

Schaltstrategien für Geschaltete Reluktanzantriebe mit kleinem Zwischenkreis

Von der Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik
der Rheinisch-Westfälischen Technischen Hochschule Aachen
zur Erlangung des akademischen Grades eines Doktors der Ingenieurwissenschaften
genehmigte Dissertation

vorgelegt von
Diplom-Ingenieur
Christoph Rainer Neuhaus
aus Eschweiler

Berichter: Universitätsprofessor Dr. ir. Dr. h. c. Rik W. De Doncker
Universitätsprofessor Dr.-Ing. Ralph Kennel

Tag der mündlichen Prüfung:
28.11.2011

Diese Dissertation ist auf den Internetseiten der Hochschulbibliothek online verfügbar.

Vorwort

Die vorliegende Arbeit ist während meiner Zeit am Institut für Stromrichtertechnik und Elektrische Antriebe der RWTH Aachen zwischen 2006 und 2010 entstanden. Den Menschen, mit denen ich währenddessen am Institut zusammengearbeitet habe, möchte ich im folgenden dafür danken, dass mir diese Zeit immer in positiver Erinnerung bleiben wird.

Professor De Doncker gilt mein besonderer Dank dafür, dass er mir nach meiner Diplomarbeit, welche ich am ISEA verfasst hatte, die Möglichkeit eröffnete, als Assistent am Institut zu arbeiten und in dieser Zeit meine Dissertation anzufertigen. Besonders zu schätzen gelernt habe ich dabei das offene und freie Arbeitsumfeld, in dem das Entwickeln eigener Ideen und deren Umsetzung jederzeit unterstützt wurde. Ebenfalls bedanken möchte ich mich bei Professor Kennel, welcher bei dieser Arbeit das Korreferat übernommen hat.

Als Mitglied der Antriebsgruppe habe ich sehr schnell zu schätzen gelernt, dass die Zusammenarbeit immer von großer gegenseitiger Hilfsbereitschaft geprägt und bei allem immer eine gesunde Portion Humor dabei war, was das Arbeiten sehr angenehm gemacht hat. Nicht zuletzt deswegen kann ich mit einiger Überzeugung sagen, dass die “Antriebler“ füreinander mehr sind als bloß Kollegen. Bei den folgenden Personen möchte ich mich daher für die schöne und erlebnisreiche Zeit in der Antriebsgruppe bedanken: Matthias Bösing, Helge Brauer, Christian Carstensen, Jens Fiedler, Nisai Fuengwarodsakul, Martin Hennen, Andreas Hofmann, Knut Kasper, Markus Kunter, Tobias Lange, Satit Owatchaiphong, Timo Schoenen und Daniel van Treek.

Bei Helge Brauer möchte ich mich insbesondere für seinen großen Einsatz und unermüdlichen Eifer bedanken, mit dem er beim Korrekturlesen dieser Arbeit vorgegangen ist und viele wertvolle Verbesserungsvorschläge eingebracht hat.

Über die gesamten fünf Jahre am ISEA wurde ich immer wieder durch Studenten unterstützt, welche ihre Diplom-, Master- und Bachelorarbeiten angefertigt und dabei einen bedeutenden Beitrag in diversen Forschungsprojekten geleistet haben. Danken möchte ich dafür im Einzelnen: Kai Schoulen, Daniel Clemens, Volker Bergs, Sandra Beugger, Ahmed Al-Dajani, Ina Schmidt und Babak Parkideh.

Zu guter Letzt möchte ich mich bei den wichtigsten Menschen bedanken. Meinen Eltern möchte ich vor allem dafür danken, dass sie mir das Studium ermöglicht haben und zu keinem Zeitpunkt am guten Ausgang dieses Vorhabens gezweifelt haben. Bei meiner lieben Nicole möchte ich mich dafür bedanken, dass sie die bekanntermaßen freizeitarmer und stressreiche Zeit des Verfassens dieser Arbeit mit mir zusammen durchgehalten und mich dabei nach Kräften unterstützt hat, nicht zuletzt durch das sorgfältige Korrekturlesen der Arbeit.

