

Diss. ETH Nr. 18798

Multifunktionale Leistungselektronik für Hybridfahrzeuge

ABHANDLUNG
zur Erlangung des Titels

DOKTORIN DER WISSENSCHAFTEN

der

ETH ZÜRICH

vorgelegt von

HANNA PUTZI-PLESKO

Dipl.Ing. ETH Zürich
geboren am 27. Mai 1980
von Winterthur, Zürich

Angenommen auf Antrag von

Prof. Dr. J. W. Kolar, Referent
Prof. Dr. R. Kennel, Koreferent

2009

Vorwort

Die vorliegende Arbeit entstand in den Jahren 2005-2009 während meiner Tätigkeit als wissenschaftliche Assistentin an der Professur für Leistungselektronik und Messtechnik an der ETH Zürich.

Mein besonderer Dank gilt Herrn Prof. Dr. J. W. Kolar, der mir die Möglichkeit gegen hat, auf dem interessanten Gebiet der Leistungselektronik für Hybridfahrzeuge zu forschen. Seine Anregungen und unsere Diskussionen haben die Entstehung dieser Arbeit erst ermöglicht.

Danken möchte ich auch Herrn Prof. Dr. R. Kennel für die freundliche Übernahme des Koreferats.

Bei meinen Mitdoktoranden möchte ich mich für die wertvollen Gespräche und die kollegiale Zusammenarbeit bedanken. Speziell erwähnen möchte ich dabei meinen Betreuer Dr. Jürgen Biela, der mich mit seinem Fachwissen und wertvollen Ratschlägen unterstützte. Auch möchte ich Chuanhong Zhao, Dominik Bortis und Florian Krismer für die vielen hilfreichen Diskussionen und die angenehme Atmosphäre in unserem Büro danken.

Ein herzliches Dankeschön gebührt auch allen Mitarbeitern vom Institut, die mich unter anderem bei administrativen Fragen und beim Aufbau der Hardware unterstützt haben.

Nicht zuletzt möchte ich mich ganz besonders bei meinen Eltern, meinen Geschwistern und meinem Mann bedanken, die alle zum Gelingen dieser Arbeit beigetragen haben. Ohne ihre Unterstützung wäre diese Arbeit nicht entstanden.

Inhaltsverzeichnis

1	Einleitung	1
1.1	Neue Beiträge der Arbeit	3
1.2	Veröffentlichungen	5
1.3	Gliederung der Arbeit	6
2	Stand der Technik im Bereich Hybridfahrzeuge	7
2.1	Aufbau von Hybridfahrzeugen	7
2.2	Aufbau der Leistungselektronik	9
2.3	Elektrische Maschine	10
2.4	Pulswechselrichter	14
2.4.1	Block-/Grundfrequenztaktung	16
2.4.2	Pulsweitenmodulation	17
2.4.3	Raumzeigermodulation	18
2.4.4	Alternative Modulationen	19
2.5	DC/DC Konverter	19
3	Multifunktionale Systeme	21
3.1	Einphasige Konverter	22
3.2	Mehrphasige Konverter	26
4	Funktionsweise der vorgestellten Systeme	29
4.1	Dual Active Bridge	29
4.1.1	Funktionsprinzip	30
4.2	MFCS-I	33
4.2.1	Das Nullsystem	33
4.2.2	Funktionsprinzip	35
4.3	MFCS-II	36
4.3.1	Funktionsprinzip	37

5	Verluste	43
5.1	Leitverluste in den Halbleitern	44
5.1.1	Leitverluste MOSFET	44
5.1.2	Leitverluste IGBT	44
5.2	Schaltverluste	45
5.2.1	Schaltverluste auf der Hochspannungsseite	45
5.2.2	Schaltverluste auf der Niederspannungsseite	48
5.3	Transformatorverluste	51
5.4	Verluste in der elektrischen Maschine	52
5.4.1	Eisenverluste	52
5.4.2	Wicklungsverluste	54
5.4.3	Maschinenverluste beim MFCS-I	55
5.4.4	Vereinfachungen zur Berechnung der Nullimpedanz	60
5.4.5	Ersatzschaltbild der Maschine	64
5.4.6	Maschineverluste beim MFCS-II	65
5.5	Gesamtverluste	68
5.5.1	Einfluss der Nichtidealitäten	75
6	Schaltverfahren	83
6.1	Anforderungen an Schaltverfahren	83
6.1.1	Mittelwertfreie Spannung auf der Sekundärseite	85
6.1.2	Mittelwertfreie Spannung auf der Primärseite	87
6.1.3	Leistungen und Spannungen	88
6.1.4	Zusammenfassung der Bedingungen	88
6.2	Phase-Shift-Verfahren	88
6.3	Optimum-Verfahren	91
6.4	Mehrfach-Schalten-Verfahren	94
6.5	Drei-Level-Verfahren	96
6.6	Vergleich	99
7	Beeinflussung der elektrischen Maschine	101
7.1	Drehmoment	101
7.2	Sättigung	102
8	Vergleich der drei Konverter	105
8.1	Bauteile	108
8.1.1	Dual Active Bridge	110
8.1.2	MFCS-I	115
8.1.3	MFCS-II	117
8.2	Systemvergleich	118

9	Realisierung	121
10	Ausblick	135
A	Detaillierte Berechnungen	137
A.1	Fourierreihe der Spannungen	137
A.1.1	Mehrfach-Schalten-Verfahren	138
A.1.2	Drei-Level-Verfahren	139
A.2	Berechnung der Stromverläufe	141
A.2.1	Mehrfach-Schalten-Verfahren	143

Zusammenfassung

Das Streben nach Unabhängigkeit von der Ölindustrie und ein steigendes Umweltbewusstsein treiben die Entwicklung von alternativen Antriebsmöglichkeiten in der Automobilindustrie voran. Dies zeigt sich auch in den Roadmaps der grossen Automobilhersteller, bei denen alternativ angetriebene Fahrzeuge heute einen wichtigen Platz einnehmen oder bereits als Produkte in den Markt gebracht wurden. Dabei sind Elektrofahrzeuge und Elektro-Hybridfahrzeuge, die von mindestens einem Elektromotor und einem weiteren Energiewandler angetrieben werden, die am häufigsten gewählten Alternativen. Dennoch werden Hybridfahrzeuge im Vergleich zu herkömmlichen Fahrzeugen selten verkauft. Der Hauptgrund hierfür liegt in den hohen Kosten, die heute noch für die Herstellung des elektrischen Antriebssystems gegeben sind.

Um die Verluste möglichst klein zu halten, erfolgt die Speisung der elektrischen Maschine über einen Pulswechselrichter aus einem 200 bis 400 V Hochspannungsbus. Daneben existiert eine Niederspannungsschiene, welche gestützt durch eine 12 V Batterie Hilfsfunktionen versorgt. Beide Spannungslevel sind durch einen bidirektionalen DC/DC Konverter mit Potentialtrennung verbunden.

Eine Möglichkeit zur Kostensenkung bietet die Verringerung der Anzahl benötigter Bauteile. Dies bietet zusätzlich den Vorteil, dass meistens auch das Gewicht und das Volumen reduziert werden können. In der vorliegenden Arbeit werden zwei neue Konzepte vorgestellt, bei denen durch die gemeinsame Nutzung von gewissen Systemteilen durch den Pulswechselrichter und den DC/DC Konverter dieses Ziel erreicht werden kann. Dabei entsteht aus den beiden Einzelsystemen Pulswechselrichter und DC/DC Konverter ein einziges multifunktionales Konvertersystem.

Nach einer kurzen Einleitung über das Einsatzgebiet der vorgestellten Konverter und einer Zusammenstellung der Grundlagen für konventionelle Hybridfahrzeuge wird in der vorliegenden Arbeit eine Übersicht über bereits bestehende Integrationskonzepte gegeben. Da die beiden vorgestellten Konzepte auf dem Prinzip der Dual Active Bridge beruhen, wird zunächst die Funktionalität dieses bereits bekannten DC/DC Konverters erklärt, bevor die beiden neuen Systeme behandelt werden. Dabei wird auch ein vereinfachtes analytisches Modell erstellt, das für alle besprochenen Konverter verwendet werden kann und lediglich eine Anpassung der Parameter an das gewählte System erfordert.

Um Voraussagen über die Effizienz der Systeme treffen zu können, müssen die einzelnen Verluste möglichst genau modelliert werden. Aufgrund des verhältnismässig grossen Nullwiderstandes der Maschine muss den Maschinenverlusten ein besonderes Augenmerk geschenkt werden. Daher wird in der vorliegenden Arbeit eine Finite Elemente Simulation zur Bestimmung dieser Verluste durchgeführt.

Für die Steuerung des Systems bietet sich das von der Dual Active Bridge bekannte Phase-Shift-Verfahren an, das für die beiden neuen Systeme mit geringen Anpassungen direkt übernommen werden kann. Jedoch kann der Wirkungsgrad in gewissen Betriebspunkten relativ geringe Werte aufweisen. Daher werden in der vorliegenden Arbeit drei weitere Schaltverfahren vorgestellt, durch welche die Effizienz des Systems gesteigert werden kann.

Ergänzend zu den theoretischen Überlegungen wird ein Vergleich der drei Systeme bezüglich Bauteil Aufwand und Wirkungsgrad für ein fiktives System durchgeführt. Dabei wird auf die Potentiale und Probleme der beiden neuen Konverter hingewiesen.

Die Arbeit wird vervollständigt durch Messungen an einem Prototyp kleinerer Leistung. Dabei zeigt sich, dass das entwickelte analytische Modell sehr gut mit der Realität übereinstimmt und durch die vorgestellten neuen Schaltverfahren der Wirkungsgrad gesteigert werden kann.

Abstract

The pursuit of independence from foreign oil and an increasing ecological awareness push the development of alternative propulsion systems in the automotive industry. This becomes also obvious by looking at the road maps of the leading automobile manufacturers, where vehicles with alternative propulsion systems play a decisive role or are already introduced into the market. Electrical vehicles and hybrid electric vehicles, where at least one electrical motor and another energy converter are used, are thereby the most important alternative. Nevertheless, hybrid vehicles are sold connotatively less than conventional vehicles. The main reasons for this difference are the relatively high production costs for the electric propulsion system.

To keep the losses as small as possible, the electrical machine is fed from an inverter which is connected to a 200 V to 400 V high voltage bus. An additional low voltage bus supported by a 12 V battery supplies auxiliary functions. The two voltage levels are connected through a bidirectional DC/DC converter with galvanic isolation.

A popular measure to decrease the production costs is to reduce the number of required components. Furthermore, this method might also diminish weight and volume of the system. In this thesis, two new concepts are presented in which the goal of component reduction is achieved by sharing some parts of the system with both the inverter and the DC/DC converter. In doing so, one multi-functional converter system emerges from the two separate systems inverter and DC/DC converter.

After a short introduction on the application area of the presented converters and a summary of the basics concerning conventional hybrid vehicles, an overview of the existing integration concepts is given. As the presented converters are based on the Dual Active Bridge, the functio-

nality of this converter is described first, followed by the presentation of the two new systems. A simplified analytic model is developed too. This model can be used for all converters by adjustment of the parameters depending on the chosen system.

To forecast the systems' efficiency, it is necessary to model all the losses as accurate as possible. Due to the comparative large zero-sequence resistance, the machine's losses are of particular importance. Hence, a Finite Element Simulation is performed to determine these losses.

To control the new systems, the well known phaseshift modulation developed for the Dual Active Bridge can be used with only a few modifications. However, a very low efficiency might result at some operating points. In this thesis, three new switching strategies are presented to improve the systems' efficiency.

In addition to the theoretical considerations, a comparison of the two new systems and the Dual Active Bridge regarding the number of components and the efficiency is carried out for a virtual system. The potentials and problems associated with the new converters are pointed out too.

The thesis is completed by measurements taken from a prototype system designed for smaller power ratings. It is shown that the analytic model and the reality correspond very well and that the efficiency can be significantly improved by the new proposed switching strategies.

Kapitel 1

Einleitung

Hybridfahrzeuge gewinnen aufgrund der steigenden Benzinpreise und des zunehmenden Umweltbewusstseins immer mehr an Bedeutung. Die meisten renommierten Fahrzeughersteller sind mit der Entwicklung eines Hybridfahrzeuges beschäftigt oder bieten bereits Hybridfahrzeuge an. Auch die Anzahl verkaufter Hybridfahrzeuge stieg über die letzten Jahre stetig an, wie Abbildung 1.1 anhand der Anzahl verkaufter Hybridfahrzeuge in den USA zeigt [47]. Einzig die Finanzkrise hat die

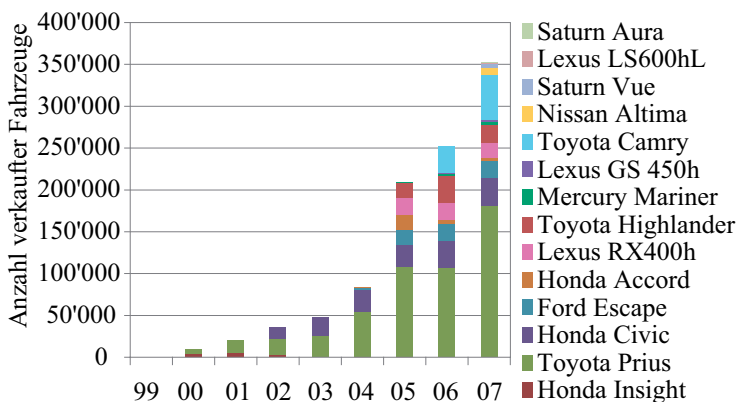


Abbildung 1.1: Anzahl verkaufter Hybridfahrzeuge in den Jahren 1999 bis 2007 in den USA.

Verkaufszahlen im Jahr 2008 leicht gebremst.

Dennoch sind Hybridfahrzeuge bis heute kein Massenprodukt. Im Jahr 2007 waren nur rund 2.2% aller in den USA verkaufter Automobile Hybridfahrzeuge. Der Hauptgrund hierfür liegt in den hohen Herstellungskosten. Damit Hybridfahrzeuge zu einem Massenprodukt werden können, muss der Kostenaufwand verringert werden. Ausserdem sind die Komponenten des elektrischen Antriebs und des DC/DC Konverters (siehe Abbildung 1.3) relativschwer und voluminös. Weitere Vorteile verspricht man sich daher durch die Volumen- und Gewichtsreduktion der Systeme. In den USA haben sich Industrie und unabhängige Forscher zusammengeschlossen und die „Freedom Car and Fuel Partnership“ gegründet, die neue und verbesserte Technologien untersucht und entwickelt, um mittelfristig den Benzinverbrauch zu senken und langfristig den Übergang vom Benzin-Elektro- zum Brennstoffzellen-Elektro-Hybrid zu ermöglichen [12]. Bei heutigen Hybridfahrzeugen sind die Kosten für das elektrische Antriebssystem mit circa 33 \$/kW zu hoch, als dass sich ein Hybridfahrzeug für einen durchschnittlichen Käufer lohnen würde. Daher müssen neue Wege für den Aufbau des elektrischen

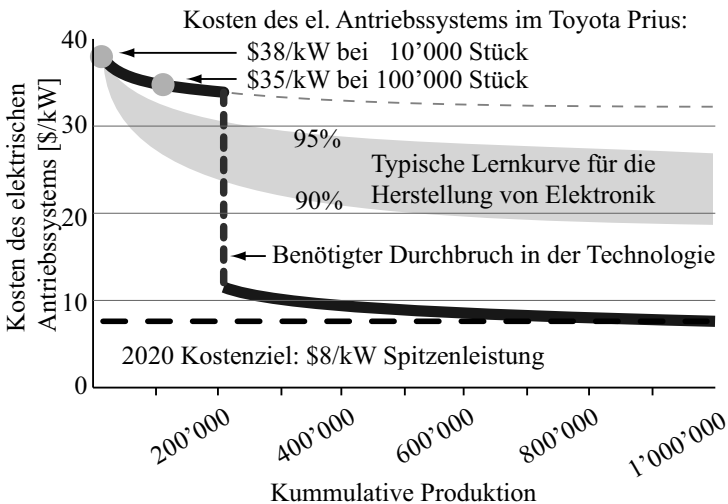


Abbildung 1.2: Nötige Entwicklung der Herstellungskosten für den elektrischen Antrieb gemäss [12], damit Hybridfahrzeuge gegenüber reinen Verbrennungsmotorfahrzeugen konkurrenzfähig werden.

Antriebssystems gefunden werden, wie Abbildung 1.2 verdeutlicht.

Abbildung 1.3 zeigt einen möglichen Aufbau des elektrischen Antriebssystems. Da sowohl Brennstoffzellen-, Hybrid-Elektro- und reine Elektro-Fahrzeuge eine elektrische Maschine verwenden, wird bei diesen Fahrzeugen der Antrieb ähnlich aufgebaut. Um die Verluste möglichst klein zu halten, erfolgt die Speisung der Maschine aus einem 200 bis 400 V Hochspannungsbus über einen Pulswechselrichter (auch Inverter genannt), der die 200 bis 400 V Gleichspannung in eine dreiphasige Wechselspannung umwandelt. Daneben existiert eine Niederspannungsschiene. Gestützt durch eine 12 V Batterie, versorgt diese Hilfsfunktionen. Die beiden Spannungsschienen sind durch einen bidirektionalen DC/DC Konverter mit Potentialtrennung verbunden.

1.1 Neue Beiträge der Arbeit

Der Schwerpunkt der Dissertation liegt auf der Untersuchung und Analyse unterschiedlicher Konzepte zur Integration des DC/DC Konverters und des Pulswechselrichters für Hybridfahrzeuge mit dem Ziel, den Kostenaufwand zu verringern. Hauptziel ist dabei die Minimierung der benötigten Bauteile des Konverters, wobei auch fertigungstechnische Aspekte einfließen. Ausserdem sollten der Pulswechselrichter und die elektrische Maschine im Vergleich zum konventionellen Aufbau nach

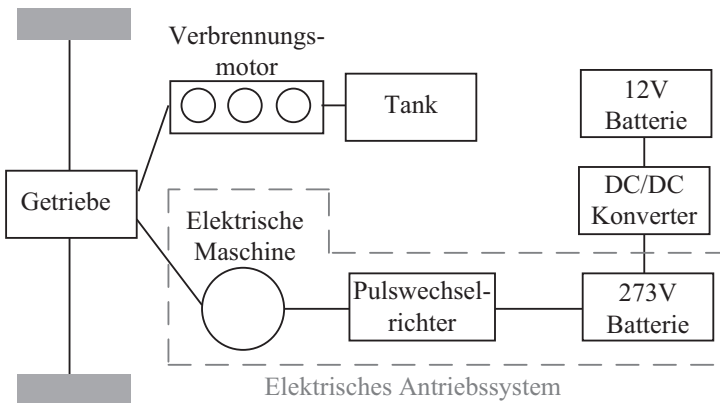


Abbildung 1.3: Antrieb eines typischen Hybridfahrzeuges.

Abbildung 1.3 zusätzlich nur minimal belastet werden.

Der Hauptansatz für die verschiedenen Konzepte besteht darin, durch die Nutzung der Nullspannung des Pulswechselrichters und der Antriebswicklung, beziehungsweise des Magnetkreises der elektrischen Maschine, Bauteile des DC/DC Konverters einzusparen. Die Maschine, der Pulswechselrichter und der DC/DC Konverter werden dabei zu einem einzigen, multifunktionalen System kombiniert. Es werden verschiedene Alternativen evaluiert. Die theoretischen Überlegungen werden an einem Labormuster verifiziert.

Die Hauptbeiträge der Arbeit werden im Folgenden aufgelistet:

- Überblick über die bisher existierenden Ansätze zur Integration eines DC/DC Konverters in das Pulswechselrichter-/Maschinensystem.
- Entwicklung und Erklärung der Funktionsweise von zwei neuen Konzepten zur Integration.
- Detaillierte Betrachtung der auftretenden Verluste für das konventionelle Konzept mit einer Dual Active Bridge und die beiden neuen Konzepte.
- Aufstellung eines mathematischen Modells für das konventionelle Konzept mit einer Dual Active Bridge und für die beiden neuen Konzepte.
- Untersuchung der Auswirkung von nicht idealem Verhalten auf das mathematische Modell.
- Entwicklung verschiedener Schaltverfahren zur Optimierung der Effizienz.
- Vergleich zwischen dem konventionellen Konzept mit einer Dual Active Bridge und den beiden neuen Konzepten.
- Untersuchung der Auswirkungen der Integration auf die elektrische Maschine.

1.2 Veröffentlichungen

- H. Plesko, J. Biela und J.W. Kolar, “**Drehstromantriebssystem mit hochfrequent potentialgetrennter bidirektionalen Kopplung der Versorgungsspannungen**,” Patentanmeldung CH 01220/06, 27.07.2006.
- H. Plesko, J. Biela, J. Luomi und J.W. Kolar, “**Novel concepts for integrating the electric drive and auxiliary dc/dc converter for hybrid vehicles**,” Twenty-Second Annual IEEE Applied Power Electronics Conference, APEC '07, 2007, Vol. 2, Page(s): 1025-1031.
- H. Plesko, J. Biela, J. Luomi und J.W. Kolar, “**Novel concepts for integrating the electric drive and auxiliary dc/dc converter for hybrid vehicles**,” IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 26, Issue 6, 2008, Page(s): 3025-3034.
- H. Plesko, J. Biela und J.W. Kolar, “**Design and analysis of a new drive-integrated auxiliary dc-dc converter for hybrid vehicles**,” Forty-Third Annual IEEE Meeting Industry Applications Conference, IAS '08, Conference Proceedings 2008, Page(s): 1-8.
- H. Plesko, J. Biela und J.W. Kolar, “**Novel modulation concepts for a drive-integrated auxiliary dc-dc converter for hybrid vehicles**,” Twenty-Fourth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference, APEC '09, Conference Proceedings 2009, Page(s): 164-170.
- J. Biela, H. Plesko und J.W. Kolar, “**Drehstromantriebssystem mit motorintegriertem Hochfrequenztrafo zur bidirektionalen Kopplung der Versorgungsspannungen**,” Patentschrift CH 399364, 26.02.2010.

1.3 Gliederung der Arbeit

Nach einer Einleitung über das Einsatzgebiet der vorgestellten Konzepte werden in der vorliegenden Arbeit kurz die Grundlagen für konventionelle Hybridfahrzeuge vorgestellt. Ausserdem wird eine Übersicht über bereits existierende Ansätze zur Integration des DC/DC Konverters aufgestellt. Der Hauptteil der Arbeit befasst sich mit der Analyse von zwei neu entwickelten Integrationskonzepten. Für eine Bewertung der beiden Systeme werden die neuen Konverter mit einem konventionellen System nach Abbildung 1.3 verglichen, dessen DC/DC Konverter als Dual Active Bridge realisiert wird. Beim ersten System werden durch die Nutzung der Nullspannung Bauteile eingespart, wobei weiterhin ein externer Transformator verwendet wird. Beim zweiten Konzept wird auch das Eisen der elektrischen Maschine genutzt und ein in der Maschine integrierter Transformator realisiert, womit der externe Transformator entfällt. Zuerst werden die beiden neuen Konzepte und das konventionelle Konzept kurz beschrieben, um dann analytische Modelle aufzustellen, so dass die Systeme direkt verglichen werden können. Dabei ist für die beiden neuen Konzepte das Nullsystem-Ersatzschaltbild der elektrischen Maschine entscheidend. Messungen der Nullimpedanz an einer skalierten Prototyp-Maschine und einer in konventionellen Hybridfahrzeugen eingesetzten Maschine werden dabei durch FEM-Simulationen nachgebildet. Neben dem klassischen Phase-Shift-Verfahren zur Ansteuerung der Schalter des DC/DC Konverters, das allerdings für die beiden neuen Systeme angepasst werden muss, existieren andere Schaltkonzepte. Verschiedene Möglichkeiten werden vorgestellt und in das analytische Modell mit einbezogen. Da durch die Integration des DC/DC Konverters die Maschine zusätzlich belastet wird, werden zudem die Beeinflussung des Drehmoments und das Problem der Sättigung des Eisens der elektrischen Maschine untersucht. Schliesslich werden die drei Konzepte für Spezifikationen, wie sie typischerweise in Hybridfahrzeugen gegeben sind, ausgelegt und miteinander verglichen. Um die theoretischen Erkenntnisse der Arbeit zu überprüfen, wird ein Labormuster kleinerer Leistung aufgebaut. Abschliessend werden die Messergebnisse für diesen Prototyp vorgestellt und mit den berechneten beziehungsweise simulierten Verläufen verglichen.

Kapitel 2

Stand der Technik im Bereich Hybridfahrzeuge

Bevor die neuen Konzepte vorgestellt werden, werden in diesem Kapitel wichtige Begriffe für Hybridfahrzeuge geklärt. Dann werden die Grundlagen der Leistungselektronik in konventionellen Hybridfahrzeugen zusammengefasst und die wichtigsten Funktionsprinzipien elektrischer Maschinen erläutert. Zuletzt werden der DC/DC Konverter und der Pulswechselrichter näher beschrieben.

2.1 Aufbau von Hybridfahrzeugen

Hybridfahrzeuge besitzen grundsätzlich mindestens zwei verschiedene Antriebssysteme. Indem beide Antriebssysteme jeweils in jenem Bereich eingesetzt werden, in dem sie gegenüber dem anderen Antriebssystem Vorteile aufweisen, kann das Gesamtsystem verbessert werden. Die häufigste Anwendung findet dabei die Kombination von Verbrennungs- und Elektromotor. Werden beispielsweise ein Benzin- und ein Elektromotor verwendet, so erreicht der Benzinmotor nur in einem kleinen Drehzahlbereich den maximalen Wirkungsgrad. Ausserdem ist das Drehmoment bei kleinen Drehzahlen gering. Im Gegensatz dazu ist die Effizienz des Elektromotors über den Drehzahlbereich in etwa konstant, und schon bei stehendem Motor wird das volle Drehmoment geliefert. Ab-

bildung 2.1 zeigt den Verlauf der Drehmomente. Werden diese beiden Motoren nun kombiniert, so kann einerseits der Benzinmotor häufiger in dem Bereich betrieben werden, in dem der grösste Wirkungsgrad auftritt, und andererseits kann aus dem Stillstand das Drehmoment der elektrischen Maschine zur Beschleunigung genutzt werden. Durch die Kombination dieser beiden Motoren kann also die Effizienz verbessert, der fossile Kraftstoffverbrauch verringert und zusätzlich das Drehmoment im niedrigen Drehzahlbereich gesteigert werden. Ausserdem kann über die elektrische Maschine Bremsenergie rückgewonnen werden.

Abhängig davon, welche Aufgaben die elektrische Maschine übernimmt, werden drei Arten der Hybridisierung unterschieden.

Beim Mikrohybrid wird die Elektromaschine lediglich für die Start-Stopp-Funktion genutzt. Bei der Start-Stopp-Funktion wird der Verbrennungsmotor bei jedem Fahrzeugstillstand, beispielsweise beim Warten vor dem Lichtsignal, automatisch ausgeschaltet und beim Betätigen der Kupplung über den integrierten Starter-Generator wieder gestartet. Für die Speisung wird die 12 V Batterie verwendet, die auch in reinen Verbrennungsmotor-Fahrzeugen eingesetzt wird, wobei sie im Mikrohybrid allenfalls etwas leistungsstärker ausfällt. Ausserdem kann über die Rückgewinnung der Bremsenergie die 12 V Batterie geladen werden. Der Elektromotor wird aber nicht genutzt, um das Fahrzeug anzutreiben.

Neben der Umsetzung dieser Start-Stopp-Funktion unterstützt beim Mildhybrid die elektrische Maschine den Verbrennungsmotor zur Leis-

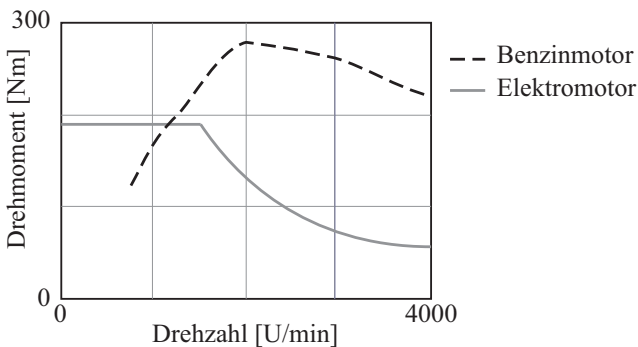


Abbildung 2.1: Vergleich des typischen Verlaufs des Drehmoments eines Elektromotors mit dem eines Benzinmotors.

tungssteigerung oder zur Effizienzsteigerung. Zusätzlich zu der 12 V Batterie wird eine wesentlich leistungsfähigere Batterie verwendet.

Der Vollhybrid bietet die gleichen Funktionen wie der Mildhybrid. Zusätzlich kann aber das Fahrzeug über eine gewisse Zeit auch alleine von der elektrischen Maschine angetrieben werden. Tabelle 2.1 gibt einen Überblick über die Hybridisierungsstufen.

Aufgrund der immer strenger werdenden Emissionsauflagen und dem zunehmenden Wunsch nach mehr Unabhängigkeit von Ölimporten wird langfristig mehr und mehr der Vollhybrid dominieren. Daher wird in der vorliegenden Arbeit lediglich der Vollhybrid behandelt.

2.2 Aufbau der Leistungselektronik

Die meisten Hybridfahrzeuge verwenden zwei verschiedene Spannungsniveaus. Während der Pulswechselrichter von einem Hochspannungsbuss gespeist wird, um die Verluste beim Antrieb der Maschine möglichst klein zu halten, wird die Leistung für konventionelle Lasten wie zum Beispiel das Lichtsystem wie bei den reinen Verbrennungsmotorfahrzeugen durch ein 12 V Bussystem geliefert. Um Leistung zwischen dem Hoch- und dem Niederspannungsbuss zu transportieren, wird ein

	Mikro- hybrid	Mild- hybrid	Voll- hybrid
spezifisches Leistungsgewicht, Leistung des el. Antriebes pro Tonne Fahrzeugmasse	<4 kW\t	6-14 kW\t	>20 kW\t
Start-Stopp Automatik	x	x	x
Unterstützung des Verbrennungsmotors		x	x
Rein el. Fahren			x
Beispiel	BMW 1er	Honda Civic	Toyota Prius

Tabelle 2.1: Überblick über die verschiedenen Hybridisierungsstufen [49].

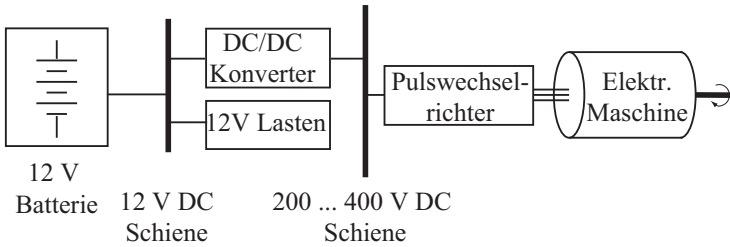


Abbildung 2.2: Leistungselektronik in Hybridfahrzeugen.

DC/DC Konverter verwendet. Abbildung 2.2 verdeutlicht den Aufbau. Der Hochspannungsbuss wird je nach Ausführungsart durch Batterien, Brennstoffzellen oder Super-Caps gestützt, wobei teilweise ein DC/DC Konverter verwendet wird, um die Eingangsspannung des Pulswechselrichters auf einen definierten Wert hoch zu setzen und somit die Verluste im Pulswechselrichter kleiner zu halten.

Grundsätzlich sind die vorgestellten Konzepte auch für andere Hybridfahrzeuge, die eine elektrische Maschine verwenden, oder auch für reine Brennstoffzellen-Fahrzeuge verwendbar.

2.3 Elektrische Maschine

Für die beiden vorgestellten Systeme wird ein Teil des DC/DC Konverters in den Pulswechselrichter und die elektrische Maschine integriert. Daher werden in den folgenden Kapiteln die wichtigsten Grundlagen über elektrische Maschinen und Pulswechselrichter kurz zusammengefasst. Für detailliertere Betrachtungen wird auf weiterführende Literatur wie beispielsweise [30] und [37] verwiesen.

Der elektrische Antrieb in heutigen Hybridfahrzeugen wird hauptsächlich mit Synchronmaschinen realisiert, aber auch Asynchronmaschinen werden verwendet. Die Asynchronmaschine ist billig und robust, die permanenterregte Synchronmaschine dagegen hat einen höheren Wirkungsgrad und ein besseres Verhältnis von Leistung und Gewicht. Obwohl momentan beide Maschinentypen verwendet werden, setzen vor allem die zur Zeit führenden Hybrid-Hersteller auf Synchronmaschinen. Daher wird in der vorliegenden Arbeit nur auf die permanenterregte Synchronmaschine (PMSM) eingegangen. Des Weiteren wird genom-

men, dass sich die Permanentmagnete auf dem Rotor befindet und der Rotor innerhalb des Stators liegt. Die vorgestellten Konzepte lassen sich aber ohne Einschränkungen auch auf andere Synchron- und Asynchronmaschinen übertragen. Einzige Bedingung ist, dass die Phasenwicklungen des Rotors in Sternschaltung ausgeführt werden, so dass die Entstehung eines Nullstromes möglich ist. Die Bedeutung des Nullsystems für die beiden neuen Konzepte wird ausführlicher in Kapitel 4.2.2 behandelt.

Permanenterregte Synchronmaschinen basieren wie viele Maschinen auf der Nutzung der Lorenzkraft

$$\vec{F} = I (\vec{l} \times \vec{B}). \tag{2.1}$$

Wird ein einzelner Leiter betrachtet, so bezeichnet I den Betrag des Stromes durch diesen Leiter, \vec{B} die magnetische Flussdichte und \vec{l} den Einheitsvektor, der in Richtung des Stromflusses zeigt. Bei geeigneter Bestromung bewirkt die Lorenzkraft über die Zeit eine Drehung des Rotors. Im Generatorbetrieb wird durch die Drehung des Rotors und damit der Permanentmagnete ein sich zeitlich ändernder magnetischer Fluss im Stator erzeugt, der in den Leitern des Stators eine Spannung induziert.

Da die Beeinflussung des Drehmoments durch die beiden neuen Systeme in Kapitel 7 untersucht werden soll, wird hier auf die Herleitung der Drehmomentberechnung näher eingegangen. Vorerst wird angenom-

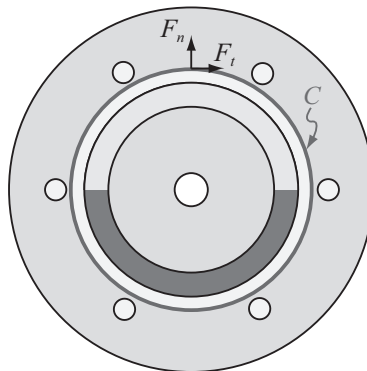


Abbildung 2.3: Wahl der Hüllfläche C .

men, dass keine Sättigung des Eisens auftritt, so dass das System linear ist und die einzelnen Flussanteile addiert werden können. Um nicht schon zu Beginn mit vereinfachenden Annahmen bezüglich der stromdurchflossenen Leiter oder der Luftspaltgeometrie zu rechnen, wird das Drehmoment hier über den Maxwell'schen Spannungstensor

$$\mathbf{T} = \begin{pmatrix} \mu H_1^2 - \frac{1}{2}\mu H^2 & \mu H_1 H_2 & \mu H_1 H_3 \\ \mu H_2 H_1 & \mu H_2^2 - \frac{1}{2}\mu H^2 & \mu H_2 H_3 \\ \mu H_3 H_1 & \mu H_3 H_2 & \mu H_3^2 - \frac{1}{2}\mu H^2 \end{pmatrix} \quad (2.2)$$

berechnet [30]. Dabei entspricht H_1 dem Beitrag des magnetischen Flusses in Richtung des ersten Einheitsvektors \vec{e}_1 . H_2 und H_3 sind analog definiert. Des Weiteren gilt

$$H^2 = \begin{pmatrix} H_1 \\ H_2 \\ H_3 \end{pmatrix} \circ \begin{pmatrix} H_1 \\ H_2 \\ H_3 \end{pmatrix} = H_1^2 + H_2^2 + H_3^2. \quad (2.3)$$

Da im gegebenen Fall die Kraft auf den Rotor interessiert, wird für die Berechnung der Kraft

$$\vec{F} = \oint_{\mathcal{C}} \mathbf{T} \vec{e}_n dA \quad (2.4)$$

die Hülle \mathcal{C} derart als Zylinderfläche gewählt, dass sie im Luftspalt direkt am Stator liegt. \vec{e}_n bezeichnet dabei den senkrecht auf der Hülle stehenden Einheitsvektor. Abbildung 2.3 veranschaulicht diese Wahl. Da für das Drehmoment M nur der vorzeichenbehaftete Betrag F_t der tangential zur Statoroberfläche angreifende Kraft von Bedeutung ist, kann das Drehmoment nun über

$$M = \vec{r} \times \vec{F} = \frac{D}{2} F_t = \frac{D}{2} \oint_{\mathcal{C}} H_t H_n dA \quad (2.5)$$

bestimmt werden, wobei D den Innendurchmesser des Stators bezeichnet. Werden die Nutöffnungen vernachlässigt, ist H_t auf der gewählten Hülle proportional zum Strombelag A des Stators. Ausserdem wird $B = B_n$ gelten. Um die Drehmomentberechnung besser zu verstehen, wird die Maschine gedanklich an einem Ort aufgetrennt und auf eine Ebene abgewickelt. Werden die Felder dann in beide Richtungen periodisch fortgesetzt, so kann die Fourier-Reihe der Felder zu einem Zeitpunkt gebildet werden.

$$A(x, t) = \sum_{i=1}^{\infty} \left(\hat{A}_i \cos\left(i \frac{2x}{D} - \omega_i t - \varphi_i\right) \right) \quad (2.6)$$

beziehungsweise

$$B(x, t) = \sum_{j=1}^{\infty} \left(\hat{B}_j \cos\left(j \frac{2x}{D} - \omega_j t - \varphi_j\right) \right). \quad (2.7)$$

x bezeichnet die Längen-Koordinate im auf die Ebene abgewickelten Feld und hängt über $x = \epsilon\pi D$ mit der Winkelkoordinate ϵ zusammen. ω_i bezeichnet die Winkelgeschwindigkeit der i -ten Welle, und φ_i die Verschiebung dieser Welle gegenüber der Nullkoordinate. Durch diese Umformung kann nun derjenige Anteil des Drehmoments berechnet werden, der von der i -ten Welle des Strombelages $A_i(x, t) = \hat{A}_i \cos\left(i \frac{2x}{D} - \omega_i t - \varphi_i\right)$ und der j -ten Welle der magnetischen Flussdichte $B_j(x, t) = \hat{B}_j \cos\left(j \frac{2x}{D} - \omega_j t - \varphi_j\right)$ verursacht wird. Aufgrund der Integration über den gesamten Umfang sind nur diejenigen Drehmoment-Anteile ungleich Null, bei denen $A_i(x, t)$ und $B_j(x, t)$ die gleiche räumliche Wellenlänge haben. Dann ergibt sich für das von $A_i(x, t)$ und $B_j(x, t)$ verursachte Drehmoment [30]

$$M_{ij}(t) = F_{t,ij} \frac{D}{2} = 2\pi \frac{D^2}{8} l_i \hat{A}_i \hat{B}_j \cos[(\omega_i \pm \omega_j)t + (\varphi_i \pm \varphi_j)]. \quad (2.8)$$

Sind die zeitlichen Perioden von A_i und B_j verschieden, das heisst gilt $\omega_i \neq \omega_j$, entsteht lediglich ein Pendelmoment, das aufgrund der zusätzlichen Verluste nicht erwünscht ist. Die Grundwelle der Flussdichte hat eine räumliche Wellenlänge, die der Polpaarteilung entspricht, während im zeitabhängigen Anteil die Frequenz direkt der Drehgeschwindigkeit multipliziert mit der Anzahl der Polpaare entspricht. Um also ein möglichst grosses Nutzmoment zu erzeugen, muss im Stator ein Drehfeld mit der gewünschten Motordrehzahl multipliziert mit der Anzahl der Polpaare erzeugt werden. Dies wird erreicht, indem die drei Phasen a, b und c so angesteuert werden, dass die Grundwelle der darin fließenden Ströme jeweils um einen Phasenwinkel $\omega t = \frac{2\pi}{3}$ verschoben wird. Aufgrund der zusätzlichen räumlichen Verschiebung um den elektrischen Winkel $\alpha = \frac{2\pi}{3}$ entsteht ein Drehfeld, dessen räumliche Grundwellenlänge unabhängig von der Leiteranordnung innerhalb einer Phase exakt der Polpaarteilung entspricht. Somit hat der Strombelag eine Hauptwelle, deren räumliche Wellenlänge mit der Polpaarteilung übereinstimmt und deren zeitliche Periode der Kehrwert der Stromfrequenz ist. Da sich in der Synchronmaschine der Rotor synchron zum von den Statorströmen erzeugten Drehfeld bewegt, haben also die Hauptwelle des

Stator-Strombelages und die Hauptwelle der vom Rotor erzeugten magnetischen Flussdichte die gleiche räumliche Wellenlänge und die gleiche zeitliche Periode. Daher resultiert nach Gleichung (2.8) ein zeitlich konstantes Drehmoment. Durch Umformung erhält man nun für die Grundwellen die bekannte Drehmomentgleichung. Durch die Integration der rotorerzeugten magnetischen Flussdichte über eine halbe Polpaarteilung erhält man den Polradfluss Ψ_f . Wird zudem das dq-System verwendet mit

$$\begin{pmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{pmatrix} = \frac{2}{3} \begin{pmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{pmatrix},$$

so repräsentiert i_q genau den Anteil des Ständerstromes, der für die Drehmomentbildung verantwortlich ist, und es folgt die bekannte Drehmomentgleichung

$$M_{el}(t) = \frac{3}{2} \Psi_f i_{sq}(t), \quad (2.9)$$

wobei der Index s anzeigt, dass die Statorgrößen betrachtet werden.

Die Formel für das Drehmoment bildet zusammen mit den Gleichungen

$$J \frac{d\omega_M(t)}{dt} = M_{el}(t) - M_{last}(t) \quad (2.10)$$

$$\frac{d\alpha(t)}{dt} = \omega_M(t) \quad (2.11)$$

$$p\omega_M = \omega \quad (2.12)$$

$$u_{sd}(t) = R_s i_{sd}(t) + L_s \frac{di_{sd}(t)}{dt} - L_s p\omega_M i_{sq}(t) \quad (2.13)$$

$$u_{sq}(t) = R_s i_{sq}(t) + L_s \frac{di_{sq}(t)}{dt} + L_s p\omega_M i_{sd}(t) + p\omega_M \Psi_f \quad (2.14)$$

eine vollständige Beschreibung der Synchronmaschine mit Vollpol-Permanentmagnetenerregung.

