



Angelika Neumann (Autor)

Digitale Ansätze zur Regelung des Magnetisierungsstroms für isolierte DC-DC Wandler

Angelika Neumann

Digitale Ansätze zur Regelung
des Magnetisierungsstroms
für isolierte DC-DC Wandler



Cuvillier Verlag Göttingen
Internationaler wissenschaftlicher Fachverlag

<https://cuvillier.de/de/shop/publications/9002>

Copyright:

Cuvillier Verlag, Inhaberin Annette Jentsch-Cuvillier, Nonnenstieg 8, 37075 Göttingen,
Germany

Telefon: +49 (0)551 54724-0, E-Mail: info@cuvillier.de, Website: <https://cuvillier.de>

1 Einleitung

Im Hinblick auf die weltweit zunehmende Klimaproblematik hat sich der Anteil an sauberer und erneuerbarer Energieerzeugung in den letzten zehn Jahren mehr als verdreifacht [Sta23a]. Leider sind erneuerbare Energiequellen wie Photovoltaik (PV) oder Windkraft stark von den aktuellen Wetterbedingungen abhängig und erschweren eine zuverlässige Stromversorgung [LYW⁺20, CHP20]. Der Einsatz von leistungsfähigen Pufferspeichern stellt eine mögliche Lösung für dieses Problem dar und stellt bei Energieengpässen die Regenergie für eine stabile Energieversorgung bereit. Bei Energieüberschuss aus den regenerativen Quellen, werden die Speicher dann wieder aufgeladen.

Für das Speichern von elektrischer Energie in mobilen Anwendungen wurden in der letzten Zeit viele neue Technologien entwickelt. Die Speicherung in chemischer Form über Akkumulatoren (Akkus) ist hierbei weitverbreitet und lag bei der Förderung für Entwicklung und Aufbau des Bundes im Bereich Energiespeicher 2021 mit 15.64 % deutlich an erster Stelle [Sta23b]. Die Entnahme der gespeicherten Energie in einem Akku erfolgt dabei in Form einer Gleichspannung (DC-Spannung). Die Akkumulatoren zählen zu den sekundären Batteriesystemen und bezeichnen eine Spezialform der Batterie, wobei Energie sowohl abgeben als auch wieder aufgenommen werden kann. Umgangssprachlich hat sich jedoch die verallgemeinerte Bezeichnung "Batterie" durchgesetzt.

Die stetige Verbesserung der Speichertechnologien bezüglich des Wirkungsgrads und der Leistungsdichte macht diese Technologie zunehmend für den höheren Leistungsbereich interessant [KMN15]. Ein stark zunehmendes Einsatzgebiet stellt hierbei die Elektromobilität dar. In der Anwendung muss dabei die Energie meist aus einem DC-Zwischenkreis mit der Spannung V_A in die DC-Ausgangsbatterie mit der Spannung V_B des Fahrzeugs geladen werden. Der Zwischenkreis kann hierbei entweder eine gleichgerichtete AC-Spannung aus dem Netz oder ein Batteriesystem sein. Um die Ladezeiten für Elektrofahrzeuge zu verkürzen, muss entsprechend die Ladeleistung erhöht werden. Kommerziell betriebene, wassergekühlte Ladestationen können hierzu bereits Leistungen bis 400 kW übertragen [ads22]. Ein zunehmender Trend geht jedoch auch von privaten PV-Systemen aus. In Folge der stetig sinkenden Einspeisevergütung für PV-Neuanlagen um 1 – 2 % pro Jahr wird die Erhöhung des Eigenverbrauchsanteils mittels eines Heimspeichersystems zunehmend attraktiv [Deu23]. Auch die Zwischenspeicherung der PV-Energie in einem Elektrofahrzeug ist hierbei ein denkbare Szenario. Für den privaten Haushalt sind die Ladeleistungen jedoch bislang durch den Energieversorger auf 11 – 22 kW begrenzt [ADA21]. Im Gegensatz zur Netz-Wechselspannung (AC-Spannung) regeln bei DC-Spannung getaktete Energiewandler, sogenannte DC-DC-Wandler, den Energiefluss zwischen Erzeuger und Verbraucher.

