

## 4. Selbstgeführte und getaktete Stromrichter

Bei getakteten Stromrichtern werden die Schaltelemente jeweils durch einen Steuertakt ein und ausgeschaltet. Man unterscheidet zwischen:

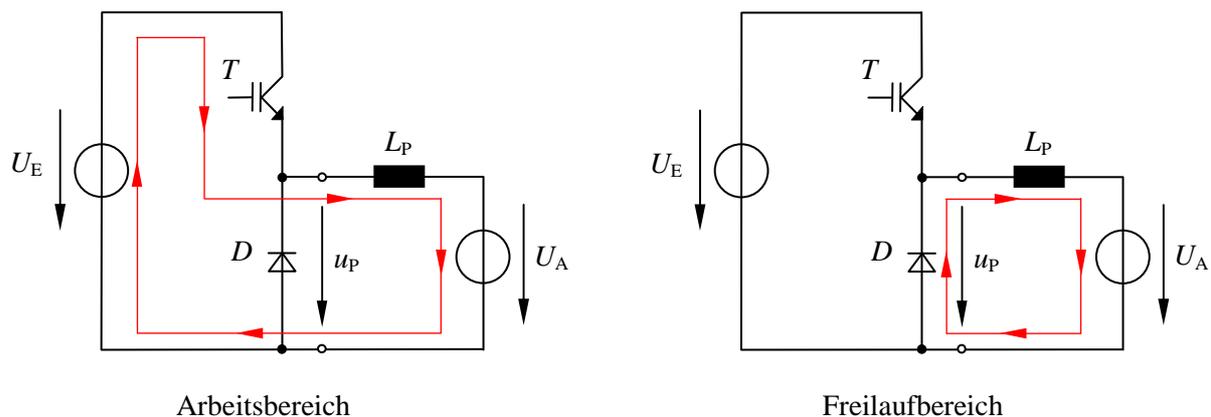
- Gleichstrom - Umrichter (Gleichstromsteller, DC/DC Konverter)
- Wechselrichter (DC/AC Konverter, AC/DC Konverter)
- Wechselstrom – Umrichter (Direktumrichter, Matrixumrichter)

### 4.1. Gleichstromsteller

Ein Gleichstromsteller ist ein DC/DC-Konverter ohne galvanische Trennung. Es wird zwischen Tiefsetzsteller und Hochsetzsteller unterschieden.

Funktion eines Tiefsetzstellers

Betriebsbereiche (Schaltzustände des Tiefsetzstellers):



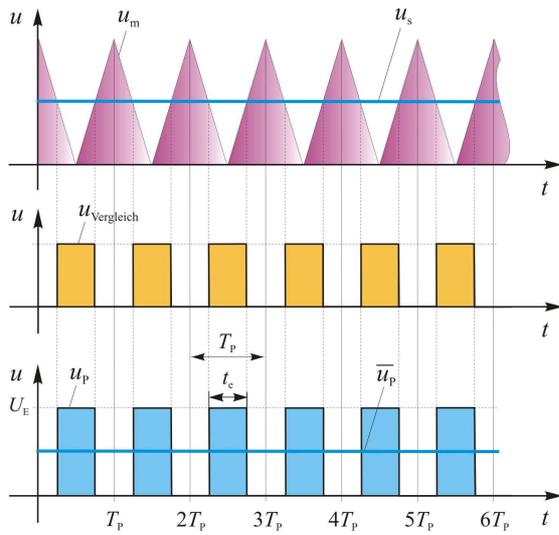
Für die Erzeugung einer pulsformigen Spannung  $u_p$  muss das Schaltelement abwechselnd ein- und ausgeschaltet werden. Die Umschaltunkte werden dabei mit sogenannten Modulationsverfahren hergeleitet. Das wohl bekannteste Modulationsverfahren ist die Pulsweitenmodulation.

Beschreibung der Pulsweitenmodulation (PWM):

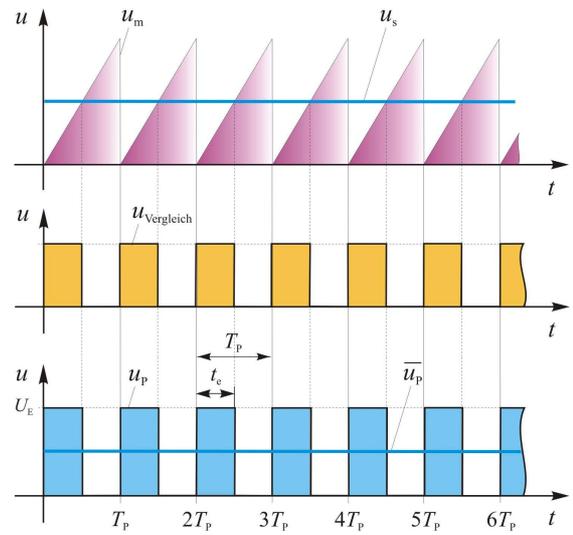
- Vergleich einer Modulationsspannung  $u_m$  mit einer konstanten Steuerspannung  $u_s$
- Das Ergebnis aus dem Vergleich ist eine pulsformige Spannung  $u_{\text{Vergleich}}$
- Diese Vergleichsspannung wird dann zum Ansteuern des Halbleiters genutzt. Dabei wird im Allgemeinen eine sog. Treiberschaltung zwischengeschaltet.

Bei diesem Pulssteuerverfahren ändert sich die Pulsweite (Einschaltdauer) mit der Höhe der Steuerspannung  $u_s$ , während die Pulsperiodendauer konstant bleibt.

Selbstgeführte und getaktete Stromrichter

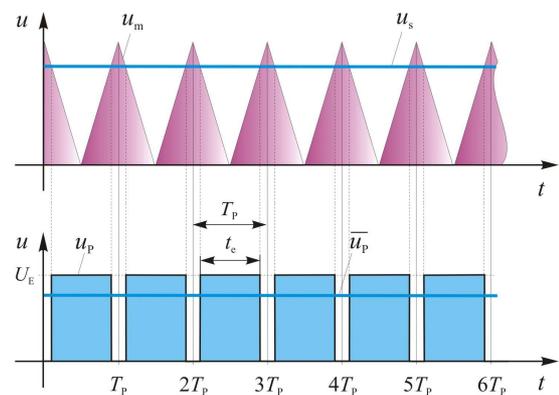
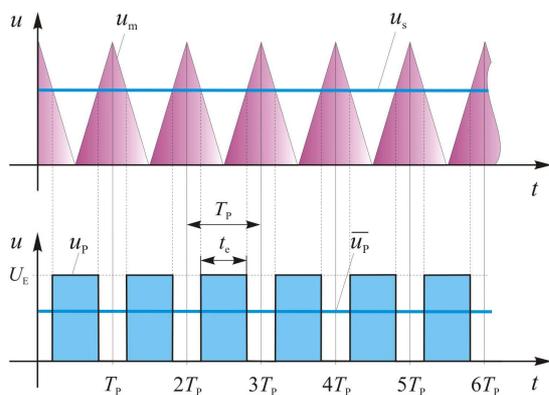
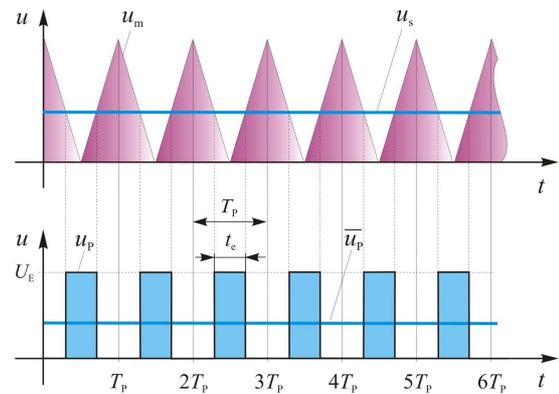
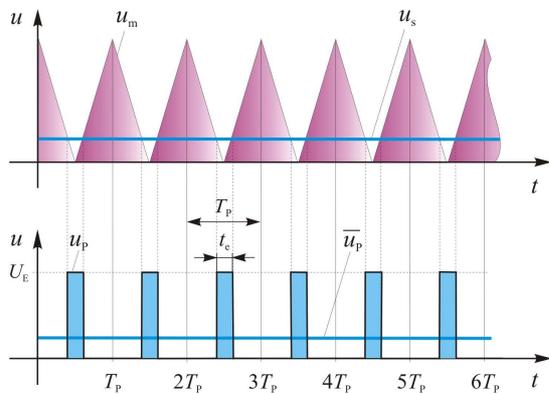