2.4 Pulswechselrichter

Um die elektrische Maschine im Hybridfahrzeug anzutreiben, wird normalerweise ein dreiphasiger Pulswechselrichter wie in Abbildung 2.4

dargestellt verwendet. Häufig wird auch die Bezeichnung Inverter benutzt. Die Schalter sind als IGBTs mit antiparallelen Dioden implementiert. Der Pulswechselrichter wandelt die 200 bis 400 V Gleichspannung in eine dreiphasige Wechselspannung um. Die verschiedenen Verfahren, die zur Erzeugung dieser Wechselspannungen existieren, werden im Folgenden kurz vorgestellt, da sie für die beschriebenen Konzepte von Bedeutung sind. Ziel all dieser Verfahren ist es, den im vorherigen Kapitel geforderte Stator-Strombelag zu erzeugen. Dies wird erreicht, indem für die drei Phasen ein möglichst cosinusförmiger Spannungsverlauf erzeugt wird, wobei die drei Phasenspannungen um jeweils $\frac{2\pi}{3}$ zeitlich verschoben sind. Weil in konventionellen Maschinen der Sternpunkt frei ist, liegt an jeder Motorphase die Differenz der Konverterzweig-Ausgangsspannung und der Nullspannung an. Die Nullspannung u_0 kann dabei direkt aus den Schaltzuständen des Pulswechselrichters berechnet werden, wobei angenommen wird, dass immer jeweils s_{1+} oder s_{1-} geschlossen ist. Gleiches gilt für den zweiten und den dritten Brückenweig. Die Nullspannung des Systems, bezogen auf die negative Schiene, kann dann zu

$$u_0 = \frac{U_{ein}}{3}(s_1 + s_2 + s_3), \tag{2.15}$$

berechnet werden. Dabei ist $s_\nu = 1$ falls der Schalter $s_{\nu+}$ geschlossen und Schalter $s_{\nu-}$ offen ist und $s_\nu = 0$ falls $s_{\nu+}$ offen und $s_{\nu-}$ geschlossen ist. Des Weiteren bezeichnet U_{ein} die Eingangsspannung. Wird der Schalter $s_{\nu+}$ während einer Schaltperiode T_s jeweils für eine Zeit von $\delta_\nu T_s$ geschlossen, so beträgt der Mittelwert der Nullspannung

$$u_0 = \frac{U_{ein}}{3}(\delta_1 + \delta_2 + \delta_3). \tag{2.16}$$

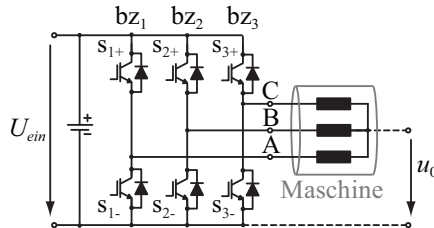


Abbildung 2.4: Pulswechselrichter zum Antreiben der elektrischen Maschine mit auf die negative Schiene bezogener Nullspannung u_0 .

2.4.1 Block-/Grundfrequenztaktung

Die einfachste Ansteuerung des Pulswechselrichters ist die Grundfrequenztaktung. Dabei wird jeder Brückenweig während einer Periode T_n der Ausgangsspannung nur ein Mal ein- und ausgeschaltet. Ausgehend von einem ideal cosinusförmigen Verlauf wird der obere Schalter eines Brückenweiges für den positiven Signalteil ein- und für den negativen Signalteil ausgeschaltet sein. Abbildung 2.5 zeigt die Träger- und Schaltsignale für die oberen Schalter der Zweige. Des Weiteren ist die Nullspannung dargestellt, die für die später vorgestellten Konverter sehr wichtig ist.

Die Grundfrequenztaktung hat den Nachteil, dass die an die Maschine gelegte Spannung im Vergleich zu einem rein cosinusförmigen Verlauf sehr grosse Oberschwingungsanteile aufweist. Da die Verluste mit zunehmendem Oberschwingungsanteil steigen, wird die Grundfrequenztaktung nur in ausgewählten Betriebsbereichen wie zum Beispiel bei hohen Drehzahlen verwendet.

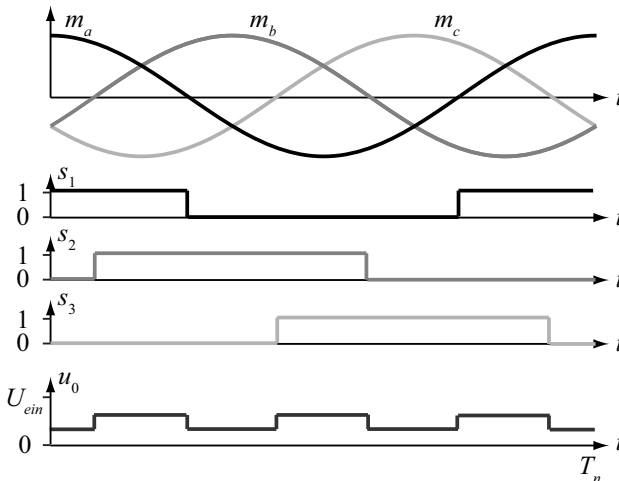


Abbildung 2.5: Schaltbefehle für die Schalter s_{1+} , s_{2+} und s_{3+} und Nullspannung gemäss Abbildung 2.4 für Grundfrequenztaktung.

2.4.2 Pulsweitenmodulation

Um den Anteil der Oberschwingungen möglichst gering zu halten, kann die Pulsweitenmodulation (PWM) verwendet werden. Bei der PWM - auch als Unterschwingungsverfahren bekannt - werden die Schalter so geschaltet, dass innerhalb einer Schaltperiode die Mittelwerte der Konverter-Ausgangsspannungen einem cosinusförmigen Verlauf entsprechen. Je höher die Schaltfrequenz im Vergleich zur Sinusfrequenz ist, desto geringer sind die momentanen Abweichungen zum cosinusförmigen Verlauf. Um die Schaltsignale zu erzeugen, wird ein Trägersignal, welches den gewünschten cosinusförmigen Verlauf zeigt, mit einem schaltfrequenten Dreiecksignal verschnitten. Die Amplitude des Dreiecksignals entspricht dabei der maximalen Cosinusamplitude, die ohne Verzerrung erreicht werden kann. Wird das Verhältnis der Amplituden der Ausgangsspannungsgrundschwingung zur halben Eingangsspannung als Modulationsindex $m = \frac{U_{aus}}{U_{ein}/2}$ bezeichnet, gleicht also bei $m = 1$ der Spitzenwert des cosinusförmigen Signals genau dem Maximalwert der Dreieckspannung. Abbildung 2.6 zeigt neben den Schaltsignalen für die oberen Schalter der Zweige auch die Nullspannung.

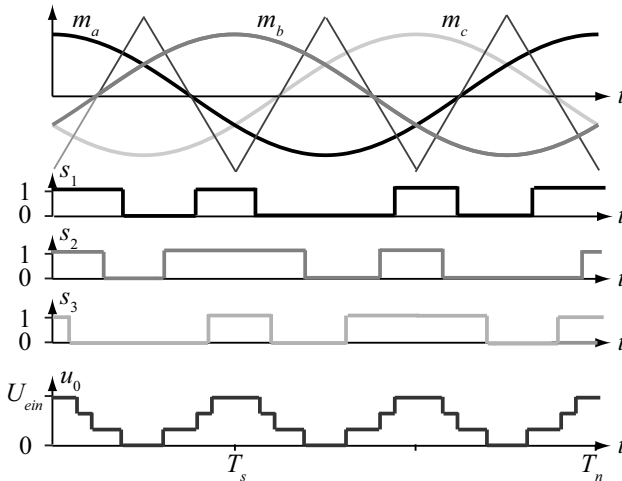


Abbildung 2.6: Schaltbefehle für die Schalter s_{1+} , s_{2+} und s_{3+} und Nullspannung gemäss Abbildung 2.4 für PWM.

Durch diese Modulation kann bei der DC-Eingangsspannung U_{ein} jedoch höchstens eine verzerrungsfreie Ausgangsspannung mit einer Amplitude von $\frac{U_{ein}}{2}$ erreicht werden. Das heisst der Modulationsindex m darf nicht grösser als 1 gewählt werden, da sonst der Mittelwert über eine Schaltperiode nicht mehr mit dem cosinusförmigen Singal übereinstimmt. Der Modulationsindex kann jedoch noch erhöht werden. In den Zeitabschnitten, in denen entweder alle oberen Schalter geschlossen oder alle oberen Schalter geöffnet sind, wird kein Beitrag zum für die Strombildung wirksamen Spannungsmittelwert geliefert. Entscheidend ist also nur die Summe der Einschaltzeiten dieser beiden Zustände, nicht jedoch, wie die Gesamtzeit auf die beiden Zustände verteilt wird. Dabei wird der relative Anteil desjenigen Schaltzustandes, bei dem die oberen Schalter geschlossen sind, als δ_{111} bezeichnet. δ_{000} ist analog definiert. Wird dies nun berücksichtigt, kann dem rein cosinusförmigen Signal eine Nullkomponente, das heisst eine Komponente mit cosinusförmigem Verlauf dreifacher Frequenz, negativem Vorzeichen und einer Amplitude von $\frac{1}{6}$ der gewünschten Ausgangsamplitude überlagert werden. Damit ist eine maximale Ausgangsamplitude von $\frac{2}{\sqrt{3}} \frac{U_{ein}}{2}$ erreichbar, was einem Modulationsindex von $m = \frac{2}{\sqrt{3}}$ entspricht. Grössere Amplituden sind ohne Verzerrung der lokal gemittelten Ausgangsspannung nicht mehr möglich.

2.4.3 Raumzeigermodulation

Die Raumzeigermodulation baut auf dem gleichen Prinzip auf wie die Pulsweitenmodulation. Allerdings werden hier die relativen Einschaltzeiten nicht über eine Verschneidung ermittelt, sondern direkt berechnet. Auf den Mittelwert der Spannung hat es keinen Einfluss, ob das Unterschwingungsverfahren mit Nullkomponente oder die Raumzeigermodulation verwendet wird. Ebenso ist bei beiden Verfahren ein Modulationsindex von $m = \frac{2}{\sqrt{3}}$ erreichbar. Einzig die Aufteilung der beiden Zustände, in denen alle Brückenarme den gleichen Schaltzustand aufweisen, wird bei der Raumzeigermodulation normalerweise mit $\delta_{000} = \delta_{111}$ festgelegt, was von der im vorigen Kapitel vorgestellten Aufteilung geringfügig abweicht.

2.4.4 Alternative Modulationen

Zur Ansteuerung der Schalter des Pulswechselrichters wird meist eine der vorgestellten Modulationen verwendet. Daneben gibt es jedoch auch andere Möglichkeiten. Die Nebenbedingung aller Ansätze ist, dass der Mittelwert der Aussenleiterspannung über eine Schaltperiode einem cosinusförmigen Verlauf entspricht. Für die Erzeugung dieses Mittelwerts und insbesondere für die Aufteilung δ_{000} und δ_{111} existieren mehrere Möglichkeiten. Je nach Anwendungsgebiet kann sich eine andere Modulation als vorteilhaft erweisen. Durch die Flat-Top Modulation beispielsweise werden die Schaltverluste im Vergleich zur herkömmlichen Raumzeigermodulation verringert [28]. Für die Funktionsweise der vorgestellten Konverter ist die Wahl der Modulation nicht von Bedeutung. Bei der Auslegung können sich jedoch Unterschiede ergeben, da der Verlauf der Nullspannung entscheidend ist für die Leistungsübertragung. Daher wird im weiteren Text angenommen, dass entweder die Pulsweitenmodulation mit Überlagerung einer Nullkomponente oder die Raumzeigermodulation verwendet wird.

2.5 DC/DC Konverter

Die Hauptaufgabe des DC/DC Konverters ist es, das 12 V Bordnetz zu versorgen. In heutigen Hybridfahrzeugen wird der DC/DC Konverter teilweise als unidirektionaler Konverter implementiert. Es gibt jedoch Situationen, in denen auch ein Leistungstransfer von der Nieder- zur Hochspannungsseite gefordert wird. Werden beispielsweise Brennstoffzellen verwendet, so ist ein Leistungstransfer von der Niederspannungsseite zum Hochfahren der Hilfseinrichtung eines Brennstoffzellensystems notwendig, das heisst letztlich eine bidirektionale Kopplung von Niederspannungs- und Hochspannungsbuss erforderlich. Aber auch bei Hybridfahrzeugen mit Batterien kann es wünschenswert sein, den Verbrennungsmotor direkt von der 12 V Batterie aus zu starten. Ausserdem ist bei Vollhybrid-Fahrzeugen aufgrund der Spannungen von über 200 V eine Potentialtrennung aus Sicherheitsgründen unumgänglich. Da die Dual Active Bridge (DAB) sowohl bidirektionalen Betrieb ermöglicht als auch den Eingang und den Ausgang galvanisch trennt, bietet sich dieser Konverter als Alternative an. Die DAB wird in Kapitel 4 genauer beschrieben.

In Vollhybridfahrzeugen gibt es neben diesem DC/DC Konverter zwischen dem Hochspannungbus und der 12 V Batterie teilweise einen weiteren DC/DC Konverter, der die Spannung der Hochspannungsbatterie auf ein höheres Niveau transformiert. Dies bietet den Vorteil, dass die Spannung einerseits höher gewählt werden kann und andererseits die Busspannung unabhängig vom Ladezustand der Batterie wird. Da dieser Konverter für die Funktionsweise der später vorgestellten Systeme jedoch nicht von Bedeutung ist, wird er hier nicht näher erläutert.

Kapitel 3

Multifunktionale Systeme

Wie bei den meisten Systemen besteht auch bei der Leistungselektronik für Hybridfahrzeuge der Wunsch nach billigeren, kleineren und leichteren Systemen. Eine Möglichkeit, um diese Ziele zu erreichen, kann die gemeinsame Nutzung von einigen Systemteilen durch den Pulswechselrichter und den DC/DC Konverter sein. Komponenten, die in beiden Einzelsystemen enthalten sind, können zusammengefasst werden, so dass sich die gesamte Komponentenzahl verringert. Wie in Abbildung 3.1 dargestellt, entsteht somit aus den zwei Einzelsystemen Pulswechselrichter und DC/DC Konverter ein multifunktionales System, das die Funktionen beider Einzelsysteme übernimmt.

In der Literatur finden sich verschiedene Ansätze für diese Integration des DC/DC Konverters in das Pulswechselrichter-/Maschinensystem. Um die in dieser Arbeit vorgestellten Integrationskonzepte einordnen zu

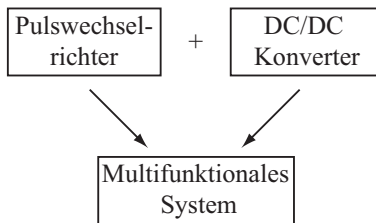


Abbildung 3.1: Grundidee multifunktionaler Systeme.

können, wird ein Überblick über verschiedene Ansätze zur Implementierung eines multifunktionalen Systems gegeben.

3.1 Einphasige Konverter

Im Folgenden wird eine Übersicht über verschiedene Möglichkeiten für eine Integration des DC/DC Konverters gegeben, die entweder keine Potentialtrennung beinhalten oder die eine Potentialtrennung über ein einziges, das heisst einphasiges Wicklungspaar erreichen. Diese Konverter werden im folgenden als einphasige Konverter bezeichnet.

Wird vorausgesetzt, dass der DC/DC Konverter nur bei Stillstand der Maschine arbeiten muss, so bieten sich einfache Möglichkeiten zur Integration. Die Brückenzeige des Pulswechselrichters können dann direkt für den DC/DC Konverter genutzt werden. Dadurch kann ein separater Konverter beispielsweise zum Aufladen der Hochspannungsbatterie vor dem Fahren eingespart werden. Allerdings ist diese Integration für den gleichzeitigen Betrieb des Systems als DC/DC Konverter und als Pulswechselrichter ungeeignet.

Ein weiterer Schritt in Richtung Integration wird erreicht, wenn nicht nur die Schalter gemeinsam genutzt werden, sondern auch Teile der Maschine zur Implementierung einer Induktivität. Neben verschiedenen anderen Herstellern ([22], [43], [45]) hat vor allem Toyota mehrere Publikationen zu diesem Thema herausgegeben und ein multifunktionales Konvertersystem gemäss Abbildung 3.2 vorgestellt ([26], [31], [38]). Dieses Konzept zur Integration des DC/DC Konverters wurde für das Mildhybridsystem THS-M entwickelt, bei dem die Speisung der elektrischen Maschine über ein 42 V Bordnetz erfolgt. Die Grundidee dieses Ansatzes liegt in der Nutzung des Nullsystems des Pulswechselrichters und der elektrischen Maschine, das in Kapitel 4 genauer beschrieben wird. Hier soll die Funktionalität dieses Ansatzes nur kurz erläutert werden.

Ausgangspunkt für den DC/DC Konverter ist ein konventioneller Tiefsetzsteller. Für das neue System wird dabei das 12 V System direkt an den Sternpunkt der Maschine angeschlossen. Da der Strom, der in das 12 V System fliesst, dem Nullstrom des Pulswechselrichter-/Maschinensystems entspricht, kann die Funktion des DC/DC Konverters durch das vereinfachte System nach Abbildung 3.3(b) nachgebildet werden. Die Nullinduktivität der Maschine wird so als Tiefsetzsteller-Induktivität genutzt. Die pulsformige Spannung über der Diode, die

im konventionellen Tiefsetzsteller in Abbildung 3.3(a) durch geeignete Ansteuerung des Schalters entsteht, wird durch die Nullspannung u_0 ersetzt. Da die Freilaufzustände auf δ_{000} und δ_{111} frei aufteilbar sind, kann die Form der Nullspannung und damit auch die übertragene Leistung beeinflusst werden.

Alternativ kann das 12 V System an die Sternpunkte von zwei elektrischen Maschinen angeschlossen werden. Ausserdem kann der Konverter auch als Hochsetzsteller verwendet werden, da sowohl die Diode als auch der Schalter in Abbildung 3.3(a) durch die aktiven Schalter mit antiparalleler Diode des Wechselrichters realisiert werden.

Wird allerdings bei diesem System eine Dreiphasenspannung an die Maschine gelegt, so schränkt sich der Betriebsbereich der Tiefsetzstellerfunktion ein. Da nur die Aufteilung der Freilaufzustände frei wählbar ist, ist ein Teil der Nullspannung u_0 durch den Betriebspunkt der Maschine fest vorgegeben. Im Extremfall einer Grundfrequenztaktung treten keine Freilaufzustände auf und die Nullspannung ist, wie in Abbildung 2.5 gezeigt, vorgegeben. Somit kann auch die über den Tiefsetzsteller übertragene Leistung nicht mehr beeinflusst werden. Ausserdem sind in diesem System die Ein- und Ausgangsspannung nicht galvanisch getrennt.

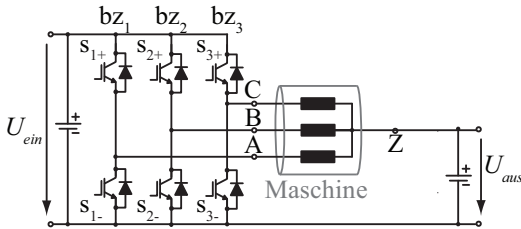


Abbildung 3.2: Multifunktionales Konvertersystem von Toyota.

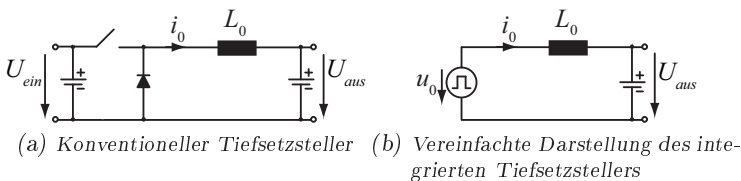


Abbildung 3.3: Integrierte Tiefsetzstellerfunktion von Toyota.

Daher ist das Konzept für den Einsatz in einem Vollhybrid, in dem der Pulswechselrichter an Spannungen von über 200 V liegt, nicht geeignet.

Auch BMW hat ein Patent für ein multifunktionales System veröffentlicht, bei dem das Nullsystem des Pulswechselrichter-/Maschinensystems genutzt wird, indem der Sternpunkt der Maschine an ein weiteres System angeschlossen wird [11]. Bei den meisten der vorgeschlagenen Varianten wird jedoch wie beim System von Toyota keine galvanische Trennung verwendet. Bei den Varianten mit galvanischer Trennung stellt sich das Problem, dass der Sternpunkt über den Transformator entweder zwischen zwei Kondensatoren, die an der Ein-

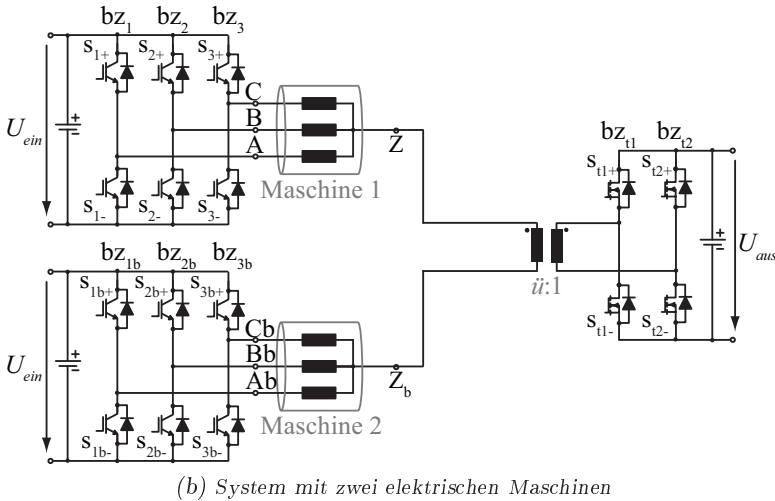
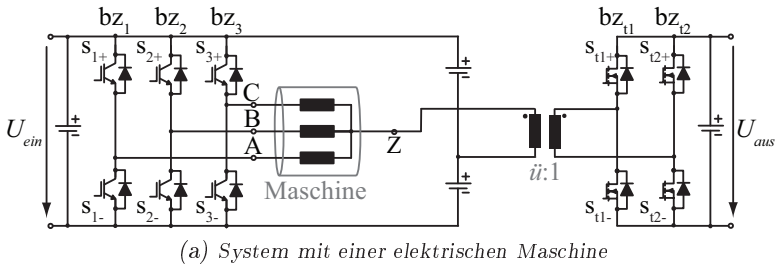


Abbildung 3.4: Integration eines einphasigen DC/DC Konverters mit galvanischer Trennung.

gangsspannung liegen, oder an den Sternpunkt einer zweiten Maschine angeschlossen wird (Abbildung 3.4). Dadurch kann wieder, wie beim System von Toyota, in gewissen Betriebspunkten die übertragene Leistung nicht mehr beeinflusst werden. Ausserdem muss der Transformator relativ gross gewählt werden, da ansonsten aufgrund der geringen Beeinflussbarkeit der Nullspannung nicht sichergestellt werden kann, dass keine Sättigung auftritt.

Neben diesen Systemen, die sich direkt mit der Integration des DC/DC Konverters und des Pulswechselrichters beschäftigen, gibt es noch weitere Publikationen, die sich mit der Nutzung des Nullsystems in anderen Gebieten befassen. Schon sehr früh kam die Idee auf, das Nullsystem der elektrischen Maschinen am Leistungstransport zu beteiligen. In [15] und [16] wird ein System für den Betrieb eines Motors von einer Niederspannungsschiene vorgestellt, bei dem der Pulswechselrichter nicht direkt an eine Spannungsquelle angeschlossen ist, sondern nur an einen Kondensator. Stattdessen ist die Spannungsquelle an den

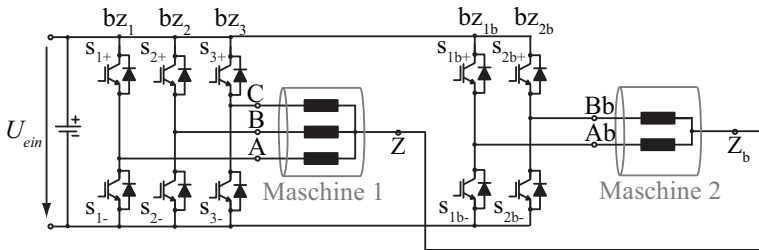


Abbildung 3.5: Integriertes System für den Antrieb eines dreiphasigen Traktionsmotors und eines zweiphasigen Kompressors.

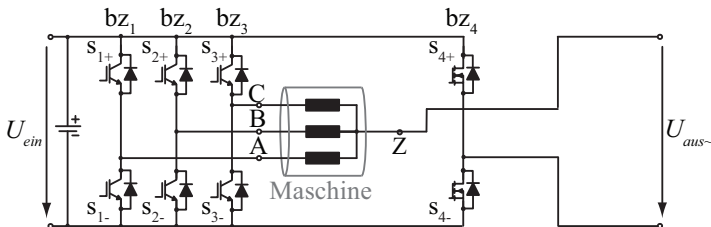


Abbildung 3.6: Integriertes System für die Erzeugung einer Wechselspannung.

Sternpunkt der Maschine angeschlossen, so dass der Kondensator über die Nullinduktivität des Motors und die Schalter des Pulswechselrichters aufgeladen wird. Der Aufbau ist dabei analog zu jenem in Abbildung 3.2. Der Pulswechselrichter wird somit auch als Hochsetzsteller genutzt. Durch diesen Aufbau kann der Pulswechselrichter mit einer höheren Spannung als der vorhandenen Batteriespannung betrieben werden. In [42] und [44] werden zwei Maschinen gemäss Abbildung 3.5 über die Sternpunkte miteinander verbunden, um einen Brückenweig der beiden Pulswechselrichter zu sparen. In [20] wird schliesslich ein System vorgestellt, das über den Nullpunkt und einen vierten Brückenweig eine Wechsellspannung erzeugt (Abbildung 3.6).

Die vorgestellten Systeme haben alle den Nachteil, dass sie keine galvanische Trennung von Ein- und Ausgang bieten und/oder nur in gewissen Betriebspunkten einsetzbar sind. Daher wird in dieser Arbeit ein neues System vorgestellt (siehe Abbildung 4.6) ([34], [35], [36]). Dabei wird wie beim System von Toyota das Pulswechselrichter-/Maschinen-Nullsystem genutzt. Das 12 V System wird aber nicht mehr direkt an den Sternpunkt geschaltet, sondern über einen Transformator. Durch die Verwendung eines vierten Brückenweiges bz_4 wird sichergestellt, dass der Konverter auch bei Grundfrequenztaktung den Leistungsfluss regeln kann, so dass der Transformator auch kleiner als beim System in [11] ausfällt. Der Nullstrom ist nicht mehr ein rippelbehafteter Gleichstrom wie für Abbildung 3.2, sondern ein reiner Wechselstrom. Dieses System wird als Multifunktionales Konvertersystem I (MFCS-I) bezeichnet und in Kapitel 4 detailliert beschrieben.

3.2 Mehrphasige Konverter

Die Systeme aus dem vorhergehenden Kapitel verfügen alle entweder über keine galvanische Trennung zwischen Ein- und Ausgang oder benötigen einen externen Transformator. Um diesen externen Transformator zu eliminieren, kann das Eisen der Maschine genutzt werden. Da meist eine dreiphasige Maschine verwendet wird, bietet sich bei der Integration auch eine dreiphasige Übertragung an. Dazu werden zusammen mit den herkömmlichen Motorwicklungen in jede Nut zusätzliche Wicklungen eingelegt, die dann als Sekundärwicklungen des Transformators dienen. Das entstehende System ist ein mehrphasiger Konverter. Abbildung 3.7 zeigt einen möglichen Aufbau ([4], [39], [40]). Während dieses

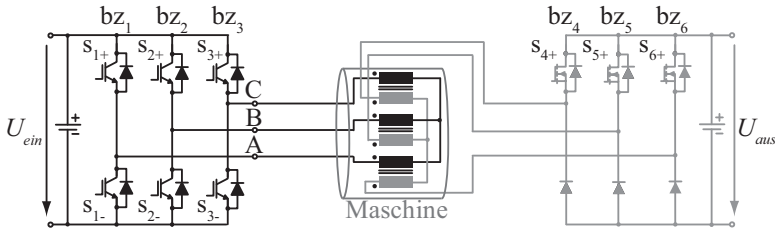


Abbildung 3.7: Integration eines dreiphasigen DC/DC Konverters.

System zwar eine galvanische Trennung zwischen Ein- und Ausgang bietet und die über den DC/DC Konverter übertragene Leistung in allen Betriebspunkten beeinflussbar ist, steigt die Anzahl der Komponenten durch die dreiphasige Sekundärseite im Vergleich zu den einphasigen Systemen.

In dieser Arbeit wird ein neues System vorgestellt, das diesen Nachteil behebt. Beim Multifunktionalen Konvertersystem II (MFCS-II) nach Abbildung 4.6 wird wie in Abbildung 3.7 ein dreiphasiger Transformator in die Maschine integriert ([1], [33]). Indem aber die Sekundärwicklungen in Serie geschaltet werden, wird nur eine einphasige Ausgangsstufe benötigt. Aufgrund des vierten Brückenweiges kann ausserdem die Leistungsübertragung mit der Schaltfrequenz des DC/DC Konverters geschehen, so dass kein niederfrequentes System entsteht. Dieses System wird als Multifunktionales Konvertersystem II (MFCS-II) bezeichnet und in Kapitel 4 detailliert beschrieben.

Kapitel 4

Funktionsweise der vorgestellten Systeme

Im vorhergehenden Kapitel wurden verschiedene Ansätze zur Integration des DC/DC Konverters in das Antriebssystem vorgestellt. Wie gezeigt wurde, haben die beiden in dieser Arbeit untersuchten Konzepte MFCS-I und MFCS-II Vorteile gegenüber den anderen Systemen. Im folgenden Kapitel wird die grundsätzliche Funktionsweise der entsprechenden Konverter vorgestellt. Da der Ausgangspunkt für die Entwicklung der beiden Systeme die Dual Active Bridge (DAB) ist, wird zuerst die DAB behandelt ([19], [21], [24], [46]).

4.1 Dual Active Bridge

Wie in Kapitel 1 erläutert, ist es in gewissen Situationen erforderlich, dass der DC/DC Konverter bidirektional betrieben werden kann und eine Potentialtrennung zwischen Ein- und Ausgang gewährleistet. In diesem Fall bietet sich die DAB an, deren Aufbau in Abbildung 4.1 dargestellt ist. Gegenüber anderen Konvertern, die in diesem Bereich eingesetzt werden, hat die DAB folgende Vorteile:

- geringe Anzahl Komponenten
- keine resonante Topologie (einfachere Regelung)
- vergleichsweise kleine Serieninduktivität

4.1.1 Funktionsprinzip

Die DAB ist ein bidirektionaler Konverter, das heisst die Leistung kann sowohl von der Hoch- zur Niederspannungsseite als auch von der Nieder- zur Hochspannungsseite übertragen werden. Ohne Einschränkung der Allgemeinheit wird im Weiteren der Übersichtlichkeit halber die Hochspannungsseite als Eingangs- beziehungsweise Primärseite bezeichnet. Ebenso wird die Niederspannungsseite als Ausgangs- beziehungsweise Sekundärseite bezeichnet.

In Abbildung 4.2(a) ist ein stark vereinfachtes Ersatzschaltbild der DAB dargestellt. Die angelegte Eingangsgleichspannung wird dabei durch eine Vollbrücke in eine hochfrequente Wechselspannung umgewandelt. Damit Ein- und Ausgang voneinander galvanisch isoliert sind, wird ein Transformator vor die zweite Vollbrücke geschaltet, welche die hochfrequente Spannung wieder gleichrichtet. Auf der Hochspannungsseite wird zwischen eine der Vollbrücken und den Transformator eine Induktivität geschaltet. Alternativ kann die Induktivität auch niederspannungsseitig angeordnet sein.

Für eine erste Modellbildung werden die Schalter als ideal angenommen.

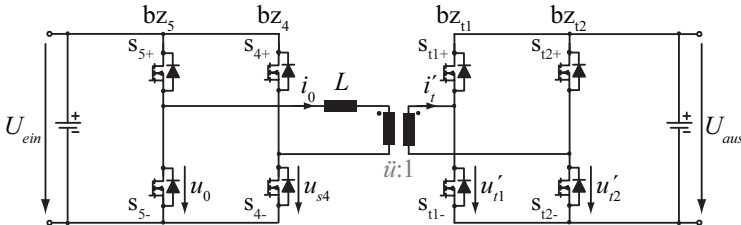


Abbildung 4.1: Dual Active Bridge (DAB).

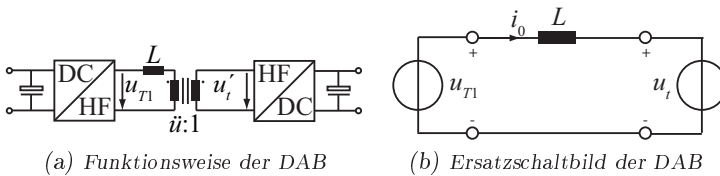


Abbildung 4.2: Funktionsprinzip der DAB.

men, das heisst, sowohl die Leit- als auch die Schaltverluste werden vernachlässigt. Ausserdem wird die Totzeit nicht berücksichtigt. Es ist also immer entweder der obere oder der unter Schalter eines Brücken-zweiges geschlossen. Um ausserdem die Bezeichnungen mit den beiden multifunktionalen Konvertersystemen konsistent zu halten, werden die Brücken-zweige auf der Hochspannungsseite als bz_5 und bz_4 bezeichnet.

Werden diese Annahmen getroffen, so tritt über dem unteren Schalter s_{5-} der Hochspannungsbrücke im geöffneten Zustand die Eingangsspannung U_{ein} und im geschlossenen Zustand keine Spannung auf. Über s_{5-} tritt also eine rechteckförmige Spannung auf, welche die Werte 0 und U_{ein} annimmt. Das gilt auch für s_{4-} im zweiten Hochspannungsbrücken-zweig. Um die Namensgebung bei der DAB mit den später vorgestellten Konzepten konsistent zu halten, wird die Spannung über s_{5-} als u_0 und über s_{4-} als u_{s4} bezeichnet. Analog können für die Schalter s_{t1-} und s_{t2-} die Spannungen u'_{t1} und u'_{t2} auf der Niederspannungsseite modelliert werden. Um das Ersatzschaltbild kompakt zu halten, werden diese beiden Spannungen auf die Primärseite bezogen, d.h. u_{t1} ist entweder $\ddot{u}U_{aus}$ oder 0. Das Gleiche gilt für u_{t2} . Zwischen diese beiden Vollbrücken wird die DAB Induktivität L und ein Transformator geschaltet. Um die grundlegende Funktion der DAB zu erklären, wird der Transformator als ideal angenommen. Es bleibt das vereinfachte Ersatzschaltbild nach Abbildung 4.2(b), wobei die Spannungsquellen als $u_{T1} = u_0 - u_{s4}$ und $u_t = u_{t1} - u_{t2}$ zusammengefasst werden. Die Differenz der beiden Spannungen u_{T1} und u_t bewirkt eine Stromänderung in der Induktivität L . Durch diese Spannungsdifferenz kann also die Stromform beeinflusst werden und somit auch die an den Ausgang übertragene Leistung, die sich mit

$$P_{aus} = \frac{1}{T_s} \int_{t_0}^{t_0+T_s} p_{aus}(t) dt = \frac{1}{T_s} \int_{t_0}^{t_0+T_s} u_t(t) i_t(t) dt \quad (4.1)$$

berechnen lässt.

Für die Ansteuerung der beiden Vollbrücken sind verschiedene Konzepte möglich. Dies führt auf verschiedene Schaltverfahren, die in Kapitel 6 genauer beschrieben werden. Zur Veranschaulichung der Funktionsweise ist in Abbildung 4.3 der Verlauf der Spannungen u_{T1} sowie u_t und des Stromes i_L in der Induktivität für das Phase-Shift-Verfahren dargestellt.

Um auch die Verluste in das Modell einzubeziehen, wird ausgehend von Abbildung 4.1 für den Transformator das konventionelle Ersatz-

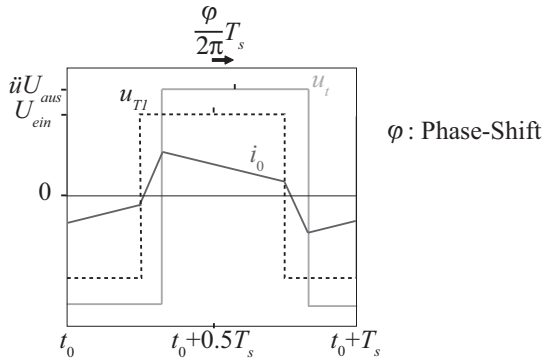
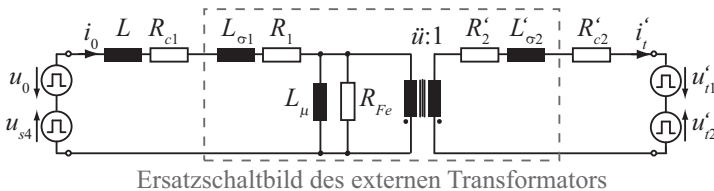


Abbildung 4.3: Verlauf der Spannungen u_{T1} sowie u_t und des Stromes i_0 für das Phase-Shift-Verfahren.

schaltbild verwendet, das die Streuinduktivitäten $L_{\sigma 1}$, $L_{\sigma 2}$, die Magnetisierungsinduktivität L_{μ} , die Wicklungswiderstände R_1 , R_2 , und den Eisenwiderstand R_{Fe} berücksichtigt. Dabei sind die Sekundärgrößen wie zum Beispiel R_2 bereits auf die Primärseite bezogen. Die Schalterwiderstände und allfällige Zuleitungswiderstände werden in den Widerständen R_{c1} und R_{c2} zusammengefasst. Es ergibt sich das Gesamtersatzschaltbild in Abbildung 4.4.

Statt einer externen Induktivität L wird teilweise die Streuinduktivität des Transformators verwendet. Da jedoch die Einflussmöglichkeiten auf die Streuinduktivität beschränkt sind und der Aufwand der Integration zu gross ist, wird meist eine zusätzliche externe Induktivität verwendet.



Ersatzschaltbild des externen Transformators

Abbildung 4.4: Ersatzschaltbild für die DAB mit Berücksichtigung der Verluste.

Die DAB kann nur dann mit den vorgestellten Konzepten verglichen werden, wenn zusätzlich der in Kapitel 2 vorgestellte Pulswechselrichter und die elektrische Maschine mit einbezogen werden. Abbildung 4.5 zeigt das System mit dem Pulswechselrichter, über den die elektrische Maschine gespeist wird, und dem als DAB implementierten DC/DC Konverter.

4.2 MFCS-I

Ausgehend vom konventionellen System nach Abbildung 4.5, kann das System vereinfacht werden. Indem der Transformator direkt zwischen den Brückenweig bz_4 und den Sternpunkt der Maschine geschlossen wird, können der Hochspannungs-Brückenweig bz_5 und die externe DAB Induktivität eingespart werden. Abbildung 4.6 zeigt das vereinfachte System, dass als Multifunktionales Konvertersystem I (MFCS-I) bezeichnet wird. Durch die Verbindung des Sternpunktes muss nun die Summe der Phasenströme nicht mehr gleich Null sein und es tritt ein Nullstrom auf. Daher wird im Folgenden Unterkapitel das Nullsystem genauer beschrieben.

4.2.1 Das Nullsystem

Grundsätzlich kann jedes dreiphasige System in ein Mit-, ein Gegen- und ein Nullsystem aufgeteilt werden. Dabei repräsentiert das Nullsystem denjenigen Anteil des Systems, der in allen drei Phasen gleich auftritt.

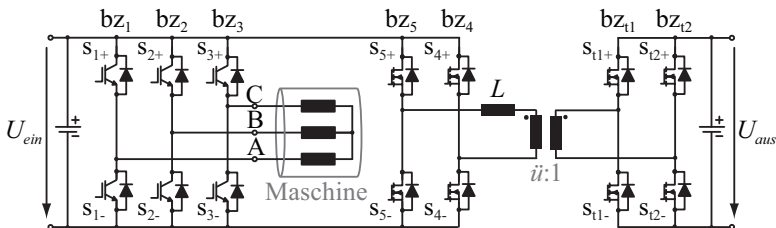


Abbildung 4.5: Konventionelles Pulswechselrichter-/Maschinensystem mit DAB.

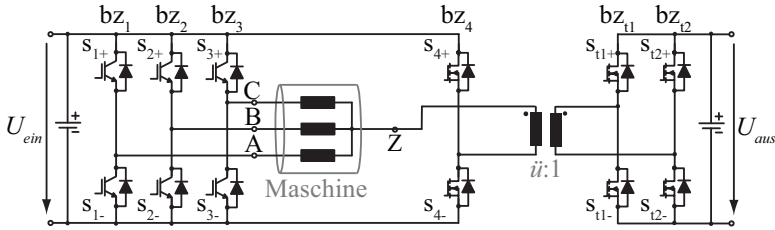


Abbildung 4.6: Multifunktionales Konvertersystem I (MFCS-I).

Die Umrechnung der Phasenspannungen erfolgt dabei gemäss

$$\begin{pmatrix} U_{mit} \\ U_{ge} \\ U_0 \end{pmatrix} = \frac{1}{3} \begin{pmatrix} 1 & a & a^2 \\ 1 & a^2 & a \\ 1 & 1 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{pmatrix} \quad (4.2)$$

mit $a = e^{i\frac{2\pi}{3}}$. Analoges gilt im Normalfall für die Phasenströme, während die Widerstände nicht transformiert werden. Eine Nullkomponente tritt nur dann auf, wenn ein Mittelpunktsteiler vorhanden ist, wobei über diesen Leiter dann die Summe der Phasenströme $i_a + i_b + i_c$ fliesst, was gemäss Gleichung 4.2 dem dreifachen Nullstrom entspricht. In den beiden multifunktionalen Systemen ist für den DC/DC Konverter genau dieser dreifache Nullstrom relevant. Daher wird im Weiteren eine von der konventionellen Transformation abweichende Umformung gewählt, in der der Nullstrom i_0 den dreifachen konventionellen Nullstrom darstellt. Da die drei ursprünglichen Nullwiderstände aus Sicht des DC/DC Konverters parallel geschaltet werden, entspricht in diesem Bericht R_0 einem Drittel des konventionellen Nullwiderstandes. Durch diese Transformation können nun die drei Systeme getrennt voneinander betrachtet werden.

Im konventionellen Fall nach Abbildung 4.5 ist es nicht möglich, dass im Pulswechselrichter-/Maschinensystem ein Nullstrom fliesst, da der Sternpunkt der Maschine frei ist und stets $i_0 = i_a + i_b + i_c = 0$ gilt. Da die Nullspannung somit keinen Einfluss auf das System ausübt, kann das Nullsystem im herkömmlichen Fall weggelassen werden. Beim MFCS-I hingegen wird der Brückenast bz_4 an den Sternpunkt angeschlossen, so dass ein Nullstrom fließen kann. Wichtig ist aber, dass durch diese Verbindung weder das Mit- noch das Gegensystem des Pulswechselrichter-/Maschinensystems beeinflusst wird. Das

heisst, die Berechnung der Mit- und Gegensystemgrössen wird nicht durch die Integration des DC/DC Konverters beeinflusst. Sowohl für das MFCS-I als auch für das MFCS-II kann für das Pulswechselrichter-/Maschinensystem das gleiche Mit- und Gegensystem verwendet werden wie im konventionellen Aufbau mit der DAB.

Für die Berechnung der Nullkomponente wird für die Maschine das Ersatzschaltbild nach Abbildung 4.7(b) verwendet. Dabei bezeichnet L_0 die Nullinduktivität und R_0 den Nullwiderstand. Die Nullimpedanz Z_0 des Nullsystem-Ersatzschaltbildes kann direkt an der Maschine gemessen werden. Die Ergebnisse dieser Messung werden in Kapitel 5.4 im Detail behandelt. Somit können die Ströme im DC/DC Konverter separat berechnet werden. Einzig der Modulationsindex m des Pulswechselrichters beeinflusst das Verhalten des DC/DC Konverters. Ausserdem ist für die Berechnung der Schaltverluste das Gesamtsystem massgebend, da die Schaltverluste im Allgemeinen nicht linear vom Strom abhängen.