1.1 Anforderungen an DC-DC-Wandler

Die Hauptaufgabe eines DC-DC-Wandlers ist die Erzeugung einer von der DC-Eingangsspannung differentiellen DC-Ausgangsspannung [DS19]. Im höheren Leistungssegment bei $P > 1 - 400 \text{ kW}$ ist dabei ein hoher Wirkungsgrad entscheidend. Absolut gesehen bedingt jeder zusätzliche Prozentpunkt an Verlustleistung eine Wärmeentwicklung bis zu mehreren kW, welche entsprechend durch ein Kühlsystem abgeführt werden müssen, um die Elektronik zu schützen. Eine intensive Kühlung steigert jedoch die Kosten in erheblichem Maße [CH19]. Auch die Baugröße der Elektronik spielt eine wichtige Rolle bei den initialen Kosten. Es gibt verschiedene Möglichkeiten zur Reduktion der Baugröße passiver Bauelemente, wie z.B. die Erhöhung der Schaltfrequenz f_{sw} . Mit einer hohen f_{sw} steigen die frequenzabhängigen Verluste jedoch linear an, weswegen f_{sw} nicht beliebig erhöht werden kann. Zudem ergeben sich ebenfalls Nachteile bezüglich der elektromagnetischen Verträglichkeit (EMV) [BMK13]. Durch den Einsatz neuester Technologien können auch bei höheren Leistungen Schaltfrequenzen f_{sw} im Bereich $f_{sw} = 50 - 200 \text{ kHz}$ erreicht werden. Dadurch steigt die Leistungsdichte derartiger DC-DC-Wandler [KMN15]. Die kompakte Bauweise der DC-DC-Wandler verringert jedoch wiederum die gespeicherte Regelenergie z.B. in den kleineren Pufferkondensatoren. Die Regelung der Elektronik muss daher schnell auf Spannungsschwankungen oder Laständerungen reagieren können, was ein gutes dynamisches Regelverhalten erfordert [WKF⁺15].

Eine weitere Herausforderung liegt in der geforderten Abdeckung eines breiten Spannungsbereichs. So kann z.B. der Unterschied zwischen der Eingangsspannung eines Batterie-Zwischenkreises mit $V_A = 700 - 1000 \text{ V}$ und der Ausgangsspannung einer ungeladenen Batterie eines kleinen Elektrofahrzeugs gut $\Delta V = 600 - 900 \text{ V}$ betragen. Hierbei haben Systeme, welche den Spannungsunterschied über einen Transformator ausgleichen, einen wesentlichen Vorteil bezüglich des Wirkungsgrads. Gleichzeitig wird die normative Anforderung einer galvanischen Trennung zwischen Ein- und Ausgangsseite erfüllt [DIN18]. Der zusätzliche passive Transformator bringt jedoch ein neues Problem mit sich. Um induktiv Energie übertragen zu können, baut sich im Kern des Transformators durch dessen Magnetisierungsinduktivität L_h ein Magnetisierungsstrom I_h auf. Für eine symmetrische Spannungsbelastung innerhalb einer Schaltperiode $T = 1/f_{sw}$ mit einer positiven Spannung V_h^+ für die Magnetisierung und einer negativen Spannung V_h^- für die Entmagnetisierung gilt:

$$I_h(t) = \frac{1}{L_h} \left(\int_T^{3/2T} V_h^+(t) dt + \int_{3/2T}^{2T} V_h^-(t) dt \right) + I_{h,DC}(T), \quad (1.1)$$

und es resultiert ein im Mittel konstanter Magnetisierungsstrom $\bar{I}_h = 0 \text{ A}$ [Sch20]. Durch eine unsymmetrische Spannungsbelastung mit $\int_T^{2T} V_h(t) dt \neq 0$ ergibt sich hingegen ein über die Betriebsdauer stetig wachsender DC-Anteil des Magnetisierungsstroms welcher über die Integrationskonstante $I_{h,DC}(T)$ beschrieben werden kann. Das Auftreten einer Asymmetrie im Betrieb ist dabei unvermeidbar. Ohne entsprechende Maßnahmen zur Begrenzung des $I_{h,DC}$ wird der Transformator zunehmend in die Sättigung getrieben, was die Zerstörung des Transformators oder anderer Elektronikkomponenten zur Folge hat [CH06]. Der $I_{h,DC}$ stellt im Transformator eine interne Systemgröße dar und kann messtechnisch nicht erfasst werden, weswegen sich eine aktive Regelung als schwierig gestaltet.

Lösungsansatz

Der Fokus der vorliegenden Arbeit liegt auf der Entwicklung eines Prinzips zur Vermeidung bzw. Begrenzung eines DC-Offset-Stroms $I_{h,DC}$ im Transformator Kern des galvanisch getrennten DC-DC-Wandlers. Über eine aktive Regelung soll eine durch statische und dynamische Vorgänge verursachte unsymmetrische Spannungsbelastung des Transformators ausgeglichen und ein stabiler Betrieb gewährleistet werden können. Im Gegensatz zu konventionellen, meist analogen Methoden nutzt ein digitales Regelungsprinzip für die Erfassung des $I_{h,DC}$ zwei verschiedene Prinzipien, welche im Rahmen dieser Arbeit entwickelt und vorgestellt werden. Beide Prinzipien reduzieren dabei sowohl die Kosten als auch die Baugröße der Leistungselektronik gegenüber konventionellen Methoden und zeigen ein gutes dynamisches Regelverhalten.