Pulserzeugung durch Vergleich einer Dreiecksspannung  $u_m$  mit der Steuerspannung  $u_s$



Pulserzeugung durch Vergleich einer Sägezahnspannung  $u_m$  mit der Steuerspannung  $u_s$

Oben im Bild ist die Pulserzeugung mit einer dreieckförmigen (links) und einer sägezahnförmigen Modulationsspannung (rechts) dargestellt. Durch den Vergleich mit der Steuerspannung wird jeweils eine pulsförmige Vergleichsspannung erzeugt, die zur Ansteuerung des Halbleiters genutzt wird. Unten ist jeweils die pulsförmige Spannung  $u_p$  des Leistungsteils mit dem Mittelwert zu sehen.



Pulsweitenmodulation für einen Tiefsetzsteller bei unterschiedlichen Aussteuerungen ( $t_c/T_p$ )

Selbstgeführte und getaktete Stromrichter

Aus den beiden Darstellungen ist ersichtlich, dass zwischen der Steuerspannung  $u_s$  und der Einschaltdauer  $t_e$  ein linearer Zusammenhang besteht.

$$t_e = \frac{u_s}{\hat{u}_m} \cdot T_p$$

Darüber hinaus gilt die folgende mathematische Beziehung zwischen Einschaltdauer  $t_e$  und Mittelwert der pulsformigen Spannung  $\bar{u}_p$ .

$$\bar{u}_p = \frac{t_e}{T_p} \cdot U_E = \frac{u_s}{\hat{u}_m} \cdot U_E$$

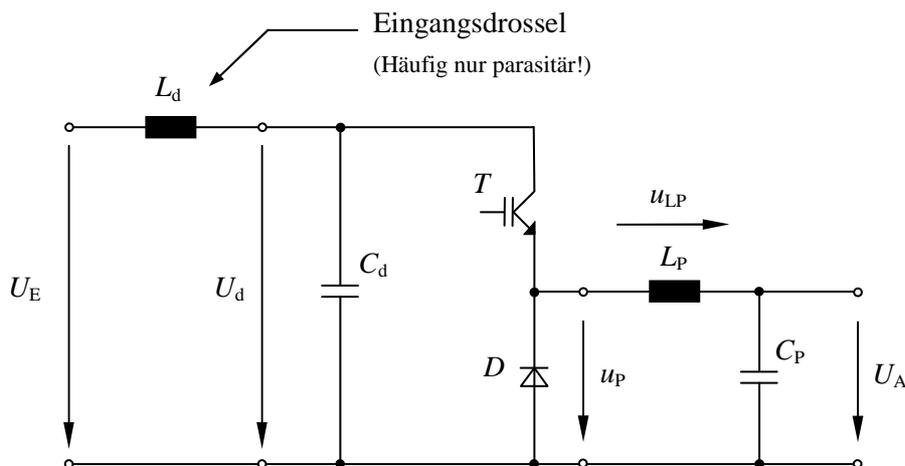
Im ausgeregeltem Zustand und bei idealer Drossel liegen nur Wechselanteile an der Drossel ( $\bar{u}_p = u_A$ ).

- Realer Tiefsetzstellers

Ziel: Möglichst glatte Ströme und Spannungen am Eingang- und Ausgang des Stellers

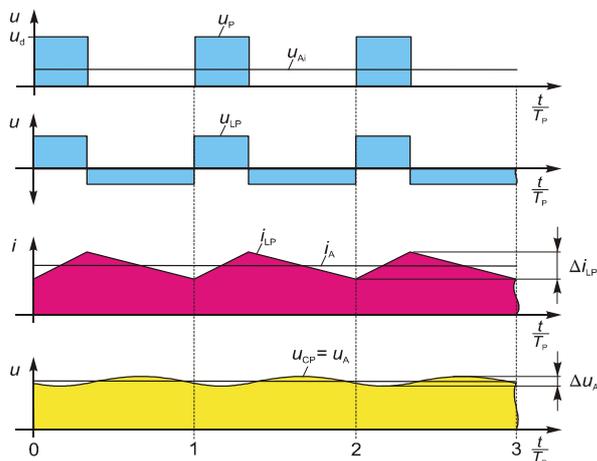
⇒ Stützkondensator am Eingang

⇒ Siebkreis am Ausgang



Spannungs- und Stromverläufe am Siebkreis

- „Normaler“ Betrieb



- Betrieb mit lückendem Strom:

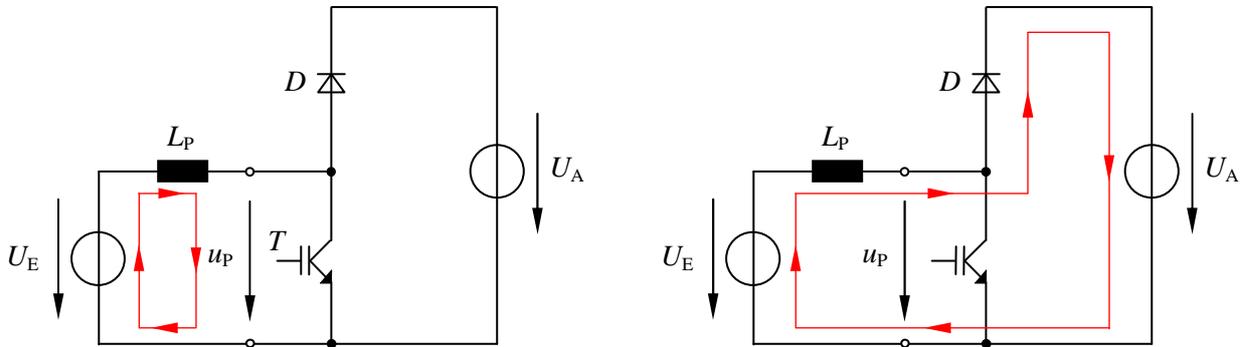
Aufgabe:

Zeichne der Spannungs- und Stromverläufe bei „Normalem“ und lückendem Betrieb!