Der Pulswechselrichter wird durch das Ersatzschaltbild in Abbildung 4.7(a) modelliert. Dabei bezeichnet u_0 die Nullspannung, die wie in Kapitel 2 beschrieben über Gleichung 2.15 aus den Schalterzuständen berechnet werden kann. $R_{0,Inv}$ bezeichnet den Nullwiderstand des Pulswechselrichters. Dieser entspricht einem Drittel der Schalterdurchlasswiderstände plus allfälliger Verdrahtungs- und Leitwiderstände. Näheres hierzu wird in Kapitel 5 erläutert, wo auch auf Durchlassspannungen eingegangen wird.

Die Auswirkungen des Nullstroms auf den Betrieb der Maschine werden in Kapitel 7 behandelt.

Wie in Kapitel 2 erwähnt wird, kann im konventionellen System nach Abbildung 2.4 die Nullspannung direkt am Sternpunkt gemessen werden. Bei angeschlossenem Sternpunkt ist dies nicht mehr möglich, da sich die Sternpunktspannung durch den Spannungsabfall über $R_{0,Inv}$, R_0 und L_0 in Abbildung 4.7 von der inneren Spannung u_0 unterscheidet.

4.2.2 Funktionsprinzip

Für die Funktion des DC/DC Konverters ist wie gezeigt nur das Nullsystem relevant. Dabei ersetzt im Vergleich zum konventionellen System die Nullspannung u_0 die Spannung über dem Schalter s_{5-} und die Nullinduktivität die externe DAB Induktivität L .

Der Sternpunkt Z der Maschine wird an einen Transformator

angeschlossen, der durch das konventionelle Ersatzschaltbild dargestellt wird. Abbildung 4.8 zeigt das Ersatzschaltbild für das MFCS-I. Der zweite primärseitige Anschluss wird an den zusätzlichen Hochspannungs-Brückenweig geschlossen, der durch die Spannungsquelle u_{s4} dargestellt wird. Die beiden Anschlüsse der Sekundärseite werden an die Niederspannungs-Brückenweige geschlossen, die wie bei der DAB durch die Spannungsquellen u_{t1} und u_{t2} modelliert werden. Werden die Widerstände $R_{0,Inv}$, R_0 und der Verdrahtungswiderstand R_{c1} in einem Widerstand $R_{0,tot}$ zusammengefasst, hat man ein Ersatzschaltbild, das direkt mit demjenigen der DAB vergleichbar ist.

Einzig die Werte der Parameter variieren, und die Spannung u_0 kann neu nicht nur die Werte 0 und U_{ein} annehmen, sondern auch $U_{ein}/3$ und $2U_{ein}/3$.

4.3 MFCS-II

Eine weitere Vereinfachung gegenüber dem konventionellen System kann erreicht werden, wenn die galvanische Trennung zwischen Ein-

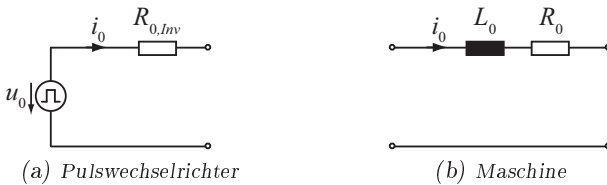


Abbildung 4.7: Ersatzschaltbilder des Nullsystems.

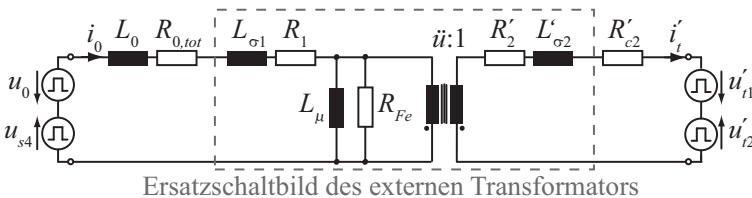


Abbildung 4.8: Ersatzschaltbild des DC/DC Konverters für das MFCS-I.

und Ausgang in die elektrische Maschine integriert wird. Abbildung 4.9 zeigt den Aufbau des zweiten Systems, des Multifunktionalen Konvertersystems II (MFCS-II). Um diese Integration zu erreichen, wird in die Nuten zusammen mit den konventionellen Maschinenwicklungen eine zusätzliche Wicklung mit vergleichsweise geringem Querschnitt eingefügt. So entsteht ein dreiphasiger, in die elektrische Maschine integrierter Transformator. Abbildung 4.10 zeigt eine vereinfachte Skizze dieser Integration. Die konventionellen Maschinenwicklungen dienen dabei als Primärwicklungen, die zusätzlichen Wicklungen als Sekundärwicklungen, und das Eisen der Maschine wird als Transformator-kern genutzt. Da die zusätzlichen Wicklungen in Serie geschaltet sind, tritt unter Vernachlässigung der Verluste als Sekundärspannung nur die Nullspannung auf.

Da die für das MFCS-II verwendete Maschine nicht mehr eine konventionelle Bauform aufweist, kann auch das Ersatzschaltbild aus Abbildung 4.7(b) nicht direkt übernommen werden. Um ein Ersatzschaltbild für den DC/DC Konverter im MFCS-II zu finden, muss zuerst die Funktion des MFCS-II genauer untersucht werden.

4.3.1 Funktionsprinzip

Abbildung 4.11 zeigt das allgemeine Ersatzschaltbild der elektrischen Maschine mit dem integrierten Transformator. Die Primärseite bilden dabei die konventionellen Wicklungen der elektrischen Maschine. R_a bezeichnet den Widerstand der Phase a, L_a die Gesamtinduktivität der Phase a und e_a die durch den Rotor in Phase a induzierte Spannung. Durch die zusätzlichen Wicklungen, die in denselben Nuten wie die Wicklungen der Phase a liegen, entsteht eine magnetische Kopplung

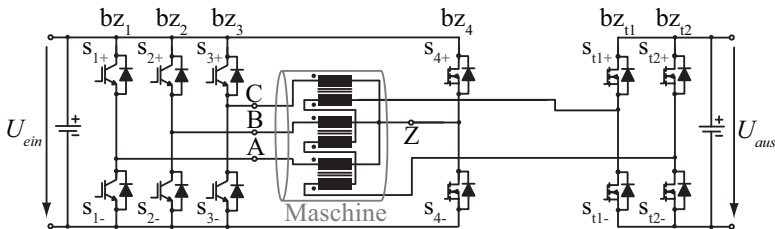


Abbildung 4.9: Multifunktionales Konvertersystem II (MFCS-II).

zwischen a und der neuen Wicklung a_2 . Analoges gilt für die anderen Phasen. Die Kopplung zwischen a und a_2 wird in Abbildung 4.11 nur schematisch dargestellt, während die Kopplung zwischen den Phasen aufgrund der Übersichtlichkeit nicht eingezeichnet wird. Im Folgenden wird die Kopplung zwischen den einzelnen Wicklungen genauer erläutert. Um die Erklärungen zu vereinfachen, wird dabei zuerst angenommen, dass sich die Maschine nicht dreht. Somit werden keine Spannungen durch den Rotor induziert und e_a , e_b und e_c weisen den Wert Null auf. Wird eine Spannung u_{a1} an die Phase a gelegt, bildet sich ein Fluss Ψ_a aus. Dieser Fluss erzeugt wiederum in der Sekundärwicklung a_2 eine

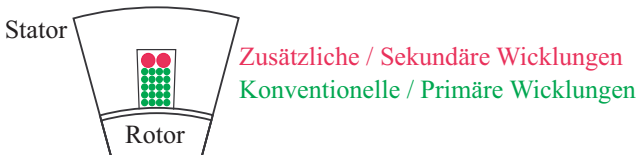


Abbildung 4.10: Schematisierte Darstellung des integrierten Transformators, bei dem die Maschinenwicklungen als Primärwicklungen und das Eisen der Maschine als Transformator kern dienen.

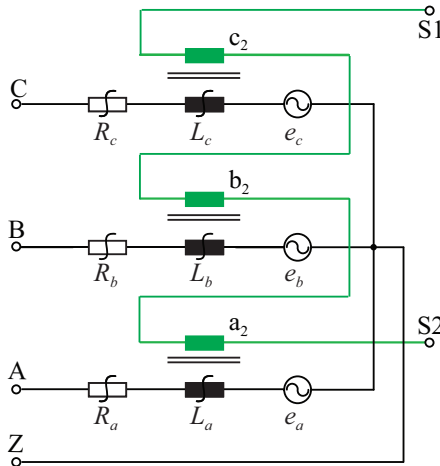


Abbildung 4.11: Ersatzschaltbild der elektrischen Maschine mit integriertem Transformator. Ein detaillierteres Ersatzschaltbild für jede Phase ist in Abbildung 4.12 gezeigt.

Spannung u_{a2} , welche unter Vernachlässigung der Verluste proportional zu u_{a1} ist. Rotiert die Maschine zusätzlich, wird vom Rotor ausserdem die Spannung e_a in der Phase a induziert. Analoges gilt auch für die Phasen b und c. Jede Phase der Maschine mit den zusätzlichen Wicklungen kann daher wie in in Abbildung 4.12 gezeichnet durch das grau hinterlegte Ersatzschaltbild eines Transformators präsentiert werden.

Da im normalen Motorbetrieb jedoch die drei Phasenspannungen und somit auch die drei Flüsse Ψ_a bis Ψ_c um einen elektrischen Winkel von 120° und zudem um einen zeitlichen Winkel von 120° verschoben sind, sieht die sekundärseitige Wicklung a_2 nicht nur den durch a erzeugten Fluss, sondern auch einen Teil des durch b und c erzeugten Flusses. Diese Kopplung wird in Abbildung 4.12 durch den sternförmigen Transformator symbolisiert.

Werden nun die sekundärseitigen Wicklungen der drei Transformatoren in Serie geschaltet, addieren sich die vom Rotor induzierten Spannungen sekundärseitig zu Null, da sie keine Nullkomponente besitzen. Ebenso heben sich in der Sekundärwicklung diejenigen Flussanteile auf, die keinen Nullanteil beinhalten. Durch die Serieschaltung der Sekundärseite wird also nur das Nullspannungssystem an der Übertragung von Leistung über den Transformator beteiligt, so dass einzig das Nullsystem-Ersatzschaltbild benötigt wird.

Um überhaupt eine Spannung auf der Sekundärseite erzeugen zu können, ist es nötig, auf der Primärseite eine Nullspannung zu bilden. Bezeichnet u_{az} die Spannung zwischen dem Phasenanschluss A und dem Sternpunkt Z, heisst das, dass im Spannungssystem u_{az} , u_{bz} und u_{cz} eine Nullspannung vorhanden sein muss. Wird eine konventionelle Maschine mit offenem Sternpunkt verwendet, bei der die drei Phasen völlig identisch sind, kann das Spannungssystem u_{az} , u_{bz} und u_{cz} keine Nullspannung aufweisen. Daher wird für das MFCS-II der Sternpunkt Z wie in Abbildung 4.9 gezeigt an den Brückenzweig bz_4 angeschlossen. Durch diesen Anschluss des Sternpunktes kann nun das Ersatzschaltbild des integrierten DC/DC Konverters zum Ersatzsystem nach Abbildung 4.13 vereinfacht werden. Das Mit- und das Gegensystem aus Abbildung 4.12 heben sich erst durch das Zusammenwirken der drei Phasen auf. Daher wird für den DC/DC Konverter in Abbildung 4.13 ein Ersatzschaltbild erhalten, das die Serieschaltung der Sekundärseiten voraussetzt. Da die Primärseiten der drei Phasen parallel geschaltet wirken, fliesst in jeder Phase nur $\frac{1}{3}$ des Nullstromes. Ebenso bewirkt die Serieschaltung der Sekundärseiten, dass am Ausgang des Transformators einer Pha-

se nur $\frac{1}{3}$ der Ausgangsspannung auftritt. \ddot{u} bezeichnet beim MFCS-II das Übersetzungsverhältnis einer einzelnen Phase. Auf der Eingangsseite wird die Spannung $u_0 - u_{s4}$ angelegt, die sich zusammensetzt aus der Nullspannung u_0 des Pulswechselrichters definiert nach Gleichung 2.15 und der Spannung u_{s4} , welche durch den vierten Brückenweig generiert wird. Die drei Hauptinduktivitäten der Maschine (siehe L_m in Abbildung 5.16) werden im Ersatzschaltbild in Abbildung 4.13 nicht aufgeführt. Dies liegt daran, dass sich wie bereits erwähnt die Flüsse, die durch Nullströme in den Hauptinduktivitäten entstehen, aufgrund der

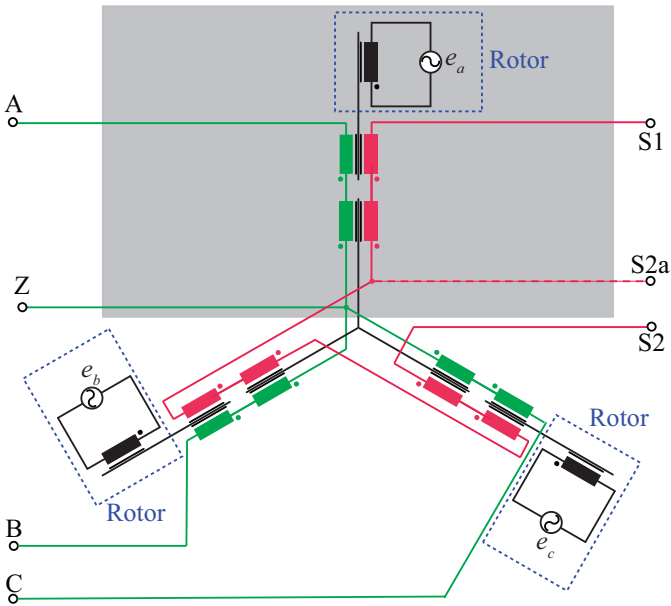


Abbildung 4.12: Schematisiertes Ersatzschaltbild des integrierten Transformators. e_a bezeichnet die in der Phase a durch den Rotor induzierte Spannung, welche sowohl in den primären als auch in den sekundären Transformatorwicklungen auftritt. Der sternförmige Transformator symbolisiert die räumliche Verschiebung der Wicklungen der Phasen um einen elektrischen Winkel von 120° . Der Anschluss S2a ist kein physikalischer Anschluss, sondern wurde nur zur Veranschaulichung des Ersatzschaltbildes in Abbildung 4.13 eingeführt. Grau hinterlegt ist der integrierte Transformator der Phase a.

räumlichen Anordnung der Wicklungen aufheben. Des Weiteren werden die Wicklungswiderstände mit R_1 und R_2 , die Streuinduktivitäten mit $L_{\sigma 1}$ und $L_{\sigma 2}$, der Eisenwiderstand mit R_{Fe} und die Hauptinduktivität des integrierten Transformators mit L_{μ} bezeichnet.

Damit auch für das MFCS-II das gleiche Ersatzschaltbild wie für die

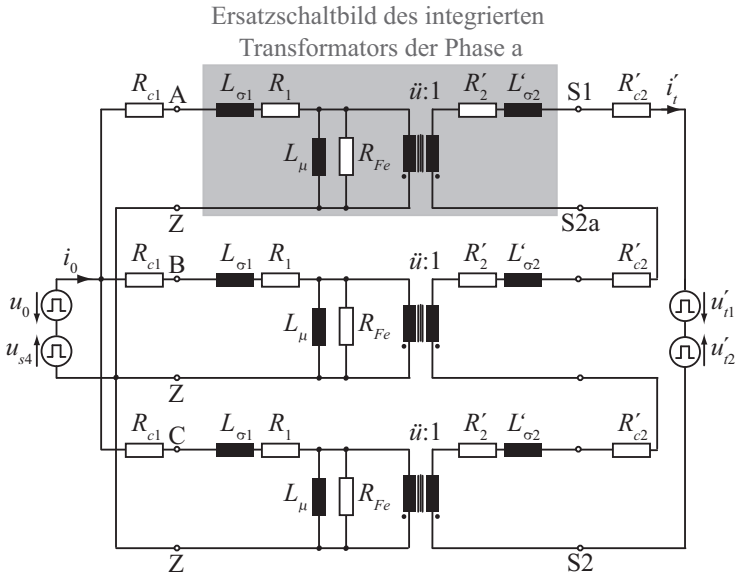


Abbildung 4.13: Ersatzschaltbild des DC/DC Konverters für das MFCS-II, das sich durch Berücksichtigung der Aufhebung aller Mit- und Gegenkomponenten aus Abbildung 4.12 ergibt. Grau hinterlegt ist das Ersatzschaltbild des integrierten Transformators der Phase a.

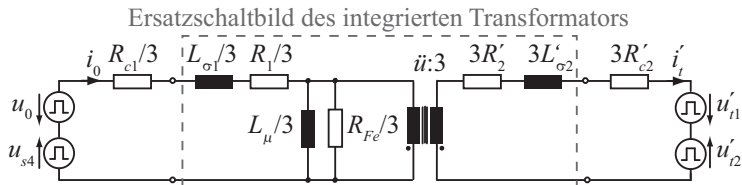


Abbildung 4.14: Ersatzschaltbild des DC/DC Konverters für das MFCS-II. Das Ersatzschaltbild gilt für die Gesamtheit der drei Phasen.

beiden anderen Systeme verwendet werden kann, wird das dreiteilige Ersatzschaltbild nach Abbildung 4.13 in ein Ersatzschaltbild für den gesamten DC/DC Konverter nach Abbildung 4.14 umgewandelt. Hat jede Phase das Übersetzungsverhältnis \ddot{u} , so muss für das neue Ersatzschaltbild lediglich mit einem Übersetzungsverhältnis von $\ddot{u}/3$ gerechnet werden, da die Sekundärseiten in Serie geschaltet werden. Die Widerstände und Induktivitäten der Primärseite sind im Ersatzschaltbild einer Phase nach Abbildung 4.13 drei Mal so gross wie die entsprechen Impedanzen in Abbildung 4.14. Grund hierfür ist die Parallelschaltung der Primärseiten in Abbildung 4.13. Die Impedanzen der Sekundärseite sind dagegen beim Ersatzschaltbild einer Phase drei Mal kleiner als in Abbildung 4.14, da die Sekundärseiten in Abbildung 4.13 in Serie geschaltet sind. Somit kann auch das MFCS-II durch das gleiche Ersatzschaltbild modelliert werden wie die DAB und das MFCS-I.

Für das Verständnis wichtig ist die Feststellung, dass die Impedanz, die in Kapitel 5.4 durch Messungen und Simulationen der Nullimpedanz betrachtet wird, beim MFCS-II derjenigen Impedanz entspricht, die bei unbelasteter Sekundärseite zwischen den Punkten A und Z gemessen wird. Wird der Eisenwiderstand als sehr gross angenommen, entspricht der zwischen A und Z gemessene Induktivitätswert in Abbildung 4.14 der Summe von $L_{\sigma 1}/3 + L_{\mu}/3$. Das heisst der in Kapitel 5.4 gemessene Induktivitätswert entspricht im MFCS-II der Summe der primärseitigen Streuinduktivität und der Magnetisierungsinduktivität des integrierten Transformators, vorausgesetzt, der Eisenwiderstand wird als sehr gross angenommen. Wie in Kapitel 7 gezeigt wird, ist die Nullinduktivität zwecks Minimierung der Maschinenverluste meist relativ klein gewählt. Somit ist für das MFCS-II mit einer vergleichsweise kleinen Magnetisierungsinduktivität zu rechnen.

Kapitel 5

Verluste

Für die Untersuchung der beiden neuen Systeme wurden die folgenden Ansätze verwendet:

- Simulation (Simplorer[®])
- Analytisches Modell (Maple)
- Messungen an einem Prototyp kleinerer Leistung.

Die Dimensionierung des Prototyps und die Messergebnisse werden in Kapitel 9 beschrieben. Die Messungen wurden verwendet, um die Simulation und das analytische Modell zu überprüfen. In diesem Kapitel soll das analytische Modell hergeleitet werden, das aus den Ersatzschaltbildern in Abbildung 4.4, 4.8 oder 4.14 hervorgeht. Ausserdem wird dargestellt, wie die einzelnen Komponenten in Simplorer[®] implementiert wurden.

Um die beiden multifunktionalen Systeme und die DAB in Simplorer[®] oder mit dem analytischen Modell zu untersuchen, müssen alle relevanten Verluste erfasst werden. Dies sind insbesondere die Leitverluste in den Halbleitern, die Schaltverluste, die Transformatorverluste und die Maschinenverluste, wobei beim MFCS-II die letzten beiden Verlustanteile zusammenfallen. Daher werden im Folgenden die einzelnen Verlustquellen analysiert. Danach wird ein analytisches Modell für die Verlustberechnung aufgestellt.

5.1 Leitverluste in den Halbleitern

In den vorgestellten Systemen werden sowohl IGBTs als auch MOSFETs verwendet. Da die beiden Schalter einen unterschiedlichen Aufbau und entsprechend ein unterschiedliches Verhalten aufweisen, werden sie in der Regel durch unterschiedliche Modelle dargestellt. In Simplorer[®] kann auf vorgefertigte Funktionsblöcke zurückgegriffen werden, für das analytische Modell müssen jedoch einfache Ersatzschaltbilder verwendet werden, die im Folgenden hergeleitet werden.

5.1.1 Leitverluste MOSFET

Der MOSFET kann im eingeschalteten Zustand sowohl positive als auch negative Ströme führen. Bei negativen Strömen kann jedoch neben dem Kanal auch die parasitäre Drain-Source Diode Strom führen. In eingeschaltetem Zustand wird bei den hier verwendeten Bauteilen bei negativem Strom die Schwellspannung der Diode nicht überschritten, so dass die Diode nicht leitet. Bei ausgeschaltetem MOSFET und negativer Stromrichtung ist die Diode jedoch stromführend. Abgesehen von der Totzeit beim Schalten ist in jedem Brückenweig immer einer der MOSFETs eingeschaltet, so dass die Diode einzig für die Einschaltvorgänge relevant ist. Im analytischen Modell wird der MOSFET daher nur durch einen Widerstand modelliert. Vergleiche mit Simulationen in Simplorer[®] zeigen, dass diese Vereinfachung zulässig ist.

5.1.2 Leitverluste IGBT

Ein IGBT kann im Gegensatz zu einem MOSFET nur positive Ströme führen und enthält keine intrinsische Diode. Daher wird eine externe antiparallele Diode benötigt. Normalerweise werden der IGBT und die Diode je durch eine Spannungsquelle und einen Serienwiderstand modelliert. Um dies in ein Modell zu integrieren, muss die Stromrichtung im Schalter miteinbezogen werden. Da jedoch der Einfluss der Spannungsquellen auf die Stromform vernachlässigbar ist, wird im analytischen Modell der IGBT mit antiparalleler Diode durch einen einzigen Widerstand modelliert. Vergleiche mit Simplorer[®] zeigen, dass diese Vereinfachung zulässig ist. Für die Berechnung der Effizienz wird dann das konventionelle Modell mit den Serienspannungsquellen verwendet.

5.2 Schaltverluste

Da die neuen Systeme nur mit 20 kHz betrieben werden, sind die Schaltverluste grundsätzlich kleiner als bei einer konventionellen DAB. Dennoch tragen die Schaltverluste einen wesentlichen Teil zu den Gesamtverlusten bei. Insbesondere beim Vergleich der Schaltverfahren, die in Kapitel 6 vorgestellt werden, sind die Schaltverluste von besonderer Bedeutung.

Für den Pulswechselrichter werden IGBTs eingesetzt. Im später vorgestellten Prototyp wird auch der vierte Brückenarm b_{z4} mit IGBTs realisiert. Je nach Anforderungen können hier auch MOSFETs verwendet werden. Für den Vergleich in Kapitel 8 werden auf der Hochspannungsseite MOSFETs verwendet. Auch auf der Niederspannungsseite werden MOSFETs eingesetzt. Neben der Temperatur, dem Betrag des Schaltstromes und der aktuellen Eingangsspannung ist auch die Richtung des auszuschaltenden Stromes für die Schaltverluste massgebend. Alle möglichen Schaltfälle werden im Folgenden theoretisch abgehandelt.

5.2.1 Schaltverluste auf der Hochspannungsseite

Ein- und Ausschalten bei hartem Schalten

Als Erstes wird das harte Schalten auf der Hochspannungsseite untersucht. Hartes Schalten tritt einerseits auf, wenn nach Abbildung 5.1(a) bei positivem Strom i der obere Schalter aus- und der untere eingeschaltet wird, andererseits, wenn nach Abbildung 5.1(b) bei negativem Strom i der untere Schalter aus- und der obere eingeschaltet wird. Da beide Schaltsituationen den gleichen Ablauf haben, wird nur Abbildung 5.1(a) erklärt.

Abbildung 5.2 zeigt schematisch den Verlauf der Schalterspannungen und -ströme. Vor dem Schaltvorgang ist der obere Schalter geschlossen und führt den gesamten Strom. Zum Zeitpunkt t_0 wird der obere Schalter geöffnet. Da der Strom i in der Induktivität L eingepreßt ist, muss nun der Strom durch die obere antiparallele Diode geführt werden. Wird zum Zeitpunkt t_1 der untere MOSFET eingeschaltet, übernimmt er den Strom der Diode, wobei die Stromsteilheit durch den MOSFET beziehungsweise dessen Ansteuerung bestimmt ist. Über den parasitären Induktivitäten des Brückenarmes liegt aufgrund der Stromänderung ei-

ne Spannung an. Da jedoch die Eingangsspannung vergleichsweise gross ist, ist dieser Spannungsabfall vernachlässigbar. Somit liegt von t_1 bis t_2 praktisch die volle Eingangsspannung über dem MOSFET s_- an, was zu vergleichsweise hohen Schaltverlusten führt. Sobald der MOSFET den gesamten Strom übernommen hat, beginnt die Diode in t_2 zu sperren. Je nach Ausführung der Diode kann es dabei zu Rückwärtserholungsverlusten kommen.

Das Schaltverhalten bei den IGBTs im Pulswechselrichter ist analog.

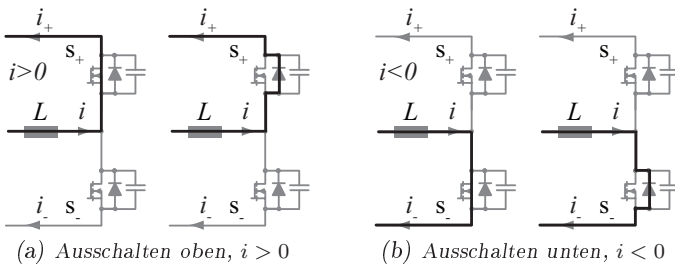


Abbildung 5.1: Hartes Schalten auf der Hochspannungsseite. Strompfade jeweils vor dem Schaltzeitpunkt t_0 und unmittelbar danach.

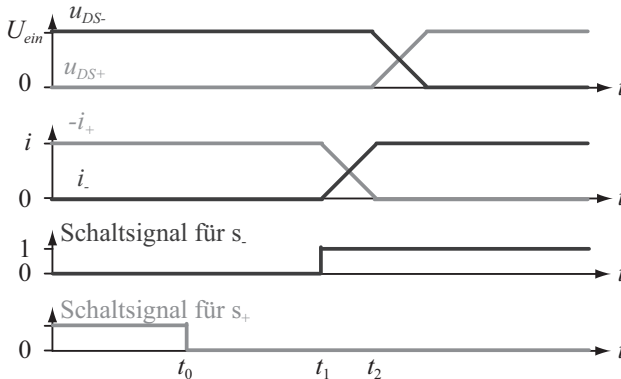


Abbildung 5.2: Hartes Schalten auf der Hochspannungsseite.

Ein- und Ausschalten mit weichem Schalten

Anders sehen die Strom- und Spannungsverläufe aus, wenn nach Abbildung 5.3(a) bei negativem Strom i der obere Schalter aus- und der untere eingeschaltet wird oder nach Abbildung 5.3(b) bei positivem Strom i der untere Schalter aus- und der obere eingeschaltet wird. Da wieder beide Schaltsituationen den gleichen Ablauf haben, wird nur Abbildung 5.3(a) erklärt.

Zu Beginn wird der obere MOSFET geöffnet. Wieder ist der Strom i durch die Induktivität L eingepreßt. Sperrt nun aber der obere MOSFET, so kann der Strom aufgrund der Flussrichtung nicht von der oberen Diode übernommen werden. Da der untere MOSFET ausgeschaltet ist und über der unteren Diode praktisch die volle Eingangsspannung anliegt, kann der Strom auch nicht durch sie fließen. Daher wird der Strom durch die parasitären Kapazitäten der beiden MOSFETs übernommen. Während die obere Kapazität aufgeladen und die untere entladen wird, nimmt die Spannung über dem unteren Schalter ab. Erreicht diese Spannung schliesslich Null (beziehungsweise die Durchflussspannung der Diode), kann die untere Diode den Strom übernehmen. Wird nun der untere MOSFET eingeschaltet, so liegt praktisch keine Spannung über ihm an, womit keine Schaltverluste auftreten. Abbildung 5.4 zeigt den stark vereinfachten Verlauf der Schalterspannungen und -ströme.

Damit der Vorteil des weichen Schaltens wirklich genutzt werden kann, muss die Totzeit zwischen dem Ausschalten des oberen und dem Einschalten des unteren Schalters genügend gross sein. Da die Totzeit

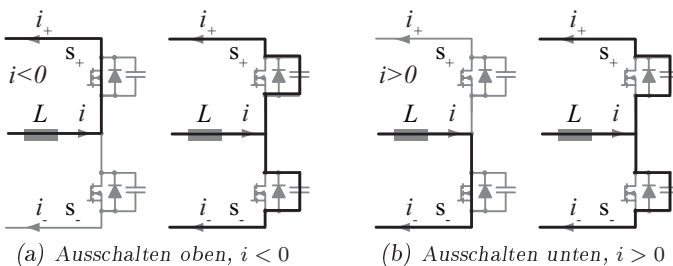


Abbildung 5.3: Weiches Schalten auf der Hochspannungsseite. Strompfade vor dem Schaltzeitpunkt t_0 und unmittelbar danach.

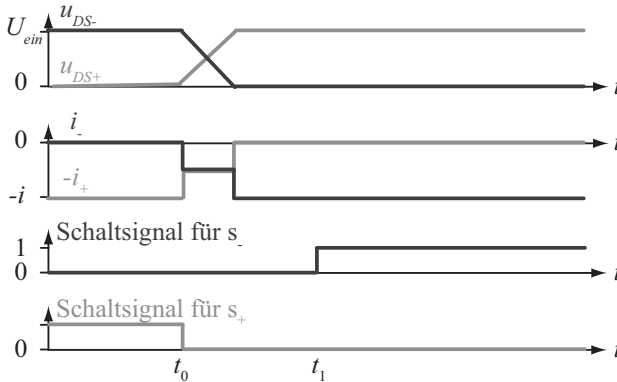


Abbildung 5.4: Weiches Schalten auf der Hochspannungsseite.

sehr klein ist und die Induktivität L genügend gross, kann der Strom i während des Schaltvorganges näherungsweise als konstant angenommen werden. Die Kondensatoren werden somit linear umgeladen. Ausserdem wird sich der Strom aufgrund des symmetrischen Aufbaus gleichmässig auf die beiden Kondensatoren aufteilen, so dass die Zeit vom Sperren des oberen Kondensators bis zum Erreichen des spannungslosen Zustandes des unteren Schalters näherungsweise berechnet werden kann als $\frac{U_{ein} 2C_{MOSFET}}{i}$.

5.2.2 Schaltverluste auf der Niederspannungsseite

Auf der Niederspannungsseite sehen die Schaltvorgänge grundsätzlich anders aus. Aufgrund der kleinen Spannung über der Kapazität ist die dort gespeicherte Energie bedeutend kleiner als auf der Hochspannungsseite. In den parasitären Induktivitäten im oberen und unteren Zweig, wie sie beispielsweise in Abbildung 5.7 abgebildet sind, wird jedoch aufgrund des hohen Stromes eine relativ hohe Energie gespeichert. Daher müssen diese parasitären Induktivitäten, die im Hochspannungsfall aufgrund des kleinen Stromes hinsichtlich der gespeicherten Energie und aufgrund der vergleichsweise hohen Eingangsspannung unbedeutend sind, für die Schaltverluste der MOSFETs der Niederspannungsseite unbedingt berücksichtigt werden.

Ein- und Ausschalten bei weichem Schalten

Zuerst wird wieder das Ausschalten des oberen Schalters bei positivem Strom i betrachtet (siehe Abbildung 5.5). Sobald der obere MOSFET sperrt, wird der Strom wie bei der Hochspannungsseite von der parasitären Diode übernommen. Wird nun aber der untere MOSFET eingeschaltet, bewirkt die Stromänderung einen Spannungsabfall über den parasitären Induktivitäten. Da die angelegte Zweigspannung viel kleiner ist als auf der Hochspannungsseite, ist die Auswirkung dieses Spannungsabfalls auf der Niederspannungsseite nicht mehr vernachlässigbar. Im Extremfall liegt die gesamte Zweigspannung über den parasitären Induktivitäten, so dass der untere MOSFET praktisch ohne Spannung einschalten kann. Die Stromsteilheit wird dann durch die parasitären Induktivitäten bestimmt. Erreicht der Strom in der oberen Diode Null, beginnt sie zu sperren und der gesamte Strom wird durch den unteren MOSFET geführt. Durch die parasitären Induktivitäten werden hier die Schaltverluste somit deutlich reduziert. Abbildung 5.6 zeigt schematisch den Verlauf der Schalterspannungen und -ströme. Wird der untere Schalter bei negativem Strom i geöffnet, gelten wieder die gleichen Überlegungen.

Ein- und Ausschalten bei hartem Schalten

Wird hingegen das Ausschalten des oberen Schalters bei negativem Strom i nach Abbildung 5.7 betrachtet, vergrößern sich die Schaltverluste durch die parasitären Induktivitäten.

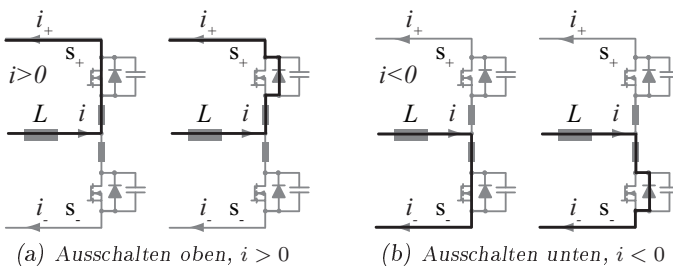


Abbildung 5.5: Weiches Schalten auf der Niederspannungsseite. Strompfade vor dem Schaltzeitpunkt t_0 und unmittelbar danach.

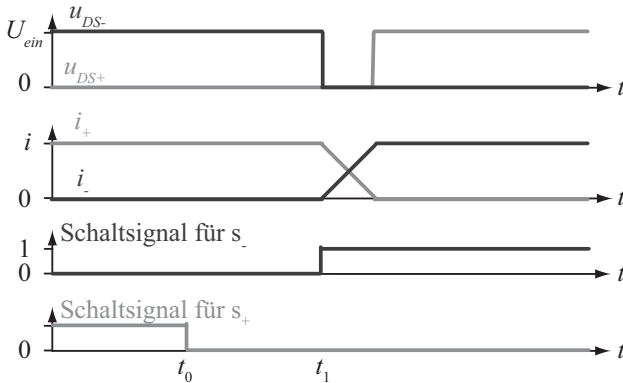


Abbildung 5.6: Weiches Schalten auf der Niederspannungsseite.

Sobald der obere MOSFET sperrt, wird der Strom wieder von der oberen parasitären Kapazität übernommen. Durch den sinkenden Strom in der oberen parasitären Induktivität wird jedoch eine Spannung erzeugt, die in die gleiche Richtung zeigt wie die Eingangsspannung. Analoges gilt für die untere Induktivität. Dadurch wird die Spannung über dem oberen Schalter erhöht. Abbildung 5.8 zeigt den stark vereinfachten Verlauf der Schalterspannungen und -ströme für den Extremfall einer sehr grossen parasitären Induktivität. Wird der untere Schalter bei positivem Strom i geöffnet, gelten wieder die gleichen Überlegungen.

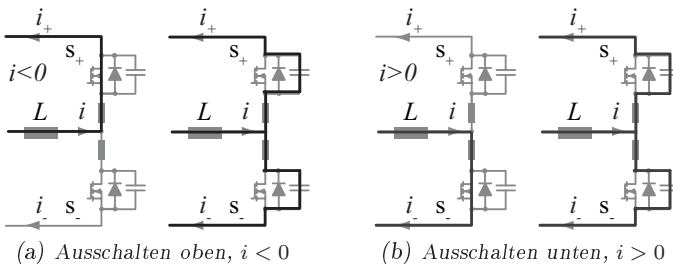


Abbildung 5.7: Hartes Schalten auf der Niederspannungsseite. Strompfade vor dem Schaltzeitpunkt t_0 und unmittelbar danach.

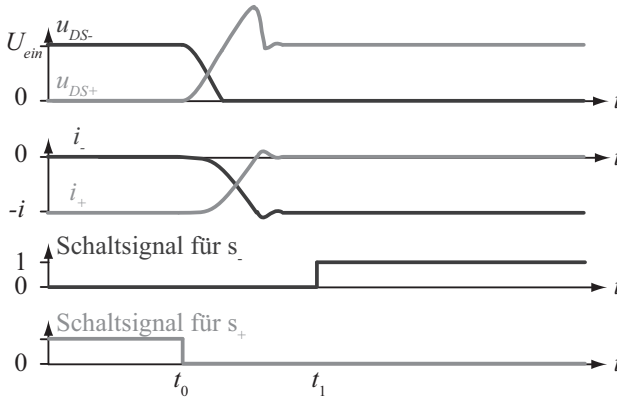


Abbildung 5.8: Hartes Schalten auf der Niederspannungsseite.

5.3 Transformatorverluste

Für die DAB und das MFCS-I wird ein externer Transformator verwendet. In diesem Transformator entstehen neben den Kupferverlusten auch Kernverluste. Die Leitverluste werden in Abbildung 4.4 durch die Widerstände R_1 und R'_2 modelliert. Aufgrund der Skin- und der Proximityverluste sind diese Widerstände frequenzabhängig. Werden die Wicklungen nach [18] für die Schaltfrequenz f_s ausgelegt, so steigt der Widerstand unabhängig von der Stromform mit der Frequenz f um den Faktor

$$F_{R,ideal} = 1 + \frac{1}{3} \left(\frac{f}{f_s} \right)^2 \tag{5.1}$$

an. Der frequenzabhängige Widerstand R ergibt sich dann über

$$R = F_{R,ideal} R_{DC} = F_{R,ideal} \rho \frac{l}{A}. \tag{5.2}$$

ρ bezeichnet den spezifischen Widerstand, l die Länge und A die Querschnittsfläche der Wicklung.

Auch die Induktivitäten sind frequenzabhängig. Da die Änderung im relevanten Frequenzbereich jedoch sehr gering ist, werden die Streuinduktivitäten und die Magnetisierungsinduktivität als konstant angenommen.

Die Kernverluste werden über die Steinmetz-Gleichung

$$P_{Fe} = cf^\alpha B^\beta V_{Kern} \quad (5.3)$$

berechnet, wobei die Konstanten c , α und β sowie das Volumen des Kerns V_{Kern} dem Datenblatt entnommen werden. Um die Beeinflussung der Stromform durch diese Verluste zu berücksichtigen, wird der Eisenwiderstand R_{Fe} eingeführt. Dabei wird die Änderung der Flussdichte für einen Kern mit der Eisenquerschnittsfläche A_e angenähert durch

$$B = \frac{U_{aus} f_s}{4A_e}, \quad (5.4)$$

so dass die Eisenverluste näherungsweise bekannt sind und der Eisenwiderstand über

$$R_{Fe} = \frac{\ddot{u}^2 U_{aus}^2}{P_{Fe}} \quad (5.5)$$

approximiert werden kann.

Beim MFCS-II wird der Transformator in die elektrische Maschine integriert. Die entstehenden Verluste werden im nächsten Kapitel behandelt.

5.4 Verluste in der elektrischen Maschine

Auch bei der elektrischen Maschine treten Wicklungs- und Eisenverluste auf. Dazu kommen mechanische Verluste, die in dieser Arbeit jedoch nicht berücksichtigt werden, da sie nicht von der Integration des DC/DC Konverters beeinflusst werden.

5.4.1 Eisenverluste

Die Eisenverluste könnten wie die Transformatorverluste über die Steinmetz-Gleichung angenähert werden. Die Steinmetz-Gleichung ist sehr einfach anzuwenden, stellt jedoch eine nur empirische Beschreibung dar, da alle Verlustkomponenten in einem einzigen Term zusammengefasst werden. Um besser abschätzen zu können, durch welche Mechanismen die Verluste hauptsächlich entstehen, wurde daher für die elektrische Maschine ein anderer Ansatz gewählt. Die Eisenverluste lassen

sich in Hystereseverluste P_h , klassische Wirbelstromverluste P_{ec} und anomale Wirbelstromverluste P_e unterteilen und können über

$$\begin{aligned} P_{Fe} &= P_h + P_{ec} + P_e \\ &= m_g \left(afB_p^x + bf^{1.5}B_p^2 \frac{\sinh(d\sqrt{f}) - \sin(d\sqrt{f})}{\cosh(d\sqrt{f}) - \cos(d\sqrt{f})} + ef^{1.5}B_p^{1.5} \right) \end{aligned} \quad (5.6)$$

berechnet werden [2]. Die Koeffizienten a , b , x , e und d müssen dabei entweder aus Messungen gewonnen werden oder aus Datenblättern gelesen werden, während m_g die Masse der Maschine berücksichtigt. Für den Prototyp, der in Kapitel 9 vorgestellt wird, wurden die Daten aus [5] und [41] verwendet, um die Koeffizienten über die Methode der kleinsten Fehlerquadrate zu berechnen. Das Ergebnis ist in Tabelle 5.1 aufgeführt. Da jedoch der Zusammenhang zwischen der magnetischen Flussdichte und der magnetischen Feldstärke wie in Abbildung 5.9 gezeigt nicht linear ist, sondern vom Betriebspunkt abhängt, sind die Koeffizienten aus Tabelle 5.1 auch abhängig vom Betriebspunkt. Insbesondere müssen für sehr kleine und sehr grosse Feldstärken aufgrund der Sättigung die Werte angepasst werden.

Durch den Faktor $\frac{\sinh(d\sqrt{f}) - \sin(d\sqrt{f})}{\cosh(d\sqrt{f}) - \cos(d\sqrt{f})}$ wird in Gleichung 5.6 berücksichtigt, dass bei höheren Frequenzen das magnetische Feld nicht mehr homogen über die Eisendicke verteilt ist, sondern an den Rand gedrängt wird. Um die Eisenverluste zu verringern, wird daher anstatt eines massiven Eisenkerns das Eisen in voneinander isolierte Bleche unterteilt. Die Gründe für die inhomogene Verteilung des magnetischen Feldes werden

Parameter	Wert	Einheit
a	0.0388	$\text{W s T}^{-x} \text{kg}^{-1}$
b	0.000234	$\text{W s}^{1.5} \text{T}^{-2} \text{kg}^{-1}$
x	1.74	
d	0.249	$\text{s}^{0.5}$
e	0	$\text{W s}^{1.5} \text{T}^{-1.5} \text{kg}^{-1}$

Tabelle 5.1: Parameter aus Gleichung 5.6 für den Prototyp aus Kapitel 9. Die Parameter liefern im Bereich 0.1 T bis 1 T eine gute Übereinstimmung zwischen den Resultaten aus Gleichung 5.6 und den Daten aus [5] und [41].