Zur Evaluierung der Ergebnisse wird ein DC-DC-Wandler-Prototyp für eine Ausgangsleistung $P_B = 20 \text{ kW}$, samt speziell angepasster Prüfumgebung entwickelt und aufgebaut.

1.2 Methodik und Aufbau der Arbeit

Es gibt verschiedene Ansätze für die Entwicklung neuer Regelungen, oder für den Aufbau einer Prototypen-Elektronik. Eine methodische Herangehensweise führt jedoch zunächst über die grundlegende Betrachtung bereits bestehender Systeme und deren Bewertung bezüglich des Verbesserungspotentials. Anschließend können Ergebnisse aus entwickelten Simulationsmodellen und realer Elektronik gegenübergestellt und miteinander verglichen werden. Über einen iterativen Prozess erhöht sich somit der Abstraktionsgrad des Modells und es können neue Optimierungsansätze aufgezeigt werden.

Die vorliegende Arbeit gliedert sich in sieben Kapitel und ist wie folgt organisiert. Zunächst gibt das Kapitel 2 einen Überblick über die relevanten Grundlagen und Unterschiede der eingesetzten Topologien und Technologien für DC-DC-Wandler im höheren Leistungssegment. Auf Grund der Ergebnisse erfolgt anschließend eine Bewertung, welche Topologie speziell für den angedachten Prototyp am besten geeignet ist.

In Kapitel 3 sind die nach Stand der Technik angewendeten Steuer- und Regelungsmethoden für einen stabilen Betrieb von DC-DC-Wandlern aufgezeigt, wobei spezielle Methoden zur Verlustreduktion hervorgehoben werden.

Eine mathematische Verlustanalyse und die Dimensionierung der Leistungskomponenten sind für den Aufbau eines Prototypen unabdingbar. Hierzu leitet das Kapitel 4 die erforderlichen Berechnungen für eine analytische Betrachtung der Verluste und der damit verbundenen Wärmeentwicklung her. Anschließend erfolgt das Ableiten von Dimensionierungsvorschriften für die Auswahl der Leistungskomponenten des Prototyps.

Für die Evaluierung der neu entwickelten Regelung bezüglich des Magnetisierungsstroms I_h unterstützen Simulationsmodelle die schnelle Implementierung und Optimierung der Algorithmen. Ein entsprechendes Simulationsmodell ist in Kapitel 5 vorgestellt. Das Modell umfasst dabei neben der Beschreibung des DC-DC-Wandlers als Strecke, die Erfassung und Umrechnung der Regelgrößen, sowie die gesamte Reglerstruktur.

Das Kapitel 6 beschreibt die experimentelle Umsetzung einer Prototypen-Elektronik, um die aus dem Simulationsmodell abgeleiteten Regelalgorithmen verifizieren zu können. Der Aufbau nutzt dabei die in Kapitel 4 hergeleiteten Vorschriften für die Dimensionierung.

In Kapitel 7 sind zwei unterschiedliche Prinzipien zur Erfassung des Magnetisierungsstroms I_h im Detail detailliert vorgestellt. Neben einer Herleitung des mathematischen Modells des Transformators sind experimentelle Schaltungen für deren Umsetzung aufgezeigt. Beide Prinzipien werden anhand des Simulationsmodells aus Kapitel 5 und über experimentelle Versuche am Prototyp aus Kapitel 6 evaluiert und gegenübergestellt.

Abschließend fasst das Kapitel 8 die Ergebnisse der Arbeit zusammen und gibt einen Ausblick auf die weitere Forschung und Entwicklung an der betrachteten Topologie im industriellen Rahmen.

