

# **Entwicklung eines bidirektionalen kennliniengesteuerten DC-DC Wandlers mit galvanischer Trennung**

Masterarbeit

zur Erlangung des akademischen Grades

Diplom-Ingenieur

Masterstudium Elektrotechnik Wirtschaft

eingereicht an der

Technischen Universität Graz

Betreuer

Ass.Prof. Dipl.-Ing. Dr. techn. Klaus Krischan

Institut

Institut für Elektrische Antriebstechnik und Maschinen

Graz, Mai 2016

# Eidesstattliche Erklärung

## Affidavit

Ich erkläre an Eides statt, dass ich die vorliegende Arbeit selbstständig verfasst, andere als die angegebenen Quellen/Hilfsmittel nicht benutzt, und die den benutzten Quellen wörtlich und inhaltlich entnommenen Stellen als solche kenntlich gemacht habe. Das in TUGRAZonline hochgeladene Textdokument ist mit der vorliegenden Masterarbeit identisch.

I declare that I have authored this thesis independently, that I have not used other than the declared sources/resources, and that I have explicitly indicated all material which has been quoted either literally or by content from the sources used. The text document uploaded to TUGRAZonline is identical to the present master's thesis.

---

Datum / Date

---

Unterschrift / Signature

## **Abstract**

The aim of this thesis is related to bidirectional transmission of galvanically isolated direct current. Therefore basic structures of electronic circuits, related to literature research, are described in detail. In addition, a circuit topology is selected, based on a requirement profile for a DC-DC converter by means of simulation on function, and optimized for technical implementation. In addition, this thesis involves the construction of a prototype, its simulation and measurement results. The transmittable electric power of the prototype is 3 kW. Efficiency measurements show an efficiency of over 94%.

## **Kurzfassung**

Diese wissenschaftliche Arbeit befasst sich mit der bidirektionalen galvanisch getrennten Übertragung von Gleichstrom. Dazu werden grundlegende Strukturen von Schaltungen genauer beschrieben, und komplexere Schaltungstopologien anhand einer Literaturrecherche gezeigt. Zudem wird, basierend auf einem Anforderungsprofil für einen Gleichspannungswandler, eine Schaltungstopologie ausgewählt, mittels Simulation auf Funktion überprüft, und für die technische Umsetzung optimiert. Diese wissenschaftliche Arbeit beinhaltet zudem den konkreten Aufbau eines Prototypen, sowie dessen Simulations- und Messergebnisse. Die übertragbare elektrische Leistung des Prototypen beträgt 3 kW, wobei Wirkungsgradmessungen eine Effizienz von über 94% zeigen.

## Danksagung

Dieses Kapitel widme ich jenen Personen die mich direkt und auch indirekt an der Verfassung dieser wissenschaftlichen Arbeit unterstützt haben.

Die Masterarbeit selbst wurde im Jahr 2016 am Institut für Elektrische Antriebstechnik und Maschinen der Technischen Universität Graz verfasst. Bedanken möchte ich mich bei meinem Betreuer Ass.Prof. Dipl.-Ing. Dr.techn. Klaus Krischan, der mich bei allen wissenschaftlichen und technischen Fragestellungen stets mit Rat unterstützt hat. Weiterer Dank gebührt meiner Familie, die mich stets unterstützt, und meiner Arbeit großen Respekt gezeigt hat.

Weiterer Dank gilt auch meinen Studienkollegen mit jenen ich nahezu die gesamte Studienzeit zusammenarbeiten konnte.



# Motivation

Elektronische Geräte sind aufgrund ihrer umfangreichen Funktionalität in nahezu jedem Anwendungsbereich zu finden. Neben dem Einsatz im Bereich der Unterhaltungselektronik, ist sie in Fahrzeugen ebenso zu finden wie in Industriegeräten, Antriebssystemen sowie in der Energieerzeugung. Speziell die Bereiche der Energieerzeugung, aber auch die Antriebssysteme profitieren wesentlich von Weiterentwicklungen in der Leistungselektronik. Durch den stetigen Entwicklungsprozess und die Verfügbarkeit von neueren noch besseren Leistungshalbleitern sind auch Schaltungstopologien dem Wandel der Zeit unterzogen.

Im Bereich der Leistungselektronik ist der Markttreiber hinter diesem Prozess stets das Streben nach höheren Wirkungsgraden, höheren Taktfrequenzen, kleineren Bauformen und niedrigen Herstellungskosten zu sehen. Die Motivation eines Entwicklers und ebenso die Motivation zu dieser Arbeit liegt nun darin begründet, ein Gerät zu entwerfen welches nicht nur bestimmte vorgegebene Parameter einhält, sondern diese vermeintliche Grenze übertrifft. Dieses Streben erfordert es, bekannte Entwürfe aufzugeben und neue Gebiete zu erforschen.

Speziell die Neugier und Experimentierfreudigkeit sind maßgebliche Motivatoren, nicht nur im Rahmen dieser Arbeit, sondern auch im Alltag eines ambitionierten Entwicklers.

# Ziel dieser Arbeit

Das Ziel dieser Arbeit liegt darin, einen Energiewandlerbaustein für die elektrische Kopplung von Gleichspannungszwischenkreisen zu konstruieren und aufzubauen. Dabei soll die Energieflussrichtung und die Höhe des Leistungstransfers frei am fertigen Prototypen über eine Schnittstelle wählbar sein. Ein weiteres Ziel dieser Arbeit liegt in der Regelung der Ausgangsleistung des Wandlerbausteins. Diese soll entsprechend eines frei wählbaren Kennlinienverlaufs die Ausgangsleistung über die Spannung am Ausgang variiert werden können.

Die Nennleistung des Wandlerbausteins soll  $3\text{ kW}$  betragen, wobei die primärseitige Nennspannung mit  $96\text{ V}$ , und die sekundäre Spannung mit  $320\text{ V}$  festgelegt ist. Ein Bereichsfenster für diese Spannung ist mit plus-minus  $30\%$  definiert. Ein möglichst hoher Wirkungsgrad soll erreicht werden, um eine passive Kühlung der Halbleiterbauelemente, sowie der Ferritkerne zu ermöglichen. Dabei soll auf eine optimale Anordnung der Leistungshalbleiter auf der gesamten zur Verfügung stehenden Fläche des Kühlkörpers erfolgen, damit der Kühlkörper nur die Abfuhr der Wärme an die Umgebung und nicht die Verteilung dieser übernehmen muss. Ein weiteres Ziel ist es, ein Schaltungskonzept zur Lösung dieser Aufgabe zu schaffen, welches möglichst kostenoptimiert und damit besonders wirtschaftlich ist.

Messungen sind nach erfolgreichem Aufbau am Prototypen durchzuführen, welche die wesentlichen elektrischen Kenngrößen des Wandlerbausteins verdeutlichen. Dabei sollen Vergleiche zur Simulation der Schaltung angestellt, und auftretende Abweichungen aufgezeigt werden. Nebenbei ist auch die Funktion des Kühlsystems zu evaluieren. Schlussendlich soll diese Arbeit Verbesserungsmöglichkeiten und Zukunftsaussichten aufzeigen.

# Inhaltsverzeichnis

<b>1</b>	<b>Grundlegende Strukturen der DC-DC Wandlung</b>	<b>1</b>
1.1	Allgemeines . . . . .	1
1.2	Grundschialtung eines einfachen DC-DC Wandlers . . . . .	2
1.3	Bidirektionale Energiewandlung . . . . .	5
1.4	Galvanische Trennung . . . . .	7
1.4.1	Vergleich verschiedener Topologien mit und ohne galvanischer Trennung . . . . .	8
1.4.2	Galvanisch getrennte Übertragung von Energie in einem DC-DC Wandler . . . . .	11
1.5	Interleaving Technique . . . . .	12
1.6	Schaltverhalten von Leistungs- MOSFETs . . . . .	13
1.6.1	Einschaltvorgang eines MOSFET . . . . .	15
1.6.2	Ausschaltvorgang eines MOSFET . . . . .	16
1.6.3	Zero-Voltage-Turn-Off . . . . .	19
1.6.4	Zero-Voltage-Turn-On . . . . .	20
<b>2</b>	<b>Auswahl und Umsetzung einer geeigneten Topologie</b>	<b>21</b>
2.1	Allgemeine Spezifikationen . . . . .	21
2.1.1	Galvanische Trennung und Isolation . . . . .	21
2.1.2	Bidirektionale Energiewandlung und Definition der Anschlüsse . . . . .	22
2.1.3	Geforderte Spannungsebenen von L- und H-Side . . . . .	22
2.1.4	Übertragbare Leistung . . . . .	23
2.1.5	Kennliniensteuerung . . . . .	23
2.2	Beschreibung der Kennliniensteuerung . . . . .	23
2.3	Konzeptauswahl . . . . .	24
2.4	Beschreibung der geeigneten Topologie . . . . .	26
2.5	Der publizierte DC-DC Wandler und dessen Betriebsweise . . . . .	29
2.6	Ausgangskennlinienfeld . . . . .	30
2.7	Pseudoresonante Wandlung . . . . .	32
2.8	Simulation der Schaltung . . . . .	33
2.8.1	Abhängigkeit der Spannung am Port B . . . . .	34
2.8.2	Simulation einzelner Komponenten . . . . .	36
2.8.3	Simulation von Betriebspunkten zur Wirkungsgradbestimmung und Verlustleistungsverteilung . . . . .	42

## Inhaltsverzeichnis

<b>3</b>	<b>Technische Realisierung</b>	<b>57</b>
3.1	Struktur des Aufbaus . . . . .	57
3.1.1	Grundlagen zur Umsetzung . . . . .	58
3.1.2	Planare Anordnung der Komponenten . . . . .	58
3.1.3	Blockschaltbild des Wandlers . . . . .	58
3.1.4	Kühlung der Bauelemente . . . . .	59
3.2	Umsetzung der Schaltung und Beschreibung von Schalt- bzw. Kommutiervorgängen . . . . .	60
3.2.1	Funktionsbeschreibung des Aufwärtswandlers bzw. Abwärtswandlers am Port A . . . . .	60
3.2.2	Beschreibung der Funktion und der Kommutierung des Gegentakt-Durchflusswandlers am Port A . . . . .	61
3.2.3	Beschreibung der Funktion und des Kommutierungsvorgangs der Synchrongleichrichtung am Port B . . . . .	63
3.3	Transformator mit definierter Streuinduktivität . . . . .	64
3.3.1	Planar Transformator . . . . .	64
3.3.2	Boost Induktivität . . . . .	65
3.3.3	Wicklungsanordnung und Windungszahlenverhältnis . . . . .	65
3.3.4	Anordnung der Ferritkerne . . . . .	66
3.3.5	Durchflutung im Transformator und magnetomotorisches Kraftdiagramm . . . . .	67
3.3.6	Auswirkungen der Anordnung des Wicklungssystems auf die Wicklungsverluste . . . . .	68
3.3.7	Experimentelle Ermittlung der Streuinduktivität . . . . .	71
3.4	Prototyp der leistungselektronischen Einheit . . . . .	72
3.5	Signalprozessorsystem . . . . .	72
3.5.1	Hilfsspannungsversorgung . . . . .	73
3.5.2	Aufbau . . . . .	74
3.5.3	Synchronisation der Signalprozessorsysteme . . . . .	76
3.6	Umsetzung der Kennliniensteuerung . . . . .	79
3.6.1	Bestimmung der Wandlerparameter $\alpha$ und $\phi$ . . . . .	80
3.7	Konzept der Kühlung . . . . .	80
<b>4</b>	<b>Elektrische und Thermische Analysen</b>	<b>81</b>
4.1	Spannungsmessungen der Schaltung . . . . .	81
4.1.1	Analyse von ZVTON und ZVTOFF . . . . .	81
4.2	Wirkungsgradmessung . . . . .	84
4.2.1	Lastfluss von Port B zu Port A . . . . .	84
4.3	Messaufbau . . . . .	89
4.4	Temperaturen der Komponenten . . . . .	91
4.4.1	Energiefluss von Port A nach Port B, ohne Synchronwandlung . . . . .	91
4.4.2	Energiefluss von Port B nach Port A, mit Synchronwandlung . . . . .	92

*Inhaltsverzeichnis*

4.4.3	Energiefluss von Port B nach Port A, mit Synchronwandlung im Grenztemperaturbereich . . . . .	93
<b>5</b>	<b>Resümee und Ausblick</b>	<b>95</b>
5.1	Eine mögliche Anwendung dieses Wandlers . . . . .	96

# 1 Grundlegende Strukturen der DC-DC Wandlung

## 1.1 Allgemeines

Gleichstrom (DC) konnte bis zum Einzug von Halbleiterschaltern nur bedingt, und mit großem Aufwand in dessen Größe verändert werden. Übliche Techniken zur Umwandlung konnten bei größeren Leistungen (im Kilowatt-Bereich) nur durch entsprechende Maschinensätze bewerkstelligt werden. Dabei beinhaltet ein solcher Maschinensatz zumindest eine Gleichstrommaschine in Kombination mit anderen Maschinen wie beispielsweise einer weiteren Gleichstrommaschine, oder einer Synchron- bzw. Asynchronmaschine für den Fall das die Energie aus einem Wechselstromnetz bezogen wird. Andere Techniken welche zur konventionellen Energieübertragung in der Wechselspannungstechnik vorhanden sind, beispielsweise ein Transformator, sind nicht direkt geeignet um Gleichstrom zu transformieren. Begründet kann dies durch das Induktionsgesetz nach Gleichung 1.1 werden, welches zur Erzeugung einer Spannung eine zeitliche Änderung des magnetischen Flusses in einer Leiterschleife erfordert. Aufgrund der Tatsache, dass ein mit Gleichstrom durchflossener Leiter ein zeitlich konstantes Magnetfeld erzeugt, kann es nicht möglich sein, dass ohne äußere Einwirkung wie der Bewegung, eine Spannung oder gar direkt eine Gleichspannung erzeugt werden. Daraus folgt, dass eine Gleichstrommaschine nur dann eine Spannung ausgeben kann, wenn durch Bewegung, also durch Rotation des Ankers eine Änderung des magnetischen Flusses im rotierenden Teil der Maschine erzeugt werden kann.

$$\operatorname{rot} \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \quad (1.1)$$

Doch diese erzeugte Spannung ist gemäß Induktionsgesetz in der Größe zeitlich verändert, also keineswegs eine Gleichspannung. Erst durch einen auf der Maschinenwelle aufgebauten Kommutator, welcher eine mechanisch ausgeführte Kommutierung

## 1 Grundlegende Strukturen der DC-DC Wandlung

der in der Maschine induzierten Wechselspannung kommutiert, entsteht die am Ausgang zu messende Gleichspannung. Diese mechanische Kommutierung ermöglicht die Erzeugung einer Gleichspannung.

Durch den Einsatz von Halbleitern entsprechender Leistung konnten weitere Fortschritte in der effizienten Wandlung von Gleichstrom hervorgebracht werden[1]. Diese Halbleiterbausteine sind in verschiedensten Bauarten mit unterschiedlichsten Funktionen ausgestattet[2], und ermöglichen es, durch entsprechende Verschaltung und Ansteuerung verschiedenste Anwendungen zu realisieren. Die Entwicklungsarbeit von Technikern hat in den letzten Jahrzehnten eine große Anzahl von verschiedenen Konzepten und Wandlertopologien hervorgebracht, welche durch eine immer größer werdende Anzahl an verfügbaren Leistungshalbleitern einfacher und vor allem kostengünstig umsetzbar sind. Sinngemäß ist es im Rahmen dieser Arbeit nicht möglich alle Konzepte und Wandlertopologien aufzuzählen und weiter zu erörtern, sodass sich die nachfolgenden Kapitel nur auf Grundstrukturen beziehen, welche für diese Arbeit relevant sind.

### 1.2 Grundschaltung eines einfachen DC-DC Wandlers

Dieses Kapitel beschreibt die Grundstruktur eines einfachen DC-DC Wandlers. Ein solcher Wandler ist grundsätzlich durch eine Eingangs- und Ausgangsseite gekennzeichnet. Dabei wird elektrische Energie über die Eingangsseite dem Wandler zugeführt, im Wandler konvertiert, und am Ausgang bereitgestellt. Abbildung 1.1 zeigt die Grundstruktur eines Aufwärtswandlers. Konstruktionsbedingt ist bei diesem Wandlertyp die Ausgangsspannung höher als die Eingangsspannung, sodass die Bezeichnung Aufwärtswandler als geeignet erscheint. Zu sehen sind neben der Gleichspannungsquelle  $V_1$  und der veränderbaren Last  $R_1$  die Hauptelemente dieses Konverters. Diese Elemente sind die Hauptinduktivität  $L_1$ , die Diode  $D_1$  sowie der Schalttransistor  $S_1$ , und der Kondensator  $C_A$ .

Die Wandlung von Strom und Spannung wird bei diesem Wandlertyp über die Hauptelemente wie folgt bewerkstelligt: Die Hauptinduktivität  $L_1$  dient als Energiespeicher und wird durch den Schalttransistor  $S_1$  entweder auf das gemeinsame Bezugspotenzial, oder über die Diode  $D_1$  auf den Ausgang geschaltet. Entsprechend dem Bauteilgesetz der Induktivität nach Formel 1.2 bildet sich ein dreieckförmiger Strom  $i_1$  aus. Abbildung 1.2

## 1 Grundlegende Strukturen der DC-DC Wandlung

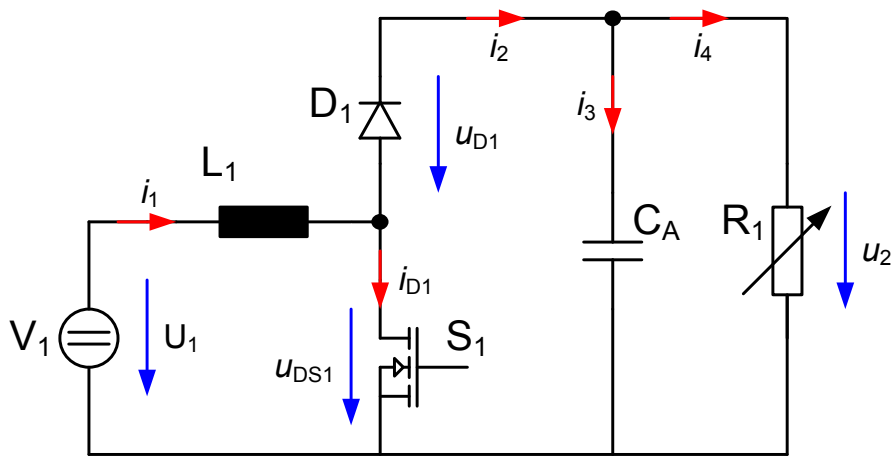


Abbildung 1.1: Schaltung eines typischen Aufwärtswandlers

veranschaulicht diesen, sowie weitere Ströme und Spannungen sinngemäß.

$$u_L = L \cdot \frac{di}{dt} \quad (1.2)$$

Wird zum Zeitpunkt ① der Transistor  $S_1$  eingeschaltet so, fällt die Spannung  $u_{DS1}$  auf  $i_{D1} \cdot R_{DSon}$  ab, sodass über der Induktivität  $L_1$  eine Spannung abfällt. Dabei steigt entsprechend dem Bauteilgesetz der Strom  $i_1$  an, bis Zeitpunkt ② erreicht ist. Ab dem Zeitpunkt ② ist der Transistor ausgeschaltet, sodass die Spannung  $u_{DS1}$  abfällt und die Diode leitend wird. Sobald die am Ausgang anstehende Spannung größer als die Summe der Eingangsspannung und der Spannung an der Diode in Durchflussrichtung  $U_F$  ist, wird die in der Induktivität gespeicherte Energie frei. Dabei addiert sich die Spannung am Eingang mit der Spannung an der Induktivität, sodass die Ausgangsspannung weiter ansteigen kann. Nachdem der Zeitpunkt ③ erreicht wurde, wiederholt sich der Vorgang von neuem. Weil der Strom durch die Diode keineswegs gleichförmig ist, ist es notwendig einen Kondensator am Ausgang des Wandlers anzubringen, welcher die Ausgangsspannung glättet. Dabei wird während des Zeitabschnittes von ① bis ② eine gewisse Ladungsmenge  $Q$  in den Kondensator geladen, welche aber in der Zeit von ② nach ③ zur Versorgung der Last  $R_1$  wieder entnommen wird. Die sich daraus ergebende Signalform der Kondensatorspannung  $u_2$  ist stark abhängig von den elektrischen Parametern des Kondensators und kann nur schematisch aus dem Diagramm entnommen werden.



## 1 Grundlegende Strukturen der DC-DC Wandlung

Betrachtet man die Funktionsweise dieses Wandlers fällt auf, dass die einzelnen Schaltvorgänge des Transistors periodisch auftreten, wobei sich die Zeitspanne in der der Transistor eingeschaltet ist variabel sein kann. Die zeitliche Dauer in welcher der Transistor  $t_{ein}$  eingeschaltet ist, bezogen auf die Periodendauer  $T$  wird Tastverhältnis genannt, und ist entsprechend Formel 1.3 dargestellt.

$$D = \frac{t_{ein}}{T} \quad (1.3)$$

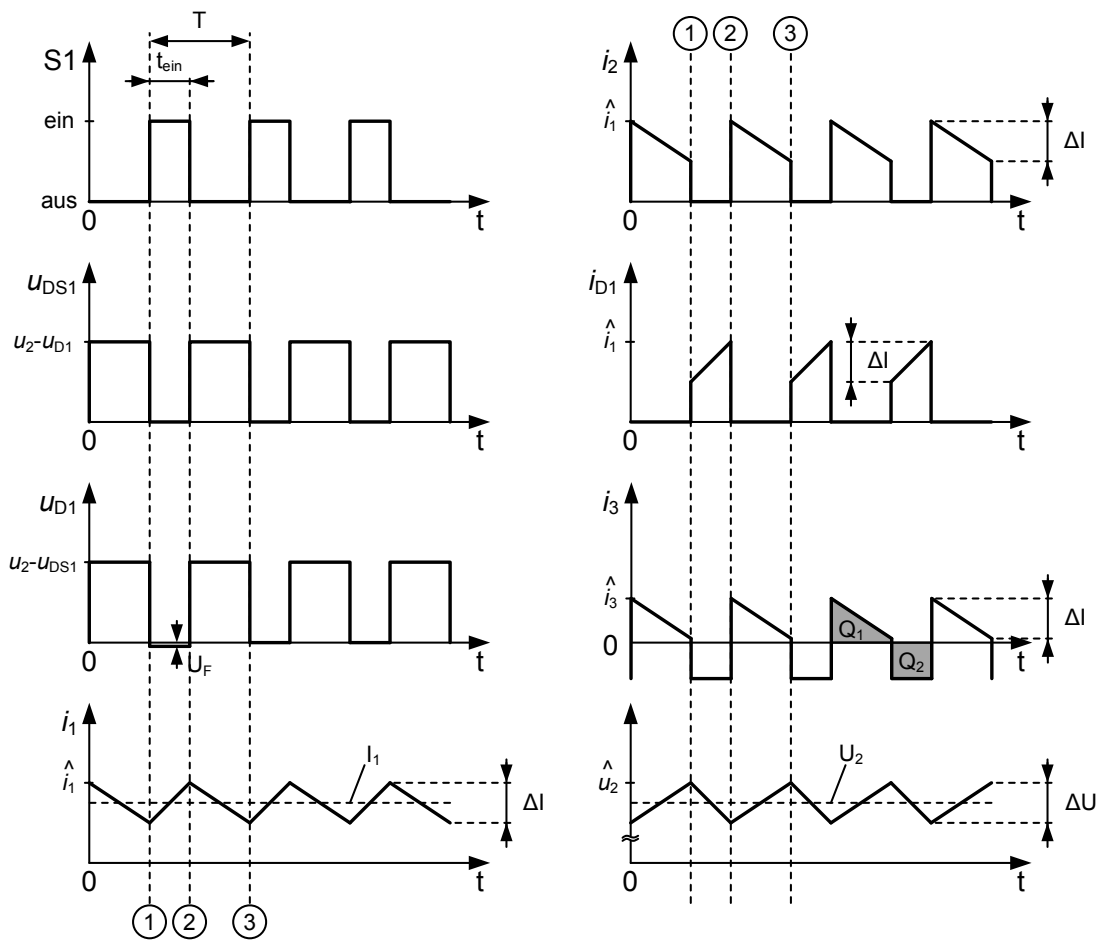


Abbildung 1.2: Störme und Spannungen des Aufwärtswandlers nach [3]

Die in Abbildung 1.2 gezeigten zeitlichen Verläufe von Spannungen und Strömen gelten für den nicht lückenden Betrieb[3]. In diesem Fall ist der Strom durch die Drossel stets größer null. Durch diese Bedingung kann die Ausgangsspannung als Funktion der

## 1 Grundlegende Strukturen der DC-DC Wandlung

Eingangsspannung und des Tastverhältnisses nach Formel 1.4 dargestellt werden.

$$U_2 = \frac{U_1}{1 - D} \quad (1.4)$$

Der Aufwärtswandler welcher hier dargestellt ist, ist unidirektional. Damit ist es nur möglich elektrische Energie von der Eingangsseite auf die Ausgangsseite und wandeln, aber nicht umgekehrt.

### 1.3 Bidirektionale Energiewandlung

Bidirektionale Energiewandlung setzt voraus, dass Energie in beide Richtungen fließen kann. Der zuvor beschriebene Aufwärtswandler ist in der gezeigten Topologie dazu nicht in der Lage dies zu bewerkstelligen. Der Grund dafür liegt in der Diode, welche aufgrund ihres elektrischen Verhaltens keine Betriebsströme in Rückwärtsrichtung zulässt. Neben dem gezeigten Aufwärtswandler gibt es aber auch eine Topologie mit der Bezeichnung Abwärtswandler, welche es ermöglicht aus einer Spannungsquelle mit einer hohen Eingangsspannung eine Last mit einer niedrigeren Spannung zu versorgen[3]. Setzt man nun einen Aufwärtswandler und einen Abwärtswandler anti-parallel nach Abbildung 1.3(a) ein, so ist eine bidirektionale Wandlung von elektrischer Energie prinzipiell möglich. Diese Anordnung ist jedoch aufwändig, weil zwei diskrete Wandler eingesetzt werden müssen. Wenn man ausgehend von dieser Beschaltung die Topologie der beiden Wandlerbausteine aufzeichnet, so stellt man fest, dass die Funktion einiger Bauelemente der beiden Wandler identisch sind und damit zusammengefügt werden können. Abbildung 1.3(b) zeigt die wesentlichen Bauelemente der Wandler, welche wie folgt zusammengefügt werden:

- Kapazitäten welche als Energiezwischenspeicher dienen können zusammengefasst werden.
- Synchronisiert man die Schaltvorgänge der zwei Schalttransistoren, und nimmt ein Schalttransistor den komplementären Schaltzustand des anderen an, so kann der Knotenpunkt ① und der Knotenpunkt ② zusammengefügt werden.
- Verwendet man bidirektionale Schaltelemente oder Leistungshalbleiterbauelemente mit integrierter Inversdiode, so ist es möglich die Dioden  $D_1$  und  $D_2$  zu entfernen, da der zur Schaltung komplementäre Schalttransistor dessen Aufgabe übernimmt.

## 1 Grundlegende Strukturen der DC-DC Wandlung

- Die Hauptinduktivitäten  $L_1$  und  $L_2$  sitzen durch die Zusammenführung der Knotenpunkte ① und ② an exakt der gleichen Stelle der Schaltung. Bedenkt man, dass entsprechend der Energieflussrichtung eine der beiden Induktivitäten wirksam ist, so können die Induktivitäten  $L_1$  und  $L_2$  durch eine einzige Induktivität gleicher Größe und Belastbarkeit ersetzt werden.

Abbildung 1.4 zeigt die daraus entstandene Topologie des Wandlers.

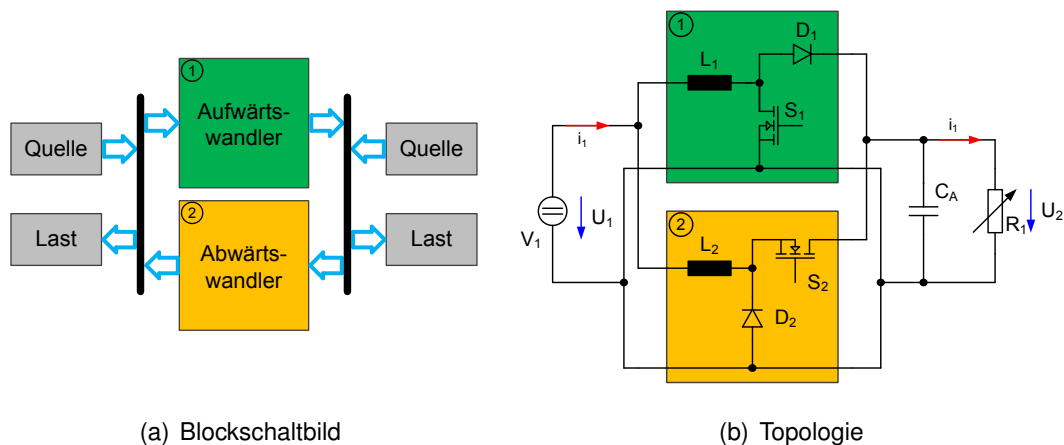


Abbildung 1.3: Antiparallele Beschaltung von Auf- und Abwärtsrichter

Zwangsläufig bewirken diese Änderungen, dass die übertragbare Leistung der zuvor getrennten DC-DC Wandler vereinheitlicht wird. Damit müssen beide Leistungstransistoren entsprechend dimensioniert werden. Nachteilig an dieser Zusammenführung ist die Notwendigkeit einer Synchronisation der beiden Schalttransistoren, was einen zusätzlichen Steuerungsaufwand hervorruft. Zusätzlich ergibt sich durch die Ein- und Ausschaltzeit der Schaltelemente eine gewisse Überschneidung, sodass es zu Kurzschlüssen während des Umschaltvorgangs kommen kann. Diese sind jedoch tunlichst zu vermeiden, was zur Folge hat, dass eine Sperrzeit während des Umschaltvorgangs eingeführt werden muss. Dazu wird während des Umschaltvorgangs der Transistor  $S_1$  nach Abbildung 1.4 ausgeschaltet und der dazu komplementäre Transistor  $S_2$  zeitverzögert eingeschaltet. Natürlich muss diese Totzeit auch beim komplementären Umschaltvorgang eingehalten werden. Die Dauer der Verriegelungszeit ist abhängig von den Ein- bzw. Ausschaltzeiten der Transistoren, was unter Berücksichtigung der Periodendauer zu einer Nichtlinearität führt. Damit ist die Beziehung 1.3 und 1.4 nicht mehr vollständig gültig, und muss mit Bezugnahme auf die Nichtlinearität erweitert werden.

## 1 Grundlegende Strukturen der DC-DC Wandlung

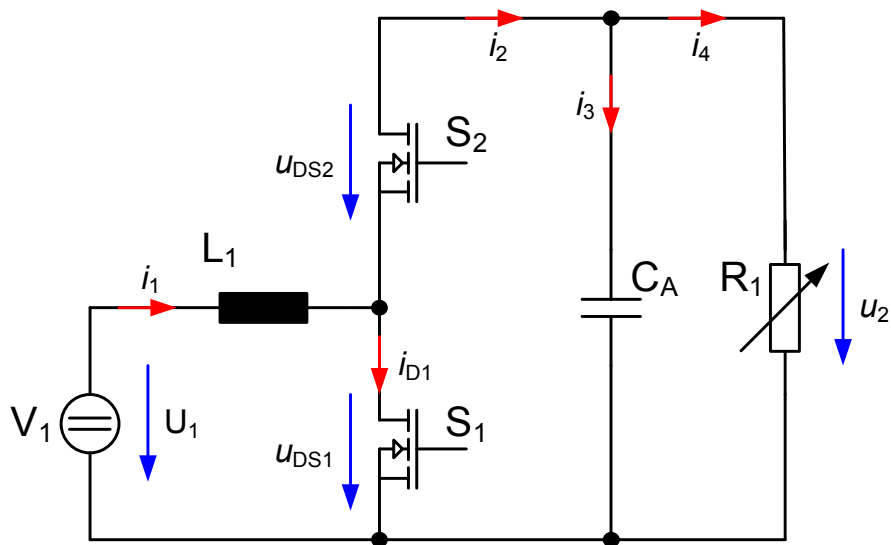


Abbildung 1.4: Schaltbild eines bidirektionalen Auf- bzw. Abwärtswandlers

Diese Topologie ist in der Literatur auch als Synchronwandler auffindbar und wird trotz des Mehraufwands im Bereich der Ansteuerung häufig verwendet. Dies kann damit begründet werden, dass die Ansteuerung für die Transistor-Halbbrücke in dem Treiberbaustein integriert ist, und damit für den Schaltungsentwickler ein minimaler Mehraufwand im Design der Schaltung entsteht, und zugleich der Wirkungsgrad des Wandlers erhöht wird. Die Erhöhung des Wirkungsgrads wird dadurch erreicht, dass die Flussspannung der Dioden (beispielsweise Diode  $D_1$  nach Abbildung 1.1) höher ist, als die Restspannung eines Transistors welcher anstelle der Diode eingesetzt wird. Auch wenn eine bidirektionale Energiewandlung nicht erforderlich ist, wird aufgrund der Erhöhung des Wirkungsgrads diese Topologie bevorzugt.

### 1.4 Galvanische Trennung

Unter dem Begriff der galvanischen Trennung versteht man die elektrische Trennung zweier elektrisch leitender Gegenstände. Dabei ist es einem freien Ladungsträger nicht möglich von einem leitenden Gegenstand zu einem anderen leitenden Gegenstand zu wandern. Die galvanische Trennung ist in erster Linie eine Maßnahme zur Erhöhung des Schutzes von Leben und elektrischen Einrichtungen. Um jedoch den Transfer von elektrische Energie und Daten bewerkstelligen zu können gibt es verschiedene Übertragungs-

## 1 Grundlegende Strukturen der DC-DC Wandlung

techniken. Eine der wohl bekanntesten Möglichkeiten stellt der Transformator dar. Hierbei wird die elektrisch zu übertragende Energie entsprechend den physikalischen Gesetzmäßigkeiten durch eine Spule in ein Magnetfeld umgewandelt, welche wiederum durch eine zweite Spule in elektrische Energie zurück gewandelt wird. Durch diese Maßnahme ist es möglich die elektrisch leitende Verbindung der ersten sowie der zweiten Spule zu umgehen. Dabei ist es irrelevant welchen Wert der Potentialunterschied zwischen den einzelnen Wicklungen hat. Lediglich die Isolation muss entsprechend dimensioniert werden. Diese Art der galvanischen Trennung findet sich aufgrund der hohen übertragbaren Leistung in der gesamten Kette der Energieversorgung beginnend mit dem Erzeuger, Übertragungsdienstleister und Endverbraucher wieder. Auch in der Übertragung von Informationen findet sich die galvanische Trennung wieder. Dabei werden aufgrund der geringeren zu übertragenden Energiemengen neben dem zuvor genannten induktiven Prinzip auch andere Prinzipien der Übertragung eingesetzt. Hier finden neben kapazitiven Methoden vor allem optische Methoden Anwendung. Dabei wird die zu übertragende elektrische Information zuerst in ein Lichtsignal umgewandelt, übertragen und am Knotenpunkt in elektrische Information zurück gewandelt. Neben diesen kurz beschriebenen Möglichkeiten gibt es auch andere Methoden, wie beispielsweise die Funkübertragung.

### 1.4.1 Vergleich verschiedener Topologien mit und ohne galvanischer Trennung

Die in den vorherigen Kapiteln beschriebenen Topologien verschiedenster Wandlertypen stellen die Basis für die in dieser Arbeit gezeigte Topologie dar. Natürlich gibt es noch eine Vielzahl anderer Topologien welche nicht direkt mit dem praktischen Teil dieser Arbeit in Verbindung stehen. Diese Topologien werden in diesem Kapitel kurz erörtert.

Wie bereits in den vorangegangenen Kapiteln beschrieben wurde, lassen sich die DC-DC Wandlertopologien in zwei Arten einteilen. Als trennende Eigenschaft wird die galvanische Kopplung zwischen dem Eingang und dem Ausgang des Wandlers verwendet. Damit lassen sich diese Topologien in Wandler mit galvanischer Trennung und in Wandler ohne galvanischer Trennung aufteilen. Tabelle 1.1 zeigt einen Überblick dieser Aufteilung mit den entsprechenden Einteilungen nach [4]. In Kapitel 1.2 wurde bereits der Aufwärtswandler beschrieben. In der Literatur sind für diese Topologie auch andere Bezeichnungen üblich. Diese sind Hochsetzsteller oder Drossel-Aufwärtswandler, wobei in der englischen Literatur der Ausdruck Boost-Konverter verwendet wird. Dieser Typ von

## 1 Grundlegende Strukturen der DC-DC Wandlung

Konverter ist auch mit galvanischer Trennung verfügbar, wird Boost-Konverter mit galvanischer Trennung genannt, und dessen Erweiterung als SMART Konverter bezeichnet.

ohne galvanischer Trennung	mit galvanischer Trennung
Tiefsetzer (Drossel-) Abwärtswandler Buck Konverter	(Eintakt-) Durchflusswandler Forward-Konverter Gegentakt-(Durchfluss-) Wandler parallelgespeist Push-Pull Centertab Halbbrücken-(Gegentakt-) Durchflusswandler (serien- gespeist), Half Bridge Vollbrücken-(Gegentakt-) Durchflusswandler (serien- gespeist), Full Bridge
Hochsetzsteller (Drossel-) Aufwärtswandler Boost Konverter	Boost- Konverter SMART-Konverter
(Drossel-) Inverswandler Buck-Boost Konverter	Flyback Konverter

Tabelle 1.1: Auflistung verschiedener Wandlertopologien mit und ohne galvanischer Trennung nach Definition von [4]

Als Komplementär zum Aufwärtswandler ist der Abwärtswandler zu nennen. Diese Topologie ermöglicht es, wie in Kapitel 1.3 beschrieben, Energie bereitzustellen, wobei die Spannung am Eingang des Wandlers höher ist, als die Spannung am Ausgang. Während die Ausgangsspannung eines Aufwärtswandlers stets höher ist als dessen Eingangsspannung und die Ausgangsspannung eines Abwärtswandlers maximal der Eingangsspannung entsprechen kann, gibt es eine Topologie bei der die Ausgangsspannung unabhängig von der Eingangsspannung ist. Diese Topologie wird Hoch-Tiefsetzer (Buck-Boost Konverter) bezeichnet und ist genau genommen eine serielle Zusammenschaltung zweier Wandler. Hierbei ist der erste Wandler ein Abwärtswandler während als zweiter Wandler ein Aufwärtswandler nachgeschaltet ist. Die letzte Kategorie von Wandlertopologien der nicht galvanisch getrennten Wandler ist der Inverswandler. Dieser Wandler ermöglicht es, aus einer positiven Eingangsspannung eine negative Ausgangsspannung zu erzeugen.

Die bis jetzt beschriebenen Topologien werden sehr häufig für kleinere Spannungen und kleinere zu übertragbare Leistungen verwendet. In Abbildung 1.5 ist dieser Bereich mit

## 1 Grundlegende Strukturen der DC-DC Wandlung

I gekennzeichnet. Die Schraffur deutet darauf hin, dass diese Topologien keine galvanische Trennung enthalten.

