z}{R} = c_1 + \frac{U_Z}{R}$$

$$\Rightarrow c_1 = -\frac{U_Z}{R}$$

Lösung (für $0 \leq t \leq t_1$, S geschlossen):

$$\Rightarrow i_L = \frac{U_Z}{R} - \frac{U_Z}{R} e^{-\frac{t}{\tau}} = \frac{U_Z}{R} \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}} \right)$$

$$\text{für } i_{L0} \neq 0 \quad \underline{\underline{i_L(t) = \left(\frac{U_Z}{R} - i_{L0}\right)\left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}\right) + i_{L0}}}$$

S offen:

$$U_L + U_{\text{Spule}} = 0$$

$$i_L \cdot R + L \frac{di_L}{dt} = 0$$

$$i_L \cdot R = -L \frac{di_L}{dt}$$

$$-\int \frac{R}{L} dt = \int \frac{di_L}{i_L}$$

$$-\frac{R}{L}t + \ln c_1 = \ln i_L$$

$$i_L = c_1 e^{-\frac{t}{\tau}}$$

Bestimmung von c_1 :

$$i_0 = i_L(t=0) = \frac{U_Z}{R} = c_1 e^{-\frac{0}{\tau}}$$

$$c_1 = \frac{U_Z}{R} \text{ bzw. wenn der Endwert } \frac{U_Z}{R} \text{ noch nicht erreicht wurde:}$$

$$\underline{\underline{c_1 = i_L(t_1) = i_{L1}}}$$

Lösung (S offen):

$$\text{allgemein: } \underline{\underline{i_L = \frac{U_Z}{R} e^{-\frac{t}{\tau}}}} \text{ bzw. für } t_1 \leq t \leq t_1 + t_2: \underline{\underline{i_L(t) = i_{L1} e^{-\frac{t-t_1}{\tau}}}}$$

Zeitlicher Mittelwert des Stromes \bar{i}_L :

$$i_L(t = t_1) = i_{L1} = \left(\frac{U_Z}{R} - i_{L0} \right) \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}} \right) + i_{L0}$$

$$i_L(t = t_1 + t_2) = i_{L0} = i_{L1} e^{-\frac{t_2}{\tau}}$$

$$i_{L1} = i_{L0} e^{\frac{t_2}{\tau}}$$

$$i_{L0} e^{\frac{t_2}{\tau}} = \left(\frac{U_Z}{R} - i_{L0} \right) \left(1 - e^{-\frac{t_1}{\tau}} \right) + i_{L0}$$

$$= \frac{U_Z}{R} \left(1 - e^{-\frac{t_1}{\tau}} \right) + i_{L0} e^{-\frac{t_1}{\tau}}$$

$$i_{L0} e^{\frac{t_2}{\tau}} - e^{-\frac{t_1}{\tau}} = \frac{U_Z}{R} \left(1 - e^{-\frac{t_1}{\tau}} \right)$$

$$\bar{i}_L = \frac{1}{T_0} \left[\int_0^{t_1} \left(\frac{U_Z}{R} \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}} \right) + i_{L0} e^{-\frac{t}{\tau}} \right) dt + \int_{t_1}^{t_1+t_2} i_{L1} e^{-\frac{t-t_1}{\tau}} dt \right]; \quad T_0 = t_1 + t_2$$

$$= \frac{1}{T_0} \left[\frac{U_Z}{R} t_1 + \tau \frac{U_Z}{R} \left(e^{-\frac{t_1}{\tau}} - 1 \right) - \tau i_{L0} \left(e^{-\frac{t_1}{\tau}} - 1 \right) - \tau i_{L1} \left(e^{-\frac{t_2}{\tau}} - 1 \right) \right]$$

$$= \frac{1}{T_0} \left[\frac{U_Z}{R} t_1 + \tau \frac{U_Z}{R} \left(e^{-\frac{t_1}{\tau}} - 1 \right) - \tau i_{L0} \left(e^{-\frac{t_1}{\tau}} - 1 \right) + \tau i_{L0} \left(e^{\frac{t_2}{\tau}} - 1 \right) \right]$$

$$= \frac{1}{T_0} \left[\frac{U_Z}{R} t_1 + \tau \frac{U_Z}{R} \left(e^{-\frac{t_1}{\tau}} - 1 \right) + \tau i_{L0} \left(e^{\frac{t_2}{\tau}} - e^{-\frac{t_1}{\tau}} \right) \right]$$

$$\bar{i}_L = \frac{1}{T_0} \frac{U_Z}{R} t_1 = \frac{t_1}{t_1 + t_2} \frac{U_Z}{R} = \frac{\bar{u}_L}{R}$$

2 Vier-Quadranten-Gleichstromsteller mit geteilter Spannungsquelle

Die folgende Abbildung zeigt das elektrische Ersatzschaltbild des Vier-Quadranten-Gleichstromstellers.

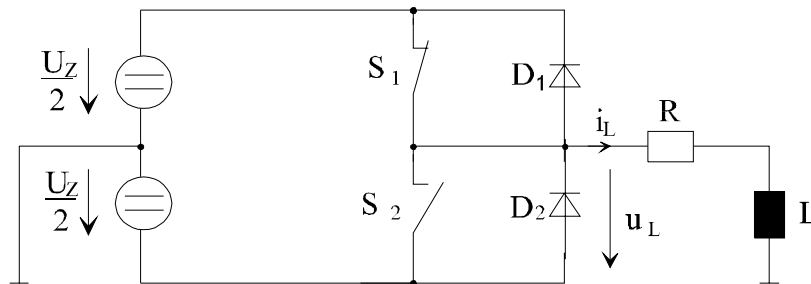


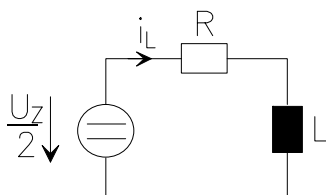
Abbildung 2-1: Vier-Quadranten-Gleichstromsteller

Grundsätzlich werden zwei Fälle unterschieden:

Fall 1: S_1 zu, S_2 auf $\Rightarrow u_L = \frac{U_Z}{2}$

Fall 2: S_1 auf, S_2 zu $\Rightarrow u_L = -\frac{U_Z}{2}$

Fall 1: S_1 zu, S_2 auf



Fall 2: S_1 auf, S_2 zu

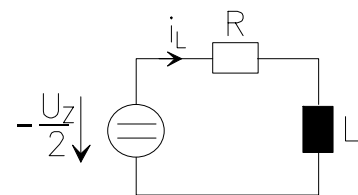


Abbildung 2-2

$$U_R + U_{Spule} = \frac{U_Z}{2} = u_L$$

$$U_R + U_{Spule} = -\frac{U_Z}{2} = u_L$$

$$i_L R + L \frac{di_L}{dt} = \frac{U_Z}{2}$$

$$i_L + \frac{L}{R} \frac{di_L}{dt} = \frac{U_Z}{2R}$$

$$i_L = C_1 e^{-\frac{t}{\tau}} + \frac{U_Z}{2R} =$$

$$\left(\frac{U_Z}{2R} - i_{L0} \right) \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}} \right) + i_{L0}$$

Anfangswert (AW): $i_{L0} = 0$

$$\Rightarrow i_L = \frac{U_Z}{2R} \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}} \right)$$

$$\text{neuer AW: } i_{L0} = -\frac{U_Z}{2R}$$

$$\Rightarrow i_L = \frac{U_Z}{R} \left(\frac{1}{2} - e^{-\frac{t}{\tau}} \right)$$

Abbildung 2.3 zeigt die Strom- und Spannungsverläufe.

t_1 : Zeit in der S_1 geschlossen ist

t_2 : Zeit in der S_2 geschlossen ist

Allgemein gilt für den Mittelwert der Spannung \bar{u}_L :

$$-\frac{U_Z}{2} < \bar{u}_L \leq \frac{U_Z}{2}$$

$$\bar{u}_L = \frac{U_Z}{2} \frac{(t_1 - t_2)}{t_1 + t_2} = \frac{U_Z}{2} \left(2 \frac{t_1}{T_0} - 1 \right)$$

mit $T_0 = t_1 + t_2$

$$i_L R + L \frac{di_L}{dt} = -\frac{U_Z}{2}$$

$$i_L + \frac{L}{R} \frac{di_L}{dt} = -\frac{U_Z}{2R}$$

$$i_L = C_1 e^{-\frac{t}{\tau}} - \frac{U_Z}{2R} =$$

$$\left(-\frac{U_Z}{2R} - i_{L0} \right) \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}} \right) + i_{L0}$$

Differentialgleichungen

allgemeine Lösung

für $t \rightarrow \infty$

für $t \rightarrow \infty$

für $t \rightarrow \infty$

$$\text{neuer AW: } i_{L0} = \frac{U_Z}{2R}$$

$$\Rightarrow i_L = -\frac{U_Z}{R} \left(\frac{1}{2} - e^{-\frac{t}{\tau}} \right)$$

$$\text{neuer AW: } i_{L0} = \frac{U_Z}{2R}$$

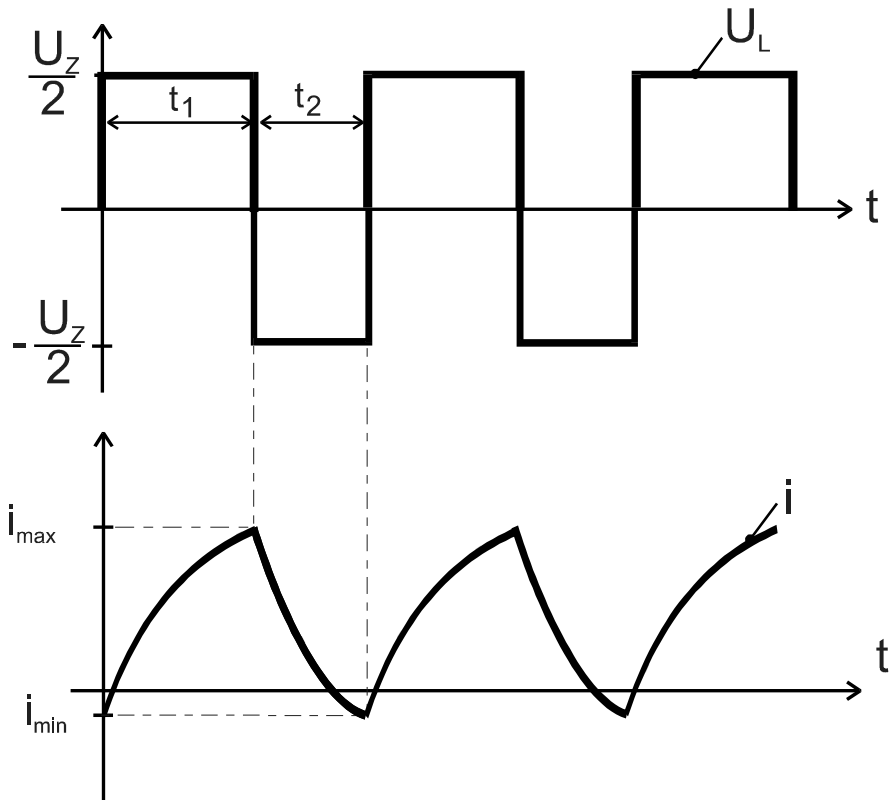


Abbildung 2-3: Strom- und Spannungsverläufe im quasistationären Betrieb

Der Nachteil des Vier-Quadranten-Gleichstromstellers ist, daß zwei Spannungsquellen vorhanden sein müssen, von denen jeweils nur eine genutzt wird.

3 Vier-Quadranten-Gleichstromsteller

Abbildung 3.1 zeigt das Ersatzschaltbild des Vier-Quadranten-Gleichstromstellers.

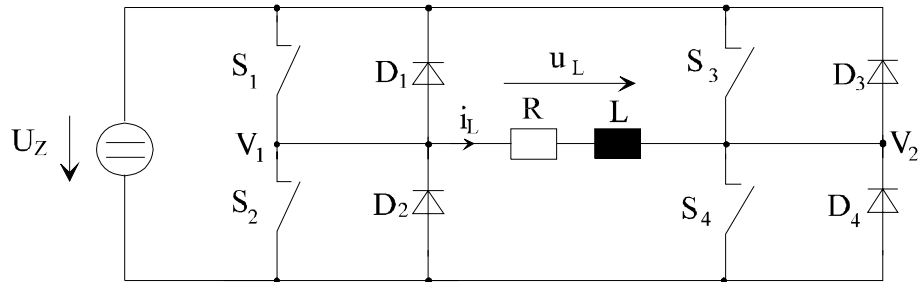


Abbildung 3-1: Vier-Quadranten-Steller

Die vier Schalter werden immer kreuzweise geschaltet, d.h. es gilt:

$$\text{Fall 1: } S_1 \text{ und } S_4 \text{ zu, } S_2 \text{ und } S_3 \text{ auf} \quad V_1 = U_Z \text{ und } V_2 = 0 \Rightarrow u_L = V_1 - V_2 = U_Z$$

$$\text{Fall 2: } S_2 \text{ und } S_3 \text{ zu, } S_1 \text{ und } S_4 \text{ auf} \quad V_1 = 0 \text{ und } V_2 = U_Z \Rightarrow u_L = V_1 - V_2 = -U_Z$$

$$\text{Fall 1} \\ U_R + U_{\text{Spule}} = u_L$$

$$\text{DGL der Last} \quad U_R + U_{\text{Spule}} = u_L \quad \text{Fall 2}$$

$$i_L R + L \frac{di_L}{dt} = u_L = U_Z$$

$$i_L R + L \frac{di_L}{dt} = u_L = -U_Z$$

$$i_L + \frac{L}{R} \frac{di_L}{dt} = \frac{U_Z}{R}$$

$$i_L + \frac{L}{R} \frac{di_L}{dt} = -\frac{U_Z}{R}$$

$$i_L = \left(\frac{U_Z}{R} - i_{L0} \right) \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}} \right) + i_{L0}$$

$$\text{Lösung} \quad i_L = \left(-\frac{U_Z}{R} - i_{L0} \right) \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}} \right) + i_{L0}$$

Anfangswert (AW): $i_{L0} = 0$

$$\Rightarrow i_L = \frac{U_Z}{R} \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}} \right) \quad \xrightarrow{\text{für } t \rightarrow \infty} \quad \text{neuer AW: } i_{L0} = \frac{U_Z}{R}$$

$$\text{neuer AW: } i_{L0} = -\frac{U_Z}{R} \quad \xrightarrow{\text{für } t \rightarrow \infty} \quad \Rightarrow i_L = -\frac{2U_Z}{R} \left(\frac{1}{2} - e^{-\frac{t}{\tau}} \right)$$

$$\Rightarrow i_L = \frac{2U_Z}{R} \left(\frac{1}{2} - e^{-\frac{t}{\tau}} \right) \quad \xrightarrow{\text{für } t \rightarrow \infty} \quad \text{neuer AW: } i_{L0} = \frac{U_Z}{R}$$

Für den Mittelwert der Lastspannung gilt:

$$-U_Z \leq \bar{u}_L \leq U_Z$$

$$\bar{U}_L = U_Z \frac{t_1 - t_2}{t_1 + t_2} = U_Z \left(2 \frac{t_1}{T_0} - 1 \right)$$

Abbildung 3.2 zeigt die sich ergebenden Strom- und Spannungsverläufe:

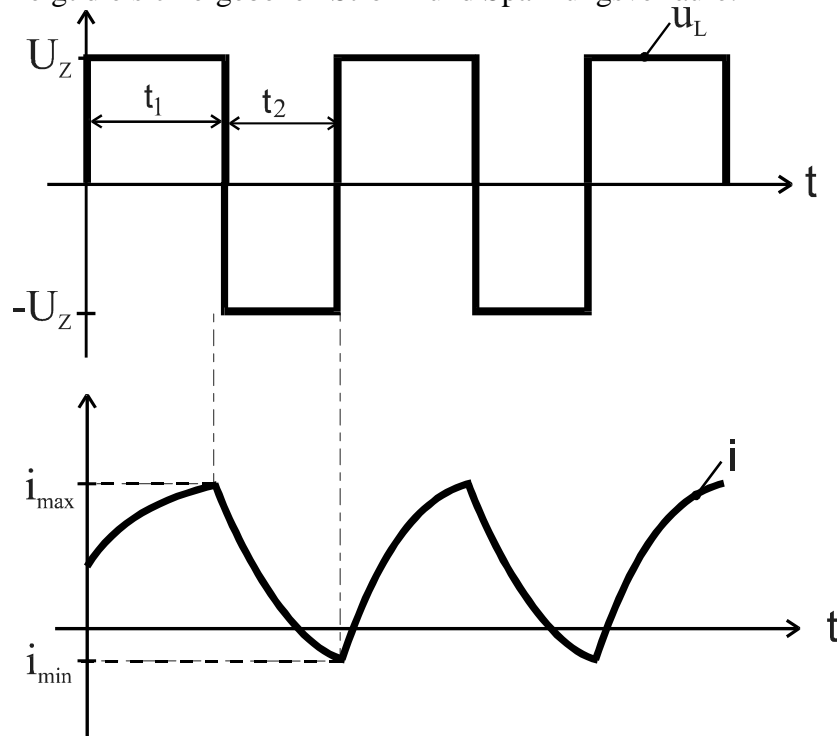


Abbildung 3-2: Strom- und Spannungsverläufe

4 Fourierreihenentwicklung

$$\Phi(t) = A_0 + \sum_{k=1}^{\infty} c_k \cos kvt + \sum_{k=1}^{\infty} c_k \sin kvt \quad v = \frac{2\pi}{T}$$

$$A_0 = \frac{1}{T} \int_0^T \Phi(t) dt \quad \text{zeitlicher Mittelwert}$$

$$c_k = \frac{2}{T} \int_0^T \Phi(t) \cos kvt dt$$

$$s_k = \frac{2}{T} \int_0^T \Phi(t) \sin kvt dt$$

Kreisfrequenz der k-ten
Teilschwingung

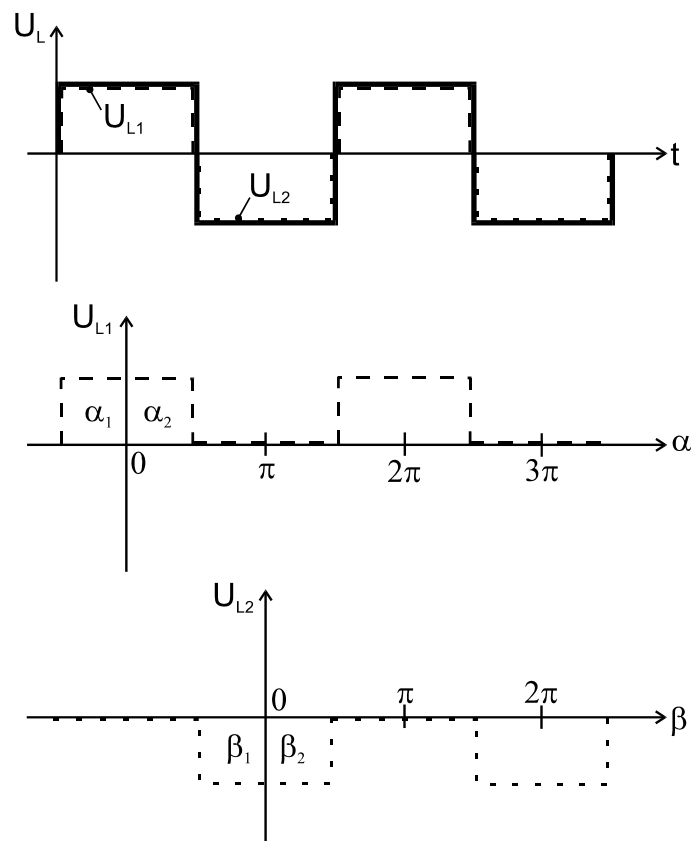


Abbildung 4-1: Fourier-Zerlegung

Durch die Zerlegung der Kurve von U_L in U_{L1} und U_{L2} entstehen gerade Funktionen ohne Sin-Funktionsanteil.

$$U_{L1}(\alpha) = \frac{2U_Z}{\pi} \left[\frac{\alpha_1}{2} + \frac{\sin \alpha_1}{1} \cos \alpha + \frac{\sin 2\alpha_1}{2} \cos 2\alpha + \frac{\sin 3\alpha_1}{3} \cos 3\alpha + \dots \right]$$

$$U_{L2}(\beta) = -\frac{2U_Z}{\pi} \left[\frac{\beta_1}{2} + \frac{\sin \beta_1}{1} \cos \beta + \frac{\sin 2\beta_1}{2} \cos 2\beta + \frac{\sin 3\beta_1}{3} \cos 3\beta + \dots \right]$$

$$\left. \begin{array}{l} \alpha = \beta + \pi \\ \alpha_1 + \beta_1 = \pi \end{array} \right\} \text{oben einsetzen:}$$

$$U_{L2}(\alpha) = -\frac{2U_Z}{\pi} \left[\frac{\pi - \alpha_1}{2} + \frac{\sin(\pi - \alpha_1)}{1} \cos(\alpha - \pi) + \frac{\sin 2(\pi - \alpha_1)}{2} \cos 2(\alpha - \pi) + \frac{\sin 3(\pi - \alpha_1)}{3} \cos 3(\alpha - \pi) + \dots \right]$$

$$U_{L2}(\alpha) = -\frac{2U_Z}{\pi} \left[\frac{\pi - \alpha_1}{2} + \frac{\sin \alpha_1}{1} (-\cos \alpha) + \frac{-\sin 2\alpha_1}{2} \cos 2\alpha + \frac{\sin 3\alpha_1}{3} (-\cos 3\alpha) + \dots \right]$$

$$U_L(\alpha) = U_{L1}(\alpha) + U_{L2}(\alpha)$$

$$U_L(\alpha) = \frac{2U_Z}{\pi} \left[\frac{2\alpha_1 - \pi}{2} + \frac{2 \sin \alpha_1}{1} \cos \alpha + \frac{2 \sin 2\alpha_1}{2} \cos 2\alpha + \frac{2 \sin 3\alpha_1}{3} \cos 3\alpha + \dots \right]$$

$$\alpha = 2\pi \frac{t}{T_0} \quad \text{und} \quad t_1 = 2\alpha_1 \Rightarrow \alpha_1 = \pi \frac{t_1}{T_0} \quad \text{einsetzen:}$$

$$U_L(t) = \underbrace{\frac{2U_Z}{\pi} \cdot \frac{2\pi \frac{t_1}{T_0} - \pi}{2}}_{\hat{u}_{L0}} + \frac{4U_Z}{\pi} \left[\sin\left(\pi \frac{t_1}{T_0}\right) \cos\left(2\pi \frac{t}{T_0}\right) + \frac{\sin\left(2\pi \frac{t}{T_0}\right)}{2} \cos\left(2 \cdot 2\pi \frac{t}{T_0}\right) + \right. \\ \left. + \frac{\sin\left(3\pi \frac{t}{T_0}\right)}{3} \cos\left(3 \cdot 2\pi \frac{t}{T_0}\right) + \dots \right]$$

$$\underline{\underline{\hat{U}_{Lv} = \frac{4u_z}{\pi} \cdot \frac{\sin\left(v\pi \frac{t_1}{T_0}\right)}{v}}}$$

\sim : Komplexe Effektivwerte

Sonderfall: $t_1 = \frac{T_0}{2} \Rightarrow v = 1,3,5,7,\dots$ da $\sin\left(v\frac{\pi}{2}\right) = 0$ ist für $v = 2,4,6,\dots$

allgemein:

$$\text{Gleichanteil: } \hat{U}_{L0} = U_Z \left(\frac{2t_1}{T_0} - 1 \right)$$

$$v \in \mathbb{N}$$

Oberschwingungsfrequenzen sind Vielfache der Schaltfrequenz f_0 : $f_v = v \cdot \frac{1}{T_0} = v \cdot f_0$

R–L–Last:

$$\tilde{Z}_L = R + j\omega L \Rightarrow |\tilde{Z}_L| = \sqrt{R^2 + (\omega L)^2}$$

$$\underline{\underline{\hat{i}_{Lv} = \frac{\hat{u}_{Lv}}{\sqrt{R^2 + (2\pi v f_0 L)^2}}}}$$

Oberschwingungsarmer Strom wird durch hohe Schaltfrequenzen f_0 erreicht. $\left(R \ll \frac{2\pi}{T_0} L \right)$

$$\hat{i}_{Lv} \approx \frac{\hat{u}_{Lv}}{2\pi v f_0 L} \quad \text{für großes } f_0 \text{ und mit } i_{L0} = \frac{\hat{U}_{L0}}{R} = \bar{i}_L \text{ (Gleichanteil des Stromes)}$$

5 Pulsmustergeneration

Abbildung 5.1 zeigt das Blockschaltbild zur Ansteuerung eines Vier-Quadranten-Stellers.