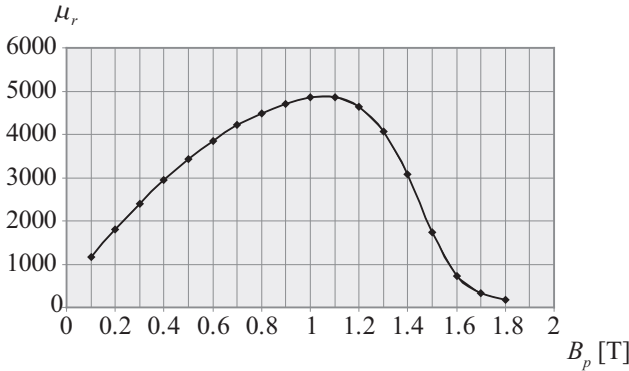


Abbildung 5.9: Relative Permeabilität μ_r bei sinusförmiger Anregung in Abhängigkeit des Spitzenwertes der magnetischen Flussdichte B_p für die Synchronmaschine nach Kapitel 9.

später genauer erläutert. Wird eine rein sinusförmige Anregung vorausgesetzt, bezeichnet B_p den Spitzenwert der magnetischen Flussdichte. Da jedoch die magnetische Flussdichte nicht homogen verteilt ist, ist obige Formel ohne Simulation kaum auswertbar. Daher muss eine zweidimensionale Finite Elemente Methode (FEM) verwendet werden, um die magnetische Flussdichte im Eisen zu bestimmen. Daraus können dann die Eisenverluste über Gleichung 5.6 berechnet werden. Da jedoch durch den DC/DC Konverter nur vergleichsweise geringe zusätzliche Flussdichten auftreten und Messwerte der Verluste in [5] und [41] erst ab einer Flussdichte von 0.1 T verfügbar sind, so dass die Parameter in Tabelle 5.1 für diesen Bereich nicht berechnet werden können, wurden hier die Wirbelstromverluste wie in Kapitel 5.4.3 direkt in die FEM Simulation miteinbezogen und nicht nachträglich berechnet.

5.4.2 Wicklungsverluste

Neben den Verlusten im Eisen treten aber auch in den Wicklungen aufgrund von Skin- und Proximityeffekten frequenzabhängige Verluste auf. Um die Eisen- und Wicklungsverluste in der Maschine in das später vorgestellte Modell mit einzubeziehen, muss die Maschine durch eine äquivalente Impedanz ersetzt werden. Dabei wird wie bei der Modellierung der Transformatorverluste die Tatsache genutzt, dass die Eisen-

verluste näherungsweise quadratisch von der angelegten Spannung abhängen [10]. Um die Abhängigkeit der gesamten Maschinenverluste von der Frequenz zu finden, wird im Folgenden zuerst die Frequenzabhängigkeit der Nullimpedanz untersucht. Danach wird ein Ersatzschaltbild für die Simplorer[®]-Simulation entwickelt, in das diese Frequenzabhängigkeit miteinbezogen wird. Da beim MFCS-II der Transformator direkt in die elektrische Maschine integriert wird, muss die folgende Analyse der Nullimpedanz, die für das MFCS-I durchgeführt wird, angepasst werden.

5.4.3 Maschinenverluste beim MFCS-I

Frequenzabhängigkeit der Nullimpedanz für sehr kleine Eingangsspannungen

Beim MFCS-I entspricht die Impedanz, die im Ersatzschaltbild des DC/DC Konverters auftritt, genau der Nullimpedanz der elektrischen Maschine. Daher wurde für den in Kapitel 9 vorgestellten Prototyp die Nullimpedanz mit einem Impedanz-Analysator gemessen. Um diese Messergebnisse zu überprüfen, wurde der Verlauf der Impedanz durch Simulationen nachvollzogen. Im Folgenden soll gezeigt werden, wie diese Impedanz gefunden werden kann, die sowohl die Wicklungs- als auch die Eisenverluste modelliert.

Heute wird meist eine zwei-dimensionale Finite Elemente Methode (FEM) verwendet, um das elektromagnetische Feld und die Leistung von elektrischen Maschinen zu untersuchen. Da die schaltfrequenten Strom- und Spannungsrippel oft vernachlässigt werden, sind die Frequenzen der Felder relativ klein. In den beiden vorgestellten Konzepten wird für die Leistungsübertragung des DC/DC Konverters jedoch ein Strom mit Schaltfrequenz über die Maschine geführt, so dass auch die elektromagnetischen Felder bei der Schaltfrequenz und höheren Frequenzen interessieren. Dies führt im Vergleich zur konventionellen Betrachtung bei eher tiefen Frequenzen zu zusätzlichen Schwierigkeiten bei der Simulation. Aufgrund der höheren Frequenz nimmt die im Eisen induzierte Spannung zu, so dass auch die Wirbelströme im Eisen steigen und eine Verringerung des magnetischen Flusses im Inneren des Eisens bewirken. Die Verluste werden durch Wirbelstromverluste im Eisen vergrößert, das heisst Skin- und Proximity-Effekte müssen sowohl bei den Wicklungen als auch beim Eisen miteinbezogen werden. Wie später genauer

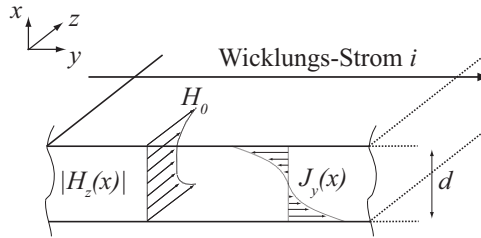


Abbildung 5.10: Modellierung der Laminierung durch eine dünne Schicht, die in y - z Richtung unendlich ausgedehnt ist.

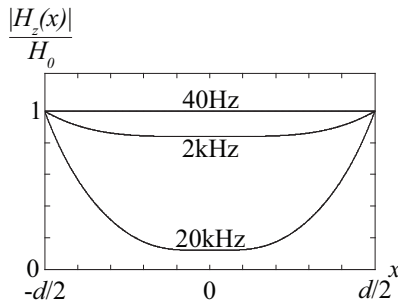


Abbildung 5.11: Magnetisches Feld in der Laminierung mit Verteilung nach Gleichung 5.7.

erklärt wird, ist aufgrund der hochfrequenten Wirbelströme der Betrag des magnetischen Feldes innerhalb einer Laminierung nicht mehr konstant. Das zeitabhängige und nichtlineare Problem wird dadurch zusätzlich dreidimensional. Somit ist es praktisch unmöglich, die Wirbelströme in jeder einzelnen Laminierung zu modellieren. Um dieses Problem zu lösen, können die einzelnen Laminierungen homogenisiert werden. Diese Methode wird in [8] vorgestellt. Tritt keine Sättigung auf, beziehungsweise wird die Sättigung vernachlässigt, ist das System zudem linear. Bei der Modellierung der Verluste kann dann der Skin-Effekt auf einfache Weise miteinbezogen werden, wie in [6], [7] und in den folgenden Abschnitten gezeigt wird. Voraussetzung ist allerdings, dass die Finite Element Software auch komplexe Permeabilitäten unterstützt.

Abbildung 5.10 illustriert den Verlauf der magnetischen Feldstärke und der Stromdichte in einer einzelnen Laminierung der Dicke d . Da-

bei wurde das Koordinatensystem so gelegt, dass die Wicklungsströme in y-Richtung fließen. Somit erzeugen die Wicklungsströme eine magnetische Feldstärke in z-Richtung. Da die Ströme und somit auch die magnetische Feldstärke zeitlich variieren, wird in der Laminierung eine Wirbelstromdichte $J_y(x)$ in y-Richtung induziert. Diese Wirbelströme reduzieren die magnetische Feldstärke im Inneren der Laminierung. Je höher dabei die Frequenz der Wicklungsströme ist, desto mehr wird die magnetische Feldstärke $H_z(x)$ im Innern der Laminierung verringert, wie in Abbildung 5.11 gezeigt wird. Die magnetische Feldstärke ist gegeben durch

$$\underline{H}_z(x) = \underline{H}_0 \frac{\cosh\left(\frac{1+j}{\delta}x\right)}{\cosh\left(\frac{1+j}{\delta}\frac{d}{2}\right)}. \quad (5.7)$$

Dabei bezeichnet \underline{H}_0 die Feldstärke an der Oberfläche der Laminierung, $\delta = \frac{2}{\sqrt{2\pi f \sigma \mu}}$ die Skintiefe, f die betrachtete Frequenz, σ die Leitfähigkeit und μ die Permeabilität der Laminierung. \underline{H}_0 ist dabei unabhängig von der Frequenz und nur vom Wicklungsstrom i , vom Laminierungsmaterial und von der Geometrie abhängig. Um diesen Effekt der Feldverdrängung in die FEM Simulation einzubeziehen, werden die Laminierungen durch ein nicht-leitendes Material ersetzt, dessen komplexe Permeabilität nach [14] über

$$\underline{\mu}_e = \mu \frac{\tanh\left(\frac{1+j}{\delta}\frac{d}{2}\right)}{\frac{1+j}{\delta}\frac{d}{2}} \quad (5.8)$$

berechnet wird. Dass durch diese komplexe Permeabilität im Eisen die gleichen Verluste auftreten wie bei der konventionellen Betrachtung nach Gleichung 5.6, zeigt die folgende Umformung. Da im nicht-leitenden Material kein Strom auftritt, berechnen sich die Verluste im Blechpaket zu

$$\begin{aligned} P &= A_e j \mu_e \omega \underline{H}_0 \overline{\underline{H}_0} \\ &= A_e j \frac{1}{\mu_e} \omega B_0^2. \end{aligned} \quad (5.9)$$

$\overline{\underline{H}_0}$ entspricht dabei der komplexen Konjugation von \underline{H}_0 und $\frac{1}{\mu_e}$ derjenigen von $\frac{1}{\mu_e}$.

Im Folgenden werden die Ergebnisse der zweidimensionalen FEM Analyse mit COMSOL vorgestellt. Untersucht wurde dabei der in Kapitel 9 vorgestellte Prototyp.

Da bei einer Impedanzmessung mit dem Impedanzanalysator nur sehr geringe Spannungen oder Ströme zur Messung verwendet werden können, ist die in der Maschine auftretende magnetische Flussdichte sehr klein. Die Permeabilität ist jedoch nur in einem gewissen Bereich näherungsweise konstant. Für sehr kleine Flussdichten oder Flussdichten nahe der Sättigung ist die Permeabilität kleiner als in diesem Bereich. Während die Werte aus Tabelle 5.1 für den Bereich mit näherungsweise konstanter Permeabilität berechnet wurden, müssen für den folgenden Vergleich mit der Impedanzmessung andere Werte verwendet werden. Für den Vergleich wurde aus dem Datenblatt des Magnetmaterials die Leitfähigkeit pro Länge $\sigma = 4 \text{ MS/m}$ und die Anfangspermeabilität $\mu_{r0} = 100$ gelesen. Abbildung 5.12 zeigt die Resultate der Messung (durchgezogene Linie) und der FEM Simulation (gepunktete Linie). Die Abweichungen des simulierten Widerstandes zum gemessenen Widerstand in Abbildung 5.12(a) sind kleiner als 12%. Der Grund für die Abweichungen ist, dass einerseits die geometrischen Details der Maschine nicht genau bekannt sind und andererseits weder die Wickelköpfe noch die Anschlusskabel miteinbezogen wurden. Die Abweichung der simulierten Induktivität von der gemessenen in Abbildung 5.12(b) hat die gleichen Gründe. Gemäss Angaben in [37] kann die Streuinduk-

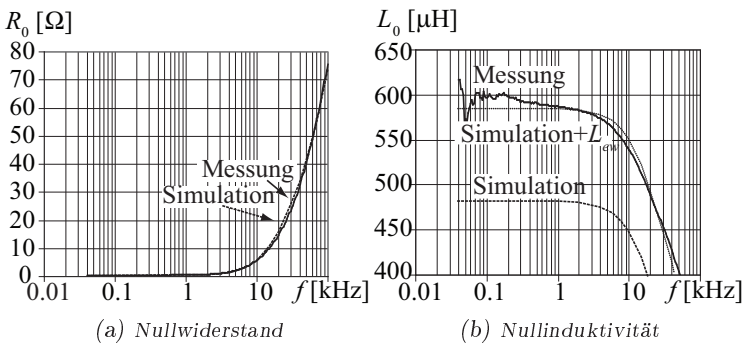


Abbildung 5.12: Gemessene und simulierte Nullimpedanz der Synchronmaschine nach Kapitel 9. Parameter zur Simulation der Laminierung: Dicke $d = 0.5 \text{ mm}$, Anfangspermeabilität $\mu_{r0} = 100$, Leitfähigkeit $\sigma = 4 \text{ MS/m}$.

tivität der Wickelköpfe näherungsweise über

$$L_{ew} = 2n_{st}^2 p l_{ew} \mu_0 \lambda_{ew} \quad (5.10)$$

berechnet werden, wobei n_{st} die Anzahl in Serie geschalteter Windungen pro Strang bezeichnet, p die Anzahl der Polpaare, l_{ew} die mittlere Länge des Wickelkopfes und λ_{ew} den Stirnstreuleitwert. Für die betrachtete Prototyp-Maschine folgt mit $n_{st} = 30$, $p = 4$, $l_{ew} \approx 9.5 \text{ cm}$ und $\lambda_{ew} \approx 0.35$ für die Nullinduktivität der Wickelköpfe $L_{ew0} = \frac{L_{ew}}{3} \approx 10 \mu\text{H}$. Wird diese Wickelkopf-Induktivität in Abbildung 5.12(b) zum simulierten Wert der Induktivität addiert, stimmt die als gepunktete Linie eingetragene Gesamtinduktivität sehr gut mit der Messung überein.

Neben dem Gesamtwiderstand interessiert aber insbesondere mit Blick auf das MFCS-II auch die Aufteilung der Verluste in Eisen- und Wicklungsverluste. Die Simulation zeigt, dass die Wicklungsverluste etwa ein Drittel der Gesamtverluste ausmachen.

Wie die Messungen aber auch zeigen, ist der Nullwiderstand des Prototyps bei der Schaltfrequenz von 20 kHz mit circa 15Ω ziemlich gross. Allerdings sind elektrische Maschinen, die normalerweise in Hybridfahrzeugen eingesetzt werden, für höhere Leistungen ausgelegt als die Prototyp-Maschine.

Der relative Widerstand bezogen auf die Leistung der Maschine sinkt mit der Maschinengrösse, und somit sinken sowohl die relativen ohmschen Verluste als auch die relativen Eisenverluste. Für Maschinen, die in Vollhybrid-Fahrzeugen eingesetzt werden, kann daher erwartet werden, dass die Nullimpedanz selbst bei höheren Frequenzen kleiner ist als für die Prototyp-Maschine. Für reale Systeme werden somit auch die im DC/DC Konverter auftretenden Verluste, die durch die Maschine verursacht werden, verringert und die Effizienz steigt signifikant. Dies wird im Vergleich der Kapitel 8 und Kapitel 9 deutlich.

Um diese Überlegungen zu überprüfen, wurde eine 15 kW Asynchronmaschine vermessen, die in einem Hybridfahrzeug eingesetzt wurde. Abbildung 5.13 zeigt die Messungen als durchgezogene Linie und die Simulation als gestrichelte Linie für diese Maschine. Es ist offensichtlich, dass der Nullwiderstand bedeutend kleiner ist als bei der Prototyp-Maschine. Da die Maschine nur ein Polpaar aufweist und im Vergleich zum Durchmesser sehr kurz ist, nimmt der Wickelkopf grossen Einfluss. In Abbildung 5.13(b) wurde daher im abgebildeten Simulationsergebnis

der Wickelkopf direkt einbezogen. Die Abweichungen vom simulierten zum gemessenen Widerstand in Abbildung 5.13(a) betragen weniger als 17%. Wieder sind die Gründe für diese Abweichungen, dass die Geometrie der Maschine nicht exakt bekannt ist und dass die Zuleitungen nicht mit einbezogen wurden. Die gleichen Gründe erklären die Abweichungen bei der simulierten Induktivität in Abbildung 5.13(b).

5.4.4 Vereinfachungen zur Berechnung der Nullimpedanz

Im vorherigen Unterkapitel wurde die Nullimpedanz der Maschine untersucht, wie sie mittels Impedanzanalysator gemessen wird. Da das später vorgestellte Modell auf einer Zerlegung in Form einer Fourierreihe, das heisst auf einer Aufspaltung in verschiedene Frequenzen beruht, ist es das Ziel, für jede auftretende Frequenz den Nullwiderstand des Pulswechselrichter-/Maschinensystems zu finden. Für den realen Aufbau kann diese Messung jedoch nicht ohne Weiters übernommen werden. Im Folgenden werden die Nichtidealitäten betrachtet, die im realen System auftreten.

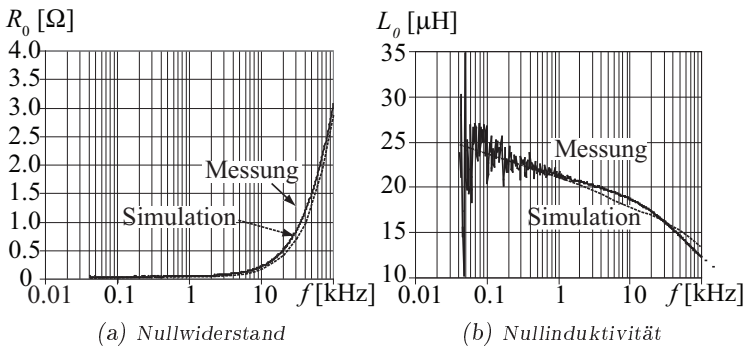


Abbildung 5.13: Gemessene und simulierte Nullimpedanz einer 15 kW Maschine. Parameter zur Simulation der Laminierung: Dicke $d = 0.2$ mm, Anfangspermeabilität $\mu_{r0} = 250$, Leitfähigkeit $\sigma = 2.8$ MS/m.

Wirbelstromverluste für verschiedene Anregungen

Die gesamten Wirbelstromverluste $P_{ec,tot}$ lassen sich direkt als Summe der Komponenten bei den einzelnen Frequenzen $P_{ec,i}$ berechnen

$$P_{ec,tot} = \sum_{i=1}^{\infty} P_{ec,i}. \quad (5.11)$$

Die Verluste können daher für jede Frequenz separat berechnet werden. Für eine bestimmte Frequenz f treten aber neben dem durch den Nullstrom hervorgerufenen magnetischen Fluss auch Anteile durch die Mit- und Gegenströme in den drei Phasen auf. Um eine Trennung dieser Einflüsse zu erhalten, wird angenommen, dass die Permeabilität μ konstant ist. Somit kann der Wirbelstromverlust für das Nullsystem losgelöst berechnet werden. Da bei der Messung am Impedanzanalysator nur sehr geringe Feldstärken auftreten, die Permeabilität aber für real auftretende magnetische Feldstärken grösser sein wird, kann jedoch die Messung aus Abbildung 5.12 nicht direkt verwendet werden. Bei grösseren Feldstärken nimmt die Permeabilität nach Abbildung 5.9 zu, so dass einerseits aufgrund des grösser werdenden Realteiles in Gleichung 5.9 der Wirbelstromwiderstand abnimmt, andererseits aufgrund des grösseren Imaginärteils die Induktivität vergrössert wird. Somit muss im Modell die Impedanz für jeden Betriebspunkt angepasst werden.

Hystereseverluste mit Nebenschleifen

Im Gegensatz zu den Wirbelstromverlusten sind die einzelnen Frequenzkomponenten bei den Hystereseverlusten nicht separierbar. Treten keine Nebenschleifen auf, das heisst die magnetische Flussdichte steigt monoton zwischen Minimum und Maximum, so nehmen lediglich die maximale magnetische Flussdichte und die Grundfrequenz Einfluss auf die Hystereseverluste. Treten hingegen Nebenschleifen auf, so haben auch die Neben-Minima und -Maxima einen Einfluss auf die Hystereseverluste. Die Berechnung der Verluste kann daher nicht mehr für jede Frequenz separat durchgeführt werden. Ausserdem lässt sich derjenige Anteil, der zusätzlich durch den DC/DC-Konverter verursacht wird, nicht mehr direkt bestimmen, wie im Weiteren gezeigt wird.

Zusätzlich zu dem magnetischen Feld, das durch den Nullstrom erzeugt wird, tritt im Normalbetrieb ein durch die Permanentmagnete und ein durch die Phasenströme hervorgerufenenes magnetisches Feld auf.

Ohne Nullstrom wird unter Annahme idealer Verhältnisse eine B-H-Kurve durchlaufen, wie sie schematisch in Abbildung 5.14(a) dargestellt ist. Durch den Nullstrom wird jedoch diese B-H-Kurve verändert, so dass neben der Hauptschleife auch Nebenschleifen entstehen. Abbildung 5.14(b) zeigt schematisch eine Hauptschleife mit zwei Nebenschleifen. Die Fläche der Nebenschleife hängt von der relativen Lage im Vergleich zur Hauptschleife ab. Um ein einfaches Ersatzschaltbild für die Modellierung der Maschinenverluste zu erhalten, müssen jedoch einige Vereinfachungen vorgenommen werden.

Häufig wird zur Abschätzung der Erhöhung der Hystereseverluste durch die Nebenschleifen folgende empirische Formel verwendet [17]:

$$P_h = m_g a f_n B_{n,p}^x \left(1 + k \frac{1}{B_{n,p}} \sum_1^N B_i \right). \quad (5.12)$$

Dabei werden neben dem Spitzenwert $B_{n,p}$ der magnetischen Flussdichte auch die lokalen Spitzenwerte B_i verwendet sowie ein Korrekturfaktor k , der als Erfahrungswert zwischen 0.6 und 0.7 gewählt wird. Wird zudem die Sättigung vernachlässigt, so hat die Lage der Nebenschleifen keinen Einfluss mehr auf die durch sie auftretenden Verluste [3]. Je größer jedoch einerseits die Differenz der Grundfrequenz zu der Frequenz der Harmonischen und andererseits die Differenz des absoluten Spitzenwertes $B_{n,p}$ zu den lokalen Spitzenwerten B_i ist, desto geringer wird der Fehler, der durch eine separate Betrachtung der durch die einzel-

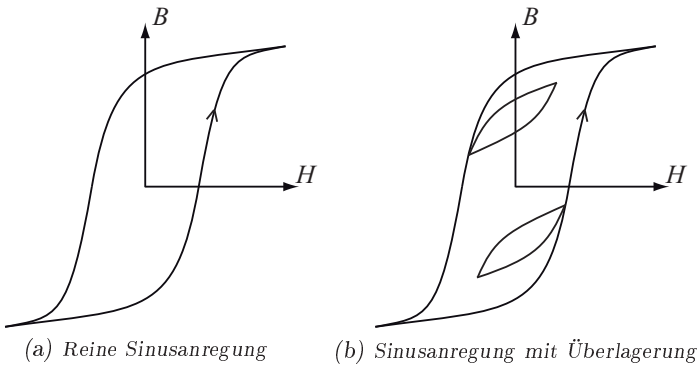


Abbildung 5.14: Hystereseschleife.

nen Frequenzen hervorgerufenen Verluste entsteht. Da im betrachteten Fall die Schaltfrequenz 20 kHz beträgt und die Maschine höchstens für 10000 rpm ausgelegt ist, was bei einer vierpoligen Maschine einer elektrischen Grundfrequenz von 667 Hz entspricht, und sich auch die Amplituden stark unterscheiden, werden im Folgenden die Verluste für die Grundfrequenz und die Harmonischen getrennt betrachtet. Für den Vergleich mit der Impedanzmessung kann also unter dieser Annahme die durch den Permanentmagneten und die Grundwelle der Phasenströme hervorgerufene magnetische Flussdichte vernachlässigt werden.

Im realen Betrieb stellt sich jedoch das Problem, dass nicht nur durch den Nullstrom Nebenschleifen entstehen können. Auch im Betrieb der konventionellen Maschine werden aufgrund der Pulswechselrichter-Schaltungen die Phasenströme nicht ideal cosinusförmig sein, sondern Harmonische aufweisen. Die Nebenschleifen entstehen somit durch die Überlagerung zweier Komponenten und hängen nicht nur von ihrer Amplitude, sondern auch von ihrer Phasenlage ab. Eine genaue Berechnung ist nur möglich, wenn zuerst die Stromform bekannt ist. Da jedoch der Aufwand für diese genaue Berechnung sehr gross ist, werden im Folgenden die Einflüsse der Mit- und Gegenströme und des Nullstromes getrennt betrachtet. Dadurch entsteht allenfalls eine Überschätzung der Hystereseverluste.

Bei Vernachlässigung des Mit- und Gegensystems tritt durch den Nullstrom nur noch eine schaltfrequente Hauptschleife auf. Es entstehen keine Nebenschleifen mehr. Die einzige Ausnahme bildet der Betrieb mit Mehrfachschalten, was aber hier nicht berücksichtigt wird. Somit muss für die Berechnung der Hystereseverluste nach Gleichung 5.6 nur noch der Spitzenwert der Induktion während einer Periode gefunden werden. Dieser wird im Ersatzschaltbild aus Abbildung 4.8 vereinfachend durch den Wert der Schaltfrequenz-Harmonischen genähert. Erst für die abschliessende Berechnung wird der korrekte Wert verwendet.

Da die durch den DC/DC Konverter zusätzlich auftretenden magnetischen Feldstärken sehr klein sind, beziehungsweise in den meisten Teilen der Maschine fast verschwinden, werden hauptsächlich reversible Ummagnetisierungs-Prozesse ablaufen. Die gute Übereinstimmung zwischen Simulation und Messung in Kapitel 9 bei Vernachlässigung der Hystereseverluste bestätigt die Vermutung, dass die durch den DC/DC Konverter zusätzlich entstehenden Verluste vernachlässigbar sind [27].

5.4.5 Ersatzschaltbild der Maschine

Neben dem Ersatzschaltbild für den DC/DC Konverter wird auch ein Modell für die gesamte Maschine benötigt, um die verschiedenen Betriebspunkte zu simulieren. Um ein Simulationsmodell für die Impedanz der Maschine zu finden, muss der magnetische Fluss in der Maschine betrachtet werden. Die an die drei Phasen angelegten Spannungen erzeugen aufgrund ihrer zeitlichen Änderungen einen magnetischen Fluss in der Maschine. Ein Teil dieses Flusses durchdringt alle drei Phasen. Dieser Teil des Flusses wird als Hauptfluss Ψ_m bezeichnet. Der andere Teil des Flusses, der unter anderem aus dem Nutstreiffluss und dem Stirnstreiffluss besteht, wird Streiffluss genannt und mit Ψ_σ bezeichnet. Abbildung 5.15 zeigt das Feldlinienbild der magnetischen Feldstärke für eine vierpolige Synchronmaschine. In konventionellen Maschinen tritt kein Nullsystem auf. Abbildung 5.15(a) zeigt daher die Verläufe für symmetrische, sinusförmige Phasenströme. In den beiden multifunktionalen Konvertersystemen jedoch tritt auch ein Nullstrom auf. Abbildung 5.15(b) zeigt die Verhältnisse für einen Nullstrom. Zur Verdeutlichung der Effekte wurde für den Nullstrom die gleiche Amplitude gewählt wie für die symmetrischen Phasenströme. Wird wie in der Simulation angenommen, dass keine Sättigung auftritt, heben sich diejenigen Flussanteile auf, die alle drei Phasen durchdringen. Der Nullfluss entspricht daher einem reinen Streiffluss.

Um diese Effekte zu modellieren, wird für die Maschine das Ersatzschaltbild in Abbildung 5.16(a) verwendet. Aufgrund der hier alternativ verwendeten Definition von R_0 und L_0 muss für jede Phase der dreifache Wert verwendet werden. L_0 modelliert dabei die Streifflüsse, L_m

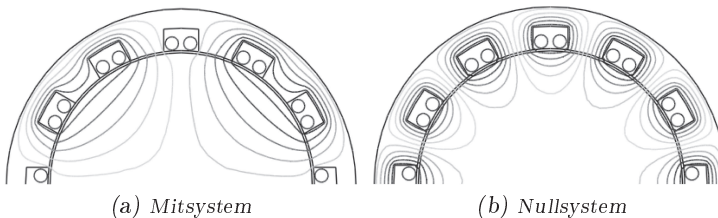
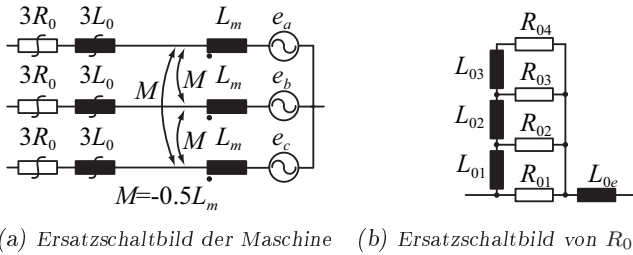


Abbildung 5.15: COMSOL Simulation der magnetischen Feldstärke für (a) symmetrische, sinusförmige Ströme und (b) Nullströme.



(a) Ersatzschaltbild der Maschine (b) Ersatzschaltbild von R_0 und L_0

Abbildung 5.16: Vereinfachtes Ersatzschaltbild der Maschine mit Ersatzschaltbild zur Modellierung der Frequenzabhängigkeit von R_0 und L_0 .

die Hauptflüsse. Durch die Gegeninduktivitäten M wird berücksichtigt, dass sich die Hauptflüsse überlagern und im Falle eines reinen Nullstromes aufheben. Die drei Spannungsquellen e_a , e_b und e_c schliesslich simulieren die vom Rotor induzierten Spannungen.

Wie im vorhergehenden Abschnitt gezeigt, ist der Nullwiderstand aufgrund von Skin-, Proximity- und Kernverlusten frequenzabhängig. Das Gleiche gilt für die Induktivität L_0 . Um diese Frequenzabhängigkeit der Nullimpedanz in das Modell zu integrieren, wird das Ersatzschaltbild in Abbildung 5.16(b) verwendet. Für die Messergebnisse aus Abbildung 5.12 wurde eine Kurvenanpassung durchgeführt. Die Parameter sind in Tabelle 5.2 angegeben. Auch die Hauptinduktivitäten hängen von der Frequenz ab. Da jedoch für den DC/DC Konverter nur der Nullstrom relevant ist, wurde dieser Effekt im Ersatzschaltbild vernachlässigt. Auch für den Pulswechselrichter ist diese Frequenzabhängigkeit nicht relevant, da die Grundfrequenz der Ströme in einem Bereich liegt, in dem die Induktivitäten praktisch konstant sind.

5.4.6 Maschineverluste beim MFCS-II

Da beim MFCS-II der Transformator in die elektrische Maschine integriert wird, müssen die Maschinenverluste, die durch diese Integration entstehen, untersucht werden. Wird die Sekundärseite des integrierten Transformators nicht angeschlossen, so ergeben sich die gleichen Verhältnisse wie für das MFCS-I. Durch den Nullwiderstand werden die Wicklungs- und die Eisenverluste berücksichtigt. Wird zudem die Sekun-

Parameter	Value
L_{0e}	1.01 mH
R_{01}	150.29 Ω
L_{01}	0.60 mH
R_{02}	32.25 Ω
L_{02}	0.21 mH
R_{03}	6.92 Ω
L_{04}	0.07 mH
R_{04}	1.49 Ω

Tabelle 5.2: Parameter des Prototyps für das Ersatzschaltbild in Abbildung 5.16(b).

därseite angeschlossen, treten einerseits auf der Sekundärseite Wicklungsverluste auf, andererseits werden aber auch die Eisenverluste beeinflusst. Daher ist es nötig, die im vorhergehenden Kapitel durch einen Widerstand dargestellten Maschinenverluste in Wicklungs- und in Eisenverluste zu unterteilen. Wie für das MFCS-I gezeigt wurde, betragen die Eisenverluste für den Prototyp aus Kapitel 9 circa zwei Drittel, während die Leitverluste lediglich ein Drittel ausmachen. Durch eine grobe Abschätzung des Wicklungswiderstandes über [18]

$$F_R = \Delta \left(\frac{\sinh(2\Delta) + \sin(2\Delta)}{\cosh(2\Delta) - \cos(2\Delta)} + \frac{2(p_s^2 - 1)}{3} \frac{\sinh(\Delta) - \sin(\Delta)}{\cosh(\Delta) + \cos(\Delta)} \right) \quad (5.13)$$

mit $\Delta = \frac{d}{\delta}$, wobei die Schichtdicke $d = D\frac{\pi}{4}$ über den Durchmesser D einer Wicklung berechnet wurde, und $p_s =$ Anzahl Schichten kann gezeigt werden, dass durch den Proximity-Effekt eine Widerstandserhöhung gegenüber dem DC-Widerstand gemäss Abbildung 5.17 erfolgt. Da die Wicklungen im Prototyp als verdrehte 0.5 mm Litzen ausgeführt sind, hat der Skin-Effekt für die betrachteten Frequenzen nur einen geringen Einfluss. Zusammen mit dem gemessenen Widerstand nach Abbildung 5.12 ist ersichtlich, dass tatsächlich ein Verhältnis von circa 1:2 gegeben ist.

Im Ersatzschaltbild nach Abbildung 4.14 wird also für den Prototyp $R_1 = \frac{1}{3}R_0$ entsprechen, wobei R_0 dem Nullwiderstand der Maschine entspricht. Da auf der Sekundärseite bedeutend weniger Windungen benötigt werden, wird hier auch der Proximity-Effekt für die relevanten Frequenzen klein sein. Um diese Überlegungen zu überprüfen, wurde

der MFCS-II Prototyp mit dem Impedanzanalysator vermessen und die Ergebnisse über die Methode der kleinsten Fehlerquadrate auf das Ersatzschaltbild nach Abbildung 4.14 angepasst. Abbildung 5.18 zeigt das Ergebnis der Berechnungen. Der primärseitige Widerstand nimmt in etwa so zu wie in Abbildung 5.17 vorhergesagt. Kleine Abweichungen resultieren daraus, dass die genaue Lage der Wicklungen in der Nut nicht bekannt sind. Der sekundäre Widerstand nimmt wie erwartet mit der Frequenz wesentlich weniger stark zu als der primäre. Auch beim MFCS-II muss beachtet werden, dass die Messungen lediglich für kleine magnetische Flussdichten durchgeführt wurden und dass diese keine Aussage über die gegenseitige Beeinflussung des Nullsystems und des Mit-/Gegensystems beinhaltet.

Das Modell liefert eine gute Basis für die Berechnung des Stromverlaufs und dient der Optimierung der Verluste. Für absolute Verlustwerte müssen jedoch FEM-Simulationen oder Messungen durchgeführt werden.

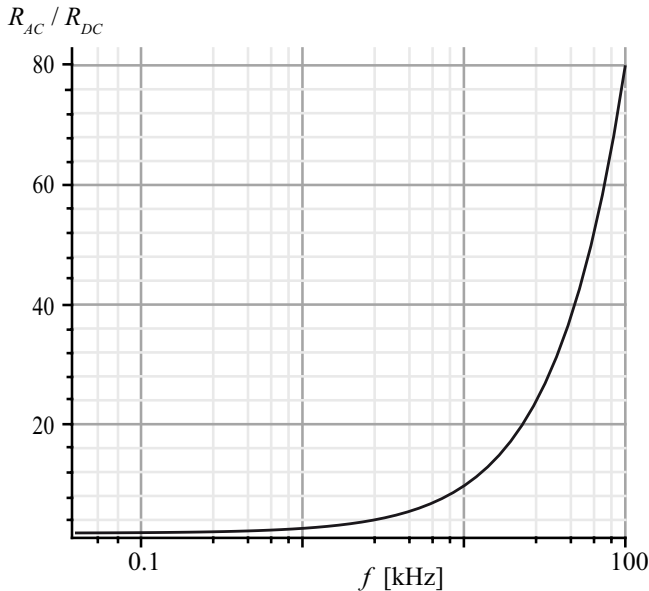


Abbildung 5.17: Zunahme des Wicklungswiderstandes aufgrund des Proximity-Effektes in Abhängigkeit der Frequenz f nach Gleichung 5.13.

5.5 Gesamtverluste

Um die Gesamtverluste zu berechnen, müssen die Mittel- und Effektivwerte der einzelnen Ströme sowie die Stromwerte zu den Schaltzeitpunkten bekannt sein. Sind die Schaltzeitpunkte bekannt, können die Spannungen als zeitabhängige Funktionen bestimmt werden. Daraus lassen sich dann direkt die Stromverläufe bestimmen. Dies kann analytisch erfolgen oder durch ein Simulationsprogramm wie zum Beispiel Simplorer[®].

Analytisch nicht mehr lösbar wird das System, wenn zwar die zu übertragende Leistung, die Eingangsspannung, die Ausgangsspannung und der Betriebspunkt der Maschine bekannt sind, nicht aber die hierfür benötigten Schaltzeitpunkte. Die Bestimmung durch Simulationen wäre viel zu aufwändig.

Aufgrund der begrenzten Rechenleistung muss daher ein einfaches Ersatzschaltbild gefunden werden, aus dem die Stromformen auf einfache Weise abgeleitet werden können. Wie in Kapitel 4 festgestellt, können

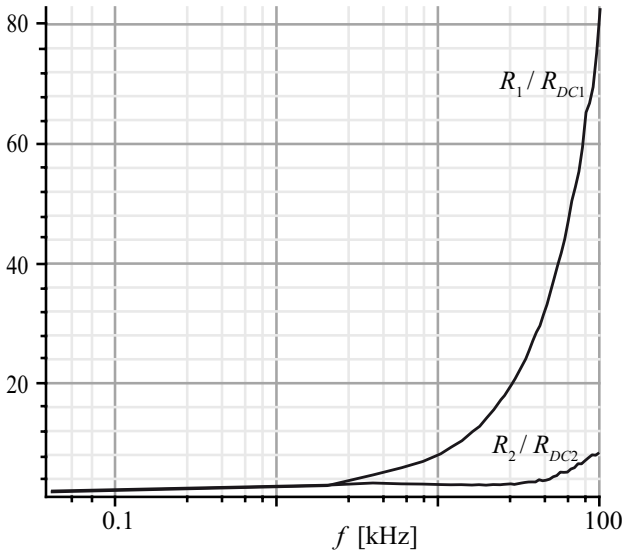


Abbildung 5.18: Parameter des Prototyps aus Kapitel 9 nach Abbildung 4.14 in Abhängigkeit der Frequenz f .

alle drei vorgestellten DC/DC Konverter durch das gleiche Ersatzschaltbild modelliert werden. Abbildung 5.19 zeigt dieses Ersatzschaltbild, wobei die Parameter je nach System gemäss Kapitel 4 gewählt werden müssen. Um nun eine analytische Gleichung für die Stromform zu erhalten, werden daher die Ströme und Spannungen über die Fouriertransformation in sinus- und cosinusförmige Signale mit unterschiedlichen Frequenzen zerlegt. Da das System in Abbildung 5.19 ein lineares zeitinvariantes System ist, können nun für jeden einzelnen Frequenzanteil die Ströme und Spannungen berechnet werden.

Nachteil bei dieser Modellbildung ist, dass keine stromabhängigen Grössen simuliert werden können. So muss beispielsweise der IGBT mit der anitparallelen Diode als ein einziger Widerstand dargestellt werden. Auch wird das Schaltverhalten nicht mit einbezogen. Die Schaltverluste auf der Niederspannungsseite werden aber bei der übertragenen Leistung mit eingerechnet. Ebenso wird angenommen, dass die Ein- und Ausgangsspannung konstant sind. Der Einfluss von Filtern, wie zum Beispiel einem LC Filter am Ausgang des DC/DC Konverters, kann also mit diesem Modell nicht behandelt werden. Dafür bietet das Modell den Vorteil, dass das Grundverhalten des Systems sehr einfach untersucht werden kann. Ausserdem stimmen die Stromformen trotz der Vereinfachungen sehr gut mit den tatsächlichen Verläufen überein. Daher können zum Beispiel die im nächsten Kapitel vorgestellten Optimierungen der Effizienz einfach und schnell durchgeführt werden.

Beim Aufstellen der Fourierreihen ist zu beachten, dass bei den beiden neuen Systemen nicht nur Komponenten mit einem Vielfachen der Schaltfrequenz f_s auftreten können. Da sich die Form von u_0 bei einigen Modulationen wie zum Beispiel der Raumzeigermodulation für $m > 0$ innerhalb einer Netzperiode ändert, kann u_0 selbst im stationären Betrieb nicht nur Oberschwingungen oberhalb der Schaltfrequenz enthalten. Stattdessen können auch Vielfache der Ausgangsfrequenz f_n auftreten.

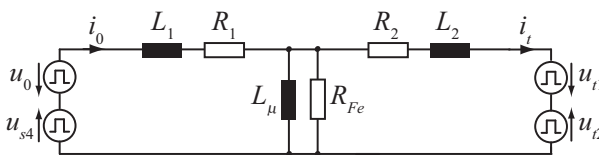


Abbildung 5.19: Ersatzschaltung für den DC/DC Konverter.

Allgemein können die Fourierkoeffizienten der k -ten Harmonischen von u_a bei ganzzahligen Verhältnissen von $\frac{f_s}{f_n}$ berechnet werden zu

$$a_{a(k)} = \frac{2}{k\pi} \sum_{r=1}^{\frac{f_s}{f_n}} \left(\cos \left((2r-1)k\pi \frac{f_n}{f_s} \right) \sin \left(k\pi \frac{f_n}{f_s} \delta_a \left\{ t = \frac{2r-1}{2f_s} \right\} \right) \right) \quad (5.14)$$

und

$$b_{a(k)} = \frac{2}{k\pi} \sum_{r=1}^{\frac{f_s}{f_n}} \left(\sin \left((2r-1)k\pi \frac{f_n}{f_s} \right) \sin \left(k\pi \frac{f_n}{f_s} \delta_a \left\{ t = \frac{2r-1}{2f_s} \right\} \right) \right). \quad (5.15)$$

Dabei wurde angenommen, dass δ_a jeweils in der Mitte einer Schaltperiode ausgewertet wird. Somit gilt $b_{a(k)} = 0$, da δ_a punktsymmetrisch bezüglich $\frac{1}{2f_n}$ ist. Da $u_0 = \frac{1}{3}(u_a + u_b + u_c)$ gilt, ist $a_{0(k)} = \frac{1}{3}(a_{a(k)} + a_{b(k)} + a_{c(k)})$. Weil $b_{a(k)} = 0$ ist und $b_{b(k)}$ und $b_{c(k)}$ genau gegengleiche Werte haben, ist auch $b_{0(k)} = 0$.