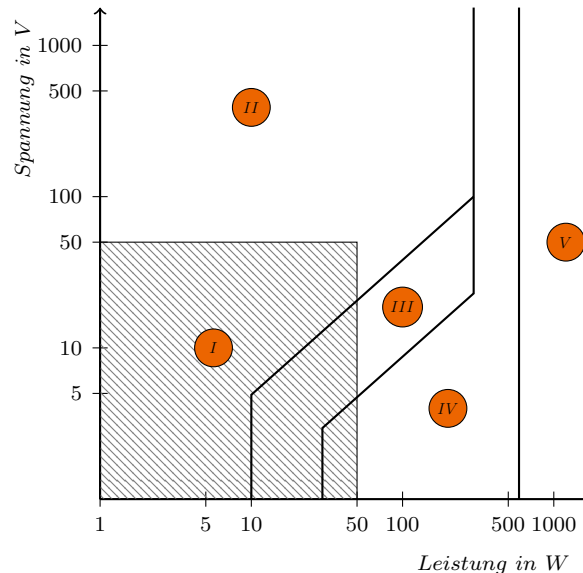


Abbildung 1.5: Häufig verwendete Einsatzgebiete von DC-DC Wandlertopologien entsprechend der Definition von [4]

Topologien mit galvanischer Trennung werden vor allem für höhere zu wandelnde Spannungen oder Leistungen verwendet. Im Bereich mit kleiner Leistung aber hoher Eingangsspannung (Abbildung 1.5 Bereich II) sind Sperrwandler bzw. Flyback-Konverter durch ihre geringe Komplexität und den kompakten Aufbau sehr zu bevorzugen. Dabei basiert das Prinzip eines Sperrwandlers auf dem eines invertierenden Wandlers, wobei dessen Induktivität als Transformator mit hoher Kopplung und einem Luftspalt im Kern ausgeführt ist. Der Luftspalt dient als Energiezwischenspeicher, während der Transformator die galvanische Trennung bewerkstelligt. Sekundärseitig wird die Energie über eine Gleichrichter entnommen und in einem Kondensator zwischengespeichert. Diese Topologie ist sehr gut in [5] beschrieben.

Den Bereich III teilen sich nach [4] der Sperrwandler und der Eintakt- Durchflusswandler, während der Bereich IV auch dem Eintakt-Durchflusswandler zuzuordnen ist. Beim Sperrwandler wird Energie im ersten Schritt im Speichertransformator zwischengespeichert und erst im zweiten Schritt von diesem entnommen und am Ausgang bereitgestellt. Der Eintakt- Durchflusswandler arbeitet jedoch anders. Bei diesem hat der Transformator keine Speicherfunktion. Energie wird direkt, also ohne Zwischenspeicherung auf die gal-

## 1 Grundlegende Strukturen der DC-DC Wandlung

vanisch getrennte Sekundärseite transformiert. Sekundärseitig wird gleichgerichtet und über eine Induktivität der Strom geglättet. Wie der Name dieser Topologie verrät, wird der Transformator nur in eine Richtung magnetisiert. Dies hat zur Folge, dass der Transformator nur zur Hälfte ausgenutzt wird, sollte er bis zu Sättigungsgrenze betrieben werden. Um effizient in den Bereich V vordringen zu können, muss auch die zweite Hälfte des Transformators genutzt werden. Die hierfür geeignete Topologie wird Gegentakt-Durchflusswandler bezeichnet, ist in Abbildung 1.6 zu sehen, und wird im Kapitel 1.4.2 beschrieben.

### 1.4.2 Galvanisch getrennte Übertragung von Energie in einem DC-DC Wandler

Die in den Kapiteln 1.2 und 1.3 beschriebenen Typen von DC-DC Wandlern basierten auf dem Prinzip der Zwischenspeicherung von Energie in einem Magnetfeld einer Induktivität. Dabei ist es zwar möglich die Höhe der Ein- bzw. Ausgangsspannung sowie des sich daraus ergebenden Stroms in der Größe entsprechend zu ändern, doch ist stets eine elektrisch leitende Verbindung zwischen Ein- und Ausgang des Wandlerbausteins vorhanden. Damit nun der Eingang und der Ausgang des DC-DC Wandlers galvanisch isoliert wird, benötigt man ein anderes Konzept der Energiewandlung. Als Grundlage dieses Konzepts wird, ähnlich der konventionellen Energieübertragung im Versorgungsnetz, ein Transformator eingesetzt. Weil dieser für eine direkte Übertragung von Gleichspannung nicht geeignet ist, wird direkt nach dem Eingang eine Schaltung eingefügt, welche die Aufgabe hat die am Eingang anliegende Gleichspannung in eine entsprechende Wechselspannung umzuwandeln. Diese Schaltung, in Abbildung 1.6 dargestellt, wird aufgrund der Anordnung der Transistoren als H-Brücke bezeichnet. Ihre Aufgabe ist es auf der Primärseite des Transformators  $L_{A1}$  eine sich stets ändernde Spannung anzulegen. Dabei wird die Spannung, kommend von der Quelle  $V_1$ , entsprechend einem Pulsmuster mittels der Transistoren der H-Brücke umgepolt. Das angewendete Pulsmuster steuert über eine Treiberschaltung die Transistoren  $S_{A1}$  und  $S_{A3}$  sowie die Transistoren  $S_{A4}$  und  $S_{A1}$  paarweise an.

Die sich daraus ergebende Wechselspannung kann nun problemlos über den Transformator übertragen werden und steht an den Klemmen der Sekundärinduktivität  $L_{B1}$  wiederum als Wechselspannung zur Verfügung. Diese Wechselspannung wird nun durch einen Gleichrichter gleichgerichtet und der Induktivität  $L_1$  zugeführt. Dabei dient diese Induktivität wiederum als Energiespeicher und glättet den Ausgangsstrom. Die in Abbil-



## 1 Grundlegende Strukturen der DC-DC Wandlung

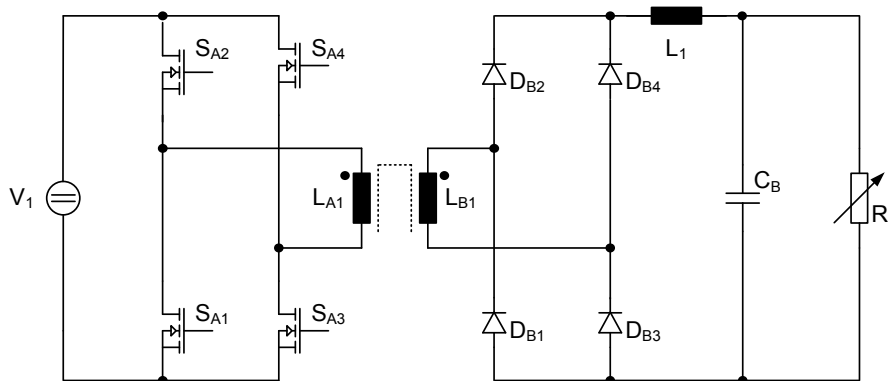


Abbildung 1.6: Schaltbild eines Gegentakt-Durchflusswandlers

Abbildung 1.6 gezeigte Schaltung wird als Vollbrücken- oder Gegentakt- Durchflusswandler bezeichnet. Die Bezeichnung lässt sich aus der Art der Magnetisierung des Transformator-kerns herleiten. Hierbei wird der Kern in beide Richtungen magnetisiert, sodass sich eine optimale Nutzung des Kerns ergibt.

### 1.5 Interleaving Technique

Unter dem Begriff "Interleaving Technique" oder "Multiphase Principle" wird eine Aufteilung der zu übertragenden Leistung auf mehrere parallelgeschaltete Wandler bezeichnet. Dabei ist ausschlaggebend, dass die Schalttransistoren für jeden der einzelnen Wandler über ein phasenverschobenes Steuersignal angesteuert werden. Damit ergibt sich der Vorteil, dass sich die Welligkeit des Ausgangsstroms (Ripplestrom) verringert und dessen Frequenz ein mehrfaches der Schaltfrequenz der einzelnen Wandler ist. Bestimmt wird dies durch die Anzahl von parallel geschalteten Wandlern. Dabei ergibt sich bei einer Parallelschaltung von drei Sub-Wandlern eine dreimal höhere Frequenz des Ripplestroms als zur Schaltfrequenz. Es ergibt sich damit der wesentliche Vorteil, dass bei gleichbleibender Ripplespannung die Kapazitäten am Eingang und am Ausgang des Wandlers verringert werden können, und die Betriebsströme der einzelnen Sub-Wandler verringert werden. Abbildung 1.7(a) zeigt das Blockschaltbild eines Aufwärtswandlers welcher mittels Interleaving Technique dreiphasig ausgeführt ist. Die jeweils einzelnen Phasen sind in den Farben grau, gelb und grün dargestellt und korrespondieren mit den Signalverläufen nach Abbildung 1.7(b).

## 1 Grundlegende Strukturen der DC-DC Wandlung

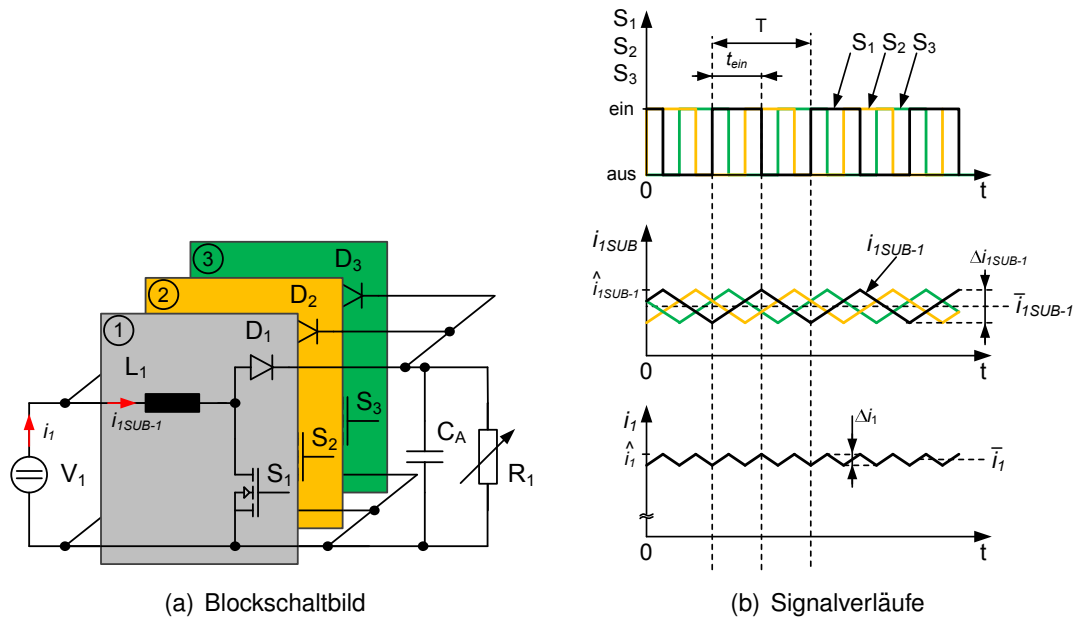


Abbildung 1.7: Veranschaulichung des Interleaving Technique Prinzips

Dargestellt ist in dieser Abbildung 1.7(b) neben dem Schaltzustand der Schalttransistoren  $S_1$  bis  $S_3$  auch der Strom  $i_{1SUB}$  welcher der aufgeteilte Strom  $i_1$  eines jeden Wandlers ist. Vergleicht man den Strom  $i_{1SUB-1}$  des ersten Sub-Wandlers mit dem Signalverlauf des Gesamt-Eingangstroms, so erkennt man in dieser schematischen aber maßstäblichen Darstellung die starke Verringerung des Ripplestroms  $\Delta I_1$  im Vergleich zu  $\Delta I_{1SUB-1}$ . Durch die gezeigte Methode können Filterkapazitäten bei gleichbleibendem Ripplestrom verringert werden, was eine Erhöhung der Regler- Dynamik des Wandlers zur Folge hat.

## 1.6 Schaltverhalten von Leistungs- MOSFETs

Ein Leistungs- MOSFET (englisch: metal-oxide-semiconductor field-effect transistor) ist ein aktives Schaltelement basierend auf Siliziumhalbleiter Materialien. Dieses Schaltelement besitzt im Allgemeinen drei Anschlüsse welche Gate, Drain und Source genannt werden. Lastströme fließen je nach Typ von Drainkontakt (D) zum Sourcekontakt (S) oder umgekehrt, und werden über die Spannung anliegend zwischen Gatekontakt (G) und Sourcekontakt aktiv eingestellt. Die Wirkungsweise eines MOSFETs kann mit

## 1 Grundlegende Strukturen der DC-DC Wandlung

der einer veränderbaren Stromquelle verglichen werden, welche über die Gate-Source und Drain-Source Spannung eingestellt wird. Diese Veranschaulichung kann auch für Leistungs- MOSFETs übernommen werden, obwohl sie nicht für diese lineare Betriebsart optimiert sind. Die optimale Betriebsart des Leistungs- MOSFETs liegt im Schalten von Lastströmen was mit bestimmten Verlusten behaftet ist. Durch das gezielte Ein- und Ausschalten dieser Lasten entstehen davon zwei Arten, nämlich Leitungsverluste und Schaltverluste.

- Leitend-Verluste:

Der Ursprung dieser Art von Verluste entsteht durch den charakteristischen Aufbau des Bauteils mit dessen Widerstand zwischen Drain und Source ( $R_{DS,on}$ ) im eingeschalteten Zustand. Damit ist die auftretende Verlustleistung durch das Ohm'sche Gesetz entsprechend Beziehung 1.5 definiert.

$$P_V = R_{DS,on} \cdot I_D^2 \quad (1.5)$$

- Schaltverluste:

Da der Ein- bzw. Ausschaltvorgang eines MOSFETs nicht beliebig schnell vorgeht, also eine bestimmte Zeit benötigt, entstehen zusätzliche Verluste welche Schaltverluste genannt werden. Diese Schaltverluste sind abhängig von verschiedenen Parametern des eingesetzten Halbleiterbausteins, dessen externe Beschaltung, sowie der Spannung zwischen Drain und Source und dem Drain-Strom.

Anders als Schaltverluste können Leitungsverluste nicht durch schaltungstechnische Maßnahmen, ausgenommen der Parallelschaltung, verändert werden. Die Höhe der Leitungsverluste ist damit direkt mit dem ausgewählten MOSFET in Verbindung zu setzen. Schaltverluste treten bei jedem Schaltvorgang auf, sodass in erster Linie die Schaltfrequenz direkt proportional zu den auftretenden Verlusten ist. Um keine Abstriche bei der Höhe der Schaltfrequenz eines DC-DC Wandlers machen zu müssen, werden diese Schaltverluste nun näher analysiert und Methoden zur Verringerung erläutert.

Um die auftretenden Schaltverluste während des Ein- und Ausschaltvorganges analysieren zu können, werden mit Hilfe von Simulation einer einfachen Schaltung, gezeigt in [6], zwei verschiedene MOSFETs analysiert. Der erste MOSFET für die Analyse wird von der Firma ST Microelectronics hergestellt, trägt die Bezeichnung STW11NM80, während der zweite MOSFET von Infineon Technologies produziert, und mit IPP65R110CFD bezeichnet wird.

### 1.6.1 Einschaltvorgang eines MOSFET

Zur Charakterisierung des Einschaltvorgangs wird der zeitliche Verlauf der Gate-Source Spannung  $U_{GS}$ , des Drainstroms  $I_D$  und der Drain-Source Spannung  $U_{DS}$  herangezogen. Durch die Multiplikation des Drainstroms und der Drain-Source Spannung errechnet sich näherungsweise die Verlustleistung  $P_V$ . Es ist insofern eine Annäherung, da jeder MOSFET eine Ausgangskapazität aufweist, welche im Falle des Einschaltvorgangs über den Kanal entladen werden muss. Diese parasitäre Kapazität errechnet sich mit Formel 1.9, wobei dessen Parameter im Datenblatt des MOSFETs definiert sind. Abbildung 1.11(a) zeigt eine solche Darstellung. Der Einschaltvorgang selbst beginnt mit dem An-

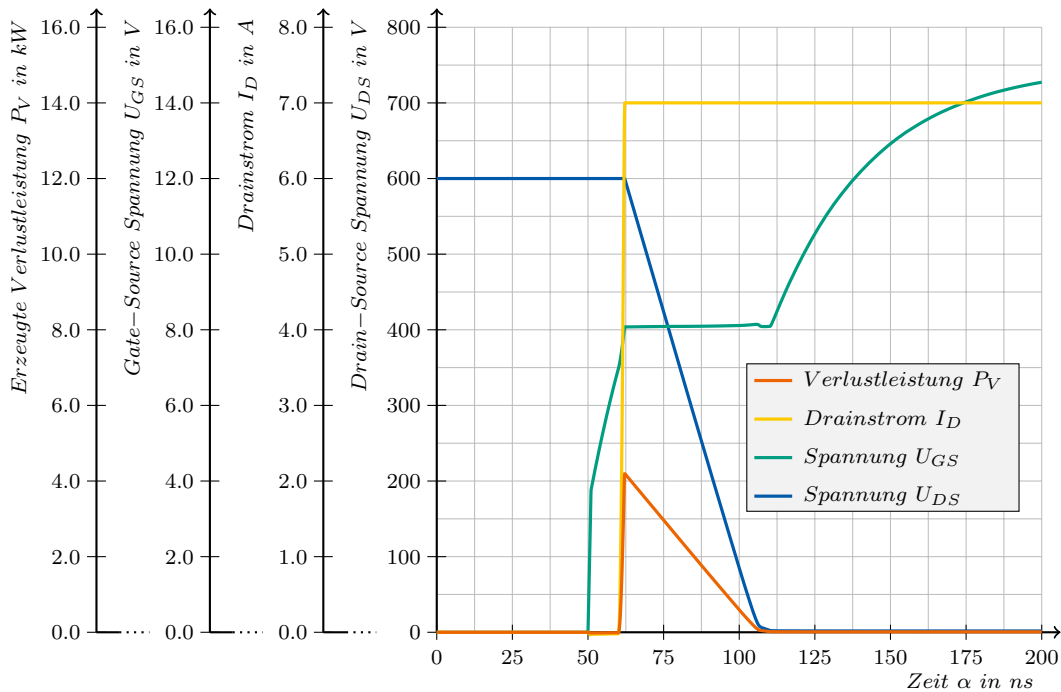


Abbildung 1.8: Simulierter Einschaltvorgang des MOSFETs STW11NM80

steigen der Gate-Source Spannung bis zur Plateau-Spannung. Erst ab diesem Punkt beginnt der Kanal des MOSFETs Strom zu leiten, während die Drain-Source Spannung allmählich abfällt. Ausgehend von diesem Zeitpunkt bleibt, bis zum vollständigen Abfall der Drain-Source Spannung, die Gate-Source Spannung konstant. Es stellt sich ein Plateau ein. Erst nachdem die Drain-Source Spannung abgefallen ist, kann die Gate-Source Spannung weiter steigen und den MOSFET voll durchschalten.

Die zeitliche Dauer des Plateaus wird durch die Höhe der parasitären Kapazität  $C_{GD}$ ,

## 1 Grundlegende Strukturen der DC-DC Wandlung

errechnet nach Formel 1.7, sowie der Höhe der Spannung  $U_{DS}$  und des Gatestroms bestimmt.

Abbildung 1.8 zeigt neben den zuvor erwähnten Parametern auch die Höhe der auftretenden Verlustleistung. Die in Wärme umgesetzte Energie beträgt laut Simulation  $97\mu J$  je Einschaltvorgang, und errechnet sich mit Formel 1.6. Diese Simulation wurde mit LT-Spice einem SPICE kompatiblen Programm erstellt, und basiert auf die Schaltung welche in [7] zur Erfassung der Schaltzeiten abgebildet ist. Für die Simulation wird das Modell einer idealen Diode verwendet.

$$W_V = \int_a^b U_{DS}(t) \cdot I_D(t) dt. \quad a = 0, b = 200\mu s \quad (1.6)$$

Formel 1.6 betrachtet nur die außerhalb des MOSFETs messbaren Größen. Tatsächlich muss auch die Ausgangskapazität  $C_{DS}$  über den Kanal des MOSFETs entladen werden, sodass die tatsächlich umgesetzte Energie während des Einschaltvorgangs höher ist[6].

### 1.6.2 Ausschaltvorgang eines MOSFET

Die Analyse des Ausschaltvorgangs erfolgt analog zur Analyse des Einschaltvorgangs. Bereits beschriebene Formeln, Schaltungen und Zusammenhänge gelten auch für den Ausschaltvorgang.

Während für den Einschaltvorgang ein MOSFET des Typs STW11NM80 verwendet wurde, wird auch ein weiterer MOSFET des Typs IPP65R110CFD analysiert. Der Grund dafür liegt darin, dass es sich bei letzteren um einen Transistor handelt, welcher eine wesentlich höhere und nichtlineare Ausgangskapazität aufweist. Die hier gezeigten Daten basieren wieder auf Simulation.

#### Ausschaltvorgang eines MOSFETs des Typs STW11NM80

Der Ausschaltvorgang eines STW11NM80, Abbildung 1.9, beginnt mit dem Abfallen der Gate-Source bis zur Plateau-Spannung welche abhängig ist vom Drainstrom. Die Drain-Source Spannung ist bis zu diesem Zeitpunkt nur minimal angestiegen. Sobald die Plateau-Spannung erreicht ist, beginnt die Drain-Source Spannung stark zu steigen, was bedingt durch die Gate-Drain Kapazität  $C_{GD}$  eine Rückkopplung auf die Gate-Source Spannung hervorruft. Auch in diesem Fall bildet sich ein Plateau. Erst nachdem die Drain-Source Spannung voll aufgebaut ist, sinkt die Gate-Source Spannung weiter und der Drainstrom kann auf eine Freilaufdiode kommutieren [6]. Nachdem die Gate-

## 1 Grundlegende Strukturen der DC-DC Wandlung

Source Spannung vollständig gesunken ist, ist der Schaltvorgang beendet. Die Energie

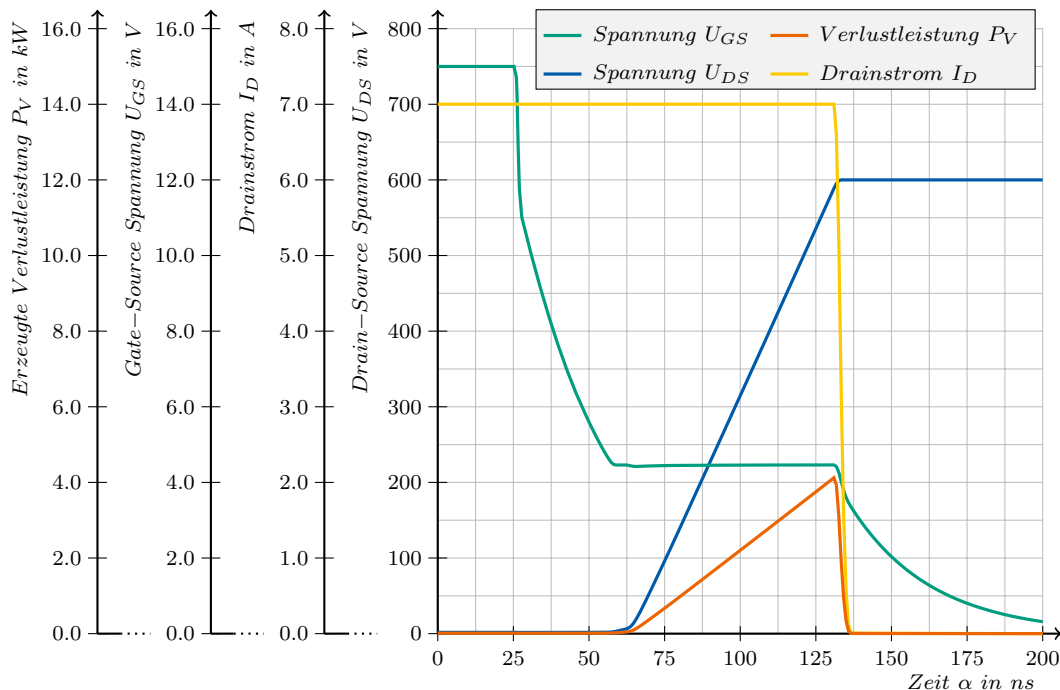


Abbildung 1.9: Simulation eines Ausschaltvorgangs eines MOSFETs des Typs STW11NM80

welche während des Ausschaltvorgangs in Wärme umgesetzt wird kann wiederum mit Formel 1.6 näherungsweise berechnet werden. Tatsächlich wurde ein kleiner Teil in der Ausgangskapazität gespeichert, sodass die tatsächlich in Wärme umgesetzte Energie kleiner ist. Laut Simulation beträgt die umgewandelte Energiemenge für einen Ausschaltvorgang mit dem MOSFET des Typs STW11NM80  $149 \mu\text{J}$ .

### Ausschaltvorgang eines MOSFETs des Typs IPP65R110CFD

Alternativ zum STW11NM80 wird der gleiche Ausschaltvorgang mit einem MOSFET des Typs IPP65R110CFD in Abbildung 1.10 gezeigt. Dieser MOSFET gehört zur Familie der Superjunction- MOSFETs und ist in seiner Struktur anders aufgebaut[8]. Er besitzt neben einem geringeren  $R_{DS,on}$  auch eine besonders nichtlineare Ausgangskapazität.

Der Ausschaltvorgang selbst beginnt wieder mit einem Abfallen der Gate-Source Spannung, wobei das Simulationsmodell eine Induktivität am Gate beinhaltet, was die Spitze zum Zeitpunkt  $t = 27 \text{ ns}$  in Abbildung 1.10 erklärt. Nachdem die Spannung zum Zeit-

## 1 Grundlegende Strukturen der DC-DC Wandlung

punkt  $t = 88 \text{ ns}$  das Miller-Plateau erreicht hat, beginnt die Drain-Source Spannung leicht zu steigen. Bedingt durch die hohe Ausgangskapazität des MOSFETs bei geringen Drain-Source Spannungen kann die Spannung, im Vergleich zum MOSFET des Typs STW11NM80, länger auf niedrigen Niveau gehalten werden. Dadurch verringert sich die Wirkung der Gate-Drain Kapazität auf das Gate, sodass die Gate-Source Spannung schneller die Spannung des Plateaus unterschreiten kann. Sobald dies geschehen ist, ist der Kanal nahezu frei vom Stromfluss und der Transistor nahezu ausgeschaltet. Der nachfolgende sehr hohe Spannungsanstieg der Drain-Source Spannung wird durch den variablen Verlauf Ausgangskapazität bestimmt.

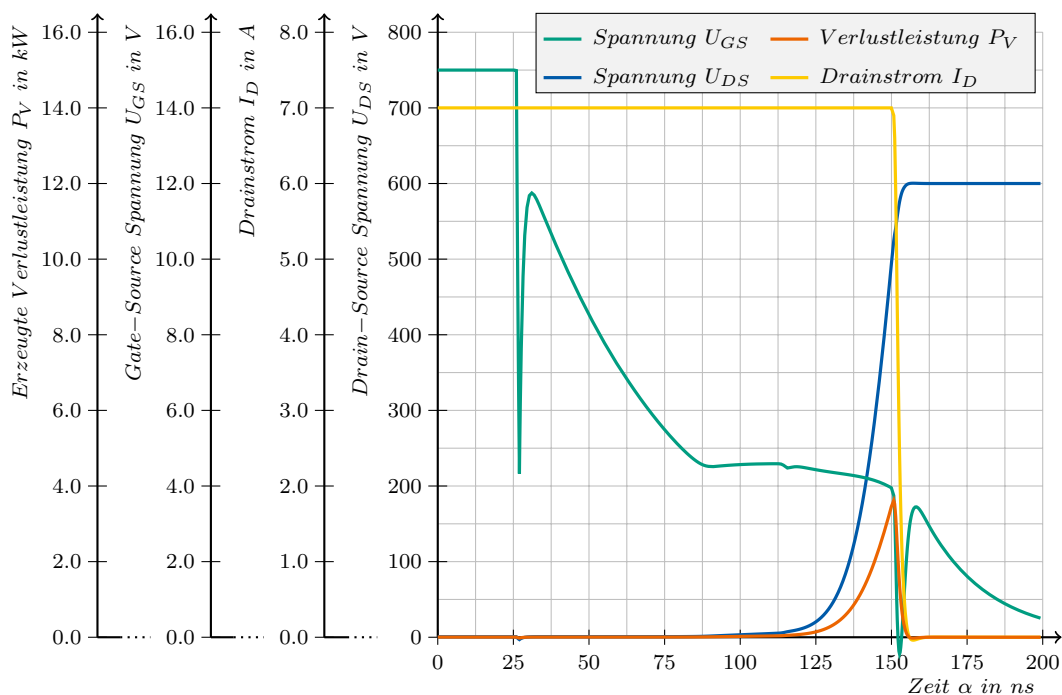
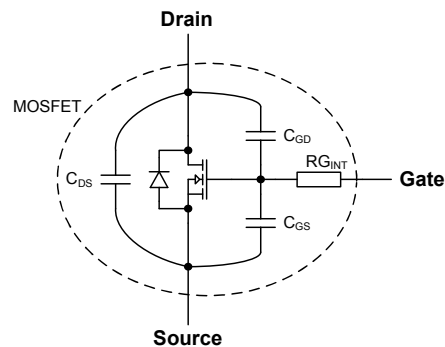
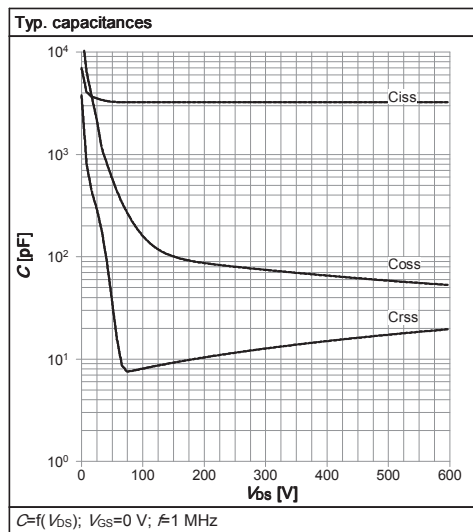


Abbildung 1.10: IPP65R110CFD mit  $40.576 \mu\text{J}$  umgesetzte Wärme je Ausschaltvorgang

Berechnet man die umgesetzte Energie entsprechend Formel 1.6, so erhält man eine wesentlich geringere Energiemenge als beim MOSFET des Typs STW11NM80. Die berechnete Energiemenge beträgt  $41 \mu\text{J}$  und ist damit weniger als ein Drittel der Energiemenge im Vergleich zum alternativen MOSFET. Dieser Wert ist, wie auch oben erwähnt, eine Summe aus in Wärme umgesetzter Energie und in der Ausgangskapazität gespeicherter Energie. Erst wenn der MOSFET unter den gleichen Bedingungen wieder eingeschaltet wird, ist diese gespeicherte Energie in Wärme umgewandelt.

### 1.6.3 Zero-Voltage-Turn-Off

Unter dem Begriff des Zero Voltage Turn Off Switchings (ZVTOFF) versteht man das Ein- bzw. Ausschalten eines Schaltelements, ohne dass es zu diesem Zeitpunkt Spannung anliegt. Damit ist es möglich verlustleistungslos zu schalten. Es gibt verschiedene Schaltungstopologien um den Strom eines Schaltelements vor dem eigentlichen Schaltvorgang zu verringern. Eine vollständig integrierte Lösung bietet der zuvor beschriebene Superjunction MOSFET. Durch entsprechend schnelles Abschalten übernimmt die Ausgangskapazität einen Großteil des Drainstroms, sodass der MOSFET nahezu verlustleistungslos ausgeschaltet werden kann. Abbildung 1.11(b) zeigt die Anordnung dieser Ausgangskapazität mit der Bezeichnung  $C_{DS}$ .



(a) Kapazitätswerte des simulierten MOSFETs IPP65R110CFD[7]

(b) Anordnung der parasitären Kapazitäten[7]

Abbildung 1.11: MOSFET Ersatzschaltbild mit Kapazitätswerten

Abbildung 1.11(a) zeigt die in Datenblättern übliche Darstellung der Kapazitätswerte. Um auf die tatsächlichen Kapazitätswerte zu kommen, müssen Umrechnungen durchgeführt werden, welche durch die Formeln 1.7, 1.8 und 1.9 beschrieben sind.

$$C_{GD} = C_{RSS} \quad (1.7)$$

$$C_{GS} = C_{ISS} - C_{RSS} \quad (1.8)$$



$$C_{DS} = C_{OSS} - C_{RSS} \quad (1.9)$$

#### 1.6.4 Zero-Voltage-Turn-On

Wie bereits in 1.6.3 beschrieben ist es möglich, den Ausschaltvorgang eines Superjunction MOSFETs aufgrund dessen Ausgangskapazität nahezu verlustleistungslos durchzuführen. Würde man den MOSFET wiederum normal einschalten, so muss diese Ausgangskapazität über den Kanal des MOSFETs entladen werden, und die gespeicherte Energie wäre vollständig in Wärme umgewandelt worden. Um dieses Problem umgehen zu können, muss eine schaltungstechnische Maßnahme ergriffen werden. Dazu muss die Ausgangskapazität vor dem eigentlichen Einschaltvorgang entladen werden. Diese Entladung geht Hand in Hand mit der Senkung der Drain-Source Spannung. Ist die Drain-Source Kapazität vollständig entladen, so ist auch die Spannung bei null Volt angelangt. Es ist damit ein weiteres Verfahren zum im Kapitel 1.6.3 beschrieben, und nennt sich Zero-Voltage-Turn-On (ZVTON). Vereint man die Topologie eines DC-DC Wandlers welcher auf ZVTON basiert, mit Superjunction MOSFETs, so ist es möglich nahezu verlustleistungslos zu schalten. Diese Schaltverluste können damit sehr stark verringert, und Schaltfrequenzen erhöht werden.

## **2 Auswahl und Umsetzung einer geeigneten Topologie**

Nachdem im vorherigen Kapitel grundlegende Elemente und Schaltungen zur DC-DC Wandlung gezeigt und beschrieben wurden, wird in diesem Kapitel auf die Auswahl einer geeigneten Topologie eingegangen. Dazu werden im Kapitel 2.1 allgemeine Anforderungen an den zu implementierenden Wandler gestellt. Ausgehend von diesem Anforderungsprofil, welches sich aus der Zielsetzung dieser wissenschaftlichen Arbeit ergibt, werden geeignete Topologien kurz beschrieben, Vor- und Nachteile aufgezählt und anschließend bewertet. Die am besten geeignete Topologie wird mit Hilfe eines Simulationstools simuliert, Bauelemente werden ausgewählt, um für die in Kapitel 3 beschriebene technische Umsetzung möglichst genaue Ergebnisse bereits im Vorhinein zu erhalten. Teile der Simulationsergebnisse werden in 2.8 gezeigt, und schaltungstechnische Maßnahmen erörtert.

### **2.1 Allgemeine Spezifikationen**

Die Anforderungen an den zu entwickelnden DC-DC Wandler sind in der zuvor erwähnten Zielsetzung dieser Arbeit spärlich definiert. Wie bereits der Titel verrät, ist es das allgemeine Ziel dieser Arbeit einen galvanisch getrennten DC-DC Wandler aufzubauen, welcher Energie bidirektional übertragen kann, und eine beliebig veränderbare Ausgangskennlinie aufweist. Um dieses Ziel erreichen zu können, werden die wesentlichen Anforderungen an den Wandlerbaustein nun angeführt.

#### **2.1.1 Galvanische Trennung und Isolation**

Die galvanische Trennung, beschrieben in Kapitel 1.4, ist eine festgelegte Anforderung an diesen Wandler, und muss im Design berücksichtigt werden. Dabei ist die Ausführung

## 2 Auswahl und Umsetzung einer geeigneten Topologie

der galvanischen Trennung so zu wählen, dass die Isolationsbedingung 2.1 eingehalten werden kann. Diese Trennung besteht nicht nur zwischen Eingang und Ausgang, sondern soll auch zwischen Eingang und Kühlkörper, sowie zwischen Ausgang und Kühlkörper bestehen.

$$R_{ISO} \geq 1 \text{ M}\Omega \quad U = 1000 \text{ V} \quad (2.1)$$

### 2.1.2 Bidirektionale Energiewandlung und Definition der Anschlüsse

Weil der DC-DC Wandler bidirektional ausgeführt wird, also Energie in beide Richtungen transferieren kann, kann nicht mehr, ohne die Energieflussrichtung zu berücksichtigen, zwischen Eingang und Ausgang unterschieden werden. Jedoch ist es möglich anhand der Spannungsebene des jeweiligen Anschlusses diesen zu benennen. Der Anschluss mit der niedrigeren Spannung wird damit als Low-Voltage-Side (L-Side oder Port A) und der Anschluss mit der höheren Spannung als High-Voltage-Side (H-Side oder Port B) definiert.

### 2.1.3 Geforderte Spannungsebenen von L- und H-Side

Wie auch in der Zielsetzung definiert, gibt es gewisse Vorgaben in Bezug auf die auftretenden Spannungen und Ströme an den Anschlüssen des Wandlerbausteins. Die Spannung am Port A ist stets nach 2.2 mit 96 V vorgegeben, während die Spannung am Port B durch ein Toleranzfenster mit 320 V Nennspannung und einer positiven und negativen Toleranz von je 30% festgelegt ist. Damit ergibt sich ein Spannungsbereich der festgelegt ist nach Definition 2.3. Der maximale Strom am Port B ist nach 2.4 mit 13 A in beide Richtungen definiert.

$$U_L = 96 \text{ V} \quad (2.2)$$

$$224 \text{ V} \leq U_H \leq 416 \text{ V} \quad (2.3)$$

$$I_H \leq 13 \text{ A} \quad (2.4)$$

### 2.1.4 Übertragbare Leistung

Die in der Zielsetzung definierte maximale Leistung des Wandlers von 3 kW ist nach Formel 2.6 definiert. Dabei gilt, dass diese Leistung unabhängig von der Energieflussrichtung im Wandler ist.

$$P_{B \rightarrow A} \leq 3000 \text{ W} \quad (2.5)$$

$$P_{A \rightarrow B} \leq 3000 \text{ W} \quad (2.6)$$

### 2.1.5 Kennliniensteuerung

Zusätzlich zu den vorher genannten Anforderungen an den Wandler ist eine Kennliniensteuerung zu implementieren. Diese Kennliniensteuerung ist am Port B des Wandlers anzuwenden, und soll unabhängig von der Energieflussrichtung arbeiten. Dabei ist es das Ziel, die gewünschte Kennlinie mithilfe eines Polynoms zu definieren, und über eine Datenschnittstelle der Steuerung des Wandlers zuzuführen. Das Polynom kann zwar beliebig definiert werden, jedoch ist dessen Wertebereich durch die Randbedingungen des Ports B beschränkt.