2 Grundlagen getaktete Energiewandler

Der Trend zur Versorgung von elektronischen Endgeräten über Batterien für den kabellosen Einsatz steigt rasant an. Dabei erfordern diese Batterien eine angepasste DC-Spannung für das Laden- bzw. Entladen. Die Höhe der DC-Spannung ist von der Batteriekapazität abhängig und variiert daher je nach Anwendungszweck stark. Für das Laden aus einem klassischen Energieversorgungsnetz mit AC-Spannung kommen Transformatoren zum Einsatz, welche die Eingangsspannung induktiv auf ein beliebiges Niveau des Verbrauchers anheben oder absenken können. Anschließend wird die AC-Spannung im einfachsten Fall über passive Diodenbrücken gleichgerichtet. Bei DC-DC Anwendungen erfolgt das Laden der Verbraucherbatterie durch eine DC-Quelle wie z.B. ein PV-System oder eine Speicherbatterie. Eine DC-Spannung kann jedoch nicht induktiv über Transformatoren gewandelt werden, weswegen sie zunächst über aktive elektronische Schalter und passive Speicherelemente in eine getaktete DC-Spannung überführt werden muss. Die grundlegende Aufgabe solcher getakteten Energiewandler ist dabei die Anpassung des Spannungsniveaus der DC-Quellenspannung auf die DC-Ausgangsspannung der Batterie. Ein vergleichbares Prinzip stellt ebenfalls die Wandlung von DC-Spannungen in eine AC-Ausgangsspannung bei Wechselrichtern dar [Klö17]. Verglichen mit der AC-Wandlung über Transformatoren entstehen an den aktiv geschalteten Leistungsschaltern zusätzliche Verluste. Hierbei muss zwischen den Leitungsverlusten durch das Führen der Betriebsströme und den Schaltverlusten durch die endliche Schaltgeschwindigkeit realer Bauteile unterschieden werden. Dabei bieten die aktiven Leistungsschalter leichte Vorteile gegenüber den passiven Diodengleichrichtern bezüglich der Leitungsverluste sowie der Verluste beim Ausschalten. Ein entsprechendes Kühlsystem muss die dabei entstehende Wärmeenergie abführen. Speziell bei Anwendungen im mittleren und höheren Leistungssegment mit Leistungen $P > 1 \text{ kW}$ sind daher hohe Wirkungsgrade unabdingbar. Getaktete Energiewandler sind für Anwendungen wie die Einspeisung eines PV-Systems, oder das Laden einer Elektrofahrzeug-Batterie nicht mehr wegzudenken, weswegen auch in der Forschung ein großes Augenmerk auf deren Weiterentwicklung und Verbesserung liegt. Die folgenden Kapitel geben einen Einblick in die verschiedenen Topologien und Technologien, welche bei getakteten Energiewandlern für höhere Leistungen zum Einsatz kommen. Zunächst erläutert das Kapitel 2.1 verschiedene Schaltungsausführungen von möglichen Wandler-Topologien. Das Kapitel 2.2 betrachtet anschließend den grundlegenden Aufbau der aktiv geschalteten elektronischen Schalter für eine geeignete Auswahl der Komponenten für den angedachten Prototyp.

2.1 DC-DC-Wandler-Topologien

DC-DC-Wandler gehören zu der Familie der getakteten Schaltnetzteile, welche in praktisch allen elektronischen Geräten zur Spannungsversorgung eingesetzt werden. Der im Vergleich

zu linear geregelten Netzteilen wesentliche höhere Wirkungsgrad im Bereich 70–97 % reduziert den Kühlaufwand und erhöht deren Zuverlässigkeit. Zusätzlich erlauben die hohen Schaltfrequenzen f_{sw} geringe Baugrößen und reduzierte Kosten [KSW08].

Zur Leistungsübertragung takteten elektronische Leistungsschalter den Leistungsfluss zwischen einer Eingangsquelle zu einer Ausgangssenke. Durch eine geeignete Taktung, sowie passive Energiespeicherelemente, wie Kondensatoren oder Induktivitäten, kann somit eine von der DC-Eingangsspannung verschiedene DC-Ausgangsspannung erzeugt werden. Die Abbildungen 2.1a) und b) verdeutlichen die idealisiert rechteckförmige Leistungsübertragung der Schalter, welche periodisch ein- und ausgeschaltet werden. Das Verhältnis der Einschalt-

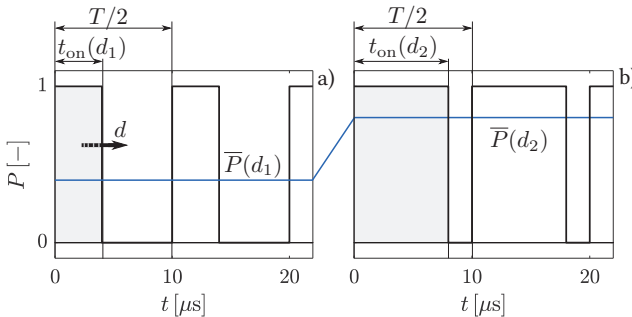


Abbildung 2.1: Idealisiert rechteckförmige Leistungsübertragung durch das periodische Ein- und Ausschalten der Leistungsschalter eines DC-DC-Wandlers. Der Duty Cycle $d = t_{on}/(T/2)$ regelt den mittleren Leistungsfluss in a) mit $d_1 = 0.20$ und in b) mit $d_2 = 0.83$.

dauer t_{on} zur gesamten Periodendauer $T = 1/f_{sw}$ bestimmt den mittleren Leistungsfluss und wird als Duty Cycle $d = t_{on}/(T/2)$ bezeichnet. Dabei wird mit steigendem Duty Cycle $d_1 < d_2$ mehr Energie pro Periode übertragen. Ebenfalls erhöht sich der Wirkungsgrad η mit zunehmendem Duty Cycle d [Sch20].