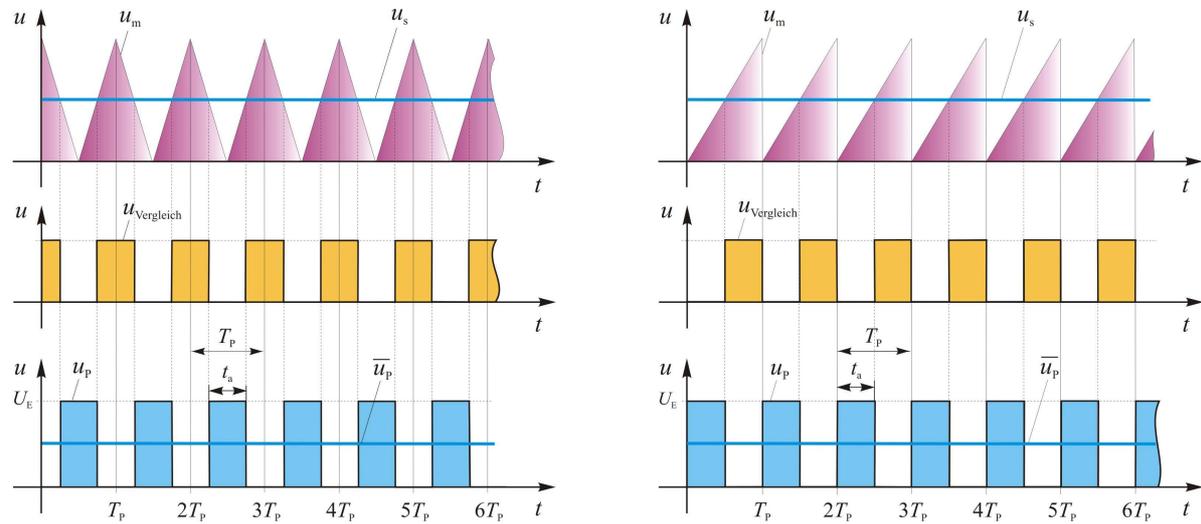
Achtung:

Im lückendem Betrieb besteht kein linearer Zusammenhang zwischen Steuerspannung und Ausgangsspannung!

Funktion eines Hochsetzstellers

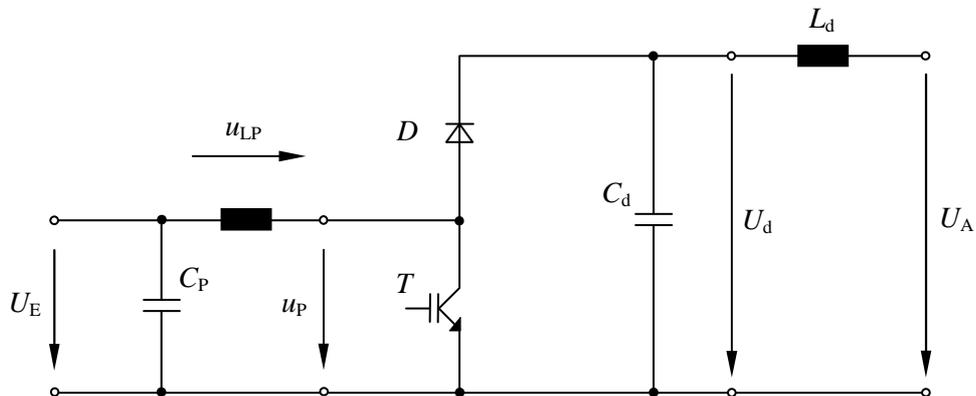


Pulsweitenmodulation für einen Hochsetzsteller



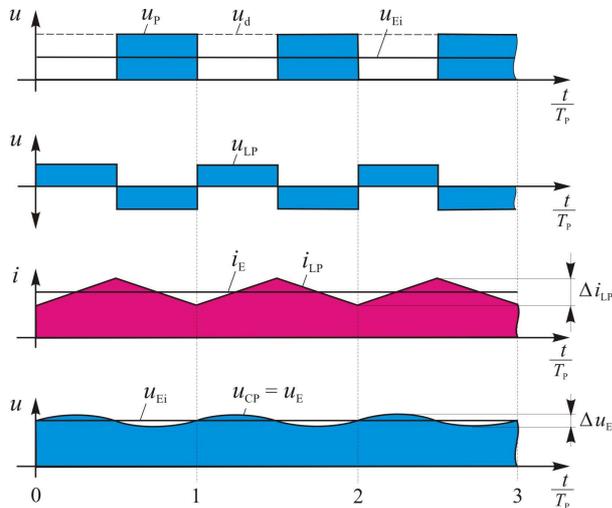
- Realer Hochsetzstellers

- ⇒ Siebkreis am Eingang
- ⇒ Stützkondensator am Ausgang



Spannungs- und Stromverläufe im Eingangssiebkreis

- „Normaler“ Betrieb



Aufgabe:

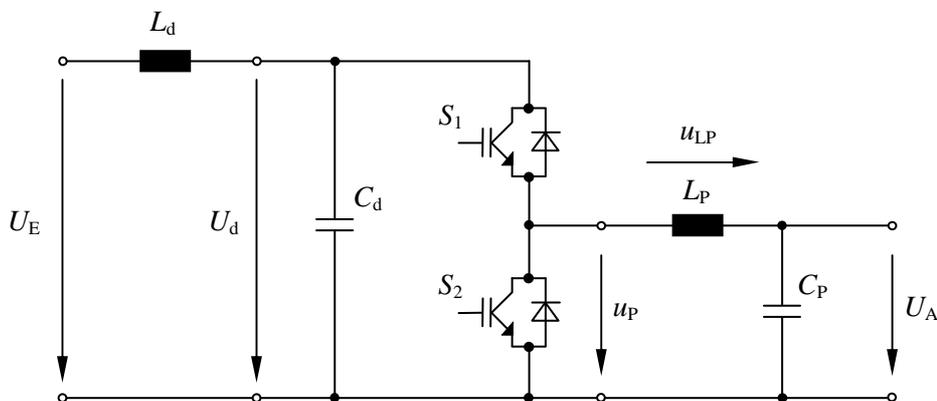
Zeichne der Spannungs- und Stromverläufe bei „Normalem“ und lückendem Betrieb!

Achtung:

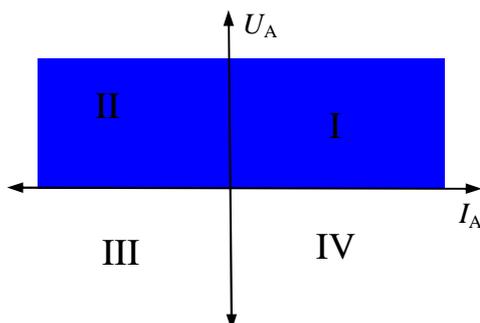
Im lückendem Betrieb besteht kein linearer Zusammenhang zwischen Steuerspannung und Ausgangsspannung!

- Bidirektionaler Steller

Beim bidirektionalen Steller sind die Schaltelemente jeweils für zwei Stromrichtungen ausgelegt. Mit einer geeigneten Steuerung kann der Steller somit im Tiefsetz- und Hochsetzbetrieb arbeiten.