## 2.2 Beschreibung der Kennliniensteuerung

Dieses Kapitel definiert den Begriff der Kennliniensteuerung oder der Kennlinienvorgabe anhand einiger Beispiele genauer. Einfache handelsübliche Schaltnetzteile, und auch DC-DC Wandler, können an dessen Ausgang oft nur eine eingestellte Ausgangsspannung liefern. Diese Ausgangsspannung ist in der Regel fix eingestellt und bis zu einem gewissen Grad von der Last unabhängig. Je unabhängiger die Ausgangsspannung vom Laststrom ist, desto besser ist das Regelverhalten des eingebauten Spannungsreglers. Skizziert man die Ausgangsspannung eines solchen stabilisierten Netzteils als Funktion des Ausgangsstroms, so erhält man im Idealfall, also bei Lastunabhängigkeit, eine Funktion welche in Abbildung 2.2 als  $f_2$  bezeichnet wird. Diese Funktion wird als Ausgangskennlinie bezeichnet. Wird nun die Last am Ausgang des Netzteils soweit erhöht, dass der maximale Ausgangsstrom überschritten wird, so schaltet sich in der Regel das Netzteil aus, bzw. in einen Überstrommodus um sich selbst und die Last zu schützen. Dazu muss es aber von seiner Kennlinie für den Normalbetrieb abweichen.

## 2 Auswahl und Umsetzung einer geeigneten Topologie

Neben der zuvor beschriebenen Spannungsregelung gibt es auch die sogenannte Stromregelung, welche vor allem in der Steuerung von Labornetzteilen integriert ist. Diese Netzteile können im Konstantspannungsmodus ( $U_2 = f_2(I_2) = \text{const.}$ ) und auch im Konstantstrommodus arbeiten. Diese Kennlinie wird durch die Funktion  $f_3$  beschrieben. In diesem Fall der Regelung wird beim Erreichen des vorgegebenen Strommaximums von der Kennlinie  $f_2$  auf die Kennlinie  $f_3$  geschaltet und die am Ausgang anliegende Spannung soweit reduziert bis der Ausgangsstrom  $I_2$  gleich dem eingestellten Stromwert entspricht. Eine weitere, in Labornetzteilen, oft verwendete Ausgangskennlinie ist die Leistungsregelung. Hier wird bei Erreichen einer gewissen Ausgangsleistung die Spannung soweit reduziert, dass die Leistung am Ausgang konstant ist. Die in dieser Ar-

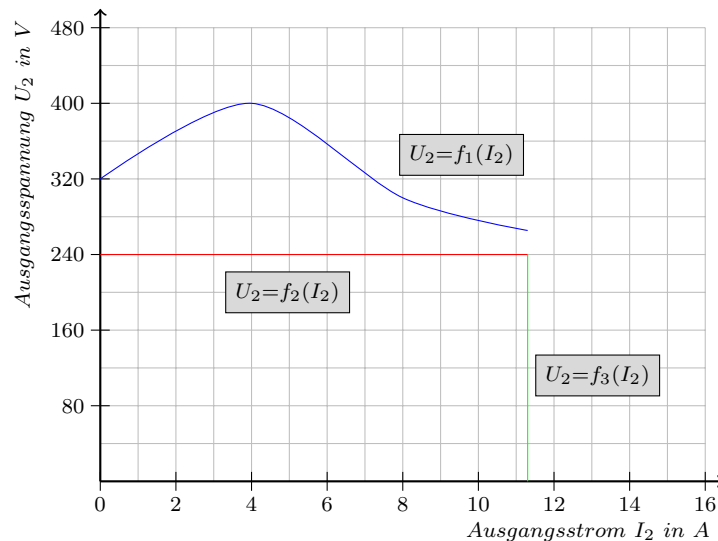


Abbildung 2.1: Darstellung verschiedener Ausgangskennlinien

beit als weitere Zielsetzung definierte Kennliniensteuerung wird nun, ausgehend von den vorher beschriebenen Betriebsmodi von handelsüblichen Netzteilen und DC-DC Wandlern erweitert, sodass der Wandler eine beliebige Ausgangskennlinie aufweist. Diese Ausgangskennlinie kann als weitere Funktion  $f_1$  in der Darstellung 2.2 verstanden werden.

### 2.3 Konzeptauswahl

Ausgehend von der in 2.1 definierten Aufgabenstellung stellt sich die Frage welche Topologie als geeignet erscheint, um die Anforderungen erfüllen zu können. Ausgehend von Abbildung 1.5 und Tabelle 1.1 ist aufgrund der Leistung von 3 kW nur eine

## 2 Auswahl und Umsetzung einer geeigneten Topologie

Gegentakt- Durchflusswandler Struktur einsetzbar. Diese Struktur ist im Kapitel 1.4.2 bereits beschrieben, muss jedoch um als bidirektionaler Wandler ausgeführt zu sein, antiparallel nach Abbildung 1.3(a) verschaltet werden. Für den Vergleich mit anderen Topologien trägt diese die Bezeichnung ①. Eine weitere Topologie welche für die Lösung der Aufgabenstellung einsetzbar ist, wurde in [9] veröffentlicht. Hierbei handelt es sich um einen Gegentakt- Durchflusswandler welcher dreiphasig ausgeführt ist. Der Transformator ist primär- und sekundär-seitig in Sternschaltung geschaltet, die ihn speisende H-Brücke dreiphasig ausgeführt und befindet sich ebenso auf der Primär- und Sekundärseite. Diese Topologie eines DC-DC Wandlers ist ebenso bidirektional ausgeführt. Das Problem der Anordnung der Glättungsinduktivität wurde gelöst, indem sie durch eine definierte Streuinduktivität des Transformators ersetzt wurde. Im wesentlichen besteht diese Topologie aus insgesamt zwölf Schaltelementen und einem mehrphasig ausgeführten Transformator mit definierter Streuinduktivität. Das Tastverhältnis ist bei dieser Topologie fest eingestellt, sodass eine Regelung der Leistung eines solchen Wandlers nur über die Phasenverschiebung zwischen der Ansteuerung der primärseitigen Schaltelemente zu den synchronlaufenden sekundärseitigen Schaltelementen erfolgen kann. Ein Wandler basierend auf diese Topologie, wird für den weiteren Vergleich mit ③ bezeichnet.

Eine ähnliche Topologie, mit ③ bezeichnet für den weiteren Vergleich, wird in [10] beschrieben. Sie basiert zwar auf die Topologie ③ wurde jedoch primärseitig durch einen Aufwärtswandler erweitert. Um die Anzahl der Schaltelemente niedrig zu halten, wurde dieser mehrphasig ausgeführt, und direkt mit den geschalteten Knotenpunkten der primärseitigen H-Brücke verbunden. Auch diese Topologie basiert wie auch die in [9] veröffentlichte Topologie auf Regelung durch phasenverschobene Ansteuersignale zwischen primär- und sekundärseitige H-Brücke. Entsprechend den Gesetzmäßigkeiten nach 1.4 kann der Aufwärtswandler nichts zur Variation der Ausgangsspannung beitragen.

Erst die in [11] veröffentlichte Topologie, weiter Bezeichnet mit ④, basiert auf Ansteuerung des Wandlers durch die bereits beschriebene Phasenverschiebung einerseits, sowie durch die Änderung des Tastverhältnisses andererseits. Damit ist es möglich den Aufwärtswandler zusätzlich zur Spannungseinstellung des Ausganges zu verwenden. Durch eine entsprechende Ansteuerungssequenz beschrieben in [11] ist es zusätzlich möglich auftretende Verluste während des Einschaltvorganges der Schaltelemente in den Topologien ③ und ④ zu reduzieren. Dazu wird die Ansteuersequenz so gewählt, dass nach dem Abschaltvorgang eines Schaltelements und während der Totzeit zwi-

## 2 Auswahl und Umsetzung einer geeigneten Topologie

schen den Schaltelementen der Strom bereits auf den als nächsten einzuschaltenden Schalter kommutiert, sodass dieser im Nullspannungszustand eingeschaltet werden kann, was als ZVTON bezeichnet wird. Um die Vor- und Nachteile der Topologien ① bis ④ entsprechend zu bewerten und eine für diese Aufgabenstellung optimale Topologie zu wählen, wird eine Nutzenanalyse nach [12] erstellt. Dazu sind wesentliche Bewertungskriterien und die entsprechenden Topologien mit den dazugehörigen Bewertungspunkten in Tabelle 2.1 dargestellt. Die Bewertungspunkte wurden anhand der aufgebauten Prototypen in den Veröffentlichungen sowie deren Beschreibung vergeben.

Bewertungskriterium	Bewertungszuordnung	Topologiebezeichnung			
		①	②	③	④
Anzahl Schaltelemente	2 ← 8 Transistoren 1 ← 12 Transistoren	2	1	1	1
Anzahl der Dioden	2 ← 0 Dioden 1 ← 8 Dioden	1	2	2	2
Anzahl der Induktivitäten	3 ← keine Induktivität 2 ← 2 Induktivitäten 1 ← 3 Induktivitäten	2	1	3	1
Anzahl der Transformatoren	2 ← 2 Transformatoren 1 ← 3 Transformatoren	2	1	1	1
Verlustleistungsminimierung durch ZVS	2 ← ja 1 ← nein	1	2	1	2
Größe und Komplexität der Induktivitäten	3 ← niedrig 2 ← mittel 1 ← hoch	1	2	3	3
Größe der Transformatoren	3 ← klein 2 ← mittel 1 ← groß	1	2	2	2
Variation des Betriebspunktes	3 ← klein 2 ← mittel 1 ← groß	3	2	1	2

Tabelle 2.1: Bewertung verschiedener einsetzbarer Wandlertopologien

Entsprechend den Vorgaben der Nutzwertanalyse werden die erfassten Bewertungspunkte nach einer Gewichtung nach Tabelle 2.2 gewichtet, und dessen Summe gebildet. Die Summen welche sich daraus errechnen, sind in Tabelle 2.3 dargestellt. Es zeigt sich, dass nach der Nutzwertanalyse, basierend auf den Bewertungspunkten und der entsprechenden Gewichtung die Topologie ④ zur Lösung dieser Aufgabenstellung als am Besten geeignet erscheint.

## 2.4 Beschreibung der geeigneten Topologie

Nach der Durchführung der Nutzwertanalyse im Kapitel 2.3 stellte sich heraus, dass die Topologie veröffentlicht in [11] als am besten geeignet erscheint, die Aufgabenstellung

## 2 Auswahl und Umsetzung einer geeigneten Topologie

Bewertungskriterium	Gewichtsfaktor
Anzahl der Schaltelemente	8,3
Anzahl der Dioden	8,3
Anzahl der Induktivitäten	11,1
Anzahl der Transformatoren	13,9
Verlustleistungsminimierung durch ZVS	11,1
Größe und Komplexität der Induktivitäten	16,7
Größe der Transformatoren	16,7
Variation des Betriebspunktes	13,9

Tabelle 2.2: Bewertungsschlüssel

Topologie	Punktestand Gesamtbewertung
①	1,61
②	1,67
③	1,81
④	1,83

Tabelle 2.3: Bewertungsergebnis

zu lösen. Um systematisch vorzugehen wird diese Topologie in diesem Abschnitt näher erklärt, während Kapitel 2.5 Abänderungen dieser Topologie, und eine andere Betriebsweise des Wandlers beschreibt.

Das Schaltbild der Topologie ist in Abbildung 2.2 in abgeänderter Form dargestellt. In [11] wurden ursprünglich Schaltelemente für den Port B IGBTs eingesetzt, sowie die Streuinduktivitäten der Transformatoren nicht eingezeichnet. Diese Topologie basiert wie auch die DC-DC Wandler ② und ③ auf einem dreiphasigen Aufbau eines Gegentakt-Durchflusswandlers, wobei die primärseitige und sekundärseitige H-Brücke mit aktiven Schaltelementen ausgestattet ist. Zusätzlich bilden die Induktivitäten  $L_1$ ,  $L_2$  und  $L_3$  mit den Schaltelementen der Primärseite einen Aufwärtswandler. Durch die dreiphasige Anordnung dieses Aufwärtswandlers verringert sich entsprechend der Erklärung aus Kapitel 1.5 der Ripplestrom an der Spannungsquelle  $V_1$ . Gemäß der Definition in Kapitel 2.1.3 kann die Primärseite auch L-Side oder Port A genannt werden. Die Abbildung zeigt eine Beschaltung des Wandlers indem der Energiefluss, kommend von Port A über den Wandler nach Port B geleitet, und über die Last  $R_1$  abgearbeitet wird. Sollte dieser Energiefluss umzukehren sein, so tauscht man Energiequelle und Senke untereinander. Die Schaltelemente arbeiten in beiden Fällen vollständig synchron, variieren aber in der Phasenverschiebung zueinander. Diese Abweichung der Phasenlage kann wie folgt verstanden werden:

- **Energieflussrichtung Port A zu Port B:**

In diesem Fall eilen die Steuersignale zur Ansteuerung der Schaltelemente der Brücke am Port A denen des Ports B vor. In diesem Fall spricht man von einer Phasenverschiebung welche positiv ist.

- **Energieflussrichtung Port B zu Port A:**

Diese Energieflussrichtung ist komplementär zum ersten Fall. Deshalb ist auch die



## 2 Auswahl und Umsetzung einer geeigneten Topologie

Phasenverschiebung negativ. Es folgt daraus, dass die Schaltelemente des Ports A zwar synchron, aber mit einer gewissen Verzögerung zum Port B geschaltet werden.

Die Verschiebung der Phase kommt durch die zusätzliche Streuinduktivität des Transformators  $L_{S1}$  bis  $L_{S3}$  zustande. Zwar wird durch Verschiebung der Phase die Ansteuerung des DC-DC Wandlers komplizierter, hat aber den Vorteil, dass bei richtiger Dimensionierung die Schaltelemente während des Einschaltvorganges entlastet werden, und so der Wirkungsgrad bei Nennlast steigt. Die Beziehung zwischen den Parametern Eingangsspannung, Phaseverschiebung, Tastverhältnisses und übertragene Leistung ist in [11] hergeleitet.

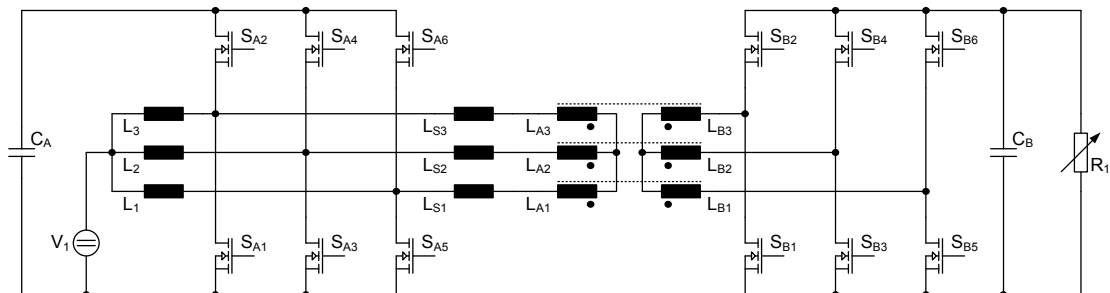


Abbildung 2.2: Gesamtschaltbild des untersuchten Wandlers

## 2.5 Der publizierte DC-DC Wandler und dessen Betriebsweise

Die in dieser Arbeit gezeigte Topologie basiert im wesentlichen auf der im Kapitel 2.4 beschriebenen Topologie. Durch die Verfügbarkeit von sehr schnell abschaltbaren Leistungshalbleitern kann die gezeigte Topologie insofern erweitert werden, dass nicht nur eine Entlastung des Schaltelements während des Einschaltvorganges, sondern auch während des Ausschaltvorganges ermöglicht wird. Während eine Entlastung des Schaltelementes beim Einschaltvorgang durch eine Kommutierung des Stromes noch vor dem eigentlichen Einschaltvorgang des jeweiligen Schaltelementes erfolgt, basiert die Entlastung des Schalttransistors während des Ausschaltvorganges durch Ausschalten des Drainstroms ohne nennenswerten Spannungsanstieg. Wie auch Abschnitt 1.6 zeigt, handelt es sich bei dieser Art der Entlastung um Zero-Voltage-Turn-Off (ZVTOFF), wobei die Entlastung während des Einschaltvorganges als Zero-Voltage-Turn-On (ZVTON) bezeichnet wird.

Um den Anforderungen mit Bezug auf die Leistung und die maximale Spannung nachkommen zu können, bieten sich sogenannte Superjunction MOSFETs an. Diese Transistoren sind oft unter dem Markennamen CoolMOS der Firma Infineon Technologies AG in der Literatur zu finden[13]. Sie besitzen durch ihren speziellen Aufbau einen geringen Widerstand im eingeschalteten Zustand ( $R_{DSon}$ ) sowie eine hohe und äußerst nichtlineare spannungsabhängige Ausgangskapazität. Leider hatten diese Transistoren in der Vergangenheit eine besonders langsame Body-Diode, sodass eine Anwendung bei den in dieser Topologie verwendeten H-Brücken der Ports A und B ausgeschlossen war[14]. Erst durch die Einführung von Superjunction MOSFETs mit schneller Body-Diode ist deren zuverlässiger Betrieb beim Einsatz in der gezeigten Topologie möglich[7]. Durch die gewählte Topologie und dem daraus folgenden ZVTON ist die Trägheit der Bodydiode kein Nachteil. Sollte ZVTON vollständig erreicht werden, so ist die Trägheit der Bodydiode zu vernachlässigen, da der Strom durch den Ausschaltvorgang eines Transistors von der Streuinduktivität kommutiert wird, noch bevor der Einschaltvorgang des komplementären Transistors erfolgt.

Der publizierte Wandler, gezeigt in Abbildung 2.2, kann als Zusammenschaltung zweier Wandlertopologien verstanden werden. Der Aufwärtswandler am Port A hat die primäre Aufgabe die Höhe der Zwischenkreisspannung, anliegend an Bauelement  $C_A$ , festzu-

## 2 Auswahl und Umsetzung einer geeigneten Topologie

legen, während der Durchflusswandler die galvanische Trennung bereitstellt. Durch das Windungszahlenverhältnis  $\frac{n_2}{n_1}$  wird die Höhe der Spannung am Port B bezugnehmend auf die Zwischenkreisspannung über  $C_A$  definiert. Der Bereich des Tastverhältnisses ist aufgrund des Interleavings jedoch eingeschränkt. Formel 2.7 beschreibt den Zusammenhang zwischen der Spannung  $U_1$  am Port A und Spannung  $U_2$  am Port B formal. Die Gültigkeit dieser Formel ist nur dann gegeben, wenn die Phasenverschiebung zwischen den synchron schaltenden Schaltelementen des Ports A und B den Rand von ZVTON erreichen. Wird die Phasenverschiebung weiter erhöht und der Rand von ZVTON überschritten, so wirkt die Streuinduktivität des Transformators in Kombination mit den schaltenden Halbbrücken des Ports A und des Ports B wie ein Auf- bzw. Abwärtswandler und kann somit die Spannung weiter erhöhen. Durch Simulation kann dieses Verhalten sehr gut nachgebildet werden, weshalb im Kapitel 2.8.1 näher darauf eingegangen wird.

$$U_2 = \frac{U_1}{1-D} \cdot \frac{n_2}{n_1} \quad 1/3 \leq D \leq 2/3 \quad (2.7)$$

Weil es sich bei dieser Topologie um einen dreiphasigen DC-DC Wandler handelt, ist es zweckmäßig das Tastverhältnis als Winkel in Grad darzustellen. Dieser Winkel wird nachfolgend als Ansteuerwinkel  $\alpha$  bezeichnet, und ist gemäß Formel 2.8 dem Tastverhältnis äquivalent.

$$\alpha = \left(D - \frac{1}{3}\right) \cdot 360^\circ \quad (2.8)$$

Durch den Einsatz dieser Beziehung ergibt sich eine neue Beziehung zwischen der Spannung  $U_1$  am Port A und Spannung  $U_2$  am Port B.

$$U_2 = \frac{U_1 \cdot 360^\circ}{240^\circ - \alpha} \cdot \frac{n_2}{n_1} \quad 0^\circ \leq \alpha \leq 120^\circ \quad (2.9)$$

## 2.6 Ausgangskennlinienfeld

Das in Abbildung 2.4 gezeigte Diagramm, basierend auf der Funktionsweise des DC-DC Wandlers, den Bereich der zulässigen Spannung als Funktion des Stromes am Port B für den Dauerbetrieb. Dieses Diagramm gilt für den Betrieb mit einer anliegenden Spannung am Port A von 96 V. Schraffierte Bereiche zeigen verschiedene Arbeitsbereiche, welche aufgrund von Einschränkungen seitens der Aufgabenstellung oder der verwendeten Topologie entstehen, und nicht verwendet werden können. Dazu eine Erklärung:

## 2 Auswahl und Umsetzung einer geeigneten Topologie

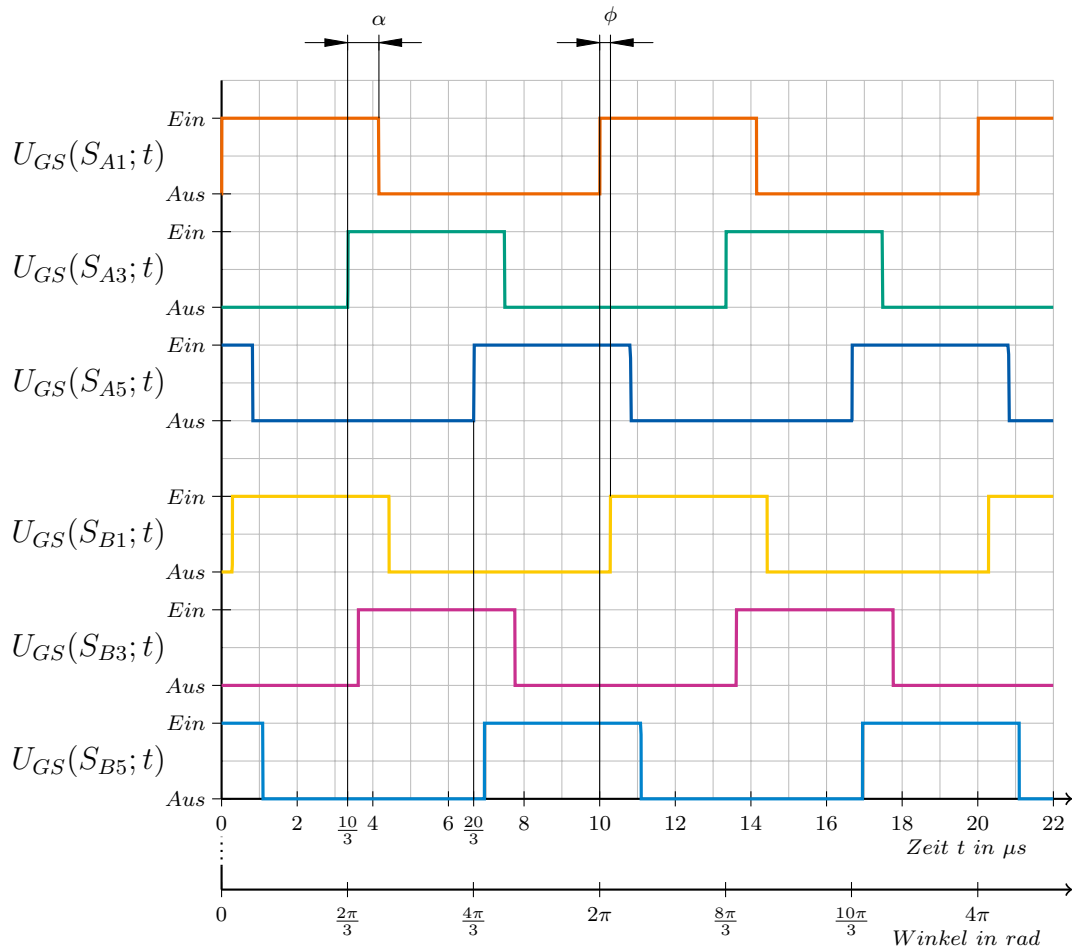


Abbildung 2.3: Signalverläufe der treibenden Gate-Source Spannungen aller Low-Side Transistoren des publizierten Wandlers

- I Die minimale Spannung am Port B des DC-DC Wandlers ist bestimmt durch die Eingangsspannung, sowie der Beziehung nach Formel 2.9. Bei einer Spannung am Port A von 96 V kann die minimale Spannung am Port B 216 V betragen.
- II Ein Spannungsmaximum kann bei einem Ansteuerwinkel  $\alpha = 120^\circ$  erreicht werden. Die Spannung beträgt in diesem Fall 432 V.
- III Entsprechend der Aufgabenstellung ist die Leistung am Ausgang mit 3000 W als Maximum definiert.
- IV Der höchstmögliche Strom am Port B ist entsprechend der allgemeinen Spezifikation mit 13A festgelegt.

## 2 Auswahl und Umsetzung einer geeigneten Topologie

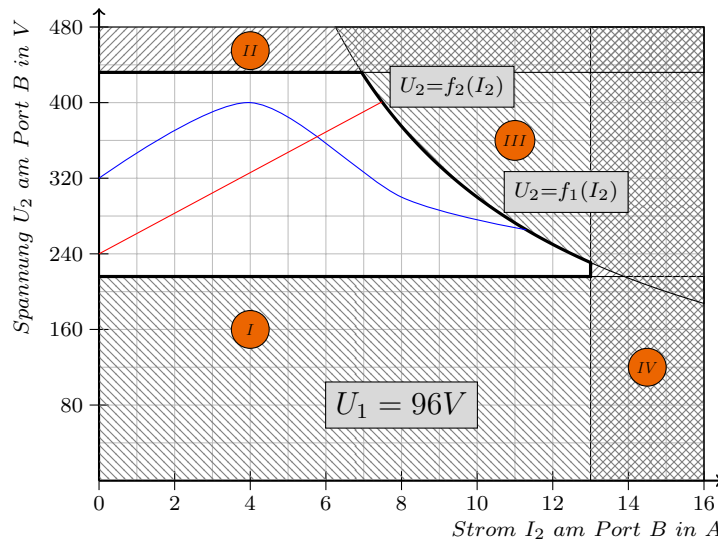


Abbildung 2.4: Darstellung des Ausgangskennlinienfeldes mit zwei beispielhaften Kennlinien

Durch diese Randbedingungen wird das Kennfeld des Wandlers eingeschränkt, so dass eine Kennliniensteuerung nur innerhalb dieses Bereichs arbeiten kann. Beispielfähig sind zwei mögliche Kennlinien  $U_2 = f_2(I_2)$  und  $U_2 = f_1(I_2)$  vorgegeben. Für den Fall, dass die Kennlinie eine Randbedingung erreicht, wird entsprechend der Randbedingung der Arbeitspunkt definiert, oder eine Zwangsabschaltung (beispielsweise im Kurzschlussfall) vorgenommen.

## 2.7 Pseudoresonante Wandlung

Während die vorherigen Kapitel allgemeine Informationen über den hier gezeigten DC-DC Wandler bereitstellen, befasst sich dieser Abschnitt mit der pseudoresonanten Wandlung und dem damit verbundenen Schaltverhalten der Transistoren. Pseudoresonante Schaltungen sind von quasiresonanten- und resonanten Schaltungen zu unterscheiden.

Während bei einer resonanten Schaltung Energie stets über einen Schwingkreis übertragen wird, dient im Gegensatz dazu bei der Quasiresonanten und Pseudoresonanten Schaltung dieser Schwingkreis lediglich zur Kommutierung. Der Übergang zwischen Quasiresonanz und Pseudoresonanz ist oft nicht klar zu definieren. In [15] wird beschrieben, dass bei quasiresonanten Schaltungen die Last als Gleichstrom über einen

## 2 Auswahl und Umsetzung einer geeigneten Topologie

Schwingkreis übertragen wird. Dieser Schwingkreis stellt im Gegensatz zur resonanten Schaltung nicht die Last dar. Bei der pseudo resonanten Schaltung wird prinzipiell die Energie wie bei einer hart schaltenden Struktur übertragen, während die Schaltentlastung durch hochfrequente Schwingkreise bereitgestellt wird. Diese Art der Schaltentlastung wird in der Literatur auch Soft-Switching genannt.

Die Schaltentlastung des hier gezeigten Wandlers basiert auf Pseudoresonanz. Wie auch in [11] beschrieben wird ein Schwingkreis verwendet um eine Schaltentlastung während des Einschaltvorgangs zu erreichen. Der dafür nötige Schwingkreis wird gebildet aus der Streuinduktivität des Transformators sowie der Ausgangskapazität der jeweiligen Halbbrücke. Durch diese Maßnahme wird ZVTON zum Einschaltzeitpunkt des Schaltelements erreicht.

### 2.8 Simulation der Schaltung

Es ist natürlich angebracht vor dem Aufbau eines Prototypen durch Simulation die Eigenschaften der gewählten Schaltung zu überprüfen. Natürlich kann im Rahmen dieser Arbeit nicht jedes Simulationsergebnis erläutert werden, sodass die folgenden Kapitel die wesentlichen Punkte behandeln. Als Simulationsprogramm wurde LTSpice der Firma Linear-Technology verwendet. Dieses Programm, welches auch in [16] verwendet wurde, ist ein vollwertiges Spice Programm und bietet sich vor allem für analoge Schaltungen an. Um ein möglichst naturgetreues Simulationsabbild zu schaffen, werden im Rahmen dieser Arbeit die entsprechenden Simulationsmodelle der jeweiligen Hersteller verwendet.

In den folgenden Kapiteln werden dreidimensionale Darstellungen von Simulationsergebnissen gezeigt. Dabei basieren diese Darstellungen auf Simulationsergebnissen von bis zu 775 Einzelsimulationen (je nach Randbedingungen), welche in einem speziell dafür programmierten Präprozessor erstellt werden. Die Programmiersprache Java hat sich für das Programmieren des Präprozessors angeboten. Dabei wird in den Präprozessor eine so genannte Netzliste geladen, dort eine Variation von Parametern durchgeführt, und als neue Netzliste gespeichert. Um die Einzelsimulationen starten zu können werden Abläufe für Stapelverarbeitungen (Patch- Prozesse) erstellt, und dann in einem Server verarbeitet. Diese Patch- Prozesse werden durch den Präprozessor so angelegt, dass der zur Verfügung stehende Server voll ausgelastet ist.

Nachdem die einzelnen Simulationen durchgeführt wurden, werden mittels eines Post-

## 2 Auswahl und Umsetzung einer geeigneten Topologie

prozessors die Daten der einzelnen Simulationen ausgewertet und dargestellt. Wie auch der Prä- Prozessor ist auch der Post- Prozessor speziell für diese Anforderungen erstellt worden.

### 2.8.1 Abhängigkeit der Spannung am Port B

Die Spannung welche an den Klemmen des Ports B gemessen werden kann, ist von verschiedenen Parametern abhängig. Dazu zählen in erster Linie:

1. Spannung an den Klemmen des Ports A
2. Windungszahlen- Verhältnis der Transformatoren
3. Die Höhe des Ansteuerwinkels  $\alpha$
4. Die Phasenverschiebung  $\phi$  zwischen den Ausgangssignalen der Halbbrücken des Ports A und des Ports B
5. Ohm'sche Verluste
6. Nichtlinearitäten der schaltenden Halbbrücken

Berücksichtigt man die ersten drei der oben aufgezählten Punkte, und nimmt man an, dass die Phasenverschiebung, welche durch die Ansteuerung der Halbbrücken des Ports A und des Ports B vorgegeben ist, so parametrisiert werden kann dass ZVTON erreicht wird, so kann die Formel 2.9 zur Berechnung der Spannung an den Klemmen des Ports B herangezogen werden.

Nimmt man für das Verhältnis der Anzahl der Windungen des Transformators 8:12, und für die Spannung an den Klemmen des Ports A 96 V an, so ergibt sich die Höhe der Spannung an den Klemmen des Ports B entsprechend der Darstellung 2.5. Das Verhältnis der Windungszahlen ist dabei entscheidend für die Höhe der Ausgangsspannung, ebenso wie die Größe des Ansteuerwinkels.

Während die in Abbildung 2.5 gezeigte Darstellung ein ideales Modell des DC-DC Wandlers voraussetzt, zeigt Abbildung 2.6 das Ergebnis einer Simulation mit realen Komponenten. Dabei basiert diese Simulation auf einem Modell welches möglichst alle Parameter der Schaltung des DC-DC Wandlers beinhaltet. Dazu gehören auch ohm'sche Verluste sowie nichtlineare Eigenschaften der Schaltelemente. Um ein möglichst naturgetreues Abbild zu schaffen, wurde als Senke an den Klemmen des Ports B eine

## 2 Auswahl und Umsetzung einer geeigneten Topologie

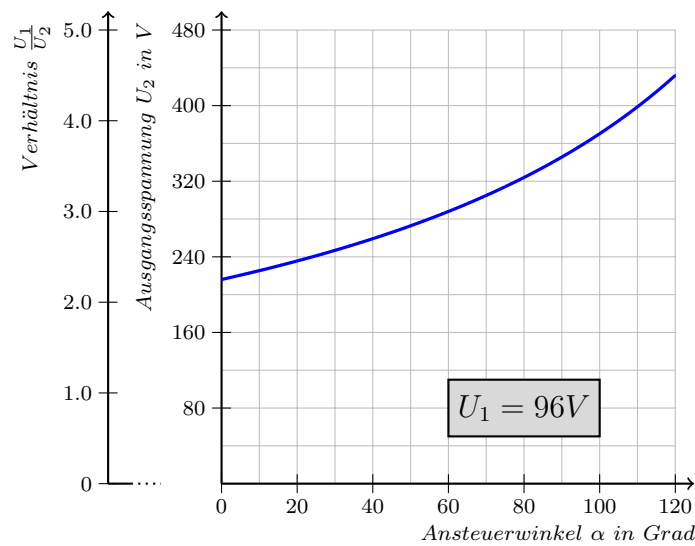


Abbildung 2.5: Höhe der Ausgangsspannung, und dessen Verhältnis zur Eingangsspannung als Funktion des Ansteuerwinkels  $\alpha$

Konstantleistungs-Senke verwendet. Abbildung 2.6 zeigt ein dreidimensionales Abbild der Spannung am Port B bei einer angelegten Spannung am Port A von 96 V. In dieser Simulation wird nicht nur eine Variation des Ansteuerwinkels (wie in Abbildung 2.5), sondern auch eine Variation der Phasenverschiebung gezeigt. Dabei zeigt die grün eingezeichnete Linie den Rand von ZVTON. Wird der Betriebspunkt des DC-DC Wandlers so eingestellt, dass er sich mit der Linie deckt, so wird ZVTON vollständig erreicht. In diesem Fall treten nahezu keine Verluste beim Einschalten der Schaltelemente auf. Steigert man die Phasenverschiebung des Synchronwandlers weiter, so steigt auch die Spannung am Port B. In diesem Fall werden die Streuinduktivitäten der Transformatoren nicht nur zur Erlangung von ZVTON verwendet, sondern auch als Speicherinduktivitäten des parasitären Buck- oder Boost Konverters, welcher sich aufgrund der Synchronwandlung ergibt. Sobald der Betriebspunkt des Wandlers über den grün eingezeichneten Rand hinausgeht verliert Formel 2.9 ihre Gültigkeit. Natürlich ist es möglich diesen DC-DC Wandler in einem dieser Betriebspunkte zu betreiben [9], doch dafür ist er nicht ausgelegt, was sich in einem verminderten Wirkungsgrad äußert. Diese Verminderung des Wirkungsgrads ist in Abbildung 2.11 als Ergebnis einer Simulation dargestellt.

Die in diesem Kapitel dargestellten Abbildungen zeigen nur den Energiefluss von Port A zu Port B, was aufgrund der Topologie auch umgekehrt möglich ist. Zwar ändert sich in



## 2 Auswahl und Umsetzung einer geeigneten Topologie

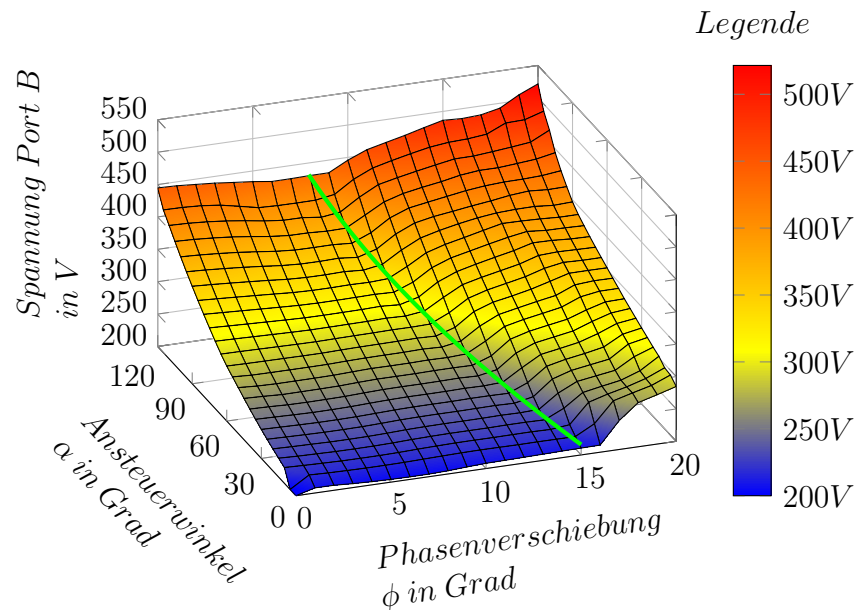


Abbildung 2.6: Darstellung der Höhe der Spannung am Port B als Funktion des Ansteuerwinkels sowie der Phasenverschiebung bei konstanter Spannung von 96 V am Port A und einer konstanten Leistungsabnahme von 1000 W

diesem Fall das Vorzeichen der Phasenverschiebung, aber die hier gezeigten grundlegenden Zusammenhänge gelten auch im zweiten Fall.

### 2.8.2 Simulation einzelner Komponenten

Dieses Kapitel widmet sich der Simulation einzelner Komponenten des DC-DC Wandlers. Dabei wird der simulierte Betriebspunkt des Wandlers so gewählt, dass ZVTON gerade noch erreicht wird (grüne Linie in Abbildung 2.6). Die übertragene Leistung beträgt, wie auch im vorherigen Abschnitt, 1000 W. Lediglich die Energieflussrichtung wird geändert, sodass die Energie ausgehend vom Port B zum Port A transferiert wird. Weitere Parameter sind wie folgt definiert:

- Spannung am Port B = 310V
- Ansteuerwinkel  $\alpha = 60^\circ$
- Phasenverschiebung  $\phi = -10^\circ$ .

### Einschaltvorgang des High-Side Transistors des Ports B

Die erste Simulation (Abbildung 2.7) zeigt den Verlauf von Strom und Spannung eines High-Side Transistors des Ports B. Zum Zeitpunkt  $t = 5\mu s$  wird der Kommutierungsvorgang durch das Abschalten des dazugehörigen Low-Side Transistors eingeleitet. Dabei kommutiert aufgrund der Streuinduktivität der Strom auf den High-Side Transistor und wird in der Abbildung 2.7 als negativer Strom dargestellt.