Aachen im Juli 2012

Christoph Neuhaus

Inhaltsverzeichnis

Vorwort	iii
1 Einleitung	1
1.1 Motivation und Ziel dieser Arbeit	1
1.2 Gliederung dieser Arbeit	2
2 Grundlagen geschalteter Reluktanzantriebe	5
2.1 Wirkungsprinzip	5
2.2 Energieumsatz und Drehmomententwicklung	8
2.2.1 Klemmenverhalten	8
2.2.2 Drehmomententwicklung	11
2.2.3 Energiewandlungsgrad	13
2.3 Umrichtertopologie und grundlegende Steuerungsverfahren	15
2.3.1 Umrichtertopologie	15
2.3.2 Steuerungsverfahren	16
2.4 Anwendungsgebiete	20
3 Der Zwischenkreis in geschalteten Reluktanzantrieben – Auslegung und Minimierungsansätze	21
3.1 Auslegung	22
3.1.1 Spannungsniveau	22
3.1.2 Entstehungsursachen für Welligkeiten der Zwischenkreisspannung . .	27

3.1.3	Dimensionierung der Zwischenkreiskapazität	29
3.1.4	Kondensatortechnologie	42
3.2	Alternative Ansätze zur Reduktion der Zwischenkreiskapazität	44
3.2.1	Topologische Ansätze	44
3.2.2	Regelungstechnische Ansätze	48
4	PWM-basierte Energiebilanzierung	51
4.1	Regelungskonzept	51
4.1.1	Prinzip der Ladungsbilanzierung	52
4.1.2	Regelungsstruktur und Integration in konventionelle PWM	53
4.2	Modellbildung	59
4.2.1	Einspeisung und Zwischenkreis	59
4.2.2	Umrichter und Maschine	60
4.2.3	Zeitdiskrete Abtastung und PWM-Latenz	63
4.3	Analyse des Betriebsverhaltens	64
4.3.1	Funktionaler Vergleich mit konventioneller PWM	64
4.3.2	Einfluss auf das Drehmoment der Maschine	68
4.3.3	Verträglichkeit mit verschiedenen Verfahren der Drehmomentregelung	71
4.3.4	Einfluss auf die Wechselstrombelastung des Zwischenkreises	73
4.3.5	Einfluss auf den Wirkungsgrad	76
4.4	Implementierungsaspekte	78
4.4.1	Steuerungskonzept für das Abschalten des Antriebs	78
4.4.2	Zusatzaufwand in Hard- und Software	80
5	Toleranzband-basierte Energiebilanzierung	81
5.1	Regelungskonzept	81
5.1.1	Prinzip der direkten Zwischenkreisspannungsregelung	81

5.1.2	Regelungsstruktur und Integration in konventionelle Stromtoleranzbandregelung	84
5.2	Analyse des Betriebsverhaltens	88
5.2.1	Funktionaler Vergleich mit konventioneller Toleranzbandregelung . .	88
5.2.2	Einfluss auf das Drehmoment der Maschine	92
5.2.3	Verträglichkeit mit Verfahren der mittleren Drehmomentregelung . .	93
5.2.4	Einfluss auf die Wechselstrombelastung des Zwischenkreises	95
5.2.5	Einfluss auf den Wirkungsgrad des Antriebs	98
5.3	Implementierungsaspekte	99
5.3.1	Steuerungskonzept für das Abschalten des Antriebs	99
5.3.2	Zusatzaufwand in Hard- und Software	104
6	Experimentelle Validierung	107
6.1	Prüfstandskomponenten	107
6.2	PWM-basierte Energiebilanzierung	110
6.3	Toleranzband-basierte Energiebilanzierung	112
7	Zusammenfassung und Ausblick	115
7.1	Zusammenfassung	115
7.2	Ausblick	116
	Abbildungsverzeichnis	119
	Tabellenverzeichnis	123
	Literaturverzeichnis	125
	Lebenslauf	133