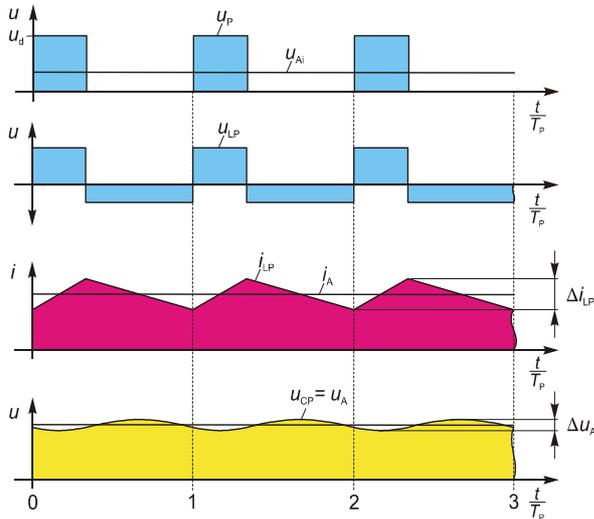
Betriebsquadranten:



Spannungsbereich (Einschränkung):

$$U_A \leq U_E$$

Spannungs- und Stromverläufe im Tiefsetzbetrieb



Die Schaltelemente werden abwechselnd angesteuert. Der Strom in der Drossel kann beide Richtungen annehmen. Dies bedeutet: Es gibt keinen lückendem Betrieb mehr!  
→ Linearer Zusammenhang zwischen Steuer- und Ausgangsspannung!

Aufgabe:

Zeichne den Spannungs- und Stromverlauf in der Siebkreisdrossel für den Tiefsetz- und Hochsetzbetrieb. Beschreiben Sie den dynamischen Übergang bei der Änderung der Übertragungsrichtung.

Beziehung zwischen den Eingangs- und Ausgangsgrößen bei einem verlustlosen Steiler

Spannungen: 
$$U_A = U_E \cdot \frac{t_e}{T_p}$$

Ströme: 
$$I_A = \frac{T_p}{t_e} \cdot I_E$$

Definition der Zeiten:  $t_e \hat{=} S_{1 \text{ ein}} \text{ und } S_{2 \text{ aus}}$   
 $t_a \hat{=} S_{1 \text{ aus}} \text{ und } S_{2 \text{ ein}}$

Dimensionierung der Siebkreisdrossel

Allgemein gilt:  $u_{LP} = L_p \cdot \frac{di_{LP}}{dt}$   
 $\Rightarrow \Delta i_{LP} = \frac{1}{L_p} \cdot \int u_{LP} \cdot dt$   
 $\Delta i_{LP} = \frac{1}{L_p} \cdot (U_E - U_A) \cdot t_e$   
 $\Delta i_{LP} = \frac{1}{L_p} \cdot \left( U_E \cdot t_e - U_E \cdot \frac{t_e}{T_p} \cdot t_e \right)$   
 $\Delta i_{LP} = \frac{U_E \cdot T_p}{L_p} \cdot \left( 1 - \frac{t_e}{T_p} \right) \cdot \frac{t_e}{T_p}$

Spannungszeitfläche an der Drossel:

mit  $\int u_{LP} \cdot dt = (U_E - U_A) \cdot t_e$

mit  $U_A = U_E \cdot \frac{t_e}{T_p}$

Die maximale Stromänderung in der Drossel tritt bei der größten anliegenden Spannungszeitfläche auf. Es muss also das Tastverhältnis  $t_e/T_p$  mit der maximalen Spannungszeitfläche gefunden werden!

Die Ableitung der Spannungszeitfläche nach dem Tastverhältnis  $t_e/T_p$  führt hier zum Ergebnis:

$$\frac{d \left\{ U_E \cdot T_p \cdot \left[ \frac{t_e}{T_p} - \left( \frac{t_e}{T_p} \right)^2 \right] \right\}}{d \left( \frac{t_e}{T_p} \right)} = 0$$

$$U_E \cdot T_p \left( 1 - 2 \cdot \frac{t_e}{T_p} \right) = 0 \quad \Rightarrow \quad \frac{t_e}{T_p} = \frac{1}{2}$$

Die maximale Stromänderung tritt beim  $t_e/T_p = 0.5$  auf! Dieses Ergebnis kann nun in vorherige Formel eingesetzt werden.

$$\Delta i_{LP \max} = \frac{U_E \cdot T_p}{L_p} \cdot \left( 1 - \frac{1}{2} \right) \cdot \frac{1}{2} = \frac{U_E \cdot T_p}{4 \cdot L_p}$$

Induktivität: 
$$L_p = \frac{U_E \cdot T_p}{4 \cdot \Delta i_{LP \max}}$$

Strombelastung: 
$$i_{LP \max} = I_{A \text{ Nenn}} + \frac{\Delta i_{LP \max}}{2}$$

Übliche Auslegung: 
$$\Delta i_{LP \max} = 0.1 - 0.3 \cdot I_{A \text{ Nenn}}$$

Dimensionierung des Siebkreiskondensators

Allgemein gilt: 
$$i_{CP} = C_p \cdot \frac{du_{CP}}{dt}$$

Stromzeitfläche im Kondensator:

$$\Rightarrow \Delta u_{CP} = \frac{1}{C_p} \cdot \int i_{CP} \cdot dt$$

bei  $\frac{t_e}{T_p} = \frac{1}{2} \Rightarrow \int i_C \cdot dt = \frac{\Delta i_L \cdot T_p}{4} \cdot \frac{1}{2}$

$$\Delta u_{CP \max} = \frac{T_p \cdot \Delta i_{LP \max}}{8 \cdot C_p}$$

Kapazität 
$$C_p = \frac{T_p \cdot \Delta i_{LP \max}}{8 \cdot \Delta u_{CP \max}}$$

Spannungsbelastung: 
$$U_{CP \max} = U_{A \max}$$

Typische Auslegung: 
$$\Delta u_{CP \max} = 1 - 2\% \cdot U_{A \text{ Nenn}}$$

Bei der Verwendung von Elektrolytkondensatoren muss auch immer die maximale effektive Strombelastung im Kondensator geprüft werden. Im worst case fließt der gesamte Drosselstrom über den Kondensator. Es gilt:

$$I_{CP \max} = \frac{\Delta i_{LP \max}}{\sqrt{12}}$$

Anmerkung: Kondensatorauslegung gilt für einen konstanten Laststrom! Wird am Ausgang ein pulsformiger Strom gefordert wird der Kondensator zusätzlich belastet. Dies sollte auch bei der Dimensionierung der erforderlichen Kapazität berücksichtigt werden!