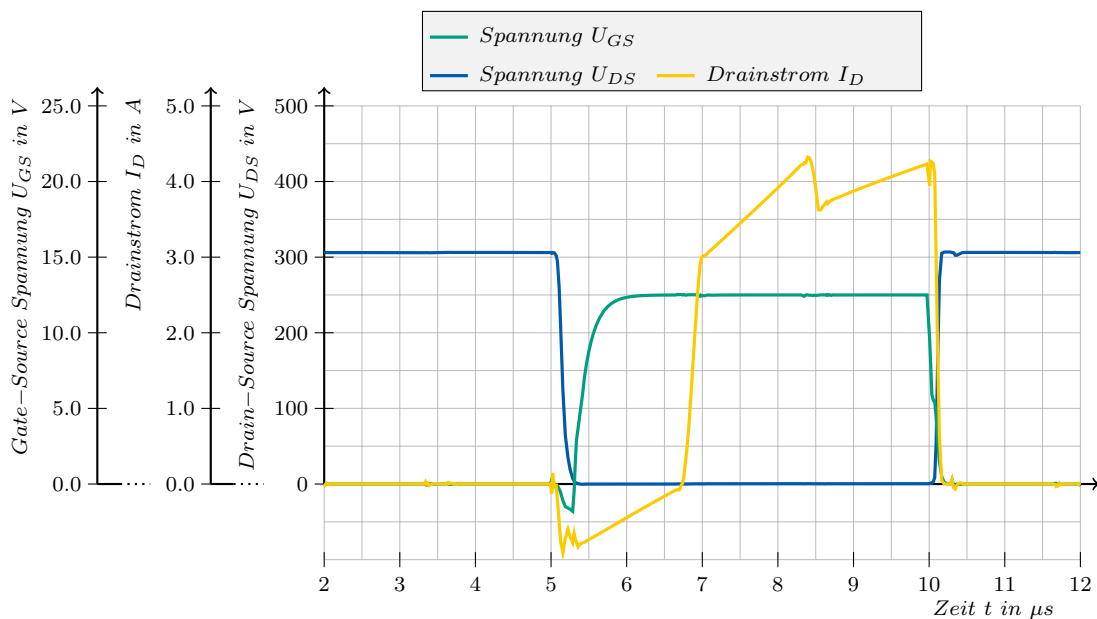


Abbildung 2.7: Signal am High-Side Transistor einer Halbbrücke des Ports B

Durch diesen Kommutierungsvorgang fällt auch die Spannung  $U_{DS}$  am Transistor und wird negativ, sodass die parasitäre Diode den Strom führen kann. Durch die Totzeit beim Schaltvorgang der Brücke wird das Ansteigen der Gate-Source Spannung um die Totzeit verzögert. Dadurch wird sichergestellt, dass nicht beide Transistoren zur gleichen Zeit leiten, und den Zwischenkreis kurzschließen. Weil jedoch die Drain-Source Spannung zu diesem Zeitpunkt negativ ist, kann der Transistor aufgrund des Fehlens des Miller-Plateaus sofort voll durchgeschaltet werden. Der Kommutierungsvorgang ist somit abgeschlossen, und es sind nahezu keine Verluste aufgrund des Einschaltvorgangs aufgetreten. Lediglich die Verluste durch die nicht ideale parasitäre Diode sind während der Totzeit aufgetreten. ZVTON ist damit vollständig erreicht worden. Das Reverse Recovery Verhalten der Diode spielt keine Rolle.

### **Ausschaltvorgang des High-Side Transistors des Ports B**

Der Ausschaltvorgang des Transistors zum Zeitpunkt  $t = 10\mu s$  gestaltet sich sehr einfach. Hier ist es notwendig den Transistor möglichst schnell abzuschalten, sodass die stark nichtlineare Ausgangskapazität das einzige Element ist, welches den Spannungsanstieg der Drain-Source Spannung bestimmt. Durch das besonders schnelle Absenken der Gate-Source Spannung am Transistor, ist der Transistor bereits vor dem Anstieg der Spannung abgeschaltet. Ein Miller-Plateau bildet sich in diesem Fall auch hier nicht aus. Die Simulation zeigt während des Spannungsanstiegs einen signifikanten Strom. Dieser Strom bildet sich aufgrund des Ladevorgangs der Ausgangskapazität aus, und darf nicht zur Berechnung der Verlustleistung herangezogen werden. Immerhin handelt es sich hierbei um gespeicherte Energie, welche bei der nächsten Kommutierung aufgrund von ZVTON zurückgewonnen wird.

### **Einschaltvorgang des Low-Side Transistors des Ports B**

Der Einschaltvorgang des Low-Side Transistors verhält sich ähnlich dem des High-Side Transistors. Der Einschaltvorgang welcher hier beschrieben wird, beginnt zum Zeitpunkt  $t = 10\mu s$  mit dem Ausschaltvorgang des High-Side Transistors.

Da der Strom zu diesem Zeitpunkt wesentlich höher ist als beim Kommutiervorgang zum Zeitpunkt  $t = 5\mu s$ , ist auch die Abfallzeit der Drain-Source Spannung kürzer. Dabei erreicht der Low-Side Transistor schneller ZVTON. Durch den schnellen Kommutiervorgang und den starken Anstieg des Stromes danach, bleibt für den Einschaltvorgang nur wenig Zeit. Damit kann ZVTON oft nicht vollständig erreicht werden. Abbildung 2.8 zeigt den Verlauf dieses Stromes, sowie die entsprechenden Spannungen. Wie in der Abbildung zu sehen ist, bildet sich bereits ein Miller-Plateau bei der Gate-Source Spannung aus, weshalb ZVTON nicht mehr vollständig gegeben ist. Da jedoch die Drain-Source Spannung zu diesem Zeitpunkt sehr gering ist, bleiben die Verluste ebenso sehr gering.

### **Ausschaltvorgang des Low-Side Transistors des Ports B**

Der Ausschaltvorgang zum Zeitpunkt  $t = 15\mu s$  verläuft aufgrund des geringeren Stroms durch den Transistor sanfter. Dies zeigt sich durch die größere Anstiegszeit der Drain-Source Spannung. Damit liegt die Wahrscheinlichkeit zu diesem Zeitpunkt ZVTOFF zu erreichen, höher als beim Ausschaltvorgang des komplementären High-Side Transistors.

## 2 Auswahl und Umsetzung einer geeigneten Topologie

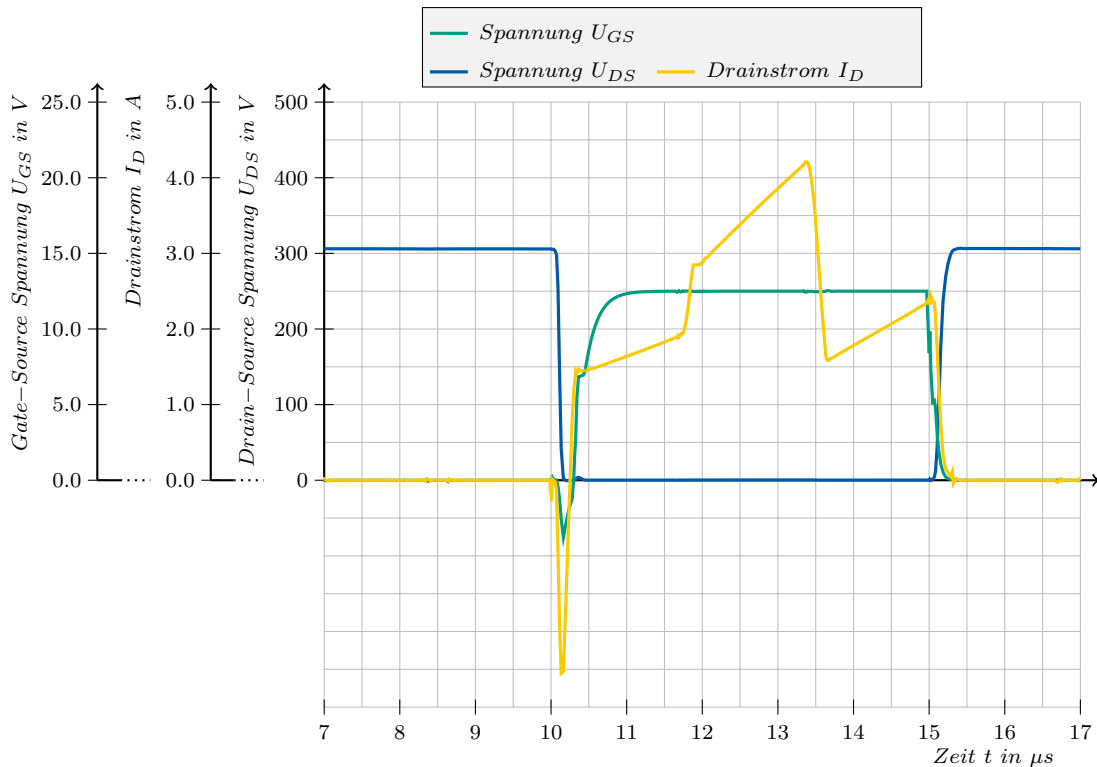


Abbildung 2.8: Signal am Low-Side Transistor einer Halbbrücke des Ports B

### Simulation des Stroms durch die Boost Induktivitäten

Die Induktivitäten des Aufwärtswandlers (Boost Induktivitäten) werden aufgrund ihres geringen ohmschen Widerstands, sowie der hohen Stabilität der Zwischenkreisspannungen mit dreieckförmigem Strom belastet. Durch den gewählten Arbeitspunkt, im Speziellen die Wahl des Ansteuerwinkels, ist die Anstiegszeit gleich der Abfallzeit. Der Mittelwert des Stroms durch diese Induktivitäten ergibt, multipliziert mit der Spannung am Port A, die übertragene Leistung. Weil in dieser Simulation von einer positiven Leistungsübertragung von Port B zum Port A betrachtet wird, sind auch die Ströme vorzeichenrichtig in Abbildung 2.9 dargestellt.

### Simulation der Spannungen und Ströme eines Transformators

Dieser Abschnitt beschreibt das Ergebnis der Simulation von Strom- und Spannungsverläufen eines der drei Transformatoren. Die drei Transformatoren werden in Sternschaltung betrieben. Abbildung 2.2 zeigt die Beschaltung der Transformatoren mit den

## 2 Auswahl und Umsetzung einer geeigneten Topologie

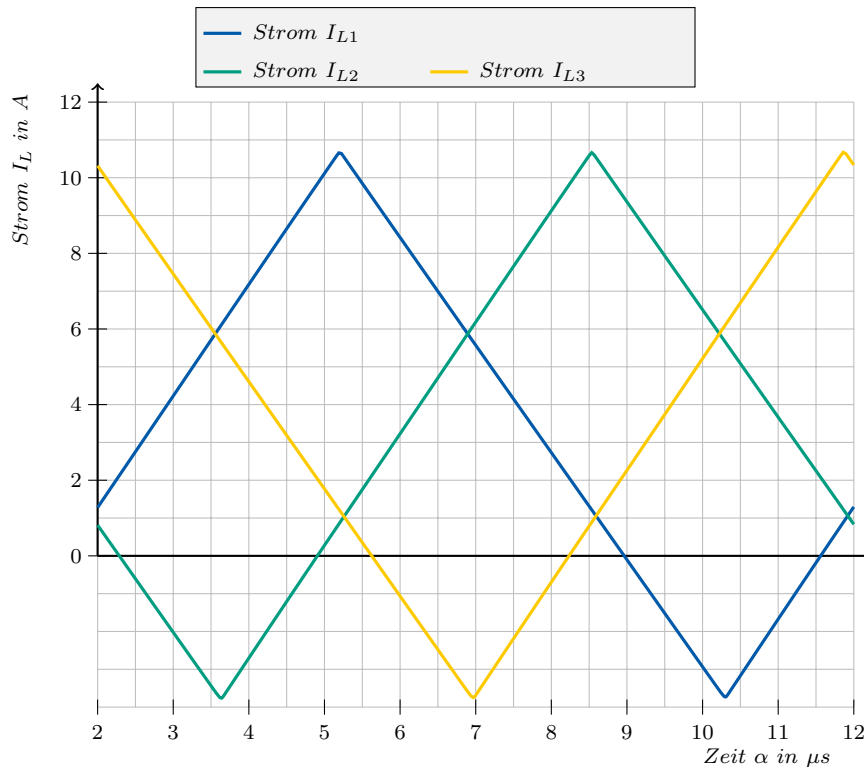


Abbildung 2.9: Stromverlauf durch die Induktivitäten des Aufwärtswandlers

für die Funktion und die Simulation notwendigen elektrischen Bauteilen des Ersatzschaltbilds. Für die Simulation wird nur ein Transformator betrachtet, da alle Transformatoren äquivalent aufgebaut sind. Abbildung 2.10 zeigt die wesentlichen zeitlichen Verläufe von Strom und Spannung.

Da die Leistung ausgehend von Port B über den Wandler zum Port A übertragen wird, muss auch das Spannungssignal  $U_{LB1}$  voreilend zum Spannungssignal  $U_{LS1} + U_{LA1}$  sein. Die Spannung  $U_{LB1}$  ist jene Spannung, welche zwischen den Anschlüssen der Induktivität  $L_{B1}$  gemessen wird, während die Summe der Spannungen  $U_{LS1} + U_{LA1}$  zwischen der Halbbrücke zum Sternpunkt anliegt. Zwar ist es üblich die Streuinduktivität des Transformators entsprechend dem T-Ersatzschaltbild auf die Wicklungen aufzuteilen, weil jedoch die Modellierung der auftretenden Kernverluste schwierig ist, ist diese Aufteilung nicht zweckmäßig. Parasitäre Parameter, wie ohmsche Wicklungsverluste sind ebenso berücksichtigt, wie Verluste welche durch den Skin- und Proximityeffekt hervorgerufen werden.

Der Strom welcher durch die Wicklungen des Transformators geführt wird, zeigt stets ein

## 2 Auswahl und Umsetzung einer geeigneten Topologie

abgestuftes Muster. Dabei steigt oder sinkt der Strom zwischen den Schaltvorgängen, was auf das Pulsmuster, sowie der Wahl der Größe der Streuinduktivität zurück schließen lässt.

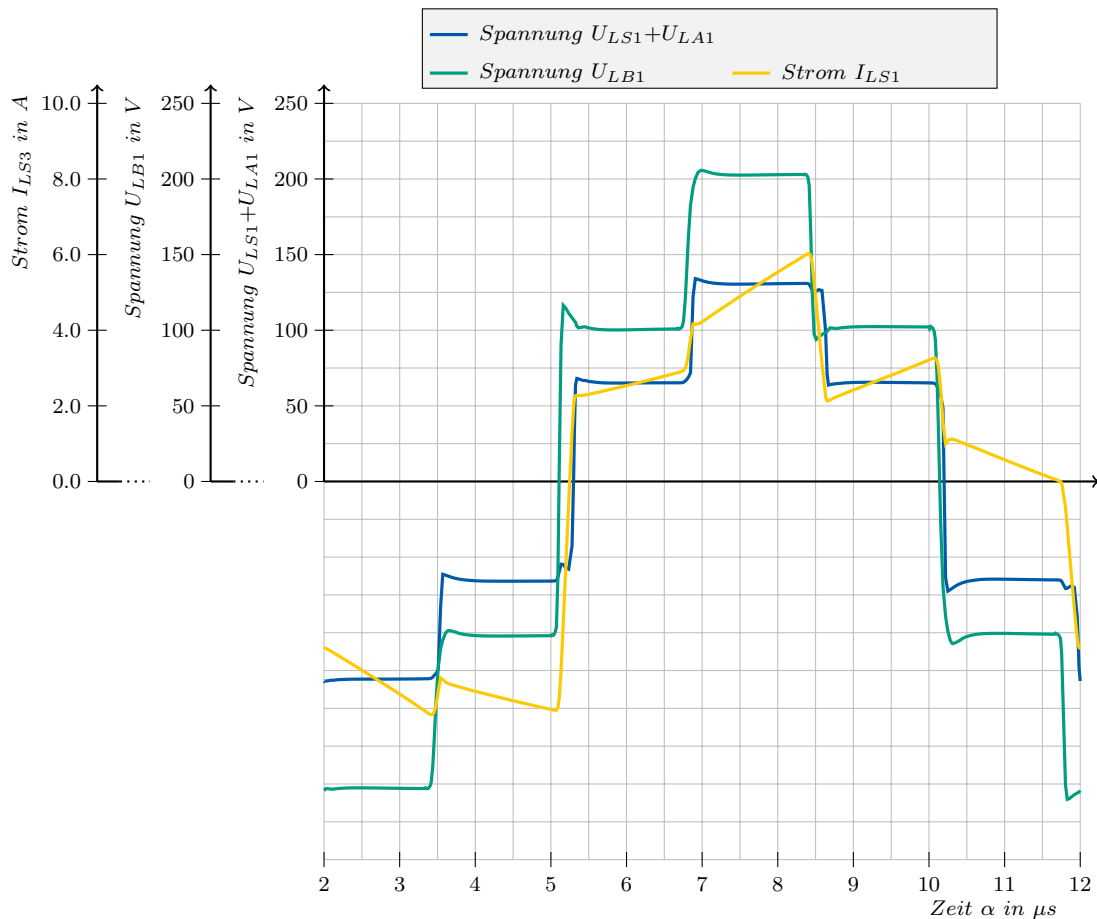


Abbildung 2.10: Simulation von Strom und Spannung am Transformator

Abbildung 2.10 zeigt das Simulationsergebnis unter den oben definierten Bedingungen. Während die Form des Pulsmusters durch den Ansteuerwinkel  $\alpha$  definiert wird, ergibt sich die Phasenverschiebung durch die Richtung des Leistungsflusses, sowie der eingestellten Phasenverschiebung  $\phi$ .

### 2.8.3 Simulation von Betriebspunkten zur Wirkungsgradbestimmung und Verlustleistungsverteilung

Während im vorherigen Kapitel einzelne Komponenten mittels Simulation analysiert wurden, wird in diesem Kapitel die Leistungsfähigkeit des gesamten DC-DC Wandlers untersucht.

#### Anforderungsprofil

Da es sich um einen bidirektionalen DC-DC Wandler handelt, müssen sämtliche Simulationen und Auswertungen für beide Energieflussrichtungen durchgeführt werden. Ebenso soll die übertragene Leistung variiert werden, um eine Aussage über die Verteilung der Verluste treffen zu können. Im speziellen soll die Auswertung der Simulation folgende Punkte erfassen:

- Wirkungsgrad des Wandlers über den gesamten einstellbaren Bereich des Ansteuerwinkels  $\alpha$  und der Phasenverschiebung  $\phi$
- Darstellung des Verlaufs von Wirkungsgrad, Verlustleistung und der optimalen Phasenverschiebung  $\phi$  in Abhängigkeit vom Ansteuerwinkel  $\alpha$
- Aufschlüsselung der Verteilung der Verluste von den wesentlichen Komponenten

#### Simulationsprozess

Durch die entsprechende Komplexität des Wandlers ist eine derartige Simulation nicht einfach durchzuführen. Alleine die korrekte Einstellung des Betriebspunktes anhand der Parameter  $\alpha$  und  $\phi$  gestaltet sich schwierig. Zur weiteren Analyse wird daher eine Auswahl aller möglichen Kombinationen der Betriebsparameter erstellt.

Weil die Simulation des DC-DC Wandlers nur transient erfolgen kann, nimmt der Prozess der Simulation entsprechend viel Rechenzeit in Anspruch. Dazu kommt, dass eventuelle Einschwingvorgänge berücksichtigt werden müssen. Im konkreten Fall wird der Ansteuerwinkel, welcher sich im Bereich von  $0^\circ$  bis  $120^\circ$  bewegen kann, in  $5^\circ$  Schritten iteriert. Ebenso wird auch die Phasenverschiebung in  $1^\circ$  Schritten variiert. Während für eine Simulation mit einer übertragenen Leistung von  $1000\text{ W}$  die Variation der Phasenverschiebung  $20^\circ$  beträgt, so muss sie bei einer übertragenen Leistung von  $2000\text{ W}$  bereits auf  $30^\circ$  erhöht werden. Dies ergibt eine hohe Anzahl an durchzuführenden Simulationen.

## *2 Auswahl und Umsetzung einer geeigneten Topologie*

Konkret sind es 775 transiente Simulationen bei einer durchgeführten Analyse mit einer übertragenen Leistung von 2000 W.

Die große Anzahl an Variationen in Verbindung mit einer transienten Analyse übersteigt das Einsatzgebiet des eingesetzten SPICE Simulators. Weil jedoch die Simulationen unabhängig voneinander durchgeführt werden können, wird mithilfe eines speziell für diese Arbeit programmierten Präprozessors eine Reihe an Netzlisten erstellt. Diese Netzlisten werden dann durch unabhängige Instanzen des SPICE Simulators parallel in einen Batch- Prozess simuliert. Der Batch- Prozess ist so abgestimmt, dass eine möglichst gute Ausnutzung von vorhandener Rechenkapazität verwendet wird.

Nach der erfolgreichen Simulation aller dem Simulator zugrunde liegenden Netzlisten, werden dann mithilfe eines Post- Prozessorprogramms die Simulationsergebnisse ausgewertet und komprimiert.

### **Arbeitspunkteinstellung**

Weil aufgrund der vollständigen Simulation des gesamten einstellbaren Arbeitsbereichs sämtliche Simulationsergebnisse bereitstehen, kann eine Analyse der zu untersuchenden Kriterien auch im Nachhinein erfolgen. Dies geschieht durch den Einsatz einer Tabellenkalkulation. In Abbildung 2.11(b) wird durch eine grüne Linie der näher untersuchte Arbeitsbereich des DC-DC Wandlers angezeigt. Dieser Arbeitsbereich beschreibt den Bereich wo die Schaltverluste der Transistoren bedingt durch ZVTON und ZVTOFF erreicht wird. Ebenso wird dieser Arbeitsbereich als grüne Linie in Abbildung 2.6 gezeigt.

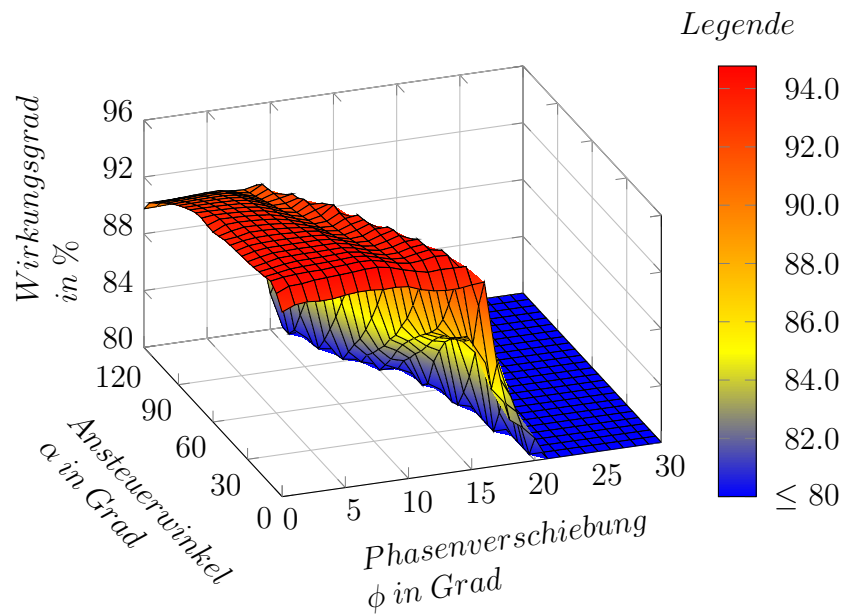


## 2 Auswahl und Umsetzung einer geeigneten Topologie

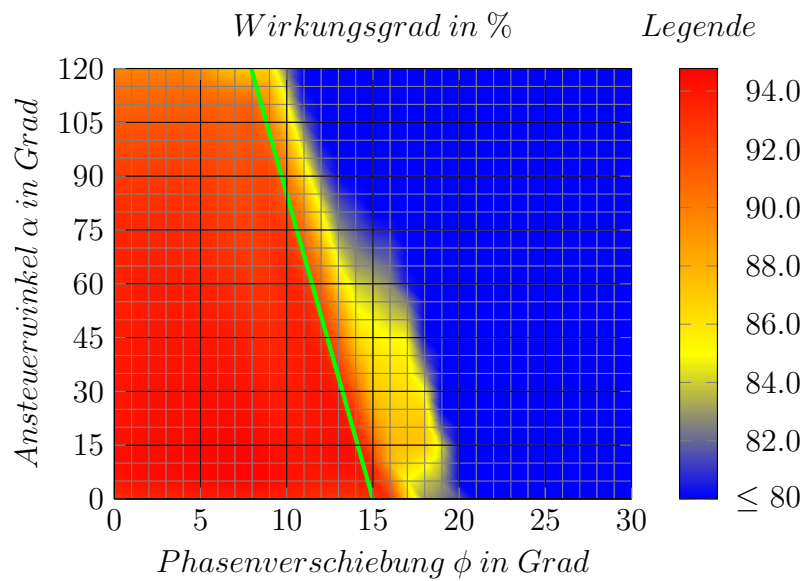
### **Ergebnisse der Simulation: 1000 W Lastfluss von Port A zu Port B**

Die beiden nachstehend angeführten Abbildungen zeigen das Ergebnis einer Simulation des DC-DC Wandlers. In Abbildung 2.11 wird, als Ergebnis der Simulation, der Wirkungsgrad in Abhängigkeit vom Ansteuerwinkel und der Phasenverschiebung dargestellt. In diesem Diagramm sieht man sehr deutlich, dass der Wirkungsgrad ab einer bestimmten Größe der Phasenverschiebung stark abnimmt. Dieses Phänomen ist in Kapitel 2.8.1 kurz beschrieben, und lässt sich auf die relativ hohen Widerstände der Wicklungen und dem erhöhten Stromfluss in diesen Betriebspunkten zurückführen. Während Abbildung 2.11(a) eine dreidimensionale Darstellung dieser Simulation zeigt, ist in Abbildung 2.11(b) das Ergebnis dieser Simulation zweidimensional dargestellt. Hier erkennt man sehr deutlich den Abfall des Wirkungsgrads bei zunehmender Phasenverschiebung. Bei diesem Rand wird ZVTON vollständig erreicht. Zeichnet man den Verlauf dieses Randes auf, so zeigt sich ein nahezu linearer Zusammenhang zwischen Ansteuerwinkel und Phasenverschiebung. Dieser beinahe lineare Zusammenhang ist in Abbildung 2.11(b) als grüne Linie dargestellt, und deckt sich mit der Linie welche in Abbildung 2.6 eingezeichnet ist.

## 2 Auswahl und Umsetzung einer geeigneten Topologie



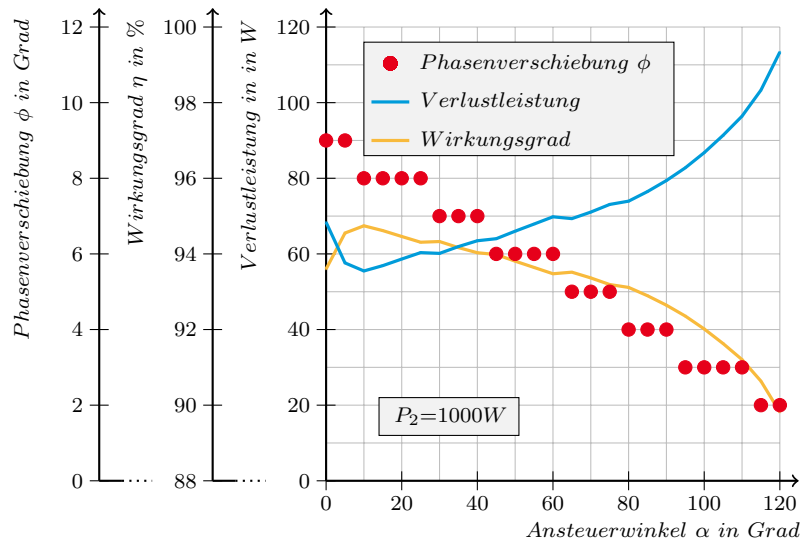
(a) Wirkungsgrad bei verschiedenen Betriebspunkten als 3D-Diagramm Darstellung



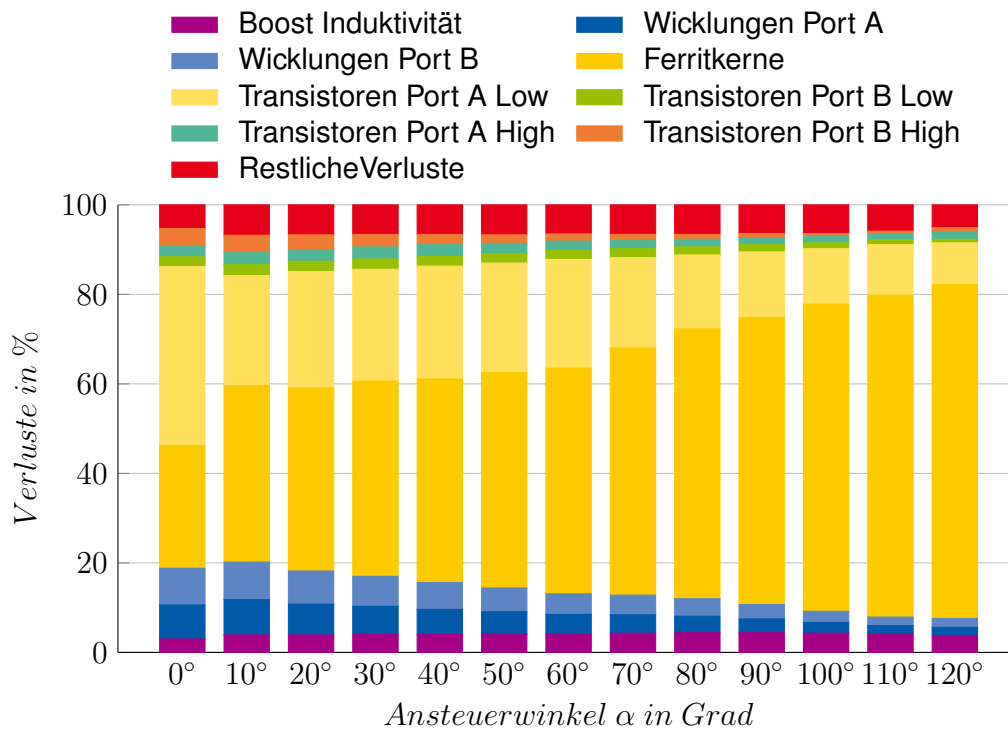
(b) Wirkungsgrad bei verschiedenen Betriebspunkten als 2D-Projektion

Abbildung 2.11: Simulation zur Effizienzbestimmung verschiedener Betriebspunkte bei 1000 W Lastfluss von Port A zu Port B

## 2 Auswahl und Umsetzung einer geeigneten Topologie



(a) Darstellung von Simulationsergebnissen des erreichbaren Wirkungsgrads, sowie der gesamten Verlustleistung bei konstanter Last von 1000W bei verschiedenen Ansteuerwinkeln  $\alpha$  unter Berücksichtigung der optimalen Phasenverschiebung  $\phi$



(b) Simulation zur Aufteilung der Verlustleistungen auf die verschiedenen Komponenten der Schaltung bei unterschiedlichen Arbeitspunkten und Vorgabe der Phasenverschiebung laut Abbildung 2.12(a)

Abbildung 2.12: Simulation zur Bestimmung der Verteilung der Verlustleistung bei 1000 W Lastfluss von Port A zu Port B

## 2 Auswahl und Umsetzung einer geeigneten Topologie

Konkret zeigt diese Linie eine Verbindung der Arbeitspunkte bei gegebenen Lastfluss um ZVTON erreichen zu können. Steigert man die Phasenverschiebung bei gegebenen Ansteuerwinkel weiter, so fällt der Gesamtwirkungsgrad aufgrund der Leitungsverluste in den Wicklungen. Um die Darstellung der Ergebnisse zu verbessern werden Wirkungsgrade unter 80% in der selben Farbe angezeigt. Diese Arbeitspunkte sind aufgrund der Höhe der auftretenden Verluste nur für theoretische Betrachtungen heranzuziehen. Ein Betrieb des DC-DC Wandlers bei einem solchen Betriebspunkt würde die thermische Zerstörung des Wandlerbausteins nach sich ziehen.

In Anbetracht von Abbildung 2.11(b) stellt sich die Frage wie hoch die Verlustleistung an bestimmten Bauteilen ist. Um dieses Frage beantworten zu können, wurden weitere Parameter anhand der Simulation erfasst. Dazu wird im ersten Schritt eine Definition der Arbeitspunkte durchgeführt, indem zu jeden Ansteuerwinkel die Phasenverschiebung bestimmt wird. Mit diesen Daten werden aus der Tabelle mit allen Simulationsergebnissen die einzelnen Verlustleistungen extrahiert und können dann weiter ausgewertet werden.

Die roten Punkte in Abbildung 2.12(a) zeigen die zu analysierenden Arbeitspunkte des DC-DC Wandlers bei einem Lastfluss von 1000 W von Port A zu Port B. Ebenso ist in dieser Darstellung die gesamte absolute Verlustleistung und der Wirkungsgrad dargestellt. Um aus den absoluten Verlustleistungen der verschiedenen Arbeitspunkte die konkrete Aufteilung der Verluste zu erhalten, müssen weitere Auswertungen durchgeführt werden. Das Ergebnis dieser Auswertung ist in Abbildung 2.12(b) dargestellt. Diese Auswertung zeigt, dass der größte Anteil der Verluste bei der Ummagnetisierung in den Ferritkernen entsteht. Ebenso sieht man eine Erhöhung dieser bei höher werdendem Ansteuerwinkel, was aufgrund der höheren Spannung an den Transformatoren durchaus plausibel erscheint. Zudem erkennt man einen hohen Anteil an Verlusten der Low-Side Transistoren des Ports A. Dies kommt dadurch zustande, dass diese Transistoren bei niedrigen Ansteuerwinkeln kein ZVTON erreichen können.

## 2 Auswahl und Umsetzung einer geeigneten Topologie

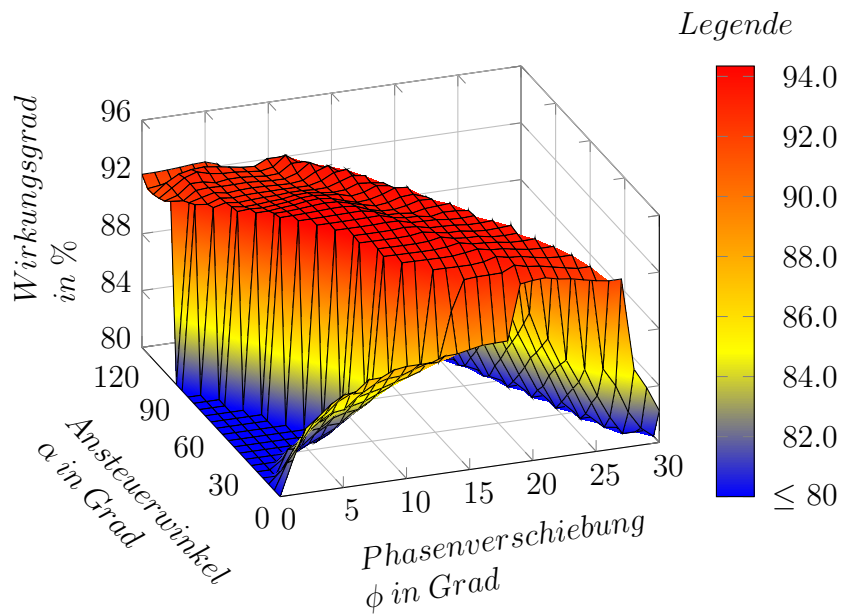
### **Ergebnisse der Simulation: 2000 W Lastfluss von Port A zu Port B**

In diesem Teil der Arbeit wird die Last am Port B des DC-DC Wandlers auf 2000 W erhöht und eine erneute Simulation der Arbeitspunkte durchgeführt. Um Ergebnisse vergleichen zu können, werden die Diagramme gleich dargestellt, wie im vorherigen Abschnitt. Da sich die Größe der Last am Port B verdoppelt hat, sind auch signifikante Unterschiede in den Ergebnissen erkennbar.

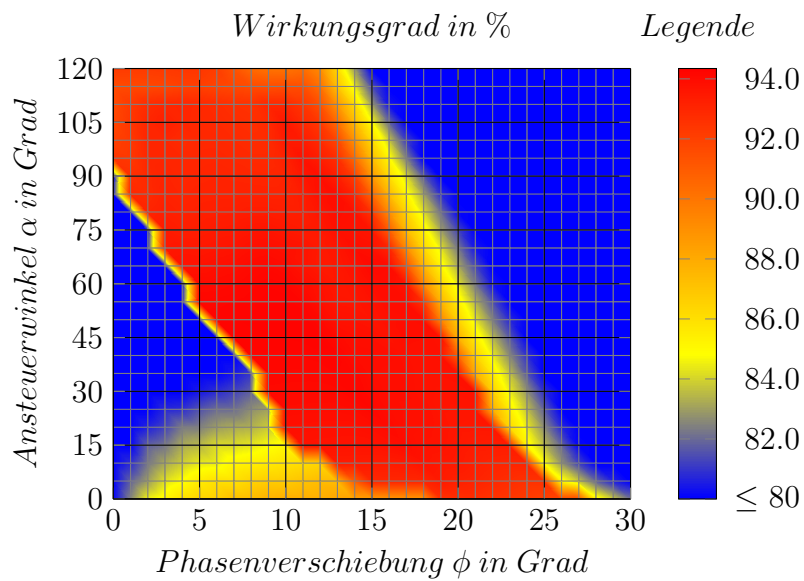
Abbildung 2.13(a) zeigt den Verlauf des Wirkungsgrads als dreidimensionale Darstellung. Im Vergleich zur äquivalenten Darstellung im vorherigen Abschnitt sieht man, dass der Bereich des optimalen Wirkungsgrads sich verschoben hat. Konkret hat sich dieser Bereich in Richtung der höheren Phasenverschiebung verschoben. In beiden Darstellungen von Abbildung 2.13 zeigt sich ein Bereich von Arbeitspunkten mit niedrigen Wirkungsgraden gefolgt von einem sprunghaften Anstieg. Dieser Bereich, welcher gekennzeichnet ist durch einen niedrigen Ansteuerwinkel sowie einer niedrigen Phasenverschiebung tritt auf, weil die Last in der Simulation als konstante Last ausgeführt ist, und die Mindestspannung an dieser nicht erreicht wird. Dadurch ist der DC-DC Wandler in diesem Bereich der Arbeitspunkte nicht in der Lage genügend Leistung für die Last bereitzustellen, was mit solch einem Ergebnis Hand in Hand geht. Im Gegensatz dazu zeigt Abbildung 2.13(b) im Bereich der fallenden Wirkungsgrade rechts der Maxima einen sehr schönen glatten Abfall. Wie auch im vorherigen Abschnitt kann dieser Abfall durch den Anstieg der Leitungsverluste begründet werden. Wie auch in Abbildung 2.11(b) dargestellt, kann der Rand von ZVTON durch einen linearen Zusammenhang von Ansteuerwinkel und Phasenverschiebung beschrieben werden.

Da dieser Zusammenhang aufgrund der diskreten Werte der einstellbaren Parameter nur näherungsweise linear erscheint, wurde in 2.14(a) die konkrete Wahl der Arbeitspunkte für die weitere Untersuchung dargestellt. Ebenso zeigt diese Abbildung den Verlauf von absoluter Verlustleistung und Wirkungsgrad als Funktion des Ansteuerwinkels. Schlüsselte man die Verluste anhand der simulierten Komponenten des DC-DC Wandlers auf, so zeigt sich, wie auch in Abbildung 2.14(b), eine Erhöhung der Verluste an den Ferritkernen mit steigendem Ansteuerwinkel. Ebenso entstehen an den Low-Side Transistoren des Ports A beachtliche Verluste, während die Verluste der Wicklungen stark zurückgehen. Eine entsprechende nachträgliche Simulation eines Arbeitspunkts zeigt, dass auch hier ZVTON nicht erreicht wird.