1 Einleitung

1.1 Motivation und Ziel dieser Arbeit

Die geschaltete Reluktanzmaschine ist mit ihrer Erfindung durch Taylor in der ersten Hälfte des neunzehnten Jahrhunderts eines der ältesten Konzepte der elektromechanischen Energieumwandlung [1]. Dennoch fand dieser Maschinentyp seither weder im industriellen Umfeld, noch in der Elektrotraktion weite Verbreitung, da eine pulsformige Bestromung der Statorwicklungen zur Erzeugung einer kontinuierlichen Drehbewegung notwendig ist, welche sich seinerzeit nur mit Hilfe sehr langsamer mechanischer Schalter realisieren ließ. Die Industrie war daher lange Zeit und ist bis heute dominiert durch die Wechsel- oder Drehstrommotoren, welche ohne weitere technische Vorkehrungen direkt aus dem Wechselstromnetz gespeist werden können. Demgegenüber konnte sich, lange bevor die Leistungselektronik Einzug hielt, die Gleichstrommaschine als Antrieb für die ersten Elektroautos um 1900 durchsetzen und sich später in Form des Universalmotors in vielen Haushaltsgütern etablieren.

Mit der Entwicklung der Leistungselektronik in der zweiten Hälfte des zwanzigsten Jahrhunderts und der stetig zunehmenden Nachfrage nach drehzahlvariablen elektrischen Antriebssystemen lassen sich systematische Vorteile der traditionellen Maschinentypen gegenüber der geschalteten Reluktanzmaschine nur noch schwer identifizieren. Die meisten der in Verbindung mit dem in dieser Arbeit behandelten Maschinentyp vorgebrachten Kritikpunkte, wie zum Beispiel die hohe Drehmomentwelligkeit, konnten in den zurückliegenden zehn Jahren weitgehend oder vollständig entkräftet werden [2, 3].

Zu den wenigen Eigenschaften der geschalteten Reluktanzantriebe, welche auch heute noch als nachteilig interpretiert werden können, zählt die im Vergleich zu umrichter gespeisten Drehfeldmaschinen hohe Wechselstrombelastung des Zwischenkreises. Diese resultiert aus dem Prinzip der Reluktanzmaschine, dass die magnetische Erregung des Rotors pulsformig und zeitlich intermittierend über die Statorwicklungen zu- und abgeführt werden muss. Zum Ende des Leitbereichs muss die einer Phase zuvor zugeführte magnetische Energie wieder vollständig entzogen und in den Zwischenkreis zurückgeführt werden. Die damit einhergehende Wechselstrombelastung des Zwischenkreises bei der elektrischen Grundfrequenz des Antriebs führt zu einer erhöhten Verlustleistung im Kondensator und kann darüber hinaus periodische Spannungsüberhöhungen hervorrufen, wenn der Antrieb über einen Diodengleichrichter versorgt wird. Zur Vermeidung von zu starken Spannungsschwankungen und

einer Überhitzung der Kondensatoren müssen daher vergleichsweise große Kapazitätswerte im Zwischenkreis installiert werden.

In der vorliegenden Arbeit werden nach einer kurzen Einführung in die Grundlagen der geschalteten Reluktanzmaschine die für die Belastung des Zwischenkreises kritischsten Betriebspunkte identifiziert. Für diese Betriebspunkte werden die zeitlichen Verläufe der Zwischenkreisspannung bei variierten Betriebsparametern simuliert und entsprechende Rückschlüsse für die Auslegung der minimalen Zwischenkreiskapazität gezogen. Diese Untersuchungen finden unter der Annahme statt, dass der betrachtete Antrieb mit den konventionellen Steuerungsverfahren betrieben wird.