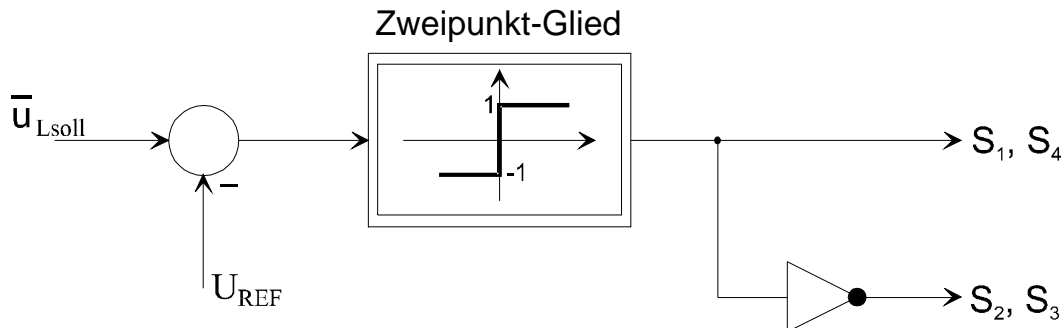


Abbildung 5-1: Blockschaltbild zur Ansteuerung

Die einfachste Realisierungsmöglichkeit eines nichtlinearen Zwei-Punkt-Glieds zeigt die Darstellung eines Komparators in der folgenden Abbildung.

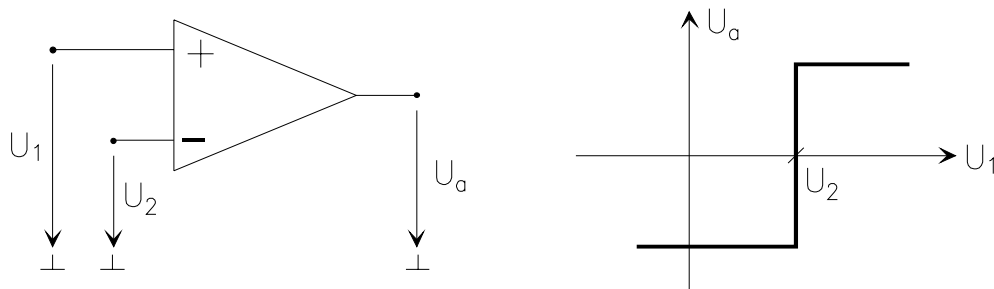


Abbildung 5-2: Komparator mit Offset

Für ein ideales Zwei-Punkt-Glied gilt $U_2 = 0$.

Die nächsten beiden Abbildungen 5.3 und 5.4 zeigen die Pulsmustergeneration durch zwei unterschiedliche Referenzspannungen. Bei einer dreieckförmigen Referenzspannung sind im Gegensatz zur Sägezahnspannung zwei Abtastinformationen für eine Periode vorhanden.

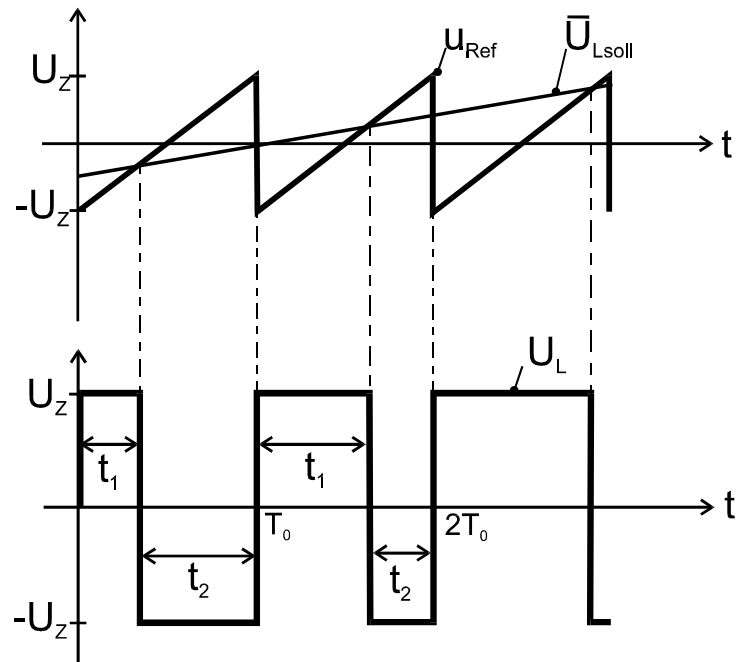


Abbildung 5-3: Pulsmustergeneration bei sägezahnförmiger Referenzspannung

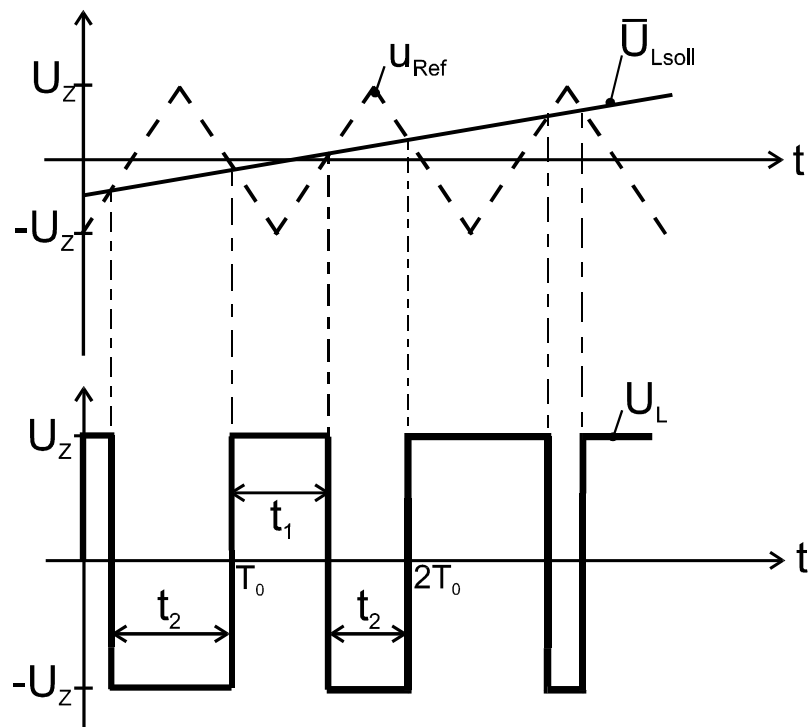


Abbildung 5-4: Pulsmustergeneration bei dreieckförmiger Referenzspannung

Für eine Periode T_0 gilt:

$$t_1 + t_2 = T_0 = \text{konst.}$$

Weiterhin soll sich die Frequenz ergeben zu:

$$f(\bar{U}_{L\text{soll}}) \ll f_0 = \frac{1}{T_0}$$

$$\frac{f_0}{f(\bar{U}_{L\text{soll}})} \approx 10 \dots 20$$

5.1 Zweipunktregelung für 4 - Quadranten - Steller

Bei der Zweipunktregelung wird ein Pulsmuster durch den Soll- und Istwertvergleich erzeugt. Diese Regelung ist nur dann zulässig, wenn sich ein Energiespeicher im Lastkreis befindet. So wird bei induktiven Verbrauchern (z.B. Motoren) der Laststrom als Regelgröße der Zweipunktregelung verwendet.

Das nun folgende Beispiel zeigt die Zweipunktregelung eines Stromes. Der Sollwert $i_{L\text{soll}}$ wird als sinusförmig vorgegeben.

$$i_{L\text{soll}} = \sin(\omega t)$$

Abbildung 5.5 zeigt das Blockschaltbild der Zweipunktregelung:

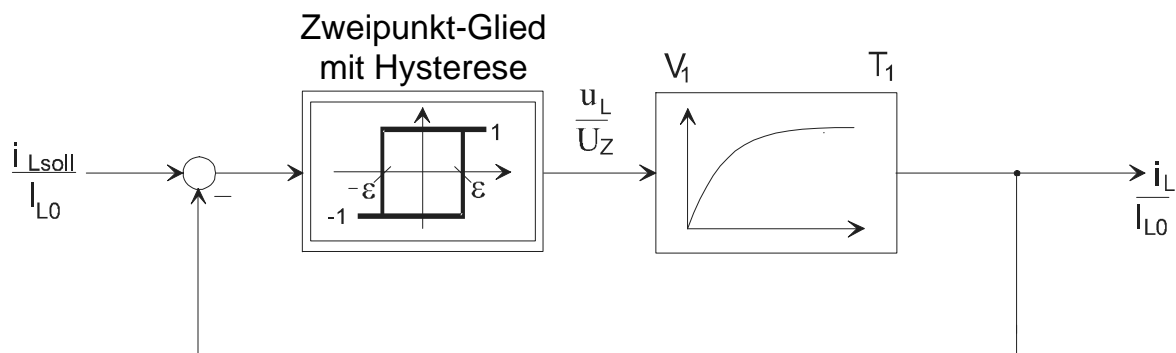


Abbildung 5-5: PT₁-Glieder mit Zweipunktregler

Die nächste Abbildung zeigt die Stromverläufe, sowie das aus der Regelung resultierende Pulsmuster.

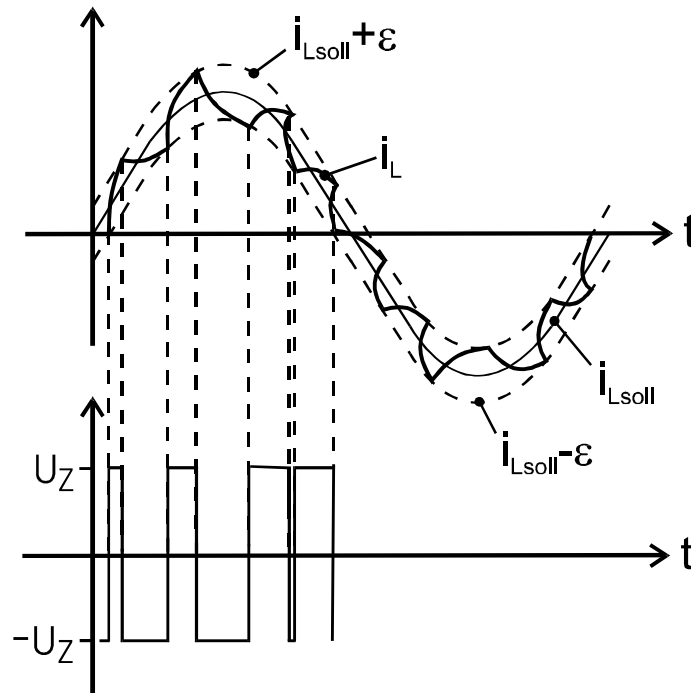


Abbildung 5-6: Stromverläufe und Pulsmuster

DGL der R-L-Last ($u_L = \pm U_Z$):

$$L \frac{di_L}{dt} + Ri_L = u_L$$

$$\frac{L}{R} \frac{di_L}{dt} + i_L = \frac{u_L}{R}$$

↓ Normierung auf U_Z, I_{L0}

$$\underbrace{\frac{L}{R}}_{T_1} \frac{d\left(\frac{i_{Lsoll}}{I_{L0}}\right)}{dt} + \frac{i_{Lsoll}}{I_{L0}} = \underbrace{\frac{U_Z}{RI_{L0}}}_{V_1} \frac{u_L}{U_Z} = \pm V_1$$

Die Schaltzeiten ergeben sich zu:

$$\frac{t_1}{T_1} = \ln \frac{V_1 - \frac{i_{Lsoll}}{I_{L0}} + \varepsilon}{V_1 - \frac{i_{Lsoll}}{I_{L0}} - \varepsilon}$$

$$\frac{t_2}{T_1} = \ln \frac{V_1 + \frac{i_{Lsoll}}{I_{L0}} + \varepsilon}{V_1 - \frac{i_{Lsoll}}{I_{L0}} - \varepsilon}$$

Der Mittelwert der Lastspannung ergibt sich zu:

$$\bar{u}_L = \frac{t_1 - t_2}{t_1 + t_2} U_Z$$

$$\frac{\bar{u}_L}{U_Z} = \frac{t_1 - t_2}{t_1 + t_2} = \frac{\ln \frac{\left(V_1 - \frac{i_{L\text{soll}}}{I_{L0}} + \varepsilon \right) \left(V_1 + \frac{i_{L\text{soll}}}{I_{L0}} - \varepsilon \right)}{\left(V_1 - \frac{i_{L\text{soll}}}{I_{L0}} - \varepsilon \right) \left(V_1 + \frac{i_{L\text{soll}}}{I_{L0}} + \varepsilon \right)}}{\ln \frac{\left(V_1 - \frac{i_{L\text{soll}}}{I_{L0}} + \varepsilon \right) \left(V_1 + \frac{i_{L\text{soll}}}{I_{L0}} + \varepsilon \right)}{\left(V_1 - \frac{i_{L\text{soll}}}{I_{L0}} - \varepsilon \right) \left(V_1 + \frac{i_{L\text{soll}}}{I_{L0}} - \varepsilon \right)}}$$

Die folgende Abbildung verdeutlicht das Übertragungsverhalten der Zweipunktregelung.

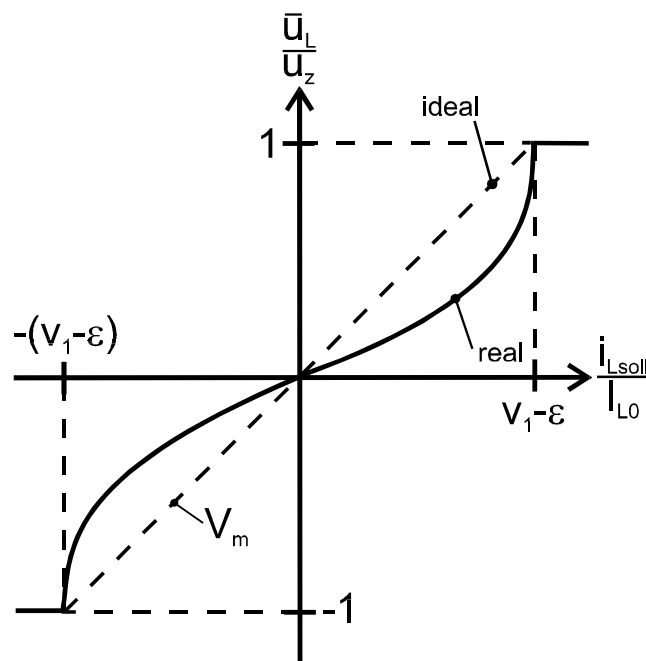


Abbildung 5-7: Übertragungsverhalten

Die mittlere Verstärkung V_m berechnet sich zu:

$$V_m = \frac{1}{V_1 - \varepsilon} \approx \frac{1}{V_1}$$

Die Frequenz ergibt sich zu:

$$f = \frac{1}{t_1 + t_2} = \frac{1}{T_1} \frac{1}{\ln \frac{\left(V_1 - \frac{i_{L\text{soll}}}{I_{L0}} + \varepsilon \right) \left(V_1 + \frac{i_{L\text{soll}}}{I_{L0}} + \varepsilon \right)}{\left(V_1 - \frac{i_{L\text{soll}}}{I_{L0}} - \varepsilon \right) \left(V_1 + \frac{i_{L\text{soll}}}{I_{L0}} - \varepsilon \right)}$$

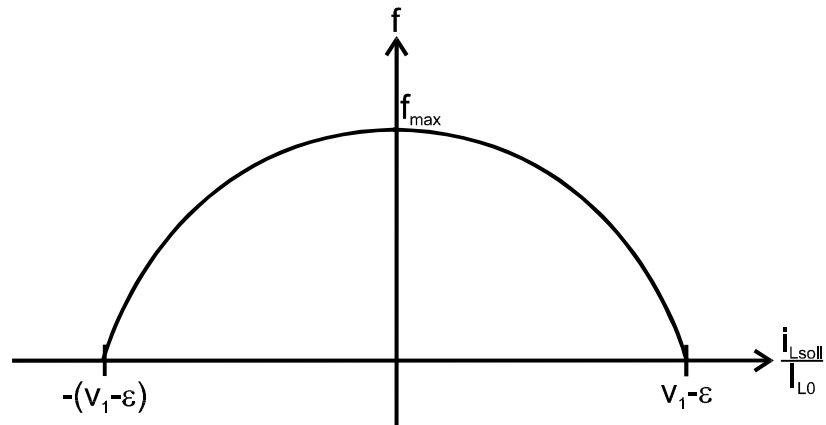


Abbildung 5-8: Frequenzkennlinie

$$f_0 = f_{\max} = f\left(\frac{i_{L\text{soll}}}{I_{L0}} = 0\right) = \frac{1}{T_1 \cdot \ln \frac{(V_1 + \varepsilon)(V_1 + \varepsilon)}{(V_1 - \varepsilon)(V_1 - \varepsilon)}} = \frac{1}{T_1 \cdot \ln \frac{(V_1 + \varepsilon)^2}{(V_1 - \varepsilon)^2}} = \frac{1}{2 \cdot T_1 \cdot \ln \frac{V_1 + \varepsilon}{V_1 - \varepsilon}}$$

6 Ein-Quadranten-GSS mit Thyristor und zugehörigem Löschzweig

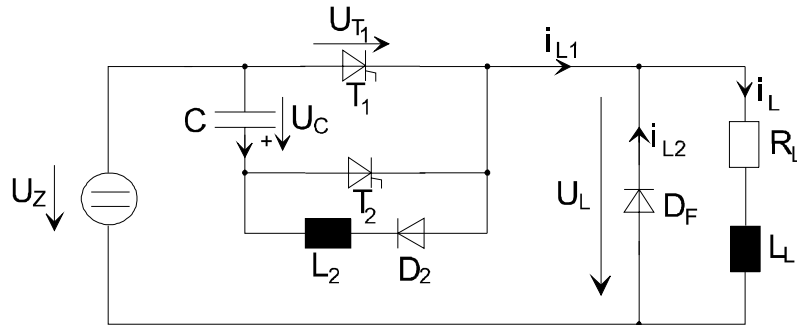


Abbildung 6-1: Ein-Quadranten-Gleichstromsteller

Durch Weiterentwicklung abschaltbarer Ventile, wie z. B. dem IGBT, wird die Schaltung nur noch selten realisiert.

T_1, T_2 alternierend:

T_1 ein, T_2 aus

T_1 aus, T_2 ein

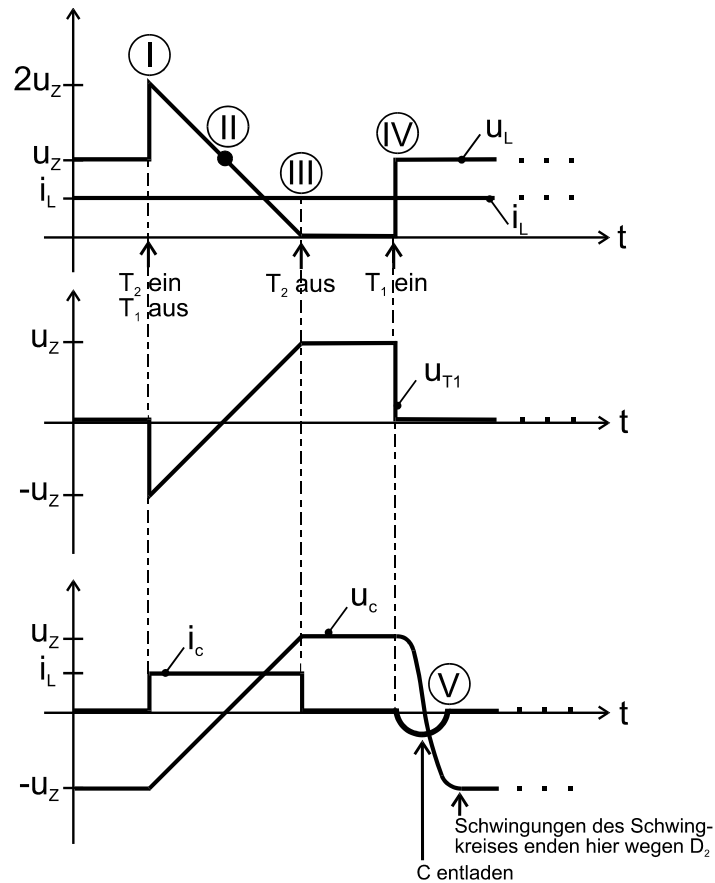


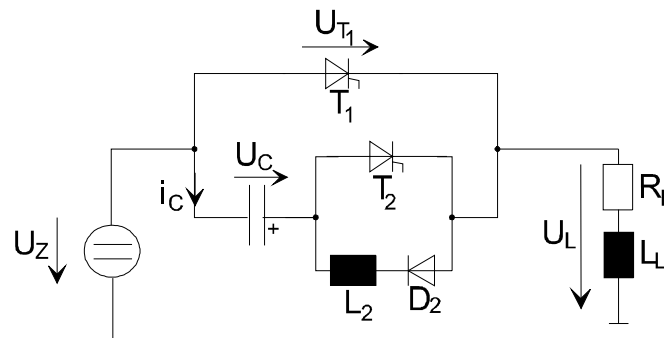
Abbildung 6-2: Strom- und Spannungsverläufe des Ein-Quadranten-Gleichstromstellers

vor I:

- T_1 ein, T_2 aus
- C ist aufgeladen ($u_C = -u_Z$)
- $u_L = u_Z$; $u_{T1} = 0$

I:

- T_2 wird gezündet


 Abbildung 6-3: Ströme und Spannungen bei T_1 aus und T_2 ein

- $u_Z - u_C - u_L = 0$
 $\Rightarrow u_L = u_Z - u_C = u_Z - (-u_Z) = 2 \cdot u_Z$
- i_L ist konstant, da die Spule Strom speichert
- C entlädt sich linear, da i_L konstant ist

- $u_C = \frac{1}{C} \int i_L dt = \frac{1}{C} \cdot i_L \cdot t + t_0; i_C = i_L$
- $u_{T_1} = u_C = -u_Z$

II:

- $u_C = 0$
- $u_L = u_Z$
- Die Spule L_L treibt den Strom i_L über C und T_2 . Dadurch lädt sich C (jetzt mit Vorzeichenwechsel) auf.