## 2 Auswahl und Umsetzung einer geeigneten Topologie



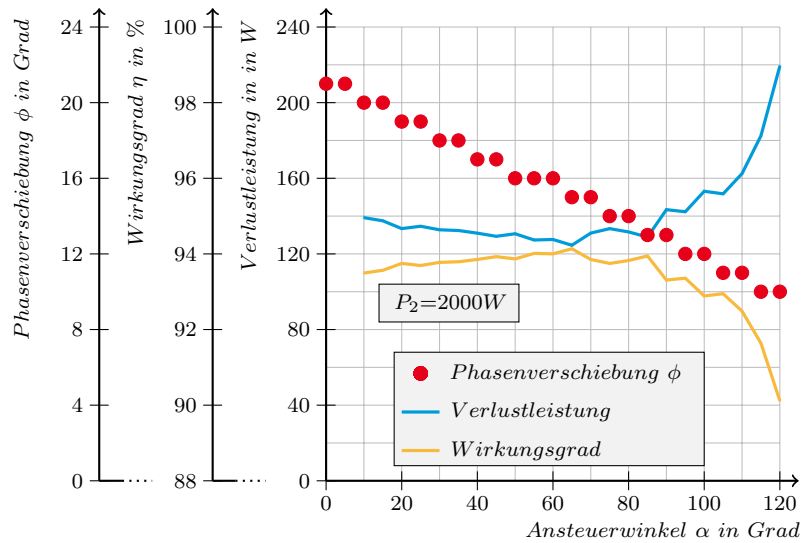
(a) Wirkungsgrad bei verschiedenen Betriebspunkten als 3D-Diagramm Darstellung



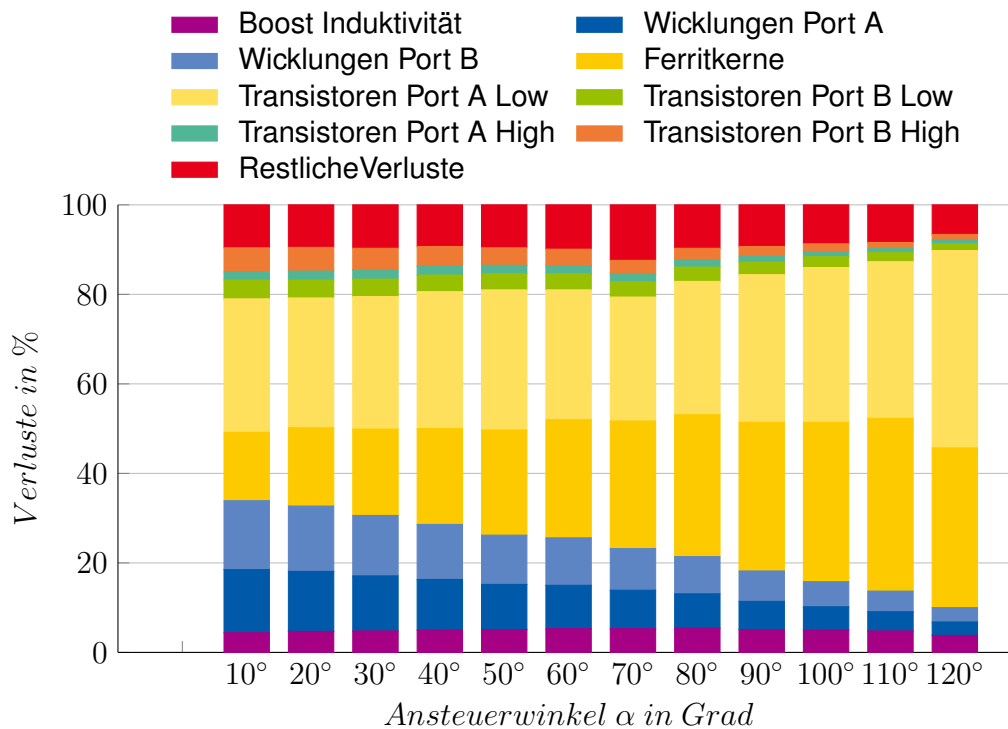
(b) Wirkungsgrad bei verschiedenen Betriebspunkten als 2D-Projektion

Abbildung 2.13: Simulation zur Effizienzbestimmung verschiedener Betriebspunkte bei 2000 W Lastfluss von Port A zu Port B

## 2 Auswahl und Umsetzung einer geeigneten Topologie



(a) Darstellung von Simulationsergebnissen des erreichbaren Wirkungsgrads, sowie der gesamten Verlustleistung bei konstanter Last von 2000W bei verschiedenen Ansteuerwinkeln  $\alpha$  unter Berücksichtigung der optimalen Phasenverschiebung  $\phi$



(b) Simulation zur Aufteilung der Verlustleistungen auf die verschiedenen Komponenten der Schaltung bei unterschiedlichen Arbeitspunkten und Vorgabe der Phasenverschiebung laut Abbildung 2.14(a)

Abbildung 2.14: Simulation zur Bestimmung der Verteilung der Verlustleistung bei 2000 W Lastfluss von Port A zu Port B

## 2 Auswahl und Umsetzung einer geeigneten Topologie

Abhilfe schafft hier eine Verschiebung der Arbeitspunkte in Richtung der höheren Phasenverschiebung. Zwar sinken dann die Verluste des Low-Side Transistors, jedoch steigt der Anteil der Wicklungsverluste, was diesen Effekt mit Bezug auf den Gesamtwirkungsgrad kompensiert.

### **Ergebnisse der Simulation: 1000 W Lastfluss von Port B zu Port A**

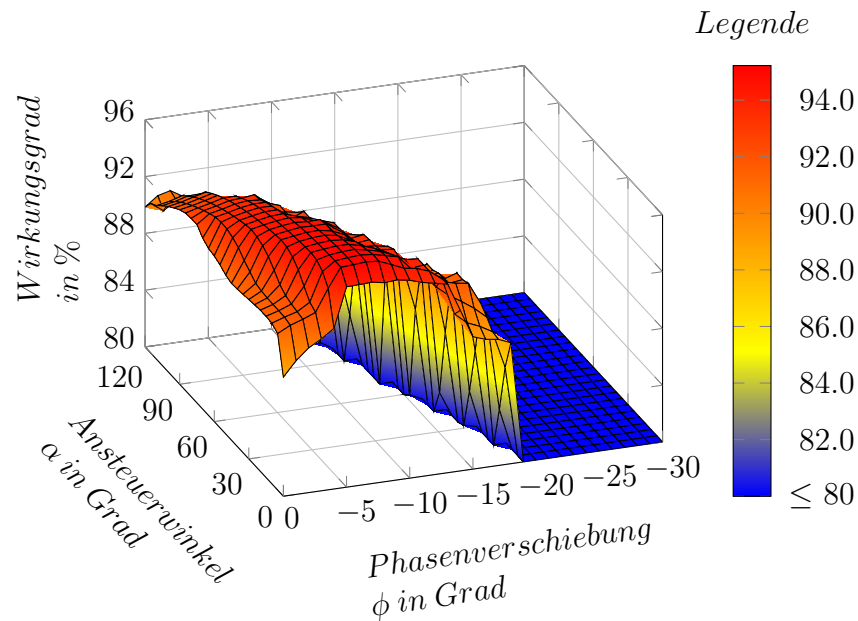
Während in den vorherigen Abschnitten der Lastfluss ausgehend von Port A am Port B abgeführt wird, wird im folgenden Abschnitt von einem Lastfluss ausgehend von Port B zu Port A ausgegangen. Um direkte Vergleiche anstellen zu können, werden auch hier zwei Lastflüsse simuliert.

Im ersten Fall wird von einem Lastfluss in der Höhe von 1000 W ausgegangen. Dazu wird, wie auch im komplementären Fall, eine Reihe von Simulationen angestellt um die entsprechenden Simulationsdaten zu erhalten. In Abbildung 2.15(a) ist der Verlauf des Wirkungsgrads in Abhängigkeit vom Ansteuerwinkel und der Phasenverschiebung zu sehen. Im Gegensatz zur Abbildung 2.11(a) ist die Phasenverschiebung negativ aufgetragen. Damit wird verdeutlicht, dass sich der Fluss der Energie umgekehrt hat. Um die Vergleichbarkeit mit 2.15(a) aufrecht zu erhalten, sind alle anderen Achsen gleich skaliert. Im Gegensatz zum Lastfluss von 1000 W von Port A zu Port B zeigt sich bei diesem Lastfluss ein anderes Ergebnis. Es zeigen sich ausgeprägte Maxima des Wirkungsgrads in der Mitte des relevanten Bereichs. In diesem Bereich sind die Verluste, welche an den einzelnen Komponenten auftreten, minimal. Abbildung 2.15(b) zeigt dieses Ergebnis erneut in einem zweidimensionalen Diagramm.

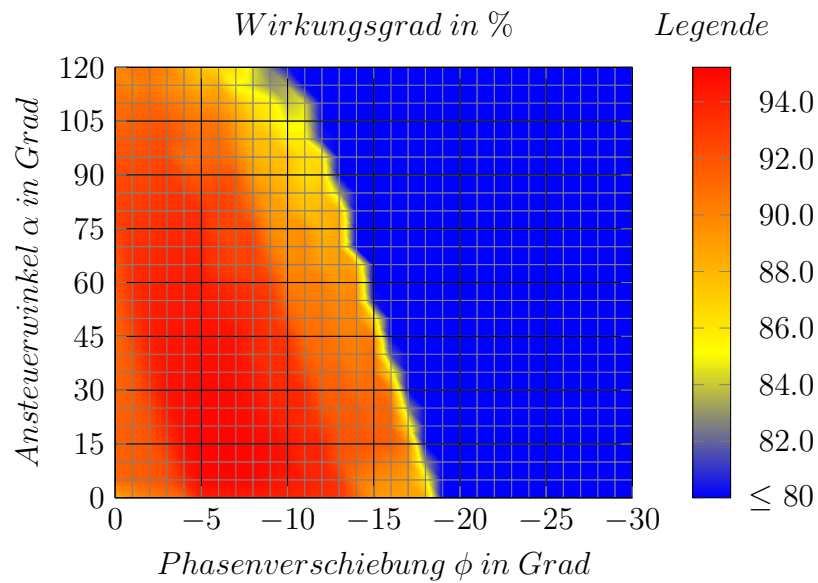
Auch hier wird eine Analyse der Verlustleistungen durchgeführt. Dazu werden zuerst die Arbeitspunkte anhand einer Diskretisierung einer Arbeitsgeraden definiert, um anschließend die Simulationsergebnisse aus den Simulationsdaten extrahieren zu können. Abbildung 2.16(a) zeigt den Verlauf der absoluten Verlustleistung und des Wirkungsgrads als Funktion des Ansteuerwinkels. Wie auch bei den vorherigen Simulationen zeigt sich ein Anstieg der Verlustleistung bei höherem Ansteuerwinkel. Ebenso geht dieser Anstieg der Verlustleistung mit einem sinken des Wirkungsgrads Hand in Hand. In Abbildung 2.16(b) ist die Verteilung der Verluste bei verschiedenen Arbeitspunkten zu sehen. Hier zeigt sich, dass der größte Anteil an den Verlusten durch die Verluste aus der Ummagnetisierung der Ferritkerne verursacht wird.



## 2 Auswahl und Umsetzung einer geeigneten Topologie



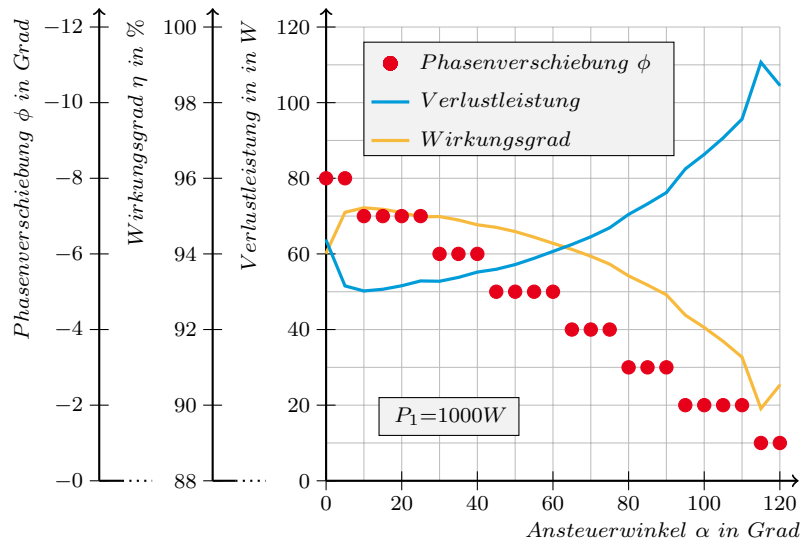
(a) Wirkungsgrad bei verschiedenen Betriebspunkten als 3D-Diagramm Darstellung



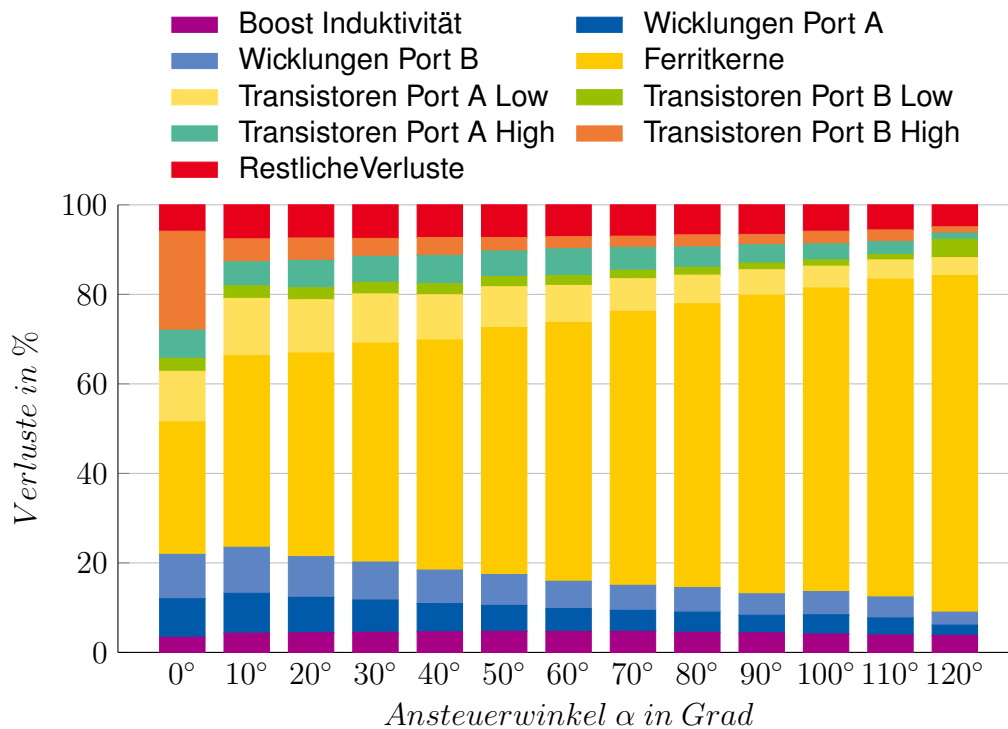
(b) Wirkungsgrad bei verschiedenen Betriebspunkten als 2D-Projektion

Abbildung 2.15: Simulation zur Effizienzbestimmung verschiedener Betriebspunkte bei 1000 W Lastfluss von Port B zu Port A

## 2 Auswahl und Umsetzung einer geeigneten Topologie



(a) Darstellung von Simulationsergebnissen des erreichbaren Wirkungsgrads, sowie der gesamten Verlustleistung bei konstanter Last von 1000W bei verschiedenen Ansteuerwinkeln  $\alpha$  unter Berücksichtigung der optimalen Phasenverschiebung  $\phi$



(b) Simulation zur Aufteilung der Verlustleistungen auf die verschiedenen Komponenten der Schaltung bei unterschiedlichen Arbeitspunkten und Vorgabe der Phasenverschiebung laut Abbildung 2.16(a)

Abbildung 2.16: Simulation zur Bestimmung der Verteilung der Verlustleistung bei 1000 W Lastfluss von Port B zu Port A

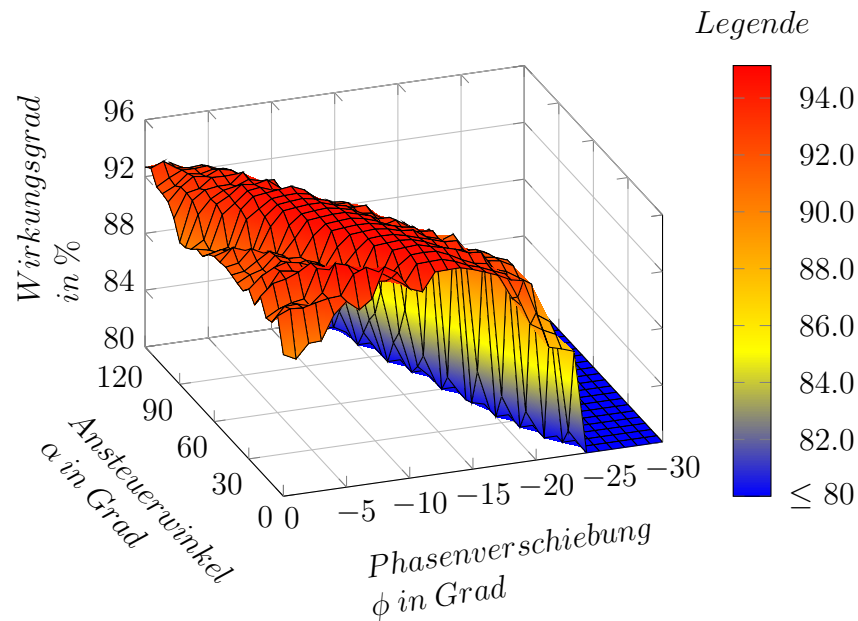
### **Ergebnisse der Simulation: 2000 W Lastfluss von Port B zu Port A**

Die Umkehr des Lastflusses zeigt Auswirkungen auf den optimalen Arbeitspunkt des DC-DC Wandlers. Um diesen Einfluss auch bei höheren Leistungen erfassen zu können wird eine weitere Simulation angestellt. In diesem Fall wird der Lastfluss auf 2000 W erhöht.

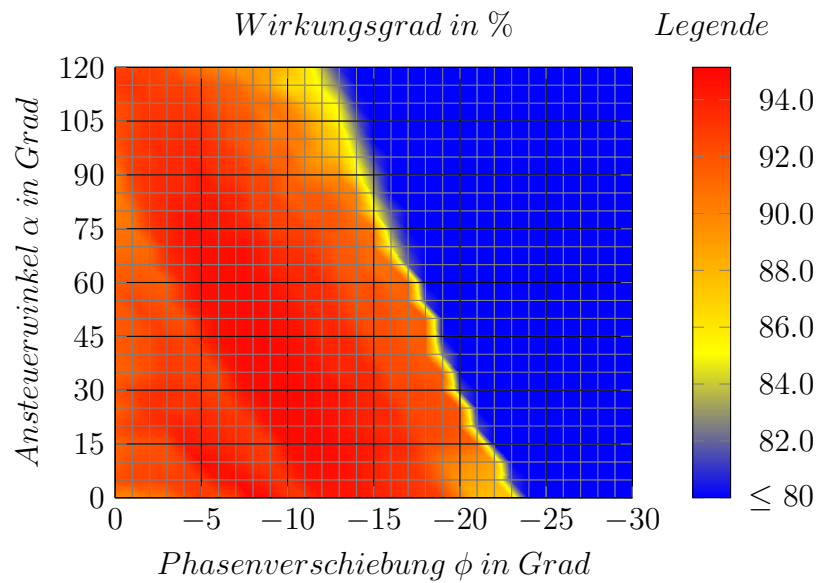
Das erste Diagramm, welches den Verlauf des Wirkungsgrads als dreidimensionale Darstellung zeigt, ist in Abbildung 2.17(a) zu sehen. Die Darstellung an Abbildung 2.15(a) angelehnt, sodass die Vergleichbarkeit zwischen den Diagrammen aufrechterhalten wird. Es zeigt sich in dieser Abbildung, dass der Bereich des optimalen Wirkungsgrads stärker ausgeprägt ist. Zudem zeigt diese Simulation, dass in Bereichen mit kleinem Ansteuerwinkel und Phasenverschiebung, die im Betrieb auftretenden Verluste des Wandlers starken Schwankungen unterworfen sind, und im Mittel der Wirkungsgrad abfällt. Dieses Verhalten ist auch in Abbildung 2.17(b) gut zu sehen.

Um die einzelnen Verlustleistungen aus dem Diagramm ablesen zu können, wird auch in diesem Fall eine Arbeitsgerade im Kennfeld bestimmt, und die Simulationsergebnisse der einzelnen Arbeitspunkte ausgewertet. Die durch die Arbeitsgerade bestimmten Arbeitspunkte sind in Abbildung 2.18(a) durch die rot eingezeichneten Punkte definiert. Da die Richtung des Energieflusses von Port B ausgeht und am Port A aufhört, ist es verständlich, dass auch die Phasenverschiebung negativ ist. Damit ein direkter Vergleich mit den ersten beiden Auswertungen erfolgen kann, wird auch hier die Phasenverschiebung auf der Ordinate des Diagramms negativ dargestellt. Ebenso sieht man auf diesem Diagramm die gesamte Verlustleistung, sowie den gesamten Wirkungsgrad, aufgetragen als Funktion des Ansteuerwinkels. Abbildung 2.18(b) zeigt die Aufteilung der Verluste anhand eines Balkendiagramms. Vergleicht man dieses Diagramm mit jenen aus den vorherigen Abschnitten, so erkennt man sofort, dass eine starke Schwankung im Verlauf vorhanden sind. Diese Schwankungen in den Ergebnissen der Einzelsimulationen können zwar mehrere Ursachen haben, jedoch ist die folgende Begründung am wahrscheinlichsten. Es kann sein, dass aufgrund der Wahl der einzelnen Betriebspunkte, es zu einer zur Taktfrequenz subharmonischen Schwingung gekommen ist. Damit wird das einzelne Simulationsergebnis, welches durch arithmetische Mittlung der transienten Simulationsergebnisse gewonnen wird, verfälscht. Abhilfe schafft hier in der Regel eine weitere, jedoch zeitaufwendigere, Simulation.

## 2 Auswahl und Umsetzung einer geeigneten Topologie



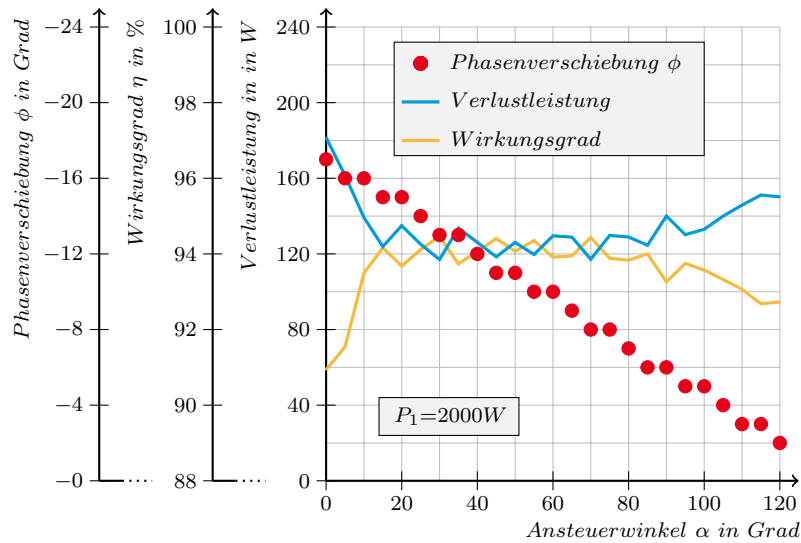
(a) Wirkungsgrad bei verschiedenen Betriebspunkten als 3D-Diagramm Darstellung



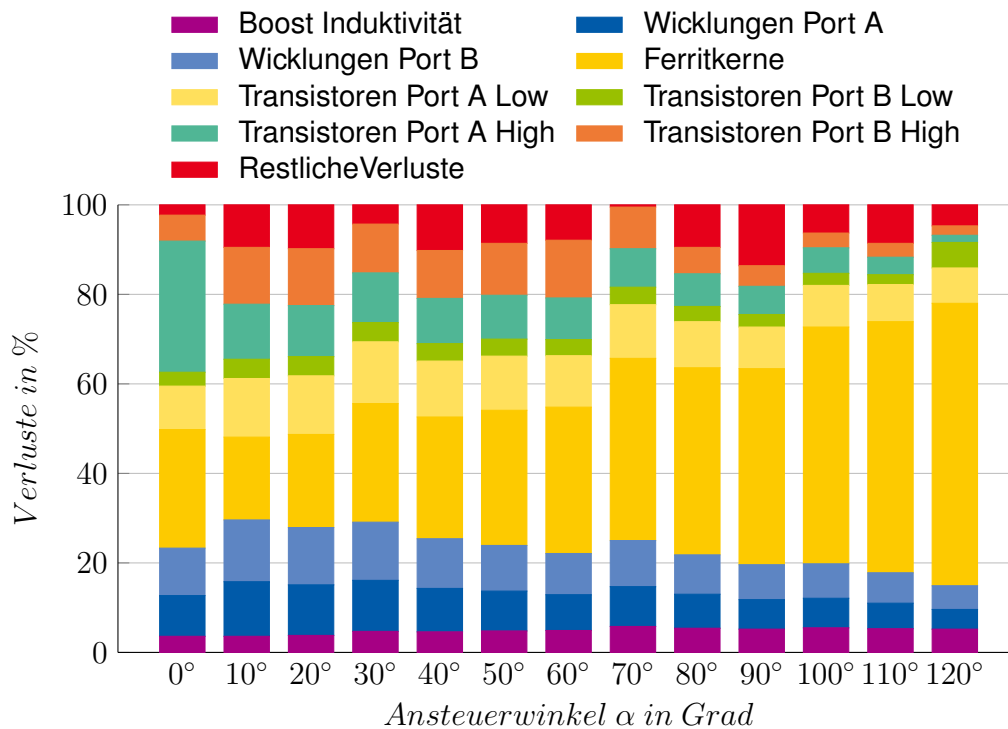
(b) Wirkungsgrad bei verschiedenen Betriebspunkten als 2D-Projektion

Abbildung 2.17: Simulation zur Effizienzbestimmung verschiedener Betriebspunkte bei 2000 W Lastfluss von Port B zu Port A

## 2 Auswahl und Umsetzung einer geeigneten Topologie



(a) Darstellung von Simulationsergebnissen des erreichbaren Wirkungsgrads, sowie der gesamten Verlustleistung bei konstanter Last von 2000W bei verschiedenen Ansteuerwinkeln  $\alpha$  unter Berücksichtigung der optimalen Phasenverschiebung  $\phi$



(b) Simulation zur Aufteilung der Verlustleistungen auf die verschiedenen Komponenten der Schaltung bei unterschiedlichen Arbeitspunkten und Vorgabe der Phasenverschiebung laut Abbildung 2.18(a)

Abbildung 2.18: Simulation zur Bestimmung der Verteilung der Verlustleistung bei 2000 W Lastfluss von Port B zu Port A

## 3 Technische Realisierung

Dieses Kapitel befasst sich mit der Realisierung des in dieser Arbeit publizierten Konzepts eines DC-DC Wandlers. Neben der Struktur des Aufbaus, welches in Kapitel 3.1 beschrieben wird, wird auch die Umsetzung des gewählten Konzepts anhand von Layoutdaten verdeutlicht, sowie die Korrespondenz zum Schaltbild erläutert. Ebenso werden Kommutierungsvorgänge für eine bestimmte Energieflussrichtung erklärt.

In Kapitel 3.3 f. wird die Realisierung der Transformatoren und Induktivitäten erklärt und basierend auf theoretischen Methoden eine geeignete Auswahl getroffen. Ebenso wird der schlussendliche Aufbau des Prototyps dargestellt und einzelne Segmente der Schaltung erklärt.

### 3.1 Struktur des Aufbaus

Basierend auf den Simulationsergebnissen aus dem Kapitel 2.8 wird ein Konzept zur praktischen Umsetzung gesucht. Dieses Konzept muss nicht nur den durch die Simulation erfassten Teil der Schaltung berücksichtigen, sondern auch Teile welche nicht simuliert werden konnten. Zusätzlich müssen bei der praktischen Umsetzung weitere Parameter berücksichtigt werden. Dazu gehören unter anderem:

- Mechanische Abmessungen von Bauelementen
- Erstellung eines Konzepts zur Kühlung
- Positionierung der mit Verlusten behafteten Komponenten
- Führung von Energie- und Datenleitungen im Bezug auf EMV-Verträglichkeit
- Einbindung von Verfahren zur Messung wichtiger elektrischer Größen

Das Finden einer möglichst idealen Struktur ist ein iterativer Prozess. Dabei werden die oben genannten Anforderungen Schritt für Schritt umgesetzt und teilweise wieder

### 3 Technische Realisierung

verworfen, bis schlussendlich eine akzeptable Gesamtlösung gefunden wurde. Es ist dabei oft hilfreich, andere technische Umsetzungen zu studieren und diese technische Umsetzung entsprechend anzupassen.

#### 3.1.1 Grundlagen zur Umsetzung

Interessanterweise beginnt man bei der technischen Realisierung des passiv gekühlten DC-DC Wandlers nicht mit der Umsetzung der schaltungstechnischen Komponenten, sondern mit dem thermischen Design. Dies kann dadurch begründet werden, dass elektrische Leistung wesentlich leichter transportiert werden kann als thermische.

Durch die gewünschte passive Kühlung des DC-DC Wandlers und der maximalen Leistung von  $3\text{ kW}$ , sowie des hohen Wirkungsgrads kann durchaus ein Vergleich zu konventionellen passiv gekühlten Wechselrichtern, welche für Photovoltaikanlagen Verwendung finden, angestellt werden. Bei diesen passiv gekühlten Wechselrichtern gleicher Leistung, welche Gleichstrom in Wechselstrom wandeln, wird zur Wärmeabführung ein großer Kühlkörper verwendet und jedes Bauelement, welches nennenswerte Wärmemengen erzeugt, durch diesen Kühlkörper gekühlt [17]. Studiert man die technische Umsetzung eines Wechselrichters, so zeigt sich, dass sämtliche Bauelemente welche Wärme abgeben, über die gesamte Fläche des Kühlkörpers verteilt montiert sind. Diese Anordnung benötigt durch den planaren Aufbau zwar mehr Platz bzw. Volumen, aber dafür wird die Wärme verteilt über die Kühlkörperfläche abgegeben, sodass keine thermischen Hot-Spots entstehen und die Temperaturen der Bauteile niedrig gehalten werden können.

#### 3.1.2 Planare Anordnung der Komponenten

Entsprechend den Simulationsergebnissen aus Kapitel 2.8.3 ergibt sich für jeden Betriebspunkt des Wandlers eine andere Verteilung der Verluste. Ebenso ist die Höhe der Verlustleistung abhängig vom Betriebspunkt. Um die Wärmeübertragung auf den Kühlkörper zu optimieren, wird eine planare Anordnung der Bauelemente gewählt. Als Basis für die Umsetzung kann das Blockschaltbild 3.1 herangezogen werden.

#### 3.1.3 Blockschaltbild des Wandlers

Das Blockschaltbild des DC-DC Wandlers zeigt eine vereinfachte Darstellung der verwendeten Schaltung nach Abbildung 2.2. Zusätzlich beinhaltet das Blockschaltbild die

### 3 Technische Realisierung

Anordnung der Hilfsspannungsversorgung sowie der Steuerungseinheiten, welche für den Port A und B galvanisch getrennt ausgeführt sind. Um die Welligkeit der entsprechenden Ausgangsspannung zu senken, sind am Port A und am Port B zusätzliche Filter angebracht, welche Gleichtakt- und Gegentaktstörspannungen herausfiltern.

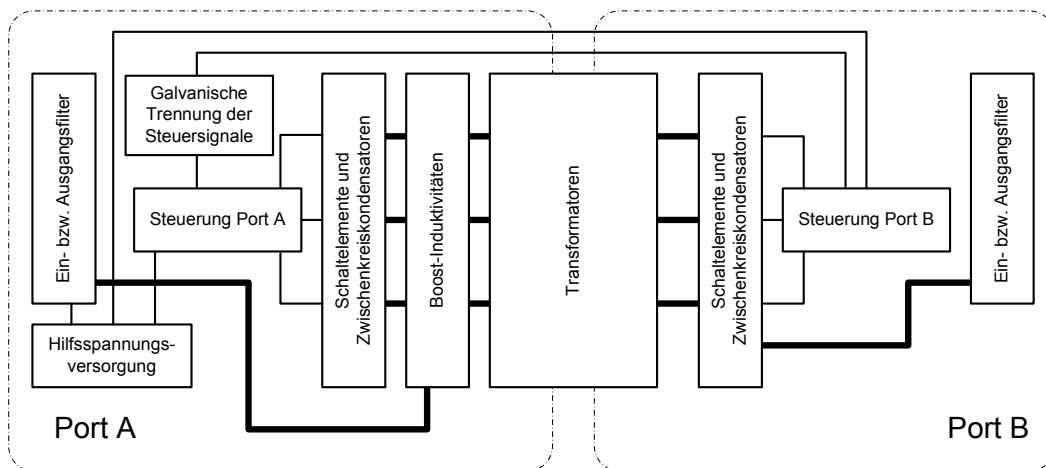


Abbildung 3.1: Schaltbild eines bidirektionalen Auf- bzw. Abwärtswandlers

#### 3.1.4 Kühlung der Bauelemente

Basierend auf den Simulationsergebnissen der Verlustleistungsaufteilung zeigt sich, dass die Leistungshalbleiter sowie die Ferritkerne der Transformatoren und die Ferritkerne der Boost- Induktivitäten in das Kühlkonzept zu integrieren sind. Die Wärmeübertragung der Wicklung auf den Kühlkörper kann nur schwer realisiert werden. Das bedeutet, dass die Kühlung der Wicklungen nur durch Konvektion an die Umgebungsluft abgegeben werden kann. Weitere Wärmequellen wie zum Beispiel der Schalttransistor der Hilfsspannungsversorgung oder die Treiberbausteine der Leistungshalbleiter verursachen nur geringe Wärmeleistungen und können über die natürliche Konvektion der Platine an die Umgebung abgegeben werden.



## 3.2 Umsetzung der Schaltung und Beschreibung von Schalt- bzw. Kommutiervorgängen

Dieses Kapitel befasst sich mit der praktischen Umsetzung der Schaltung. Dabei wird basierend auf dem Schaltungsentwurf ein Entwurf des Platinenlayouts erstellt. Zusätzlich wird in diesem Abschnitt der Kommutierungsvorgang des Stromes der Leistungshalbleiter erläutert. Dazu werden verschiedene Schaltzustände der Leistungshalbleiter im Schaltbild und im Layout gezeigt. Die entsprechenden Signale für den zeitlichen Verlauf der Schaltzustände sind in Abbildung 2.3 dargestellt.

### 3.2.1 Funktionsbeschreibung des Aufwärtswandlers bzw. Abwärtswandlers am Port A

Die in dieser Arbeit verwendete Topologie des DC-DC Wandlers kann als Zusammenschaltung eines Durchflusswandlers mit einem Aufwärts- bzw. Abwärtswandler betrachtet werden. Für den Fall, dass die Energieflussrichtung ausgehend vom Port A nach Port B verläuft, handelt es sich hierbei um einen Aufwärtswandler. Verläuft die Energieflussrichtung entgegengesetzt, so ist dieser Teil der Zusammenschaltung als Abwärtswandler zu betrachten. Abbildung 3.2(a) zeigt den entsprechenden Teil dieser Schaltung. Um die Funktion der Schaltung verdeutlichen zu können wird von einer Energieflussrichtung ausgehend vom Port A zum Port B ausgegangen. Diese Abbildung zeigt neben

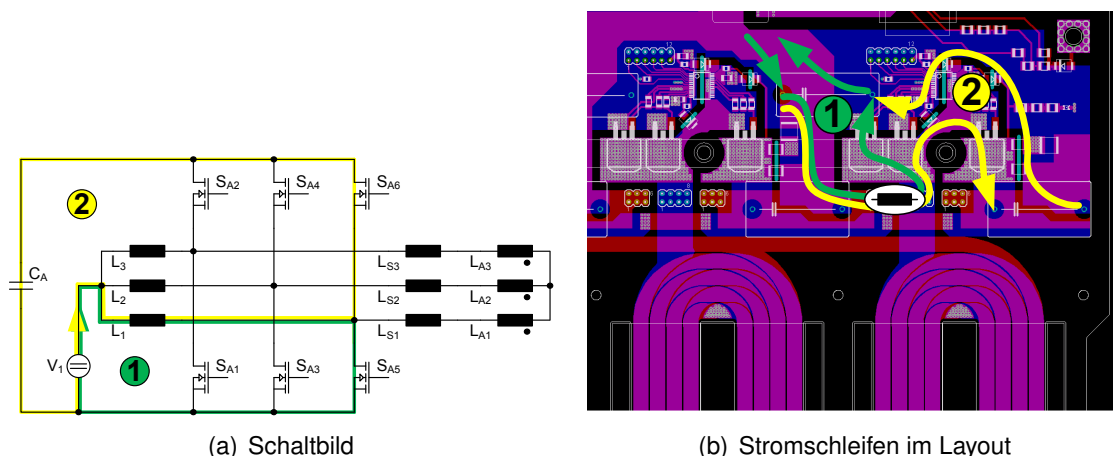


Abbildung 3.2: Kommutierung der ersten Phase des Aufwärtswandlers an der Niederspannungsseite (Port A)

### 3 Technische Realisierung

dem Schaltbild auch den Stromfluss zweier Schaltzustände einer Halbbrücke. Für den ersten Betrachtungsfall, dessen Stromschleife mit ① gekennzeichnet ist, ist der Low Side Leistungstransistor geschlossen. Bedingt durch die treibende Spannung welche durch die Spannungsquelle am Port A erzeugt wird, beginnt der Strom, welcher durch die Induktivität  $L_1$  fließt, anzusteigen. In Kapitel 1.2 wird die entsprechende Herleitung und Erklärung gezeigt. Abbildung 3.2(b) zeigt den Stromfluss der entsprechenden Stromschleifen basierend auf den Layout-Daten welche die Basis für die Herstellung der Platine darstellt. Ausgehend von der Quelle, welche im Layout nicht eingezeichnet ist, fließt der Strom über die obere Lage zur Induktivität. Diese befindet sich oberhalb des Transformators der entsprechenden Phase. Sie ist aus diesem Grund nur schematisch eingezeichnet. Der Strom verlässt dann die Induktivität und teilt sich entsprechend der Schalterstellung in zwei Pfade auf. Im ersten Fall welcher mit ① gekennzeichnet ist, fließt der Strom über die beiden parallel geschalteten Low-Side MOSFETs danach in der unteren Lage zur Quelle zurück. Die Low-Side MOSFETs werden in dieser Topologie stark belastet[11], weshalb sie parallelgeschaltet ausgeführt sind.