Den Hauptbestandteil dieser Arbeit bilden zwei neuartige energiebilanzierte Steuerungsverfahren, welche die charakteristische Wechselstrombelastung des Zwischenkreises von geschalteten Reluktanzantrieben erheblich reduzieren. Erzielt wird dies über einen Eingriff in die Kommutierung des Phasenstroms, also den Zeitraum, in dem die zuvor aktive Phase ihren Strom abbaut und die nachfolgende Phase ihren Strom aufbaut. Für die beiden gängigsten Steuerungsverfahren der Stromtoleranzbandregelung und der Spannungsregelung mittels Pulsweitenmodulation werden Methoden vorgestellt, welche die Schaltzustände der abmagnetisierenden Phase so manipulieren, dass die in den Zwischenkreis zurück fließende Ladung nicht größer wird als die durch die einschaltende Phase entnommene. Bei Anwendung dieser neuen Steuerverfahren kann die benötigte Zwischenkreiskapazität deutlich reduziert werden.

1.2 Gliederung dieser Arbeit

Kapitel 2 – Grundlagen geschalteter Reluktanzantriebe

Dieses Kapitel beinhaltet die für das weitere Verständnis dieser Arbeit notwendigen Grundlagen der geschalteten Reluktanzmaschine. Der Schwerpunkt liegt dabei auf den Prinzipien der Energieumwandlung und Drehmomentbildung innerhalb einer Maschinenphase. Ausgehend von der allgemeinen Spannungsgleichung einer Induktivität werden die Begriffe der magnetischen und mechanischen Energie, sowie der Energiewandlungsgrad eingeführt. Weiterhin werden die in dieser Arbeit zu Grunde gelegte Umrichtertopologie und die beiden verbreitetsten Steuerungsverfahren vorgestellt.

Kapitel 3 – Der Zwischenkreis in geschalteten Reluktanzantrieben – Auslegung und Minimierungsansätze

Zu Beginn dieses Kapitels werden einige Aspekte für die Wahl der Zwischenkreisspannung geschalteter Reluktanzantriebe beleuchtet. Daran anschließend erfolgt eine Identifikation

der Ursachen für Welligkeiten in der Zwischenkreisspannung. Das Hauptaugenmerk dieses Kapitels liegt auf der Dimensionierung der Zwischenkreiskapazität. Hierzu werden die für die Belastung des Zwischenkreises kritischsten Betriebspunkte eines geschalteten Reluktanzantriebs identifiziert und anhand von Computersimulationen und analytischen Betrachtungen Leitlinien für die Bestimmung der elektrisch minimal erforderlichen Kapazität erarbeitet. Daran anschließend erfolgt ein kurzer Überblick über verschiedene Kondensatorttechnologien, welche sich prinzipiell für den Einsatz im Zwischenkreis eines geschalteten Reluktanzantriebs eignen. Abgeschlossen wird dieses Kapitel mit einer Zusammenfassung einiger in der Literatur veröffentlichter topologischer und regelungstechnischer Ansätze zur Reduktion der Zwischenkreiskapazität.

Kapitel 4 – PWM-basierte Energiebilanzierung

Dieses Kapitel beschreibt das im Rahmen der Arbeit entwickelte Grundkonzept der PWM-basierten Energiebilanzierung. Dazu wird zunächst, ausgehend von den Grundgleichungen der Maschine, die Steuervorschrift für den Tastgrad der abmagnetisierenden Phase hergeleitet. Nach einer Betrachtung der zentralen Bestandteile des für die weiteren Untersuchungen verwendeten Simulationsmodells, wird der Einfluss der Strategie auf verschiedene Kenngrößen des Betriebsverhaltens des betrachteten Antriebs untersucht. Abgeschlossen wird das Kapitel mit einem Konzept für das sichere Abschalten des Antriebs, welches bei Verwendung einer kleinen Zwischenkreiskapazität notwendig ist, um ein Überladen derselben zu vermeiden.

Kapitel 5 – Toleranzband-basierte Energiebilanzierung

Als alternatives Verfahren zur PWM-basierten Energiebilanzierung wird in diesem Kapitel ein Steuerungsverfahren zur Verringerung der Welligkeit der Zwischenkreisspannung vorgestellt, welches in Kombination mit der weit verbreiteten Stromtoleranzbandregelung zum Einsatz kommen kann. Auch hier erfolgt nach einer Einführung in das Konzept der Zwischenkreisspannungsregelung eine Analyse des Einflusses auf das Betriebsverhalten des Antriebs.