## Dimensionierung des Stützkondensators

Allgemein gilt:  $i_{Cd} = C_d \cdot \frac{du_{Cd}}{dt}$

$$\Rightarrow \Delta u_{Cd} = \frac{1}{C_d} \cdot \int i_{Cd} \cdot dt$$

$$\Delta u_{Cd} = \frac{(I_A - I_E) \cdot t_e}{C_d}$$

$$\Delta u_{Cd} = \frac{I_A \cdot T_p \cdot \left(1 - \frac{t_e}{T_p}\right) \cdot \frac{t_e}{T_p}}{C_d}$$

$$\Delta u_{Cd \max} = \frac{I_A \cdot T_p}{4 \cdot C_d}$$

Kapazität:  $C_d = \frac{I_A \cdot T_p}{4 \cdot \Delta u_{Cd \max}}$

Spannungsbelastung:  $\underline{U_{Cd \max}} = \underline{U_{E \max}}$

Stromzeitfläche im Kondensator:

mit  $\int i_{Cd} \cdot dt = (I_A - I_E) \cdot t_e$

mit  $I_E = \frac{t_e}{T_p} \cdot I_A$

Maximale Stromzeitfläche:  $\frac{t_e}{T_p} = \frac{1}{2}$

Typische Auslegung:  $\Delta u_{Cd \max} = 1 - 2\% \cdot U_{E \text{ Nenn}}$

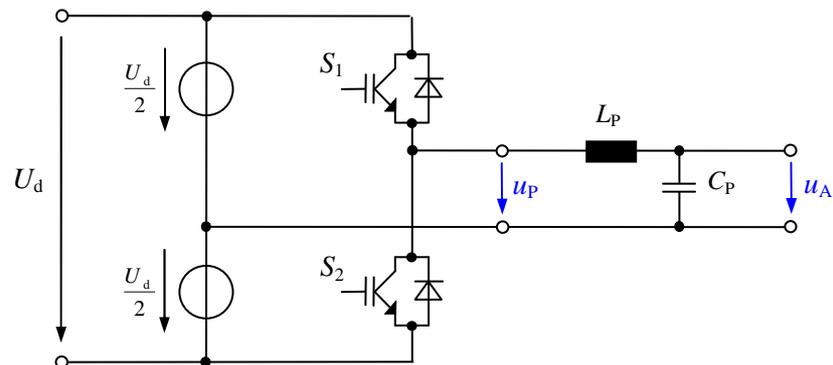
Der erforderliche Kapazitätswert im Eingang des Stellers ist wesentlich größer als der im Siebkreis. Aus diesem Grunde kommen hier häufig Elektrolytkondensatoren zum Einsatz. Von diesen Kondensatoren muss die maximale effektive Strombelastung der Kondensatoren geprüft werden. Im worst case fließt der gesamte Wechselanteil über den Kondensator. In dem Fall fließt im Eingang des Stellers ein konstanter Gleichstrom.

Bei Taktung mit sehr kleinen Pulsfrequenzen wird der Eingang aber auch häufig mit einem pulsformigen Strom belastet! Dies wirkt sich maßgeblich auf die Auslegung des Kondensators auf.

## 4.2. Einphasige Wechselrichter

### 4.2.1. Halbbrücken-Wechselrichter

Funktion des Halbbrücken-Wechselrichters



Die Schaltelemente  $S_1$  und  $S_2$  werden abwechselnd eingeschaltet. Auf diese Weise können zwei Spannungszustände am Brückenweigaussgang eingestellt werden!

$$u_p = \begin{cases} +\frac{U_d}{2} & \text{für } S_{1\text{ein}} \text{ und } S_{2\text{aus}} \\ -\frac{U_d}{2} & \text{für } S_{1\text{aus}} \text{ und } S_{2\text{ein}} \end{cases}$$

Vorsicht: Gleichzeitiges Einschalten der Schaltelemente  $S_1$  und  $S_2$  führt zum einem Kurzschluss der Eingangsquellen  $U_d$ . Dies sollte in der Praxis durch Verriegeln der Schaltelemente ausgeschlossen werden!

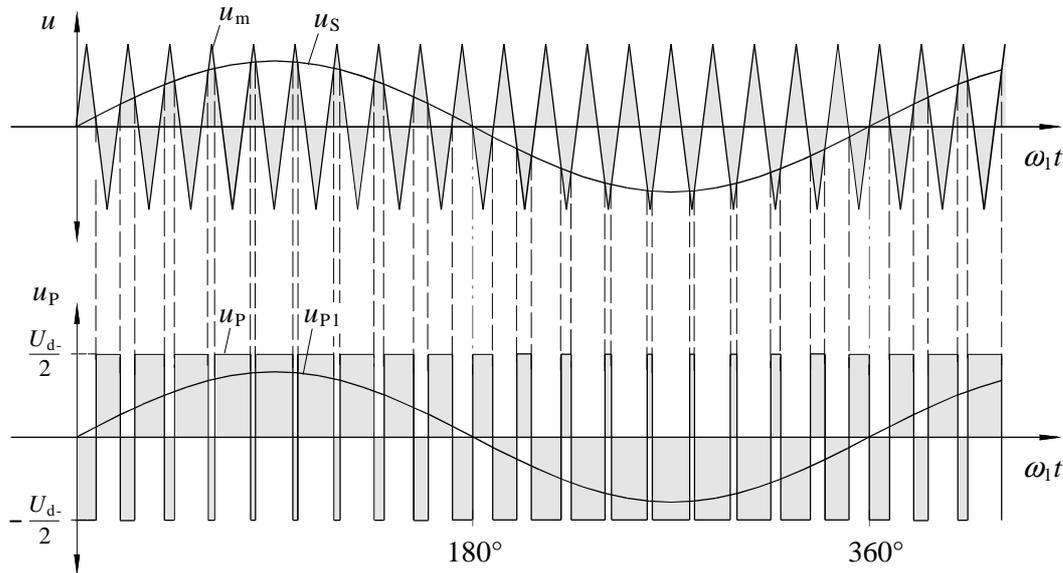
Herleitung der Umschaltunkte:

Für die Herleitung der Umschaltunkte werden sogenannte Modulationsverfahren eingesetzt. Das wohl bekannteste Modulationsverfahren ist die Pulsweitenmodulation (PWM).

#### Prinzip der Pulsweitenmodulation (PWM)

- Dreieckförmige Modulationsspannung  $u_m$ 
  - Konstante Amplitude und konstante Frequenz (Wechselrichter-Pulsfrequenz)
- Sinusförmige Steuerspannung  $u_s$ 
  - Veränderliche Amplitude, veränderliche oder auch feste Frequenz (Grundschiwingung)
  - ⇒ Aus dem Vergleich der Spannungen werden die Umschaltunkte für den Wechselrichter-Brückenweig gewonnen (Siehe folgende Seite!)

Erzeugung der Umschaltpunkte beim Halbbrücken-Wechselrichter



Der Modulationsgrad des Wechselrichters berechnet sich aus den Spannungen  $u_m$  und  $u_s$  im Steuerteil des Wechselrichters.

$$m = \frac{\hat{u}_s}{\hat{u}_m} \quad \text{Modulationsbereich: } 0 \leq m \leq 1$$

Am Ausgang des Brückenzeigs wird eine pulswidenmodulierte Spannung  $u_p$  mit zwei Spannungsebenen erzeugt. Die Amplitude vom Grundschwingungsanteil  $u_{p1}$  kann mit dem Modulationsgrad verändert werden. Es besteht ein linearer Zusammenhang zwischen den Amplituden von Steuerspannung  $u_s$  und Grundschwingungsspannung  $u_{p1}$ .

$$u_{p1} = \frac{U_d}{2} \cdot m \cdot \sin(\omega_1 t) \quad \rightarrow \quad \hat{u}_{p1} = \frac{U_d}{2} \cdot m$$