Abbildung 5.20 zeigt die Fourierkoeffizienten für u_0 beim Unterschwingungsverfahren mit überlagerter Nullkomponente bei $m = \frac{2}{\sqrt{3}}$, wobei die Schaltfrequenz f_s zweihundert Mal höher ist als die elektrische Frequenz f_n der Maschine. Die Harmonische der Schaltfrequenz ist zwar am deutlichsten ausgeprägt. Dennoch treten neben der dritten Harmonischen, die aufgrund der zu den cosinusförmigen Modulationsfunktionen addierten Nullgröße dreifacher Ausgangsfrequenz zu erwarten war, unter anderem auch eine 194te, eine 197te, eine 203te und eine 206te Harmonische auf, wobei $194 = \frac{f_s}{f_n} - 6$ entspricht, $197 = \frac{f_s}{f_n} - 3$, $203 = \frac{f_s}{f_n} + 3$ und $206 = \frac{f_s}{f_n} + 6$. Ebenso treten beim Zweifachen der Schaltfrequenz diese Nebenfrequenzen auf. Egal, welches ganzzahlige Verhältnis zwischen Schalt- und Netzfrequenz gewählt wird, die dritte, die $g\frac{f_s}{f_n} \pm 6$ te und die $g\frac{f_s}{f_n} \mp 3$ te Harmonischen treten immer auf, wobei $g = 1, 2, \dots$ gilt. Für nicht-ganzzahlige Verhältnisse liegen entsprechend andere Verhältnisse vor. Da sich die Pulsbreite der an die Maschine gelegten Spannungen u_a , u_b und u_c von Schaltperiode zu Schaltperiode ändert und erst nach einer Maschinenperiode wieder den selben Wert annimmt, hat die Nullspannung eine Grundschwingungskomponente bei $f_n/3$. Wird die Nullspannung also mit diesen Fourierkoeffizienten untersucht, so wird die Grundfrequenz für diese Fourierkoeffizienten einem Drittel der elektrischen Maschinenfrequenz (oder einer noch tieferen Frequenz) entsprechen. Für den Betrieb des DC/DC Konverters interessie-

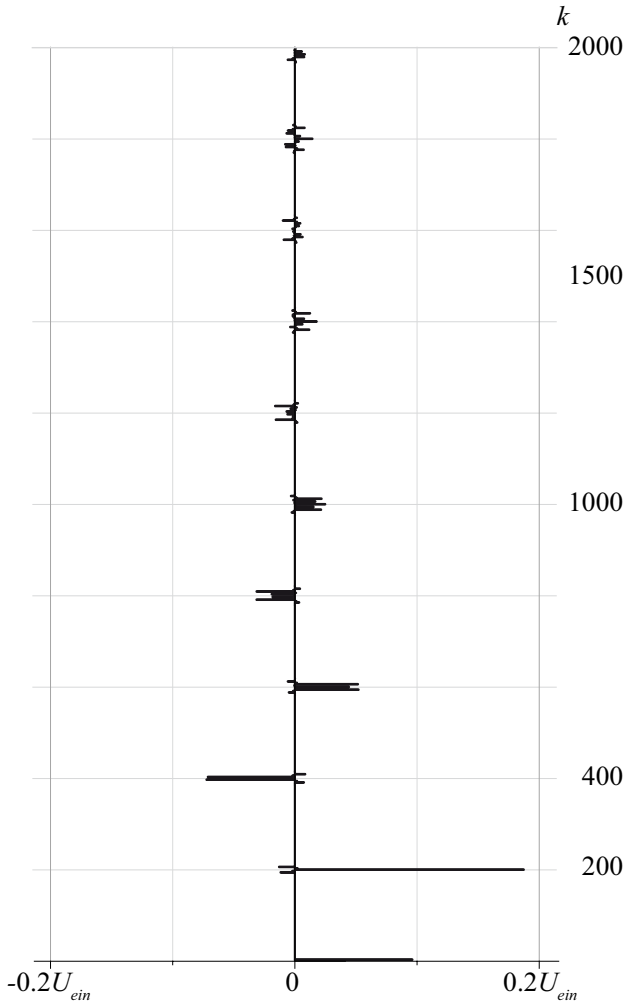


Abbildung 5.20: Fourierkoeffizienten der Nullspannung u_0 beim Unterschwingungsverfahren mit überlagerter Nullkomponente und $m = \frac{2}{\sqrt{3}}$, wobei die Schaltfrequenz f_s zweihundert Mal höher ist als die elektrische Frequenz f_n der Maschine ($f_s=200f_n$).

ren jedoch die Verhältnisse während einer Schaltperiode. Daher wird hier ein anderes Modell verwendet.

Das vorgestellte Modell geht davon aus, dass sich das System auch innerhalb einer Schaltperiode näherungsweise in einem stationären Zustand befindet. Eine Sinusgrösse am Eingang des Systems bewirkt dann auch eine Sinusgrösse am Ausgang des Systems, das heisst eine sinusförmige Spannung bewirkt einen sinusförmigen Strom. Das System ist stationär, wenn die Ströme i_0 und i_t in Abbildung 5.19 zu Beginn und Ende einer Schaltperiode den gleichen Wert haben. Dann können die Spannungssignale periodisch fortgesetzt werden und die Fourierkoeffizienten dieses Signals auf konventionelle Art bestimmt werden. Für jede Schaltperiode resultieren jedoch andere Fourierkoeffizienten, beziehungsweise sind die Fourierkoeffizienten zeitabhängig.

Wird ein System ohne Widerstände betrachtet, so stimmen Anfangs- und Endwert des Stromes exakt überein. Voraussetzung ist einzig, dass die angelegten Spannungen mittelwertfrei sind. Wie später gezeigt, wird dies für die vorgestellten Schaltverfahren garantiert. Je grösser die Widerstände im System sind, desto grösser sind auch die Abweichungen. Für die vorgestellten Systeme und Betriebspunkte unterscheiden sich die Anfangs- und Endwert des Stromes jedoch nur gering, so dass das oben vorgestellte Verfahren angewendet werden kann. Dies wurde jeweils mittels Simplorer[®] und später durch Messergebnisse bestätigt. Festzuhalten bleibt, dass die Berechnung der Fourierreihen für die DAB und für die beiden neuen Systeme bei einem Modulationsindex von $m = 0$ exakt stimmen.

Im Falle der Maschinenströme unterscheiden sich die Anfangs- und Endwerte (Abbildung 5.21). Da die Schaltfrequenz jedoch im Vergleich zur elektrischen Maschinenfrequenz relativ hoch ist, wird diese Änderung von Periode zu Periode relativ gering sein. Wird zudem noch berücksichtigt, dass der Strom i_a im Mittel $\hat{I} \cos(\omega_n t)$ entspricht, so können die Phasenströme durch Überlagerung dieses Mittelwerts mit der Fourierreihe für die entsprechende Schaltperiode modelliert werden.

Mit diesen Vereinfachungen lässt sich nun die während einer Schaltperiode über den DC/DC Konverter übertragene Leistung nach Anhang A berechnen zu

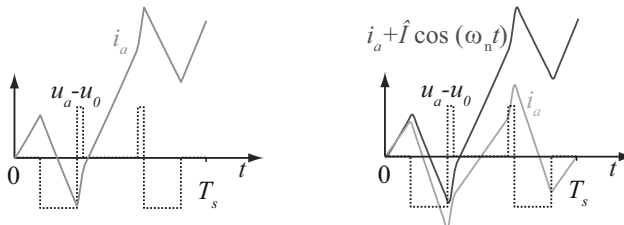
$$P_{aus} = \frac{1}{2} \sum_{k=1}^{\infty} [2a_{t(k)}^2 |G_{u2i2}(kj\omega_s)| \cos(\angle G_{u2i2}(kj\omega_s))]$$

$$\begin{aligned}
 & -a_{t(k)}^2 |G_{u2i2}(kj\omega_s)| \cos(k\varphi_{t1} - k\varphi_{t2} + \angle G_{u2i2}(kj\omega_s)) \\
 & -a_{t(k)}^2 |G_{u2i2}(kj\omega_s)| \cos(k\varphi_{t2} - k\varphi_{t1} + \angle G_{u2i2}(kj\omega_s)) \\
 & +a_{t(k)} a_{0(k)} |G_{u1i2}(kj\omega_s)| \cos(k\varphi_{t1} + \angle G_{u1i2}(kj\omega_s)) \\
 & -a_{t(k)} a_{0(k)} |G_{u1i2}(kj\omega_s)| \cos(k\varphi_{t2} + \angle G_{u1i2}(kj\omega_s)) \quad (5.16) \\
 & -a_{t(k)} a_{s4(k)} |G_{u1i2}(kj\omega_s)| \cos(k\varphi_{t1} - k\varphi_{s4} + \angle G_{u1i2}(kj\omega_s)) \\
 & -a_{t(k)} a_{s4(k)} |G_{u1i2}(kj\omega_s)| \cos(k\varphi_{t2} - k\varphi_{s4} + \angle G_{u1i2}(kj\omega_s)).
 \end{aligned}$$

Diese Formel weicht auf den ersten Blick von der normalerweise für die DAB verwendeten Formel für die bei Phase-Shift-Steuerung übertragene Leistung

$$\begin{aligned}
 P_{aus,DAB} &= \frac{1}{T_s} \int_{t_0}^{t_0+T_s} p_{aus}(t) dt = \frac{1}{T_s} \int_{t_0}^{t_0+T_s} u_t(t) i_t(t) dt \\
 &= \frac{\hat{u} U_{aus} U_{ein} \varphi (\pi - |\varphi|)}{\pi \omega_s L} \quad (5.17)
 \end{aligned}$$

ab. Für die Phase-Shift Leistung wurde jedoch ein ideales System ohne jegliche Verluste und mit unendlich grosser Magnetisierungsinduktivität angenommen. Wird die Gleichung 5.16 für diesen speziellen Fall



(a) Konventionelle Berechnung. (b) Fourierreihe über eine Periode.

Abbildung 5.21: Verlauf der Spannung $u_a - u_0$ und des Phasenstromes i_a über eine Schaltperiode. (a) zeigt den Verlauf für die konventionelle Berechnung, (b) für die Berechnung über die Fourier-Reihe einer Schaltperiode T_s ohne und mit überlagertem Grundschwingungsanteil $\hat{I} \cos(\omega_n t)$.

berechnet, so gilt nun

$$\begin{aligned}
 |G_{u1i1}(kj\omega_s)| &= |G_{u1i2}(kj\omega_s)| \\
 &= |G_{u2i1}(kj\omega_s)| = |G_{u2i2}(kj\omega_s)| = \frac{1}{k\omega_s L} \\
 \angle G_{u1i1}(kj\omega_s) &= \angle G_{u1i2}(kj\omega_s) \\
 &= -\angle G_{u2i1}(kj\omega_s) = -\angle G_{u2i2}(kj\omega_s) = -\frac{\pi}{2} \\
 \varphi_{t1} &= \varphi \\
 \varphi_{t2} &= \varphi + \pi \\
 \varphi_{s4} &= \pi \\
 a_{s4(k)} &= a_z(k)
 \end{aligned}$$

und

$$\begin{aligned}
 P_{aus} &= \frac{1}{2} \sum_{k=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{1}{k\omega_s L} [2a_{t(k)}a_z(k) \sin(k\varphi) + 2a_{t(k)}a_z(k) \sin(k\varphi)]. \\
 &= \frac{\ddot{U}_{aus}U_{ein}}{\pi\omega_s L} \sum_{k=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{8}{k^3\pi} \sin(k\varphi). \tag{5.18}
 \end{aligned}$$

Gleichung 5.17 gilt nur für einen Bereich von $-\pi \leq \varphi \leq \pi$. Wird die Gleichung für beliebige Phasenverschiebungen φ erweitert, kann davon die Fourierreihe entwickelt werden mit

$$\begin{aligned}
 b_k &= \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \frac{\ddot{U}_{aus}U_{ein}}{\pi\omega_s L} \varphi(\pi - |\varphi|) \sin(i\varphi) \tag{5.19} \\
 &= \begin{cases} 0 & \text{für } k \text{ gerade} \\ \frac{\ddot{U}_{aus}U_{ein}}{\pi\omega_s L} \frac{8}{\pi k^3} & \text{für } k \text{ ungerade.} \end{cases}
 \end{aligned}$$

Da aufgrund der Punktsymmetrie bezüglich der y-Achse $a_k = 0$ gilt, kann somit Gleichung 5.17 umgeschrieben werden zu Gleichung 5.18. Somit ist bewiesen, dass die hier vorgestellte Formel auch für den Spezialfall der idealen DAB im Phase-Shift-Betrieb gültig ist.

5.5.1 Einfluss der Nichtidealitäten

Nachdem im vorhergehenden Abschnitt gezeigt wurde, dass die präsentierte Formel für die ideale DAB im Phase-Shift Betrieb korrekt ist, werden im folgenden Kapitel die Einflüsse der einzelnen Nichtidealitäten behandelt. Um die Erklärungen einfach zu halten, wird nur das Phase-Shift-Verfahren aus Kapitel 6 betrachtet und jeweils nur eine der Systemgrößen verändert. Um die Einflüsse zu veranschaulichen, wird jeweils die Ein- und die Ausgangsleistung in Abhängigkeit des Verschiebungswinkels φ dargestellt. Für ein ideales System mit den Parametern aus Tabelle 5.3 ergibt sich dann die Leistungs- φ -Kennlinie nach Abbildung 5.22.

Parameter	Wert
Eingangsspannung U_{ein}	300 V
Ausgangsspannung U_{aus}	14 V
Übersetzungsverhältnis \ddot{u}	20
f_s	100 kHz
L_1	12 μ H
L_2	12 μ H
L_μ	1 MH
R_1	0 Ω
R_2	0 Ω
R_{Fe}	1 M Ω

Tabelle 5.3: Daten für das ideale Beispielsystem. Für die Magnetisierungsinduktivität wurde für eine einfachere Berechnung statt einem unendlich grossen Wert der verhältnismässig grosse Wert 1 MH gewählt. Aus dem gleichen Grund wurde für den Eisenwiderstand 1 M Ω gewählt. Die Induktivität und das Übersetzungsverhältnis wurden so gewählt, dass eine Maximalleistung von 4.375 kW resultiert. Die Daten entsprechen gängigen Parameterwerten für DABs [24], werden aber nur für eine qualitative Veranschaulichung verwendet. Die Aufteilung $L_1=L_2$ wurde gewählt, um den Einfluss der Magnetisierungsinduktivität besser darstellen zu können.

Modulationsindex

Im Unterschied zur DAB kann bei den beiden neuen Systemen die Spannung u_0 nicht nur eine Rechteckform annehmen, sondern je nach Modulationsindex m auch eine Treppenform. Da durch eine Vergrößerung von m die Fourierkoeffizienten von u_0 verkleinert werden, wird auch die übertragbare Leistung verringert. Dabei hängt die maximal übertragbare Leistung auch vom elektrischen Winkel ϵ der Maschine ab, wobei sie für $\epsilon = k \frac{2\pi}{3}$ mit $k = 0, 1, \dots$ am kleinsten wird. Abbildung 5.23 zeigt den Einfluss von m bei der Verwendung des Unterschwingungsverfahrens mit Überlagerung einer dritten Harmonischen für $\epsilon = 0$. Das Leistungsmaximum wird dabei gegenüber dem Betrieb mit $m = 0$ um den Faktor $f = 1 - \frac{5}{18}m$ gesenkt, wie Abbildung 5.24 zeigt. Soll garantiert werden, dass in jeder Schaltperiode die Leistung P_{soll} geliefert werden kann, müssen also die Komponenten so gewählt werden, dass auch für $m = \frac{2}{\sqrt{3}}$ und $\epsilon = 0$ P_{soll} übertragen werden kann.

Abbildung 5.25(a) zeigt für $m = \frac{2}{\sqrt{3}}$, wie die Ausgangsleistung in Abhängigkeit des elektrischen Winkels $\epsilon = \omega_n t$ schwankt. Der Verschiebungswinkel φ wird dabei konstant gehalten, wobei hier der Wert so

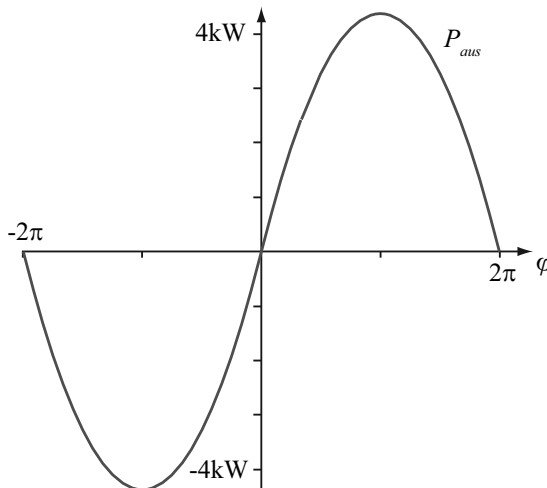


Abbildung 5.22: Leistungs- φ -Kennlinie für das ideale System nach Tabelle 5.3.

gewählt wurde, dass für $t = 0$ $P_{aus} = 1 \text{ kW}$ gilt. Des Weiteren wird angenommen, dass die Ausgangsspannung $U_{aus} = 12 \text{ V}$ und die Eingangsspannung $U_{ein} = 400 \text{ V}$ konstant gehalten werden. Die Ausgangsleistung schwankt dabei mit der sechsfachen Netzfrequenz, was auf die Form der Nullspannung beziehungsweise des Nullstromes zurückzuführen ist. Dabei ist die Schwankung der Ausgangsleistung desto grösser,

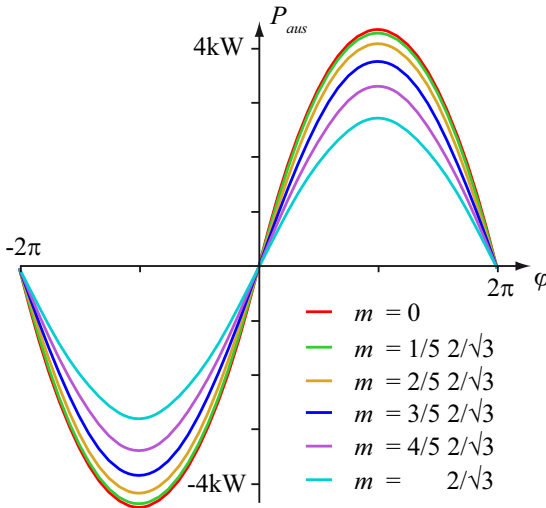


Abbildung 5.23: Leistungs- φ -Kennlinie für das ideale System nach Tabelle 5.3 mit verschiedenen Modulationsindizes m .

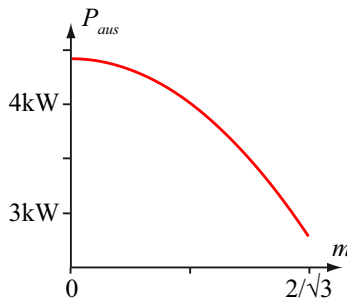


Abbildung 5.24: Abhängigkeit der maximal übertragbaren Leistung vom Modulationsindex m für das ideale System nach Tabelle 5.3.

je grösser der Modulationsindex m ist. Um die Schwankung der Ausgangsleistung zu verhindern, kann der Verschiebungswinkel abhängig vom elektrischen Winkel gewählt werden. Abbildung 5.25(b) zeigt, wie der Verschiebungswinkel gewählt werden muss, damit die Ausgangsleistung für den eben beschriebenen Arbeitspunkt konstant $P_{aus} = 1 \text{ kW}$ beträgt.

Magnetisierungsinduktivität

Werden die Verluste vernachlässigt, so ist der Einfluss einer endlich grossen Magnetisierungsinduktivität auch vom Verhältnis von L_1 zu L_2 abhängig. Wird beispielsweise neben dem Transformator eine externe Induktivität verwendet, ist der Einfluss von L_μ viel kleiner, als wenn $L_1 = L_2$ gilt. Sind im ersten Fall die Transformator-Streuinduktivitäten sehr klein, und damit $L_2 \approx 0$, hat die Magnetisierungsinduktivität kaum Einfluss auf die übertragbare Leistung. Allerdings wird auch in diesem Spezialfall durch die Magnetisierungsinduktivität der Effektivwert des Ausgangsstromes erhöht.

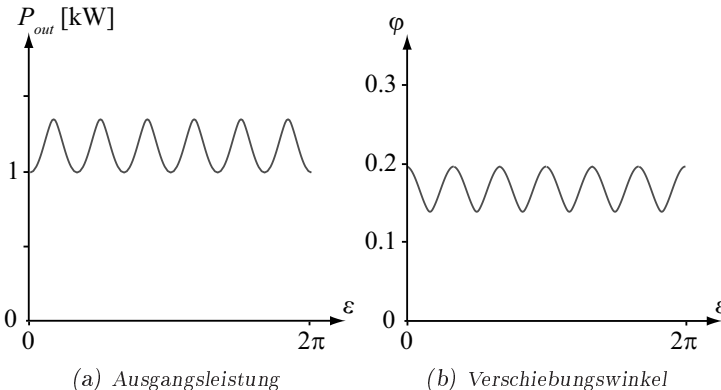


Abbildung 5.25: Abhängigkeiten vom elektrischen Winkel $\epsilon = \omega_n t$ für $m = \frac{2}{\sqrt{3}}$. (a) Abhängigkeit der Ausgangsleistung P_{aus} von ϵ bei konstantem Verschiebungswinkel φ . (b) Abhängigkeit des Verschiebungswinkels φ von ϵ für die Einstellung einer konstanten Ausgangsleistung $P_{aus} = 1 \text{ kW}$.

Je mehr sich die Werte von L_1 und L_2 gleichen, desto grösser ist auch der Einfluss der Magnetisierungsinduktivität auf die übertragbare Leistung. Insgesamt ergibt sich also durch die Magnetisierungsinduktivität eine Stauchung der Leistungs- φ -Kurve in vertikaler Richtung und die Effektivwerte der Ströme nehmen bei gleicher Ausgangsleistung zu. Das Leistungsmaximum wird wie im Idealfall bei einer Verschiebung von $\varphi = \frac{\pi}{2}$ erreicht. Abbildung 5.26 zeigt diese Leistungsminderung für das System nach Tabelle 5.3, wobei neben dem idealen System auch ein System mit $L_\mu = 1 \text{ mH}$ und ein System mit $L_\mu = 0.1 \text{ mH}$ betrachtet wird.

Für die konventionelle DAB und das MFCS-I wird diese Leistungsabsenkung relativ klein sein, da einerseits durch die externe Induktivität oder die Nullinduktivität L_1 um einiges grösser sein wird als L_2 und andererseits durch den externen Transformator eine hinreichend grosse Magnetisierungsinduktivität erreicht wird. Vollständig andere Verhältnisse liegen jedoch für das MFCS-II vor, da hier weder eine externe Induktivität noch ein externer Transformator verwendet werden. Die Magnetisierungsinduktivität kann hier relativ klein werden, so dass die Leistungsabsenkung keinesfalls vernachlässigt werden darf.

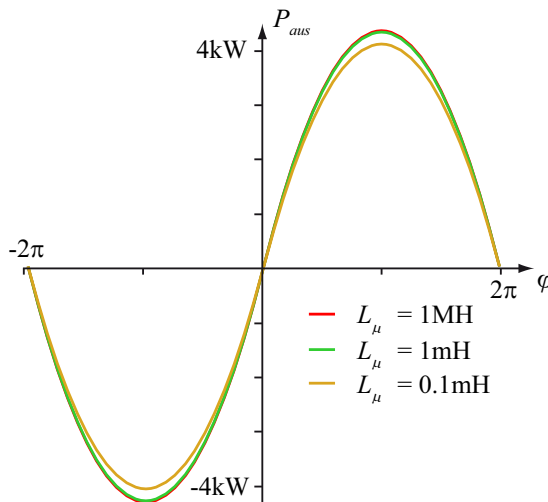


Abbildung 5.26: Leistungs- φ -Kennlinie für das System nach Tabelle 5.3 mit verschiedenen Magnetisierungsinduktivitäten L_μ .

Widerstände

Sobald Verluste in das Modell einbezogen werden, stimmen die Ein- und die Ausgangsleistung nicht mehr überein. Die in den Widerständen umgesetzte Leistung tritt als Differenz dieser beiden Leistungen auf. Die maximal übertragbare Leistung ist nun davon abhängig, in welche Richtung die Leistung transportiert werden soll. Dies kann einfach nachvollzogen werden, indem der Extremfall betrachtet wird, in dem das Ersatzschaltbild direkt nur aus einem Widerstand R_1 besteht. Ist die Eingangsspannung U_{ein} kleiner als $\ddot{u}U_{aus}$, wird es unmöglich, Leistung vom Eingang zum Ausgang zu transportieren, da der Strom für positive Ausgangsspannungen negativ ist und für negative Ausgangsspannungen positiv. Ausserdem verschiebt sich die maximale Ausgangsleistung zu $\varphi = 0$, vorausgesetzt $U_{ein} \geq \ddot{u}U_{aus}$.

Abbildung 5.27 zeigt diese Effekte für das System nach Tabelle 5.3, wobei neben der Kennlinie für das ideale System mit $R_1 + R_2 = 0 \Omega$ auch die Charakteristik für ein System mit $R_1 + R_2 = 1.5 \Omega$ und $R_1 + R_2 = 3 \Omega$

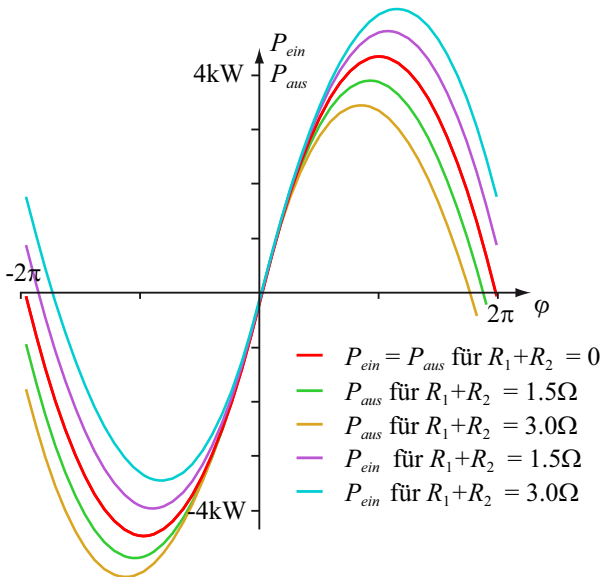


Abbildung 5.27: Leistungs- φ -Kennlinie für das System nach Tabelle 5.3 für verschiedene Widerstandswerte R_1 und R_2 .

gezeigt wird. Dabei entspricht eine positive Eingangsleistung P_{ein} einer Leistungsabgabe der Eingangsseite und eine positive Ausgangsleistung P_{aus} einer Leistungsaufnahme auf der Ausgangsseite. Sind P_{ein} und P_{aus} positiv, wird also Leistung vom Eingang zum Ausgang transferiert. Sind P_{ein} und P_{aus} negativ, wird Leistung vom Ausgang zum Eingang transferiert. Ist hingegen P_{ein} positiv und P_{aus} negativ, würde das System im aktuellen Zustand sowohl vom Ein- als auch vom Ausgang Leistung beziehen, das heisst dieser Zustand muss vermieden werden und ist über längere Zeit auch nicht stabil aufrecht zu halten.

In konventionellen DAB Systemen ist der Einfluss der Widerstände auf die Stromform und auf die übertragbare Leistung sehr gering. Für den später vorgestellten Prototyp der multifunktionalen Konvertersysteme ist jedoch der Nullwiderstand vergleichsweise gross, so dass sich die maximale Ausgangsleistung zu $\varphi < \frac{\pi}{2}$ verschiebt und die übertragbare Leistung von der Richtung des Leistungstransfers abhängt.

Schaltverluste

Neben den bisher behandelten Einflussgrössen, die sämtlich im Ersatzschaltbild in Abbildung 5.19 dargestellt sind, nehmen auch die Schaltverluste Einfluss auf das System. Wird Leistung von der Hoch- auf die Niederspannungsseite übertragen, so muss die gesamte Schaltverlustleistung der Niederspannungsseite $P_{s,NS}$ über die Maschine und den Transformator zugeführt werden. Um den Betriebspunkt zu untersuchen, für den die Ausgangsleistung P_{soll} an den Ausgang übertragen wird, muss das System in Abbildung 5.19 also für eine Übertragungsleistung von $P_{soll} + P_{s,NS}$ analysiert werden. Die Schaltverluste auf der Hochspannungsseite beeinflussen den Stromverlauf kaum, müssen aber bei der Effizienzberechnung miteinbezogen werden.

Kapitel 6

Schaltverfahren

In den vorhergehenden Kapiteln wurde stets davon ausgegangen, dass das System mit dem Phase-Shift-Verfahren betrieben wird. Dieses Schaltverfahren kann jedoch in gewissen Betriebspunkten zu einem relativ geringen Wirkungsgrad führen. Daher wurde nach Möglichkeiten gesucht, den Wirkungsgrad in diesen Betriebspunkten zu verbessern. In den folgenden Unterkapiteln werden nach einem allgemeinen Überblick über die Anforderungen an ein Schaltverfahren verschiedene Möglichkeiten zur Verbesserung des Wirkungsgrads vorgestellt.

6.1 Anforderungen an Schaltverfahren

Um ein Schaltverfahren anwenden zu können, muss es gewisse Voraussetzungen erfüllen. Einerseits muss dafür gesorgt werden, dass der Transformator nicht sättigt. Für die vorgestellten Verfahren wird daher zur Begrenzung des magnetischen Flusses wie für ein konventionelles DAB System gefordert, dass die an den Transformator angelegte Spannung über eine Pulswechselrichter-Schaltperiode den Mittelwert 0 V aufweist. In einem idealen System ohne Verluste würde es genügen, wenn diese Bedingung beispielsweise nur für die primärseitige Transformatorspannung $u_0 - u_{s4}$ erfüllt wäre. Da im realen System jedoch zum Beispiel Wicklungswiderstände auftreten, garantiert $(u_0 - u_{s4})_{avg} = 0$ nicht mehr, dass die Flussänderung über eine Schaltperiode gleich Null ist. Dies wird bei Betrachtung des Ersatzschaltbildes in Abbildung 5.19

einsichtig. Aufgrund der Serienschaltung von L_1 und R_2 kann auch bei $(u_0 - u_{s4})_{avg} = 0$ über L_μ eine Spannung mit einem Mittelwert ungleich 0 V auftreten. Abbildung 6.1 zeigt den beispielhaften Spannungsverlauf über L_μ für den Fall, dass der Transformator nur primärseitig abgeschlossen ist und die sekundärseitige Streuinduktivität vernachlässigbar ist. Es ist klar ersichtlich, dass die Eingangsspannung zwar über eine Schaltperiode gesehen den Wert Null aufweist, die Spannung über der Induktivität aber einen Mittelwert ungleich Null aufweist. Die unterschiedlichen Schaltmuster in Schaltperiode 1 und Schaltperiode 2 sind zur Veranschaulichung sehr extrem gewählt und für konventionelle Anwendungen wie in der DAB nicht repräsentativ. In den MFCSs jedoch, bei denen die Nullspannung bei $m > 0$ auch von Schaltperiode zu Schaltperiode unterschiedliche Werte annimmt, tritt genau dieses Prinzip auf. Zeigt jedoch auch $u'_{t,avg}$ den Mittelwert 0 V, kann die Spannung über L_μ innerhalb einer Periode in realen Anordnungen mittelwertfrei gehalten werden. Daher ist auf den Mittelwert sowohl von $u_{t1} - u_{t2}$ als auch von $u_0 - u_{s4}$ zu achten.

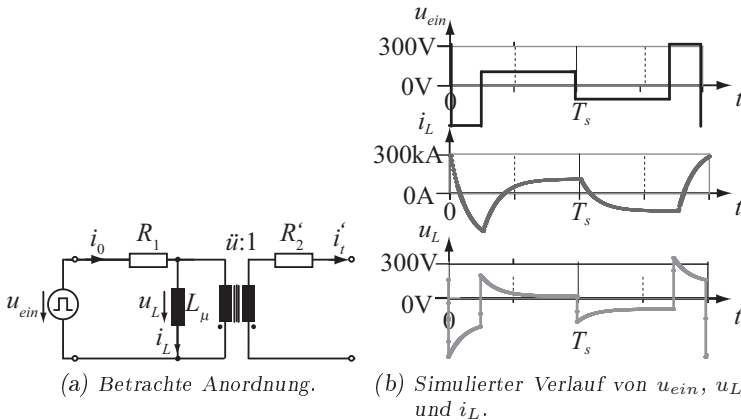


Abbildung 6.1: Simulation eines sekundärseitig offenen Transformators mit $L_\mu = 1$ mH und $R_1 = 1$ m Ω . Obwohl die Eingangsspannung u_{ein} über eine Schaltperiode T_s mittelwertfrei ist, ist u_L nicht mittelwertfrei.

6.1.1 Mittelwertfreie Spannung auf der Sekundärseite

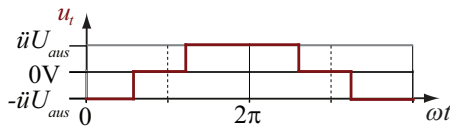
Auf der Sekundärseite können je nach Schaltzustand folgende Spannungen auftreten:

- $s_{t1} = 0, s_{t2} = 0: u_{t1} - u_{t2} = 0 \text{ V}$
- $s_{t1} = 0, s_{t2} = 1: u_{t1} - u_{t2} = -\ddot{u}U_{aus}$
- $s_{t1} = 1, s_{t2} = 0: u_{t1} - u_{t2} = \ddot{u}U_{aus}$
- $s_{t1} = 1, s_{t2} = 1: u_{t1} - u_{t2} = 0 \text{ V}.$

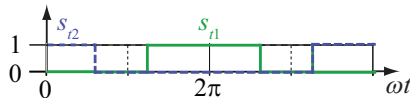
Für $s_{t1} = 0$ ist der Schalter s_{t1+} geöffnet, für $s_{t1} = 1$ geschlossen. Analoges gilt für s_{t2} . Dabei wird angenommen, dass immer einer der Schalter eines Brückenzeiges geschlossen und der andere geöffnet ist. Die Totzeiten, während denen beide Schalter geöffnet sind, beanspruchen meist weniger als 1 Prozent der Schaltperiode und werden daher bei dieser Betrachtung vernachlässigt. Die Zustände $s_{t1} = 0, s_{t2} = 0$ und $s_{t1} = 1, s_{t2} = 1$ beeinflussen den Mittelwert der Spannung nicht. Um nun zu garantieren, dass $u_{t1} - u_{t2}$ mittelwertfrei wird, müssen die Schaltzustände $s_{t1} = 0, s_{t2} = 1$ und $s_{t1} = 1, s_{t2} = 0$ in einer Pulswechselrichter-Schaltperiode gleich lange angelegt werden. Wird angenommen, dass jeder Schalter pro Pulswechselrichter-Schaltperiode nur genau ein Mal ein- und ein Mal ausgeschaltet wird, so ergeben sich höchstens vier verschiedene Schaltverfahren für einen vorgegebenen Spannungsverlauf von $u_{t1} - u_{t2}$. Abbildung 6.2 zeigt einen beispielhaften Verlauf. Dabei unterscheiden sich die Schaltverfahren nur durch die Wahl des Freilaufzustandes als $s_{t1} = 0, s_{t2} = 0$ oder $s_{t1} = 1, s_{t2} = 1$. Wird ein symmetrischer Aufbau angenommen, so sind die Leitverluste für beide Freilaufzustände und somit auch die Leitverluste für alle Schaltverfahren in Abbildung 6.2 gleich gross. Dasselbe gilt für die Schaltverluste. Dies wird offensichtlich, wenn beispielsweise der Übergang von $u_t = -\ddot{u}U_{aus}$ auf $u_t = 0$ betrachtet wird. Entweder wird s_{t2+} ausgeschaltet oder s_{t1+} eingeschaltet. Ist i_t in Abbildung 5.19 positiv, so gilt für das Ausschalten von s_{t2+} Abbildung 5.5(b) oder für das Einschalten von s_{t1+} Abbildung 5.5(a). Wie in Kapitel 5 gezeigt wurde, sind diese beiden Schaltungen äquivalent. Analoges gilt für $i_t < 0$. Somit sind die vier Schaltverfahren nach Abbildung 6.2 äquivalent bezüglich der Verluste. Im Folgenden werden daher aufgrund der Einfachheit nur die beiden Verfahren nach Abbildungen 6.2(d) und 6.2(e) behandelt, da hier die relative Einschaltzeit

sowohl von s_{t1+} als auch von s_{t2+} 50 Prozent beträgt und dieses Verfahren auch bei konventioneller Phase-Shift-Steuerung verwendet wird. Gleiche Überlegungen können auch für den Fall geführt werden, dass einer oder beide Zweige während einer Pulswechselrichter-Schaltperiode mehrfach geschaltet werden. Es bleibt also als Bedingung, dass die relative Einschaltzeit von s_{t1+} und s_{t2+} 50 Prozent beträgt.

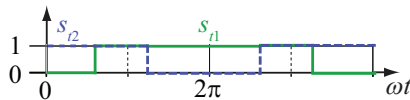
Durch die Bedingung, dass die an den Transformator angelegte Spannung mittelwertfrei ist, wird unter Vernachlässigung der Widerstände



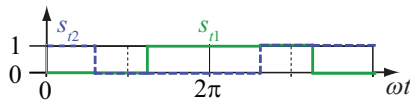
(a) Verlauf der Transformatorspannung.



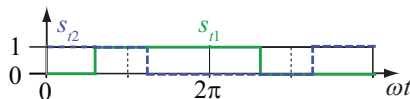
(b) Erstes Schaltverfahren.



(c) Zweites Schaltverfahren.



(d) Drittes Schaltverfahren.



(e) Viertes Schaltverfahren.

Abbildung 6.2: Die vier äquivalenten Schaltverfahren für eine gegebene, mittelwertfreie Transformatorspannung.

garantiert, dass der maximale Fluss im Kern auf $\Psi = \pm \frac{U_{aus}T_s}{2}$ beschränkt wird. Abbildung 6.3(a) zeigt den ungünstigsten Fall einer Änderung des Verschiebungswinkels von $\varphi = -\frac{\pi}{2}$ zu $\varphi = \frac{\pi}{2}$. Durch geeignete Steuerung ist es möglich, den Fluss stets auf $\Psi = \pm \frac{U_{aus}T_s}{4}$ zu begrenzen, wie Abbildung 6.3(b) zeigt.

6.1.2 Mittelwertfreie Spannung auf der Primärseite

Da auf der Primärseite die Form von u_0 durch den Pulswechselrichter nach Gleichung 2.15 direkt vorgegeben ist, ist bestimmt, welcher Freilaufzustand jeweils zu wählen ist, und die Überlegungen zu äquivalenten Schaltzuständen fallen weg. Da u_0 über eine Pulswechselrichter-Periode

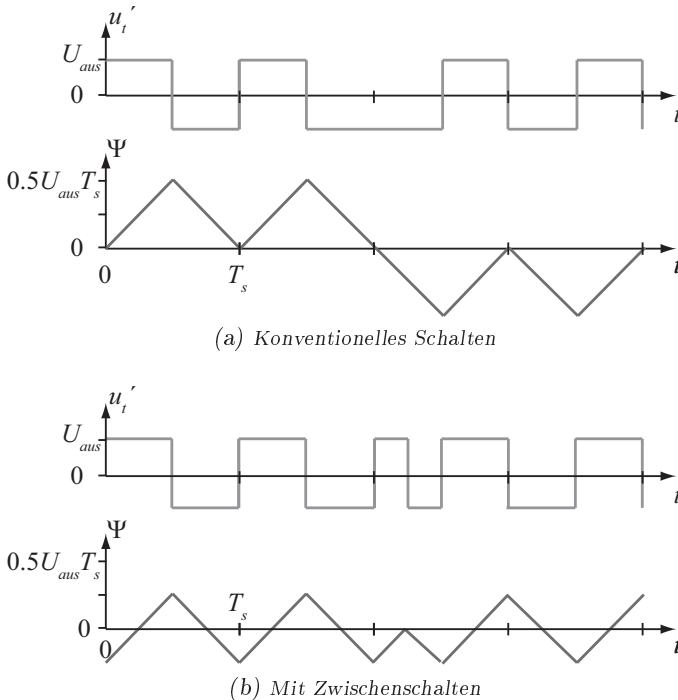


Abbildung 6.3: Verlauf des magnetischen Flusses für eine Verschiebungswinkel-Änderung von $\varphi = -\frac{\pi}{2}$ auf $\varphi = \frac{\pi}{2}$.

nach Gleichung 2.16 den Mittelwert $u_{0,avg} = \frac{U_{ein}}{3}(\delta_1 + \delta_2 + \delta_3)$ aufweist und u_{s4} gezwungenermassen den gleichen Mittelwert haben muss, muss der Schalter s_{4+} während einer Schaltperiode T_s jeweils für eine Zeit von $\delta_4 T_s = \frac{\delta_1 + \delta_2 + \delta_3}{3} T_s$ geschlossen sein.

6.1.3 Leistungen und Spannungen

Neben diesen Überlegungen zur Verhinderung der Transformator-Sättigung muss schliesslich garantiert werden, dass die gewünschte Ausgangsleistung bei den vorgegebenen Konverter-Spannungen erreicht werden kann.

6.1.4 Zusammenfassung der Bedingungen

Zusammenfassend ergeben sich unter der Annahme, dass jeweils ein Schalter eines Zweiges geschlossen ist, folgende Bedingungen für die Schaltverfahren:

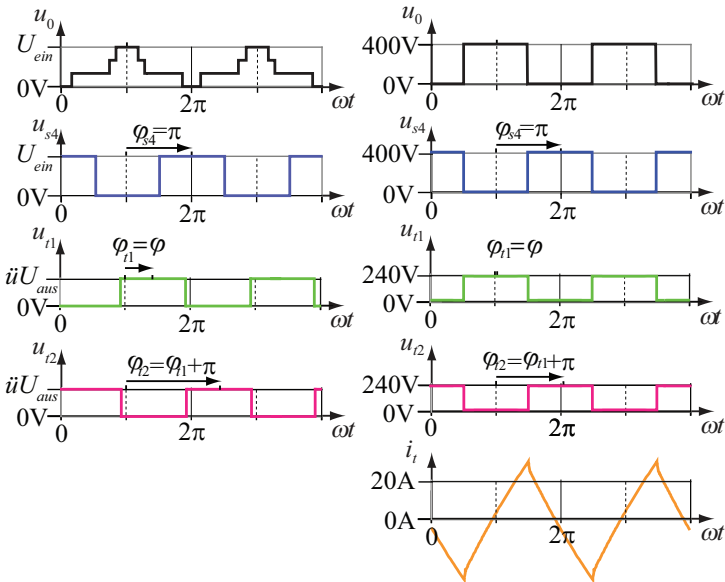
- Relative Einschaltzeit von s_{t1+} : $\delta_{t1} = \frac{1}{2}$
- Relative Einschaltzeit von s_{t2+} : $\delta_{t2} = \frac{1}{2}$
- Relative Einschaltzeit von s_{s4+} : $\delta_{s4} = \frac{\delta_1 + \delta_2 + \delta_3}{3}$
- Ausgangsleistung P_{aus} ist für gegebene U_{ein} und U_{aus} erreichbar.

6.2 Phase-Shift-Verfahren

Das Phase-Shift-Verfahren für die multifunktionalen Konvertersysteme lässt sich direkt vom konventionelle Phase-Shift-Verfahren ableiten [21]. Dabei wird jeder Schalter pro Pulswechselrichter-Schaltperiode nur ein Mal ein- und ausgeschaltet. Als Referenzspannung wird für alle Verfahren u_0 gewählt, das heisst alle Verschiebungen werden relativ zu u_0 angegeben, wobei $\frac{T_s}{2}$ als Referenzzeit herangezogen wird. Für das Phase-Shift-Verfahren wird u_{s4} symmetrisch bezüglich der Referenzzeit $\frac{T_s}{2}$ gewählt, wobei u_{s4} zum Zeitpunkt $\frac{T_s}{2}$ den Wert 0 V zeigt. Abbildung 6.4(a) veranschaulicht den Verlauf von u_{s4} . Diese Wahl von u_{s4} entspricht einer Verschiebung von u_{s4} um einen Winkel von $\varphi_{s4} = \pi$. Sie

bewirkt die grösstmögliche Amplitude der primärseitigen Transformatorspannung und somit auch den grösstmöglichen Leistungstransfer. Die Sekundärseite wird so geschaltet, dass $u_{t1} - u_{t2}$ während einer Halbperiode gleich $\ddot{u}U_{aus}$ und während der anderen Halbperiode gleich $-\ddot{u}U_{aus}$ ist, was einer Verschiebung von u_{t2} um einen Winkel $\varphi_{t2} = \varphi_{t1} + \pi$ entspricht. Somit ist die Verschiebung φ_{t1} die einzige Variable. In Analogie zum konventionellen Phase-Shift-Verfahren wird hier $\varphi_{t1} = \varphi$ gesetzt. Über die Änderung von φ kann nun analog zum konventionellen Phase-Shift-Verfahren die übertragene Leistung eingestellt werden. Der Einfluss auf das Phase-Shift-Verfahren durch Abweichungen von der idealen DAB wurde in Kapitel 5 behandelt.