Kapitel 6 – Experimentelle Validierung

In diesem Kapitel wird zunächst der zur Validierung verwendete Prüfstand vorgestellt. Danach werden die Messergebnisse bei Verwendung der PWM-basierten und toleranzband-basierten Energiebilanzierung gezeigt und erläutert. Dabei steht vor allem der Einfluss auf die Zwischenkreisspannung bei Anwendung der Strategien im Vordergrund.

Kapitel 7 – Zusammenfassung und Ausblick

Die Arbeit schließt mit einer kurzen Zusammenfassung der erzielten Ergebnisse und einem Ausblick.

2 Grundlagen geschalteter Reluktanzantriebe

Zu Beginn dieses Kapitels wird zunächst der geometrische Aufbau einer geschalteten Reluktanzmaschine vorgestellt und die Wirkungsweise des Maschinentyps kurz erläutert. Eine kurze Herleitung der für die zentralen Aspekte dieser Arbeit notwendigen Grundlagen des elektrischen Verhaltens, sowie der Drehmomententwicklung findet im Anschluss statt. Die Begriffe der *magnetischen Energie*, *mechanischen Energie*, *Koenergie* und des *Energiewandlungsgrades* werden eingeführt und ihre Bedeutungen für die Drehmomententwicklung beschrieben. Danach wird die in dieser Arbeit zu Grunde gelegte Umrichtertopologie der *Asymmetrischen Halbbrücke* eingeführt und die zwei wesentlichen Steuerungsverfahren *Toleranzbandregelung* und *Pulsweitenmodulation* vorgestellt. Abschließend wird kurz auf mögliche Anwendungsgebiete des Geschalteten Reluktanzantriebs eingegangen.

Der Fokus dieses Kapitels liegt auf der Einführung der für diese Arbeit unumgänglichen Grundlagen und Begrifflichkeiten zum Thema der Geschalteten Reluktanzantriebe. Deshalb sei für eine umfassende und grundlegende Einarbeitung in diese Thematik auf die Literatur verwiesen [4, 5, 6, 7].

2.1 Wirkungsprinzip

Im Unterschied zur Gleichstrommaschine und den klassischen Drehfeldmaschinen, zu denen hauptsächlich die Asynchronmaschine und die Synchronmaschine zu zählen sind, entsteht das Drehmoment der Geschalteten Reluktanzmaschine nicht aufgrund der sogenannten Lorentz-Kraft, sondern durch die Reluktanzkraft.

Diese Kraft, welche zugleich namensgebend für den betrachteten Maschinentyp ist, basiert auf dem Prinzip, dass ein ferromagnetischer Körper, welcher von magnetischem Fluss durchströmt wird, stets eine gerichtete Kraft erfährt. Diese Kraft ist dabei so orientiert, dass der Körper, wenn er beweglich gelagert ist, in eine Position geringerer potentieller Energie strebt, was gleichbedeutend mit einer Reduktion des magnetischen Widerstandes, der *Reluktanz* ist. Mit der Reduktion der potentiellen Energie geht gleichzeitig eine Steigerung der kinetischen Energie des magnetischen Körpers einher, welche bei geeigneter Lagerung dazu führt, dass der Körper über die Position der minimalen Reluktanz hinausläuft. In der Folge