Mit dem Siebkreis am Ausgang des Wechselrichters sollen die Oberschwingungen der pulswidenmodulierten Spannung  $u_p$  herausgefiltert werden. Die Oberschwingungen niedrigster Ordnung liegen im Bereich der Pulsfrequenz und sind i. A. viel größer als die der Grundschwingung. Dies bedeutet, dass der Siebkreis nur wenig Einfluss auf den Grundschwingungsanteil hat. In Näherung gilt:

$$u_A = u_{p1} \quad \rightarrow \quad \hat{u}_A = \frac{U_d}{2} \cdot m$$

$$u_A = \frac{U_d}{2} \cdot m \cdot \sin(\omega_1 t) \quad \rightarrow \quad \hat{u}_A = \frac{U_d}{2} \cdot m$$

Zu weiteren Berechnung soll ein sinusförmiger Ausgangsstrom  $i_A$  mit einer Phasenverschiebung vorausgesetzt werden.

$$i_A = \hat{i}_A \cdot \sin(\omega_1 t - \varphi_{A1})$$

Nehmen wir nun an, dass der Wechselrichter mit sehr großer Frequenz getaktet wird und alle Oberschwingungen vom Siebkreis herausgefiltert werden. Darüber hinaus sollen die Energiespeicher nur innerhalb der Pulsfrequenz wirken und die Verluste im Wechselrichter vernachlässigt werden.

Ausgangsleistung:

$$p_A = \hat{u}_A \cdot \hat{i}_A \cdot \sin(\omega_1 t) \cdot \sin(\omega_1 t - \varphi_{A1})$$

$$p_A = \frac{\hat{u}_A \cdot \hat{i}_A}{2} \cdot [\cos(\varphi_{A1}) - \cos(2\omega_1 t - \varphi_{A1})] \quad \text{mit} \quad \hat{u}_A = \frac{U_d}{2} \cdot m$$

$$p_A = \frac{U_d \cdot \hat{i}_A \cdot m}{4} \cdot [\cos(\varphi_{A1}) - \cos(2\omega_1 t - \varphi_{A1})]$$

Eingangsleistung:

$$p_E = p_A$$

$$p_E = \frac{U_d \cdot \hat{i}_A \cdot m}{4} \cdot [\cos(\varphi_{A1}) - \cos(2\omega_1 t - \varphi_{A1})]$$

Eingangsstrom:

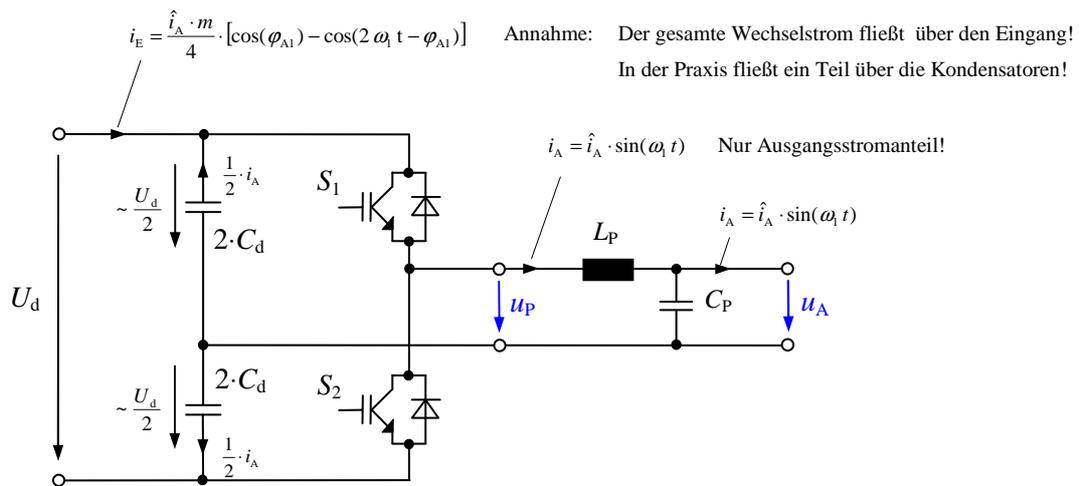
$$i_E = \frac{\hat{i}_A \cdot m}{4} \cdot [\cos(\varphi_{A1}) - \cos(2\omega_1 t - \varphi_{A1})]$$

Der Eingangsstrom besteht aus einem Gleichanteil und einem Wechselanteil mit doppelter Grundschwingungsfrequenz. Darüber hinaus teilt sich der Ausgangsstrom  $i_A$  über beide Eingangskondensatoren auf.

**Realer Halbbrücken-Wechselrichter**

- Zusätzliche Kondensatoren im Gleichspannungseingang

Aufteilung der niederfrequenten Stromanteile im Wechselrichter:



Vorteile:

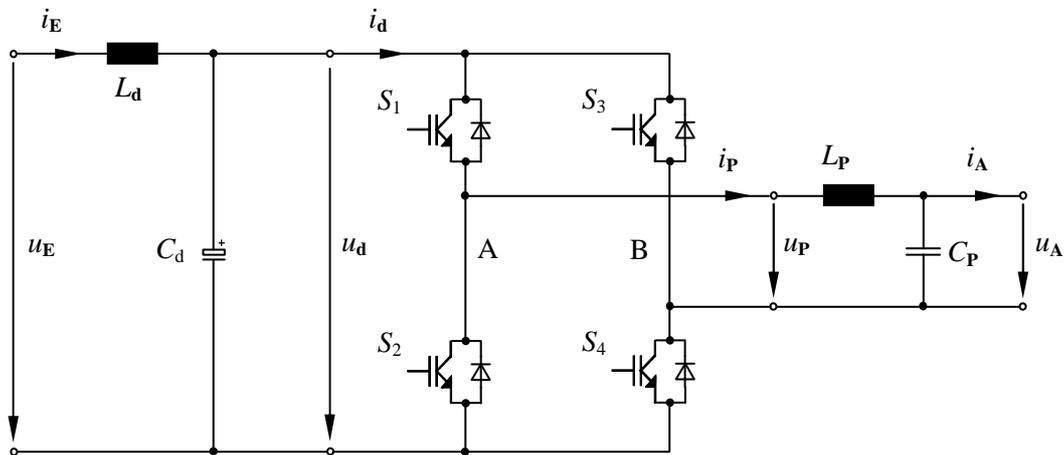
- Nur zwei Schaltelemente notwendig!

Nachteile:

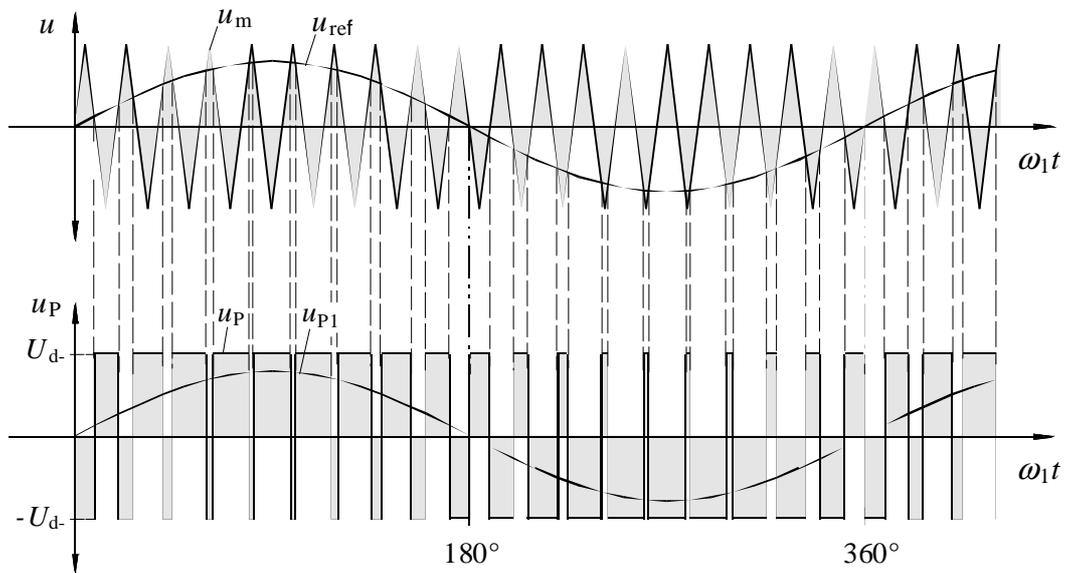
- Sehr große Kapazitäten im Eingang erforderlich (Grundschwingungsstrom)!
- Nur geringe Ausgangsspannung erreichbar!