Für einen Vergleich der verschiedenen Schaltverfahren wurde das System nach Tabelle 6.1 mit Schaltverlusten gemäss Kapitel 8 verwendet. Da im Realfall das System für jedes Schaltverfahren anders voll wür-



(a) Schematische Darstellung (b) Beispielsystem nach Tabelle 6.1

Abbildung 6.4: Verlauf der Spannungen u_0 , u_{s4} , u_{t1} und u_{t2} für das Phase-Shift-Verfahren.

de, ist der direkte Vergleich der Schaltverfahren so nicht repräsentativ. Für die grundsätzliche Veranschaulichung der verbesserten Effizienz in diesem Betriebspunkt ist das System jedoch gut geeignet. Abbildung 6.4(b) zeigt den Verlauf der wichtigsten Signale im Betriebspunkt $U_{ein} = 400 \text{ V}$, $U_{aus} = 12 \text{ V}$ und $m = 0$ mit $P_{aus} = 1 \text{ kW}$.

Das Phase-Shift-Verfahren ist sehr einfach anzuwenden. Über einen PI-Regler kann aus der Differenz von Soll- und Ist-Spannung direkt der Winkel φ ermittelt werden. Der Fehler der Ausgangsspannung ist jedoch im Vergleich zur Höhe der Ausgangsspannung sehr klein. Für eine genaue digitale Regelung muss daher der AD-Wandler einen grossen Spannungsbereich mit sehr hoher Auflösung wandeln, was unter anderem zu einem grossen Speicherbedarf führt. Da dem DC/DC Wandler meist ein LC-Filter nachgeschaltet wird, kann alternativ auch der Strom in der Induktivität des Ausgangsfilters zur Regelung verwendet werden.

Der Nachteil des Phase-Shift-Verfahrens ist allerdings, dass bei kleinen Ausgangsleistungen nur ein tiefer Wirkungsgrad erreicht wird, da der Blindleistungsanteil in diesem Bereich stark zunimmt. Dies wird auch bei Betrachtung von Abbildung 6.4 deutlich, wo die momentane Leistung $i_t(u_{t1} - u_{t2})$ zwar sehr grosse Spitzenwerte annimmt, über eine Schaltperiode gemittelt jedoch sehr klein ist. Daher müssen andere

Parameter	Wert
Eingangsspannung U_{ein}	200 V-400 V
Ausgangsspannung U_{aus}	12 V-16 V
Übersetzungsverhältnis \ddot{u}	20
f_s	20 kHz
L_1	6 μH
L_2	1 μH
L_μ	10 mH
R_1	0.5 Ω
R_2	0.5 Ω
R_{Fe}	1 k Ω

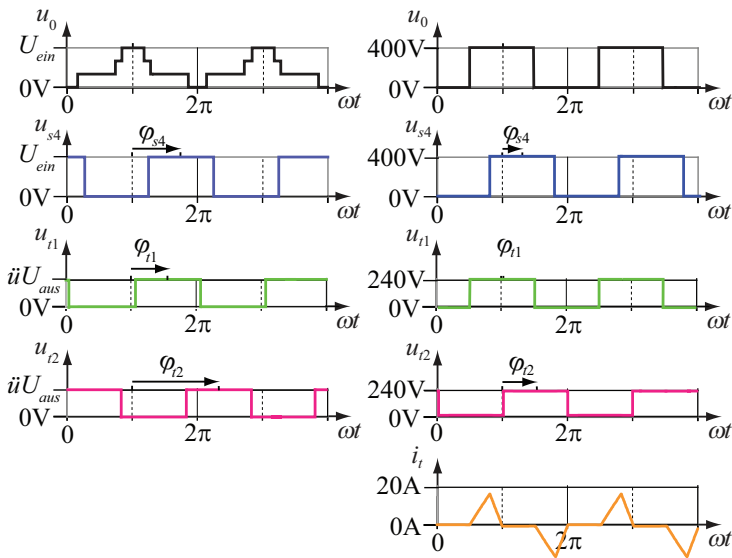
Tabelle 6.1: Daten für das simulierte Beispielsystem, wobei jeweils der Arbeitspunkt $U_{ein} = 400 \text{ V}$, $U_{aus} = 12 \text{ V}$, $m = 0$ und $P_{aus} = 1 \text{ kW}$ betrachtet wird. Die Werte stammen aus einer Messung von einem Synchronmotor, der in Hybridfahrzeugen eingesetzt werden soll.

Verfahren gesucht werden.

6.3 Optimum-Verfahren

Beim Phase-Shift-Verfahren wird mit φ_{t1} lediglich die relative Verschiebung von u_{t1} als Freiheitsgrad genutzt. Die Verschiebung von u_{t2} ist dabei auf $\varphi_{t2} = \varphi_{t1} + \pi$ und die von u_{s4} auf $\varphi_{s4} = \pi$ festgelegt. Um den Wirkungsgrad zu erhöhen, können aber wie in Abbildung 6.5(a) auch die beiden anderen Verschiebungswinkel genutzt werden. Dabei müssen jedoch die Bedingungen aus Kapitel 6.1.4 eingehalten werden.

Um die Verhältnisse in drei Dimensionen darstellen zu können, wird in Abbildung 6.6(a) $\varphi_{t2} = \varphi_{t1} + \pi$ festgelegt. Gezeigt werden wieder die erreichbaren Ausgangsleistungen für ein System nach Tabelle 6.1 im Betriebspunkt $U_{ein} = 400\text{ V}$, $U_{aus} = 12\text{ V}$ und $m = 0$. Es ist offensicht-



(a) Schematische Darstellung (b) Beispielsystem nach Tabelle 6.1

Abbildung 6.5: Verlauf der Spannungen u_0 , u_{s4} , u_{t1} und u_{t2} für das Optimum-Verfahren.

lich, dass die meisten Ausgangsleistungen durch mehrere Kombinationen von φ_{t1} und φ_{s4} erreicht werden können. Abbildung 6.6(b) zeigt die Effizienz des gleichen Systems. Durch geeignete Wahl von φ_{t1} und φ_{s4} kann die Effizienz für eine vorgegebene Ausgangsleistung optimiert werden. Dabei muss aber beachtet werden, dass in Abbildung 6.6(b) keine Informationen zur übertragbaren Ausgangsleistung enthalten sind, so dass für die Optimierung nur diejenigen Kombinationen von Verschiebungswinkeln betrachtet werden dürfen, die auf die gewünschte Ausgangsleistung führen. Wird auch φ_{t2} als variabel gewählt, stehen drei Optimierungsgrößen zur Verfügung. Abbildung 6.7 zeigt jeweils für ein gegebenes φ_{s4} Kombinationen von Verschiebungswinkeln φ_{t1} und φ_{t2} , die für das System nach Tabelle 6.1 im Betriebspunkt $U_{ein} = 400$ V, $U_{aus} = 12$ V und $m = 0$ zu einer Ausgangsleistung $P_{aus} = 1$ kW führen.

Abbildung 6.5(b) zeigt den Verlauf der wichtigsten Signale im Betriebspunkt $U_{ein} = 400$ V, $U_{aus} = 12$ V und $m = 0$ mit $P_{aus} = 1$ kW. Die Verschiebungswinkel wurden so gewählt, dass die grösstmögliche Effizienz des Systems erreicht wird. Es ist deutlich zu erkennen, dass der Effektivwert des Nullstromes im Vergleich zum Phase-Shift-Verfahren aus Abbildung 6.4(b) stark abnimmt.

Das Optimum-Verfahren bietet den Vorteil, dass drei Freiheitsgrade

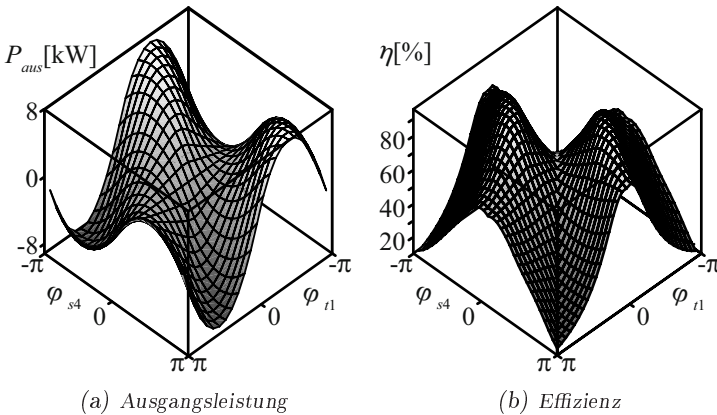


Abbildung 6.6: Abhängigkeit (a) der Ausgangsleistung und (b) der Effizienz von φ_{t1} und φ_{s4} für $\varphi_{t2} = \varphi_{t1} + \pi$ im Betriebspunkt nach Tabelle 6.1.

zur Verfügung stehen und dadurch die gewünschte Ausgangsleistung je nach Arbeitspunkt durch verschiedene Kombinationen der Verschiebungswinkel erreicht werden kann. Somit kann die Effizienz im Vergleich zum Phase-Shift-Verfahren verbessert werden. Allerdings müssen die optimierten Verschiebungswinkel gespeichert werden, so dass der Speicherbedarf steigt.

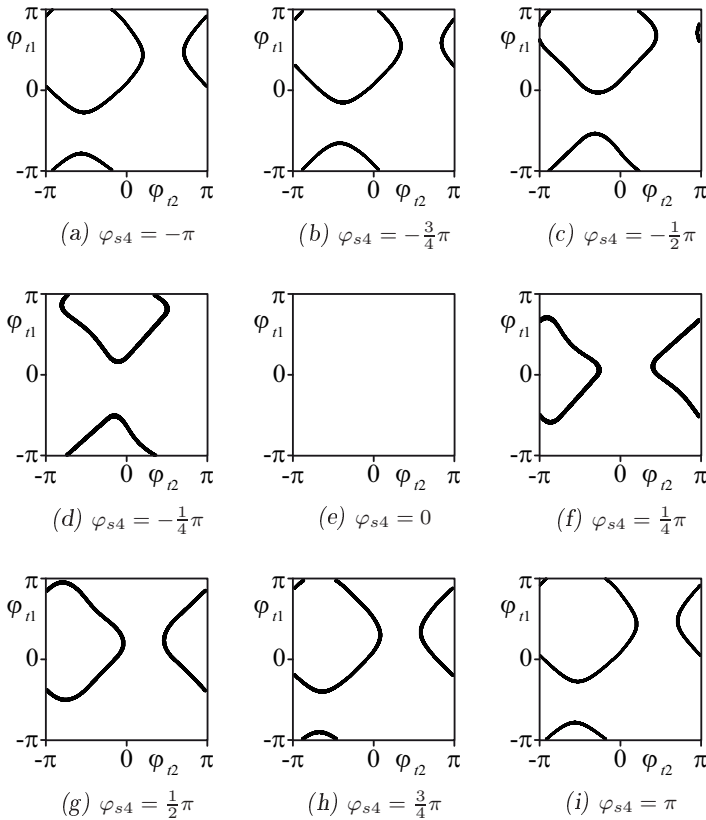


Abbildung 6.7: Kombinationen von Verschiebungswinkeln φ_{t1} und φ_{t2} , die für das System nach Tabelle 6.1 bei gegebenem φ_{s4} im Betriebspunkt $U_{ein} = 400\text{ V}$, $U_{aus} = 12\text{ V}$ und $m = 0$ zu einer Ausgangsleistung von $P_{aus} = 1\text{ kW}$ führen.

Im Optimum-Verfahren sind auch anderweitig vorgestellte Verfahren beinhaltet wie das Triangular- und das Trapezoidal-Current-Verfahren [25].

6.4 Mehrfach-Schalten-Verfahren

Das Optimum-Verfahren nutzt alle Freiheitsgrade, die bei einmaligem Schalten jedes Schalters innerhalb einer Pulsperiode möglich sind. Vor allem bei kleinen Induktivitäten können jedoch aufgrund des relativ schnellen Stromanstiegs sehr grosse Stromspitzen auftreten. Insbesondere beim MFCS-II wird wie in Kapitel 4.3.1 gezeigt aufgrund der Integration des Transformators in die Maschine die Induktivität relativ klein, und die Effizienz kann auch mit dem Optimum-Verfahren vergleichsweise klein ausfallen. Um die Effizienz zu steigern, können die Zweige b_{z_4} , $b_{z_{t1}}$ oder $b_{z_{t2}}$ mehrfach geschaltet werden. In Abbildung 6.9(a) werden die Spannungsverläufe für ein zweifaches Schalten des vierten Brücken-zweiges dargestellt. Die Schaltzeitpunkte werden hierbei mit t_1 bis t_4 bezeichnet, die entsprechenden Winkel mit $x_1 = t_1 \frac{2\pi}{T_s}$ bis $x_4 = t_4 \frac{2\pi}{T_s}$. t_1 wird immer als erster Einschaltzeitpunkt gewählt. Damit die Transformatorspannung wie gefordert mittelwertfrei bleibt, müssen die gleichen relativen Einschaltzeiten wie beim Phase-Shift-Verfahren eingehalten werden. Abbildung 6.8 verdeutlicht diese Bedingung. Die Fläche A , die von u_{s4} und der Nulllinie aufgespannt wird, muss mit $A = U_{ein} \delta_{s4} 2\pi$ immer gleich gross bleiben. Ist zu Beginn der Periode wie in Abbildung 6.9(a) $u_{s4} = U_{ein}$ und somit $0 \leq t_4 \leq t_1 \leq t_2 \leq t_3 \leq T_s$, muss also

$$\delta_{s4} = \frac{1}{T_s} (t_2 - t_1 + t_4 + T_s - t_3) = \frac{\delta_1 + \delta_2 + \delta_3}{3} \quad (6.1)$$

gelten. Ist zu Beginn der Periode $u_{s4} = 0$ und somit $0 \leq t_1 \leq t_2 \leq t_3 \leq t_4 \leq T_s$, gilt

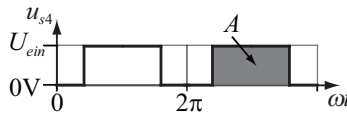
$$\delta_{s4} = \frac{1}{T_s} (t_2 - t_1 + t_4 - t_3) = \frac{\delta_1 + \delta_2 + \delta_3}{3}. \quad (6.2)$$

Auf den ersten Blick scheint das mehrfache Schalten aufgrund der erhöhten Schaltverluste die Effizienz zu verringern. Allerdings kann einerseits durch die neuen Freiheitsgrade die Stromform so beeinflusst werden, dass der Effektivwert des Stromes und damit auch die Leitverluste abnehmen. Andererseits wird durch die günstigere Stromform auch

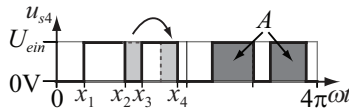
der ein- und auszuschaltende Strom verringert, so dass die Schaltverluste im Vergleich zum einfachen Schalten nicht so stark ansteigen, wie vorerst vermutet werden könnte, oder sogar kleiner sind. Im positiven Fall überwiegt die Verringerung der Leitverluste die allenfalls zusätzlich auftretenden Schaltverluste und ermöglicht so eine Effizienzsteigerung.

Abbildung 6.9(b) zeigt den Verlauf der wichtigsten Signale im Betriebspunkt $U_{ein} = 400\text{ V}$, $U_{aus} = 12\text{ V}$ und $m = 0$ mit $P_{aus} = 1\text{ kW}$. Wieder wird der vierte Brückenweig zweifach geschaltet. Die Verschiebungswinkel φ_{t1} und φ_{t2} sowie die Schaltzeitpunkte t_1 bis t_4 wurden so gewählt, dass die grösstmögliche Effizienz des Systems erreicht wird. Es ist zu erkennen, dass der Effektivwert des Nullstromes im Vergleich zum Optimum-Verfahren aus Abbildung 6.5(b) abnimmt. Auch sind die zu schaltenden Ströme im vierten Brückenweig kleiner als beim Optimum-Verfahren. Dies führt insgesamt zu einer Steigerung des Wirkungsgrads im Vergleich zu den vorherigen Verfahren.

Durch das mehrfache Schalten werden mehr Freiheitsgrade geschaffen, um die Effizienz zu verbessern. Da durch das Zusammenlegen von zwei Schaltzeitpunkten, zum Beispiel $t_2 = t_3$, auch das Optimum-Verfahren durch das Mehrfach-Schalten-Verfahren abgedeckt wird, ist in jedem Betriebspunkt der Wirkungsgrad beim mehrfachen Schalten mindestens gleich hoch wie jener des Optimum-Verfahrens. Andererseits muss die im Speicher abgelegte Schaltzeitabelle mehr Einträge beinhalten. Im Sinne eines Kompromisses zwischen Effizienz und Eintragsgrösse wurde



(a) Optimum-Verfahren



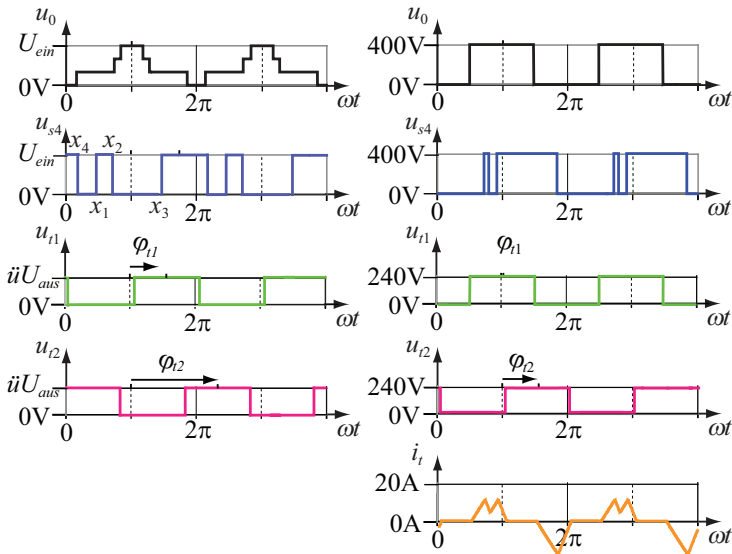
(b) Zweifach-Schalten-Verfahren

Abbildung 6.8: Verlauf der Spannung u_{s4} für (a) das Optimum- und (b) das Zweifach-Schalten-Verfahren. Die Fläche A , die von u_{s4} und der Nulllinie aufgespannt wird, ist immer gleich gross.

hier nur der vierte Brückenweig bz_4 mehrfach geschaltet.

6.5 Drei-Level-Verfahren

Die bisher vorgeschlagenen Schaltverfahren stützen sich auf Brückenweige in herkömmlicher Zweipunkttopologie. Eine Verbesserung der Effizienz kann jedoch auch erreicht werden, wenn die Brückenweige in Drei-Level-Struktur implementiert werden. Abbildung 6.10 zeigt einen möglichen Aufbau des Drei-Level-Brückenweiges. Die Drei-Level-Brückenweige können auch mit dem Mehrfach-Schalten-Verfahren kombiniert werden. Obwohl die Effizienz dadurch allenfalls erhöht werden kann, wird hier nur der Fall untersucht, in dem der vierte Brückenweig in Drei-Level-Struktur ausgeführt ist und einfach getaktet wird,



(a) Schematische Darstellung

(b) Beispielsystem nach Tabelle 6.1

Abbildung 6.9: Verlauf der Spannungen u_0 , u_{s4} , u_{t1} und u_{t2} für zweifaches Schalten der Schalter im Brückenweig bz_4 mit den Ausschaltwinkeln x_1 bis x_4 .

da ansonsten der Speicheraufwand zu gross wäre. Dabei bedeutet einfache Taktung, dass der Brückenweig nur ein Mal pro Schaltperiode die Übergänge von der negativen Schiene auf Null, von Null auf die positive Schiene, von der positiven Schiene auf Null, und von Null auf die negative Schiene durchführt. Abbildung 6.11 (a) zeigt einen möglichen Verlauf der wichtigen Spannungen.

Um die Forderung nach einer mittelwertfreien Transformatorspannung zu erfüllen, muss für die relativen Einschaltzeiten folgende Bedingung erfüllt sein

$$\delta_+ + \frac{\delta_0}{2} = \delta_{s4} = \frac{1}{3} (\delta_a + \delta_b + \delta_c). \tag{6.3}$$

Dabei bezeichnet δ_+ denjenigen relativen Zeitanteil, in dem $u_{s4} = U_{ein}$ gilt und δ_0 denjenigen, in dem $u_{s4} = \frac{U_{ein}}{2}$ vorliegt.

Für den Drei-Level Schalter sind grundsätzlich die in Tabelle 6.2 dargestellten Schaltzustände möglich, wobei $s_{4\nu t} = 1$ bedeutet, dass der Schalter $s_{4\nu t}$ geschlossen ist. Die dunkelgrau unterlegten Zustände müssen dabei vermieden werde, da sie zu Kurzschlüssen führen. Ausserdem ist nur bei den hellgrau hinterlegten Schaltzustandskombinationen gewährleistet, dass die Ausgangsspannung unabhängig von der Stormrichtung ist. Um die Schaltverluste gering zu halten, werden nur Übergänge betrachtet, bei denen höchstens zwei der Schaltelemente s_{41t} bis s_{44t} geschaltet werden. Dies führt zu den drei Schaltzuständen

- $s_{41} = 0, s_{42} = 0, s_{43} = 1, s_{44} = 1: u_{s4} = 0 \text{ V}$

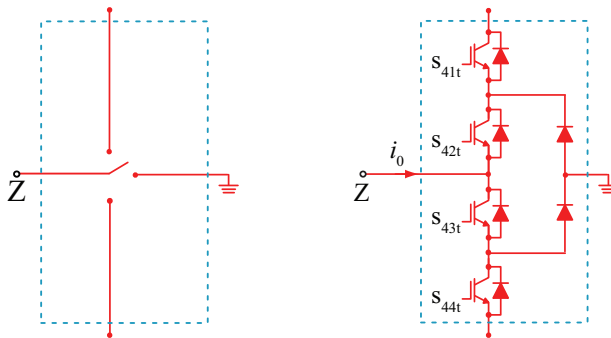


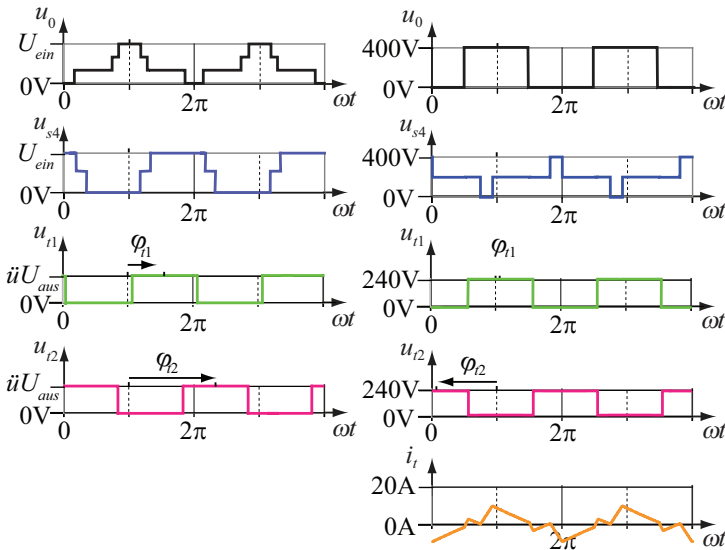
Abbildung 6.10: Drei-Level-Brückenweig.

- $s_{41} = 0, s_{42} = 1, s_{43} = 1, s_{44} = 0: u_{s4} = \frac{U_{ein}}{2}$
- $s_{41} = 1, s_{42} = 1, s_{43} = 0, s_{44} = 0: u_{s4} = U_{ein}$.

Dabei ist $s_{4\nu} = 1$, falls der Schalter $s_{4\nu t}$ geschlossen ist.

Werden die Verschiebungswinkel φ_{t1} und φ_{t2} sowie die Schaltzeitpunkte t_1 bis t_4 so gewählt, dass im Betriebspunkt $U_{ein} = 400\text{ V}$, $U_{aus} = 12\text{ V}$ und $m = 0$ mit $P_{aus} = 1\text{ kW}$ die grösstmögliche Effizienz des Systems erreicht wird, resultieren die Verläufe aus Abbildung 6.11 (b). Es ist zu erkennen, dass der Effektivwert des Nullstromes im Vergleich zu den anderen Verfahren deutlich abnimmt. Dies führt insgesamt zu einer Steigerung des Wirkungsgrads im Vergleich zu den vorherigen Verfahren.

Durch den Drei-Level-Schalter werden gegenüber dem Optimum-Verfahren weitere Freiheitsgrade geschaffen, wodurch die Effizienz deutlich verbessert werden kann. Dafür muss die im Speicher abgelegte Ta-



(a) Schematische Darstellung. (b) Beispielsystem nach Tabelle 6.1.

Abbildung 6.11: Verlauf der Spannungen u_0 , u_{s4} , u_{t1} und u_{t2} für Ausführung des Brückenweiges bz_4 in Drei-Level-Struktur.

belle wie beim Mehrfach-Schalten-Verfahren auch mehr Einträge beinhalten. Ausserdem werden mehr Leistungshalbleiter benötigt. Diese können jedoch für die halbe Eingangsspannung anstatt für den vollen Wert ausgelegt werden.

6.6 Vergleich

In diesem Kapitel wurden verschiedene Möglichkeiten vorgestellt, um den Wirkungsgrad des DC/DC Konverters zu erhöhen. Tabelle 6.3 zeigt einen Vergleich der Systeme. Für die Festlegung des Speicheraufwandes wurde angenommen, dass die beiden Verschiebungswinkel φ_{t1} und φ_{t2} sowie allenfalls die Schaltzeitpunkte t_1 bis t_3 gespeichert werden. Die tatsächlichen Schaltzeitpunkte für die Sekundärseite sowie allenfalls t_4 werden berechnet.

Grundsätzlich kann gesagt werden, dass bei steigender Effizienz auch die Komplexität des Schaltverfahrens und somit auch der benötigte

s_{41}	s_{42}	s_{43}	s_{44}	u_{s4} für $i_0 < 0$	u_{s4} für $i_0 > 0$
0	0	0	0	0	U_{ein}
0	0	0	1	0	U_{ein}
0	0	1	0	0	$\frac{U_{ein}}{2}$
0	0	1	1	0	0
0	1	0	0	$\frac{U_{ein}}{2}$	U_{ein}
0	1	0	1	$\frac{U_{ein}}{2}$	U_{ein}
0	1	1	0	$\frac{U_{ein}}{2}$	$\frac{U_{ein}}{2}$
0	1	1	1	0	0
1	0	0	0	0	U_{ein}
1	0	0	1	0	U_{ein}
1	0	1	0	0	$\frac{U_{ein}}{2}$
1	0	1	1	0	0
1	1	0	0	U_{ein}	U_{ein}
1	1	0	1	U_{ein}	U_{ein}
1	1	1	0	U_{ein}	U_{ein}
1	1	1	1	U_{ein}	U_{ein}

Tabelle 6.2: Schaltzustände des Drei-Level Brückenweiges nach Abbildung 6.10

Verfahren	Effizienz	Speicher- aufwand	Zusätzlicher Hard- wareaufwand
Phase-Shift	-	1	
Optimum	+	3	
x -fach-Schalten	++	$2x+1$	
Drei-Level	+++	5	Drei-Level-Schalter

Tabelle 6.3: Vergleich der vorgestellten Schaltverfahren, wobei angenommen wird, dass der Speicheraufwand proportional zu der Anzahl zu speichernder Schaltzeitpunkte ist. Der zusätzliche Hardwareaufwand bezieht sich auf den betrachteten konventionellen Konverter (beispielsweise MFCS-I nach Abbildung 4.6).

Speicherplatzbedarf steigt. Bis auf das Drei-Level Verfahren können die einzelnen Verfahren auch in einem System kombiniert werden. Dabei ist aber der Speicherbedarf des Verfahrens der höchsten Komplexität massgebend. Welche Verfahren schliesslich eingesetzt werden, hängt somit stark von den Systemanforderungen ab und ist von Fall zu Fall zu entscheiden.

Kapitel 7

Beeinflussung der elektrischen Maschine

Durch die Integration des DC/DC Konverters wird die elektrische Maschine zusätzlich belastet. Während die zusätzlichen Verluste in den Wicklungen bereits im analytischen Modell des DC/DC Konverters behandelt wurden, soll in diesem Kapitel einerseits der Einfluss der Integration auf das Drehmoment untersucht werden. Andererseits könnte es durch die Integration in gewissen Betriebspunkten zur Sättigung des Eisenkerns kommen. Auch dieser Aspekt wird nachfolgend untersucht.

Im Idealfall würde die Maschine speziell für die neuen Konzepte ausgelegt. Während eine Verringerung des Nullwiderstandes in jedem Fall wünschenswert wäre, würden bei einer allfälligen Vergrößerung der Nullinduktivität auch die Streuinduktivitäten der Phasen erhöht, was zu einer Steigerung der Verluste führen würde. Daher ist eine detaillierte Optimierung des Systems nötig. In der vorliegenden Arbeit wird jedoch angenommen, dass ein bestehendes konventionelles System verwendet wird. Es wird der Einfluss der Integration auf dieses System untersucht.

7.1 Drehmoment

Der Nullstrom, der durch die Integration des DC/DC Konverters durch die Maschine fließt, kann ein zusätzliches Drehmoment entstehen lassen.

Um dieses zu untersuchen, kann Gleichung 2.8 verwendet werden. Wird angenommen, dass keine Sättigung des Eisens auftritt, kann die Fluss- und Induktions-Berechnung aufgespaltet werden in einen Anteil, der durch den Nullstrom erzeugt wird, und einen, der durch den Reststrom erzeugt wird.

Aufgrund der geometrischen Anordnung der Phasen wird der Strombelag, der durch die Nullströme erzeugt wird, eine dreimal so hohe Grundfrequenz haben wie der durch das Mit- beziehungsweise das Gegensystem erzeugte Strombelag. Durch das Mit- und das Gegensystem können keine Anteile mit dreifacher räumlicher Grundfrequenz erzeugt werden. Somit werden nur diejenigen Anteile des Rotor-Feldes, die Vielfache der dreifachen Grundfrequenz haben, ein zusätzliches Drehmoment verursachen können. Stimmen die Frequenzen der Strombelagsoberwelle und der Induktionsoberwelle überein, entsteht ein zeitlich konstantes Drehmoment. Da jedoch die Grundfrequenz des Strombelages bereits der Schaltfrequenz entspricht und der Rotor nie diese Geschwindigkeit erreichen wird, treten höchstens Pendelmomente auf. Im Vergleich zum gewollten Drehmoment sind diese Pendelmomente jedoch sehr klein. Einerseits ist der Strom des DC/DC Konverters bedeutend kleiner als die Pulswechselrichterströme. Da nur die dritte Harmonische der Induktion interessiert und deren Amplitude auch bedeutend kleiner ist als die Grundwellenamplitude, wird das Pendelmoment sehr klein. Die Frequenzen der Pendelung entsprechen jeweils der Differenz beziehungsweise der Summe der beiden Oberwellenfrequenzen. Wird miteinbezogen, dass sich der Nullstrom in jeder Schaltperiode ändert, so treten auch bei geringeren Frequenzen zusätzliche Drehmomente auf. Jedoch ist ihr Anteil so gering, dass sie vernachlässigt werden können.

7.2 Sättigung

Wäre der Nullstrom gleich gross wie der maximale Phasenstrom, so würde in jeder Phase zusätzlich ein Drittel des maximalen Phasenstromes fließen. Sind die Phasenströme ideal sinusförmig, so wird also die maximale Flussdichte durch den Nullstrom höchstens um $\frac{1}{2} \frac{1}{3} = \frac{1}{6}$ erhöht. Der Nullstrom erzeugt eine Flussdichte, die ein Drittel kleiner ist als die Flussdichte eines einzelnen Phasenstromes. Da jedoch die drei Phasen um einen elektrischen Winkel von 120° versetzt angesteuert werden, reduziert sich der Einfluss des Nullstromes nochmals um den Faktor 2.

In Vollhybrid-Fahrzeugen ist jedoch die maximale Leistung des DC/DC Konverters typischerweise um einen Faktor 10 kleiner als jene des Pulswechselrichters, das heisst der Nullstrom wird bezogen auf den Phasenstrom verhältnismässig kleiner als in der obigen Rechnung, so dass auch die maximale Flussdichte durch den Nullstrom um deutlich weniger als $\frac{1}{6}$ erhöht wird. Da die elektrische Maschine nur für kurze Zeitabschnitte mit maximaler Leistung laufen muss und zudem der DC/DC Konverter sowohl auf der Hoch- als auch auf der Niederspannungsseite über Energiespeicher verfügt, ist es auch möglich, den DC/DC Konverter bei Vollast des Elektromotors nicht zu betreiben. Somit wird die maximal auftretende Flussdichte im Vergleich zur konventionellen Maschine nicht erhöht.

Kapitel 8

Vergleich der drei Konverter

In den vorhergehenden Kapiteln wurde gezeigt, dass die beiden neuen Konzepte MFCS-I und MFCS-II grundsätzlich realisierbar sind. Da die Messresultate sehr gut mit den durch das analytische Modell vorausgesagten Verläufen und Verlusten übereinstimmen (siehe Kapitel 9), kann nun das Modell auf ein grösseres System umgerechnet werden, um die beiden neuen Systeme mit der konventionellen DAB zu vergleichen.

Bei der Festlegung des Zielsystems wurden heute bestehende Konzepte von Hybridfahrzeugen und zukünftig erforderliche Anpassungen berücksichtigt. Die gewählten Spezifikationen für die Leistungselektronik sind in Tabelle 8.1 angegeben.

Parameter	Wert
Eingangsspannung U_{ein}	200 V-400 V
Ausgangsspannung U_{aus}	12 V-16 V
Nennleistung der elektrischen Maschine P_M	50 kW
Maximalleistung des DC/DC Konverters $P_{aus,max}$	3 kW
Nennleistung des DC/DC Konverters P_{aus}	1 kW

Tabelle 8.1: Daten für das Zielsystem.

Den folgenden Überlegungen wird eine 50 kW Maschine zu Grunde gelegt, deren Kenngrößen in Tabelle 8.2 zusammengefasst sind. Dabei wird angenommen, dass die Maschine vollkommen rotationssymmetrisch ist. Es entfällt somit eine Unterscheidung von L_d und L_q . Der frequenzabhängige Verlauf von R_0 und L_0 wurde von den Messungen der 15 kW Maschine aus Abbildung 5.13 übernommen.

Die Berechnungen wurden dahingehend vereinfacht, dass Ein- und Ausgangsfilter vernachlässigt und in der Maschine vollkommen lineare Verhältnisse angenommen wurden. Eine lastabhängige Nullinduktivität und Sättigungs-Phänomene werden demnach nicht berücksichtigt. Ebenso wurde angenommen, dass die Hystereseverluste des Nullstromes komplett unabhängig vom Mit- und Gegensystem sind. Für einen qualitativen Vergleich sind diese Vereinfachungen sinnvoll. Ausserdem werden die zusätzlichen Verluste durch Hilfssysteme wie zum Beispiel die Eigenbedarfsversorgung nicht berücksichtigt. Da diese Werte für alle drei Systeme gleich gross sind, bleibt die interessierende Relation der Verluste beziehungsweise der Effizienzen dadurch unbeeinflusst.

Um einen aussagekräftigen Vergleich zu erhalten, wird jedes System bezüglich Effizienz optimiert. Abhängig vom Betriebspunkt resultieren dabei verschiedene Werte für die Optimierungsgrößen. Daher wurden die Betriebspunkte in Tabelle 8.3 untersucht und die Summe der einzelnen Wirkungsgrade optimiert. Dabei gelten folgende Bezeichnungen:

- U_{ein} : Eingangsspannung des DC/DC Konverters
- U_{aus} : Ausgangsspannung des DC/DC Konverters
- P_{aus} : Ausgangsleistung des DC/DC Konverters
- M : Drehmoment der elektrischen Maschine

Parameter	Wert
Maximalleistung $P_{m,tot}$	50 kW
Nenn Drehzahl n_n	2000 rpm
EMF Amplitude e_{p-n} bei n_n	70 V
L_{ph}	160 μ H
R_{ph}	5 m Ω
Polpaarzahl p	4

Tabelle 8.2: Daten der elektrischen Maschine des Zielsystems.

- P_M : Elektrische Leistung der Maschine
- m : Modulationsindex.

Nicht alle Betriebspunkte werden gleich häufig angefahren. So wird beispielsweise die Übertragung der Maximalleistung über den DC/DC Konverter viel seltener auftreten als die Übertragung der Nennleistung. Ist der Wirkungsgrad in den häufig angefahrenen Betriebspunkten schlecht, hat dies viel grössere Auswirkungen auf den gesamten Energieverbrauch als ein tiefer Wirkungsgrad in nur kurzzeitig vorliegenden Betriebspunkten. Daher ist es sinnvoll, für eine Systemoptimierung die Effizienz der einzelnen Betriebspunkte zu gewichten. Idealerweise würde für jedes zu entwickelnde Fahrzeug ein Fahrprofil angelegt, welches auch die Nutzung der 12 V Batterie beinhaltet, so dass diese Gewichtung optimal an die Fahrzeug-Anforderungen angepasst werden kann. Für das vorliegende System wurden die Wirkungsgradwerte in den Betriebspunkten aus Tabelle 8.4 dreifach gewertet, die restlichen einfach. Andere Gewichtungen ändern zwar das Ergebnis, nicht aber die Prozedur der Optimierung,

U_{ein} [V]	n [rpm]	P_M [kW]	m	U_{aus} [V]	P_{aus} [kW]
200	0	0	0	12, 14, 16	0.5, 1, 2, 3
300	0	0	0	12, 14, 16	0.5, 1, 2, 3
400	0	0	0	12, 14, 16	0.5, 1, 2, 3
200	2000	0	0.99	12, 14, 16	0.5, 1, 2, 3
300	2000	0	0.66	12, 14, 16	0.5, 1, 2, 3
400	2000	0	0.49	12, 14, 16	0.5, 1, 2, 3
200	2000	50	1.13	12, 14, 16	0.5, 1, 2, 3
300	2000	50	0.75	12, 14, 16	0.5, 1, 2, 3
400	2000	50	0.56	12, 14, 16	0.5, 1, 2, 3

Tabelle 8.3: Betriebspunkte für die Optimierung des Wirkungsgrades.

U_{ein} [V]	n [rpm]	P_M [kW]	m	U_{aus} [V]	P_{aus} [kW]
300	0	0	0	14	1
300	2000	0	0.66	14	1
300	2000	50	0.75	14	1

Tabelle 8.4: Betriebspunkte für die Optimierung des Wirkungsgrades, welche dreifach gewertet werden.

so dass der Algorithmus für beliebige Optimierungen verwendet werden kann. Selbst wenn nicht der Wirkungsgrad sondern der Effektivwert des Stromes oder andere Kennwerte optimiert werden sollen, ist dies ohne Anpassungen durchführbar. Bei den Konzepten MFCS-I und MFCS-II werden die im reinen Pulswechselrichterbetrieb anfallenden Verluste von den Eingangsleistungen abgezogen, um dann die Effizienz des DC/DC Konverters zu berechnen.

Nach der Auswertung des Bauteilaufwandes für die untersuchten Konverter folgt in Kapitel 8.2 der Vergleich der drei Konverter.

8.1 Bauteile

In diesem Abschnitt wird der Bauteilaufwand der drei Konverter untersucht. Die Ergebnisse werden schliesslich in Tabellenform zusammengefasst.

Bei allen drei Systemen werden für den Pulswechselrichter IGBTs des Typs FF200R06KE3 verwendet. Die bei den Konzepten MFCS-I und MFCS-II zusätzlich auftretenden Verluste in den IGBTs sind genügend klein, als dass andere Bauelemente zu wählen wären. Da die elektrische Maschine ausserdem nur über kurze Zeiten mit maximaler Leistung angetrieben werden muss, bestünde auch die Möglichkeit, den DC/DC-Konverter nur bei Teillast der elektrischen Maschine zu betreiben. Für die Sekundärseite des DC/DC Konverters werden ebenfalls bei allen drei Konvertern die selben MOSFETs eingesetzt. Aufgrund des hohen Stromes und den damit verbundenen Verlusten wurden jeweils 8 IRF2804 pro Schalter parallel geschaltet. Auf der Hochspannungsseite des DC/DC Konverters werden MOSFETs des Typs SPW47N60C3 verwendet, wobei bei der DAB zwei Brückenarme benötigt werden, bei den Konzepten MFCS-I und MFCS-II jedoch nur ein Brückenarm zu realisieren ist. Zusammenfassend werden bei allen drei Konvertern folgende Bauteile eingesetzt:

- Schalter Sekundärseite: Jeweils 8 parallele IRF2804
- Schalter Primärseite: SPW47N60C3
- Schalter Pulswechselrichter: FF200R06KE3

Für die Modellierung der Schaltverluste wurden die folgende Formeln verwendet.

Für die Pulswechselrichter-Schalter, wobei i_0 auch durch i_a , i_b oder

i_c ersetzt werden kann:

$$p_s = f_s \mu s \begin{cases} 0.22 i_0 U_{ein} - 0.61 \text{ kA}^{-1} i_0^2 U_{ein} \\ + 930 \text{ kA}^{-2} i_0^3 U_{ein} & \text{für } i_0 > 0 \text{ A} \\ -0.074 i_0 U_{ein} - 0.20 \text{ kA}^{-1} i_0^2 U_{ein} \\ - 300 \text{ kA}^{-2} i_0^3 U_{ein} & \text{für } i_0 \leq 0 \text{ A} \end{cases} \quad (8.1)$$

Für die Schalter der Primärseite:

$$p_s = f_s \mu s \begin{cases} 0.40 \text{ A } U_{ein} + 36.32 \text{ V } i_0 \\ -0.39 i_0 U_{ein} + 0.12 \text{ kV}^{-1} i_0 U_{ein}^2 \\ + 5.64 \text{ V/A } i_0^2 - 25.27 \text{ kA}^{-1} i_0^2 U_{ein} \\ + 32.79 \text{ MW}^{-1} i_0^2 U_{ein}^2 & \text{für } i_0 \leq 0 \text{ A} \\ 2.25 \cdot 10^{-3} i_0 U_{ein} + 0.46 \text{ kA}^{-1} i_0^2 U_{ein} \\ - 64.83 \text{ kA}^{-2} i_0^3 U_{ein} + 2830 \text{ kA}^{-3} i_0^4 U_{ein} & \text{für } i_0 > 0 \text{ A} \end{cases} \quad (8.2)$$

Für die Schalter der Sekundärseite (Gesamtschaltverluste für alle acht MOSFETs):

$$p_s = f_s \mu s \begin{cases} 1.45 \text{ A } U_{aus} + 0.90 \text{ V } i'_t \\ -0.077 i'_t U_{aus} + 3.84 \text{ kV}^{-1} i'_t U_{aus}^2 \\ - 10 \mu\text{V/A } i'^2_t - 50 \text{ MA}^{-1} i'^2_t U_{aus} \\ + 3.11 \text{ MW}^{-1} i'^2_t U_{aus}^2 & \text{für } i'_t > 0 \text{ A} \\ 0.39 \text{ A } U_{aus} - 1.58 \text{ V } i'_t \\ + 209.69 \cdot 10^{-3} i'_t U_{aus} - 7.70 \text{ kV}^{-1} i'_t U_{aus}^2 \\ - 2.56 \text{ mV/A } i'^2_t + 0.73 \text{ kA}^{-1} i'^2_t U_{aus} \\ - 18.83 \text{ MW}^{-1} i'^2_t U_{aus}^2 & \text{für } i'_t \leq 0 \text{ A} \end{cases} \quad (8.3)$$

Für die Berechnung der Schaltverluste der DAB wurden Messergebnisse einer am Institut durchgeführten Arbeit verwendet [25]. Für die IGBTs wurden Angaben aus dem Datenblatt herangezogen. Die Parameter für die Schaltverluste wurden über die Methode der kleinsten Fehlerquadrate berechnet. Die Schaltverluste hängen stark vom Aufbau

des Konverters ab. Für einen Vergleich der drei Systeme reicht jedoch die Näherung durch Gleichungen 8.1, 8.2 und 8.3 aus.