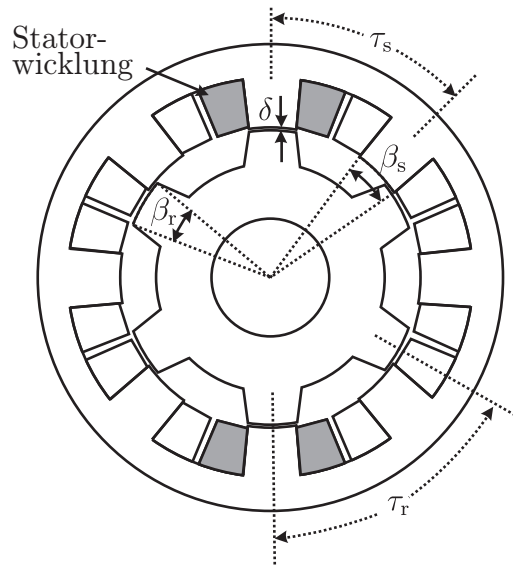


Abbildung 2.1: Querschnitt durch eine Geschaltete Reluktanzmaschine

ergibt sich eine Pendelbewegung, welche sich abhängig von der Stärke der Reibung endlos fortsetzt oder vollständig abklingt. Wird der ferromagnetische Körper drehend gelagert und ist es überdies möglich, das von außen eingeprägte Feld bei Erreichen der minimalen Reluktanz abzuschalten, so behält der Körper seine bis dahin gewonnene kinetische Energie und dreht weiter. Der Begriff des magnetischen Widerstandes ist als Quotient aus magnetischer Spannung und magnetischem Fluss nur als künstlich geschaffene Analogie zum elektrischen Widerstand zu verstehen. Er repräsentiert keine tatsächlichen Leitungs- oder Verlustmechanismen [8].

Abb. 2.1 zeigt schematisch den Querschnitt einer Geschalteten Reluktanzmaschine. Der ferromagnetische Körper ist hier drehend gelagert im Zentrum der Anordnung zu sehen. Er besitzt eine ausgeprägte Polstruktur, welche ihm entlang seines Umfangs N_r magnetische Vorzugsrichtungen verleiht. Eine Drehung um

$$\tau_r = \frac{360^\circ \text{mech.}}{N_r} \quad (2.1)$$

versetzt den Rotor wieder in seine Ausgangslage. Innerhalb dieser Strecke hat der Rotor alle elektromagnetisch unterscheidbaren Positionen durchlaufen, weshalb diese kleinste dreh-symmetrische Einheit als elektrische Periode bezeichnet wird. Die elektrische Rotorposition θ_{el} ist demnach das N_r -fache der mechanischen Rotorposition θ :

$$\theta_{\text{el}} = N_r \theta \quad (2.2)$$

Der Stator der Maschine besitzt N_s ausgeprägte Pole, auf denen Spulen angeordnet sind. Diametral gegenüberliegende Spulen bilden ein Polpaar und werden elektrisch in Reihe oder

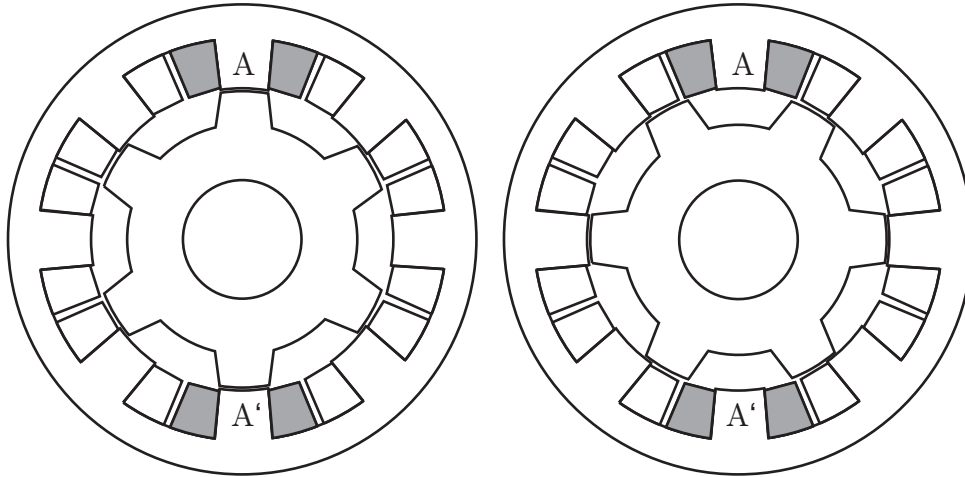


Abbildung 2.2: Ausgerichtete Position (links) und unausgerichtete Position (rechts) bezüglich Phase A