Bei Schaltnetzteilen wird zwischen sekundär und primär getakteten Wandlern unterschieden. Sekundär getaktete Wandler weisen keine galvanische Trennung zwischen Ein- und Ausgang auf und werden aus Kostengründen dort eingesetzt, wo entweder keine Trennung erforderlich oder bereits eine Trennung zur Netzspannung vorhanden ist. Wichtige Vertreter dieser Topologien sind der Hoch- und der Tiefsetzsteller, sowie der Hochtiefssetzsteller. Der Einsatzbereich ist jedoch auf wenige 100 W beschränkt. Für höhere Leistungen können mehrere Steller parallelgeschaltet werden, was jedoch die Kosten und die Baugröße durch die zusätzlichen Bauteile erhöht. Für akzeptable Wirkungsgrade sollte zudem der Unterschied zwischen Ein- und Ausgangsspannung nicht größer als Faktor $\times 10$ betragen [Sch20]. Diese Topologien bilden auch die Grundschialtung für die Weiterentwicklungen in primär getakteten Wandlern. In primär getakteten Wandlern erfolgt der Leistungsfluss über die Leistungsschalter und einen Transformator. Somit ist eine galvanische Trennung zur Netzspannung gegeben. Zwar arbeiten diese Wandler meist mit hohen Schaltfrequenzen $f_{sw} = 20 - 100$ kHz wodurch sich die Größe des Transformators deutlich reduzieren lässt, jedoch wirkt sich das zusätzliche Bauteil nicht nur negativ auf die Kosten aus, sondern erfordert auch einen erhöhten Regelauf-

wand [KSW08]. Die galvanisch getrennten Topologien sind für einen Leistungsbereich von bis zu mehreren 100 kW geeignet und durch das Übersetzungsverhältnis des Transformators können die Ein- und Ausgangsspannungen nahezu beliebig eingestellt werden. Zudem ist nach DIN-EN-61851-23 für DC-DC-Ladeeinrichtungen für Batterien, wie z.B. in Elektrofahrzeugen, aus sicherheitstechnischen Gründen eine galvanische Trennung vorgeschrieben [DIN18].

Wegen der hohen Leistungsdichte, sowie der normativen Forderung werden in den folgenden Kapiteln lediglich verschiedene primär getaktete, galvanisch getrennte Wandler-Topologien beschrieben und miteinander verglichen. Für die sekundär getakteten Grundschaltungen wird auf einschlägige Literatur verwiesen [SWWZ22, Sch20, TS13, KSW08].

2.1.1 Sperrwandler

Aus dem Schaltbild in Abbildung 2.2 wird ersichtlich, dass der Sperrwandler lediglich einen Leistungsschalter S_1 benötigt. Während der Leitendphase von S_1 liegt die Eingangsspannung V_A an der Primärseite der Transformators TR an. Durch die gegensinnige Wicklung von TR liegt an der Sekundärseite die negative Spannung $V_s = -V_A$ an und die Diode D_1 verhindert einen Stromfluss. Die Energie wird während dieser Phase im Magnetfeld von TR zwischengespeichert, weshalb der TR auch Speichertransformator oder Speicherdrossel genannt wird. Zur besseren Speicherung besitzt der TR einen Luftspalt in welchem hohe magnetische Spannungen induziert werden. Während der Sperrphase von S_1 polen sich die Transformatorspannungen V_p und V_s um und die Diode D_1 beginnt zu leiten. Die im Magnetfeld gespeicherte Energie aus TR wird nun an die Ausgangsseite abgegeben. Die Energieübertragung erfolgt damit ungleichphasig zum Schaltsignal des Schalters S_1 . Im Schalt Augenblick

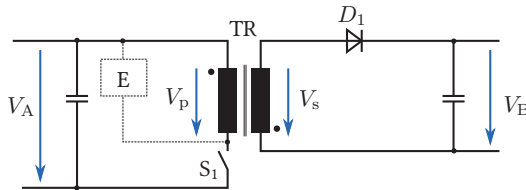


Abbildung 2.2: Ersatzschaltbild des Sperrwandlers. Durch die gegensinnige Wicklung des Speichertransformators TR wird die Leistung erst in der Sperrphase des Leistungsschalters S_1 übertragen.

von S_1 kommt es vor allem beim Ausschalten in der Praxis zu hohen Schaltüberspannungen auf Grund der Streuinduktivität des Transformators TR. Zum Schutz von S_1 muss daher ein Entlastungsnetzwerk E (snubber) aus einer Diode, einem Kondensator und einem Widerstand integriert werden. Auch resultieren durch das harte Abschalten von S_1 bei maximalem Strom hohe Schaltverluste, sowie Nachteile bezüglich der elektromagnetischen Verträglichkeit (EMV) durch die hohe Flankensteilheit der Spannung $\frac{dV}{dt}$.