Bei den Transformatoren und der externen Induktivität der DAB ist es ebenso wie bei der Festlegung der Optimierungsgrößen nötig, die drei Systeme separat zu betrachten. Alle drei Systeme werden für zweifaches Schalten des vierten Zweiges ausgelegt. Wie im letzten Kapitel gezeigt wurde, sind darin als Sonderfälle auch das Optimum-Verfahren und das Phase-Shift-Verfahren enthalten.

8.1.1 Dual Active Bridge

Bei der Auslegung der Dual Active Bridge können folgende Größen optimiert werden:

- Induktivität L
- Übersetzungsverhältnis \ddot{u}
- Schaltfrequenz f_s .

Die drei Optimierungsgrößen wurden mit dem in Kapitel 5 vorgestellten Modell so gewählt, dass der Wirkungsgrad maximal wird. Für eine grobe Abschätzung wurden in einem ersten Schritt nur die Schaltverluste und die Leitverluste der Schalter berücksichtigt. Aufgrund des resultierenden Übersetzungsverhältnisses wurde dann ein Magnetkern für den Transformator ausgewählt, so dass auch die Verluste im Transformator und der Einfluss der Magnetisierungsinduktivität berücksichtigt werden. Dann wurden die Parameter erneut optimiert und die Wahl des Kerns und der Bauteile überprüft. Im Weiteren wird angenommen, dass der Konverter bei 100 °C Sperrschichttemperatur der Leistungshalbleiter betrieben wird. Die Optimierung ergibt folgende Werte:

- $f_s = 80 \text{ kHz}$
- $L = 10 \text{ } \mu\text{H}$
- $\ddot{u} = 20$.

Der relativ hohe Wert der Schaltfrequenz kommt daher, dass bei kleineren Frequenzen einerseits ein grösserer Kern gewählt werden müsste. Dies kann zu grösseren Kernverlusten führen und wird aufgrund des längeren Wicklungsweges (bei gleich bleibender Leiterdicke) die Kupferverluste erhöhen. Andererseits muss auch L einen grösseren Wert haben, was in mehr Windungen und somit mehr Kupferleitverlusten resultiert.

Für die Optimierung muss insbesondere der Transformator in jedem Optimierungsschritt korrekt angepasst werden. Im nächsten Abschnitt

wird die Auslegung für das optimierte System erläutert.

Da ein Planartransformator vorteilhaft in einen kompakten Aufbau integriert werden kann und gute thermische Eigenschaften aufweist, wird im Weiteren dieser Transformatorotyp betrachtet. In der Literatur werden meist Schaltfrequenzen von 100 kHz gewählt. Daher wird weiter unten gezeigt, dass für diese Frequenz für das gewünschte System im Vergleich zu einer Schaltfrequenz von 80 kHz kein kleinerer Kern für den Transformator gewählt werden könnte.

Unabhängig davon, welche Art von Transformator verwendet wird, ist die Höhe der Leiterbahnen, beziehungsweise die Höhe der Leiter, ausschlaggebend für die Leitverluste. Für höhere Frequenzen treten im Leiter sowohl Skin- als auch Proximity-Verluste auf. Dies führt dazu, dass bei höheren Frequenzen eine Erhöhung der Leiter nicht zwingend zu einer Verringerung des Wechselstromwiderstandes führt. Im Gegenteil

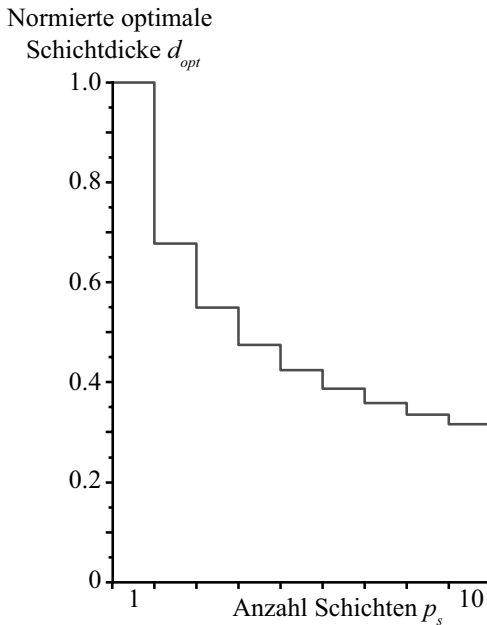


Abbildung 8.1: Abnahme der optimalen Schichtdicke d_{opt} in Abhängigkeit der Anzahl Schichten p_s , wobei d_{opt} auf die optimale Schichtdicke für $p_s = 1$ normiert ist.

kann ein höherer Leiter sogar zu einer Erhöhung der Verluste führen. Nach [18] kann die optimale Dicke einer Bahn für sinusförmige Ströme zu

$$d_{opt} = \sqrt[4]{\frac{15}{5p_s^2 - 1}} \delta_0$$

berechnet werden, wobei p_s die Anzahl Schichten und δ_0 die Skintiefe bei der betrachteten Frequenz bezeichnet. Der für eine Schichtdicke d vorliegende Wechselstromwiderstand R_{eff} kann über

$$R_{eff} = R_{dc} \left(1 + \frac{1}{3} \left(\frac{d^4}{\delta_0^4 \frac{15}{5p_s^2 - 1}} \right) \right) \sim \frac{1}{d} \left(1 + \frac{1}{3} \left(\frac{d^4}{\delta_0^4 \frac{15}{5p_s^2 - 1}} \right) \right),$$

berechnet werden. Abbildung 8.1 zeigt die Abhängigkeit der optimalen Schichtdicke d_{opt} von der Anzahl Schichten p_s , wobei d_{opt} auf die optimale Schichtdicke für $p_s = 1$ normiert wurde. Da der Widerstand umgekehrt proportional zur Schichtdicke ist, ist p_s möglichst klein zu wählen. Aufgrund der begrenzten Höhe des Wicklungsraumes ist jedoch für die Primärseite lediglich eine Wahl $p_s = 2$ möglich. Die optimale Schichtdicke ist von der Schaltfrequenz abhängig. Für die gewählte Schaltfrequenz von 80 kHz und eine Temperatur von 100 °C führt dies auf die optimalen Dicken von $d_{opt,s} = 378 \mu\text{m}$ und $d_{opt,p} = 256 \mu\text{m}$. Da angenommen wird, dass die Wicklungen durch Folienleiter oder als Leiterbahnen im PBC realisiert werden und diese Dicken nur in teuren Sonderanfertigungen realisierbar wären, werden folgende Werte gewählt:

$$d_{pDAB} = 250 \mu\text{m} \tag{8.4}$$

und

$$d_{sDAB} = 375 \mu\text{m}.$$

Des Weiteren wird angenommen, dass die einzelnen Lagen durch eine 200 μm hohe Epoxid-Schicht getrennt sind. Abbildung 8.2 zeigt den gewählten Aufbau, bei dem die fünf Sekundärschichten parallel verbunden werden, während die Primärwindungen in Serie geschaltet sind, um das gewünschte Übersetzungsverhältnis $\ddot{u} = 20$ zu erhalten. Der gezeigte

Aufbau bietet den Vorteil, dass für die Sekundärseite nur drei Folien benötigt werden, da die jeweils übereinander liegenden Folien als eine einzige, dafür doppelt so dicke Folie ausgeführt werden können. Dennoch gilt hier aufgrund der Symmetrie $p_s = 2$.

Die Kernverluste werden unter anderem durch die magnetische Flussdichte B beeinflusst. Wird die Sättigungsflussdichte B_s nicht überschritten, kann die maximal auftretende Flussdichte B_p näherungsweise über

$$B_p = \frac{n_s U_{aus,max}}{4 f_s A_e} \quad (8.5)$$

berechnet werden, wobei A_e die Eisen-Querschnittsfläche des Transformators bezeichnet, n_s die Anzahl sekundärseitiger Windungen und $U_{aus,max}$ die maximal auftretende Ausgangsspannung, die nach Tabelle 5.3 16 V beträgt. Bei dieser Näherung wird angenommen, dass stets $\Delta B = 2B_p$ gilt. Dies wird beispielsweise erreicht, indem bei einer Änderung der Schaltwinkel φ_{t1} oder φ_{t2} ein Verfahren mit Zwischenschalten nach Abbildung 6.3 verwendet wird. Andererseits wird der Einfluss von Widerständen und Streuinduktivitäten sowie der Schaltvorgänge vernachlässigt, die eine Erhöhung der tatsächlichen maximalen Flussdichte bewirken können. Bei der Auslegung wird daher darauf geachtet, dass die berechnete maximale Flussdichte höchstens halb so gross ist wie die Sättigungsflussdichte.

Der Auslegung des Transformators wurden Kerne EPCOS ELP in Material N87 zugrunde gelegt. Die Sättigungsflussdichte von N87 be-

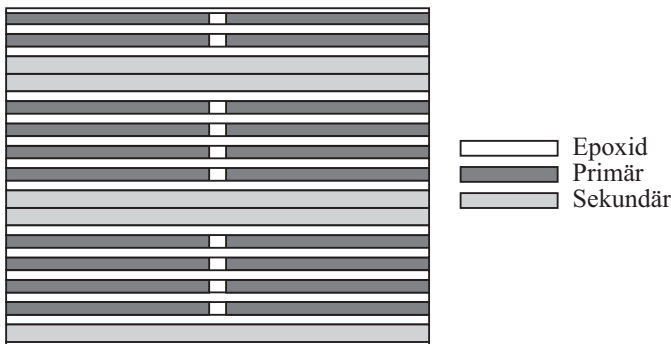


Abbildung 8.2: Aufbau der Wicklungen des Planartransformators für die DAB.

trägt für 100°C $B_s = 390\text{ mT}$. Um die magnetische Aussteuerung um einen Sicherheitsfaktor 2 kleiner als B_s zu halten, muss abhängig von der sekundärseitigen Windungszahl n_s mindestens folgender Kern-Querschnitt gewählt werden

$$n_s A_{min100} = \frac{U_{aus,max}}{2f_s B_s} = 205\text{ mm}^2. \quad (8.6)$$

Aufgrund der kleinen optimalen Höhe der Leiter bei 80 kHz wird hier $n_s = 1$ gewählt. Dies würde für 80 kHz auf einen Kern ELP 58 führen. Würde eine Schaltfrequenz von 100 kHz verwendet, würde die Betrachtung der Sättigungsflussdichte einen kleineren Kern ELP 43 ergeben.

Neben der maximalen Flussdichte muss jedoch auch darauf geachtet werden, dass die Wärme, die durch die Kern- und Leitverluste entsteht, aus dem Transformator abgeführt werden kann. Die im Kern entstehenden Verluste können in Abhängigkeit des Kernvolumens über die Steinmetz-Gleichung für N87 abgeschätzt werden,

$$P_{Fe} = 4.91 f_s^{1.23} B_p^{1.85} V_{Kern}. \quad (8.7)$$

Da in Hybridfahrzeugen meist ohnehin ein System mit Wasserkühlung vorhanden ist, kann auch der DC/DC Konverter als wassergekühlt angenommen werden. Allerdings beträgt die Temperatur der Kühlflüssigkeit typischerweise mindestens 100°C . Alternativ kann eine separate Flüssigkühlung mit tieferen Temperaturen (typisch 65°C [29]) oder Luftkühlung verwendet werden. Da für die Temperaturerhöhung hauptsächlich die Kupferverluste verantwortlich sind, müssen zuerst die Stromeffektivwerte berechnet werden. Im Betriebspunkt $U_{ein} = 200\text{ V}$, $U_{aus} = 12\text{ V}$ und $P_{aus} = 3\text{ kW}$ wird der Effektivwert auf $i_{0,rms} = 19\text{ A}$ und $\dot{i}_{t,rms} = 381\text{ A}$ steigen. Um eine zweidimensionale Simulation zu ermöglichen, wird derjenige Kupferverlustanteil vernachlässigt, der in den Wicklungsköpfen entsteht. Für die Widerstände ist also lediglich die Länge des Wicklungsfensters massgebend. In der Realität hat demgegenüber die für die Widerstände massgebende Länge meist mehr als den doppelten Wert. Da somit die Verlustleistung unterschätzt wird und zudem in den Wicklungsköpfen die Wärme nur über die Lüft und nicht teilweise über den Kern abgeleitet werden kann, wird die Temperaturerhöhung unter Vernachlässigung der Wicklungsköpfe geringer sein als in der Realität. Ausserdem wird angenommen, dass die einzelnen Schichten ohne Lufteinschlüsse miteinander verbunden sind, was wiederum zu einer Unterschätzung der Temperatur führen wird. Der Kern wird über

eine dünne Schicht mit Wärmeleitpaste an einen Aluminiumblock angedrückt. Die Kühlflüssigkeit, welche im Aluminiumblock fließt, wird durch die Festsetzung der Aussentemperatur des Aluminiums auf 65 °C simuliert [29]. Mit diesen Vereinfachungen ergibt die Simulation eine maximale Temperaturerhöhung von circa 40 °C bezogen auf die Kühlflüssigkeit. Aufgrund der Vernachlässigungen ist jedoch davon auszugehen, dass die Temperatur des PCB deutlich über 105 °C liegen würde, so dass ein Kern ELP 58 aus thermischen Gründen nicht gewählt werden kann. Da die Verluste für 100 kHz aufgrund der geringeren optimalen Leiterbahnhöhe steigen, wären die Verluste für diese Schaltfrequenz noch grösser. Insbesondere könnte auch der nächst kleinere Kern nicht gewählt werden, da dann auch der thermische Widerstand steigen würde. Einzig für eine Anordnung der Platinen derart, dass sowohl die oberste als auch die unterste Schicht direkten Kontakt zum Kern haben, ist bei beidseitiger Kühlung des Kerns die Temperaturerhöhung für den Kern ELP 58 tragbar. Da jedoch im Normalfall die Platinen, wenn überhaupt, nur oben oder nur unten direkt am Kern liegen, wird hier der nächst grössere Kern, der ELP 64, verwendet.

Die Induktivität könnte als Streuinduktivität im selben Kern integriert werden, wird aber im Normalfall durch einen externen Kern realisiert. Vorteilhaft ist es dabei, die Induktivität direkt auf den Transformator Kern aufzusetzen. Demgemäss wurde wieder ein Kern ELP 64 für die Induktivität gewählt.

8.1.2 MFCS-I

Im Gegensatz zur DAB ist für die Systeme MFCS-I und MFCS-II die Schaltfrequenz des DC/DC Konverters durch den Pulswechselrichter festgelegt. Diese liegt typischerweise bei $5\text{ kHz} - 15\text{ kHz}$ [48]. Da in Zukunft auch bei Hybridfahrzeugen gewünscht ist, dass die Schaltfrequenz ausserhalb des Hörbereichs liegt, wurde für die vorliegende Arbeit bereits mit einer Schaltfrequenz von $f_s = 20\text{ kHz}$ gerechnet. Durch die im Vergleich zur DAB deutlich kleinere Schaltfrequenz muss der Transformator für das MFCS-I neu ausgelegt werden.

Da angenommen wird, dass eine schon bestehende Auslegung der Maschine verwendet wird, ist die Nullinduktivität bestimmt. Zusätzlich zur Nullinduktivität kann eine externe Induktivität verwendet werden. Diese benötigt jedoch zusätzlichen Bauraum. Ausserdem liegt in den gemessenen Fällen die Nullinduktivität sehr nahe an der gewünschten

Induktivität, so dass hier auf diese Massnahme verzichtet wird. Für die Betriebspunkte aus Tabelle 8.3 ergibt die Optimierung des Wirkungsgrades ein Übersetzungsverhältnis von $\ddot{u} = 17$. Aufgrund der besseren Realisierbarkeit wurde jedoch $\ddot{u} = 16$ gewählt.

Wird der Kern wieder in Material N87 ausgeführt und für die Sättigungsflussdichte ein Sicherheitsfaktor von zwei eingerechnet, so muss abhängig von der sekundärseitigen Windungszahl n_s folgende Kern-Querschnittsfläche gewählt werden

$$n_s A_{min100} = \frac{U_{2,max}}{2 f_s B_s} = 1026 \text{ mm}^2. \quad (8.8)$$

Das im Vergleich zur DAB kleinere Übersetzungsverhältnis legt zusammen mit der vergleichsweise geringen Schaltfrequenz nahe, für das MFCS-I zwei Sekundärwindungen $n_s = 2$ zu verwenden. Dies führt auf einen Kern ELP 64 mit den optimalen Leiterbahndicken

$$d_{p,20} = 513 \mu\text{m}$$

und

$$d_{s,20} = 757 \mu\text{m}.$$

Da nun zwei Sekundärwicklungen zu realisieren sind, kann nicht mehr der gleiche Wicklungsaufbau wie für die DAB verwendet werden. Beim MFCS-I werden daher wie in Abbildung 8.3 gezeigt nur vier Sekundärfolien verwendet, wobei jeweils zwei Folien parallel geschaltet werden, um ein Übersetzungsverhältnis von $\ddot{u} = 16$ zu erreichen.

Beim MFCS-I müssen pro Primärschicht vier statt zwei Wicklungen realisiert werden und die Windungszahl wird zusätzlich von 20 auf 32 erhöht. Dafür ist die optimale Schichtbreite doppelt so gross. Der primärseitige Widerstand erhöht sich daher gegenüber dem DAB Transformator um den Faktor

$$F_{Trafo} = \frac{4}{2} \frac{32}{20} \frac{1}{2} = 1.6, \quad (8.9)$$

ebenso wie der auf die Primärseite bezogene Widerstand der Sekundärwicklung. Es werden zwar rund 60% mehr Kupfer für den Transformator benötigt, dafür werden aber die externe Induktivität und ein Brücken-zweig eingespart.

8.1.3 MFCS-II

Beim MFCS-II kann einzig das Übersetzungsverhältnis optimiert werden. Dabei ergeben sich allerdings Einschränkungen aufgrund des Aufbaus der gewählten Maschine. Weist die Maschine beispielsweise lediglich 10 in Serie geschaltete primäre Windungen pro Nut auf, so kann pro Phase höchstens ein Übersetzungsverhältnis von $\ddot{u} = 10$ realisiert werden, so dass das Gesamtübersetzungsverhältnis für das Ersatzsystem in Abbildung 4.14 $\ddot{u} : 3 = 10 : 3$ beträgt. Besitzt diese Maschine jedoch beispielsweise zwei Pole, so können die einzelnen Systeme der Sekundärseite auch parallel geschaltet werden, so dass auch ein Übersetzungsverhältnis von $\ddot{u} : 3 = 10 : (3/2) = 20 : 3$ erreicht werden kann. Im vorliegenden Fall wurde angenommen, dass pro Nut 10 Windungen verwendet werden bei vier Polpaaren. Die Optimierung würde zwar ein grösseres Übersetzungsverhältnis ergeben, aufgrund des Aufbaus kann jedoch lediglich $\ddot{u} : 3 = 40 : 3$ realisiert werden. Es werden also auf der Sekundärseite vier Windungen parallel geschaltet.

Für die Berechnung der Verluste wurde angenommen, dass der Nullwiderstand wie bei der Prototypmaschine zu einem Drittel Wicklungs- und zu zwei Dritteln Eisenverluste repräsentiert. Des Weiteren wurde die Streuinduktivität des integrierten Transformators gleich 20 Prozent der Nullinduktivität gewählt. Da lediglich eine Sekundärwindung pro Nut verwendet wird, ist der Wicklungswiderstand nahezu unabhängig von der Frequenz.

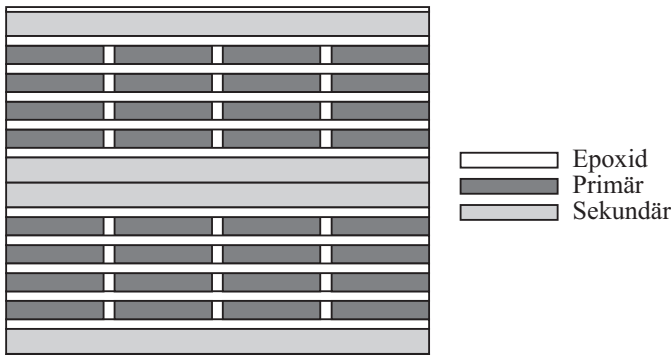


Abbildung 8.3: Aufbau der Wicklungen des Planartransformators für das MFCS-I.

Wird der Drahtdurchmesser der sekundären Wicklung gleich gross wie jener der primären Wicklung gewählt, wird der auf die Primärseite bezogene Ersatzwiderstand R_2 in Abbildung 5.19 10 Mal grösser als R_1 , wobei $R_1 = R_{ph} \frac{1}{3}$ gilt. Der erste Drittel resultiert aus der Parallelschaltung der drei Phasen im Nullsystem, der zweite Drittel aus der obigen Annahme, dass die Wicklungsverluste nur einen Drittel der Verluste ausmachen. Es wurde ein Aufbau gewählt, bei dem in jeder Nut die Sekundärwicklung lediglich 0.83 Prozent des Platzbedarfes der Primärwicklung beansprucht. Aufgrund der Aufteilung von 1:2 des Nullwiderstandes in Wicklungs- und Eisenwiderstand, beträgt also der bezogene Sekundärwiderstand $R_2 = 66.6 \text{ m}\Omega$. Für die Wahl des Platzbedarfes und somit des Sekundärwertandes wurde festgelegt, dass die Verlustleistung im Widerstand nicht grösser als 1% der übertragenen Leistung werden soll. Vereinfachend wurde angenommen, dass der Effektivwert von i_t' 15% höher ist als Mittelwert und daher höchstens $\frac{3000 \text{ W}}{12 \text{ V}}$ beträgt. Für eine Verlustleistung von 30 W führt dies dann primärseitig auf einen Widerstand von auf einen Widerstand von $284 \mu\Omega$. Da dieser Wert in etwa erreicht wird, wenn eine Sekundärwicklung eine zwölf Mal kleiner Fläche einnimmt als eine Primärwicklung, wurde für eine einfachere Rechnung $R_2 = 66.6 \text{ m}\Omega$ gewählt.

Im Gegensatz zum Primärwiderstand nimmt der Sekundärwiderstand mit steigender Frequenz kaum zu.

8.2 Systemvergleich

Werden die Systeme mit den oben beschriebenen Bauteilen ausgeführt, ergeben sich folgende Wirkungsgradbereiche und Grössenverhältnisse:

- DAB:
 - 91%-98%
 - el. Maschine + passive Komponenten (50cm³) + Leistungsel.
- MFCS-I:
 - 86%-97%
 - el. Maschine + passive Komponenten (33cm³) + Leistungsel.
- MFCS-II:
 - 81%-88%
 - el. Maschine + Leistungsel.

Wie zu erwarten, ist der Wirkungsgrad des MFCS-I etwas geringer als jener der DAB. Dies liegt einerseits daran, dass aufgrund des Modulationsindex ein grösserer Betriebsbereich abgedeckt werden muss, und andererseits die Widerstände grösser sind. Allerdings ist die Wirkungsgrad-Einbusse nicht sehr stark. Insbesondere kann in den nominellen Betriebspunkten nach Tabelle 8.4 ein Wirkungsgrad von über 93% erreicht werden. Dafür kann sowohl die externe Induktivität als auch ein Brückenweig gespart werden. Für das MFCS-II fällt hingegen der Wirkungsgrad stark ab. Grund hierfür sind einerseits die sehr kleinen Induktivitäten, andererseits die beschränkte Wählbarkeit des Übersetzungsverhältnisses. Da der DC/DC Konverter jedoch nicht dauernd eingeschaltet ist, treten die Verluste auch nur über relativ kurze Zeiträume auf, so dass die Auswirkung des tieferen Wirkungsgrades relativ gering ist. Dafür kann hier im Vergleich zur DAB sowohl ein Brückenweig als auch der externe Transformator und die externe Induktivität gespart werden. Durch die somit gegebene Einsparung an Gewicht kann wiederum Antriebsenergie gespart werden. Allgemein ist der Wirkungsgrad des DC/DC Converters daher nicht ohne Betrachtung des Gesamtsystems zu bewerten. Je nach Anwendungsgebiet können daher das MFCS-I und das MFCS-II durchaus interessante Alternativen zu einem herkömmlichen Aufbau der Leistungselektronik bieten.

Kapitel 9

Realisierung

Um die allgemeine Funktionalität der beiden multifunktionalen Systeme nachzuweisen, wurde ein Prototyp kleinerer Leistung realisiert. Dazu wurde extern eine bestehende Maschine neu gewickelt. Abbildung 9.1 zeigt links die Prototyp-Maschine mit einer Lastmaschine. Die Maschine wurde als permanenterregte Synchronmaschine mit vier Polpaaren und

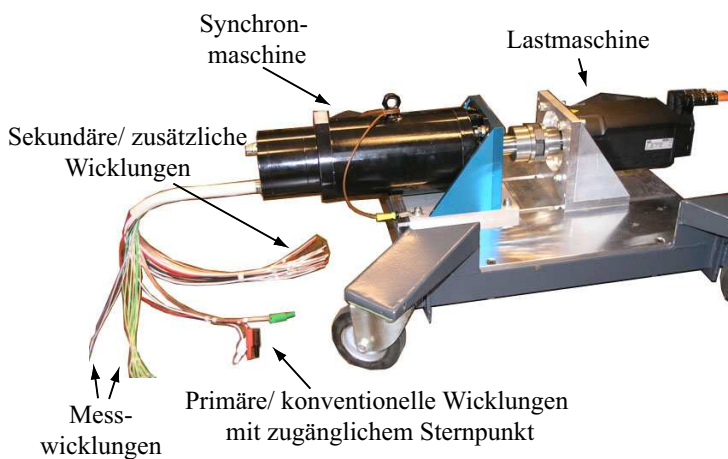
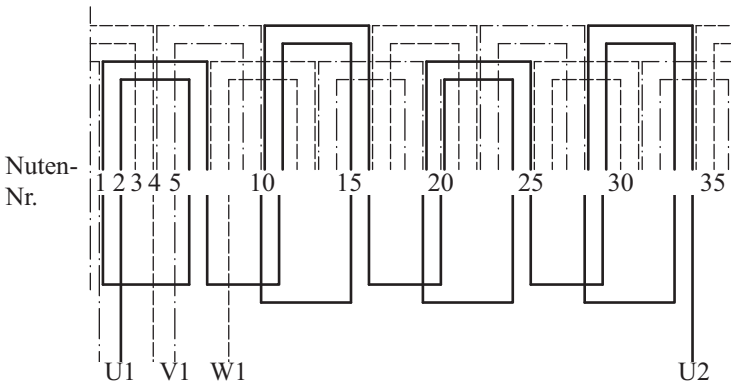
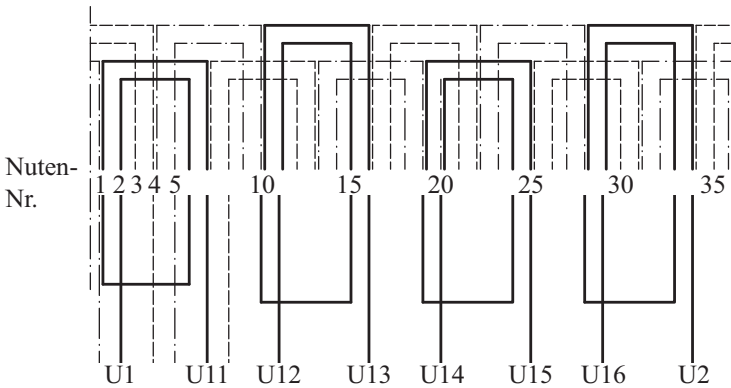


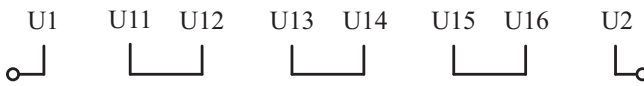
Abbildung 9.1: Synchronmaschine mit Zusatzwicklungen.



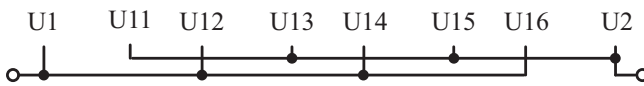
(a) Primärseite



(b) Sekundärseite



(c) Verschaltung der Sekundärseite für $\ddot{u}=10:3$



(d) Verschaltung der Sekundärseite für $\ddot{u}=40:3$

Abbildung 9.2: Wicklungsschema der Prototyp-Maschine, wobei die Verbindungen jeweils nur für eine Phase gezeichnet sind.

konzentrischen Wicklungen implementiert. Der Rotor weist 36 Nuten auf, wobei in jeder Nut 20 Windungen der konventionellen beziehungsweise primären Wicklungen liegen. Da diese Windungen für jeden Pol in Serie geschaltet sind, ergeben sich pro Phase 120 Windungen. Abbildung 9.3 zeigt das Statorblech des Prototyps. Jedes Blech hat eine Dicke von 0.5 mm und besteht aus 16MnCr5. Abbildung 9.4 zeigt die Anordnung der Schalenmagnete aus NdFeB N30SH auf dem Rotor. Die wirksame Länge der Maschine beträgt 14 cm. Die elektrische Maschine wurde ursprünglich für eine Nenndrehzahl von 1200 rpm und für eine Leistung von 3.1 kW, beziehungsweise für 9.4 kW mit Wasserkühlung ausgelegt. Abbildung 9.2 zeigt das Wicklungsschema der Maschine. Jede Phase belegt zwei Mal 1.5 Nuten pro Polpaar.

Um verschiedene Übersetzungsverhältnisse beim MFCS-II testen zu können, sind die Wicklungen der Sekundärseite für jedes Polpaar separat herausgeführt. Somit können Übersetzungsverhältnisse von $\dot{u} : 3 = 10 : 3$ bei Serieschaltung der vier Polpaar-Wicklungen und $\dot{u} : 3 = 40 : 3$ bei Parallelschaltung getestet werden. Als externer Transformator für das MFCS-I wurde ein Magnetkern E70 mit Litzenwicklung und $\dot{u} = 6$ gewählt. Der Transformator wurde so ausgelegt, dass das System zuerst mit kleinen Eingangsspannungen von bis zu $U_{ein} = 100 \text{ V}$

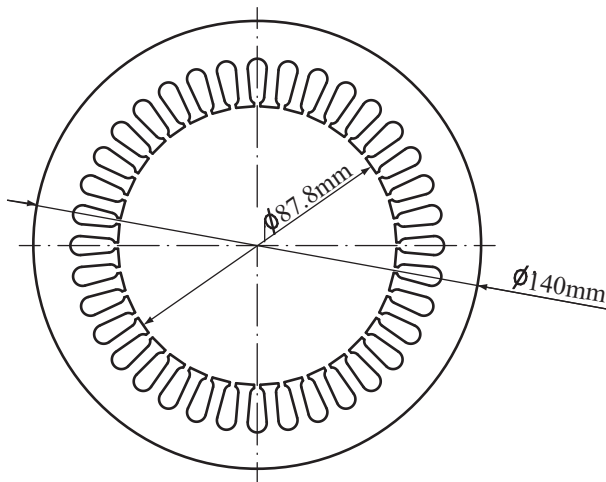


Abbildung 9.3: Statorblech des Prototyps. Jedes Blech hat eine Dicke von 0.5 mm und besteht aus 16MnCr5.

betrieben werden kann. Für die später durchgeführten Messungen mit grösseren Eingangsspannungen wäre ein grösseres Übersetzungsverhältnis vorteilhaft. Da jedoch auch mit diesem nicht optimal ausgelegten Transformator sowohl die Funktionalität an sich als auch die Korrektheit des Modells gezeigt werden kann, wurde für alle Betriebspunkte derselbe Transformator mit $\ddot{u} = 6$ verwendet.

Abbildung 9.5 zeigt die Leistungselektronik des Prototyps. Im System enthalten ist einerseits ein Pulswechselrichter, andererseits ein vierter Brückenweig und die Niederspannungsseite des DC/DC Konverters. Die Schalter des Pulswechselrichters sind durch IGBTs realisiert. Auf der Niederspannungsseite werden jeweils zwei parallele MOSFETs des Typs IRF2804 eingesetzt. Der vierte Brückenweig ist ebenfalls mit IGBTs realisiert und wurde sowohl in konventioneller Zwei-Level-Struktur als auch in Drei-Level-Struktur ausgeführt, so dass alle Schaltverfahren getestet werden konnten. Neben einem Mikroprozessor und einem FPGA für die Steuerung und Überwachung des Systems sind auch

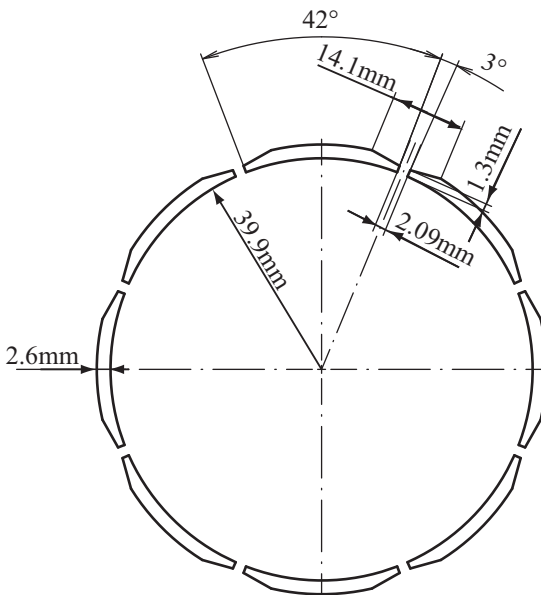


Abbildung 9.4: Anordnung der Schalenmagnete aus NdFeB N30SH auf dem Rotor.

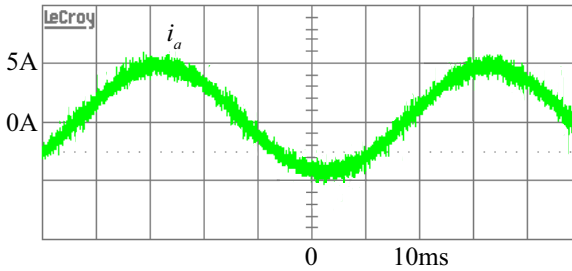
Ein- und Ausgangskapazitäten zur Stützung der Spannungen vorhanden.

Da in realen Hybridfahrzeugen die nominelle Ausgangsleistung des DC/DC Konverters circa 50 mal kleiner ist als die maximale Maschinenleistung, wurde für die 3.1 kW Maschine eine nominelle Ausgangsleistung von 62 W gewählt.

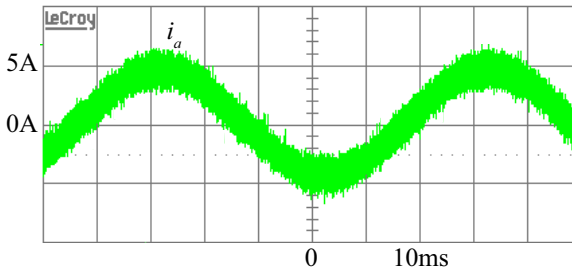
Um das analytische Modell aus Kapitel 5 zu überprüfen, können die Induktivitätswerte für das Modell wie erwähnt nicht direkt aus der Messung mit dem Impedanzanalysator bestimmt werden, da die Nullinduktivität vom Betriebspunkt abhängt. Abbildung 9.7 zeigt, um welchen Wert die Nullinduktivität im Vergleich zu dem mit der Impedanzmessung erhaltenen Wert für sehr kleine Nullströme zunimmt. Der simulierte Nullstrom ist dabei sinusförmig und hat eine Frequenz von 20 kHz.



Abbildung 9.5: Leistungselektronik für das MFCS-I und das MFCS-II.



(a) Offener Sternpunkt



(b) Mit DC/DC Konverter

Abbildung 9.6: Phasenstrom i_a im Betriebspunkt $U_{ein} = 300\text{ V}$, $n = 500\text{ rpm}$ und $P_M = 350\text{ W}$ (a) im konventionellen Betrieb mit offenem Sternpunkt und (b) mit angeschlossenem DC/DC Konverter im Betriebspunkt $U_{aus} = 14\text{ V}$ und $P_{aus} = 70\text{ W}$.

Für das Modell wurde ausserdem die Widerstandsmessung aus Abbildung 5.12 verwendet. Auch die Schaltverluste wurden gemessen und in das Modell miteinbezogen. Im Folgenden wird an einigen Messpunkten gezeigt, dass die beiden Konzepte wie erwartet funktionieren und dass das analytische Modell sehr gut mit den Messungen übereinstimmt.

Abbildung 9.6(a) zeigt den Phasenstrom i_a im Betriebspunkt $U_{ein} = 300 \text{ V}$, $n = 500 \text{ rpm}$ und $P_M = 350 \text{ W}$. Der Sternpunkt ist dabei nicht angeschlossen, das heisst, es herrscht konventioneller Pulswechselrichter-/Maschinen-Betrieb. In Abbildung 9.6(b) ist wieder der Phasenstrom i_a gezeigt, dieses Mal jedoch mit angeschlossenem Sternpunkt für das MFCS-I. Der DC/DC Konverter überträgt bei $U_{aus} = 14 \text{ V}$ eine Leistung von $P_{aus} = 70 \text{ W}$ an den Ausgang. Der Phasenstrom i_a behält unverändert seine Sinusform. Durch den Nullstromrippel wird jedoch auch der Ripple von i_a grösser.

Abbildung 9.8(a) zeigt den Verlauf des Nullstromes für den selben Betriebspunkt. Es wird das Phase-Shift-Verfahren verwendet. Da der Nullstrom eine Amplitude von circa 5 A aufweist, wird dem ursprünglichen Verlauf von i_a in Abbildung 9.6(a) ein Stromrippel von 1.67 A überlagert (b). Wie in Abbildung 9.8(b) zu sehen ist, stimmen die gemessenen und die simulierten Verläufe sehr gut überein. Auch der Wirkungsgrad wird durch das analytische Modell sehr genau vorausgesagt. Die Messungen ergaben einen Wirkungsgrad des DC/DC Konverters von nur 38% . Dieser Wert wird auch über die Berechnung erhalten. Der

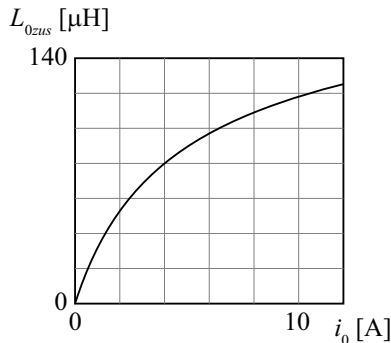
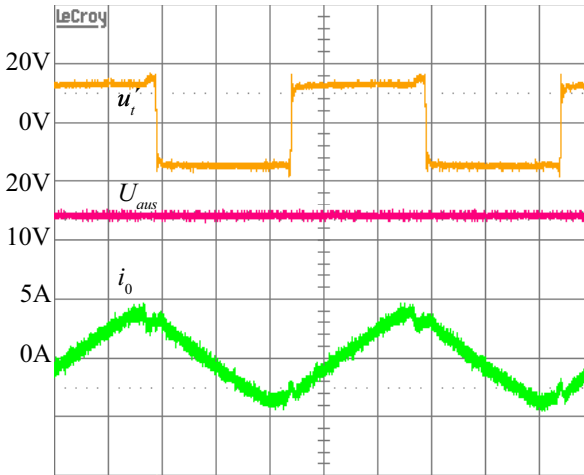
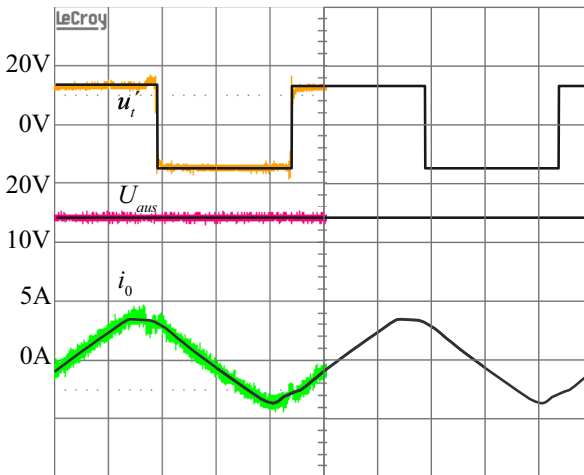


Abbildung 9.7: Zusätzlicher Induktivitätswert zum Induktivitätswert aus der Impedanzmessung für eine sinusförmige Anregung mit 20 kHz .



(a) Messung



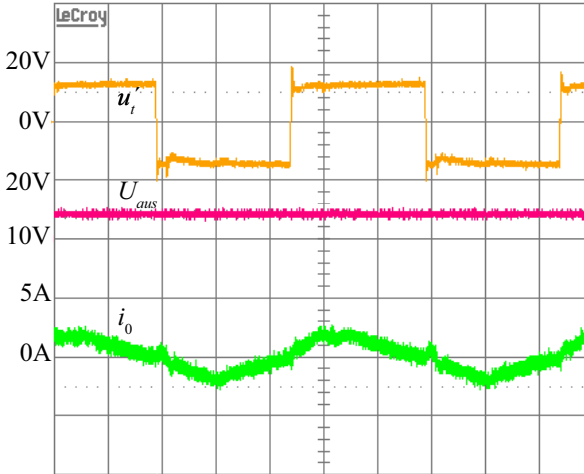
(b) Messung mit überlagert Simulation

Abbildung 9.8: (a) Messung und (b) Simulation des Nullstromes i_0 , der Transformatorspannung u'_t und der Ausgangsspannung U_{aus} im Betriebspunkt $U_{ein} = 300 \text{ V}$, $n = 500 \text{ rpm}$, $P_M = 350 \text{ W}$, $U_{aus} = 14 \text{ V}$ und $P_{aus} = 70 \text{ W}$ für das Phase-Shift-Verfahren beim MFCS-I.

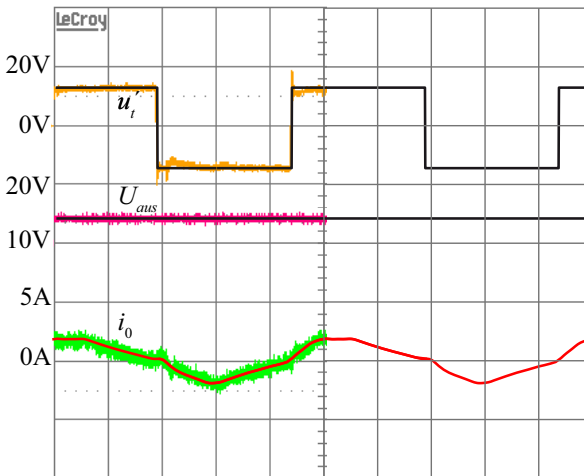
grösste Anteil der Verluste tritt aufgrund des grossen Nullwiderstandes mit 87 W von insgesamt 114 W in der Maschine auf.