III:

- $u_C = u_Z \Rightarrow u_L = 0 \Rightarrow i_L$ wird über D_F geführt $\Rightarrow T_2$ sperrt

IV:

- T_1 wird gezündet
- $u_C = u_Z$
- $u_L = u_Z$, da $u_{T_1} = 0$
- C entlädt sich über L_2, D_2
- Freilaufdiode D_F sperrt
- Laststrom i_L führt über T_1

V:

- Spule L_2 treibt den „Entladungsstrom“ weiter
- Diode D_2 verhindert „Rückschwingen“

zu IV:

idealer Schwingkreis, da ohne Widerstand R

$$i_C(t=0) = 0$$

$$u_C(t=0) = u_Z$$

$$u_{L_2} + u_C = 0$$

$$L \frac{di_C}{dt} + \frac{Q}{C} = 0 \quad \left| \frac{d}{dt} \right.$$

$$L \cdot \ddot{i}_C + \frac{1}{C} \cdot i_C = 0$$

Ansatz: $i_C = e^{\lambda t}$

$$\Rightarrow \dot{i}_C = \lambda \cdot e^{\lambda t} \quad \ddot{i}_C = \lambda^2 \cdot e^{\lambda t}$$

$$\Rightarrow L \cdot \lambda^2 \cdot e^{\lambda t} + \frac{1}{C} \cdot \lambda \cdot e^{\lambda t} = 0$$

$$\lambda^2 = -\frac{1}{C \cdot L} \Rightarrow \lambda_{1,2} = \pm j \cdot \frac{1}{\sqrt{C \cdot L}}$$

$$\Rightarrow \underline{\underline{i_C = e^{j\left(\frac{1}{\sqrt{C \cdot L}}\right) \cdot t}}}$$

↓ ist eine Lösung der DGL

$$i_C = \cos\left(\frac{1}{\sqrt{L \cdot C}} \cdot t\right) + j \cdot \sin\left(\frac{1}{\sqrt{L \cdot C}} \cdot t\right)$$

$$i_{C1} = \cos\left(\frac{1}{\sqrt{L \cdot C}} \cdot t\right); i_{C2} = \sin\left(\frac{1}{\sqrt{L \cdot C}} \cdot t\right) \text{ sind auch Lösungen der DGL}$$

$$i_{C, \text{allg.}} = k_1 \cdot \cos\frac{1}{\sqrt{L \cdot C}} \cdot t + k_2 \cdot \sin\frac{1}{\sqrt{L \cdot C}} \cdot t \quad \text{mit } i_{C1}, i_{C2} \text{ linear unabhängig}$$

Anfangswerte:

$$i_C(t=0) = k_1$$

$$u_C(t=0) = u_Z = \frac{1}{C} \int i_C dt \Big|_{t=0} = -\frac{k_2}{C} \cdot \cos\left(\frac{1}{\sqrt{L \cdot C}} \cdot t\right) \cdot \sqrt{L \cdot C} \Big|_{t=0} = -\frac{1}{C} \cdot k_2 \cdot \sqrt{L \cdot C}$$

$$\Rightarrow k_2 = -u_Z \cdot \sqrt{\frac{C}{L}}$$

Lösung:

$$\underline{\underline{i_C(t) = -u_Z \cdot \sqrt{\frac{C}{L}} \cdot \sin\left(\sqrt{\frac{1}{L \cdot C}} \cdot t\right)}}$$

7 Vier-Quadranten-GSS mit IGBT's

Der Vier-Quadranten-Gleichstromsteller wird zum Ansteuern einer Gleichstrommaschine verwendet.

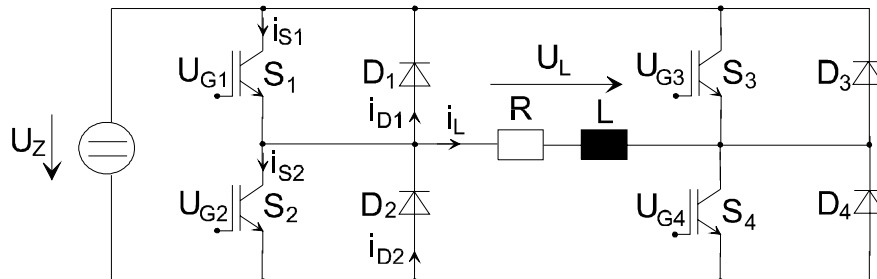


Abbildung 7-1: Vier-Quadranten-Steller

Mit S_1 und S_4 als Schalter und D_2 und D_3 als Freilaufdiode kann in einem Chopperbetrieb der Strom und die Spannung am Gleichstrommotor eingestellt werden. Dabei werden immer zwei Transistoren zusammen ein- bzw. ausgeschaltet: S_1 und S_4 zusammen und S_2 und S_3 zusammen. Diese zwei Transistorpaare werden alternierend ein- und ausgeschaltet. Es ist allerdings zu bedenken, daß reale Transistoren nach dem Ausschalten noch leitend sind. Würden ohne Verzögerung die anderen Transistoren gezündet, so entstünde ein Kurzschluß durch S_1 und S_2 bzw. S_3 und S_4 . Durch das Einhalten einer Totzeit zwischen Ausschalten von Schalterpaar 1 und Einschalten von Schalterpaar 2 kann ein Kurzschluß verhindert werden.

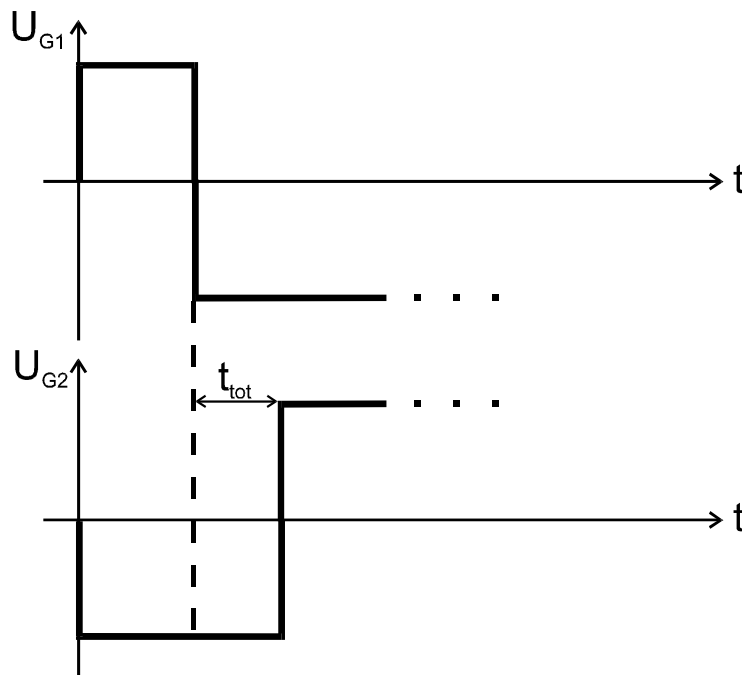


Abbildung 7-2: Kurzschlußvermeidung durch Totzeit t_{tot}

$i_L > 0$: S_1 und S_4 „länger an“ als S_2 und S_3

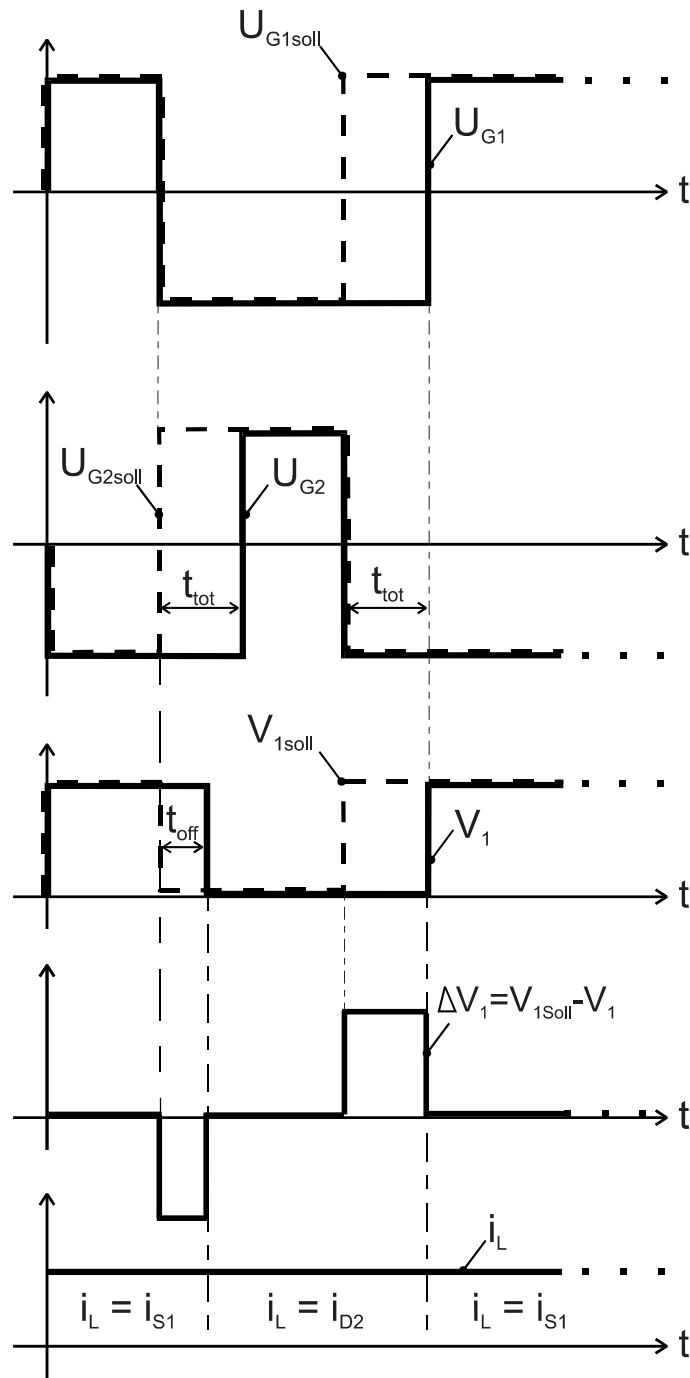


Abbildung 7-3: Strom- und Spannungsverläufe für $i_L > 0$

$$\text{Offset: } \Delta \bar{V}_1 = U_Z \cdot \frac{t_{tot} - t_{off}}{T_0} \cdot \text{sign}(i_L)$$

$$\bar{V}_{1soll} - V_1 = \left(t_{tot} \cdot U_Z - U_Z \cdot t_{off} \right) \cdot \frac{1}{T_0}$$

$$\text{Offset: } \Delta \bar{V}_1 = U_Z \cdot \frac{t_{tot} - t_{off}}{T_0}$$

$i_L < 0$: S_2 und S_3 „länger an“ als S_1 und S_4

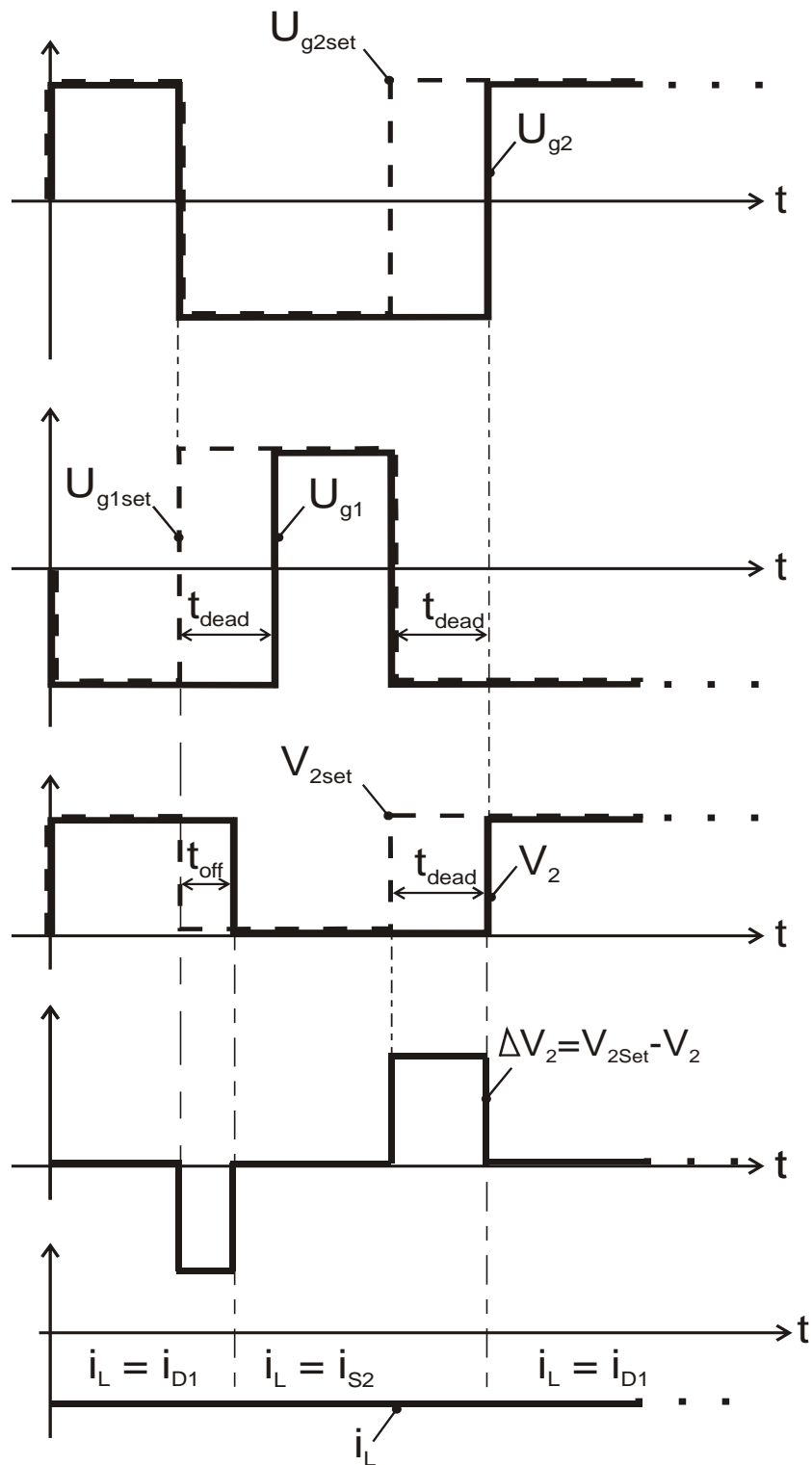


Abbildung 7-4: Strom- und Spannungsverläufe für $i_L < 0$

$$\overline{V_{2soll} - V_2} = (-u_Z \cdot t_{tot} + u_Z \cdot t_{tot}) \cdot \frac{1}{T_0}$$

$$\overline{\Delta V_2} = -u_z \cdot \frac{t_{tot} - t_{off}}{T_0}$$

zusammengefaßt:

$$\text{Offset : } \overline{\Delta V_2} = u_z \cdot \frac{t_{tot} - t_{off}}{T_0} \cdot \text{sign}(i_L)$$

aber: i_L darf nicht lücken!

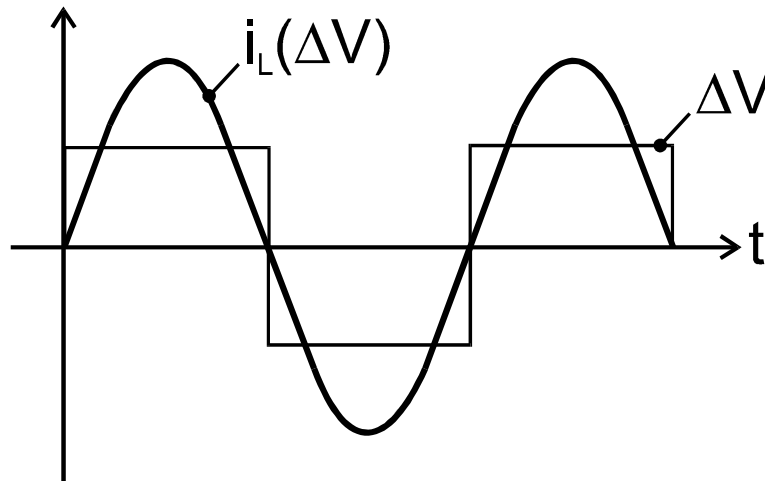


Abbildung 7-5: Verläufe von i_L und ΔV

Wie in Abbildung 7.5 zu sehen ist, sind der Strom i_L durch den Offset ΔV und der Offset selbst in Phase. Addiert man $i_L(U_z)$ und $i_L(\Delta V)$, so erhält man einen welligen Strom, der nicht den gewünschten Verlauf aufweist.

8 Gleichstrom-Umrichter

Gleichstrom-Umrichter dienen zur Umformung von Gleichstromenergie konstanter Spannung in solche mit kontinuierlich veränderlicher Spannung.

Man unterscheidet zwei verschiedene Arten:

- direkte Gleichstrom-Umrichter (unmittelbare Leistungsübertragung)
- indirekte Gleichstrom-Umrichter

8.1 Direkte Gleichstrom-Umrichter

8.1.1 Tiefsetzsteller

Abbildung 8-1 zeigt das elektrische Ersatzschaltbild eines Tiefsetzstellers.

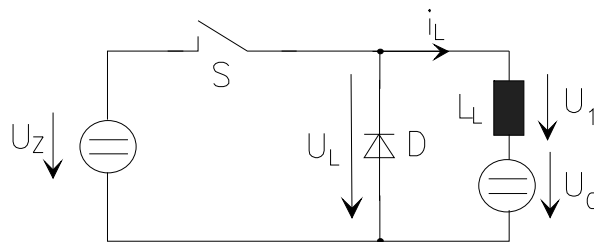


Abbildung 8-1: Tiefsetzsteller

Es wird festgelegt:

$$U_1 = \frac{1}{3} U_Z$$

$$U_G = \frac{2}{3} U_Z$$

Weiterhin sind in Abbildung 8-2 die Strom- und Spannungsverläufe für lückenden Strom und in Abbildung 8-3 für nicht lückenden Strom i_L dargestellt.

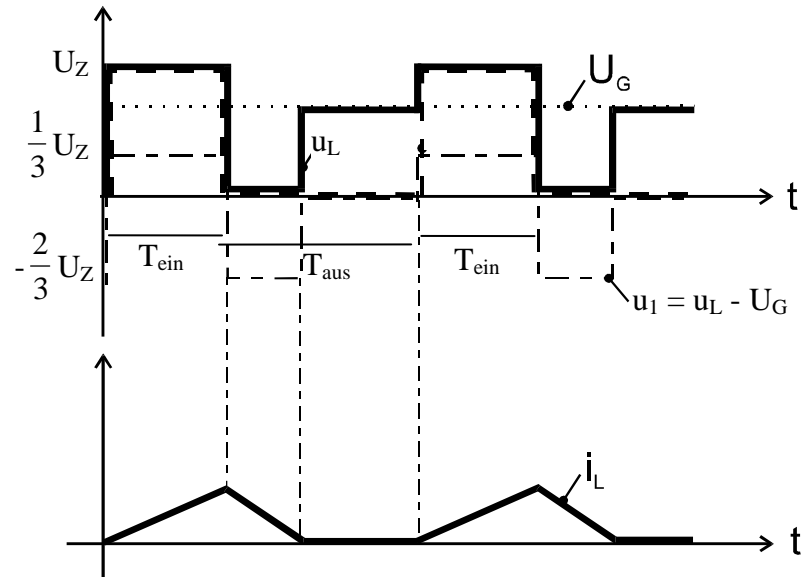


Abbildung 8-2: Lückbetrieb des Tiefsetzstellers

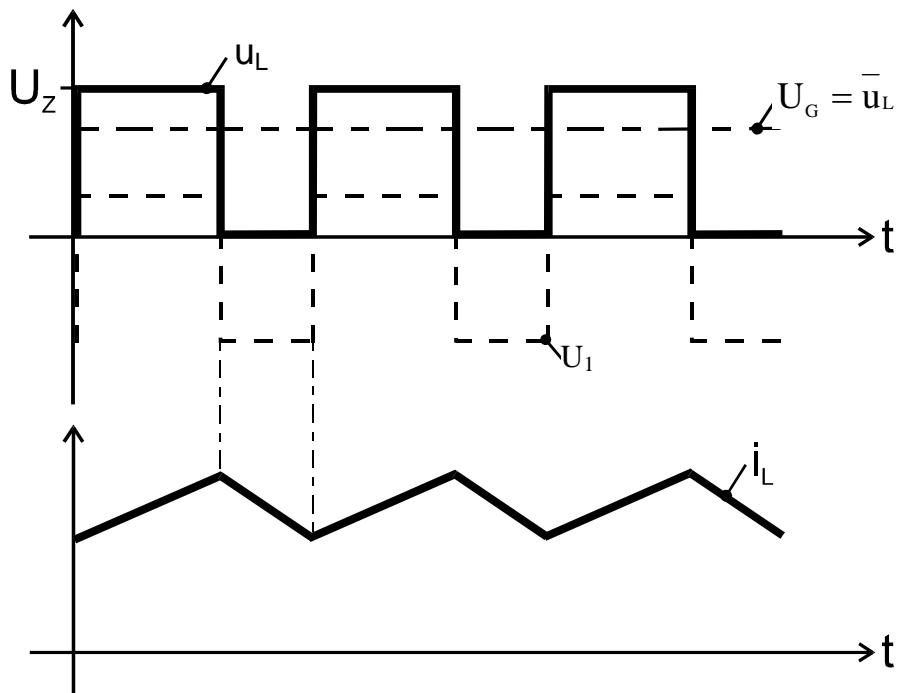


Abbildung 8-3: Kein lückender Laststrom

Für den Maschenumlauf gilt:

$$-u_L + u_1 + U_G = 0$$

$$\Rightarrow u_1 = u_L - U_G$$

Fall 1: Schalter S ist geschlossen ($\Rightarrow u_L = U_Z$)

$$U_1 = U_Z - \frac{2}{3} U_Z = \frac{1}{3} U_Z$$

weiterhin gilt:

$$u_1 = L \frac{di_L}{dt} \quad \text{mit } U_1 = \frac{1}{3} U_Z$$

$$\Rightarrow i_L = \int \frac{1}{L} u_1 dt = \frac{1}{L} \frac{1}{3} U_Z t + C_1$$

es ergibt sich die Steigung m:

$$m = \frac{1}{L} \frac{1}{3} U_Z$$

Fall 2: Schalter S wird geöffnet ($\Rightarrow U_L = 0$)

$$u_1 = 0 - \frac{2}{3} U_Z = -\frac{2}{3} U_Z$$

$$\Rightarrow i_L = \int \frac{1}{L} u_1 dt = -\frac{2}{L} \frac{1}{3} U_Z t + C_2$$

es ergibt sich die Steigung m:

$$m = -\frac{1}{L} \frac{2}{3} U_Z$$

Für den Lückbetrieb gilt, daß der Strom auf der Gleichstromseite innerhalb jeder Periode der Netzspannung für bestimmte Zeitabschnitte zu Null wird. Dies kann durch ein verändertes Puls-Pausen-Verhältnis beim Schalten erreicht werden.

Für eine Zeitperiode T_0 gilt:

$$T_0 = T_{\text{geschlossen}} + T_{\text{geöffnet}}$$

Konkret gilt also für den in Abbildung 8.1.1.2 dargestellten Fall, daß hier $T_{\text{geöffnet}}$ größer ist als beim nicht lückendem Betrieb. Denn sollte der Schalter S solange geöffnet sein, daß sich das Magnetfeld der Spule vollständig abbaut, so gilt dann $u_1 = 0$, folglich $u_L = U_G$. Für den Fall $u_L = U_G$ wird der Strom i_L zu Null.

Der Mittelwert der Spannung \bar{u}_L ergibt sich bei nicht lückendem Strom zu:

$$\bar{u}_L = \frac{T_{\text{geöffnet}}}{T_0} U_Z$$

8.1.2 Hochsetzsteller

Abbildung 8-4 zeigt das elektrische Ersatzschaltbild eines Hochsetzstellers und Abbildung 8-5 die zugehörigen Strom- und Spannungsverläufe.