Phasenzahl	1	2	3	4	5
N_s	2 4	4 8	6 12 18	8 16	10
N_r	2 2	2 4	4 8 12	6 12	8

Tabelle 2.1: Beispiele für mögliche Maschinenkonfigurationen

parallel zu einer Phase zusammengeschaltet. Ein Strom in einer dieser Phasen erzeugt ein magnetisches Feld durch den Rotor und führt nach dem oben beschriebenen Prinzip zu einer anziehenden Kraft am nächstliegenden Rotorpol. Durch Abschalten des Stromes in der sogenannten *ausgerichteten Position* (Abb. 2.2 links) wird der Anordnung die magnetische Energie entzogen und der Rotor kann mit seiner gewonnenen kinetischen Energie weiterdrehen. Um die Drehung auch unter Belastung des Rotors aufrecht zu erhalten, wird nun die um

$$\tau_s = \frac{360^\circ \text{mech.}}{N_s} \quad (2.3)$$

entgegen der Drehrichtung versetzt angeordnete Phase erregt, woraufhin sich der Vorgang wiederholt. Bei der Reluktanzmaschine erfolgt die magnetische Erregung der Statorpole also in entgegengesetzter Richtung zur mechanischen Drehbewegung des Rotors.

Die in den Abb. 2.1 und 2.2 skizzierte Maschine besitzt zwei Phasen bei einem Verhältnis von $8/6$ Stator- zu Rotorpolen. Daraus folgt, dass jeweils vier Statorpole eine Phase bilden, die Maschine also zwei Polpaare pro Phase besitzt. Üblicherweise gilt für die Polpaarzahl:

$$p = \frac{N_s}{2N_{ph}} \quad (2.4)$$

mit N_{ph} als der Anzahl der Phasen. In Tabelle 2.1 sind Beispiele für Maschinenkonfigurationen mit bis zu fünf Phasen aufgeführt. Es existieren darüber hinaus auch Maschinen, welche eine höhere Rotor- als Statorpolzahl aufweisen. Für diese gilt (2.4) nicht.

2.2 Energieumsatz und Drehmomententwicklung

2.2.1 Klemmenverhalten

Als Ausgangspunkt für die folgenden Betrachtungen dient die allgemeine Spannungsgleichung einer Induktivität, die das Verhalten an den Klemmen jeder elektrischen Maschine beschreibt.

$$u_{\text{ph}}(t) = R \cdot i_{\text{ph}}(t) + \frac{d\Psi(t)}{dt}, \quad (2.5)$$

mit u_{ph} als der Phasenspannung und i_{ph} als dem Phasenstrom. In den folgenden Herleitungen werden diese beiden Größen vereinfachend ohne Index geschrieben. Unter der Annahme, dass eine konstante Drehzahl $\omega_m = \frac{d\theta}{dt}$ vorliegt und dass weiterhin die Flussverkettung Ψ von Strom und Rotorposition abhängig ist, lässt sich die Variable der Zeit durch die Rotorposition substituieren und (2.5) wie folgt schreiben:

$$u(i, \theta) = R \cdot i(\theta) + \frac{d\Psi(i, \theta)}{dt} \quad (2.6)$$

Nach der Bildung des totalen Differentials für den Flussverkettungsterm aus (2.6), lassen sich bereits alle charakteristischen Größen des Ersatzschaltbildes einer Maschinenphase (Abb. 2.3) identifizieren:

$$L(i, \theta) = \left[\frac{\partial \Psi(i, \theta)}{\partial i} \right]_{\theta=\text{const}} \quad (2.7a)$$

$$e(i, \theta, \omega_m) = \omega_m \left[\frac{\partial \Psi(i, \theta)}{\partial \theta} \right]_{i=\text{const}} \quad (2.7b)$$

(2.7a) beschreibt die sättigungsbehaftete differentielle Induktivität der Phase bei einer konstanten Rotorposition. (2.7b) gibt die durch die Änderung der Reluktanz hervorgerufene Gegenspannung bei konstant gehaltenem Strom wieder. Diese Größe wird auch als *elektromotorische Kraft* (EMK) bezeichnet. Die Höhe der induzierten Spannung skaliert wie bei den klassischen Maschinentypen linear mit der Drehzahl. In Abb. 2.3 ist das Ersatzschaltbild einer Phase dargestellt. Die beiden in (2.7) identifizierten Komponenten sind in diesem als Induktivität und als Spannungsquelle repräsentiert.