Um den Wirkungsgrad zu verbessern, kann im selben Betriebspunkt das Optimum-Verfahren angewendet werden. Abbildung 9.9(a) zeigt die Signalverläufe mit optimalen Schaltwinkeln für den selben Betriebspunkt wie Abbildung 9.8(a). Wieder stimmen die durch das analytische Modell vorhergesagten Verläufe sehr gut mit der Messung überein. Auch konnte der Wirkungsgrad auf 71% gesteigert werden, wobei über das analytische Modell ein Wirkungsgrad von 72% berechnet wurde. Durch zweifaches Schalten des vierten Brückenzeiges kann die Effizienz nur geringfügig auf 73% erhöht werden. Abbildung 9.10 zeigt die Ergebnisse dieser Messung.

Da beim MFCS-II die Magnetisierungsinduktivität sehr klein ist, sind grössere Verluste zu erwarten. Wird der selbe Arbeitspunkt wie zuvor für das MFCS-I eingestellt, jedoch nur die halbe Ausgangsleistung übertragen, beträgt der Wirkungsgrad für das Phase-Shift-Verfahren lediglich 12%. Abbildung 9.11 zeigt die Messung mit der überlagerten Simulation. Durch den hohen Magnetisierungsstrom nimmt der Nullstrom sehr grosse Spitzenwerte an. So beträgt der Spitzenwert von i_0 in Abbildung 9.11 circa gleich viel wie in Abbildung 9.8, obwohl nur halb so viel Leistung übertragen wird. Wird das Drei-Level-Verfahren verwendet, kann immerhin ein Wirkungsgrad von 61% erreicht werden. Abbildung 9.12 zeigt die Messung für das Drei-Level-Verfahren mit der überlagerten Simulation.



(a) Messung



(b) Messung mit überlagert Simulation

Abbildung 9.9: (a) Messung und (b) Simulation des Nullstromes i_0 , der Transformatorspannung u_t' und der Ausgangsspannung U_{aus} im Betriebspunkt $U_{ein} = 300 \text{ V}$, $n = 500 \text{ rpm}$, $P_M = 350 \text{ W}$, $U_{aus} = 14 \text{ V}$ und $P_{aus} = 70 \text{ W}$ für das Optimum-Verfahren beim MFCS-I.

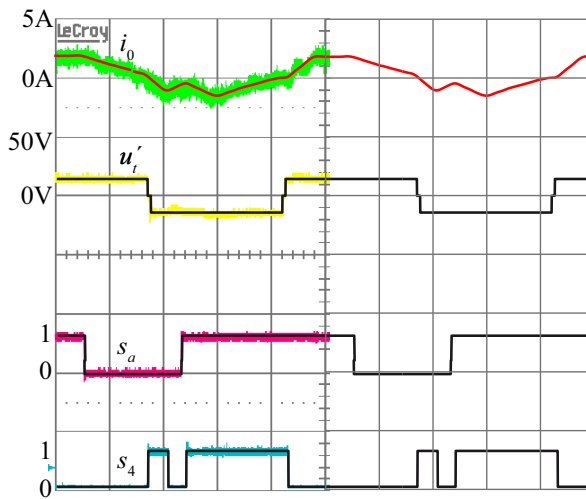


Abbildung 9.10: Messung (links) und Simulation des Nullstromes i_0 , der Transformatorspannung u'_t und der Schaltsignale s_4 und s_a im Betriebspunkt $U_{ein} = 300\text{ V}$, $n = 500\text{ rpm}$, $P_M = 350\text{ W}$, $U_{aus} = 14\text{ V}$ und $P_{aus} = 70\text{ W}$ für das Mehrfach-Schalten-Verfahren beim MFCS-I.

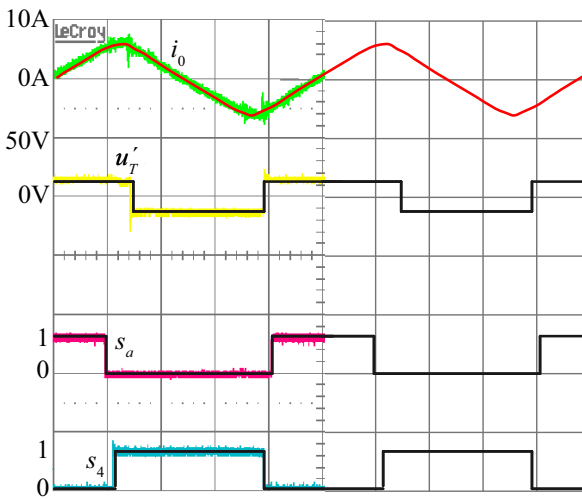


Abbildung 9.11: Messung (links) und Simulation des Nullstromes i_0 , der Transformatorspannung u'_t und der Schaltsignale s_4 und s_a im Betriebspunkt $U_{ein} = 300\text{ V}$, $n = 500\text{ rpm}$, $P_M = 350\text{ W}$, $U_{aus} = 14\text{ V}$ und $P_{aus} = 35\text{ W}$ für das Phase-Shift-Verfahren beim MFCS-II.

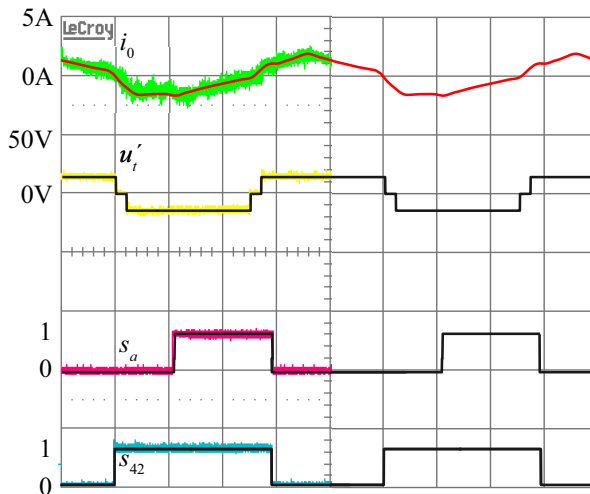


Abbildung 9.12: Messung (links) und Simulation des Nullstromes i_0 , der Transformatorspannung u'_t und der Schaltsignale s_4 und s_a im Betriebspunkt $U_{ein} = 300\text{ V}$, $n = 500\text{ rpm}$, $P_M = 350\text{ W}$, $U_{aus} = 14\text{ V}$ und $P_{aus} = 35\text{ W}$ für das Phase-Shift-Verfahren beim MFCS-II, wobei der vierte Brückenweig im Drei-Level-Verfahren verwendet wird.

Kapitel 10

Ausblick

Im Rahmen dieser Forschungsarbeit wurden zwei neue Konzepte entwickelt, die im Vergleich zum herkömmlichen Aufbau in Hybridfahrzeugen Bauteile einsparen. Dies wird über die gemeinsame Nutzung gewisser Systemteile durch den Pulswechselrichter und den DC/DC Konverter erreicht. Aus den zwei Einzelsystemen Pulswechselrichter und DC/DC Konverter entsteht so ein multifunktionales System, das die Funktionen beider Einzelsysteme übernimmt. Folgende Resultate wurden während der Forschungsarbeit erzielt:

- Entwicklung von zwei multifunktionalen Systemen.
- Theoretische Untersuchung der beiden gewählten Systeme. Insbesondere wurde die praktische Realisierbarkeit gezeigt.
- Analyse der Nullimpedanz der elektrischen Maschine.
- Aufstellung eines analytischen Modells und eines Simulationsmodells für die Systeme, das mit den an einem Prototyp durchgeführten Messungen sehr gut übereinstimmen.
- Entwicklung neuer Schaltverfahren zur Verbesserung der Effizienz.

Die Ergebnisse dieser Forschungsarbeit wurden in mehreren Publikationen festgehalten ([1], [32], [33], [34], [35], [36]).

Ein weiteres interessantes Thema in diesem Gebiet stellt zum Beispiel die Analyse der Regelung des Systems dar. In der vorliegenden

Arbeit wurde immer vom stationären Zustand ausgegangen und keine Änderungen betrachtet. Ausserdem wurden in der Arbeit die Konzepte MFCS-I und MFCS-II immer für bereits bestehende Maschinen ausgelegt, die für die Systeme angepasst wurden. In einem weiteren Schritt sollte das Gesamtsystem spezifisch für das MFCS-I beziehungsweise das MFCS-II ausgelegt werden, so dass jeweils ein optimales Gesamtsystem resultiert. Dabei sind die Maschine und die Leistungselektronik gemeinsam zu betrachten. Schliesslich wurde zwar theoretisch gezeigt, dass auch der Leistungstransport von der Nieder- zur Hochspannungsseite möglich ist. Simulationen und Messungen zu diesem Betrieb wurden jedoch nicht durchgeführt, so dass auch hier weitere Forschungsmöglichkeiten bestehen.

Anhang A

Detaillierte Berechnungen

A.1 Fourierreihe der Spannungen

Die Fourierreihen der drei Spannungen u_0 , u_{s4} und u_t können für die Schaltfrequenz f_s beziehungsweise die Winkelgeschwindigkeit $\omega_s = 2\pi f_s$ beschrieben werden zu

$$\begin{aligned}u_0 &= \frac{a_{0(0)}}{2} + \sum_{k=1}^{\infty} a_{0(k)} \cos(k\omega_s t) \\u_{s4} &= \frac{a_{s4(0)}}{2} + \sum_{k=1}^{\infty} a_{s4(k)} \cos(k\omega_s t - k\varphi_{s4}) \\u_t &= \sum_{k=1}^{\infty} a_{t(k)} [\cos(k\omega_s t - k\varphi_{t1}) - \cos(k\omega_s t - k\varphi_{t2})]\end{aligned}\tag{A.1}$$

mit

$$\begin{aligned}a_{0(k)} &= \begin{cases} -\frac{2U_{ein}}{3k\pi} [\sin(k\pi\delta_a) + \sin(k\pi\delta_b) + \sin(k\pi\delta_c)] & \text{für } k \text{ ungerade} \\ \frac{2U_{ein}}{3k\pi} [\sin(k\pi\delta_a) + \sin(k\pi\delta_b) + \sin(k\pi\delta_c)] & \text{für } k \text{ gerade} \end{cases} \\a_{s4(k)} &= \begin{cases} -\frac{2U_{ein}}{k\pi} \sin(k\pi\delta_{s4}) & \text{für } k \text{ ungerade} \\ \frac{2U_{ein}}{k\pi} \sin(k\pi\delta_{s4}) & \text{für } k \text{ gerade} \end{cases} \\a_{t(k)} &= \begin{cases} -\frac{2nU_{aus}}{k\pi} & \text{für } k \ 1, 5, \dots \\ \frac{2nU_{aus}}{k\pi} & \text{für } k \ 3, 7, \dots \\ 0 & \text{für } k \text{ gerade} \end{cases}\end{aligned}\tag{A.2}$$

A.1.1 Mehrfach-Schalten-Verfahren

Wird der vierte Brückenweig mehrfach geschaltet, so müssen u_{s4} und die Fourierkoeffizienten neu berechnet werden. Da u_{s4} nun nicht mehr zwingendermassen symmetrisch bezüglich eines beliebigen Punktes ist, wird auch $b_{s4(k)}$ nicht mehr Null sein. Daher muss u_{s4} über

$$\begin{aligned} u_{s4}(t) &= \frac{a_{s4(0)}}{2} + \sum_{k=1}^{\infty} [a_{s4(k)} \cos(k\omega_s t) + b_{s4(k)} \sin(k\omega_s t)] \\ &= \frac{a_{s4(0)}}{2} + \sum_{k=1}^{\infty} [a_{s4(k)} \cos(k\omega_s t) + b_{s4(k)} \cos(k\omega_s t - \frac{\pi}{2})] \end{aligned} \quad (\text{A.3})$$

berechnet werden.

Um die Koeffizienten zu berechnen, wird hier das dreifache Schalten betrachtet. Wird nur zwei Mal oder gar öfter geschaltet, sind die Berechnungen analog. Es werden zwei Fälle unterschieden. Einerseits kann der Schalter s_{4+} wie in Abbildung A.1 (a) zu Beginn der Schaltperiode geöffnet sein, was durch $x_h = 1$ gekennzeichnet wird. Andererseits kann der Schalter s_{4+} wie in Abbildung A.1 (b) zu Beginn der Schaltperiode geschlossen sein, was durch $x_h = -1$ gekennzeichnet wird.

Wird der erste Schaltzeitpunkt als t_1 bezeichnet, so kann der entsprechende Schaltwinkel berechnet werden zu $x_1 = \frac{t_1}{T_s} 2\pi$. x_2 bis x_6 sind analog definiert. Die Koeffizienten lauten mit diesen Definitionen

$$\begin{aligned} a_{s4(k)} = x_h \frac{U_{ein}}{k\pi} [& \sin(kx_2) - \sin(kx_1) + \sin(kx_4) \\ & - \sin(kx_3) + \sin(kx_6) - \sin(kx_5)] \end{aligned} \quad (\text{A.4})$$

und

$$\begin{aligned} b_{s4(k)} = x_h \frac{U_{ein}}{k\pi} [& -\cos(kx_2) + \cos(kx_1) - \cos(kx_4) \\ & + \cos(kx_3) - \cos(kx_6) + \cos(kx_5)] \end{aligned} \quad (\text{A.5})$$

gilt.

A.1.2 Drei-Level-Verfahren

Auch wenn der vierte Brückenweig als Drei-Level-Schalter implementiert wird, kann u_{s4} über Gleichung A.3 berechnet werden, wobei aber die Koeffizienten angepasst werden müssen. Beim Drei-Level-Verfahren müssen vier Fälle unterschieden werden. Ist u_{s4} zu Beginn der Schaltperiode gleich Null, so wird der Zustand durch $x_{1h} = 1, x_{2h} = 1$ gekennzeichnet. Ist u_{s4} zu Beginn der Schaltperiode gleich der Eingangsspannung, so wird der Zustand durch $x_{1h} = -1, x_{2h} = -1$ gekennzeichnet. Ist u_{s4} zu Beginn der Schaltperiode gleich der halben Eingangsspannung und wechselt als nächstes auf die volle Eingangsspannung, so wird der Zustand durch $x_{1h} = 1, x_{2h} = -1$ gekennzeichnet, während ein Wechsel auf Null durch $x_{1h} = -1, x_{2h} = 1$ definiert ist. Wieder bezeichnet t_1 den ersten Schalt-Zeitpunkt in der Periode und x_1 den dazugehörigen Schaltwinkel.

Für die Fourierkoeffizienten gilt dann

$$a_{s4(k)} = \frac{U_{ein}}{2k\pi} [-x_{1h} \sin(kx_1) - x_{2h} \sin(kx_2) + x_{1h} \sin(kx_3) + x_{2h} \sin(kx_4)] \tag{A.6}$$

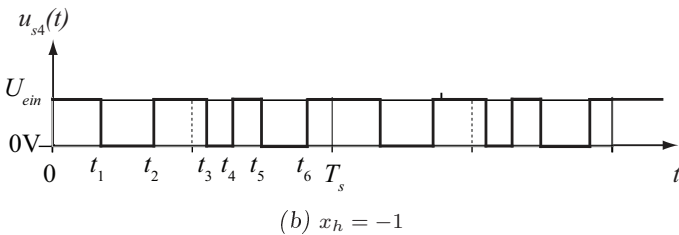
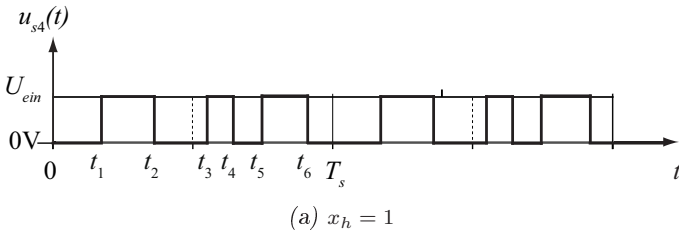


Abbildung A.1: Signalverlauf bei mehrfachem Schalten.

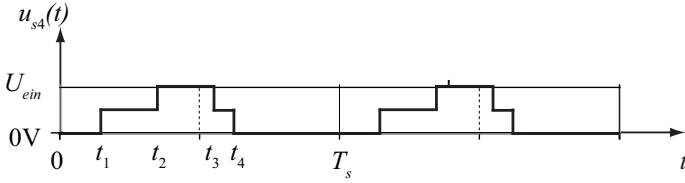
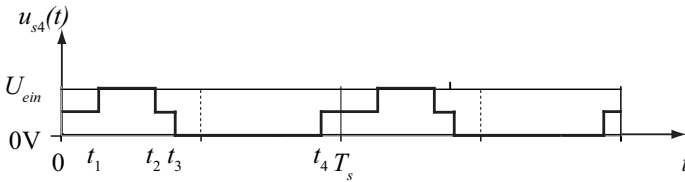
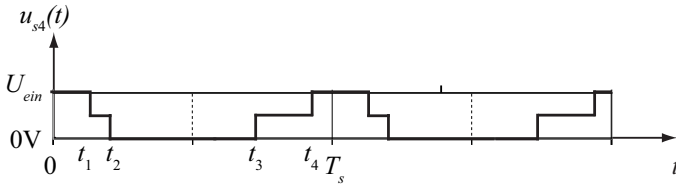
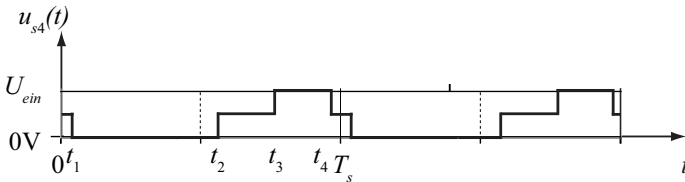
(a) $x_{1h} = 1, x_{2h} = 1$ (b) $x_{1h} = 1, x_{2h} = -1$ (c) $x_{1h} = -1, x_{2h} = -1$ (d) $x_{1h} = -1, x_{2h} = 1$

Abbildung A.2: Signalverlauf mit Drei-Level-Schalter.

und

$$b_{s4}(k) = \frac{U_{ein}}{2k\pi} \left[\begin{aligned} & x_{1h} \cos(kx_1) + x_{2h} \cos(kx_2) \\ & - x_{1h} \cos(kx_3) - x_{2h} \cos(kx_4) \end{aligned} \right]. \quad (\text{A.7})$$

A.2 Berechnung der Stromverläufe

Der Berechnung der Stromverläufe wird gemäss Abbildung 5.19 ein lineares, zeitunabhängiges System zugrunde gelegt. Die Eingangsspannung des Systems wird als $u_1 = u_0 - u_{s4}$ bezeichnet, die Ausgangsspannung als $u_2 = u_{t1} - u_{t2}$. Um die Notationen einheitlich zu halten, wird hier der Eingangsstrom als $i_1 = i_0$ bezeichnet und der Ausgangsstrom als $i_2 = i_t$. Die Übertragungsfunktionen lauten somit für ein bestimmtes k

$$G_{u1i1} = \frac{1 - Z_{tot}(R_2 + jk\omega_s L_2)}{R_1 + j\omega_s L_1}$$

$$G_{u2i1} = -Z_{tot} \quad (\text{A.8})$$

$$G_{u1i2} = -\frac{1 - Z_{tot}(R_1 + jk\omega_s L_1)}{R_2 + j\omega_s L_2}$$

$$G_{u2i2} = Z_{tot}, \quad (\text{A.9})$$

und die Ströme lassen sich über

$$\begin{aligned} i_1 &= G_{u2i1}u_2 + G_{u1i1}u_1 \\ i_2 &= G_{u2i2}u_2 + G_{u1i2}u_1 \end{aligned} \quad (\text{A.10})$$

bestimmen. Dabei gilt

$$\begin{aligned} \frac{1}{Z_{tot}} &= \frac{(R_1 + jk\omega_s L_1)(R_2 + jk\omega_s L_2)}{Z_\mu} + \frac{Z_\mu(R_2 + jk\omega_s L_2)}{Z_\mu} \\ &+ \frac{Z_\mu(R_1 + jk\omega_s L_1)}{Z_\mu} \end{aligned} \quad (\text{A.11})$$

mit

$$Z_\mu = \frac{R_{Fe} j k \omega_s L_\mu}{R_{Fe} + j k \omega_s L_\mu} \quad (\text{A.12})$$

Für sinusförmige Spannungen gilt

$$\begin{aligned} i_{2(k)} = & |G_{u2i2}(jk\omega_s)| a_{2(k)} \cos(k\omega_s t + \angle G_{u2i2}) \\ & + |G_{u1i2}(jk\omega_s)| a_{1(k)} \cos(k\omega_s t + \angle G_{u1i2}), \end{aligned} \quad (\text{A.13})$$

so dass

$$\begin{aligned} i_2 = & \sum_{k=1}^{\infty} \{ |G_{u2i2}(jk\omega_s)| a_{t(k)} \cos(k\omega_s t - k\varphi_{t1} + \angle G_{u2i2}) \\ & - |G_{u2i2}(jk\omega_s)| a_{t(k)} \cos(k\omega_s t - k\varphi_{t2} + \angle G_{u2i2}) \\ & + |G_{u1i2}(jk\omega_s)| a_{0(k)} \cos(k\omega_s t + \angle G_{u1i2}) \\ & - |G_{u1i2}(jk\omega_s)| a_{s4(k)} \cos(k\omega_s t - k\varphi_{s4} + \angle G_{u1i2}) \}. \end{aligned} \quad (\text{A.14})$$

Die Berechnungen für i_1 sind analog.

Nun lässt sich unter Ausnutzung von

$$\frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} [\cos(x\omega t + b_1) \cos(y\omega t + b_2)] dt = 0 \quad \text{für } x \neq y \quad (\text{A.15})$$

und

$$\frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} [\cos(x\omega t + b_1) \cos(x\omega t + b_2)] dt = \frac{\cos(b_1 - b_2)}{2} \text{ für } x = y \quad (\text{A.16})$$

die Ausgangsleistung berechnen

$$\begin{aligned}
 P_{aus} &= \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} u_2 i_2 dt \\
 &= \frac{1}{2} \sum_{i=k}^{\infty} [2a_{t(k)}^2 |G_{u2i2}(kj\omega_s)| \cos(\angle G_{u2i2}(kj\omega_s)) \\
 &\quad - a_{t(k)}^2 |G_{u2i2}(kj\omega_s)| \cos(k\varphi_{t1} - k\varphi_{t2} + \angle G_{u2i2}(kj\omega_s)) \\
 &\quad - a_{t(k)}^2 |G_{u2i2}(kj\omega_s)| \cos(k\varphi_{t2} - k\varphi_{t1} + \angle G_{u2i2}(kj\omega_s)) \\
 &\quad + a_{t(k)} a_{0(k)} |G_{u1i2}(kj\omega_s)| \cos(k\varphi_{t1} + \angle G_{u1i2}(kj\omega_s)) \\
 &\quad - a_{t(k)} a_{0(k)} |G_{u1i2}(kj\omega_s)| \cos(k\varphi_{t2} + \angle G_{u1i2}(kj\omega_s)) \\
 &\quad - a_{t(k)} a_{s4(k)} |G_{u1i2}(kj\omega_s)| \cos(k\varphi_{t1} - k\varphi_{s4} + \angle G_{u1i2}(kj\omega_s)) \\
 &\quad - a_{t(k)} a_{s4(k)} |G_{u1i2}(kj\omega_s)| \cos(i\varphi_{t2} - k\varphi_{s4} + \angle G_{u1i2})].
 \end{aligned} \tag{A.17}$$

Die Eingangsleistung kann auf die selbe Weise berechnet werden.

A.2.1 Mehrfach-Schalten-Verfahren

Für das Mehrfach-Schalten-Verfahren und das Drei-Level-Verfahren müssen die obigen Formeln angepasst werden. Für die Leistung ergibt sich

$$\begin{aligned}
 P_{aus} &= \frac{1}{2} \sum_{i=k}^{\infty} [2a_{t(k)}^2 |G_{u2i2}(kj\omega_s)| \cos(\angle G_{u2i2}(kj\omega_s)) \\
 &\quad - a_{t(k)}^2 |G_{u2i2}(kj\omega_s)| \cos(k\varphi_{t1} - k\varphi_{t2} + \angle G_{u2i2}(kj\omega_s)) \\
 &\quad - a_{t(k)}^2 |G_{u2i2}(kj\omega_s)| \cos(k\varphi_{t2} - k\varphi_{t1} + \angle G_{u2i2}(kj\omega_s)) \\
 &\quad + a_{t(k)} (a_{0(k)} + a_{s4(k)}) |G_{u1i2}(kj\omega_s)| \cos(k\varphi_{t1} + \angle G_{u1i2}(kj\omega_s)) \\
 &\quad - a_{t(k)} (a_{0(k)} + a_{s4(k)}) |G_{u1i2}(kj\omega_s)| \cos(k\varphi_{t2} + \angle G_{u1i2}(kj\omega_s)) \\
 &\quad - a_{t(k)} b_{s4(k)} |G_{u1i2}(kj\omega_s)| \cos(k\varphi_{t1} - \frac{\pi}{2} + \angle G_{u1i2}(kj\omega_s)) \\
 &\quad - a_{t(k)} b_{s4(k)} |G_{u1i2}(kj\omega_s)| \cos(k\varphi_{t2} - \frac{\pi}{2} + \angle G_{u1i2})].
 \end{aligned} \tag{A.18}$$

Symbolverzeichnis

α	elektrischer Winkel
α, β, c	Steinmetz-Koeffizienten
$\angle G_{uvi\xi}$	Winkel der Übertragungsfunktion $G_{uvi\xi}$
Δ	relative Dicke, $\Delta = \frac{d}{\delta}$
δ	Skintiefe, $\delta = \sqrt{\frac{2}{2\pi f \sigma \mu}}$
δ_{000}	relative Einschaltzeit desjenigen Zustandes, bei dem alle oberen Schalter des Pulswechselrichters geschlossen sind
δ_{111}	relative Einschaltzeit desjenigen Zustandes, bei dem alle unteren Schalter des Pulswechselrichters geschlossen sind
δ_a	relative Einschaltzeit des Schalters s_{1+}
δ_b	relative Einschaltzeit des Schalters s_{2+}
δ_c	relative Einschaltzeit des Schalters s_{3+}
\mathbf{T}	maxwellscher Spannungstensor
λ_{ew}	Stirnstreuleitwert
μ	magnetische Permeabilität
μ_0	magnetische Permeabilität des Vakuums
μ_e	komplexe magnetische Permeabilität
μ_r	relative magnetische Permeabilität

μ_{r0}	relative magnetische Anfangspermeabilität
ν'	auf die Sekundärseite bezogene Grösse ν
ν_a	Wert der Komponente ν für die Phase a
ν_b	Wert der Komponente ν für die Phase b
ν_c	Wert der Komponente ν für die Phase c
ν_n	normale Komponente der Grösse ν
ν_t	tangentiale Komponente der Grösse ν
ω	Winkelgeschwindigkeit
ω_i	Winkelgeschwindigkeit der i -ten Welle
Ψ_ν	magnetischer Fluss in der Phase ν
σ	Leitwert
θ	elektrischer Winkel der Maschine
φ	Verschiebungswinkel der Spannung u_t beim Phase-Shift-Verfahren
φ_i	Verschiebungswinkel der i -ten Welle
φ_{s4}	Verschiebungswinkel der Spannung u_{s4}
φ_{t1}	Verschiebungswinkel der Spannung u_{t1}
φ_{t2}	Verschiebungswinkel der Spannung u_{t2}
A	Strombelag
a	Fläche
$a_{\nu(k)}$	k ter Fourierkoeffizient des Signals u_ν
A_e	Eisenquerschnittsfläche
B	magnetische Flussdichte
B_0	magnetische Flussdichte an der Oberfläche der Laminierung
B_p	Spitzenwert der magnetischen Flussdichte

$b_{\nu(k)}$	k ter Fourierkoeffizient des Signals u_{ν}
C	Hüllfläche
D	Innendurchmesser des Stators
d	Schichtdicke
e_n	Einheitsvektor, der normal auf einer Fläche a steht
e_{ν}	durch den Rotor induzierte Spannung in der Phase ν
F	Kraft
f	Frequenz
F_R	Faktor, um den der Widerstand mit der Frequenz zunimmt bezogen auf den DC Widerstand
f_n	elektrische Frequenz der Maschine, $f_n = np$
$F_{R,ideal}$	Faktor, um den der Widerstand mit der Frequenz zunimmt bezogen auf den DC Widerstand bei idealer Auslegung der Schichtdicke d
f_s	Schaltfrequenz des Konverters
$G_{u\nu i\xi}$	Übertragungsfunktion von der Spannung u_{ν} zum Strom i_{ξ}
H	magnetische Feldstärke
H_0	magnetische Feldstärke an der Oberfläche der Laminierung
I	Betrag des Stromes
i	Strom
i_d	d-Anteil des Stromes
i_q	q-Anteil des Stromes
i_+	Strom des oberen Brückenweiges
i_-	Strom des unteren Brückenweiges
i_0	Nullstrom

i_t	auf die Primärseite bezogener Transformatorstrom
L	Induktivität
l	Einheitsvektor in Richtung des Stromflusses
L_0	Nullinduktivität der Maschine
L_μ	Magnetisierungsinduktivität
$L_{\sigma 1}$	primärseitige Streuinduktivität
$L_{\sigma 2}$	auf die Primärseite bezogene sekundärseitiger Streuinduktivität
L_{ew0}	Nullinduktivität der Wickelköpfe
L_{ew}	Streuinduktivität der Wickelköpfe
l_{ew}	mittlere Länge des Wickelkopfes
M	Drehmoment
m	Modulationsindex
m_g	Masse der Maschine
n	Drehzahl der Maschine
n_{st}	Anzahl in Serie geschalteter Windungen pro Strang
p	Polpaarzahl
p_s	Anzahl Schichten
P_{aus}	Ausgangsleistung des DC/DC Konverters
P_{ce}	klassische Wirbelstromverluste
P_{ein}	Eingangsleistung des DC/DC Konverters
P_e	anomale Wirbelstromverluste
P_{Fe}	Eisenverluste
P_h	Hystereseverluste
P_M	elektrische Leistung der Maschine

$P_{s,HS}$	Schaltverluste auf der Hochspannungsseite
$P_{s,NS}$	Schaltverluste auf der Niederspannungsseite
P_{soll}	geforderte Ausgangsleistung des DC/DC Konverters
P_s	Schaltverluste
$R_{0,Inv}$	Nullwiderstand des Pulswechselrichters
$R_{0,tot}$	gesamter Nullwiderstand
R_0	Nullwiderstand der Maschine
R_1	primärseitiger Widerstand
R_2	auf die Primärseite bezogener sekundärseitiger Widerstand
R_{c1}	primärseitiger Verdrahtungswiderstand
R_{c2}	auf die Primärseite bezogener sekundärseitiger Verdrahtungswiderstand
R_{Fe}	Eisenwiderstand
s_ν	Zustand der Schalter im ν ten Brückenweig, wobei für $s_\nu = 1$ der Schalter $s_{\nu+}$ geschlossen ist
t	Zeit
T_n	elektrische Periode der Maschine
T_s	Schaltperiode des Konverters
u	Übersetzungsverhältnis des Transformators
u_0	auf die negative Schiene bezogene Nullspannung, beziehungsweise Spannung über dem Schalter s_{5-} bei der DAB
U_{aus}	Ausgangsspannung des DC/DC Konverters
u_{DS+}	Drain-Source Spannung des Schalters s_+
u_{DS-}	Drain-Source Spannung des Schalters s_-
U_{ein}	Eingangsspannung des DC/DC Konverters und des Pulswechselrichters

u_{s4}	Spannung über dem Schalter s_{4-}
u_{T1}	Spannung am Ausgang der primärseitigen Vollbrücke, $u_{T1} = u_0 - u_{s4}$
u_{t1}	auf die Primärseite bezogene Spannung über dem Schalter s_{t1-}
u_{t2}	auf die Primärseite bezogene Spannung über dem Schalter s_{t2-}
u_t	auf die Primärseite bezogene Spannung am Eingang der sekundärseitigen Vollbrücke, $u_t = u_{t1} - u_{t2}$
x	Längen-Koordinate
A	Anschluss der Phase a
a	Phase a
a2	Sekundärseite des in Phase a integrierten Transformators
B	Anschluss der Phase b
b	Phase b
b2	Sekundärseite des in Phase b integrierten Transformators
$b_{z\nu}$	ν ter Brückenweig
C	Anschluss der Phase c
c	Phase c
c2	Sekundärseite des in Phase c integrierten Transformators
DAB	Dual Active Bridge
$s_{\nu+}$	oberer Schalter des ν ten Brückenweiges
$s_{\nu-}$	unterer Schalter des ν ten Brückenweiges
S1, S2	Anschlüsse des integrierten Transformators
Z	Sternpunkt der elektrischen Maschine

Literaturverzeichnis

- [1] J. Biela, H. Plesko und J.W. Kolar, “**Drehstromantriebssystem mit motorintegriertem Hochfrequenztrafo zur bidirektionalen Kopplung der Versorgungsspannungen**,” Patentschrift CH 399364, 26.02.2010.
- [2] A. Boglietti, A. Cavagnino, M. Lazzari und M. Pastorelli, “**Predicting iron losses in soft magnetic materials with arbitrary voltage supply: An engineering approach**,” IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 39, Issue 2, 2003, Page(s): 981-989.
- [3] A. Brockmeyer, “**Experimental evaluation of the influence of DC-premagnetization on the properties of power electronic ferrites**,” Eleventh IEEE Applied Power Electronics Conference, APEC '96, Conference Proceedings, Vol. 1, Page(s): 454-460.
- [4] D.S. Carlson, C.C. Stancu, J.M. Nagashima, S. Hiti und K.M. Rahman, “**Auxiliary power conversion by phase-controlled rectification**,” Patentschrift US 6617820, 09.09.2003.
- [5] Cogent Power Ltd., “**Electrical steel, non oriented, fully processed**,” Product Catalogue.
- [6] L. Dalessandro, W.G.H. Odendaal und J.W. Kolar, “**Predicting iron losses in soft magnetic materials with arbitrary voltage supply: an engineering approach**,” IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 21, Issue 5, 2006, Page(s): 1167-1175.
- [7] P. Dular, J. Gyselinck, C. Geuzaine, N. Sadowski und J.P.A. Bastos, “**A 3-D magnetic vector potential formulation taking eddy currents in lamination stacks into account**,” IEEE

- Transactions on Magnetics, Vol. 39, Issue 3, 2003, Page(s): 1424-1427.
- [8] P. Dular, J. Gyselinck und L. Krähenbühl, "**A time-domain finite element homogenization technique for lamination stacks using skin effect sub-basis functions**," COMPEL: The International Journal for Computation and Mathematics in Electrical and Electronic Engineering, Vol. 25, Issue 1, 2006, Page(s): 6-16.
- [9] A. Emadi, Y.J. Lee und K. Rajashekara, "**Power electronics and motor drives in electric, hybrid electric, and plug-in hybrid electric vehicles**," IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 55, Issue 6, 2008, Page(s): 2237-2245.
- [10] F. Fernandez-Bernal, A. Garcia-Cerrada und R. Faure "**Determination of parameters in interior permanent-magnet synchronous motors with iron losses without torque measurement**," IEEE Transactions on Industry Application, Vol. 37, Issue 5, 2001, Page(s): 1265-1272.
- [11] T. Franke, "**Switching device for linking various electrical voltage levels in a motor vehicle**," Patentschrift WO 2006/105840 A1 bzw. US 2008/0048605 A1, 08.03.2006 bzw. 28.02.2008.
- [12] FreedomCAR and Fuel Partnership, "**Electrical and electronics technical team roadmap**," November 2006.
- [13] J. Gallagher und D. Seals, "**Design considerations for the power electronics of an electric vehicle propulsion inverter**," WESCON/94, 'Idea/Microelectronics', Conference Record, Page(s): 34-40.
- [14] G. Grandi, M.K. Kazimierczuk, A. Massarini, U. Reggiani und G. Sancineto, "**Model of laminated iron-core inductors for high frequencies**," IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 40, Issue 4, 2004, Page(s): 1839-1845.
- [15] C. Heller, U. Pischke, D. Sadarnac und J.C. Vannier, "**Comparison of low cost low-voltage inverter-fed induction motor systems**," Sixth European Conference on Power Electronics and Applications, EPE' 95, Conference Proceedings.

-
- [16] C. Heller, D. Sadarnac und J.C. Vannier, "**Custom design of an inverter-fed induction motor system**," Eighth Mediterranean Electrotechnical Conference, MELECON '96., Conference Proceedings, Vol. 1, Page(s) 365-369.
- [17] C.A. Hernandez-Aramburo, T.C. Green und S. Smith, "**Assessment of power losses of an inverter-driven induction machine with its experimental validation**," IEEE Transactions on Industry Application, Vol. 39, Issue 4, 2003, Page(s): 994-1004.
- [18] W.G. Hurley, E. Gath und J.G. Breslin, "**Optimizing the AC resistance of multilayer transformer windings with arbitrary current waveforms**," IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 15, Issue 2, 2000, Page(s): 369-376.
- [19] S. Inoue und A. Hirofumi, "**A bi-directional DC-to-DC converter for an energy storage system**," Twenty-Second IEEE Applied Power Electronics Conference, APEC '96, Conference Proceedings, Vol. 1, Page(s):454-460.
- [20] J. Itoh und K. Fujita, "**Novel unity power factor circuits using zero-vector control for single-phase input systems**," IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 15, Issue 1, 2000, Page(s): 36-43.
- [21] M.H. Kheraluwala, R.W. Gasgoigne, D.M. Divan und E. Bauman, "**Performance characterization of a high-power dual active bridge DC-to-DC converter**," IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 28, Issue 6, 1992, Page(s): 1294-1301.
- [22] S. Kinoshita, K. Fujita und J. Ito, "**Electric system for electric vehicle**," Patentschrift US 6066928, 23.05.2000.
- [23] F. Krismer, J. Biela und J.W. Kolar, "**A comparative evaluation of isolated bi-directional DC/DC converters with wide input and output voltage range**," Fortieth IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, IAS '05, Conference Proceedings, Vol. 1, Page(s): 599-606.
- [24] F. Krismer und J.W. Kolar, "**Accurate power loss model construction of a high current dual active bridge converter**

- for an automotive application**," IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 57, Issue 3, 2009, Page(s): 881-891.
- [25] F. Krismer, S. Round und J.W. Kolar, "**Performance optimization of a high current dual active bridge with a wide operating voltage range**," Thirty-Seventh IEEE Power Electronics Specialists Conference, PESC '06, Conference Proceedings, Vol. 1, Page(s): 1-7.
- [26] Y. Kusaka und K. Tsuji, "**Novel power conversion system for cost reduction in vehicles with 42V/14V power supply**," SAE Transactions, Vol. 112, Issue 7, 2003, Page(s): 266-272.
- [27] M.S. Lancarotte, C. Goldemberg und A.d.A. Penteado Jr., "**Estimation of FeSi core losses under PWM or DC bias ripple voltage excitations**," IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 20, Issue 2, 2005, Page(s): 367-372.
- [28] R. Marschalko und M. Weinhold, "**Thermal investigations for a three-phase AC-to-DC PWM converter**," IEEE International Symposium on Industrial Electronics, ISIE '93, Conference Proceedings, Page(s): 113-121.
- [29] J. M. Miller, "**Propulsion systems for hybrid vehicles**," Institution of Engineering and Technology, 1st edition.
- [30] G. Müller, "**Theorie elektrischer Maschinen**," Elektrische Maschinen, Band 3, Wiley-VCH Verlag.
- [31] H. Oyobe, M. Nakamura, T. Ishikawa, S. Sasaki, Y. Minezawa, Y. Watanabe und K. Asano, "**Development of ultra low-cost, high-capacity power generation system using drive motor and inverter for hybrid vehicle**," Fortieth IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, IAS '05, Conference Proceedings, Vol. 3, Page(s): 2029-2034.
- [32] H. Plesko, J. Biela und J.W. Kolar, "**Novel modulation concepts for a drive-integrated auxiliary DC-DC converter for hybrid vehicles**," Twenty-Fourth IEEE Applied Power Electronics Conference, APEC '09, Conference Proceedings, Page(s): 164-170.

-
- [33] H. Plesko, J. Biela und J.W. Kolar, “**Design and analysis of a new drive-integrated auxiliary DC-DC converter for hybrid vehicles**,” Forty-Third IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, IAS '08, Conference Proceedings, Page(s): 1-8.
- [34] H. Plesko, J. Biela und J.W. Kolar, “**Drehstromantriebssystem mit hochfrequent potentialgetrennter bidirektionalen Kopplung der Versorgungsspannungen**,” Patentanmeldung CH 01220/06, 27.07.2006.
- [35] H. Plesko, J. Biela, J. Luomi und J.W. Kolar, “**Novel concepts for integrating the electric drive and auxiliary DC/DC converter for hybrid vehicles**,” IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 26, Issue 6, 2008, Page(s): 3025-3034.
- [36] H. Plesko, J. Biela, J. Luomi und J.W. Kolar, “**Novel concepts for integrating the electric drive and auxiliary DC/DC converter for hybrid vehicles**,” Twenty-Second IEEE Applied Power Electronics Conference, APEC '07, Vol. 2, Page(s): 1025-1031.
- [37] R. Richter, “**Synchronmaschinen und Einankerumformer**,” Elektrische Maschinen, Band 2, Birkhäuser Verlag.
- [38] S. Sasaki, “**Multiple power source system and apparatus, motor driving apparatus, and hybrid vehicle with multiple power source system mounted thereon**,” Patentschrift US 6476571, 05.11.2002.
- [39] S. Shamoto, “**Electric automobile driving apparatus**,” Patentschrift US 5151641, 29.09.1992.
- [40] C.C. Stancu, S. Hiti und J. Nagashima, “**Auxiliary power conversion for an electric vehicle using high frequency injection into a PWM inverter**,” Patentschrift US 6262896, 17.07.2001.
- [41] ThyssenKrupp Steel, “**Power core M700-50A**,” Werkstoffblatt.
- [42] G.J. Su und J.S. Hsu “**An integrated traction and compressor drive system for EV/HEV applications**,” Twentieth IEEE Applied Power Electronics Conference, APEC '05, Vol. 2, Page(s): 719-725.

- [43] S.K. Sul und S.J. Lee, “**An integral battery charger for four-wheel drive electric vehicle,**“ IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 31, Issue 5, Page(s): 1096-1099.
- [44] L. Tang, G.J. Su und X. Huang, “**Experimental high-performance control of two permanent magnet synchronous machines in an integrated drive for automotive applications,**“ IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 23, Issue 2, 2008, Page(s): 977-984.
- [45] M. Taniguchi, “**Rotary electric system designed to utilize zero-phase circuit,**“ Patentschrift EP 1990908, 12.11.2009.
- [46] H. Tao, A. Kotsopoulos, J.L. Duarte und M.A.M. Hendrix, “**Transformer-coupled multiport ZVS bidirectional DC-to-DC converter with wide input range,**“ IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 23, Issue 2, 2008, Page(s): 771-781.
- [47] U.S. Departement of Energy, “**Hybrid electric sales by model,**“ <http://www.afdc.energy.gov/>, Statistics.
- [48] J. Wang, “**Practical design considerations of power electronics in hybrid and fuel cell vehicles,**“ IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference, VPPC '08, Page(s): 1-6.
- [49] Wapedia, “**Mobile Enzyklopädie,**“ <http://wapedia.mobi/de/>.