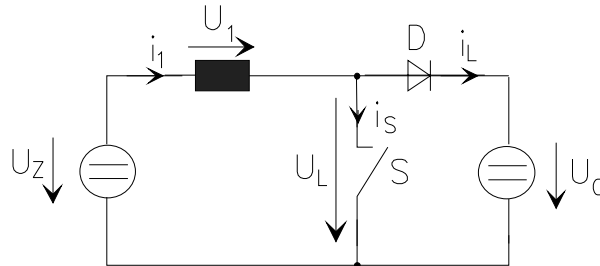


Abbildung 8-4: Hochsetzsteller

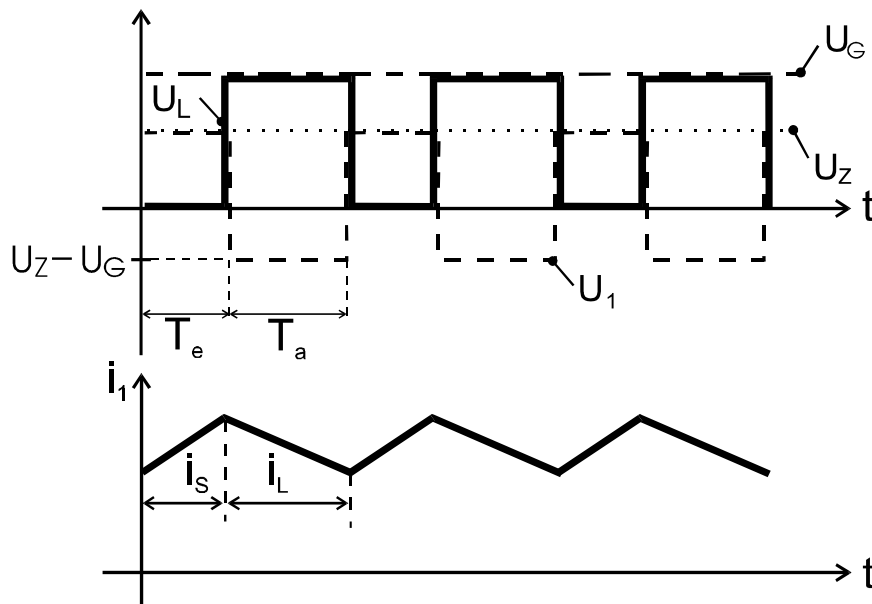


Abbildung 8-5: Strom- und Spannungsverläufe des Hochsetzstellers

Für den Fall, daß der Schalter S geöffnet ist, gilt für den Maschenumlauf:

$$U_Z = u_1 + U_G$$

$$\Rightarrow u_1 = U_Z - U_G$$

Schalter S geschlossen:

$$U_Z = u_1 = L \frac{di_1}{dt}$$

Der Mittelwert der Spannung \bar{u}_L zu:

$$\bar{u}_L = \frac{T_{\text{geöffnet}}}{T_0} U_G$$

8.2 Indirekte Gleichstrom-Umrichter

Indirekte Gleichstrom-Umrichter enthalten einen Zwischenkreis mit Transformator. Sie werden angewendet, wenn ein großer Unterschied zwischen den Ein- und Ausgangsspannungen mit Hilfe des Übersetzungsverhältnisses des Transformators erreicht werden soll, oder wenn eine galvanische Trennung benötigt wird.

8.2.1 Eintakt-Sperrwandler

Abbildung 8-6 zeigt das Ersatzschaltbild eines Eintakt-Sperrwandlers.

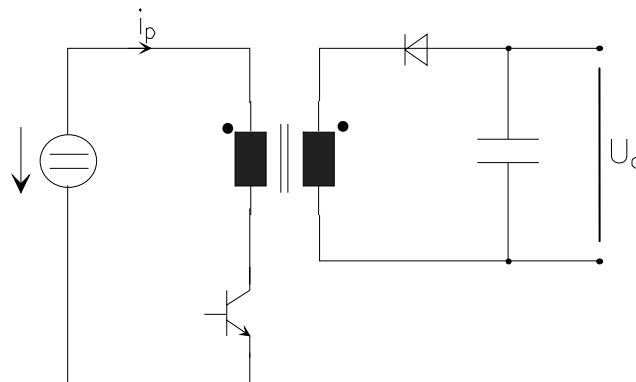


Abbildung 8-6: Eintakt-Sperrwandler

Beim Eintakt-Sperrwandler führen der Transistor im Wechselrichter und die Diode im Gleichrichter abwechselnd Strom. Der Transformator wird als Energiespeicher verwendet. D.h. der Strom auf der Primärseite magnetisiert den Kern auf, der Strom auf der Sekundärseite entmagnetisiert ihn.

9 Pulswechselrichter in Drehstrombrückenschaltung

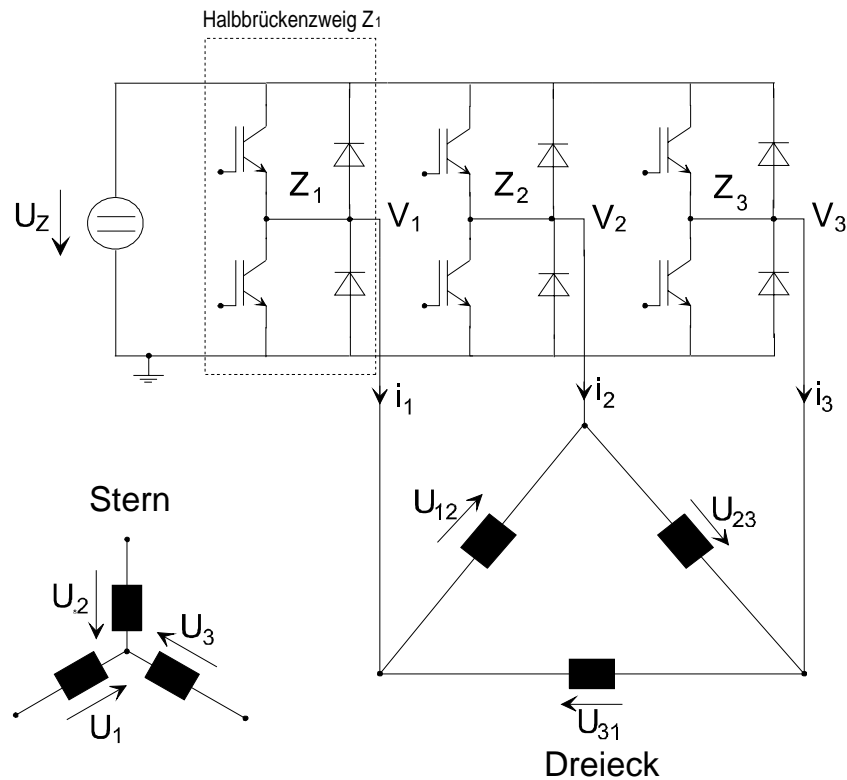


Abbildung 9-1: Pulswechselrichter; Last als Stern- und Dreieck geschaltet

Verkettete Spannungen:

$$\begin{aligned} u_{12} &= V_1 - V_2 \\ u_{23} &= V_2 - V_3 \\ u_{31} &= V_3 - V_1 = -u_{12} - u_{23} \end{aligned}$$

Z₁ ein: oberer Transistor ein, unterer Transistor aus

Z₁ aus: oberer Transistor aus, unterer Transistor ein

Dadurch ist jeweils Vier-Quadranten-Betrieb möglich [siehe auch Vier-Quadranten-Gleichstromsteller]. Für die Ansteuerung der IGBT's gibt es verschiedene Ansteuerverfahren. Drei davon werden im folgenden vorgestellt.

9.1 Vollblocksteuerung

Bei der Vollblocksteuerung werden die Zustände 2 bis 7 alternierend geschaltet.

$$u_{12} = u_1 - u_2$$

$$u_{23} = u_2 - u_3$$

$$(u_{31} = u_3 - u_1)$$

Es gibt nur 2 linear unabhängige Gleichungen !

Nebenbedingung:

Bei symmetrischer Drehstromlast gilt:

$$u_1 + u_2 + u_3 = 0 \quad \Rightarrow \quad u_3 = -u_1 - u_2$$

$$\Rightarrow u_1 = \frac{1}{3}(2u_{12} + u_{23})$$

$$u_2 = \frac{1}{3}(u_{23} - u_{12})$$

$$u_3 = -\frac{1}{3}(2u_{23} + u_{12})$$

| | Schaltzustände | Potentiale | | | Verkettete Spgen | | | Strangspgen | | |
|---|---|----------------|----------------|----------------|------------------|-----------------|-----------------|--|--|--|
| | | V ₁ | V ₂ | V ₃ | u ₁₂ | u ₂₃ | u ₃₁ | u ₁ | u ₂ | u ₃ |
| 1 | alle unteren S ein | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 |
| 2 | Z ₁ ein; Z ₂ , Z ₃ aus | U _Z | 0 | 0 | U _Z | 0 | -U _Z | ² / ₃ U _Z | - ¹ / ₃ U _Z | - ¹ / ₃ U _Z |
| 3 | Z ₁ , Z ₂ ein; Z ₃ aus | U _Z | U _Z | 0 | 0 | U _Z | -U _Z | ¹ / ₃ U _Z | ¹ / ₃ U _Z | - ² / ₃ U _Z |
| 4 | Z ₂ ein; Z ₁ , Z ₃ aus | 0 | U _Z | 0 | -U _Z | U _Z | 0 | - ¹ / ₃ U _Z | ² / ₃ U _Z | - ¹ / ₃ U _Z |
| 5 | Z ₂ , Z ₃ ein; Z ₁ aus | 0 | U _Z | U _Z | -U _Z | 0 | U _Z | - ² / ₃ U _Z | ¹ / ₃ U _Z | ¹ / ₃ U _Z |
| 6 | Z ₃ ein; Z ₁ , Z ₂ aus | 0 | 0 | U _Z | 0 | -U _Z | U _Z | - ¹ / ₃ U _Z | - ¹ / ₃ U _Z | ² / ₃ U _Z |
| 7 | Z ₃ , Z ₁ ein; Z ₂ aus | U _Z | 0 | U _Z | U _Z | -U _Z | 0 | ¹ / ₃ U _Z | - ² / ₃ U _Z | ¹ / ₃ U _Z |
| 8 | Z ₁ , Z ₂ , Z ₃ ein | U _Z | U _Z | U _Z | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 |

Tabelle 9-1: Vollblocksteuerung (2→7)

In den folgenden drei Abbildungen sind die Werte aus der Tabelle grafisch dargestellt:

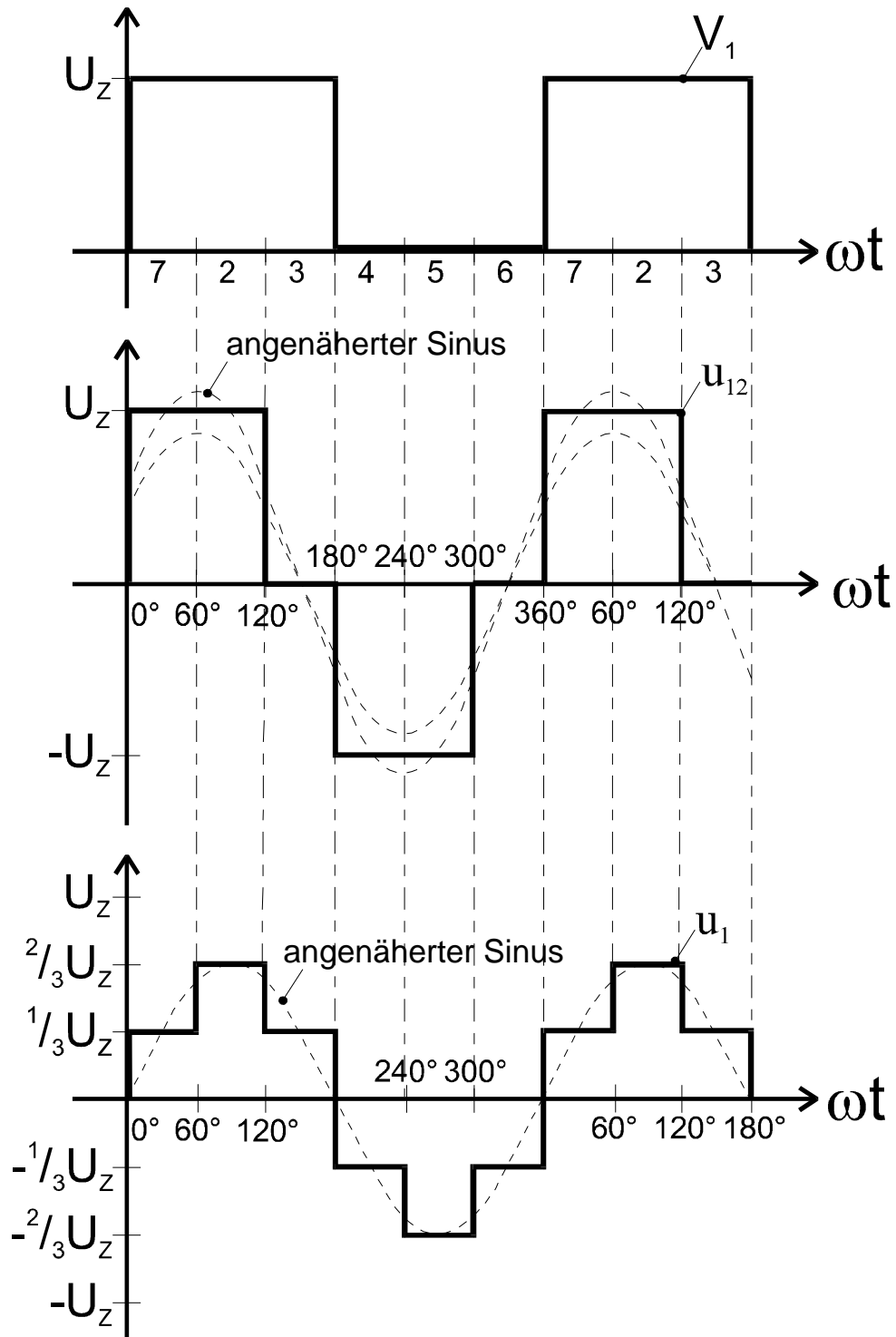


Abbildung 9-2: Vollblocksteuerung

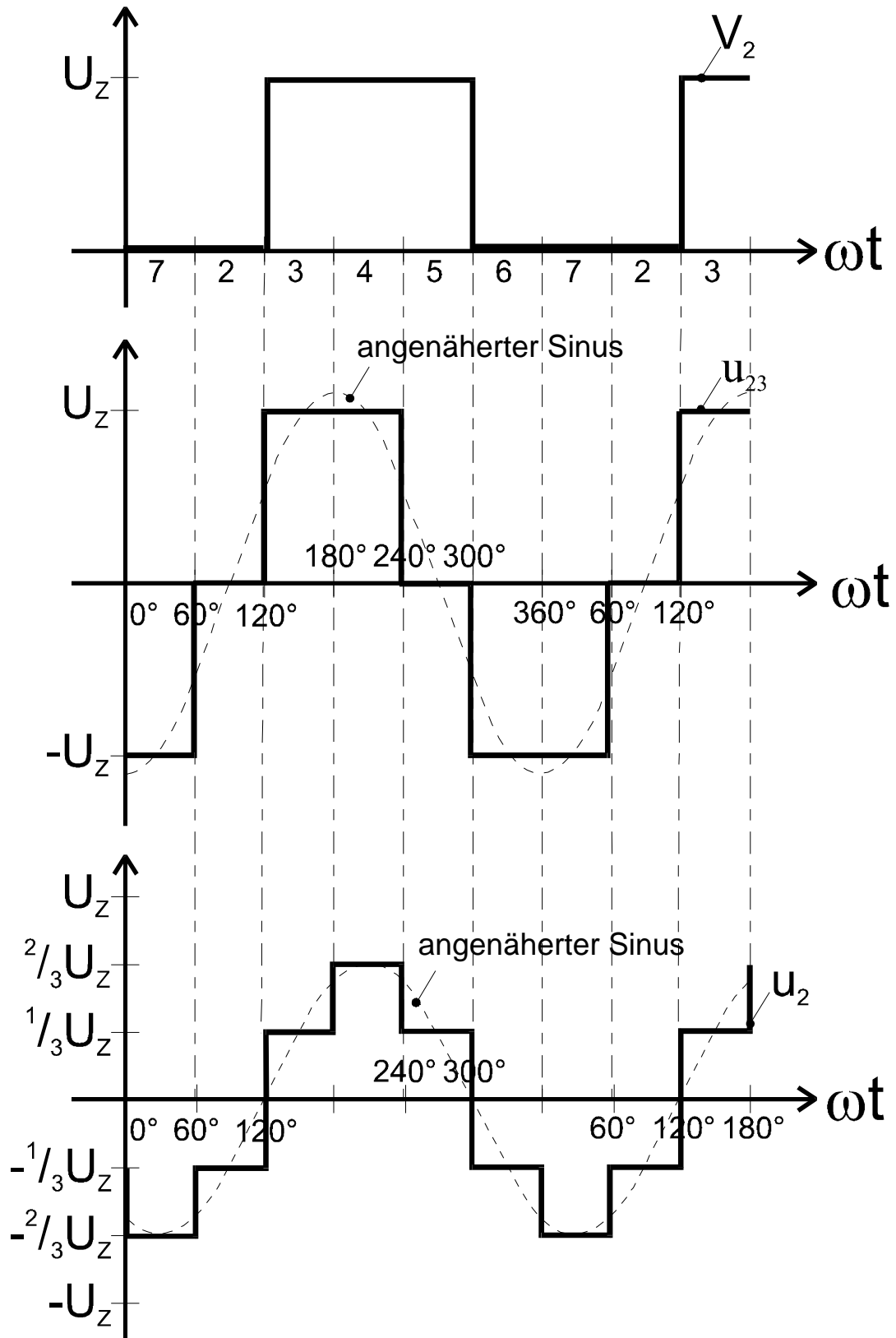


Abbildung 9-3: Vollblocksteuerung

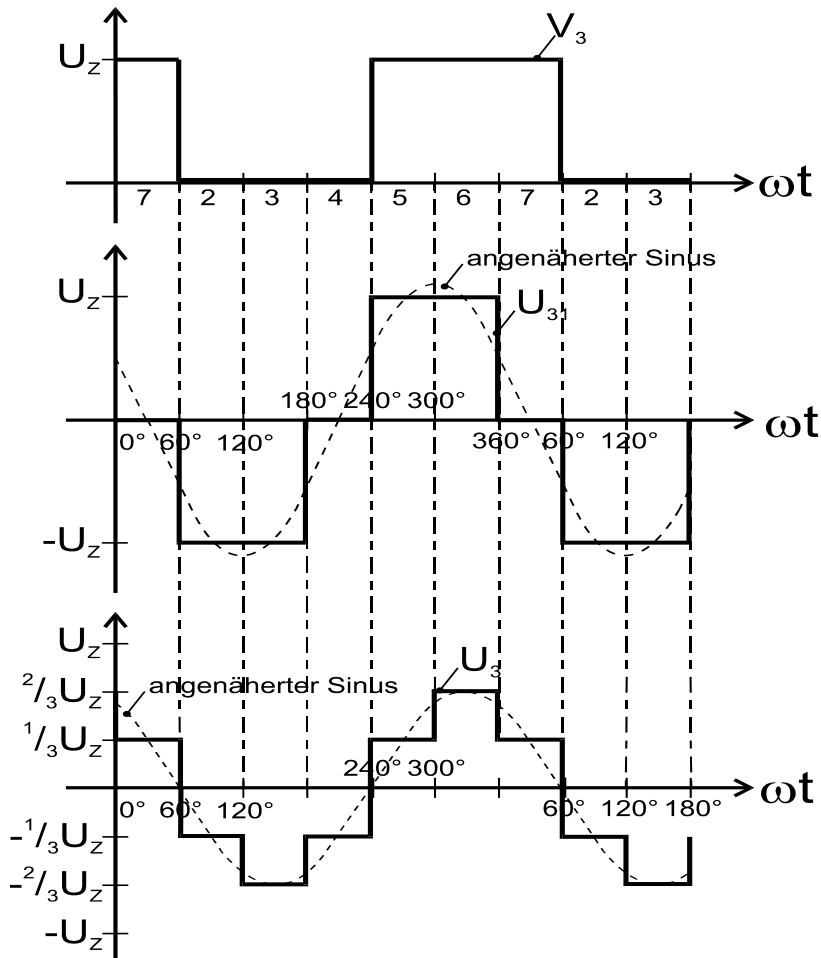


Abbildung 9-4: Vollblocksteuerung

Aussteerbereiche der Vollblocksteuerung:

Verkettete Spannung:
$$\hat{U}_{12\text{Block}} = \frac{4}{\pi} \cdot U_Z \cdot \cos 30^\circ = \frac{2 \cdot \sqrt{3}}{\pi} \cdot U_Z \approx 1,1 \cdot U_Z$$

Strangspannung:
$$\hat{U}_{1\text{Block}} = \frac{\hat{U}_{12\text{Block}}}{\sqrt{3}} = \frac{2}{\pi} \cdot U_Z \approx 0,63 \cdot U_Z$$

Der maximale Aussteuerbereich entspricht der Amplitude der 1. Grundschwingung einer Fourierreihenentwicklung [siehe Fourierreihenentwicklung].

9.2 Sinus–Dreieck–Modulation

Bei der Vollblocksteuerung treten starke Oberschwingungen auf [siehe Fourierreihenentwicklung]. Man ist aber bestrebt, einen überschwingungsfreien Verlauf des angenäherten Sinus' zu erhalten. Eine Lösung ist die Verwendung eines Hilfssignals, das zwischengeschaltet wird:

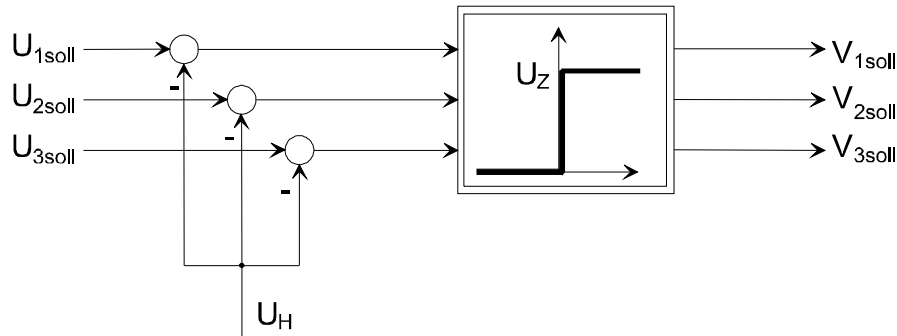


Abbildung 9-5: Sinus-Dreieck-Modulation

Im Gegensatz zur Blocksteuerung kommen die Zustände 1 und 8 hinzu.

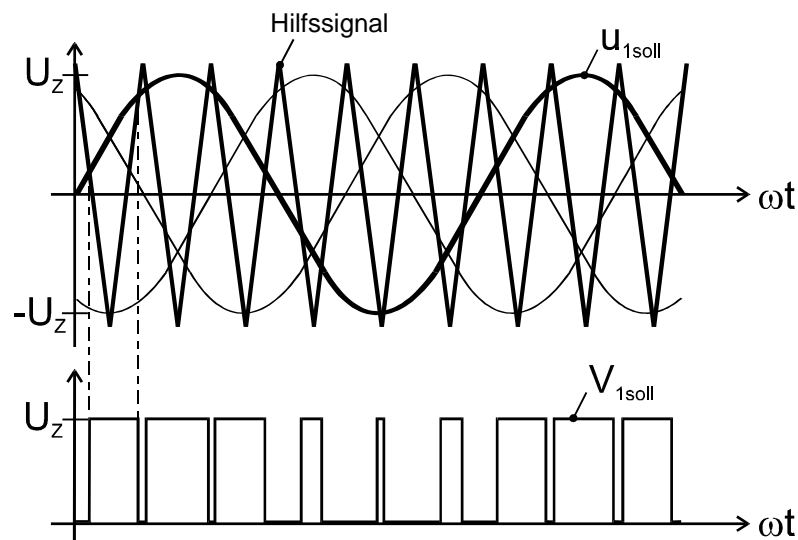


Abbildung 9-6: Sinus-Dreieck-Modulation

Synchronisation: nicht notwendig, wenn $f_{u_H} < \frac{1}{15} \cdot f_{\text{Sinus}}$

Hilfssignal: Taktrate i.A. 10 bis möglichst 20 mal höher als Frequenz des Sinussignals.