4.2.2. Vollbrücken-Wechselrichter (H-Brücken-Wechselrichter)

Wechselrichter-Schaltung



Pulsmodulation bei Steuerung mit zwei Spannungsebenen

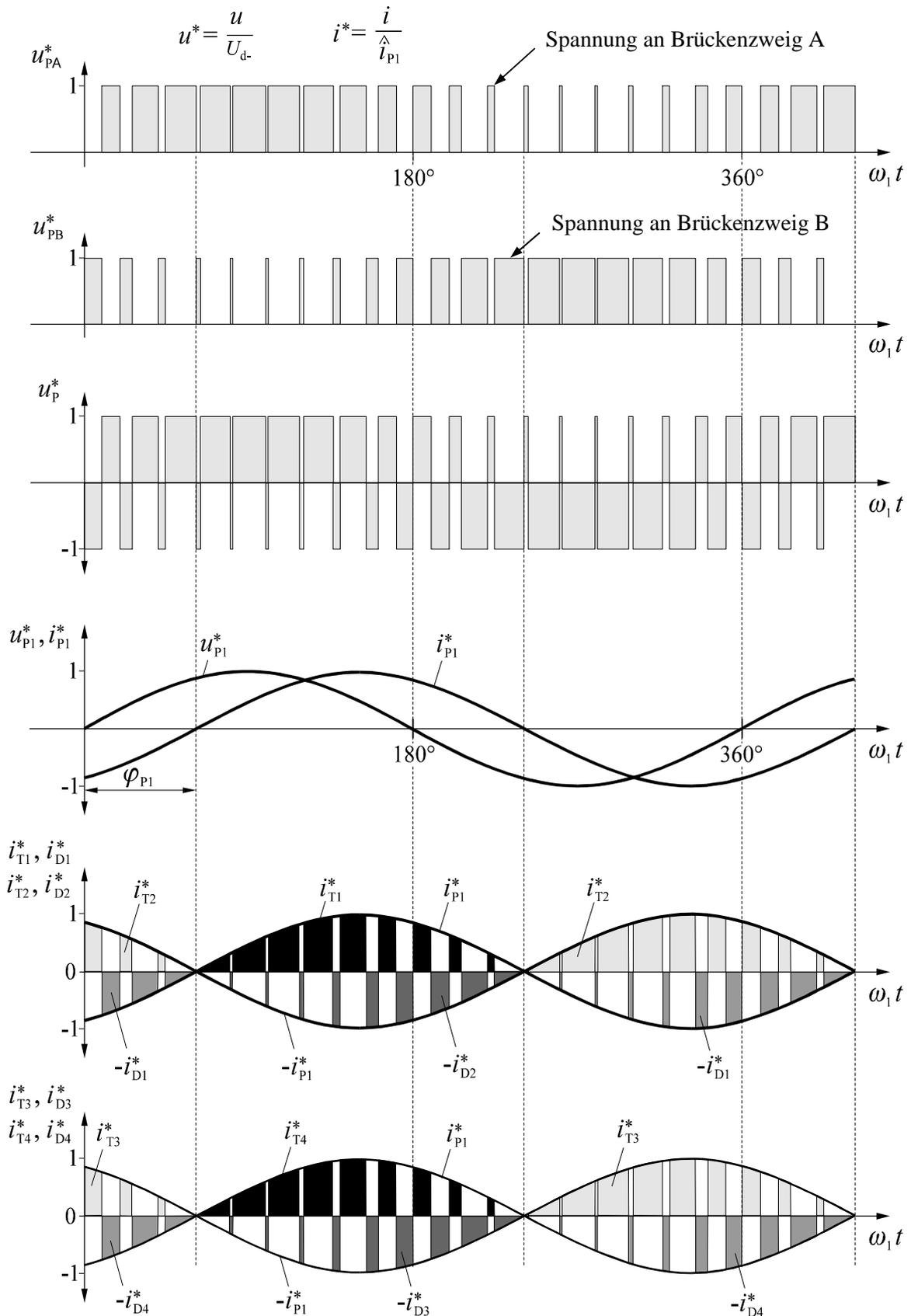


Beschreibung der Modulation:

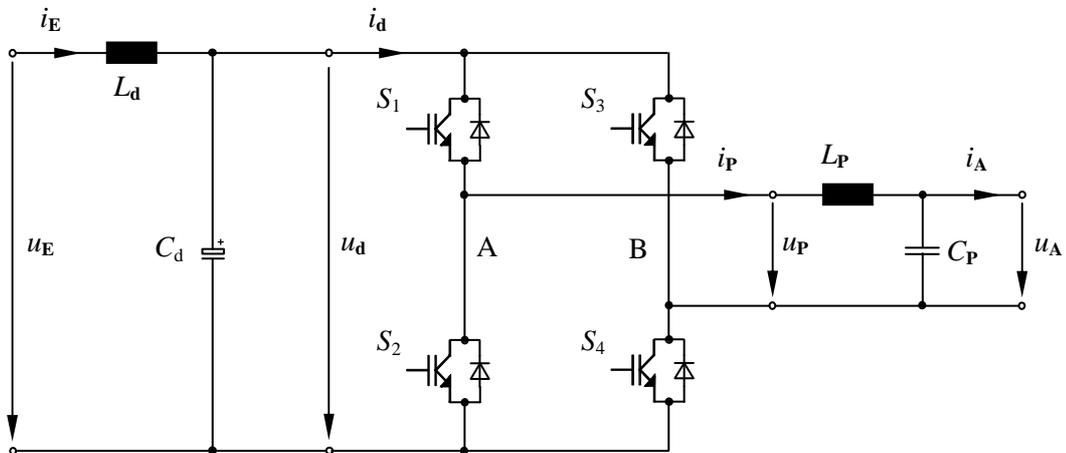
- Dreieckförmige Modulationsspannung  $u_m$ 
  - konstante Amplitude, konstante Frequenz (Pulsfrequenz)
- Sinusförmige Steuerspannung  $u_s$  (oder Referenzspannung  $u_{ref}$ )
  - veränderbare Amplitude, veränderbare oder auch feste Frequenz (Grundswingungsfrequenz)

⇒ Der Vergleich der Spannungen liefert die Umschaltunkte für die Wechselrichterbrücke!