Sobald diese abgeschaltet werden, beginnt die Spannung zwischen Drain- und Sourcekontakt zu steigen. Zusätzlich unterstützt die Streuinduktivität des Transformators den Kommutiervorgang. Die Spannung der Induktivität beginnt aufgrund des Bauteilgesetzes zu steigen, sodass die parasitäre Diode des High-Side MOSFETs  $S_{A5}$  zu leiten beginnt, und den Strom weiterführt. Die entsprechende Energie wird in den Kondensator  $C_A$  übertragen. Der Strom fließt nach dem Kondensator über die Massefläche zur Quelle zurück. Die Kommutierung ist bereits vor dem Ende der Totzeit beider Transistoren abgeschlossen, sodass für den High-Side Transistor ZVTON erreicht wird. Ein auftreten der Spannungsabfall an der Diode wird durch das Einschalten des High-Side MOSFETs möglichst vermieden.

#### 3.2.2 Beschreibung der Funktion und der Kommutierung des Gegentakt- Durchflusswandlers am Port A

Während in 3.2.1 der Auf- bzw. Abwärtsandler beschrieben ist, wird in diesem Kapitel die Funktion und der Kommutierungsvorgang für den Gegentakt- Durchflusswandler gezeigt. Das Schaltbild welches der Erklärung dient ist in Abbildung 3.3(a) dargestellt. In diesem Schaltbild ist der zuvor beschriebene Aufwärtsandler eingezeichnet, wird aber für die Erklärung dieses Teiles der Schaltung vernachlässigt. Nimmt man als Vereinfachung an, dass sämtliche Bauteileigenschaften linear sind, so kann das Superpo-

### 3 Technische Realisierung

sitionsprinzip angewendet werden und die entsprechende Gesamtschaltung betrachtet werden.

Zwar ist die Topologie dreiphasig ausgeführt, aber zur Beschreibung ist der Kommutierungsvorgang einer Phase ausreichend. Entsprechend dem Schaltbild wird angenommen, dass die Energie für den Schaltvorgang stets aus dem Zwischenkreiskondensator  $C_A$  entnommen wird. Der Bezeichner ① zeigt den Strompfad für den Fall, dass die High-Side MOSFETs  $S_{A2}$ ,  $S_{A6}$  und die Low-Side MOSFETs  $S_{A3}$  geschlossen sind. Dabei fließt der Strom ausgehend vom Zwischenkreiskondensator über die MOSFETs  $S_{A2}$  und  $S_{A6}$  durch die Transformatoren der Phase 1 und 3 hindurch, vereint sich im Sternpunkt, fließt weiter über den Transformator der Phase 2, und fließt über die Transistoren  $S_{A1}$  und  $S_{A5}$  zum Zwischenkreiskondensator zurück.

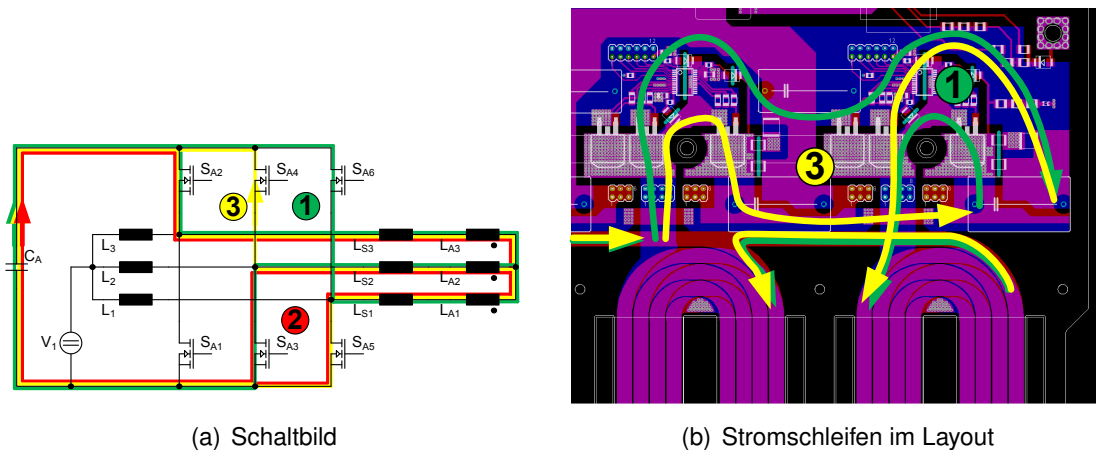


Abbildung 3.3: Kommutierung der ersten Phase des Durchflusswandlers am Port A

Abbildung 3.3(b) zeigt den entsprechenden Stromfluss. Um die Abbildung anschaulicher zu machen, wird der Transformator der Phase 1 nicht gezeigt. Dieser Schaltzustand tritt, bezugnehmend auf Abbildung 2.3, in der Zeit von  $\frac{2\pi}{3}$  bis  $\frac{4\pi}{3}$  auf. Für den Fall, dass der Ansteuerwinkel  $\alpha$  gleich null Grad ist, erfolgt die Kommutierung auf den Schaltzustand ③ nach  $\frac{4\pi}{3}$ . Falls der Ansteuerwinkel größer als null ist, tritt der zwischenzeitliche Schaltzustand ② ein. In diesem Schaltzustand sind für die Dauer von  $\alpha$  umgerechnet in die Zeit zwei Low-Side Transistoren, in diesem Fall  $S_{A3}$  und  $S_{A5}$  eingeschaltet. Der Kommutierungsvorgang wird durch die Streuinduktivität der jeweiligen Phase des Transformators unterstützt. Dabei wird im Falle eines Ausschaltvorgangs des MOSFETs  $S_{A3}$  während der Totzeit der Halbrücke der Strom auf den High-Side MOSFET  $S_{A4}$

### 3 Technische Realisierung

kommutiert, sodass für  $S_{A4}$  ZVTON erreicht werden kann. Der Kommutierungsvorgang von  $S_{A5}$  und  $S_{A6}$  wurde bereits im vorhergehenden Unterabschnitt gezeigt.

#### 3.2.3 Beschreibung der Funktion und des Kommutierungsvorgangs der Synchrongleichrichtung am Port B

Während die beiden vorherigen Kapitel den Schaltvorgängen des Ports A gewidmet wurden, beschreibt dieses Kapitel die Schaltvorgänge des Ports B. Die Schaltung der MOSFETs dieses Ports ist jener der Synchrongleichrichtung eines dreiphasigen Durchflusswandlers sehr ähnlich (siehe Abbildung 1.6). Auf die Glättungsinduktivität kann verzichtet werden, da deren Aufgabe durch die einzelnen Streuinduktivitäten der Transformatoren übernommen wird. Entgegen dem Schaltbild nach Abbildung 2.2 ist aufgrund einer Änderung des Wicklungssinns auch eine Änderung der Ansteuerung der MOSFETs zu berücksichtigen. Um jedoch mit Abbildung 2.3 konsistent zu bleiben werden die Bezeichnungen für den High- und Low-Side MOSFET vertauscht.

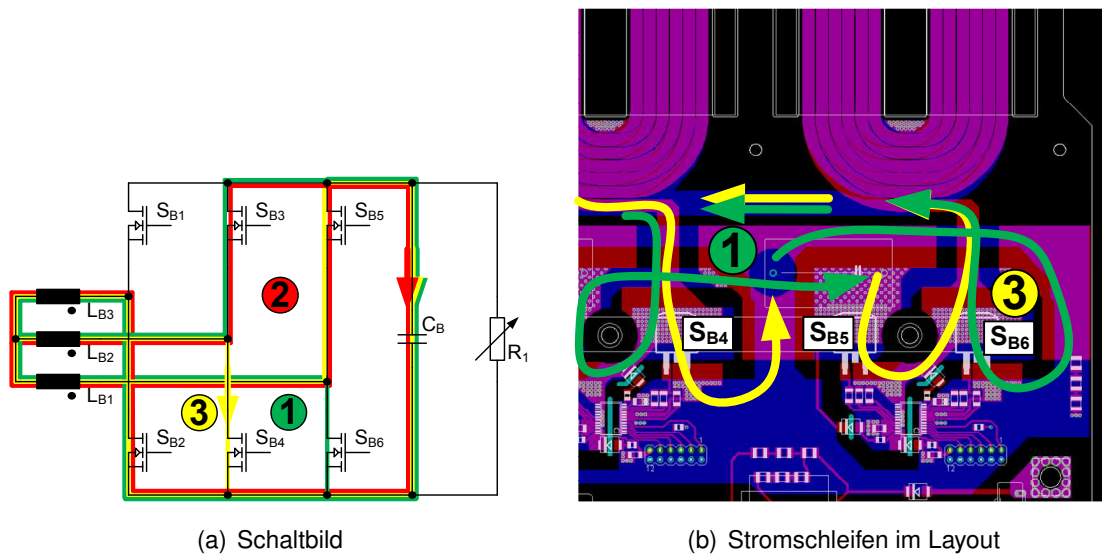


Abbildung 3.4: Synchronwandler am Port B

Wie auch in den vorherigen Beschreibungen, ist Abbildung 3.4 in zwei Teile geteilt. Abbildung 3.4(a) zeigt das Schaltbild sowie Stromschleifen während des Kommutierungsvorgangs von MOSFET  $S_{B3}$  auf  $S_{B5}$ . Die zeitliche Abfolge des Vorgangs ist ident mit jener aus Kapitel 3.2.2. Vor dem Schaltvorgang fließt der Strom entsprechend der

### 3 Technische Realisierung

Stromschleife ①. Zum Zeitpunkt  $\frac{4\pi}{3} + \phi$  schaltet der MOSFET  $S_{B6}$  ab, sodass der Strom über die Stromschleife ② zu fließen beginnt. Wieder unterstützt die Streuinduktivität des Transformators bei der Kommutierung, sodass noch während der Totzeit der Steuersignale für MOSFET  $S_{B5}$  und  $S_{B6}$  der Strom auf die parasitäre Diode von  $S_{B5}$  kommutiert. Nach dem Ende der Totzeit schaltet MOSFET  $S_{B5}$  ein. ZVTON wird in diesem Fall erreicht. Durch die stark nichtlineare Ausgangskapazität des MOSFETs wird ZVTOFF beim Ausschaltvorgang von  $S_{B6}$  möglich. Nachdem der Zeitpunkt  $\frac{4\pi}{3} + \phi + \alpha$  schaltet der MOSFET  $S_{B3}$  ab, der Strom kommutiert auf  $S_{B4}$  und dieser schaltet nach dem Ablauf einer Totzeit ein. Der Kommutierungsvorgang ist nun abgeschlossen und der Strom fließt entgegen dem Strompfad ③.

## 3.3 Transformator mit definierter Streuinduktivität

Um den Kommutierungsvorgang zu unterstützen, und damit ZVTON erreichen zu können, ist es notwendig die für eine Kommutierung notwendige Energie kurzfristig speichern zu können und definiert einzusetzen. Diese Bereitstellung von Energie wird bei dieser Topologie durch eine definierte Streuinduktivität zur Verfügung gestellt. Weil konventionelle Verfahren zur Herstellung von Wicklungen für Hochfrequenztransformatoren zwar günstig sind, aber der Wert der Streuinduktivität stark schwankt, werden in dieser Arbeit Planarwicklungen gesetzt.

### 3.3.1 Planar Transformator

Planare Wicklungsanordnungen, welche auch in den Arbeiten von [18] und [19] verwendet wurden, können direkt mit einer Leiterplatte hergestellt werden. Sie sind dadurch besonders gut reproduzierbar, was sich positiv auf die Stabilität des Werts der Streuinduktivität auswirkt. Um sie entsprechend einsetzen zu können, müssen auch entsprechende planare Ferritkerne verwendet werden. Für die Auswahl der entsprechenden Größe des Kerns spielen verschiedene Faktoren eine Rolle. Die Nachstehende Aufzählung zeigt die wesentlichen Faktoren.

- Effektiver Querschnitt des Ferritkerns
- Wicklungsfenster
- Kernmaterial

### 3 Technische Realisierung

- Verlustleistung des Kerns bei Belastung

Basierend auf Berechnungen bietet sich für die drei Transformatoren ein planar E64/10/50 Kern der Firma Ferroxcube an. Je Transformator werden zwei Stück verbaut. Das Kernmaterial ist 2C92 und für Frequenzen bis 100 kHz einsetzbar.

#### 3.3.2 Boost Induktivität

Für die Boost Induktivität, welche sich oberhalb des entsprechenden Transformators befindet, wird der gleiche Kern verwendet wie für den Transformator. Da der magnetische Kreis der Induktivität einen genau definierten Luftspalt aufweisen muss, wird ein entsprechendes Distanzstück eingebaut. Fixiert werden die Kerne durch ein mechanisches Spannsystem welches in Abbildung 3.5 gut zu erkennen ist. Die Wicklungen der Induktivität sind direkt auf einer Leiterplatte mit einer Dicke von 1,5 mm und einer Kupferauflage von  $70\ \mu\text{m}$  aufgebracht. Dabei enthält die Oberseite wie auch die Unterseite dieser Platine drei Windungen. Um das Wicklungsfenster voll zu nutzen, und den ohmschen Widerstand möglichst gering zu halten, wird diese Wicklung durch eine zweite direkt darunterliegende verstärkt. Der effektive Luftspalt des magnetischen Kreises hat durch das Distanzstück eine Länge von 0,61 mm. Der gemessene Wert der Induktivität beträgt, bei einer eingestellten Spannkraft des Kernpakets von 10 N,  $34,3\ \mu\text{H}$ .

#### 3.3.3 Wicklungsanordnung und Windungszahlenverhältnis

Alle drei Transformatoren müssen, um die Funktion der Schaltung gewährleisten zu können, dieselben elektrischen Eigenschaften aufweisen. Weil die Wicklungen der Transformatoren ebenso wie die Wicklungen der Boost- Induktivitäten in die Leiterplatte integriert sind, kann eine bestmögliche Reproduktion der Ergebnisse gewährleistet werden. Die Wicklungen der Transformatoren müssen einen bestimmten Abstand zueinander haben, um eine bestimmte Höhe der Streuinduktivität zu erhalten. Dieser Abstand ist durch den Einsatz von Abstandhaltern auf einen beliebigen Wert eingestellt worden. Abbildung 3.5 zeigt die Anordnung der Transformatoren sowie der Boost- Induktivitäten des Prototypen. Zur Zentrierung der Wicklungen werden Gewindeschrauben eingesetzt. Eine weitere Aufgabe der Gewindeschrauben ist die Fixierung der einzelnen Wicklungen durch Gewindemuttern, sowie die Übertragung der Spannkraft der Ferritkerne. In der Abbildung sind des Weiteren die Leistungshalbleiter der einzelnen Halbbrücken des Ports B, sowie die Zwischenkreiskondensatoren zu sehen. Der Abstand der Wicklungen des

### 3 Technische Realisierung

Ports A beträgt 3,44 mm und wird mit Distanzscheiben eingestellt. Durch diesen Abstand wird eine Streuinduktivität, entsprechend Tabelle 3.2, von  $2,98 \mu\text{H}$  bezogen auf Port A erreicht.

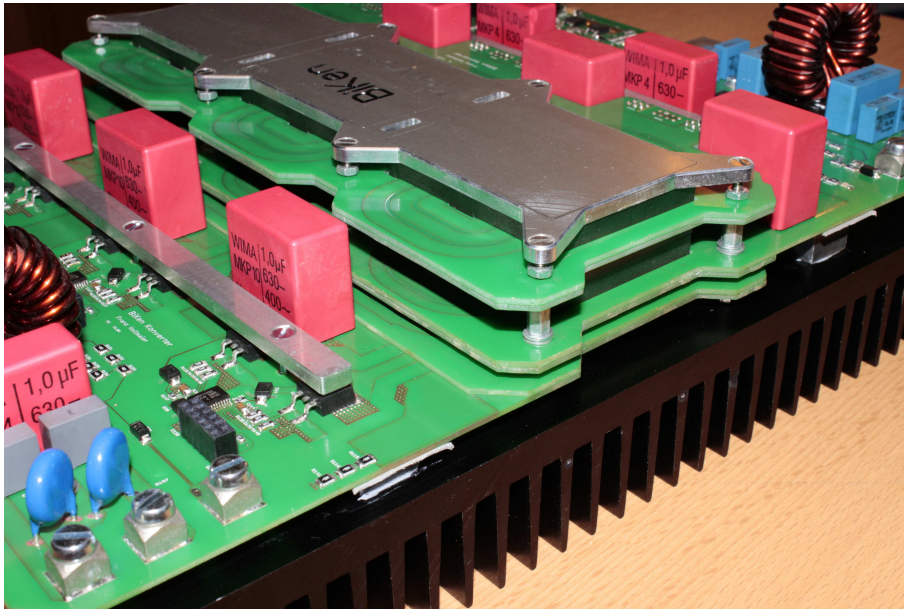


Abbildung 3.5: Darstellung der Anordnung von Boost-Induktivitäten, Zwischenkreiskondensatoren und Transformatoren mit dessen Planarwicklungen

#### 3.3.4 Anordnung der Ferritkerne

Die Boost- Induktivitäten der einzelnen Phasen sind mechanisch über den jeweiligen Transformatoren angeordnet. Da der verwendete Kern bei den Boost- Induktivitäten gleich dem der Transformatoren ist, ist eine Anordnung übereinander möglich. Der einfachste Aufbau besteht in der Anordnung von zwei gegenüberliegenden E-Kernen für einen Transformator, sowie einem darüber liegenden I- und E-Kern, welche den magnetischen Kreis für die Boost- Induktivität mit dem definierten Luftspalt bereitstellt. Abbildung 3.6(a) zeigt diese Anordnung. Der obere E-Kern des Transformators und der I-Kern der Boost- Induktivität bilden zusammen einen Bereich mit doppeltem Kernquerschnitt. Die magnetischen Flüsse des Transformators sowie die der Boost- Induktivität können aufgrund des Superpositionsprinzips addiert werden. Da ebenso die Frequenz beider Magnetfelder die selbe ist, kann durch eine geschickte Anordnung der Wicklungen der magnetische Fluss im betrachteten Bereich gesenkt werden, sodass der I-Kern entfernt

### 3 Technische Realisierung

werden kann, ohne dass die Flussdichte im verbleibenden E-Kern erhöht wird. Diese Anordnung ist in Abbildung 3.6(b) dargestellt. Um die Auswirkungen beider Anordnungen auf den Wirkungsgrad analysieren zu können, wird der Wicklungssinn aller Wicklungen im Design der Platinen des DC-DC Wandlers berücksichtigt. Für den praktischen Aufbau wird, wenn nicht anders angegeben, Anordnung A gewählt.

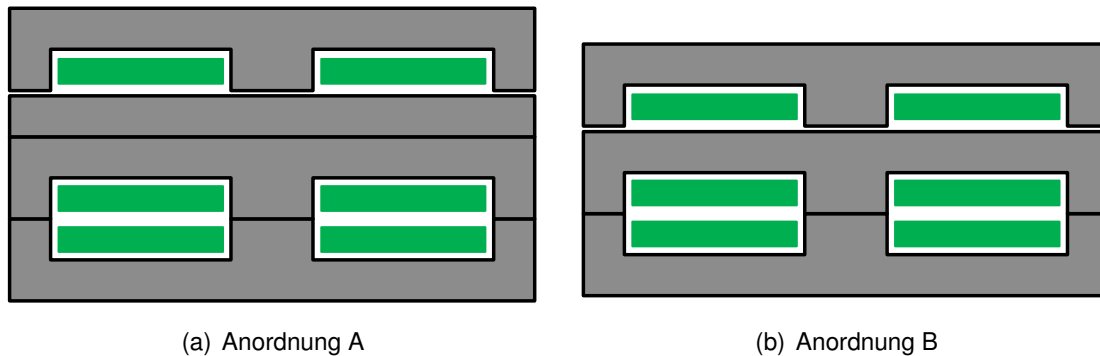


Abbildung 3.6: Mögliche Anordnungen der Ferritkerne

#### 3.3.5 Durchflutung im Transformator und magnetomotorisches Kraftdiagramm

In diesem Abschnitt wird das gewählte Wicklungssystem mit Bezug auf den magnetischen Kreis näher betrachtet. Um eine Streuinduktivität in der geforderten Höhe zu erhalten, wird ein variables Wicklungssystem verwendet. Das bedeutet, dass die Steuinduktivität des Wicklungssystems separat eingestellt werden kann. Dazu müssen zwei konzentrierte Wicklungen verwendet werden, welche variabel im magnetischen Kreis positioniert werden können. Der Einfluss des Abstandes beider Wicklungen zueinander bestimmt die Höhe der Streuinduktivität.

Abbildung 3.7 zeigt den Querschnitt des Wicklungssystems. Als Abstand beider Wicklungssysteme zueinander wird der Parameter  $h_L$  verwendet. Ebenso ist in dieser Abbildung das elektromotorische Kraftdiagramm (MMK bzw. engl. MMF) dargestellt. Dabei wird die Höhe Durchflutung über den Wicklungsquerschnitt betrachtet. Durch die beiden konzentrierten Wicklungen ergibt sich ein homogener Raum zwischen den Wicklungen, weshalb die Streuinduktivität nahezu linear zum Anstand  $h_L$  wächst.

Diese Anordnung hat aber einen wesentlichen Nachteil. Durch das hohe Streufeld, wel-



### 3 Technische Realisierung

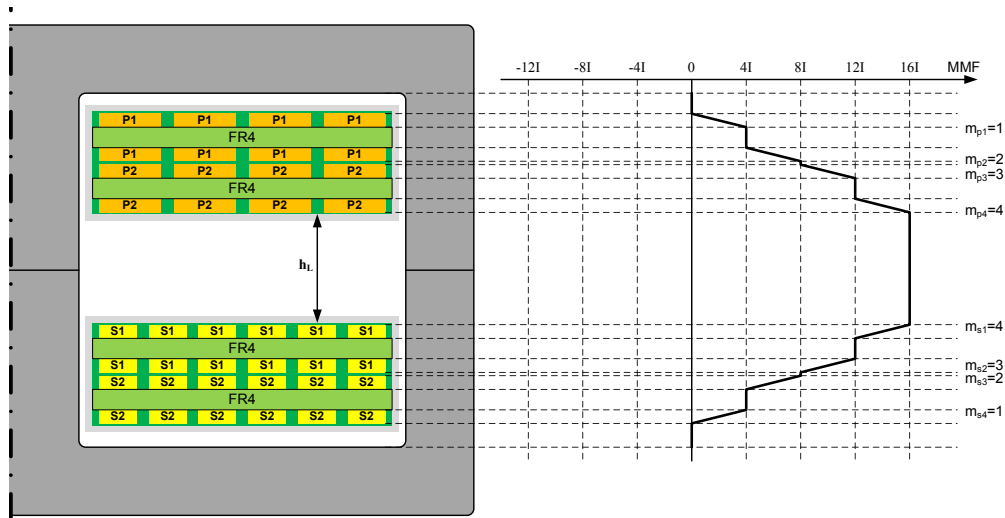


Abbildung 3.7: Wicklungssystem des Transformators mit entsprechendem MMK-Diagramm

ches sich aufgrund der konzentrierten Wicklungen ergibt, ist der Einfluss des Proximityeffekts in den Zonen mit erhöhtem MMK bzw. MMF-Wert nicht unerheblich [20].

#### 3.3.6 Auswirkungen der Anordnung des Wicklungssystems auf die Wicklungsverluste

Dieses Kapitel befasst sich mit der optimalen Auslegung des Wicklungssystems. Um die Verluste, welche in den Wicklungen auftreten, berechnen zu können, reicht es nicht den ohmschen Wicklungswiderstand heranzuziehen. Aufgrund der hohen Schaltfrequenz treten zusätzlich Verluste in den Wicklungen auf, welche zuvor berechnet werden müssen. Konkret wird die Verlustleistung in den Wicklungen durch drei verschiedene Effekte hervorgerufen. Diese Effekte sind:

- Ohmscher Widerstand der Wicklung
- Skineffekt
- Proximityeffekt

Während der ohmsche Widerstand sehr einfach durch das Vermessen der Wicklungsanordnung bestimmt werden kann, müssen bei der Bestimmung der Skin- und Proximityverluste genauere Analysen und Berechnungen angestellt werden. Dabei beginnt man

### 3 Technische Realisierung

mit der Analyse der Frequenzkomponenten des über die Wicklung geführten Stroms. Alle in diesem Kapitel angestellten Analysen beziehen sich auf die Wicklungen des Ports A des Transformators. Da die Signalform des Stroms abhängig von den Zwischenkreisspannungen, sowie der übertragenen Leistung ist, muss eine erste Annahme getroffen werden. Dazu wird ein Stromsignal herangezogen, welches sich bei einer übertragenen Leistung von 2000 W, einer Spannung am Port A von 96 V und den Betriebsparametern  $\alpha = 0^\circ$  und  $\phi = -12^\circ$  einstellt. Dieser Betriebspunkt wurde aufgrund seines besonders typischen Oberschwingungsgehalts ausgewählt. Aus dem Ergebnis der entsprechenden Simulation können die Frequenzanteile extrahiert werden. Tabelle 3.1 zeigt in den ersten beiden Spalten diese Ergebnisse.

Basierend auf diesen Werten kann nun die scheinbare Erhöhung des ohmschen Widerstandes berechnet werden. Die durch den Skin- und Proximityeffekt hervorgerufenen Verluste sind proportional zum Quadrat des Stroms und können daher als zusätzlicher ohmscher Widerstand betrachtet werden. Während der Skineffekt die Wirkung der Stromverdrängung im Leiter selbst beschreibt, ist der Proximityeffekt eine Wirkung des Stromes in einem benachbarten Leiter. Beide Effekte können unabhängig voneinander näherungsweise berechnet werden.

Die Skintiefe, welche die äquivalente leitende Schichtdicke darstellt, berechnet sich nach Formel 3.1. Der Parameter  $\rho$  stellt dabei den spezifischen Widerstand des Leitermaterials,  $\omega$  die Kreisfrequenz und  $\mu$  die Permeabilität des Leitermaterials dar.

$$\delta = \sqrt{\frac{2\rho}{\omega\mu}} \quad (3.1)$$

Basierend auf der Herleitung nach [21] lässt sich der äquivalente ohmsche Widerstand eines unendlich langen Folienleiters bestimmen. Dazu wird eine Hilfsvariable nach Formel 3.3 berechnet, wobei die Dicke des Leiters mit  $h$  bezeichnet wird. Diese Hilfsvariable wird dann in die hergeleitete Formel 3.2 eingesetzt und man erhält den äquivalenten ohmschen Widerstand des Folienleiters unter den zuvor definierten Voraussetzungen.

$$\frac{R_{ac}}{R_{dc}} = \frac{\xi}{2} \cdot \frac{\sinh \xi + \sin \xi}{\cosh \xi - \cos \xi} \quad (3.2)$$

$$\xi = \frac{\sqrt{\pi}}{2} \frac{h}{\delta} \quad (3.3)$$

Durch die Orthogonalität von Skin- und Proximityeffekt [22] können beide Effekte getrennt voneinander berechnet und zusammengeführt werden. Formel 3.4 stellt diese Zu-

### 3 Technische Realisierung

sammenführung dar. Hierbei stellt der erste Summand die Widerstandserhöhung durch den Skineneffekt und der zweite Summand die Erhöhung durch den Proximityeffekt dar. Weil es sich beim Proximityeffekt um einen Nachbarschaftseffekt handelt, ist die Anzahl der benachbarten Wicklungslagen von Bedeutung. In Formel 3.4 wird mit  $m$  die betrachtete Wicklungslage bezeichnet. Diese Art der Berechnung der Proximityverluste ist als Methode nach Dowell in der Literatur zu finden[21].

$$R_{ac,m} = R_{dc,m} \cdot \frac{\xi}{2} \left[ \frac{\sinh \xi + \sin \xi}{\cosh \xi - \cos \xi} + (2m - 1)^2 \frac{\sinh \xi - \sin \xi}{\cosh \xi + \cos \xi} \right] \quad (3.4)$$

Um eine möglichst optimale Wicklungsanordnung zu schaffen, wurden verschiedene Dicken der Kupferauflage, sowie eine unterschiedliche Anzahl von parallel geschalteten Wicklungen miteinander verglichen. Konkret gibt es zwei zur Auswahl stehende Dicken der Kupferauflage. Diese sind  $70 \mu\text{m}$  oder  $105 \mu\text{m}$  dick. Tabelle 3.1 zeigt die konkreten Werte der auftretenden Verlustleistung basierend auf Strom und Frequenz der entsprechenden Oberschwingung, sowie der Kupferdicke und der Anzahl der parallelgeschalteten Wicklungen. Ebenso zeigt die Tabelle in der untersten Zeile die Höhe der Gesamtverluste für die gewählte Konfiguration.

		70um				105um			
Harmonische	Amplitude	1 Wicklung	2 Wicklungen	3 Wicklungen	4 Wicklungen	1 Wicklung	2 Wicklungen	3 Wicklungen	4 Wicklungen
	A	W	W	W	W	W	W	W	W
Grundschiwingung	18.420	7.86	4.09	2.92	2.40	5.44	5.44	3.26	2.82
2	4.183	2.03	1.18	0.98	0.94	1.55	1.55	1.32	1.52
3	0.003	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00
4	2.063	0.55	0.43	0.47	0.56	0.55	0.55	0.78	1.13
5	1.483	0.30	0.28	0.33	0.41	0.35	0.35	0.58	0.87
6	0.003	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00
7	1.104	0.20	0.23	0.32	0.41	0.28	0.28	0.55	0.87
8	0.794	0.11	0.15	0.21	0.27	0.17	0.17	0.36	0.56
9	0.003	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00
10	0.684	0.10	0.15	0.22	0.30	0.17	0.17	0.37	0.60
11	0.457	0.05	0.08	0.12	0.16	0.08	0.08	0.19	0.31
12	0.003	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00
13	0.431	0.05	0.09	0.14	0.19	0.09	0.09	0.22	0.35
14	0.266	0.02	0.04	0.06	0.08	0.04	0.04	0.09	0.15
15	0.003	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00
<b>Gesamtverluste</b>		<b>11.29</b>	<b>6.76</b>	<b>5.84</b>	<b>5.83</b>	<b>8.75</b>	<b>8.75</b>	<b>7.82</b>	<b>9.34</b>

Tabelle 3.1: Ohmsche Verluste der Primärwicklung des Transformators unter Berücksichtigung von Skin- und Proximityverlusten, Berechnet unter Zuhilfenahme von Formel 3.4

Die gezeigten Werte basieren auf Näherungen, weshalb die absolute Genauigkeit wesentlich niedriger ist als die Berechnung mit einer Finite-Elemente-Software. Durch den

### 3 Technische Realisierung

Vergleich der gesamten Verlustleistung der verschiedenen Konfigurationen zeigt sich aber, dass Wicklungen welche aus einer Leiterplatte mit  $105\ \mu\text{m}$  Kupferauflage zwar einen geringeren ohmschen Widerstand aufweisen als Wicklungen mit einer Leiterplatte mit  $70\ \mu\text{m}$  Kupferauflage, aber aufgrund der höheren Skin- und Proximityverluste nicht die optimale Lösung darstellen.

Für die konkrete technische Umsetzung in dieser Arbeit werden die Wicklungen aus Platinen mit  $70\ \mu\text{m}$  Kupferauflage verwendet und je zwei davon parallel geschaltet. Zwar bringt das weitere Parallelschalten mit einer dritten Platine noch geringere Verlustleistung, jedoch ist die praktische Umsetzung wesentlich aufwendiger.

#### 3.3.7 Experimentelle Ermittlung der Streuinduktivität

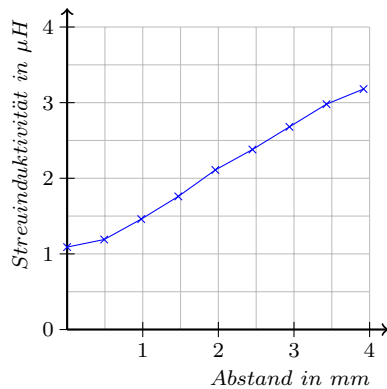
Während im Kapitel 3.3.5 die Durchflutung der Transformatoren gezeigt wurde, beschreibt dieses Kapitel die experimentelle Messung der Streuinduktivität. Dazu wird je eine unbestückte Platine des Ports A und des Ports B sowie zwei planare Ferritkerne verwendet. Um die Messung der Streuinduktivität durchzuführen wird die Wicklung des Ports A kurzgeschlossen und eine sinusförmige Spannung an den Wicklungsenden des Ports B angeschlossen. Durch eine Messung von Strom, Spannung und Phasenlage kann die Streuinduktivität des Transformators ermittelt werden. Die Messfrequenz beträgt  $100\ \text{kHz}$ , während der gemessene Strom, bedingt durch die verwendeten Messgeräte,  $140\ \text{mA}$  nicht überschreiten konnte.

Anzahl der Distanzscheiben	Luftspalt $h_L$	Streuinduktivität
1	mm	$\mu\text{H}$
0	0	1,09
1	0,49	1,19
2	0,98	1,46
3	1,47	1,76
4	1,96	2,11
5	2,45	2,38
6	2,94	2,68
7	3,43	2,98
8	3,92	3,18

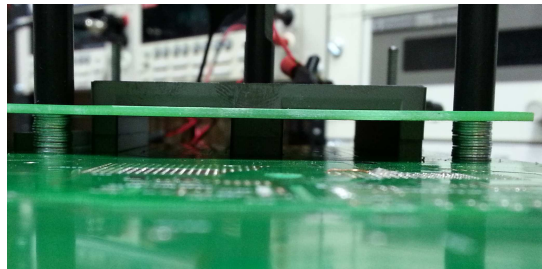
Tabelle 3.2: Gemessene Werte der Streuinduktivität bei Variation der Luftspalthöhe

In Tabelle 3.2 sind die entsprechenden Messwerte für den oben genannten Versuchsaufbau dargestellt. Sie zeigen die Abhängigkeit der Streuinduktivität in Abhängigkeit des Abstands der Wicklungen zueinander. Als Distanz werden Scheiben mit einer Dicke

### 3 Technische Realisierung



(a) Gemessene Streuintduktivität



(b) Distanzierung mittels Scheiben

Abbildung 3.8: Messung und Darstellung des Luftspaltes der Streuintduktivität

von 0,49mm verwendet. Jene Wicklungen welche zur Erhöhung der Konduktanz beitragen sind in dieser Messung berücksichtigt, aber in Abbildung 3.8(b) nicht dargestellt.

## 3.4 Prototyp der leistungselektronischen Einheit

Der Prototyp der leistungselektronischen Einheit des DC-DC Wandlers ist in Abbildung 3.9 dargestellt. In der Abbildung links unten sieht man den positiven und negativen Anschluss des Ports A, sowie den Anschluss der Hilfsspannungsversorgung. Durch die elektrische Trennung der Hilfsspannungsversorgung und der leistungselektronischen Einheit kann die Ansteuerung direkt betrieben werden, ohne den DC-DC Wandler einschalten zu müssen. Oberhalb der Anschlüsse sind Filter montiert, welche Gleich- und Gegentaktspannungen filtern. Diese Komponenten sind auch auf der gegenüberliegenden Seite, dem Port B, eingebaut. In der Mitte der Abbildung sieht man die drei Boost- Induktivitäten mit den darunter liegenden Transformatoren. Die Zwischenkreiskondensatoren (rot) sind ebenso auf beiden Seiten in der gleichen Größe vorhanden. Die Transistoren, welche das Schalten übernehmen, sind unter den Leisten aus Aluminium montiert.

## 3.5 Signalprozessorsystem

Die leistungselektronische Einheit welche im vorherigen Kapitel 3.4 beschrieben wurde, kann natürlich nur dann arbeiten, wenn die entsprechenden Steuersignale für die Trei-

### 3 Technische Realisierung

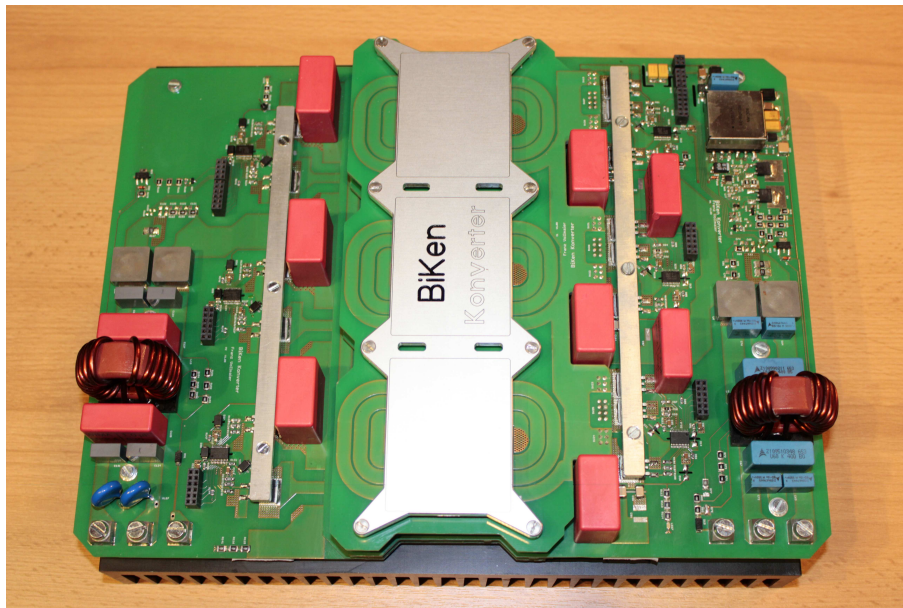


Abbildung 3.9: Darstellung des DC-DC Wandlers ohne Signalprozessorsystem

berbausteine in einer genauen zeitlichen Abfolge zur Verfügung gestellt werden. Dies erfordert ein Signalprozessorsystem welches taktsynchron aber definiert zeitversetzt die Signale für die Treiberbausteine des Ports A und B erzeugen kann. Weil die elektrischen Signalleitungen der Treiberbausteine galvanisch mit den Leistungshalbleitern verbunden sind, muss auch eine entsprechende galvanische Trennung im Signalprozessorsystem berücksichtigt werden.

#### 3.5.1 Hilfsspannungsversorgung

Die Spannungsversorgung des Signalprozessorsystems wird über ein Hilfsspannungsnetzteil platziert am Port A bereitgestellt. Dieses Netzteil ist als Sperrwandler mit Speichertransformator ausgeführt, und kann über einen weiten Eingangsspannungsbereich zwei voneinander galvanisch getrennte Spannungen erzeugen. Der Eingangsspannungsbereich des Sperrwandlers beträgt 65 – 250 V. Die Ausgangsspannung des Hilfsspannungsnetzteils beträgt 15 V und ist mit je 1 A belastbar. Eine Spannung in dieser Höhe erscheint insofern interessant, weil damit direkt die Treiberbausteine der Leistungs-MOS-FETs betrieben werden können. Abbildung 3.10 zeigt die Hilfsspannungsversorgungseinheit als komplette Einheit rechts neben den Filterinduktivitäten.