Aussteuerbereiche der Sinus–Dreieck–Modulation:

Verkettete Spannung: $\hat{U}_{12SD} = \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot U_Z$

Strangspannung: $2 \cdot \hat{U}_{1SD} = U_Z \Rightarrow \hat{U}_{1SD} = \frac{U_Z}{2}$

$\Rightarrow \hat{U}_{1SD} < \hat{U}_{1\text{Block}}$ aber: kleinere Oberschwingungen

9.3 Vektormodulation (Raumzeigermodulation)

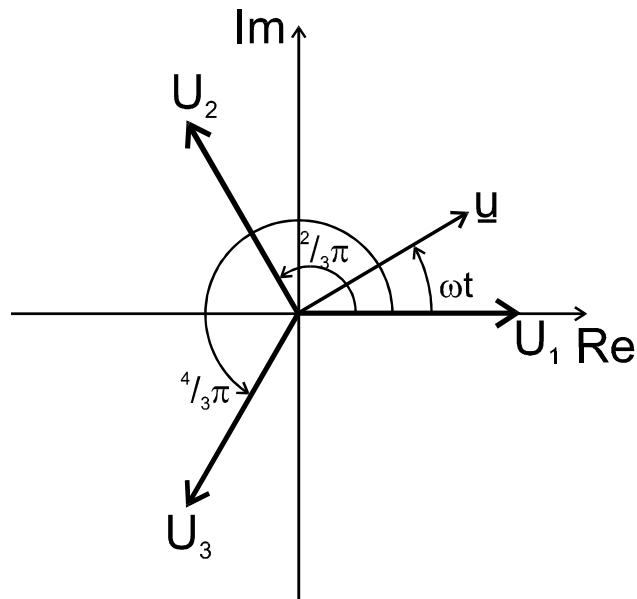


Abbildung 9-7: Vektormodulation

$$U_1(t) = \hat{U} \cdot \cos(\omega t + \varphi)$$

$$U_2(t) = \hat{U} \cdot \cos\left(\omega t + \varphi - \frac{2\pi}{3}\right)$$

$$U_3(t) = \hat{U} \cdot \cos\left(\omega t + \varphi - \frac{4\pi}{3}\right)$$

$$\Rightarrow \underline{u}(t) = \frac{2}{3} \cdot \left(U_1(t) + U_2(t) \cdot e^{j\frac{2}{3}\pi} + U_3(t) \cdot e^{j\frac{4}{3}\pi} \right) \text{ komplexer Vektor}$$

$$\underline{u}(t) = \hat{U} \cdot e^{j(\omega t + \varphi)}$$

Strangspannungen durch verkettete Spannungen ersetzen:

$$\underline{u}(t) = \frac{2}{3} \cdot \left(u_{12} + \frac{1}{2} \cdot u_{23} + j \cdot \frac{1}{2} \cdot \sqrt{3} \cdot u_{23} \right)$$

↑ Raumzeiger, der dynamisches Verhalten der Maschine beschreibt.

$$\underline{u}(t) = \frac{2}{3} \cdot \left[u_{12} + \frac{u_{23}}{2} + j \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot u_{23} \right]$$

$$\underline{u} = |\underline{u}| \cdot e^{j\alpha} = \frac{2}{3} \sqrt{\left(u_{12} + \frac{u_{23}}{2}\right)^2 + \frac{\sqrt{3}}{4} \cdot u_{23}^2} \cdot e^{j\alpha}$$

$$\alpha = \arctan \frac{\frac{\sqrt{3}}{2} \cdot u_{23}}{u_{12} + \frac{u_{23}}{2}}$$

Schaltzustände:

| | u_{12} | u_{23} | $ \underline{u} $ | $\alpha = \angle \underline{u}$ |
|---|----------|----------|-------------------|---------------------------------|
| 1 | 0 | 0 | 0 | - |
| 2 | U_Z | 0 | $\frac{2}{3} U_Z$ | 0° |
| 3 | 0 | U_Z | $\frac{2}{3} U_Z$ | 60° |
| 4 | $-U_Z$ | U_Z | $\frac{2}{3} U_Z$ | 120° |
| 5 | $-U_Z$ | 0 | $\frac{2}{3} U_Z$ | 180° |
| 6 | 0 | $-U_Z$ | $\frac{2}{3} U_Z$ | 240° |
| 7 | U_Z | $-U_Z$ | $\frac{2}{3} U_Z$ | 300° |
| 8 | 0 | 0 | 0 | - |

Tabelle 9-2: Schaltzustände

\underline{u} ist der komplexe Raumzeiger für die Strangspannungen

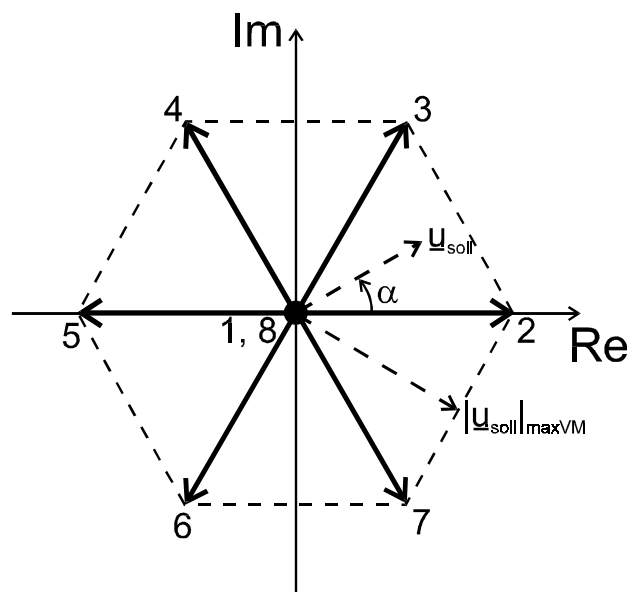


Abbildung 9-8: Vektormodulation

Um $\underline{u}_{\text{soll}}$ zu erreichen, muß zwischen 2 und 3 hin- und hergeschaltet werden (zusätzlich noch 1 bzw. 8):

$$\underline{u}_{soll} = \frac{T_R}{T_0} \cdot \underline{U}_R + \frac{T_L}{T_0} \cdot \underline{U}_L + \frac{T_{Null}}{T_0} \cdot \underline{0} \quad \text{R: rechts; L: links}$$

mit $T_0 = T_R + T_L + T_{Null}$: Periodendauer für einen Wechselrichterschaltzyklus

$$\frac{T_R}{T_0} = f(\underline{u}_{soll}, U_Z) \quad \frac{T_L}{T_0} = f(\underline{u}_{soll}, U_Z) \quad \frac{T_{Null}}{T_0} = 1 - \frac{T_L}{T_0} - \frac{T_R}{T_0}$$

$$\frac{\frac{T_L}{T_0} |\underline{U}_L|}{\frac{T_L}{T_0} |\underline{u}_{soll}|} = \frac{\sin 120^\circ}{\sin(60^\circ \cdot \alpha)} = \frac{T_R}{T_0} \cdot (\underline{U}_R)$$

$$\frac{T_L}{T_0} = \frac{|\underline{u}_{soll}|}{\sin 120^\circ \cdot |\underline{U}_L|} \cdot \sin \alpha$$

$$\frac{T_L}{T_0} = \frac{2}{\sqrt{3}} \cdot \frac{3}{2} \cdot \frac{|\underline{u}_{soll}|}{U_Z} \cdot \sin \alpha$$

$$\frac{T_L}{T_0} = \sqrt{3} \cdot \frac{|\underline{u}_{soll}|}{U_Z} \cdot \sin \alpha$$

$$\frac{T_R}{T_0} = \sqrt{3} \cdot \frac{|\underline{u}_{soll}|}{U_Z} \cdot \sin(60^\circ - \alpha)$$

$$\frac{T_{aus}}{T_0} = 1 - \frac{T_L}{T_0} - \frac{T_R}{T_0}$$

$$|\underline{u}_{soll}|_{\max VM} = \frac{2}{3} \cdot U_Z \cdot \cos 30^\circ$$

Aussteuerbereiche der Vektormodulation:

Strangspannung: $\hat{U}_{1_{\max VM}} = \frac{U_Z}{\sqrt{3}}$

Verkettete Spannung: $\hat{U}_{12_{\max VM}} = U_Z \quad \Rightarrow \hat{U}_{12_{\max VM}} > \hat{U}_{12_{\max SD}} = 0,87 \cdot U_Z$

Die Schaltreihenfolge der Halbbrückenzeige Z_1 , Z_2 und Z_3 wird so gewählt, daß sich eine minimale Pulsfrequenz des Pulswechselrichters ergibt. Dieses wird erreicht, indem die Zustände 1 und 8 abwechselnd geschaltet und die Zustände 2 bis 7 so geschaltet werden, daß der erforderliche Zustand mit nur einer Umschaltung eines Halbbrückenzeiges erreicht wird.

9.4 Vergleich der Aussteuerbereiche

| | Verkettete Sphen | Strangspgen |
|--------------------------|---|---|
| Vollblocksteuerung | $\hat{U}_{12\text{Block}} = \frac{2 \cdot \sqrt{3}}{\pi} \cdot U_Z$ | $\hat{U}_{1\text{Block}} = \frac{2}{\pi} \cdot U_Z$ |
| Sinus–Dreieck–Modulation | $\hat{U}_{12\text{SD}} = \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot U_Z$ | $\hat{U}_{1\text{SD}} = \frac{U_Z}{2}$ |
| Vektormodulation | $\hat{U}_{12\text{VM}} = U_Z$ | $\hat{U}_{1\text{VM}} = \frac{U_Z}{\sqrt{3}}$ |

Tabelle 9-3: Vergleich der Aussteuerbereiche

10 Einpulsstromrichter

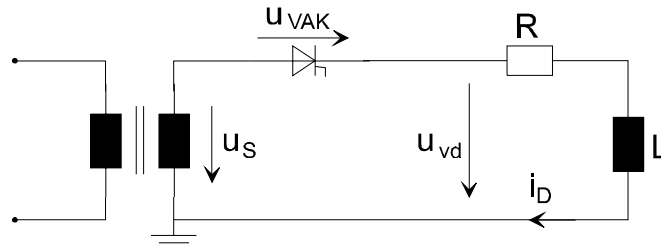


Abbildung 10-1: Einpulsstromrichter

α : Zündwinkel des Thyristors

1. Fall $\alpha = 0^\circ$:

$$u_{\text{VAK}} = 0 \Rightarrow i_d \neq 0$$

$$u_s(t) = L \cdot \frac{di_d}{dt} + R \cdot i_d = \sqrt{2} \cdot U_s \cdot \sin \omega t$$

$$|\tilde{Z}| = \sqrt{R^2 + (\omega \cdot L)^2}$$

$$T = \frac{L}{R}$$

Der Strom i_d ergibt sich aus stationärem Strom $i_{d_{\text{stationär}}}$ und dynamischem Strom $i_{d_{\text{dynamisch}}}$:

$$i_d = i_{d_{\text{stationär}}} + i_{d_{\text{dynamisch}}}$$

Stationärer Strom:

$$i_{d_{\text{stationär}}} = \frac{\sqrt{2} \cdot U_s}{|\tilde{Z}|} \cdot \sin(\omega t - \varphi)$$

$$\varphi = \arctan \frac{X}{R}$$

$$X = \omega L$$

Dynamischer Strom (Ausgleichsstrom):

$$i_{d_{\text{dynamisch}}} = \frac{\sqrt{2} \cdot U_s}{|\tilde{Z}|} \cdot \sin \varphi \cdot e^{-\frac{t}{T}}$$

Gesamtstrom:

$$i_{L,0} = \frac{U}{2R}$$

$$i_d = \sqrt{2} \cdot \frac{U_s}{|\tilde{Z}|} \cdot \left[\sin(\omega t - \varphi) + \sin \varphi \cdot e^{-\frac{t}{T}} \right]$$

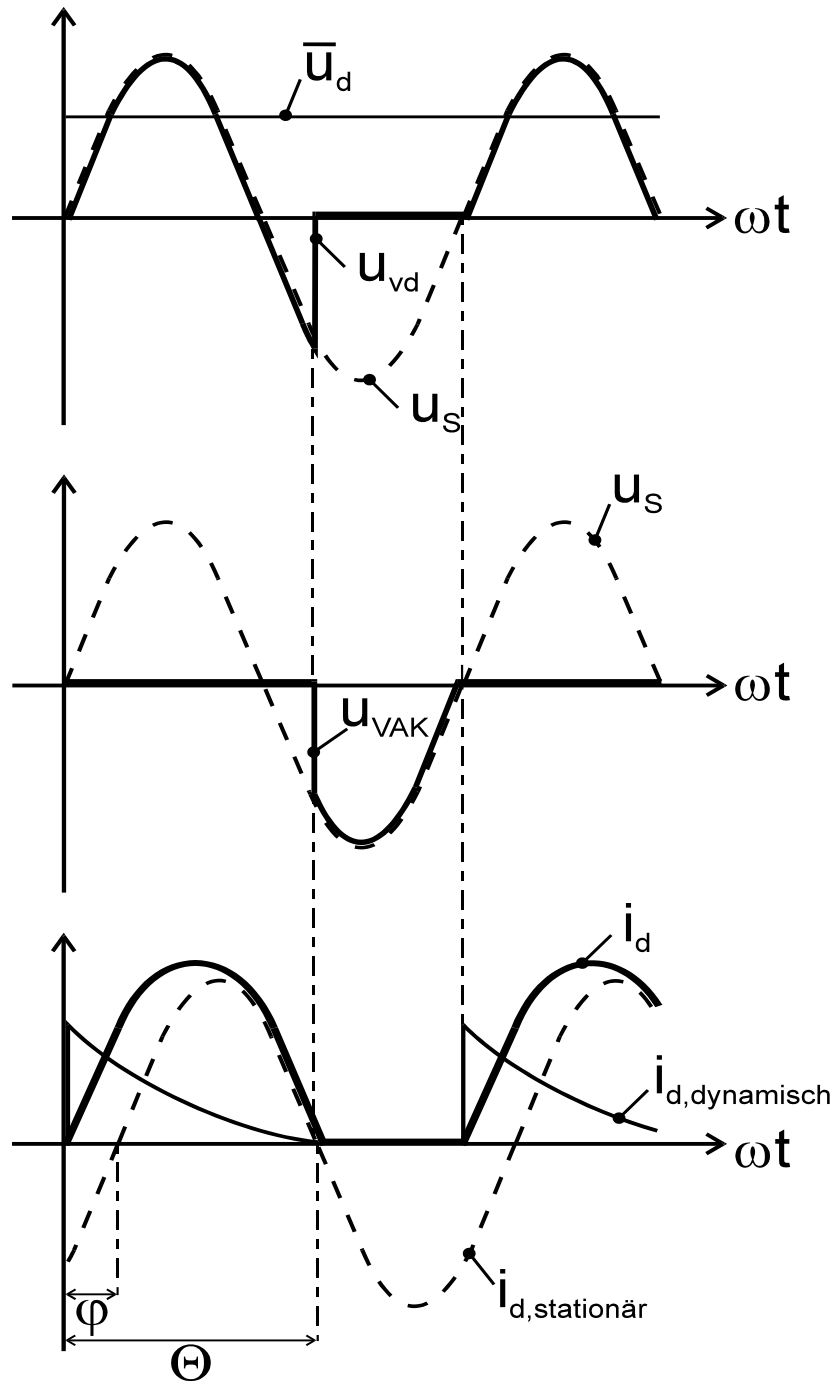


Abbildung 10-2: Strom- und Spannungsverläufe für $\alpha = 0^\circ$

Θ : Stromflußwinkel

$$\omega t = \Theta \Rightarrow i_d = 0$$

$$\sin(\Theta - \varphi) + \sin \varphi \cdot e^{-\frac{t}{T}} = 0$$

$$\frac{X}{R} < 1 \Rightarrow e^{-\frac{t}{T}} \ll 1$$

$$\Rightarrow \Theta \approx \pi + \varphi$$

$$\bar{U}_d = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\Theta} \sqrt{2} \cdot U_S \cdot \sin(\omega t) d\omega t$$

$$\bar{U}_d = \frac{1 - \cos \Theta}{2} \cdot \frac{\sqrt{2}}{\pi} \cdot U_S$$

Mittelwert \bar{I}_d von i_d :

$$\bar{I}_d = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\Theta} i_d d\omega t$$

$$\bar{I}_d = \frac{1 - \cos \Theta}{2} \cdot \frac{\sqrt{2}}{\pi} \cdot \frac{u_S}{R} = \frac{\bar{U}_d}{R}$$

2. Fall $\alpha \neq 0^\circ$:

$$i_d = i_{d_{\text{stationär}}} + i_{d_{\text{dynamisch}}} = \sqrt{2} \cdot \frac{u_S}{|Z|} \cdot \left[\sin(\omega t - \varphi) + \sin(\varphi - \alpha) \cdot e^{-\left(\frac{t - \frac{\alpha}{\omega}}{T}\right)} \right]$$

$$\begin{aligned} \bar{U}_d &= \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\Theta + \alpha} \sqrt{2} \cdot U_S \cdot \sin(\omega t) d\omega t = \frac{-\sqrt{2} \cdot U_S}{2 \cdot \pi} \cdot \cos(\omega t) \Big|_{\alpha}^{\Theta + \alpha} = \\ &= \sqrt{2} \cdot U_S \cdot \frac{\cos(\alpha) - \cos(\theta + \alpha)}{2 \cdot \pi} \end{aligned}$$

$$\bar{I}_d = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\Theta + \alpha} i_d d\omega t = \frac{\bar{U}_d}{R}$$

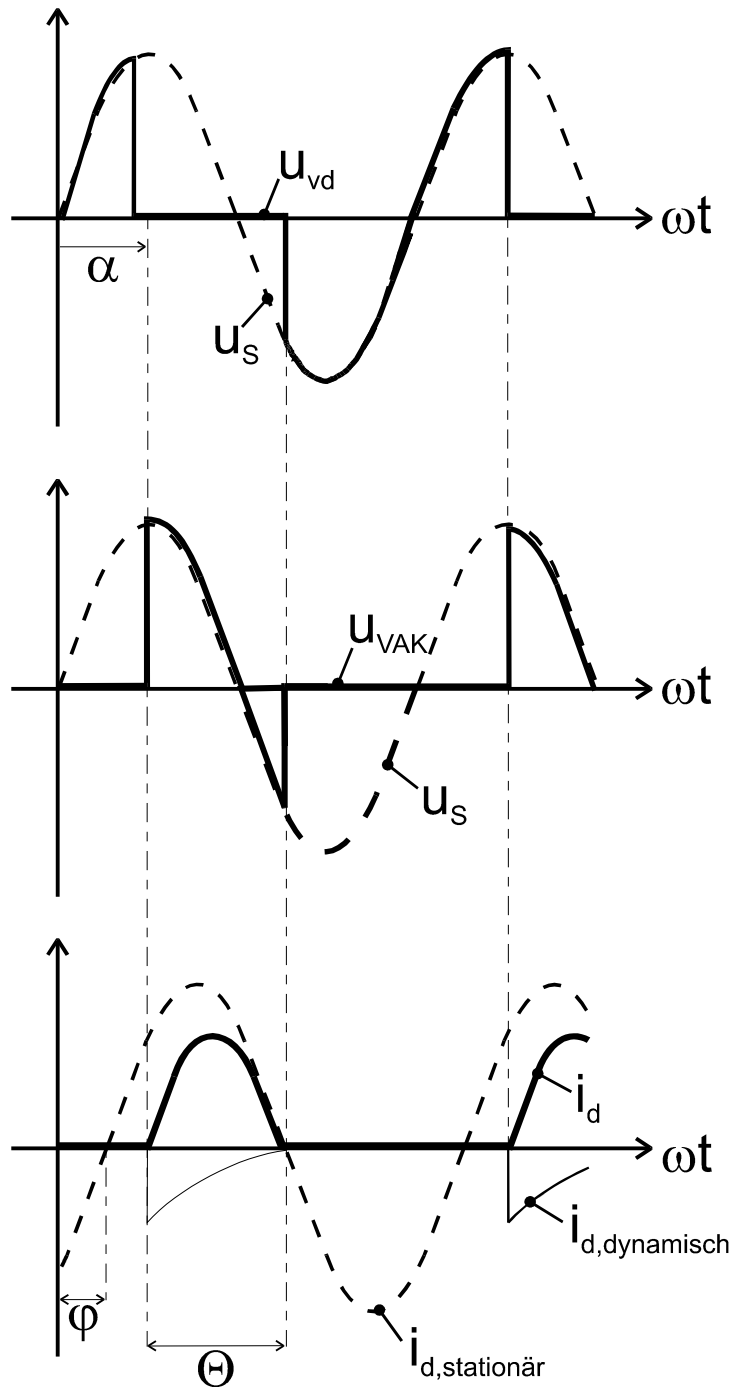


Abbildung 10-3: Strom- und Spannungsverläufe für $\alpha = 90^\circ$

Näherung für $\alpha=0^\circ : L \rightarrow 0, R \neq 0 \Rightarrow \varphi=0^\circ$

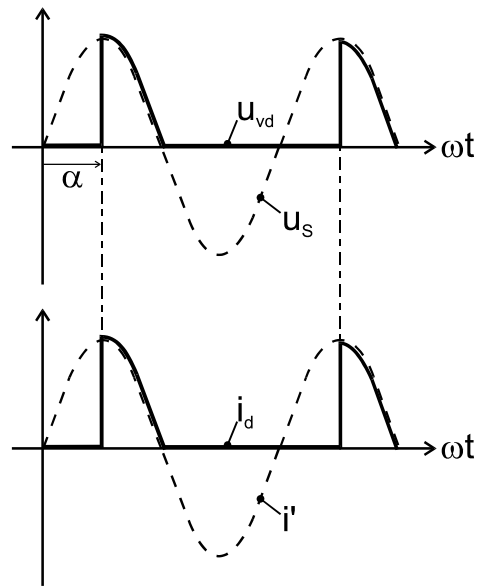


Abbildung 10-4: Strom- und Spannungsverläufe für $L \rightarrow 0, R \neq 0$

$$i_d = \sqrt{2} \cdot \frac{U_s}{R} \cdot \sin(\omega t)$$

Näherung für $\alpha=0 : R \rightarrow 0, L \neq 0 \Rightarrow \varphi = 90^\circ$

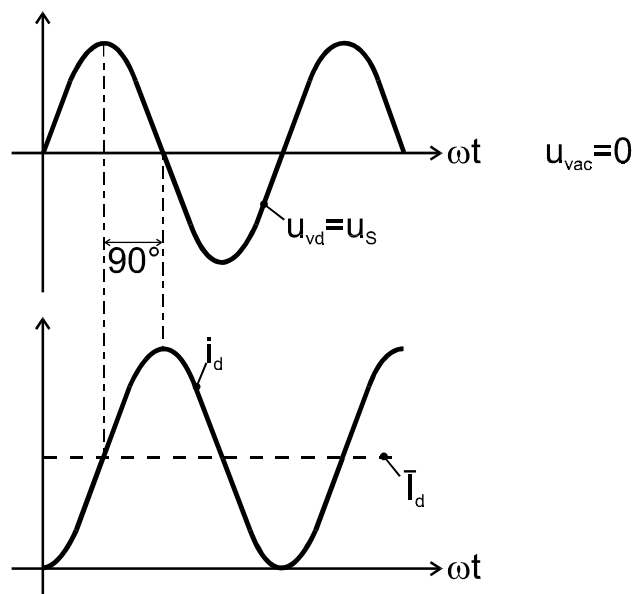


Abbildung 10-5: Strom- und Spannungsverläufe für $R \rightarrow 0, L \neq 0$

Thyristor erlischt nicht!

$$i_d = \sqrt{2} \cdot \frac{U_s}{\omega L} \cdot (1 - \cos(\omega t))$$

Durch die in der Drossel gespeicherte Energie wird der Stromflußwinkel Θ vergrößert. Ohne Zündverzögerung wird Θ größer als π ; eine Verzögerung der Zündung verringert den Stromflußwinkel.
Die Schaltung dient zur Stromglättung.