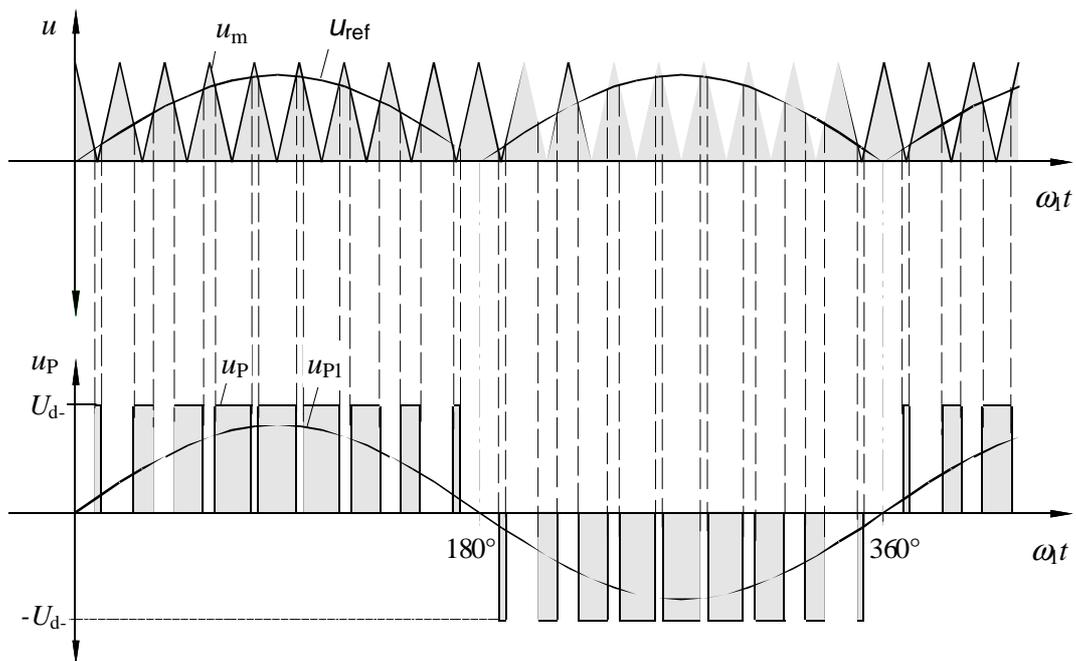
Strom und Spannungsläufe im Wechselrichter bei Steuerung mit zwei Spannungsebenen



Gleiche Wechselrichter-Schaltung bei Steuerung mit drei Spannungsebenen



Pulsmodulation bei Steuerung mit drei Spannungsebenen

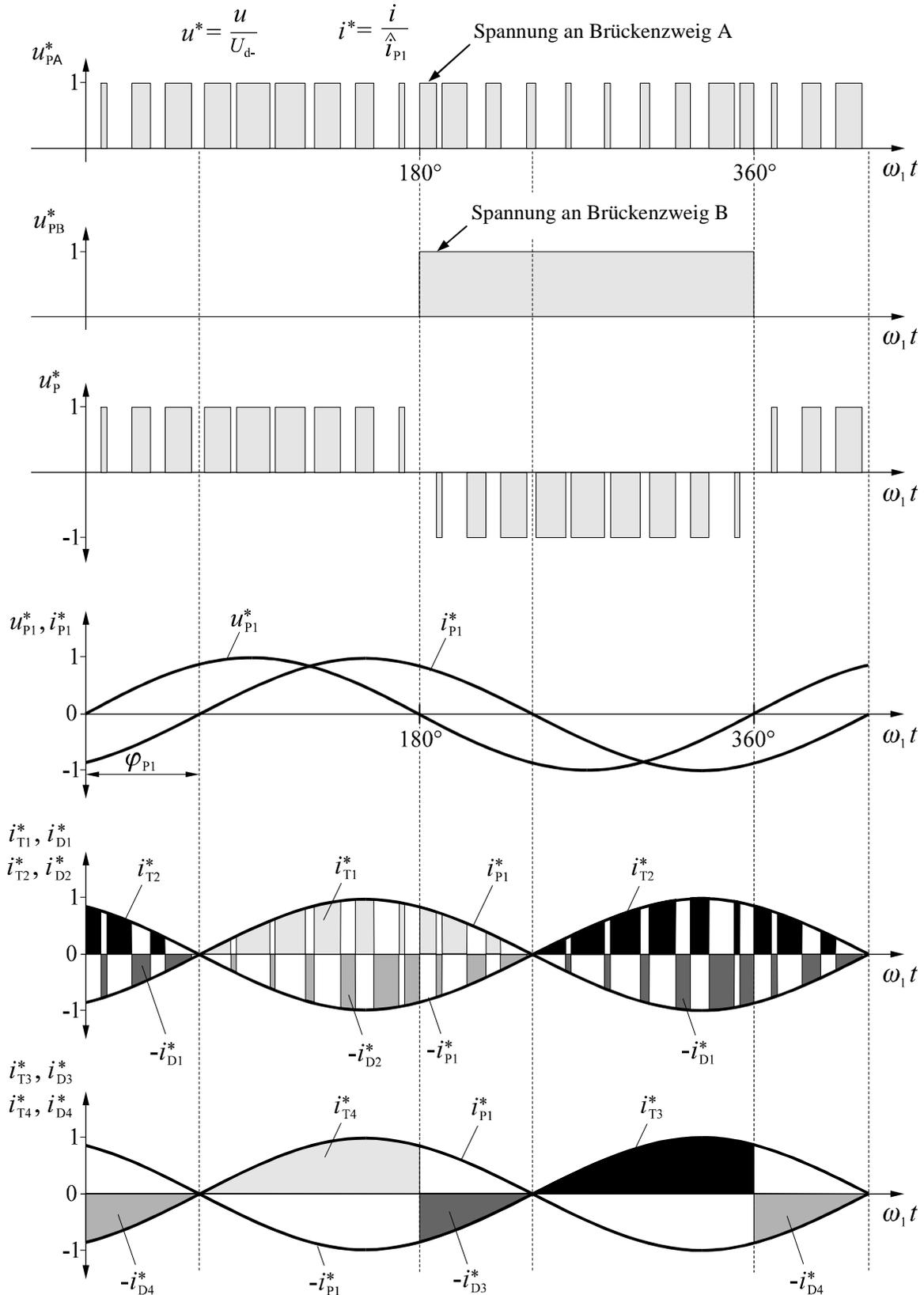


Beschreibung der Modulation:

- Dreieckförmige Modulationsspannung mit Gleichanteil  $u_m$ 
    - konstante Amplitude, konstante Frequenz (Pulsfrequenz)
  - Gleichgerichtete sinusförmige Steuerspannung  $u_s$  (oder Referenzspannung  $u_{ref}$ )
    - veränderbare Amplitude, veränderbare oder auch feste Frequenz (Grundschwingungsfrequenz)
- ⇒ Der Vergleich der Spannungen liefert die Umschaltunkte für die Wechselrichterbrücke!

Strom und Spannungsverläufe im Wechselrichter bei Steuerung mit drei Spannungsebenen

a) Ein Brückenzweig wird gepulst



Strom und Spannungsverläufe im Wechselrichter bei Steuerung mit drei Spannungsebenen

b) Beide Brückenarme werden gepulst