Beim Sperrwandler übernimmt der Transformator die Funktion der in anderen Topologien üblichen Speicherdrossel. Der Sperrwandler ist prinzipiell kurzschluss- aber nicht leerlauf- fest, weswegen die Ausgangsspannung zwingend über eine geeignete Regelung oder eine

Zener-Diode begrenzt werden muss. Der Leistungsbereich des Sperrwandlers liegt mit einigen 100 W eher im Klein- bis mittleren Leistungssegment für DC-DC-Wandler [SWWZ22].

2.1.2 Resonanzwandler

Eine Standard-Topologie des Resonanzwandlers (RW) ist der sogenannte LLC-Wandler. Der Schaltungsaufbau in Abbildung 2.3 erfordert auf der Primärseite des Transformators TR eine Vollbrücke aus vier Leistungsschaltern $S_1 - S_4$, sowie ein Gleichrichternetzwerk aus $D_1 - D_4$ auf der Sekundärseite. Auf Grund der H-förmigen Anordnung der Schalter innerhalb einer Vollbrücke wird diese oft auch als H-Brücke bezeichnet. Bei geeigneter Dimensionierung kann die übliche Speicherdrossel L entfallen [NH23]. Beim LLC-Wandler bilden die zusätzlichen Komponenten L_{res} und C_{res} mit der Magnetisierungsinduktivität L_h des Transformators einen LC-Reihenschwingkreis aus. Bei der Ansteuerung mit der Resonanzfrequenz f_{res} des Schwingkreises, löst das Schaltsignal ein Schalten im Strom- (zero-current-switching ZCS) oder Spannungsnulldurchgang (zero-voltage switching ZVS) der Schalter aus. Da die entstehenden Schaltverluste bei Leistungsschaltern aus dem Produkt der angelegten Spannung und dem fließenden Strom im Schalt Augenblick resultieren, können die Schaltverluste nahezu eliminiert werden. Zusätzlich ergibt sich eine erhebliche Reduktion der EMV-Problematik [Mic08, NH23, Sch20]. Die Leistungsübertragung erfolgt abwechselnd in sinus-

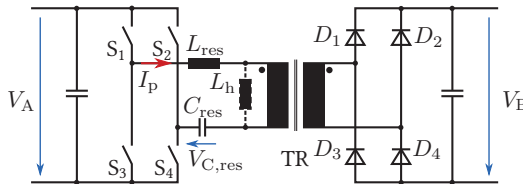


Abbildung 2.3: Ersatzschaltbild des LLC-Resonanzwandlers aus H-Brücke, Transformator TR, und Diodengleichrichter. Die Leistungsübertragung erfolgt durch den Schwingkreis aus L_{res} , L_h und C_{res} sinus-artig und erlaubt ein Schalten im Nulldurchgang mit minimalen Schaltverlusten.

artigen Halbwellen während der Leitendphase der Schalter S_1 und S_4 bzw. S_2 und S_3 innerhalb einer Schaltperiode T über den gleichsinnig gewickelten Transformator TR und die Dioden $D_1 - D_4$. Beim Einschalten von Schalter S_1 fließt eine Strom-Sinushalbwellen I_p über die Primärseite und lädt den Kondensator C_{res} auf die Eingangsspannung V_A auf. Entsprechend ergibt sich während der Einschaltdauer von S_2 und S_3 eine negative Halbwellen von I_p und C_{res} wird wieder entladen. Die Abbildung 2.4a) verdeutlicht den Stromverlauf von I_p durch den LLC-Schwingkreis und Abbildung 2.4b) zeigt die entsprechende Kondensatorspannung $V_{C,\text{res}}$ über einer Schaltperiode T mit dem Duty Cycle $d = 0.51$. Der Scheitelwert des Stroms \hat{I}_p ist nach:

$$\hat{I}_p = (V'_B - V_A) \sqrt{\frac{C_{\text{res}}}{L_{\text{res}}}}, \quad (2.1)$$

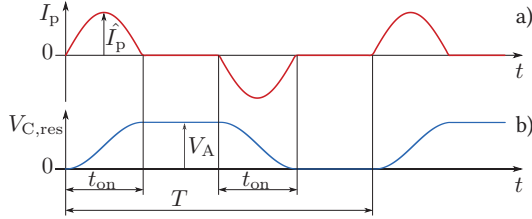


Abbildung 2.4: Sinusförmiger Strom- und Spannungsverlauf beim Resonanzwandler für $d = 0.51$. a) zeigt die Sinushalbwellen des Stroms I_p für die gegebene Einschaltdauer t_{on} der Leistungsschalter. b) gibt den Verlauf der Kondensatorspannung $V_{C,res}$ wieder.