Diese Abbildung zeigt auch die Stützkondensatoren welche direkt nach der Filterein-

### 3 Technische Realisierung

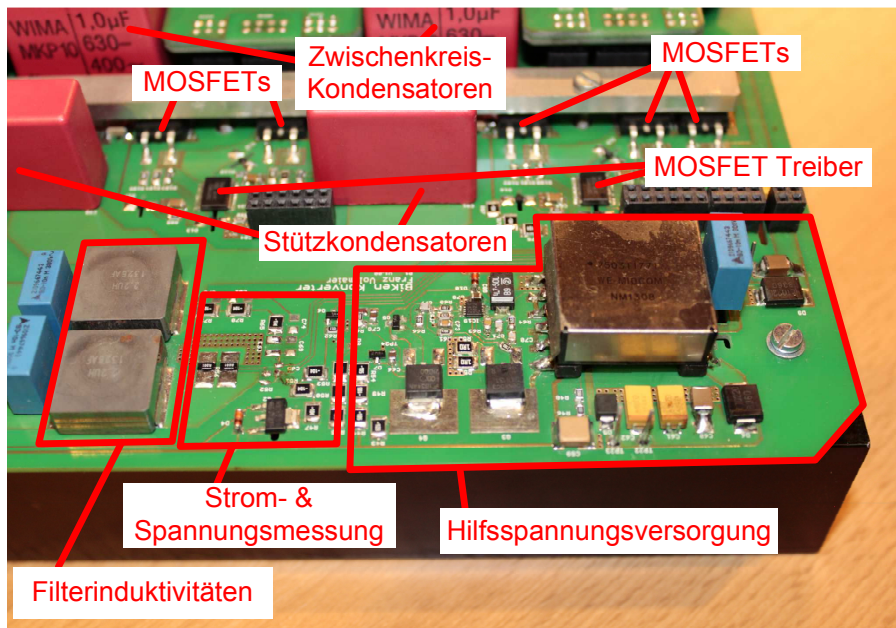


Abbildung 3.10: Sperrwandler als Hilfsspannungsversorgung

heit des Ports nachgeschaltet sind, sowie die Zwischenkreiskondensatoren welche in Abbildung 2.2 zu einem Kondensator zusammengezogen sind und die Bezeichnung  $C_A$  tragen. Des Weiteren ist in dieser Abbildung die Anordnung der MOSFETs des Ports A zu erkennen sowie dessen Treiberbausteine welche sich davor befinden.

#### 3.5.2 Aufbau

Das Signalprozessorsystem selbst besteht im Wesentlichen aus zwei Platinen (Abgebildet in 3.11), welche jede für sich einen Signalprozessor beinhaltet. Jede dieser Platinen wird über die 15 V-Spannungsversorgung der Hilfsspannungsversorgung versorgt und beinhaltet zudem einen Abwärtswandler welcher daraus eine 5 V Spannungsversorgung für diverse Logikbausteine bereitstellt. Zudem sind noch weitere lokale Spannungsregler und Spannungsreferenzen verbaut. Die Programmierung sowie die anschließende Kommunikation zwischen Signalprozessorsystem und Entwicklungscomputer erfolgt über ein galvanisch getrenntes USB Interface. Als Signalprozessor wird ein ARM7 der Firma NXP Semiconductors eingesetzt und mit einem Takt von 36 MHz betrieben. Konkret handelt es sich um die Type LPC2148. Die Höhe der gewählten Taktfrequenz ist keineswegs durch die maximale Taktfrequenz des Prozessors begrenzt, sondern ergibt sich aus der



### 3 Technische Realisierung

Überlegung, dass sie 360 mal höher ist als die eigentliche Taktfrequenz der leistungselektronischen Einheit. Dies ergibt den Vorteil, dass die Umrechnung der Parameter der Phasenverschiebung sowie des Ansteuerwinkels in Winkelgrad direkt auf den Takt des Signalprozessors rundungsfehlerfrei abgebildet werden kann. Damit ist auch die maximale Auflösung von Ansteuerwinkel und Phasenverschiebung mit 1 Grad definiert. Eine Erhöhung der Auflösung, bei gleichbleibender Taktfrequenz der leistungselektronischen Einheit, kann damit nur mittels Erhöhung der Taktfrequenz des Signalprozessorsystems erreicht werden.

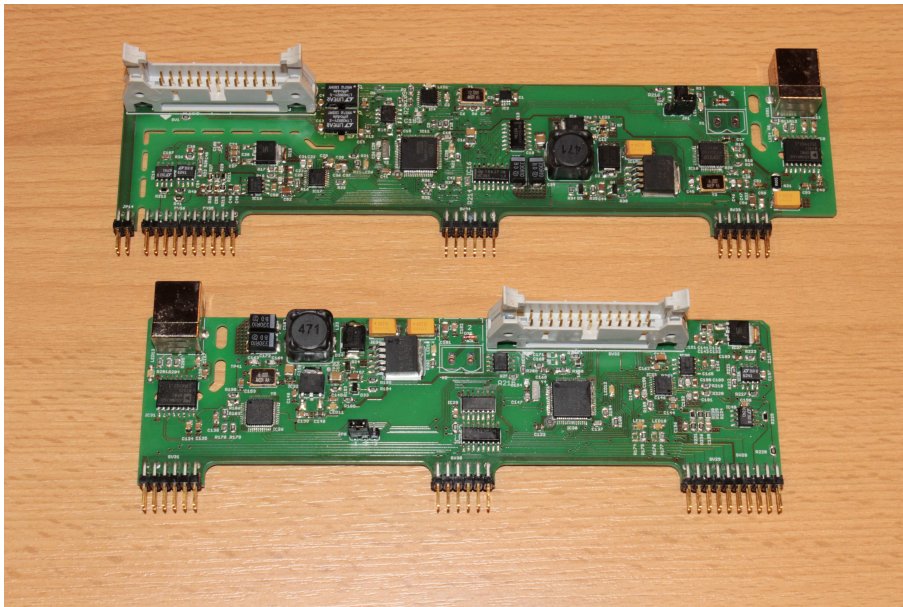


Abbildung 3.11: Signalprozessorsysteme zur Ansteuerung der Halbbrücken des Ports A und B

Weil die beiden Signalprozessorsysteme galvanisch mit dem jeweiligen Port des DC-DC Wandlers verbunden sind, muss auch die Kommunikationsschnittstelle der Signalprozessoren galvanisch getrennt ausgeführt werden. Dazu wird als Bussystem ein bidirektionales serielles Bussystem verwendet und durch zusätzliche Signalleitungen für schnelle Interaktionen ergänzt. Die galvanische Trennung der Signalleitungen wird durch spezielle Logikbausteine bereitgestellt. Diese Bausteine sind in Abbildung 3.11 auf der oberen Platine rechts neben dem Steckverbinder zu sehen. Verbunden werden beide Signalprozessorsysteme mit einem verdrehten Flachbandkabel, welches aufgrund der paarweisen Verdrehung der Einzeladern wesentlich resistenter gegen magnetische Störeinflüsse ist [23]. Neben den Signalen wird auch die Spannungsversorgung für das



### 3 Technische Realisierung

Signalprozessorsystem des Ports B über dieses Kabel geführt.

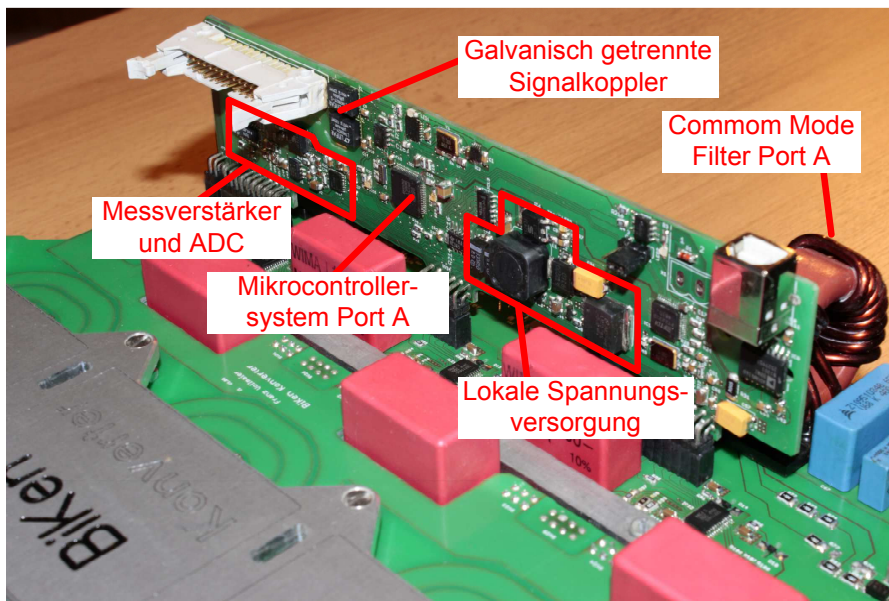


Abbildung 3.12: Darstellung des Ports A des DC-DC Wandlers mit Signalprozessorsystem

Die in Abbildung 3.12 gezeigte Darstellung zeigt den Port A des Wandlers mit eingebautem Signalprozessorsystem. Weder das entsprechende Verbindungskabel zum zweiten Signalprozessorsystem, noch das USB-Kabel zur Ansteuerung sind angeschlossen.

#### 3.5.3 Synchronisation der Signalprozessorsysteme

Wie bereits in den einleitenden Kapiteln beschrieben handelt es sich bei dem in dieser Arbeit gezeigten Topologie um einen DC-DC Wandler mit Synchronwandlung. Durch die galvanische Trennung beider Ports des Wandlers ergibt sich die Problematik der Datenübertragung sowie der Synchronisation beider Signalprozessorsysteme. Die Kommunikation beider Systeme erfolgt grundsätzlich über integrierte Koppelbausteine des Typs LTM2892 vom Hersteller Linear Technology. Bedingt durch ihren Aufbau können sie nur Signale bis zu einer maximalen Frequenz von 12MHz übertragen, sodass sie für die Übertragung des gewählten Grundtakts von 36MHz als nicht geeignet erscheinen. Um diese Problematik umgehen zu können, wird das Taktsignal entsprechend dem Blockdiagramm, welches in Abbildung 3.13 dargestellt ist, erzeugt.

### 3 Technische Realisierung

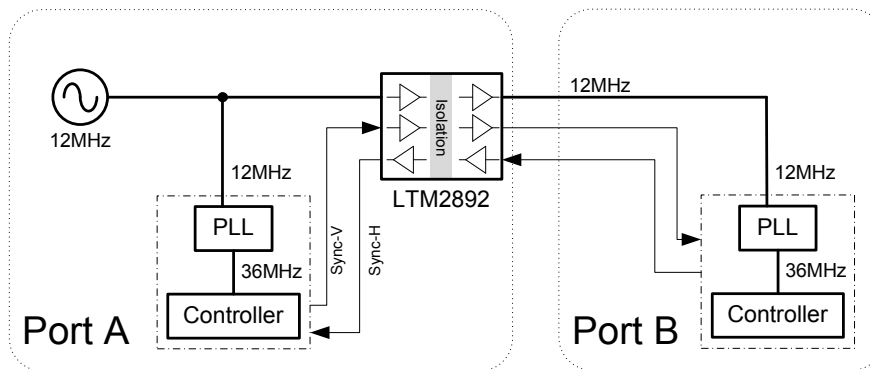


Abbildung 3.13: Blockschaltbild der Taktsignalübertragung

Die Generierung des Referenztakts erfolgt über einen Oszillator welcher auf der Steuerplatine des Ports A angebracht wird. Dieses Taktsignal wird anschließend in zwei Teile aufgeteilt. Zum einen wird der Takt lokal in dem Phase-Locked-Loop Taktgenerators (PLL) des Mikrocontrollers weiterverarbeitet und zum Anderen wird das Taktsignal über den Koppelbaustein LTM2892 galvanisch getrennt über das verdrehte Verbindungskabel auf die Steuerplatine des Ports B übertragen. Weil beide Signalprozessorsysteme vom gleichen Typ sind, werden die 12MHz Taktsignale gleichwertig weiterverarbeitet. Um nun auf die gewünschte Taktfrequenz von 36MHz zu gelangen, verdreifacht die PLL das Taktsignal und gibt es dem Controller weiter. Die Taktsignale des Controllers haben daher die gleiche Frequenz.

Um nun Phasengleichheit herstellen zu können, wird mittels Softwarebefehls eine Phasensynchronisation eingeleitet. Dazu wird ein Startsignal mittels der Signalleitung Sync-V vom Controller des Ports A zum Controller des Ports B übertragen welcher daraufhin ein Signal über Sync-H zurückschickt und seine PWM-Einheit resetiert. Der Controller des Ports A wartet auf die Ankunft des Signals Sync-H und resetiert ebenso seine PWM-Einheit. Bei der Umsetzung dieser Art von Synchronisation ergibt sich jedoch das Problem, dass ein Jitter auftritt. Abbildung 3.14 zeigt diesen Jitter sehr deutlich anhand einer Oszilloskopaufnahme. Das Auftreten dieses Jitters ist nicht ungewöhnlich und in der Computertechnologie durchaus bekannt. Er ergibt sich aus der technisch bedingten Einschränkung, dass ein Prozessorsystem mehrere Takte benötigt um den Signalzustand an einem Portpin festzustellen. In diesem konkreten Fall sind es maximal 8 Takte.

Weil jedoch die Zeitdifferenz von zwei aufeinanderfolgenden Takten per Definition

### 3 Technische Realisierung

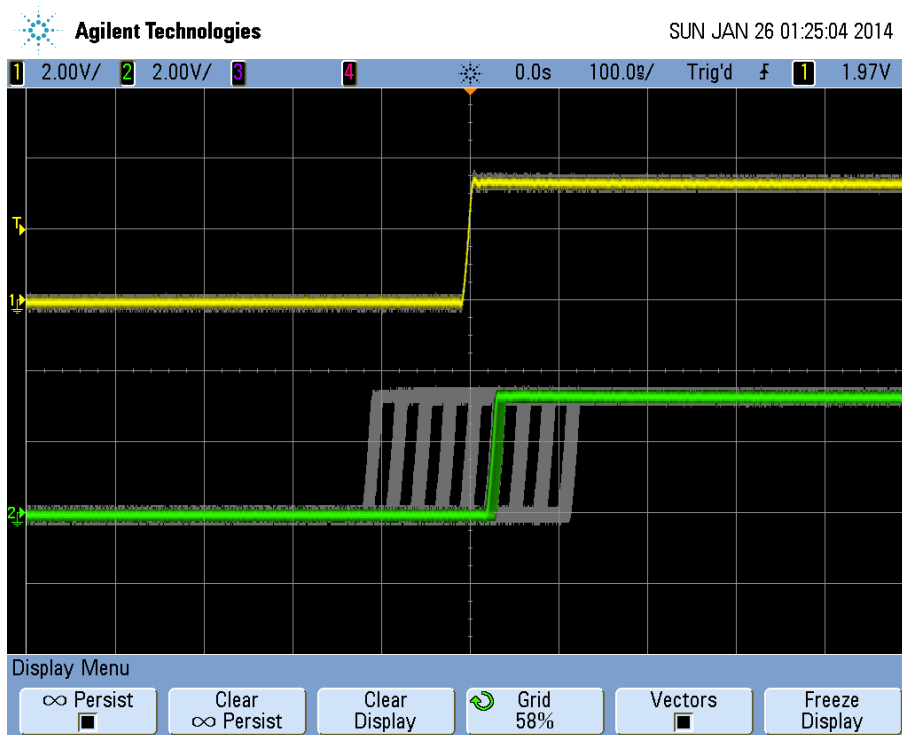


Abbildung 3.14: Auftretender Jitter bei der Synchronisation

einen Winkelgrad an Abweichung in der Phasenverschiebung bedeuten, ist ein Jitter in dieser Höhe nicht vertretbar. Um diesen Jitter vermindern zu können gibt es mehrere Ansätze, welche aber auf andere Prozessorarchitekturen zurückgreifen oder einen höheren Einsatz von Logikbausteinen bzw. programmierbarer Logik erfordern. In diesem Fall wird ein anderer Ansatz gewählt. Dazu wird dieser Teil des Programms in Assemblersprache geschrieben und der Synchronisationsvorgang abgeändert.

Die Synchronisation erfolgt nicht durch einen einzigen Impuls, sondern basiert darauf, dass ein Mikrocontroller ein Rechtecksignal mit der kürzestmöglichen Periodendauer plus einem Leertakt ausgibt. Der empfangende Mikrocontroller tastet stets mit seiner höchstmöglichen Frequenz ab. Somit ergibt sich ein überschneidendes Signal, welches sich anhand der zeitlichen Erfassung der Überschneidung exakt auf den Synchronisationspunkt zurückrechnen lässt.

### 3.6 Umsetzung der Kennliniensteuerung

Die Kennliniensteuerung besteht im wesentlichen aus einem Spannungsregler dessen Sollwert abhängig ist vom Laststrom. Der Zusammenhang zwischen Laststrom und der Spannung wird anhand einer Kennlinie definiert. Diese Kennlinie wird durch ein Polynom bestimmt, vorausberechnet und in einer Tabelle abgespeichert. Diese Werte werden dem Regler als

Lookup-Table zur Verfügung gestellt. Dies reduziert zwar die Auflösung der Kennliniensteuerung, bringt aber einen Geschwindigkeitsvorteil bei der Sollwertbestimmung.

Durch dieses Verfahren muss die Polynomfunktion nicht in Echtzeit berechnet werden, sondern der Regleralgorithmus sucht gezielt den nächsten passenden Wert in der Lookup-Table. Dazu wird ein Feld mit den vorausberechneten Werten im Speicher des Controllers angelegt. Jede Speicherstelle stellt dabei einen bestimmten Stromwert dar und beinhaltet den entsprechenden Spannungswert welcher als Sollwert dem Regler bereitgestellt wird. Wird nun ein bestimmter Strom gemessen, so kann aufgrund der konstanten Schrittweite und dem linearen Anstieg der vordefinierten Arbeitspunkte mittels indirekter Adressierung unmittelbar zugegriffen werden. Damit bleibt die Dynamik des Reglers unabhängig von der Komplexität der zuvor durchgeführten Berechnung. Der Bedarf an Speicherstellen steigt jedoch mit der Höhe der Auflösung der Arbeitspunkte linear.

#### 3.6.1 Bestimmung der Wandlerparameter $\alpha$ und $\phi$

Um den DC-DC Wandler entsprechend anzusteuern müssen die Parameter  $\alpha$  und  $\phi$  ebenso zur Laufzeit bestimmt werden. Demnach ist auch hier eine Lookup-Table empfehlenswert. Im Gegensatz zur Lookup-Table der Reglersollwertbestimmung muss hier die Lookup-Table die Parameter Spannung und Strom am Ausgang berücksichtigen, weshalb die Komplexität dieser Lookup-Table quadratisch zur Auflösung ist. Ebenso muss berücksichtigt werden, dass diese Lookup-Table wie auch die Lookup-Table der Sollwertbestimmung für beide Lastflussrichtungen gelten muss.

### 3.7 Konzept der Kühlung

Eine leistungselektronische Einheit verursacht bedingt durch ihren Wirkungsgrad und der zu übertragenden Leistung stets eine nennenswerte Verlustleistung welche als Abwärme abgeführt werden muss. Dabei stellt sich die grundsätzliche Frage, ob es ein aktives oder ein passives Kühlsystem sein soll. Da aufgrund der gewählten Topologie und der technischen Umsetzung der Aufbau recht flach ist, sowie die wärmeerzeugenden Bauelemente gut verteilt auf der Grundfläche angeordnet sind, bietet sich eine direkte Montage auf einen Kühlkörper an. Der Kühlkörper, ein Fabrikat des Herstellers ABL Components, hat die Abmessungen 250 x 300 x 40mm und besitzt einen Wärmeübergangskoeffizienten von  $0,3 \frac{\text{K}}{\text{W}}$ .

# 4 Elektrische und Thermische Analysen

In diesem Kapitel werden gemessene elektrische und thermische Parameter gezeigt und mit den Simulationsergebnissen korreliert. Ebenso werden aufgetretene Abweichungen analysiert um das Verhalten des DC-DC Wandlers während der Simulation besser bestimmen zu können.

Ebenso werden in diesem Abschnitt Temperaturmessungen mittels Wärmebildkamera gezeigt und analysiert.

## 4.1 Spannungsmessungen der Schaltung

### 4.1.1 Analyse von ZVTON und ZVTOFF

Dieser Abschnitt befasst sich mit dem Erreichen von ZVTON und ZVTOFF. Dazu werden mittels Oszilloskop gemessene Spannungsverläufe herangezogen. Abbildung 4.1 und 4.2 zeigen die Verläufe der einzelner Spannungen der Transistoren einer Halbbrücke. Konkret werden hier Spannungsverläufe der Halbbrücke bestehend aus den Transistoren  $S_{A1}$  und  $S_{A2}$  nach Abbildung 2.2 gezeigt. Die grüne Linie stellt den zeitlichen Verlauf der Spannung des Knotenpunkts zwischen dem Drainkontakt des Transistors  $S_{A1}$  und dem Sourcekontakt des Transistors  $S_{A2}$  dar. Die gemessene Fallzeit dieser Spannung beträgt im Mittel  $62 \text{ ns}$ , was einer Steilheit von ca.  $2 \frac{\text{V}}{\text{ns}}$  entspricht. Der Lastfluss des DC-DC Wandlers wird von Port B zum Port A geführt. Als Last wird eine Konstantstromsenke mit einer eingestellten Leistung von  $1000 \text{ W}$  verwendet. Hierbei wird am Port B eine Spannung von  $241,7 \text{ V}$  angelegt und der Wandler mit den Parametern  $\alpha = 0^\circ$  und  $\phi = -7^\circ$  betrieben. Der gemessene Wirkungsgrad beträgt in diesem Fall  $95,1 \%$ . Entsprechend der Gleichung 2.7 ergibt sich nach Umformung eine Spannung von  $107,4 \text{ V}$ . Die tatsächlich gemessene Ausgangsspannung beträgt jedoch  $96,1 \text{ V}$ . Berechnet man

#### 4 Elektrische und Thermische Analysen

die Zwischenkreisspannung welche am Kondensator  $C_1$  anliegt, basierend auf die gemessene Spannung am Port A, so ergibt sich ein berechneter Wert von 144,5 V. Tatsächlich zeigt das Oszilloskop eine Spannung von 144,94 V im Mittel. Es zeigt sich, dass der parasitäre DC-DC Wandler bestehend aus der Streuinduktivität und den beiden Brückenschaltungen des Ports A und B, signifikante Auswirkungen auf den gesamten DC-DC Wandler hat.

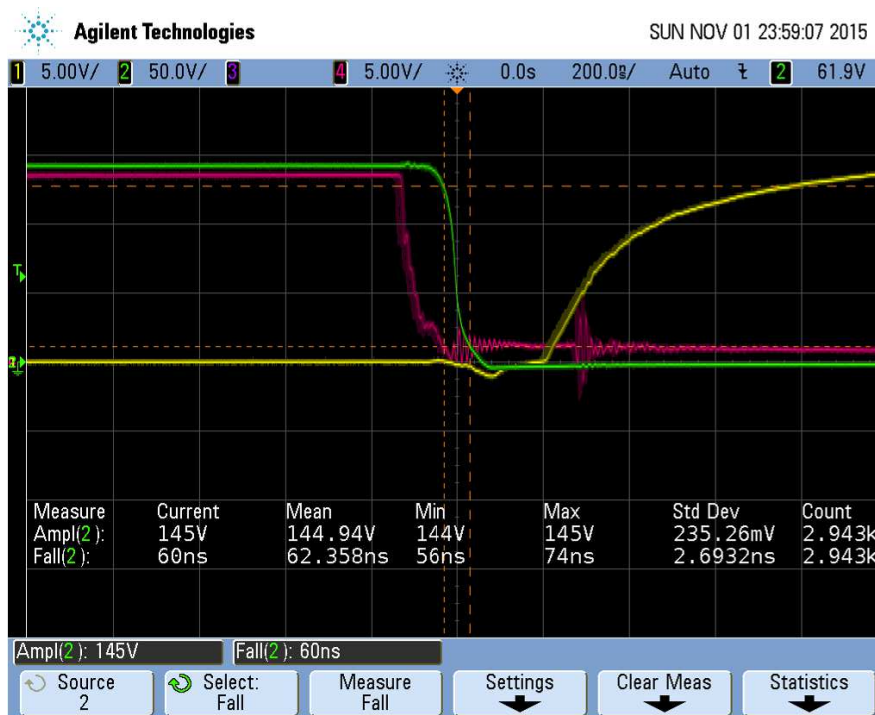


Abbildung 4.1: Erste Darstellung des Verlaufs von  $U_{GS}$  der Transistoren  $S_{A1}$  (gelb) und  $S_{A2}$  (rot) sowie der Spannung  $U_{DS}$  des Transistors  $S_{A1}$  (grün) bei 1000 W Lastfluss von Port B zu Port A und einer Phasenverschiebung von  $-7^\circ$

Abbildung 4.2 zeigt die Verläufe der einzelnen Spannungen des zu Abbildung 4.1 komplementären Schaltvorgangs. Wie auch in der ersten Schaltvorgang wird hier ZVTON am Transistor  $S_{A2}$  und ZVTOFF am Transistor  $S_{A1}$  erreicht. Die in beiden Abbildungen ersichtlichen Störungen am Gatesignal des Transistors  $S_{A2}$  treten aufgrund der Verwendung eines differentiellen Tastkopfs auf. Dabei handelt es sich um induzierte Spannungen in den Anschlusskabeln. Ebenso ist ein Spannungshub zum Zeitpunkt der ansteigenden Drain-Source Spannung am Signal der Gate-Source Spannung des Transistors  $S_{A1}$  erkennbar. Dieser Anstieg wird von der Gate-Drain Kapazität hervorgerufen. Entsprechend der Gleichung 4.1 und deren Umformung in die Differentialgleichung nach

#### 4 Elektrische und Thermische Analysen

Formel 4.2 lässt sich dieser Spannungsverlauf näherungsweise berechnen.

$$u_{GS} = R_{Goff} \cdot \left( C_{GD}(u_{DS}) \cdot \frac{du_{DS}}{dt} - C_{GS}(u_{DS}) \cdot \frac{du_{GS}}{dt} \right) \quad (4.1)$$

$$\frac{du_{GS}}{dt} = \frac{C_{GD}(u_{DS})}{C_{GS}(u_{DS})} \cdot \frac{du_{DS}}{dt} - \frac{u_{GS}}{R_{Goff} \cdot C_{GS}(u_{DS})} \quad (4.2)$$

Die gemessene maximal auftretende Spannung dieses Spannungshubs ist kleiner als die Threshold-Spannung ( $U_{Th}$ ) des Transistors. Diese Bedingung muss stets gegeben sein, ansonsten schaltet der Low-Side Mosfet ein und schließt die Halbbrücke kurz, was eine Zerstörung der Halbleiterbauelemente nach sich zieht.

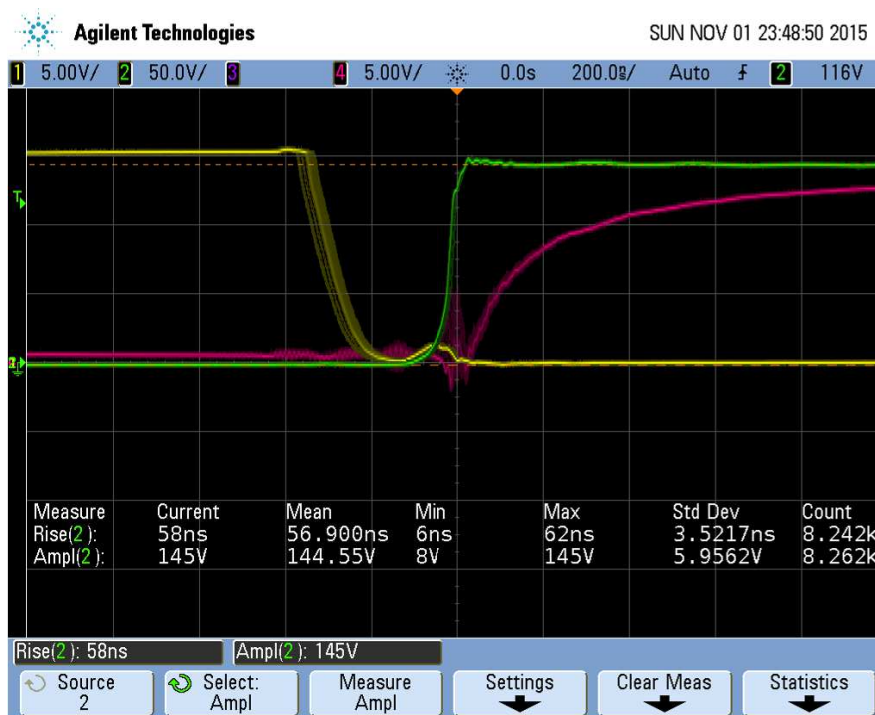


Abbildung 4.2: Zweite Darstellung des Verlaufs von  $U_{GS}$  der Transistoren  $S_{A1}$  (gelb) und  $S_{A2}$  (rot) sowie der Spannung  $U_{DS}$  des Transistors  $S_{A1}$  (grün) bei 1000 W Lastfluss von Port B zu Port A und einer Phasenverschiebung von  $-7^\circ$



## 4.2 Wirkungsgradmessung

Während im vorherigen Kapitel anhand von Messungen die Funktionsfähigkeit des DC-DC Wandlers und das Soft-Switching Verhalten gezeigt wurden, werden in diesem Abschnitt Wirkungsgradmessungen angestellt. Dabei werden Strom- und Spannungsmessungen am DC-DC Wandler durchgeführt, während eine bestimmte Leistung über den Wandler übertragen wird. Um das Verhalten des Wandlers mit der Simulation vergleichen zu können, werden als Betriebsparameter der Ansteuerwinkel sowie die Phasenverschiebung eingestellt, ein definierter Lastfluss übertragen und die Ergebnisse der Messung aufgezeichnet.

### 4.2.1 Lastfluss von Port B zu Port A

Der erste Vergleich zwischen Messung und Simulation ist in Abbildung 4.3 dargestellt. Über den DC-DC Wandler wird eine Last von 1000 W ausgehend vom Port B zum Port A übertragen. Der Ansteuerwinkel beträgt in diesem Fall  $0^\circ$ .

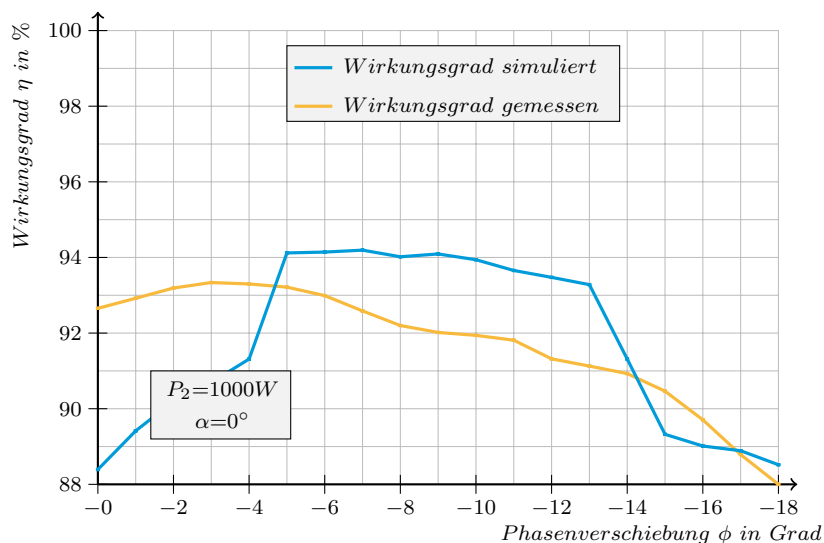


Abbildung 4.3: Vergleich der simulierten und gemessenen Wirkungsgrade bei einem Ansteuerwinkel von  $0^\circ$  und einer übertragenen Leistung von 1000 W

Es zeigt sich, wie auch in der Simulation, ein Anstieg des Wirkungsgrads bei einer Vergrößerung der absoluten Phasenverschiebung  $\phi$  gefolgt von einem Abfall. Im Bereich zwischen  $-4^\circ$  und  $-8^\circ$  zeigen die Messungen der Gate-Source Spannungen, dass ZV-TON und ZVTOFF vollständig erreicht wird. Die Messung zeigt zudem, dass bei kleinen

#### 4 Elektrische und Thermische Analysen

Phasenverschiebungen der Wirkungsgrads höher ist als in der Simulation, während der Wirkungsgrad stetig abfällt. Insgesamt zeigt sich, dass der gemessene maximale Wirkungsgrad mit 93,4 % etwas niedriger ist als der in der Simulation festgestellte Wert.

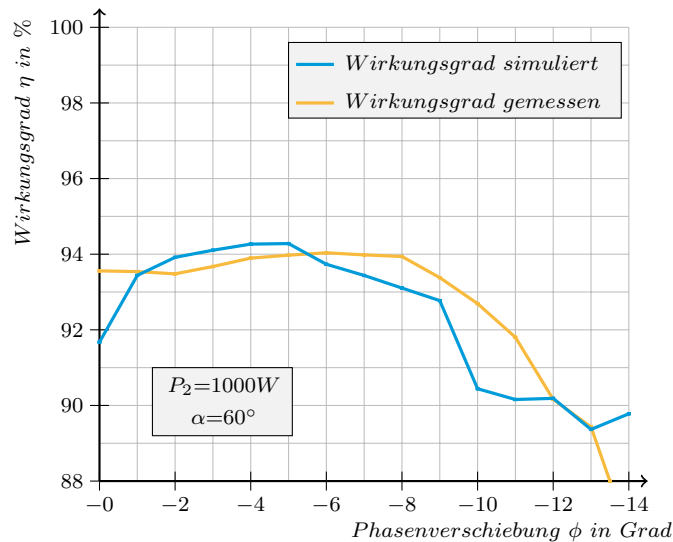


Abbildung 4.4: Vergleich der simulierten und gemessenen Wirkungsgrade bei einem Ansteuerwinkel von  $60^\circ$  und einer übertragenen Leistung von 1000 W

Abbildung 4.4 zeigt den Vergleich zwischen den simulierten und gemessenen Werten des Wirkungsgradverlaufs bei einem Ansteuerwinkel von  $60^\circ$ . Wie auch in der vorherigen Auswertung bleiben Lastflussrichtung und Lastflusshöhe gleich. Auch hier wird ein Anstieg des Wirkungsgrads mit zunehmender Phasenverschiebung laut Simulation festgestellt. Tatsächlich ist dieser Anstieg des Wirkungsgrads laut Messung kaum zu erkennen.

Durch eine weitere Steigerung der Phasenverschiebung steigen aufgrund des parasitären zur pseudoresonanten Kommutierung benötigten DC-DC Wandlers die Ströme in den Transistoren und Wicklungen weiter, sodass der Wirkungsgrad abfällt. Die Abbildungen 4.5, 4.6, 4.7 und 4.8 zeigen ebenso den gemessenen und simulierten Wirkungsgrad in unterschiedlichen Betriebspunkten.

#### 4 Elektrische und Thermische Analysen

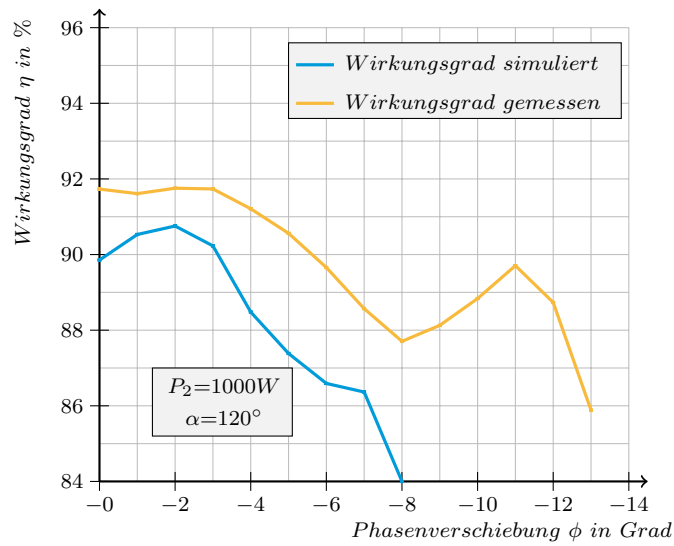


Abbildung 4.5: Vergleich der simulierten und gemessenen Wirkungsgrade bei einem Ansteuerwinkel von  $120^\circ$  und einer übertragenen Leistung von 1000 W

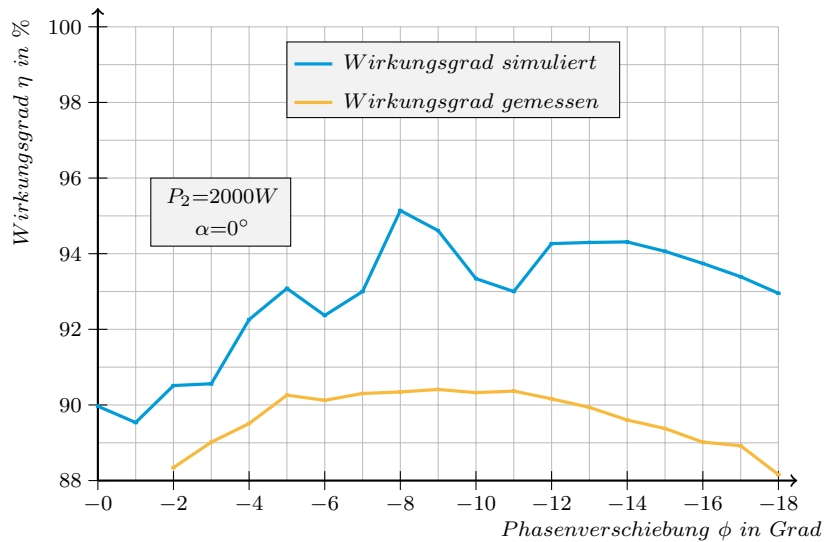


Abbildung 4.6: Vergleich der simulierten und gemessenen Wirkungsgrade bei einem Ansteuerwinkel von  $0^\circ$  und einer übertragenen Leistung von 2000 W

#### 4 Elektrische und Thermische Analysen

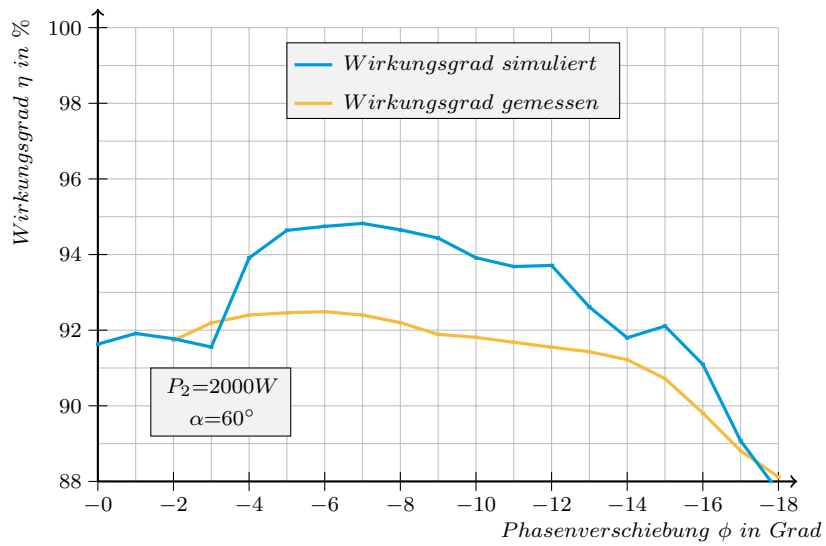


Abbildung 4.7: Vergleich der simulierten und gemessenen Wirkungsgrade bei einem Ansteuerwinkel von  $60^\circ$  und einer übertragenen Leistung von 2000 W

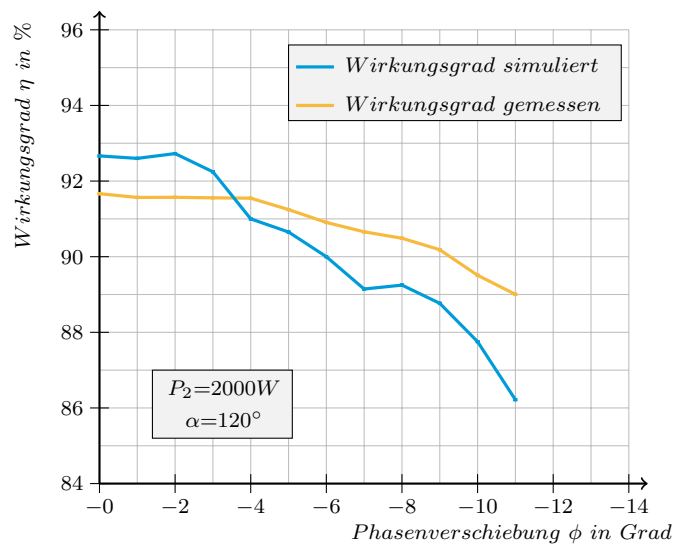


Abbildung 4.8: Vergleich der simulierten und gemessenen Wirkungsgrade bei einem Ansteuerwinkel von  $120^\circ$  und einer übertragenen Leistung von 2000 W

#### 4 Elektrische und Thermische Analysen

Vergleicht man die Messergebnisse untereinander, so erkennt man, dass durch die Erhöhung des Lastflusses der Wirkungsgrad stärker sinkt als in der Simulation angenommen wurde. Dies zeigt, dass die ohmschen Anteile der Verluste in den Wicklungen zwischen der Simulation und dem Prototypen stark abweichen. Ebenso zeigt sich anhand der Messungen, dass der Verlauf des Wirkungsgrads als Funktion der Phasenverschiebung einer geringeren Schwankung unterzogen ist, als in der Simulation festgestellt wurde.