10.1 Einpulsstromrichter mit Gegenspannung

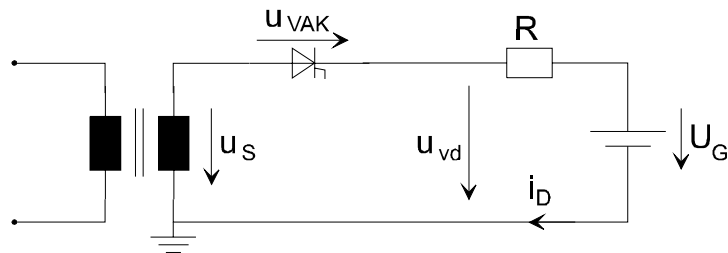


Abbildung 10-6: Einpulsstromrichter mit Gegenspannung

$$\begin{aligned}
 i_d \neq 0: u_s &= R \cdot i_d + U_G & \Rightarrow i_d &= \frac{u_s - U_g}{R} \\
 i_d = 0: u_s &= u_{VAK} + U_G & \Rightarrow u_{VAK} &= u_s - U_g
 \end{aligned}$$

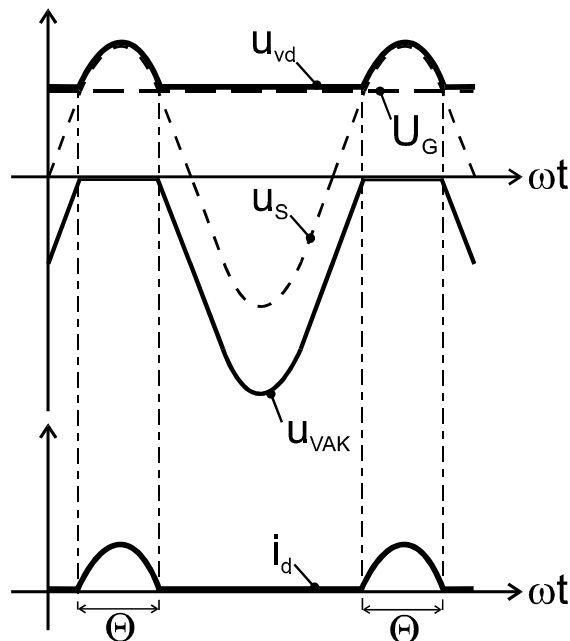


Abbildung 10-7: Strom- und Spannungsverläufe

Die negativen Schwingungen von u_s können nicht zur Energieübertragung genutzt werden.

Die Schaltung dient zum Laden von Akkumulatoren oder zur Speisung eines Gleichstrommotors. Sie kommt jedoch wegen der hohen Welligkeit des Gleichstromes nur für kleine Leistungen in Frage.

11 Zweipulsige Mittelpunktschaltung

Abbildung 11.1 zeigt eine zweipulsige Mittelpunktschaltung mit Mittelanzapfung:

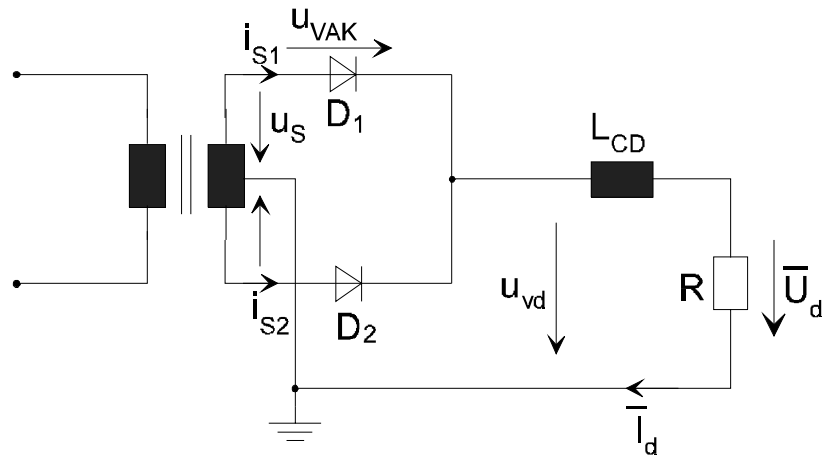


Abbildung 11-1: Zweipulsige Mittelpunktschaltung

Allgemein gilt:

$$u_s = \sqrt{2}U_s \sin(\omega t)$$

$$L_{CD} \rightarrow \infty, \text{ daraus folgt } \bar{I}_d = i_d$$

Die nächste Abbildung zeigt die Strom- und Spannungsverläufe:

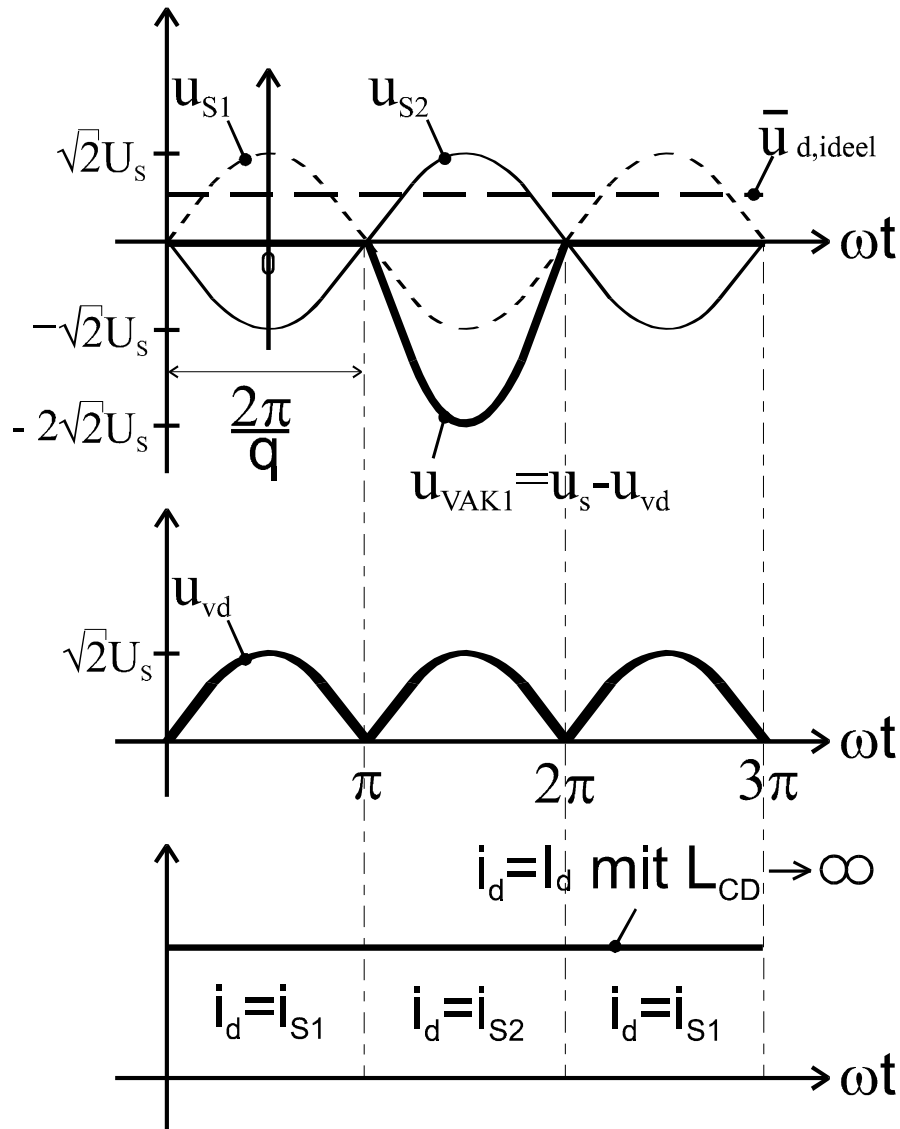


Abbildung 11-2: Strom- und Spannungsverläufe

Es sollen die folgenden vereinfachenden Annahmen mit $u_s = \sqrt{2} \cdot U_s \cdot \cos(\omega t)$ gelten:

$$L_{CD} \rightarrow \infty$$

$$\text{Kommutierungsdauer } x_K = 0$$

Zur Integration eine Nullpunktverschiebung um $\frac{\pi}{2}$

Somit ergibt sich die ideale Gleichspannung \bar{U}_{di} für den Zündwinkel $\alpha = 0^\circ$ zu:

$$\bar{U}_{di} = \frac{1}{2\pi/q} \int_{-\pi/q}^{\pi/q} \sqrt{2} U_s \cos(\omega t) d\omega t$$

$$\Rightarrow \bar{U}_{di} = \left(\frac{\sqrt{2}}{\pi/q} \sin\left(\frac{\pi}{q}\right) \right) U_S = k_u U_S$$

Für die Kommutierungszahl $q = 2$ ergibt sich die Konstante für die Spannung k_u zu:

$$k_u = \frac{2}{\pi} \sqrt{2} \approx 0,9$$

Definition: Kommutierungszahl q

Die Kommutierungszahl q ergibt sich aus der Anzahl der während einer Netzperiode auftretenden Kommutierungsvorgänge innerhalb einer Gruppe von miteinander kommutierenden Ventilen.

Für den Strom I_{S1} gilt:

$$I_{S1} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{-\pi/q}^{\pi/q} i_S^2 d\omega t} = \sqrt{\frac{I_d^2}{q}}$$

Es gilt: $I_d = i_S$ für $[-\frac{\pi}{q}, \frac{\pi}{q}]$

und somit abschließend:

$$I_{S1} = I_{S2} = \frac{I_d}{\sqrt{q}} = \frac{I_d}{\sqrt{2}} = \frac{I_d}{k_i}$$

12 Netzgeführter Stromrichter in dreipulsiger Mittelpunktschaltung

Abbildung 12.1 zeigt die dreipulsige Mittelpunktschaltung.

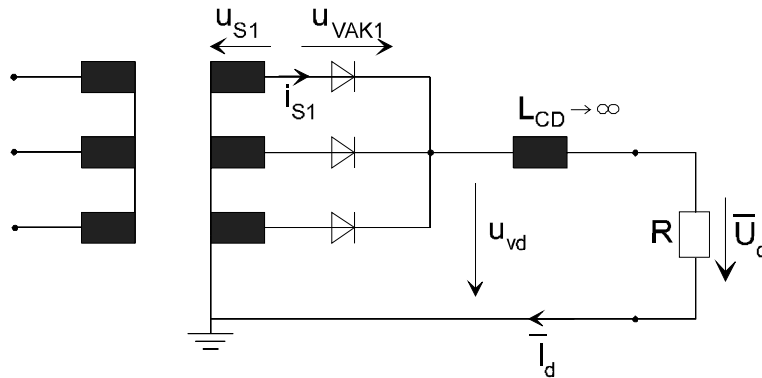


Abbildung 12-1: Dreipulsige Mittelpunktschaltung

Die nächste Abbildung zeigt die Strom- und Spannungsverläufe:

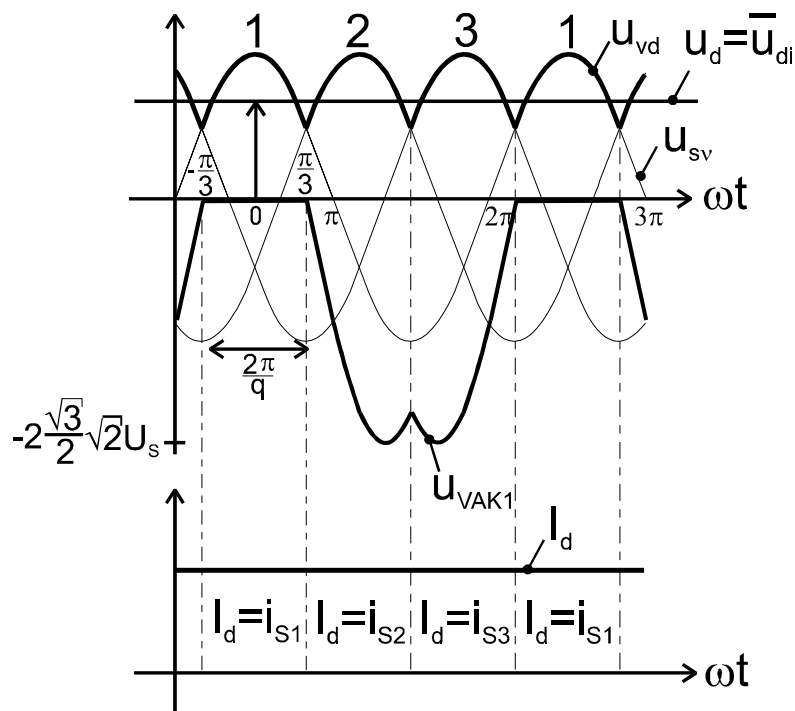


Abbildung 12-2: Strom- und Spannungsverläufe

$$u_{VAK1} = \begin{cases} 0 & ; \text{ V1 leitend} \\ u_{S1} - u_{S2} & ; \text{ V2 leitend} \\ u_{S1} - u_{S3} & ; \text{ V3 leitend} \end{cases}$$

Die Ventilspannung u_{VAK1} berechnet sich zu:

$$u_{\text{VAK1}} = u_{\text{S1}} - u_{\text{vd}}$$

Mit $\bar{u}_{di} = \frac{q}{\pi} \cdot \sqrt{2} \cdot \sin\left(\frac{\pi}{q}\right) \cdot U_s$

$$\downarrow q = 3$$

$$= 1,17 \cdot U_s > U_s$$

=> Der Mittelwert der Gleichspannung ist größer als der Effektivwert

Allgemein berechnet sich die ideale Gleichspannung \bar{u}_{di} gemäß:

$$\bar{u}_{di} = \frac{1}{2\pi/q} \int_{-\pi/q}^{\pi/q} \sqrt{2}U_s \cos(\omega t) d\omega t$$

Für den speziellen Fall der dreipulsigen Mittelpunktschaltung, also mit der Kommutierungszahl $q = 3$, folgt für die ideale Gleichspannung \bar{u}_{di} :

$$\bar{u}_{di} = \frac{1}{2\pi/3} \int_{-\pi/3}^{\pi/3} \sqrt{2}U_s \cos(\omega t) d\omega t$$

$$\bar{u}_{di} = \frac{3}{2\pi} \sqrt{2}U_s \int_{-\pi/3}^{\pi/3} \cos(\omega t) d\omega t = \frac{3}{\pi} \sqrt{2}U_s \sin\left(\frac{\pi}{3}\right)$$

Für den Strangstrom i_s folgt dann:

$$i_s = \frac{I_d}{3}$$

13 Dreipulsige Mittelpunktschaltung (gesteuerter Stromrichterbetrieb)

Die folgende Abbildung zeigt das elektrische Ersatzschaltbild:

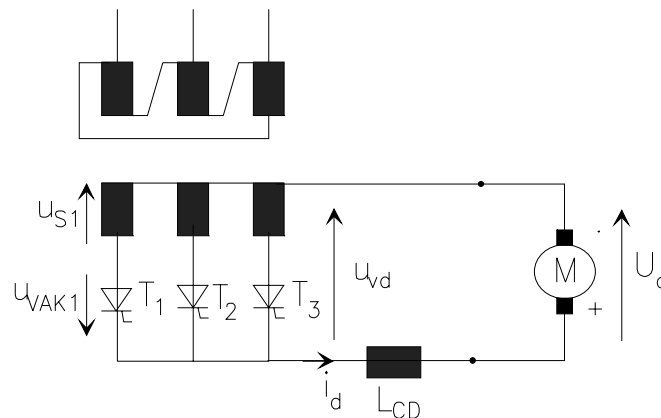


Abbildung 13-1: Dreipulsige Mittelpunktschaltung

Bei steuerbaren Stromrichterventilen, z.B. Thyristoren, erfolgt die Stromübergabe von einem auf den nächsten Stromrichterzweig (Kommutierung) erst nachdem das Folgeventil gezündet wurde. Die Übergabe kann also verzögert werden. Man definiert den Steuerwinkel α als Zeitspanne, um die der Zündzeitpunkt gegenüber dem des natürlichen Zündzeitpunktes ($\alpha = 0^\circ$) nachteilig verschoben ist.

Der Mittelwert der Gleichspannung kann mit den um den Steuerwinkel α verschobenen Integrationsgrenzen wie folgt berechnet werden:

$$\bar{u}_{di\alpha} = \frac{1}{2\pi/q} \int_{-\pi/q+\alpha}^{\pi/q+\alpha} \sqrt{2}U_s \cos(\omega t) d\omega t = \frac{q}{\pi} \sqrt{2}U_s \sin\left(\frac{\pi}{q}\right) \cos(\alpha)$$

Man erhält für die beim Steuerwinkel α auftretende ideelle Gleichspannung $\bar{U}_{di\alpha}$ die Beziehung

$$\bar{u}_{di\alpha} = \bar{u}_{di} \cos(\alpha) ,$$

die besagt, daß sich der Mittelwert der Gleichspannung netzgeführter Stromrichter nach der cos-Funktion des Steuerwinkels α ändert.

Für den Steuerwinkel $\alpha = 0^\circ$ ist der Mittelwert der Gleichspannung $\bar{u}_{di\alpha}$ am größten.

Die folgende Abbildung zeigt die Strom- und Spannungsverläufe der dreipulsigen Mittelpunktschaltung bei einem Steuerwinkel von $\alpha = 30^\circ$.

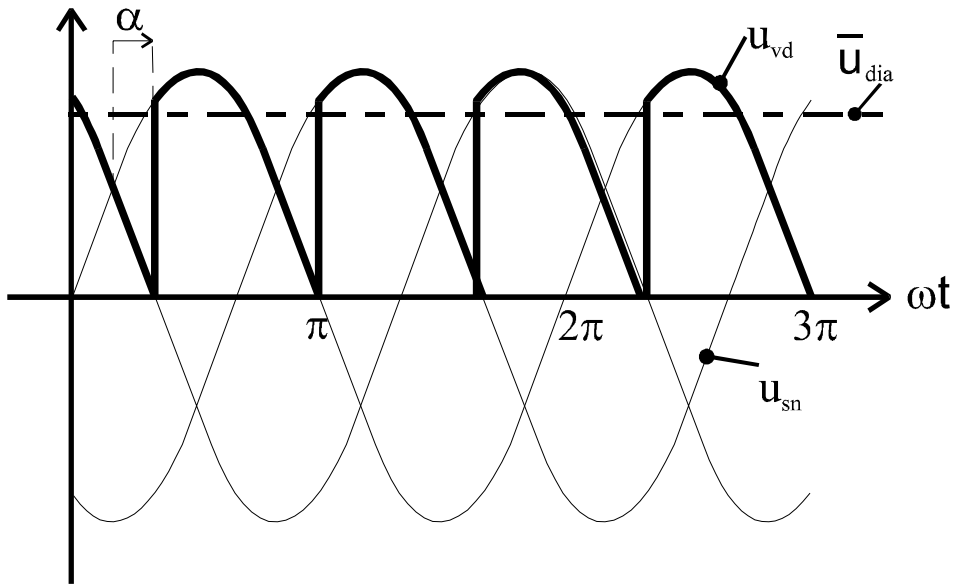


Abbildung 13-2: Spannungsverläufe für $\alpha = 30^\circ$

Wird nun, wie in Abbildung 13.3 gezeigt, der Steuerwinkel α weiter vergrößert auf $\alpha = 60^\circ$ ist die stetige Abnahme des Mittelwertes der Gleichspannung $\bar{u}_{di\alpha}$ gemäß der Beziehung $\bar{u}_{di\alpha} = \bar{u}_{di} \cos(\alpha)$ sichtbar.

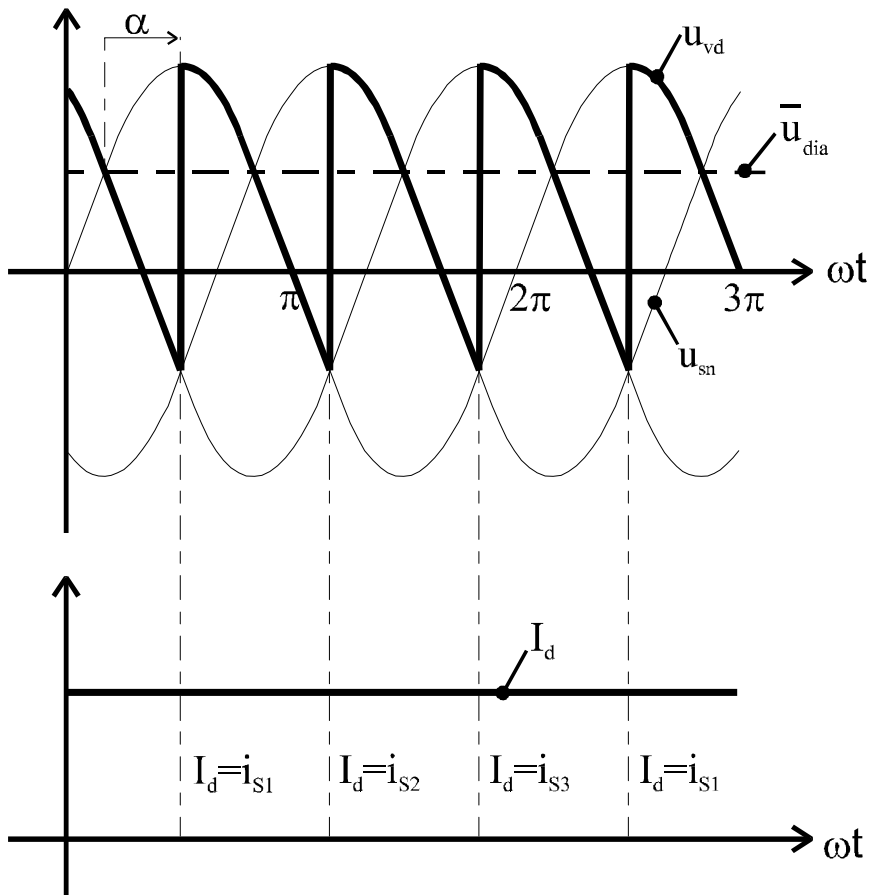


Abbildung 13-3: Strom- und Spannungsverläufe für $\alpha = 60^\circ$

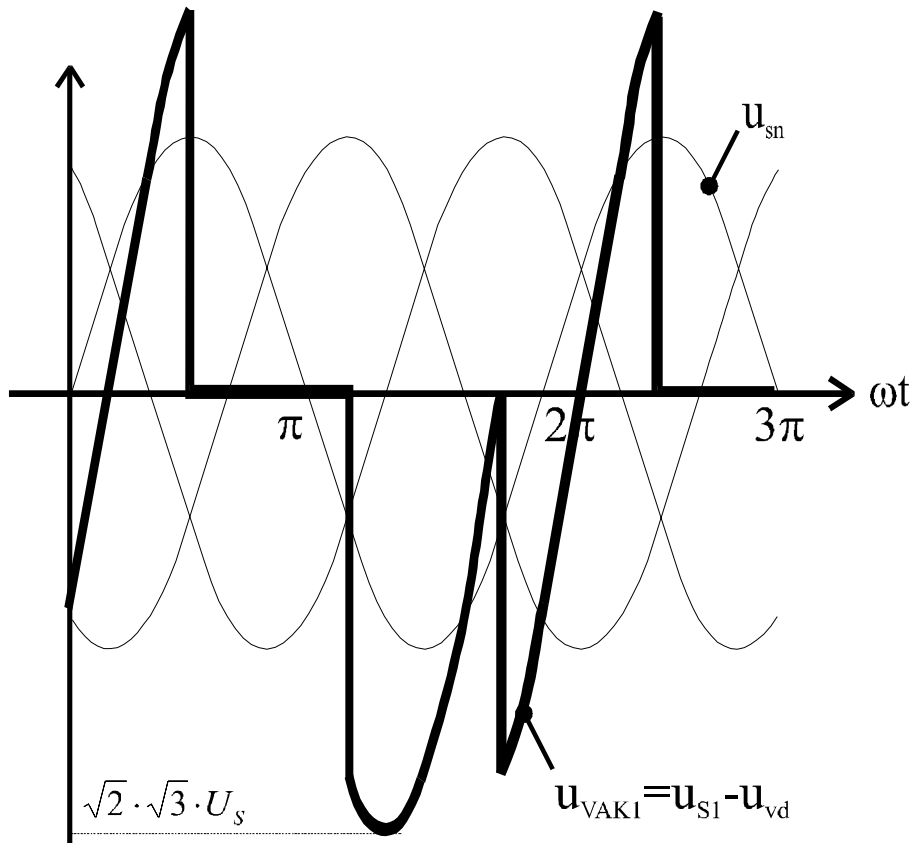


Abbildung 13-4: Ventilspannung u_{VAKI} für $\alpha = 60^\circ$

Bei $\alpha = 90^\circ$ ist der Mittelwert der Gleichspannung Null. Bei weiterer Vergrößerung des Steuerwinkels über 90° hinaus wird der Mittelwert der Gleichspannung negativ und steigt mit zunehmenden Steuerwinkel mit negativen Vorzeichen weiter an.