abhängig vom Verhältnis von C_{res} zu L_{res} und der Eingangs- V_A sowie der bezogenen Ausgangsspannung $V'_B = r V_B$ und gibt bei konstanten Spannungen die maximal übertragbare Leistung pro Halbschwingung an. Für eine gewählte Resonanzfrequenz kann daher die Energie des Wandlers über die Vergrößerung von C_{res} bzw. Reduktion von L_{res} erhöht werden. Für die ZVS- bzw. ZCS-Regelung ergibt sich die durch L_{res} und C_{res} festgelegte optimale Resonanzfrequenz zu:

$$f_{res} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{res}C_{res}}}, \quad (2.2)$$

und bestimmt die erforderliche Pulsbreite t_{on} :

$$t_{on} = \frac{T_{res}}{2} = \frac{1}{2f_{res}}, \quad (2.3)$$

für ein Schalten im Strom-Nulldurchgang nach einer halben Resonanzperiode T_{res} . Mit einer konstant vorgegebenen Pulsbreite t_{on} erfolgt beim Resonanzwandler die Leistungsflusssteuerung daher über die Variation der Schaltfrequenz f_{sw} [SWWZ22, DS19, NH23]. Die Werte von C_{res} zu L_{res} variieren anhängig von Temperatur und Arbeitspunkt des Wandlers. Schon geringe Abweichungen von der Resonanzfrequenz resultieren dabei in erhöhten Schaltverlusten, da ein Schalten im Nulldurchgang nicht mehr gewährleistet ist. Aus diesem Grund besitzen Resonanzwandler oft eine zusätzliche Regelung zur Feinjustierung der festen Pulsbreite t_{on} . Die Leistungsregelung über eine variable Schaltfrequenz f_{sw} birgt jedoch weitere Nachteile. So erschwert sich hierdurch die Auslegung der Filterelemente gegen EMV-Störungen für die gesamte Schaltung [ads22]. Angeordnet im Hauptleistungspfad in Reihe zu TR müssen C_{res} und L_{res} für die Belastung mit maximalem Strom $I_{p,max}$ und maximaler Spannung $V_{A,max}$ dimensioniert sein und erhöhen entsprechend die Leitungsverluste durch den ohmschen Anteil ihrer Durchlasscharakteristik, sowie die Kosten für die zusätzlichen passiven Bauteile. Von Vorteil ist jedoch, dass durch C_{res} jegliche Gleichstromkomponente im Transformator blockiert ist und sich kein DC-Offset-Strom $I_{h,DC}$ durch die Magnetisierung aufbauen und den Transformator durch Sättigung beschädigen kann.

Der Resonanzwandler ist topologiebedingt sowohl kurzschluss- als auch leerlauffest und erzielt hohe Wirkungsgrade $\eta > 95\%$ auf Grund der geringen Schaltverluste und eignet sich daher sehr gut für den Einsatz bei höheren Leistungen mit einigen 100 kW [ads22].

2.1.3 Durchflusswandler

Bei den Topologien der Durchflusswandler erfolgt die Leistungsübertragung gleichphasig während der Leitendphase der Leistungsschalter mit gleichsinnig gewickeltem Transformator TR. Zur Kategorie der Durchflusswandler gehören sowohl der Eintakt-Durchflusswandler mit Leistungen bis 1 kW, als auch der Gegentakt-Durchflusswandler mit Leistungen bis einigen 100 kW [SWWZ22].

Eintakt-Durchflusswandler

Der Eintakt-Durchflusswandler in Abbildung 2.5 besitzt vergleichbar mit dem Sperrwandler nur einen Leistungsschalter S_1 . Auf der Sekundärseite befinden sich die zwei Dioden D_2 und D_3 , sowie die Speicherdrossel L . Die Wicklungen N_p und N_s sind gleichsinnig gewickelt,

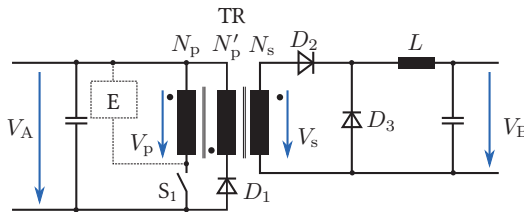


Abbildung 2.5: Ersatzschaltbild des Eintakt-Durchflusswandlers. Die Leistung wird in der Leitendphase von S_1 von N_p an N_s weitergegeben. D_3 dient L als Freilaufdiode während der Sperrphase, in welcher der Transformator Kern von der Hilfswicklung N'_p entmagnetisiert wird.

weshalb der TR während der Leitendphase von S_1 die Sekundärspannung $V_s = r V_A$ mit dem Übersetzungsverhältnis $r = N_p/N_s$ überträgt. Die Diode D_2 leitet und der Strom in der Speicherdrossel L steigt an. Während der Sperrphase von S_1 sind N_p und N_s stromlos und D_3 fungiert als Freilauf-Diode für L . Die Sperrphase nutzt der Eintakt-Durchflusswandler, um den Transformator Kern über die Hilfswicklung N'_p zu entmagnetisieren. Um gleiche Zeitspannen für Auf- und Entmagnetisierung gewährleisten zu können, müssen N_p und N'_p dieselbe Windungszahl aufweisen und magnetisch gut gekoppelt sein. Entsprechend beträgt der maximale zulässige Duty Cycle $d = 0.5$. Analog zum Sperrwandler ist für das harte Abschalten von S_1 ein Entlastungsnetzwerk E notwendig [SWWZ22].