Die Kurvenverläufe aus Simulation und Messung passen, bis auf den durch die zusätzlich auftretenden Verluste hervorgerufenen Offset des Wirkungsgrads, sehr gut zusammen. Die Messung in der Abbildung 4.5 zeigt jedoch einen Anstieg des Wirkungsgrads bei zunehmender Phasenverschiebung. Die Oszilloskopaufnahmen zeigen, dass hier ZVTON besser erreicht wird.

Diese Abbildung zeigt zudem, dass bei geringeren übertragenen Leistungen auch der Wirkungsgrad bei einem Ansteuerwinkel von  $120^\circ$  höher ist als in der Simulation vermutet wurde. Demnach kann angenommen werden, dass die Leerlaufverluste des Wandlers, welche bei diesem Betriebspunkt maßgeblich durch die Magnetisierungsverluste der Ferritkerne bestimmt werden, zu hoch angesetzt wurden.

### 4.3 Messaufbau

Der Messaufbau, welcher für die Messungen verwendet wird, basiert im Wesentlichen aus einer Strom- und Spannungsmessung. Als Spannungsmessgeräte werden zwei Multimeter des Typs Keithley 2015THD verwendet. Die Strommessung am Port B wird bis zu einem Stromwert von 10 A direkt über das verwendete Fluke 8845A Multimeter gemessen, während der Strom am Port A indirekt über einen 1 m $\Omega$  Messwiderstand als Spannung gemessen wird. Hierfür kommt ein Textronix DMM4050 zum Einsatz.

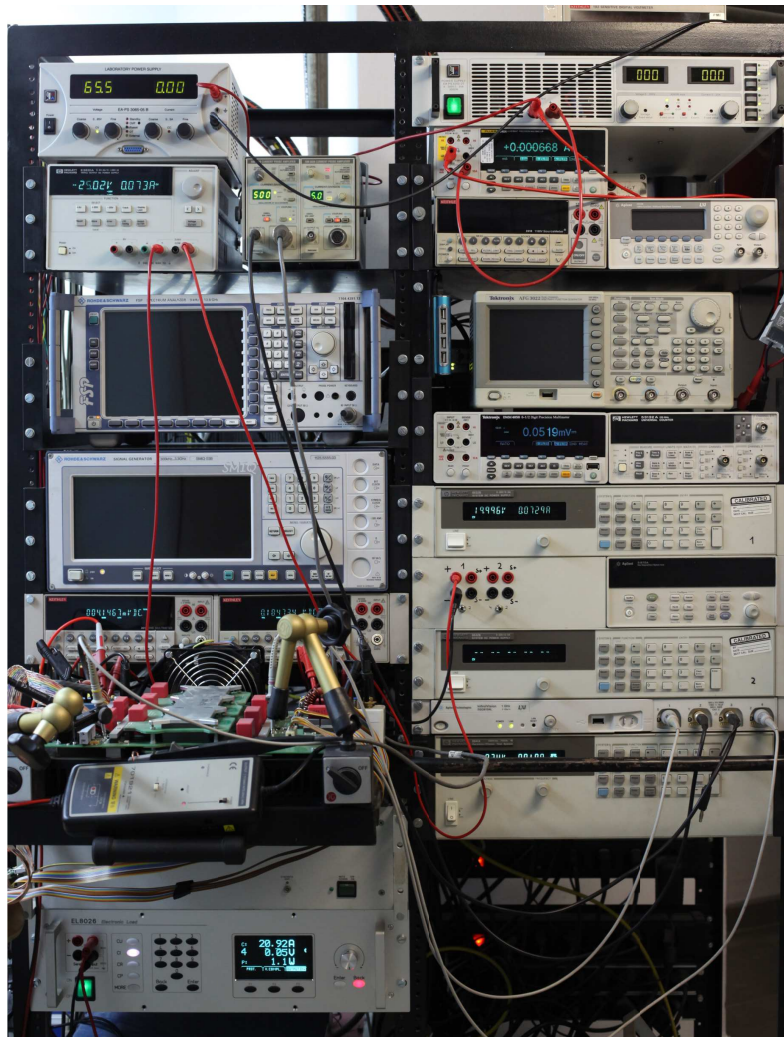


Abbildung 4.9: Gesamter Messaufbau mit den verwendeten Netzteilen, Multimetern und der elektronischen Last

Als Spannungsquellen werden für die Messung ein HP 6841A ein EA-PS9300-25

#### 4 Elektrische und Thermische Analysen

sowie ein EA-PS 3065-05 eingesetzt. Die Hilfsspannung, welche für den Betrieb der Steuereinheiten verwendet wird, wird aus einem HP E3631 bereitgestellt. Für die Abführung der elektrischen Energie wird eine selbstgebaute wassergekühlte elektronische Last verwendet. Abbildung 4.9 zeigt den gesamten Messaufbau.

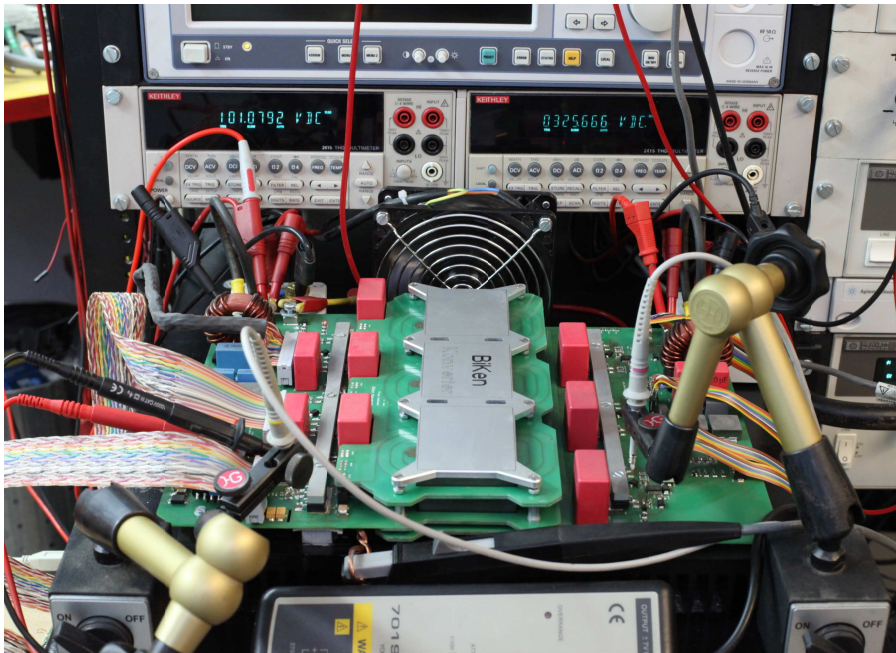


Abbildung 4.10: Positionierung von Oszilloskop-Tastköpfen, Stromzange, sowie der differentiellen Probe

Die Erfassung von transienten Signalen erfolgt über das Oszilloskop Agilent DSO6104L mit den entsprechenden Tastköpfen, sowie einer differentiellen Probe und einer Stromzange des Typs A6303 des Herstellers Tektronix. Im hier gezeigten Messaufbau werden die Gate-Source Spannungen der Transistoren  $S_{A1}$ ,  $S_{A2}$  und  $S_{B1}$  gemessen, sowie der Strom durch die Induktivität  $L_{S3}$ . Im beschriebenen Messaufbau der Abbildung 4.10 wird aufgrund der Positionierung der Probes auf die direkte Montage der Steuerplatinen verzichtet. Die Steuerplatinen werden demnach über verdrehte Flachbandkabel mit dem Leistungsteil des DC-DC Wandlers verbunden.

## 4.4 Temperaturen der Komponenten

Im Kapitel 2.8.3 sind basierend auf Simulationen Wirkungsgrade und Verlustleistungen sowie die Verteilung errechnet worden. Damit konnte ein Kühlsystem entwickelt werden, welches in Abschnitt 3.7 beschrieben ist. Um die Funktion des Kühlsystems zu zeigen, wird mittels Wärmebildkamera ein Temperaturprofil des Wandlers unter verschiedenen Betriebspunkten erstellt. Dazu werden verschiedene Betriebsparameter ausgewählt, der DC-DC Wandler mit Energie versorgt und die zu entnehmende Leistung über eine elektronische Last abgeführt. Um einen thermisch stabilen Betriebspunkt erzeugen zu können, wird der Wandler einige Minuten mit der zu übertragenden Last betrieben. Sobald mittels Wärmebildkamera festgestellt werden kann, dass es sich um einen stabilen Betriebspunkt handelt wird ein thermisches Abbild gemacht. Als Wärmebildkamera wird ein Fabrikat der Firma Fluke mit der Typenbezeichnung Ti-105 verwendet.

### 4.4.1 Energiefluss von Port A nach Port B, ohne Synchronwandlung

Es wurden insgesamt 4 Messungen durchgeführt, welche in Abbildung 4.11 dargestellt sind. Die in Abbildung 4.11(a) dargestellte Messung zeigt den gesamten Wandlerbaustein bei der Übertragung einer Leistung von 2000 W welche am Port A (links im Bild) eingespeist wird. Die treibende Spannung am Port A beträgt 96 V und wird über ein Gleichspannungsnetzteil bereitgestellt. Der Ansteuerwinkel  $\alpha$  des Wandlers beträgt  $120^\circ$ . Die Schaltelemente am Port B sind deaktiviert, sodass keine Synchronwandlung stattfinden kann. Stattdessen werden die Schaltelemente am Port B passiv durch die induzierte Spannung in den Transformatoren geführt. Weil das Kühlsystem der Schaltelemente am Port A gleich ausgeführt ist wie am Port B, kann durch die Temperaturdifferenz zwischen Schaltelement und Kühlkörper ein Vergleich der Verlustleistung zwischen Port A und Port B (passiv geführt) durchgeführt werden. Dieser Vergleich zeigt, dass das Verhältnis der Temperaturdifferenzen von Port A zu Port B den Faktor 3,4 ergibt. Ausgehend vom vorgegebenen Kühlsystem kann errechnet werden, dass die passiv geführten Schaltelemente, welche über ihre integrierte Body-Diode arbeiten, um den zuvor errechneten Faktor weniger Verlustleistung bei diesem Betriebspunkt erzeugen als die aktiven Schaltelemente am Port A.

Des weiteren zeigt Abbildung 4.11(a) sehr gut die Oberflächentemperaturverteilung der magnetischen Komponenten sowie die Wicklungstemperatur der Induktivitäten  $L_1$  bis  $L_3$ .



#### 4.4.2 Energiefluss von Port B nach Port A, mit Synchronwandlung

In der zweiten und dritten Messung wird der Wandler mit anderen Betriebsparametern getestet. Dazu wird die Synchronwandlung aktiviert und die entsprechende Phasenverschiebung eingestellt. Die übertragene Leistung beträgt in diesem Fall 1000 W, übertragen von Port B zu Port A. Die Spannung wird wieder über ein Netzteil bereitgestellt und beträgt 228 V. Damit die Spannung am Port A 96 V beträgt, wird als Ansteuerwinkel  $0^\circ$  gewählt. Abbildung 4.11(b) zeigt die Aufnahme der Wärmebildkamera mit ausgewählten Messpunkten. Um die Position der Messpunkte genauer bestimmen zu können, ist der Wärmebildkameraaufnahme ein optisches Bild hinterlegt worden. Diese zusammengesetzte Darstellung zeigt den Wandlerbaustein aus Sicht des Ports A. Zu erkennen sind neben den Temperaturangaben der Induktivitäten auch die Temperaturen zweier Treiberbausteine welche mit  $46,6^\circ\text{C}$  und  $46,2^\circ\text{C}$  zwar recht hoch aber innerhalb der Spezifikation liegt. Als weitere Temperatur ist die Temperatur des primären Schalttransistors des Hilfsspannungsnetzteils dargestellt. Diese Temperatur beträgt  $40,5^\circ\text{C}$ .

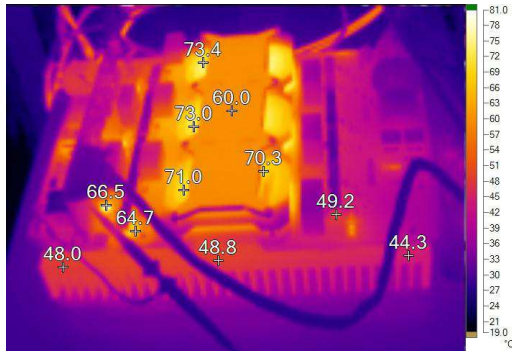
Abbildung 4.11(c) zeigt den Wandlerbaustein aus Sicht des Ports B. Die Betriebsparameter wurden bezugnehmend auf die vorherige Messung nicht verändert. Diese Messung ist insofern interessant, weil hier die Temperaturen der Transformatorwicklungen angezeigt werden. Diese Temperaturen geben Aufschluss über die Dimensionierung des Wicklungssystems. In der hier gezeigten Messung betragen die Wicklungstemperaturen  $46,5^\circ\text{C}$  und  $48,5^\circ\text{C}$  welche bei einem Stromfluss beim Port B von 4,44 A recht hoch sind. Begründet kann dies aufgrund der fehlenden Lüftzirkulation im Bereich des Wicklungssystems werden. Dies erklärt auch die etwas höhere Temperatur des mittleren Wicklungssystems. Des Weiteren zeigt diese Messung die Temperatur des Schaltelements, des Treiberbausteins, sowie die Temperatur des Kondensators und des Kühlkörpers. Bestimmt man den Temperaturunterschied zwischen dem Schaltelement und dem Kühlkörper, so zeigt sich, dass diese Differenz  $10,1^\circ\text{C}$  ergibt. Bedient man sich der Simulation, so zeigt sich, dass dieser Transistor eine Verlustleistung von 5,1 W erzeugt. Daraus errechnet sich ein thermischer Übergangskoeffizient von  $1,98 \frac{\text{K}}{\text{W}}$ .

### 4.4.3 Energiefluss von Port B nach Port A, mit Synchronwandlung im Grenztemperaturbereich

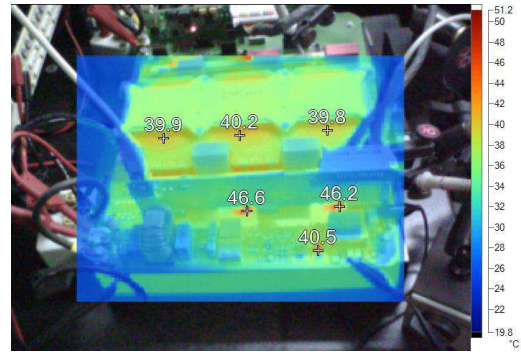
Die Messung welche im vorherigen Kapitel 4.4.2 durchgeführt wurden, zeigt eine erhöhte Wicklungstemperatur im mittleren Transformator. Da diese Temperatur höher ist als die Temperatur des Schaltelements erweist sich diese Wicklung als Schwachstelle des DC-DC Wandlers. Da die Spannung am Port B entsprechend der Ausgangskennlinie ein Minimum erreicht, stellt sich bei vorgegebener Leistung ein maximaler Strom ein. Dies führt zu einer maximalen thermischen Belastung des Wicklungssystems. Das Kernmaterial des Wicklungssystems besteht aus FR4 und besitzt eine Glasübergangstemperatur von  $130^{\circ}\text{C}$  [24], sodass die Dauerbetriebstemperatur entsprechend niedrig zu wählen ist. Um die maximal übertragbare Leistung im untersten Spannungsbereich des Ports B erfassen zu können, wird die zu übertragende Leistung solange erhöht, bis die Temperatur des Wicklungssystems  $95^{\circ}\text{C}$  erreicht. Diese Temperatur wurde als oberste Betriebstemperatur festgelegt.

Diese Temperaturen werden wiederum über die Wärmebildkamera erfasst, und durch Abbildung 4.11(d) dargestellt. Auch hier zeigt sich, dass durch das Fehlen einer aktiven Kühlung die Temperatur des Wicklungssystems des mittleren Transformators erhöht ist. Die maximale übertragbare Leistung beträgt in diesem Betriebspunkt 2100 W.

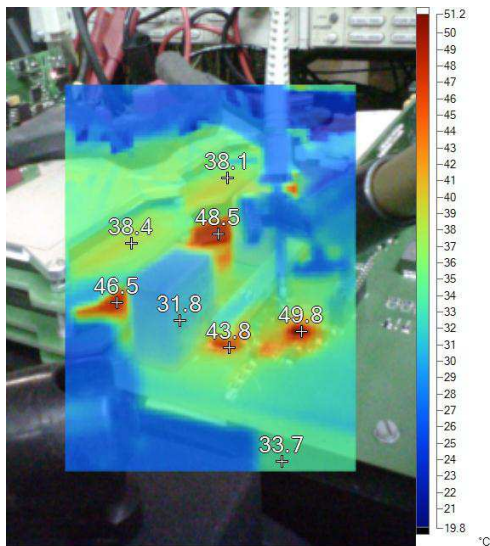
#### 4 Elektrische und Thermische Analysen



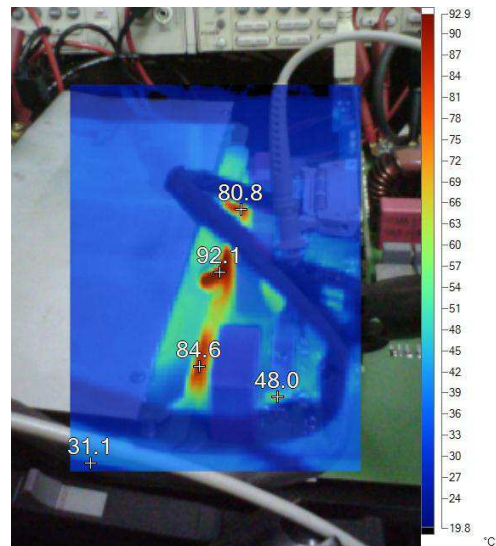
(a) Parameter: Spannung am Port A=96 V;  $\alpha=120^\circ$ ; übertragene Leistung von Port A zu Port B von 2000 W; ohne Synchronwandlung



(b) Sicht von Port A: Parameter: Spannung am Port B=228 V;  $\alpha=0^\circ$ ;  $\phi=-10^\circ$ ; übertragene Leistung von Port B zu Port A von 1000 W; mit Synchronwandlung



(c) Sicht von Port B: Parameter: Spannung am Port B=228 V;  $\alpha=0^\circ$ ;  $\phi=-10^\circ$ ; übertragene Leistung von Port B zu Port A von 1000 W; mit Synchronwandlung



(d) Parameter: Spannung am Port B=261 V;  $\alpha=120^\circ$ ;  $\phi=-12^\circ$ ; übertragene Leistung von Port B zu Port A von 2100 W; mit Synchronwandlung

Abbildung 4.11: Bearbeitete Aufnahmen einer Wärmebildkamera zur Darstellung von auftretenden Temperaturen am DC-DC Wandler unter verschiedenen Lastbedingungen und Blickwinkeln

## 5 Resümee und Ausblick

Die in dieser Arbeit gezeigte Topologie und praktisch umgesetzte Schaltung zeigt, dass die bidirektionale Wandlung von Gleichstrom mit Leistungen im Kilowatt-Bereich durch den Einsatz von Soft-Switching weiter verbessert werden kann. Die Problematik liegt jedoch in der gezielten Ansteuerung des DC-DC Wandlers um Soft-Switching möglichst optimal nutzen zu können. Konkret wird in dieser Arbeit auch gezeigt, dass es möglich ist verlustleistungslos zu schalten. Damit eröffnen sich weitere Möglichkeiten, um die Schaltfrequenzen zu erhöhen und damit Wandlerbausteine kleiner und leichter zu bauen.

Der in dieser Arbeit gebaute Prototyp ist weiter optimierbar. Er zeigt derzeit Schwächen beim thermischen Design im Bereich von Leistungen über 2,4 kW. Zwar werden die Transistoren sehr gut durch das planare Design und den darunterliegenden Kühlkörper gekühlt, aber die abgegebene Wärme der Transformatorwicklungen wird schlecht abgeführt, sodass die stationäre thermische Stabilität bei Leistungen im Bereich von 3 kW derzeit nur durch Zwangsbelüftung gegeben ist.

Im Rahmen dieser Arbeit wurde festgestellt, dass es bezugnehmend auf das Design der Transformatoren als sinnvoll erscheint, die Kopplung der primären und sekundären Wicklungen auf ein Maximum zu erhöhen und die geforderte Streuinduktivität durch explizite mit den Transformatorwicklungen in Serie geschaltete Induktivitäten zu ersetzen. Damit vergrößert sich neben den mechanischen Abmessungen auch die Anzahl an verwendeten Ferritkernen. Im Gegenzug erhält man durch die starke Kopplung der Wicklungen, vorzugsweise durch deren Interleaving, geringere Proximityverluste bei gleichzeitig dickeren Leitern, was sich durch eine Steigerung des Wirkungsgrads auszeichnen sollte.

## 5.1 Eine mögliche Anwendung dieses Wandlers

Die Aufgabenstellung dieser Arbeit, sowie das Anforderungsprofil an den DC-DC Wandler sind sehr speziell gewählt. Zwar mag es nicht augenscheinlich sein, aber für die hier gezeigte Aufgabenstellung und Umsetzung gibt es eine konkrete Nischenanwendung welche hier kurz gezeigt wird. Im speziellen geht es hier um einen DC-DC Wandler zur direkten Anbindung von Akkumulatoren an den DC-Zwischenkreis von Photovoltaik Anlagen (PV-Anlagen). Abbildung 5.1 zeigt schematisch die Einbindung des DC-DC Wandlers in das System.

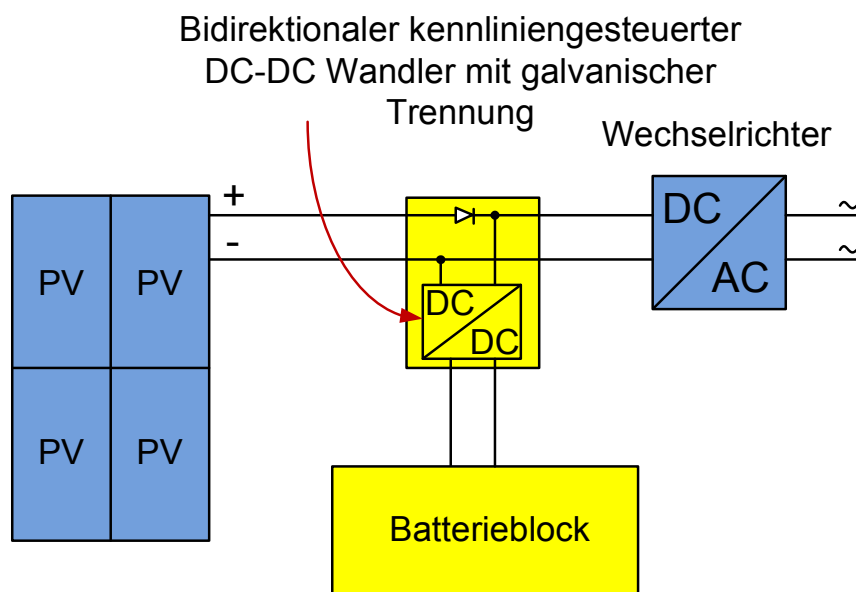


Abbildung 5.1: Auftretender Jitter bei der Synchronisation

Das Ziel liegt darin, bedarfsgerecht den Energiefluss ausgehend von der PV gezielt in den Batterieblock zu pumpen, beziehungsweise aus diesem Energie zu entnehmen und dem Wechselrichter zur Verfügung zu stellen. Durch die einstellbare Ausgangskennlinie des DC-DC Wandlers wird dem Wechselrichter eine PV-Anlage vorgetäuscht. Damit ist es möglich, dass der Wechselrichter auch in der Nacht Energie in das Versorgungsnetz leitet. Die übertragene Leistung des Wechselrichters lässt sich einfach über die Kennliniensteuerung des bidirektionalen DC-DC Wandlers einstellen.

# Tabellenverzeichnis

1.1	Auflistung verschiedener Wandlertopologien mit und ohne galvanischer Trennung nach Definition von [4] . . . . .	9
2.1	Bewertung verschiedener einsetzbarer Wandlertopologien . . . . .	26
2.2	Bewertungsschlüssel . . . . .	27
2.3	Bewertungsergebnis . . . . .	27
3.1	Ohmsche Verluste der Primärwicklung des Transformators unter Berücksichtigung von Skin- und Proximityverlusten, Berechnet unter Zuhilfenahme von Formel 3.4 . . . . .	70
3.2	Gemessene Werte der Streuinduktivität bei Variation der Luftspalthöhe . .	71

# Abbildungsverzeichnis

1.1	Schaltung eines typischen Aufwärtswandlers . . . . .	3
1.2	Störme und Spannungen des Aufwärtswandlers nach [3] . . . . .	4
1.3	Antiparallele Beschaltung von Auf- und Abwärtswandler . . . . .	6
1.4	Schaltbild eines bidirektionalen Auf- bzw. Abwärtswandlers . . . . .	7
1.5	Häufig verwendete Einsatzgebiete von DC-DC Wandlertopologien entsprechend der Definition von [4] . . . . .	10
1.6	Schaltbild eines Gegentakt-Durchflusswandlers . . . . .	12
1.7	Veranschaulichung des Interleaving Technique Prinzips . . . . .	13
1.8	Simulierter Einschaltvorgang des MOSFETs STW11NM80 . . . . .	15
1.9	Simulation eines Ausschaltvorgangs eines MOSFETs des Typs STW11NM80	17
1.10	IPP65R110CFD mit $40.576 \mu\text{J}$ umgesetzte Wärme je Ausschaltvorgang .	18
1.11	MOSFET Ersatzschaltbild mit Kapazitätswerten . . . . .	19
2.1	Darstellung verschiedener Ausgangskennlinien . . . . .	24
2.2	Gesamtschaltbild des untersuchten Wandlers . . . . .	28
2.3	Signalverläufe der treibenden Gate-Source Spannungen aller Low-Side Transistoren des publizierten Wandlers . . . . .	31
2.4	Darstellung des Ausgangskennlinienfeldes mit zwei beispielhaften Kennlinien . . . . .	32
2.5	Höhe der Ausgangsspannung, und dessen Verhältnis zur Eingangsspannung als Funktion des Ansteuerwinkels $\alpha$ . . . . .	35
2.6	Darstellung der Höhe der Spannung am Port B als Funktion des Ansteuerwinkels sowie der Phasenverschiebung bei konstanter Spannung von 96 V am Port A und einer konstanten Leistungsabnahme von 1000 W . . .	36
2.7	Signal am High-Side Transistor einer Halbbrücke des Ports B . . . . .	37
2.8	Signal am Low-Side Transistor einer Halbbrücke des Ports B . . . . .	39
2.9	Stromverlauf durch die Induktivitäten des Aufwärtswandlers . . . . .	40
2.10	Simulation von Strom und Spannung am Transformator . . . . .	41
2.11	Simulation zur Effizienzbestimmung verschiedener Betriebspunkte bei 1000 W Lastfluss von Port A zu Port B . . . . .	45
2.12	Simulation zur Bestimmung der Verteilung der Verlustleistung bei 1000 W Lastfluss von Port A zu Port B . . . . .	46
2.13	Simulation zur Effizienzbestimmung verschiedener Betriebspunkte bei 2000 W Lastfluss von Port A zu Port B . . . . .	49
2.14	Simulation zur Bestimmung der Verteilung der Verlustleistung bei 2000 W Lastfluss von Port A zu Port B . . . . .	50

## Abbildungsverzeichnis

2.15 Simulation zur Effizienzbestimmung verschiedener Betriebspunkte bei 1000 W Lastfluss von Port B zu Port A . . . . .	52
2.16 Simulation zur Bestimmung der Verteilung der Verlustleistung bei 1000 W Lastfluss von Port B zu Port A . . . . .	53
2.17 Simulation zur Effizienzbestimmung verschiedener Betriebspunkte bei 2000 W Lastfluss von Port B zu Port A . . . . .	55
2.18 Simulation zur Bestimmung der Verteilung der Verlustleistung bei 2000 W Lastfluss von Port B zu Port A . . . . .	56
3.1 Schaltbild eines bidirektionalen Auf- bzw. Abwärtswandlers . . . . .	59
3.2 Kommutierung der ersten Phase des Aufwärtswandlers an der Nieder- spannungsseite (Port A) . . . . .	60
3.3 Kommutierung der ersten Phase des Durchflusswandlers am Port A . . . .	62
3.4 Synchronwandlung am Port B . . . . .	63
3.5 Darstellung der Anordnung von Boost-Induktivitäten, Zwischenkreiskon- densatoren und Transformatoren mit dessen Planarwicklungen . . . . .	66
3.6 Mögliche Anordnungen der Ferritkerne . . . . .	67
3.7 Wicklungssystem des Transformators mit entsprechendem MMK- Diagramm	68
3.8 Messung und Darstellung des Luftspaltes der Streuinduktivität . . . . .	72
3.9 Darstellung des DC-DC Wandlers ohne Signalprozessorsystem . . . . .	73
3.10 Sperrwandler als Hilfsspannungsversorgung . . . . .	74
3.11 Signalprozessorsysteme zur Ansteuerung der Halbbrücken des Ports A und B . . . . .	75
3.12 Darstellung des Ports A des DC-DC Wandlers mit Signalprozessorsystem .	76
3.13 Blockschaltbild der Taktsignalübertragung . . . . .	77
3.14 Auftretender Jitter bei der Synchronisation . . . . .	78
4.1 Erste Darstellung des Verlaufs von $U_{GS}$ der Transistoren $S_{A1}$ (gelb) und $S_{A2}$ (rot) sowie der Spannung $U_{DS}$ des Transistors $S_{A1}$ (grün) bei 1000 W Lastfluss von Port B zu Port A und einer Phasenverschiebung von $-7^\circ$ . .	82
4.2 Zweite Darstellung des Verlaufs von $U_{GS}$ der Transistoren $S_{A1}$ (gelb) und $S_{A2}$ (rot) sowie der Spannung $U_{DS}$ des Transistors $S_{A1}$ (grün) bei 1000 W Lastfluss von Port B zu Port A und einer Phasenverschiebung von $-7^\circ$ . .	83
4.3 Vergleich der simulierten und gemessenen Wirkungsgrade bei einem An- steuerwinkel von $0^\circ$ und einer übertragenen Leistung von 1000 W . . . . .	84
4.4 Vergleich der simulierten und gemessenen Wirkungsgrade bei einem An- steuerwinkel von $60^\circ$ und einer übertragenen Leistung von 1000 W . . . . .	85
4.5 Vergleich der simulierten und gemessenen Wirkungsgrade bei einem An- steuerwinkel von $120^\circ$ und einer übertragenen Leistung von 1000 W . . . .	86
4.6 Vergleich der simulierten und gemessenen Wirkungsgrade bei einem An- steuerwinkel von $0^\circ$ und einer übertragenen Leistung von 2000 W . . . . .	86
4.7 Vergleich der simulierten und gemessenen Wirkungsgrade bei einem An- steuerwinkel von $60^\circ$ und einer übertragenen Leistung von 2000 W . . . . .	87



## Abbildungsverzeichnis

4.8	Vergleich der simulierten und gemessenen Wirkungsgrade bei einem Ansteuerwinkel von $120^\circ$ und einer übertragenen Leistung von 2000 W . . .	87
4.9	Gesamter Messaufbau mit den verwendeten Netzteilen, Multimetern und der elektronischen Last . . . . .	89
4.10	Positionierung von Oszilloskop-Tastköpfen, Stromzange, sowie der differentiellen Probe . . . . .	90
4.11	Bearbeitete Aufnahmen einer Wärmebildkamera zur Darstellung von auftretenden Temperaturen am DC-DC Wandler unter verschiedenen Lastbedingungen und Blickwinkeln . . . . .	94
5.1	Auftretender Jitter bei der Synchronisation . . . . .	96

# Literaturverzeichnis

- [1] *Leistungselektronik: Ein Handbuch Band 1 / Band 2*, ch. 3. Bauelemente der Leistungselektronik. Springer Wien New-York, 4 ed., 2010.
- [2] *Leistungselektronik: Ein Handbuch Band 1 / Band 2*, ch. 10. Neuere aktive Bauelemente, Ansteuerungen und Beschaltungen. Springer Wien New-York, 4 ed., 2010.
- [3] *Elemente der angewandten Elektronik*, ch. 20.11. Drossel- Abwärtswandler mit PWM-Schaltregler. Vieweg Sohn Verlag/GWV Fachverlage GmbH, 4 ed., 2002.
- [4] *Leistungselektronik: Ein Handbuch Band 1 / Band 2*, ch. 11.1 Überblick und Grundschaltungen ohne Potentialtrennung, Tabelle 11.2 Äquivalente Bezeichnungen und Entsprechungen für DC- DC- Wandler (sekundärseitig getastet) und primärseitig getastete Wandler. Springer Wien New-York, 4 ed., 2010.
- [5] *Elemente der angewandten Elektronik*, ch. 20.12. Sperrwandler mit Speichertransformator. Vieweg Sohn Verlag/GWV Fachverlage GmbH, 4 ed., 2002.
- [6] Z. Shen, Y. Xiong, X. Cheng, Y. Fu, and P. Kumar, "Power mosfet switching loss analysis: A new insight," in *Industry Applications Conference, 2006. 41st IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2006 IEEE*, vol. 3, pp. 1438–1442, Oct 2006.
- [7] Infineon Technologies AG 81726 München, Germany, "COOLMOS CFD2 650V IPx65R110CFD Datasheet." <http://www.infineon.com/>, 2011.
- [8] L. Lorenz, G. Deboy, A. Knapp, and N. Marz, "Coolmos -a new milestone in high voltage power mos," in *Power Semiconductor Devices and ICs, 1999. ISPSD '99. Proceedings., The 11th International Symposium on*, pp. 3–10, 1999.
- [9] G.-J. Su and L. Tang, "A three-phase bidirectional dc-dc converter for automotive applications," in *Industry Applications Society Annual Meeting, 2008. IAS '08. IEEE*, pp. 1–7, Oct 2008.
- [10] P. Ting, H. Shenghua, and W. Shuanghong, "A three phase zvs bidirectional dc-dc converter," in *Vehicle Power and Propulsion Conference, 2008. VPPC '08. IEEE*, pp. 1–6, 2008.
- [11] Z. Wang and H. Li, "Unified modulation for three-phase current-fed bidirectional dc-dc converter under varied input voltage," in *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2010 Twenty-Fifth Annual IEEE*, pp. 807–812, 2010.

## Literaturverzeichnis

- [12] *Nutzwertanalyse in der Systemtechnik - Eine Methodik zur multidimensionalen Bewertung und Auswahl von Projektalternativen*. Zangemeister und Partner, 4 ed., 1976.
- [13] G. Deboy, N. Marz, J.-P. Stengl, H. Strack, J. Tihanyi, and H. Weber, "A new generation of high voltage mosfets breaks the limit line of silicon," in *Electron Devices Meeting, 1998. IEDM '98. Technical Digest., International*, pp. 683–685, Dec 1998.
- [14] R. Burra and K. Shenai, "Coolmos integral diode: a simple analytical reverse recovery model," in *Power Electronics Specialist Conference, 2003. PESC '03. 2003 IEEE 34th Annual*, vol. 2, pp. 834–838 vol.2, June 2003.
- [15] *Leistungselektronik: Ein Handbuch Band 1 / Band 2*, ch. 11.3.1 Allgemeines. Springer Wien New-York, 4 ed., 2010.
- [16] M. Rashid, S. Ghani, and M. Mustahim, "Development of high power led driver using Itspice software," in *Power Engineering and Optimization Conference (PEOCO), 2013 IEEE 7th International*, pp. 92–97, June 2013.
- [17] G. Lefevre, N. Degrenne, and S. Mollov, "Thermal management of a low-cost 2kw solar inverter," in *Power Electronics and Applications (EPE'14-ECCE Europe), 2014 16th European Conference on*, pp. 1–10, Aug 2014.
- [18] J. Li, C. Hu, and X. Pang, "Analysis of the leakage inductance of planar transformer," in *Electronic Measurement Instruments, 2009. ICEMI '09. 9th International Conference on*, pp. 1–273–1–276, 2009.
- [19] J. Ferrell, J.-S. Lai, T. Nergaard, X. Huang, L. Zhu, and R. Davis, "The role of parasitic inductance in high-power planar transformer design and converter integration," in *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2004. APEC '04. Nineteenth Annual IEEE*, vol. 1, pp. 510–515 Vol.1, 2004.
- [20] Z. Ouyang, O. Thomsen, and M. Andersen, "Optimal design and tradeoff analysis of planar transformer in high-power dc-dc converters," in *Industrial Electronics, IEEE Transactions*, vol. 59, pp. 2800–2810, July 2012.
- [21] X. Nan and C. Sullivan, "An improved calculation of proximity-effect loss in high-frequency windings of round conductors," in *Power Electronics Specialist Conference, 2003. PESC '03. 2003 IEEE 34th Annual*, vol. 2, pp. 853–860 vol.2, June 2003.
- [22] J. Ferreira, "Improved analytical modeling of conductive losses in magnetic components," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, no. 1, vol. 9, pp. 127–131, Jan. 1994.
- [23] *Elektromagnetische Schirmung*, ch. 4.5.3 Twisted-Pair Kabel / Datenkabel. Springer-Verlag Berlin Heidelberg, 4 ed., 2008.

## Literaturverzeichnis

- [24] H. Qi, S. Ganesan, J. Wu, M. Pecht, P. Matkowski, and J. Felba, "Effects of printed circuit board materials on lead-free interconnect durability," in *Polymers and Adhesives in Microelectronics and Photonics, Polytronic, 2005. Polytronic 2005. 5th International Conference on*, pp. 140–144, Oct 2005.