Abbildung 13.5 zeigt die Spannungsverläufe für $\alpha = 90^\circ$.

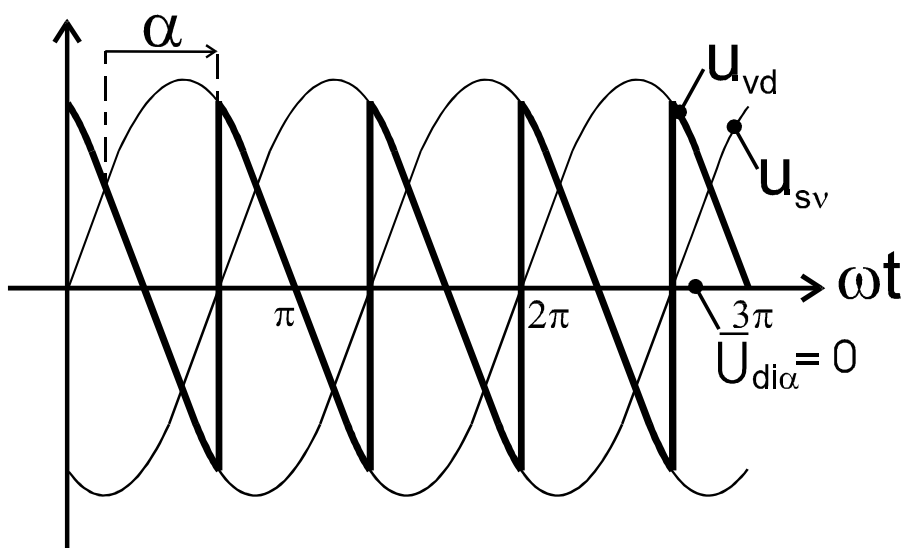
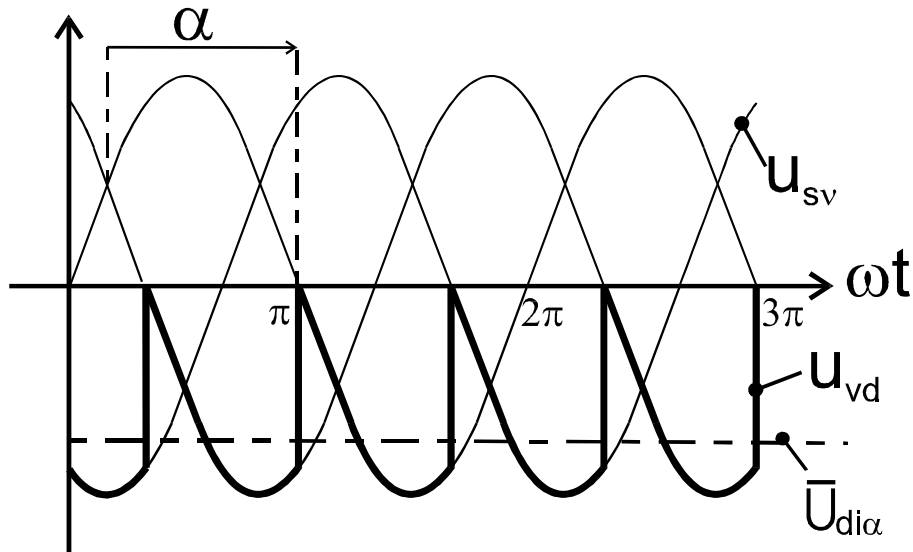


Abbildung 13-5: Spannungsverläufe bei $\alpha = 90^\circ$

Für den Steuerwinkel $\alpha = 150^\circ$ ergeben sich die Spannungsverläufe dargestellt in Abbildung 13.6.

Abbildung 13-6: Spannungsverläufe bei $\alpha = 150^\circ$

Der Bereich mit Steuerwinkeln von $\alpha = 90^\circ$ bis 150° mit negativem Gleichspannungsmittelwert wird **Wechselrichterbetrieb** genannt. In dieser Betriebsart kehrt sich die Richtung des Energieflusses gegenüber dem **Gleichrichterbetrieb** ($\alpha = 0^\circ$ bis 90°) um. D.h. im Wechselrichterbetrieb wird von der Gleichstromlast Energie über den Stromrichter in das Drehstromnetz zurückgeführt.

Zusammengefaßt:

| Steuerwinkel α | Mittelwert der Gleichspannung $\bar{u}_{di\alpha}$ | Betriebsart des Stromrichters |
|------------------------|--|-------------------------------|
| $0^\circ - 90^\circ$ | $\bar{u}_{di\alpha} > 0$ | Gleichrichterbetrieb |
| $90^\circ - 150^\circ$ | $\bar{u}_{di\alpha} < 0$ | Wechselrichterbetrieb |

Theoretisch kann die Kommutierung, also die Übergabe vom derzeit stromführenden Ventilzweig auf den nächst folgenden Zweig, für einen Steuerwinkel α im Bereich von 0° bis 180° stattfinden. Denn für diesen Bereich ist die richtige Polarität, sowie das höhere Potential der ablösenden im Vergleich zu der vorhergehenden Phase sichergestellt. Bei Vergrößerung des Steuerwinkels über 180° hinaus würde die Kommutierungsspannung (die Differenz der miteinander kommutierenden Phasenspannungen) ihr Vorzeichen umkehren, d.h. das Potential der ablösenden Phase ist dann niedriger als das der stromführenden. Dieser Bereich ist für die natürlich Kommutierung verboten, weil er zu Kurzschlüssen im Kommutierungskreis führt.

Um jedoch im Wechselrichterbetrieb keine Gefährdung einzugehen, darf der Steuerwinkel nicht bis 180° gesteigert werden. Vielmehr muß ein Sicherheitsabstand zum Schnittpunkt der Phasenspannungen eingehalten werden, der als Löschwinkel bezeichnet wird (siehe Abbildung 13.7).

$$\Rightarrow \alpha_{\max} = 150^\circ$$

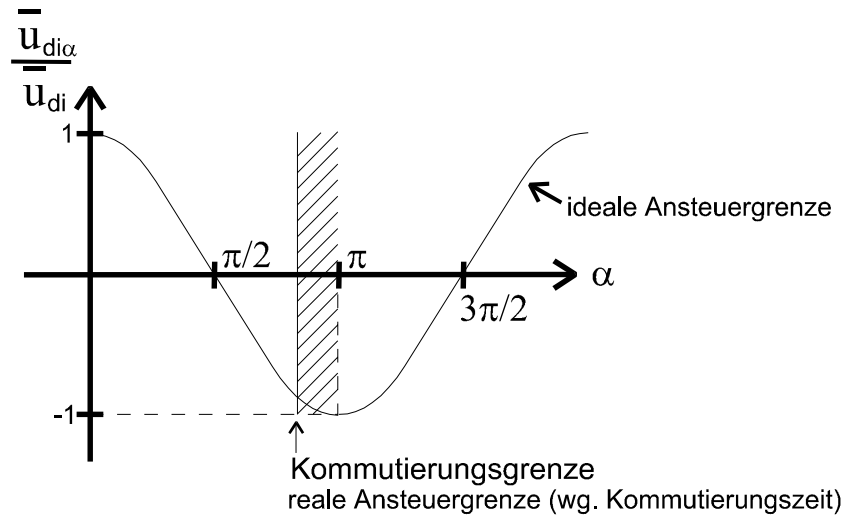


Abbildung 13-7: Kommutierungsgrenze

13.1 Dreipulsige Mittelpunktschaltung im Lückbetrieb

Enthält die dreipulsige Mittelpunktschaltung eine rein ohm'sche Last und keine Glättungsdrossel L_{CD} , so ergeben sich für einen Steuerwinkel $\alpha = 60^\circ$ folgende, in Abbildung 13.8 dargestellte, Strom- und Spannungsverläufe.

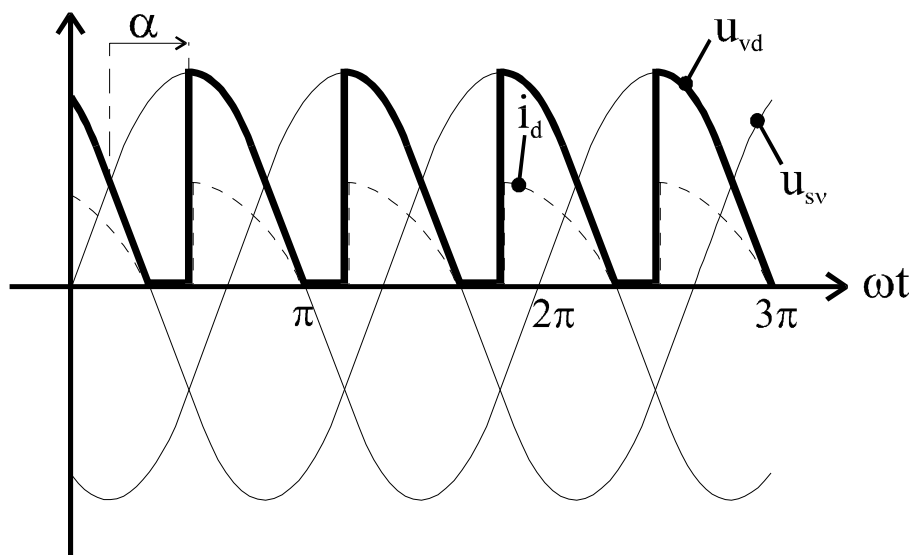


Abbildung 13-8: Dreipulsige Mittelpunktschaltung mit rein ohmscher Last und ohne Glättungsdrossel

Abhängig vom Steuerwinkel α lückt der Strom i_d . Es gilt allgemein:

Kein lückender Strom i_d für $\alpha \leq 30^\circ$

Strom i_d lückt für $30^\circ \leq \alpha < 150^\circ$

kein Strom i_d für $\alpha > 150^\circ$

Für die in der Abbildung 13.9 dargestellten Strom- und Spannungsverläufe gilt, daß die Last der dreipulsigen Mittelpunktschaltung durch eine kleine Induktivität L_L ergänzt wurde. D.h.

die Lückgrenze des Stromes i_d hängt zusätzlich (hier gezeigt bei gleichem Steuerwinkel) von der Induktivität L_L ab.

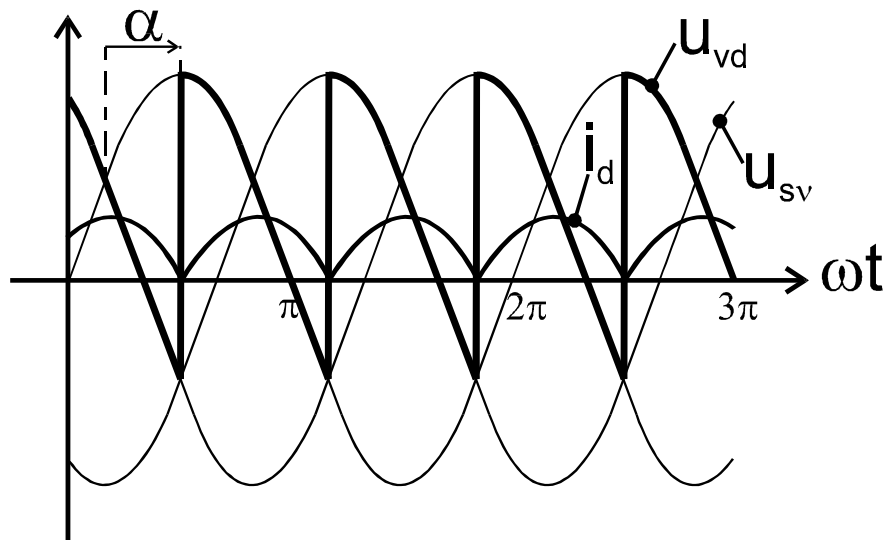


Abbildung 13-9: Lückgrenze in Abhängigkeit von α und L_L

13.2 Dreipulsige Mittelpunktschaltung mit Gegenspannung U_B

Die folgende Abbildung zeigt das Ersatzschaltbild:

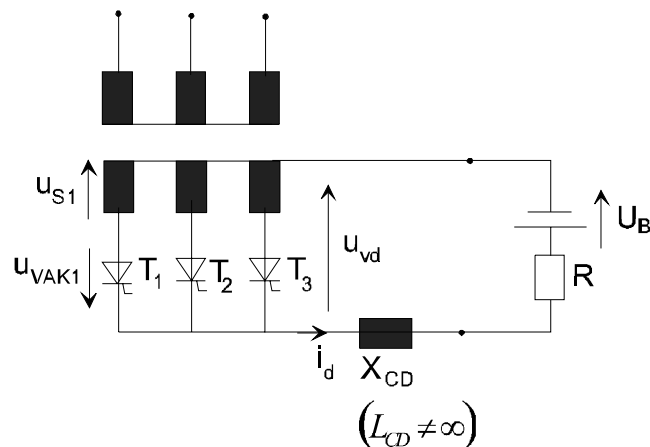


Abbildung 13-10: Dreipulsige Mittelpunktschaltung mit Gegenspannung

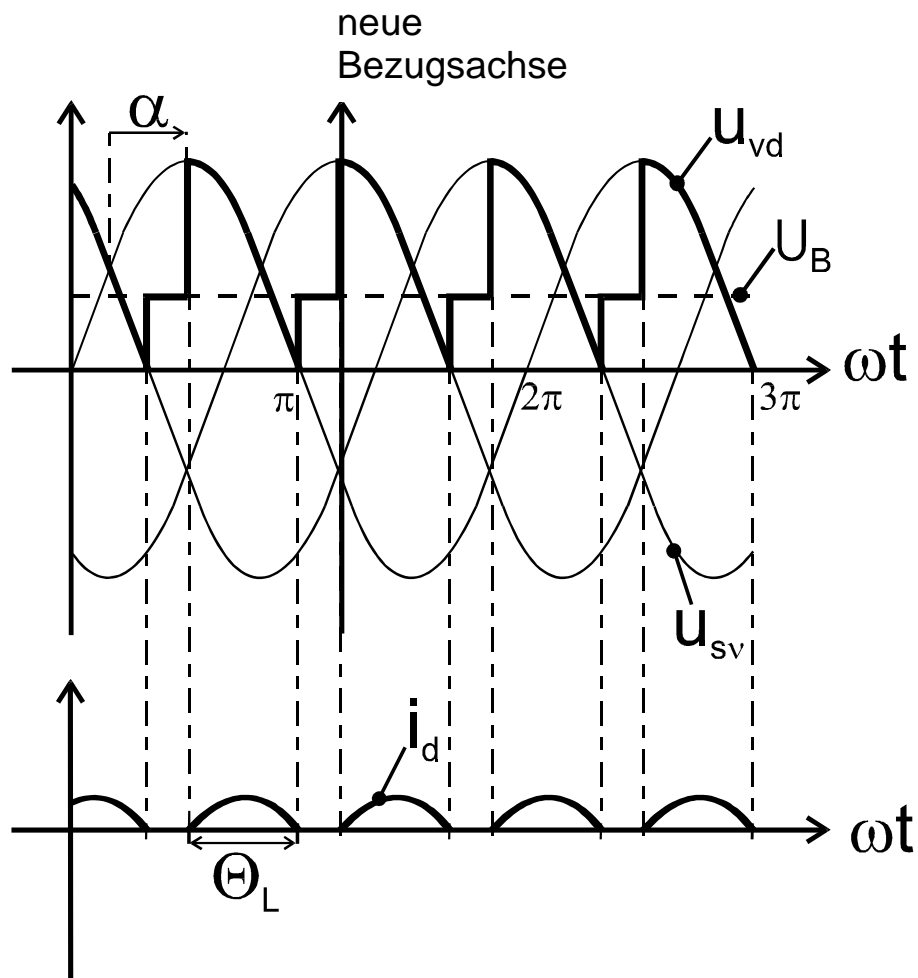


Abbildung 13-11: Strom- und Spannungsverläufe

Für den Fall $X_{CD} \gg R$ gilt:

$$u_{s2} = \sqrt{2}U_s \cos(\omega t - \pi/3 + \alpha)$$

$$u_{s2} = u_L + U_B = X_{CD} \frac{di_d}{d(\omega t)} + U_B$$

$$\frac{di_d}{d(\omega t)} = (u_{s2} - U_B) \frac{1}{X_{CD}}$$

$$i_d = \frac{1}{X_{CD}} \int (u_{s2} - U_B) d(\omega t) = \frac{1}{X_{CD}} \int [\sqrt{2}U_s \cos(\omega t - \pi/3 + \alpha) - U_B] d(\omega t)$$

$$\Rightarrow i_d = \frac{1}{X_{CD}} [\sqrt{2}U_s \sin(\omega t - \pi/3 + \alpha) - U_B \omega t] + C$$

Bestimmung der Konstanten C:

Lückbedingung $i_d(\omega t = 0) = 0$

$$i_d(\omega t = 0) = \frac{1}{X_{CD}} \sqrt{2} U_S \sin\left(\alpha - \frac{\pi}{3}\right) + C = 0$$

$$\Rightarrow C = -\frac{1}{X_{CD}} \sqrt{2} U_S \sin\left(\alpha - \frac{\pi}{3}\right)$$

Die Lösung ergibt sich zu:

$$i_d = \frac{1}{X_{CD}} \sqrt{2} U_S \left[\sin\left(\omega t - \frac{\pi}{3} + \alpha\right) - \sin\left(\alpha - \frac{\pi}{3}\right) \right] - \frac{U_B \omega t}{X_{CD}}$$

Der Mittelwert des Stromes \bar{I}_d berechnet sich gemäß:

$$\bar{I}_d = \int_{\omega t=0}^{\Theta_L} i_d d\omega t$$

$$\Rightarrow \bar{I}_d = \frac{3}{2\pi} \left[\frac{\sqrt{2} U_S}{X_{CD}} \left\{ -\cos\left(\Theta_L - \frac{\pi}{3} + \alpha\right) + \cos\left(\alpha - \frac{\pi}{3}\right) - \Theta_L \sin\left(\alpha - \frac{\pi}{3}\right) \right\} - \frac{U_B}{2X_{CD}} \Theta_L^2 \right]$$

14 Kommutierung

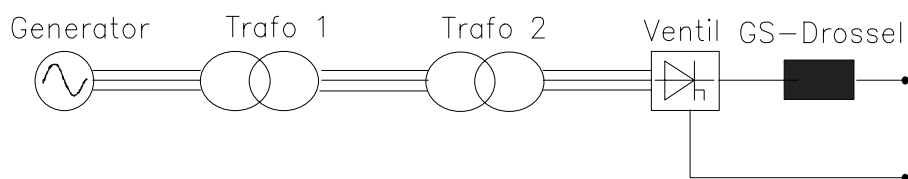


Abbildung 14-1: Übersichtsschaltplan

Das Ersatzschaltbild des Übersichtsschaltplans ist in der folgenden Abbildung dargestellt:

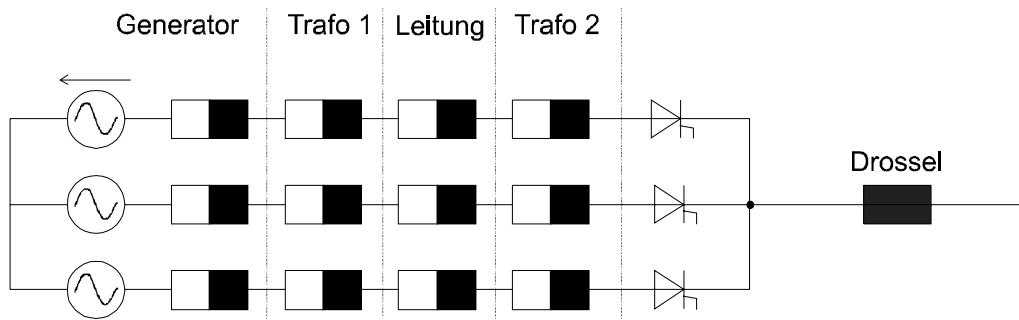


Abbildung 14-2: Ersatzschaltbild

Weiter vereinfacht zeigt Abbildung 14.3 das endgültige Ersatzschaltbild.

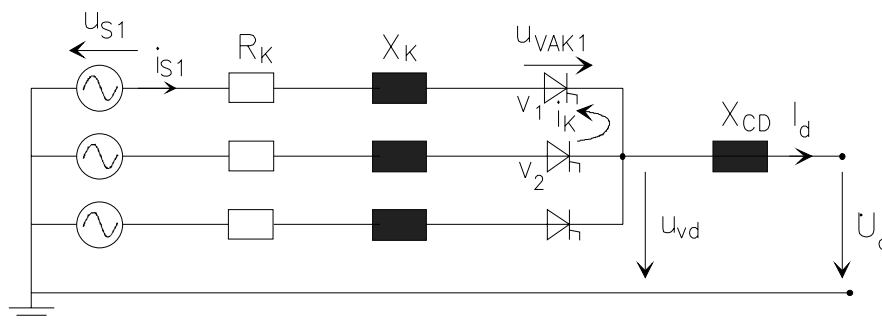


Abbildung 14-3: Vereinfachtes Ersatzschaltbild

Der Übergang des Stromes von einem Ventilzweig auf den nächsten kann nicht sprunghaft erfolgen, da in den Kommutierungskreisen stets Reaktanzen (X_K) vorhanden sind. Bei Zündung des Folgeventils V_2 ist zunächst noch das Löschventil V_1 leitend, da infolge X_K keine plötzliche Stromänderung möglich ist.

→ zweiphasiger Kurzschluß mit treibender Spannung: $u_{S2} - u_{S1}$

Es soll gelten: V_1 offen, V_3 zu, V_2 soll geöffnet werden

Maschenumlauf bei Zündung von V_2 :

$$u_{S2} - u_{S1} + R_K i_{S1} + X_K \frac{di_{S1}}{dt} - R_K i_{S2} - X_K \frac{di_{S2}}{dt} = 0$$

mit $i_{S2} = i_K$ und $i_{S1} = I_d - i_K$ folgt:

$$u_{S2} - u_{S1} + R_K I_d - R_K i_K + X_K \frac{dI_d}{dt} - X_K \frac{di_K}{dt} - R_K i_K - X_K \frac{di_K}{dt} = 0$$

Daraus ergibt sich die DGL, die den Verlauf des Kommutierungsstroms beschreibt:

$$\Rightarrow 2R_K i_K + 2X_K \frac{di_K}{dt} = u_{S2} - u_{S1} + R_K I_d$$

Werden weiterhin die ohmschen Widerstände im Kommutierungskreis vernachlässigt ($R_K \rightarrow 0$) und wird außerdem angenommen, daß die Kommutierungsinduktivitäten gleich groß sind, so vereinfacht sich die Kommutierungsgleichung zu:

$$u_{S2} - u_{S1} = u_K = 2X_K \frac{di_K}{d\omega t} \quad \text{mit } R_K \ll X_K$$

Bei der Kommutierungsspannung u_K handelt es sich um eine sinusförmige Wechselspannung, die sich bei einem Mehrphasensystem als Differenz der Spannungen zweier miteinander kommutierender Phasen ergibt. Bei einem dreiphasigen Drehstromnetz ergibt sich u_K zu:

$$u_K = \sqrt{3}u_S \quad \text{mit } u_S = \sqrt{2}U_S \sin(\omega t)$$

Gl. 4.2 in Gl. 4.1 eingesetzt ergibt:

$$\sqrt{3}\sqrt{2}U_S \sin(\omega t) = 2X_K \frac{di_K}{d\omega t}$$

Der Kurzschlußstrom i_K setzt sich zusammen aus:

$$i_K = i_K' + i_K'',$$

wobei i_K' als quasistationärer Strom und i_K'' als Ausgleichsstrom bezeichnet werden.