Gegentakt-Durchflusswandler

Abbildung 2.6 zeigt einen Gegentakt-Durchflusswandler (forward converter FB) mit einer H-Bücke aus den Schaltern $S_1 - S_4$ auf der Eingangs- und einer Diodenbrücke aus $D_1 - D_4$

auf der Ausgangsseite. Durch die H-Brücke auf der Eingangsseite nutzt der FB die volle Eingangsspannung $V_p = \pm V_A$ in beiden Halbwellen mit S_1 und S_4 bzw. S_2 und S_3 für die Leistungsübertragung. Je nach Anwendung werden verschiedene Ausführungen des Gegentakt-Durchflusswandlers verwendet. Für kostengünstige Anwendungen sind in der Eingangs-H-Brücke die Schalter S_2 und S_4 durch Kapazitäten ersetzt, wodurch lediglich eine aktive Halbbrücke aus S_1 und S_3 verwendet werden muss. Allerdings halbieren die Kapazitäten die Primärspannung an TR auf $V_p = \pm V_A/2$ [SWWZ22]. In Anwendungen mit höherer Leistung werden sogenannte Dual-Active-Bridge Wandler mit zwei H-Brücken auf der Ein- und der Ausgangsseite eingesetzt und sparen die höheren Leitungsverluste einfacher Diodenbrücken. Zusätzlich bieten die gesteuerten Schalter auf beiden Seiten den Vorteil eines bidirektionalen Leistungsflusses. Der Gegentakt-Durchflusswandler FB ist ähnlich aufgebaut wie der Resonanzwandler, besitzt jedoch keinen Resonanz-Schwingkreis im Hauptleistungspfad. Allerdings ist die Speicherdrossel L erforderlich. Durch die Leistungsübertragung während der

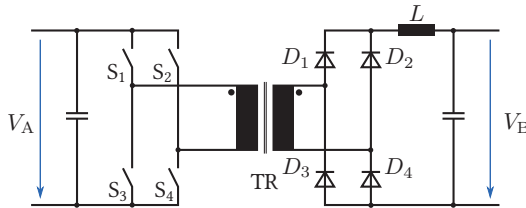


Abbildung 2.6: Ersatzschaltbild des Gegentakt-Durchflusswandlers mit einer primärseitigen H-Brücke aus $S_1 - S_4$ und einem sekundärseitigen Diodengleichrichter aus $D_1 - D_4$. Die Leistungsübertragung erfolgt annähernd rechteckförmig in positiver und negativer Halbwellen.

positiven und der negativen Halbwellen von Strom und Spannung entfällt die notwendige Entmagnetisierungsphase im Vergleich zum Eintakt-Durchflusswandler. Im Gegensatz zum Resonanzwandler verlaufen die getakteten Spannungen und Ströme am Transformator jedoch nicht sinus- sondern annähernd rechteck- bzw. trapezförmig, abhängig vom Schaltzustand von $S_1 - S_4$. Die annähernd rechteckförmige Leistungsübertragung erzeugt jedoch hohe Schaltverluste durch das harte Abschalten bei Maximalstrom von gleich mehreren Schaltern. Über eine geeignete Dimensionierung der Bauteile, sowie der PWM-Ansteuerung, kann jedoch auch beim FB ein Schalten im Nulldurchgang mit ZVS oder ZCS erreicht werden. Das Tastverhältnis kann beim FB theoretisch $d = 1$ betragen, jedoch limitiert in der Praxis die endliche Schaltgeschwindigkeit der Leistungsschalter den maximalen Duty Cycle. Über den Zusammenhang $\eta \propto \sqrt{d}$ können durch die hohen Duty Cycle d hohe Wirkungsgrade $\eta > 95\%$ erreicht werden [Sch20, DS19]. Durch eine unsymmetrische Magnetisierung des Transformator kernels kann sich beim FB ein DC-Offset-Strom $I_{h,DC}$ aufbauen. Bleibt diese Asymmetrie bestehen, oder wird durch andere Faktoren noch vergrößert, nimmt der $I_{h,DC}$ stetig zu bis es zu Sättigungseffekten kommt, welche die Zerstörung der Komponenten zur Folge haben. Daher muss eine geeignete Regelung ein stetiges Anwachsen des DC-Offset Strom $I_{h,DC}$ verhindern. Das Kapitel 7 stellt hierzu eine detaillierte Regelungsmethode vor.