Mit den Anfangsbedingungen $i_K = 0$ für $\omega t = \alpha$ und $R_K \ll X_K$ ergibt sich der Kurzschlußstrom i_K zu:

$$i_K = \frac{\sqrt{3}\sqrt{2}}{2X_K} U_S [\cos(\alpha) - \cos(\omega t)]$$

Hierbei ergeben sich i_K' und i_K'' zu:

$$i_K' = -\frac{\sqrt{2}\sqrt{3}}{2X_K} U_S \cos(\omega t) \quad i_K'' = \frac{\sqrt{2}\sqrt{3}}{2X_K} U_S \cos(\alpha)$$

Die folgende Abbildung zeigt die Stromverläufe:

Abbildung 14-4: Stromverläufe von i_k , i_k' , i_k'' und I_d

Der Maschenumlauf für Kommutierungszeitpunkt 1 ergibt (unter der Bedingung $R_K \ll X_K$):

$$-u_{S1} + X_K \frac{di_{S1}}{d\omega t} + u_{vd}^* = 0$$

$$-u_{S1} + X_K \frac{d(I_d - i_k)}{d\omega t} + u_{vd}^* = 0$$

$$-u_{S1} - X_K \frac{di_k}{d\omega t} + u_{vd}^* = 0$$

Für Zweig 2 gilt:

$$-u_{S2} + X_K \frac{di_{S2}}{d\omega t} + u_{vd}^* = 0$$

$$-u_{S2} + X_K \frac{di_k}{d\omega t} + u_{vd}^* = 0$$

Addiert man die beiden Maschengleichungen, folgt:

$$-u_{S1} + X_K \frac{di_K}{d\omega t} + u_{vd}^* - u_{S2} + X_K \frac{di_K}{d\omega t} + u_{vd}^* = 0$$

$$-u_{S1} - u_{S2} + 2u_{vd}^* = 0$$

$$\Rightarrow u_{vd}^* = \frac{1}{2}(u_{S1} + u_{S2})$$

Die Spannung u_{vd}^* stellt die Spannung u_{vd} für den Zeitraum der Kommutierung dar.

Achtung: Alle Kommutierungsgleichungen gelten nur während der Kommutierungsphase!

Die nun folgende Abbildung zeigt die zugehörigen Strom- und Spannungsverläufe.

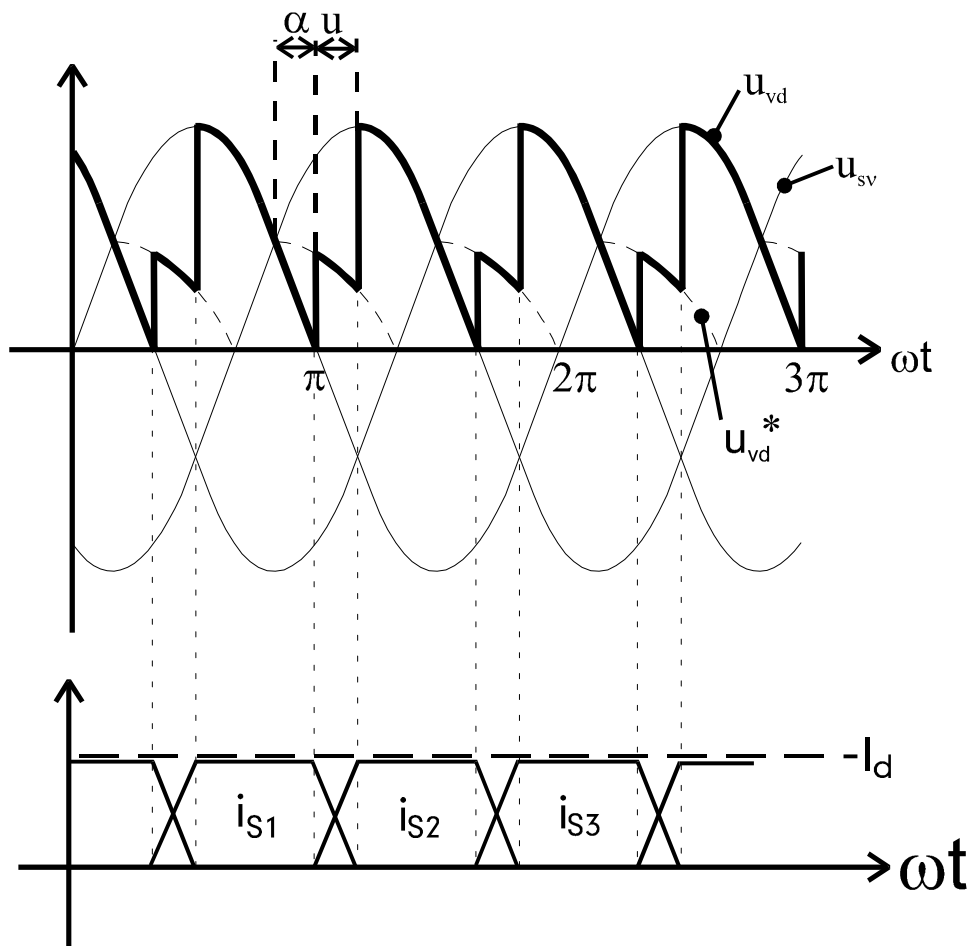


Abbildung 14-5: Spannungsverläufe und angenäherte Stromverläufe

Die Kommutierungszeit t_u , also die Zeitspanne, in der zwei in der Stromführung ablösende Stromrichterzweige gleichzeitig Strom führen, wird Überlappung genannt. Die Überlappung wird meist in Form eines Überlappungswinkels u in Winkelgraden angegeben.

Während der Kommutierung verläuft u_{vd} auf dem Mittelwert der beiden den Kommutierungsstrom i_K treibenden Strangspannungen. Nach der Kommutierung springt u_{vd} auf das Potential der Strangspannungen.

Die Kommutierung ist beendet, wenn V_1 erlischt:

$$\Rightarrow i_{S1} = 0 \text{ und } i_K = I_d$$

Mit dem Überlappungswinkel u gilt:

$$i_K(\omega t = \alpha + u) = I_d$$

$$\Rightarrow I_d = \frac{\sqrt{3}\sqrt{2}}{2X_K} U_S [\cos(\alpha) - \cos(\alpha + u)]$$

$$\cos(\alpha + u) = \cos(\alpha) - \frac{2X_K \cdot I_d}{\sqrt{3} \cdot \sqrt{2} \cdot U_S}$$

Die Überlappungsdauer $\frac{u}{\omega}$ ist bei $\alpha = 0^\circ$ am größten und bei $\alpha = 90^\circ$ am kleinsten.

Abbildung 14.6 zeigt den Verlauf des Kommutierungsstroms i_K für den Fall, daß $\alpha \leq 150^\circ$ ist.



Abbildung 14-6: Kommutierungsstrom

Bei $\alpha > 150^\circ$ reicht der Kommutierungsstrom nicht aus, um den Gleichstrom im Löschventil auf Null zu zwingen. Das Folgeventil hat den Strom nicht übernehmen können. Dieses Verhalten wird auch als „kippen“ bezeichnet.

Abbildung 14.7 zeigt das Verhalten des Kommutierungs- und der Strangströme.

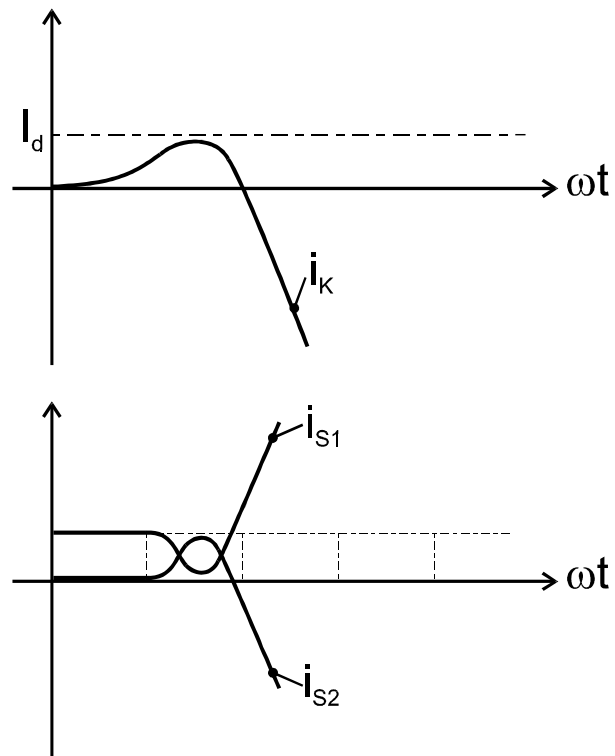


Abbildung 14-7: Kommutierungs- und Strangströme bei $\alpha \geq 150^\circ$

15 Brückenschaltungen

15.1 Zweipulsige Brückenschaltung: „Grätz“-Brücke

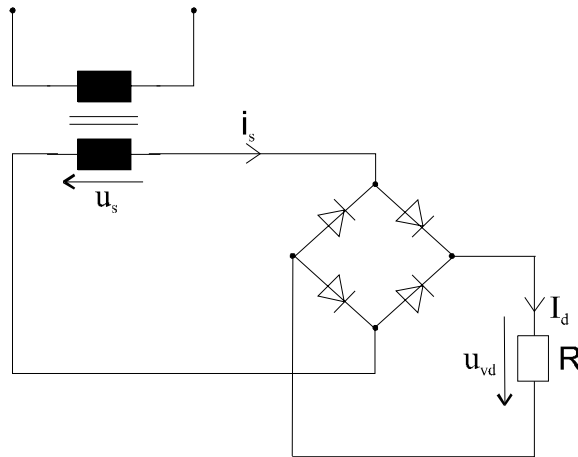


Abbildung 15-1: Zweipulsige Brückenschaltung

Da sowohl der positive als auch der negative Anteil von i_s Bestandteile von I_d sind, wird der Transformator voll ausgelastet.

Brückenschaltungen dienen zum Gleichrichten von Wechselstrom. Die oben abgebildete Brückenschaltung ist zweipulsig, es gibt allerdings auch höherpulsigere Brückenschaltungen, die einen glatteren Strom liefern. Oftmals verwendet wird die sechspulsige Brückenschaltung.

15.2 Sechspulsige Brückenschaltung

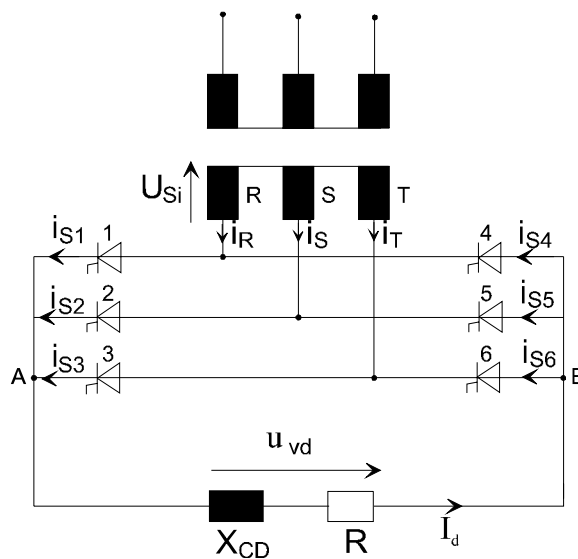


Abbildung 15-2: Sechspulsige Brückenschaltung

$$u_{vd} = A - B$$

$\alpha = 0^\circ$ (Natürliche Feldkommütierung):

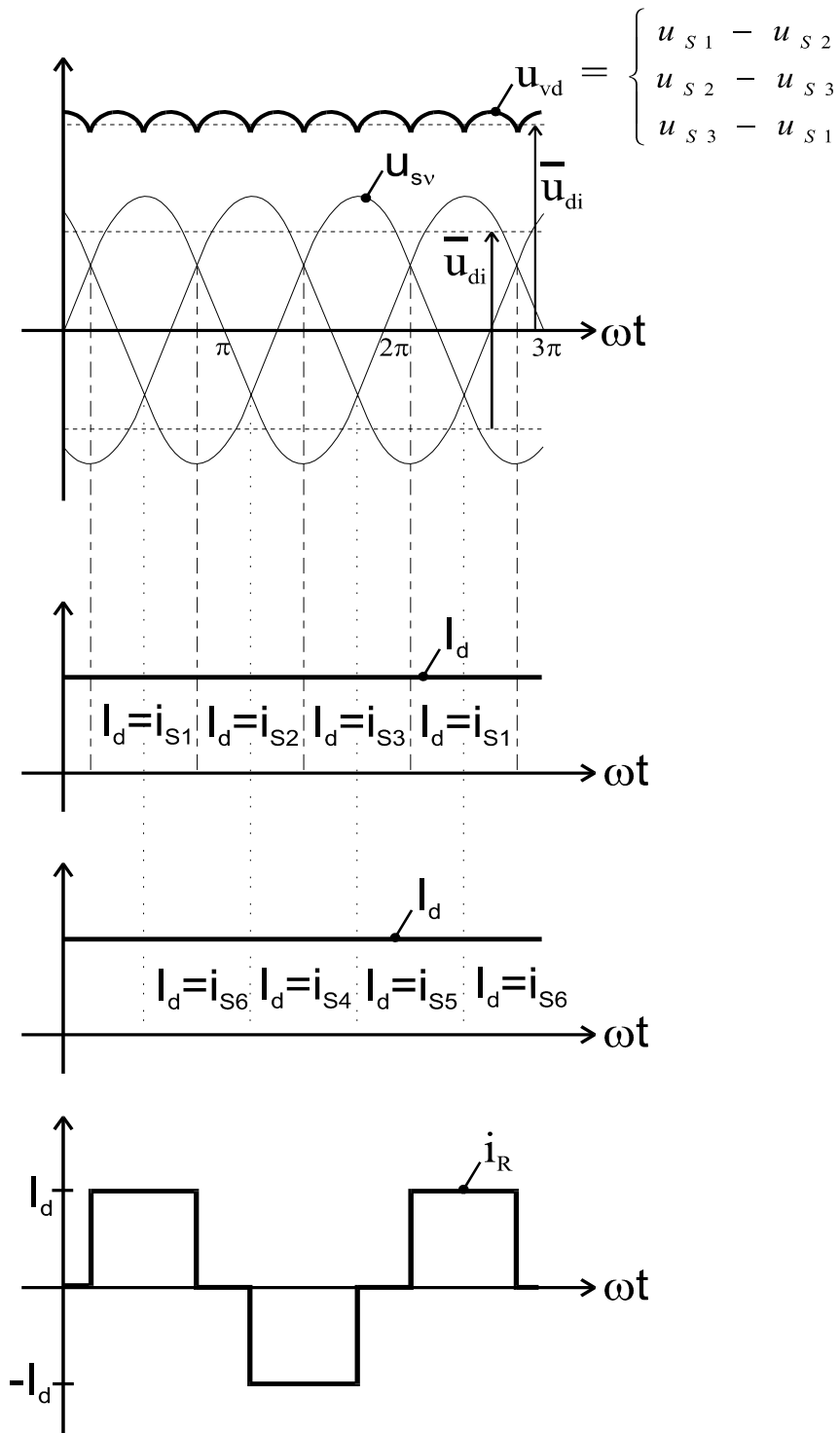


Abbildung 15-3: Strom- und Spannungsverläufe für $\alpha = 0^\circ$

(i_R ist der Wechselstrom auf der Primärseite des Trafos)

$$\bar{U}_{di} = 2 \cdot 1,17 \cdot U$$

$$\bar{U}_{di\alpha} = \bar{U}_{di} \cdot \cos\alpha$$

$$I_R = i_1 - i_4$$

$\alpha = 30^\circ$:

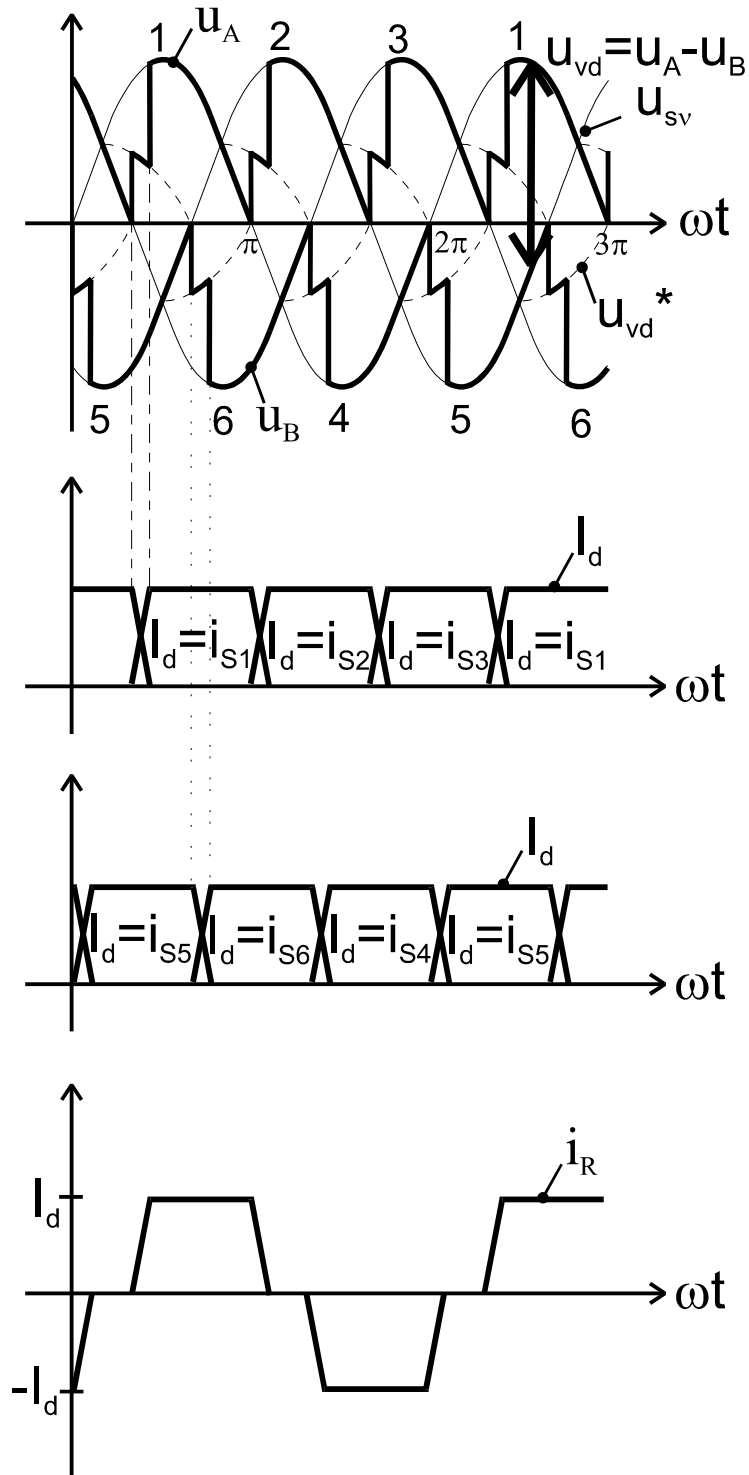


Abbildung 15-4: Strom- und Spannungsverläufe für $\alpha > 0^\circ$

15.3 Brückengleichrichter

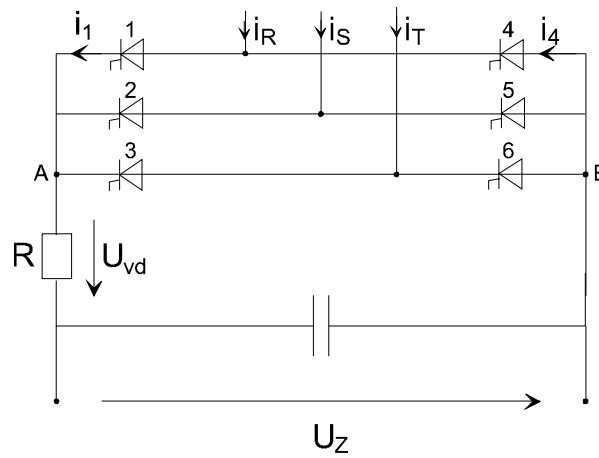


Abbildung 15-5: Brückengleichrichter

$$U_{Z_{\max}} = \sqrt{3} \cdot \sqrt{2} \cdot U_N$$

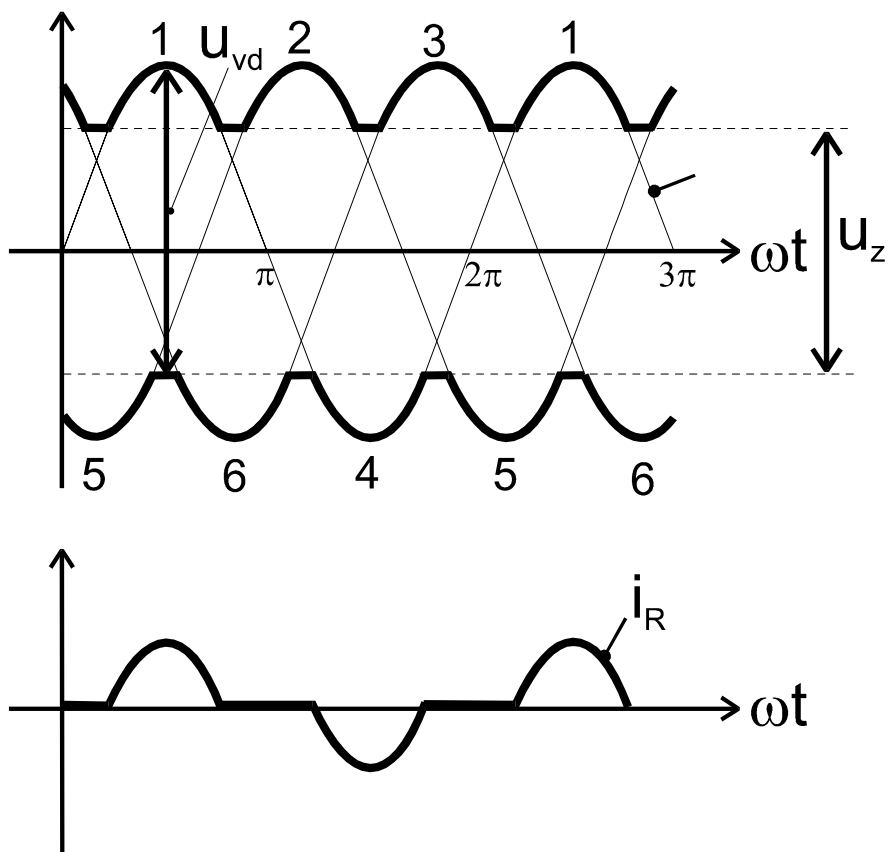


Abbildung 15-6: Strom- und Spannungsverläufe mit vernachlässigten Netzinduktivitäten

$$i_R = i_1 - i_4$$

16 Literatur

- K. Heumann, Grundlagen der Leistungselektronik, Teubner Studienbücher, 1991
- Michel, Leistungselektronik, Springer-Lehrbuch, 1992
- Watzinger, Netzgeführte Stromrichter mit Gleichstromausgang, Siemens, 1972
- Lappe u. a., Leistungselektronik, Technik Berlin–München, 1994

17 Autoren

Grundversion: Petra Rose und Maik Butteltmann haben das Skript „Leistungselektronik II“
1996 nach Vorlage der Vorlesung von Prof. Orlik erstellt.

Version 1.1: Joachim Spilgies, April 1997

Version 1.2: Dipl.-Ing. Oliver Harling, Juli 2000

Version 1.3: Dipl.-Ing. Oliver Harling, April 2002

Version 1.4: Dipl.-Ing. Oliver Harling, April 2004

Version 1.5: Dipl.-Ing. Timo Christ, April 2006