Die Flussverkettungscharakteristik einer Geschalteten Reluktanzmaschine lässt sich nicht analytisch geschlossen darstellen, da die Maschine aus Gründen, die im Folgenden näher

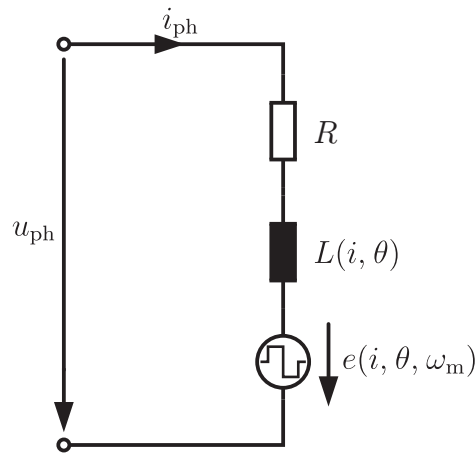


Abbildung 2.3: Ersatzschaltbild einer Phase

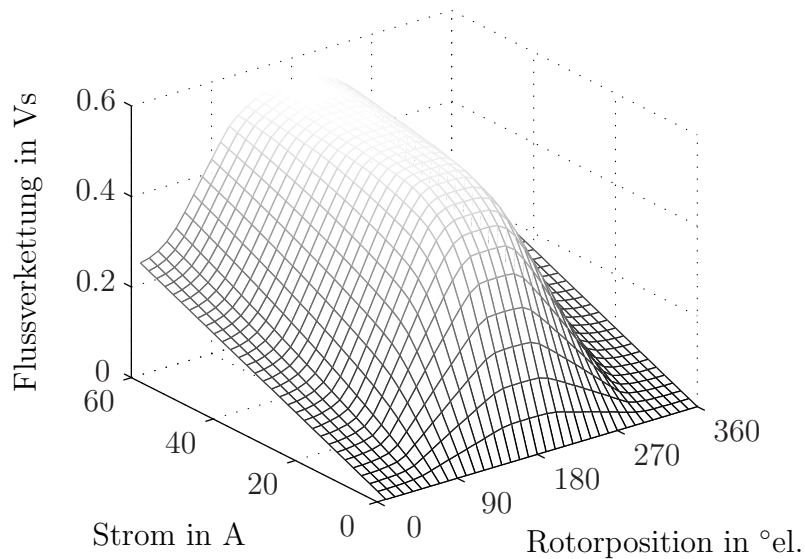


Abbildung 2.4: Flussverkettung als Funktion von Strom und Rotorposition

beleuchtet werden, tief in der Sättigung des flussführenden Materials betrieben wird. Daher wird dieses Kennfeld aus FEM-Simulationen oder aus Vermessungen der realen Maschine gewonnen [9] und als Funktion von Phasenstrom und Rotorposition dargestellt. Abb. 2.4 zeigt das Flussverkettungskennfeld für eine dreiphasige Maschine mit $12/8$ Stator- zu Rotorpolen. Diese Maschine wird in der vorliegenden Arbeit für alle weiteren Untersuchungen zugrunde gelegt. Ihre Kenndaten sind in Tabelle 2.2 zusammengefasst.

Anhand dieser Charakteristik können nun unter Anwendung von (2.7) die differentielle Induktivität und die induzierte Gegenspannung der Maschine bestimmt werden. Abb. 2.5 zeigt den Verlauf der differentiellen Induktivität als Funktion des Stroms für drei charakteristische Rotorpositionen. In der unausgerichteten Position (0°el.) ist die Induktivität niedrig und stromunabhängig, da aufgrund des relativ weiten Luftspalts das flussführende Material

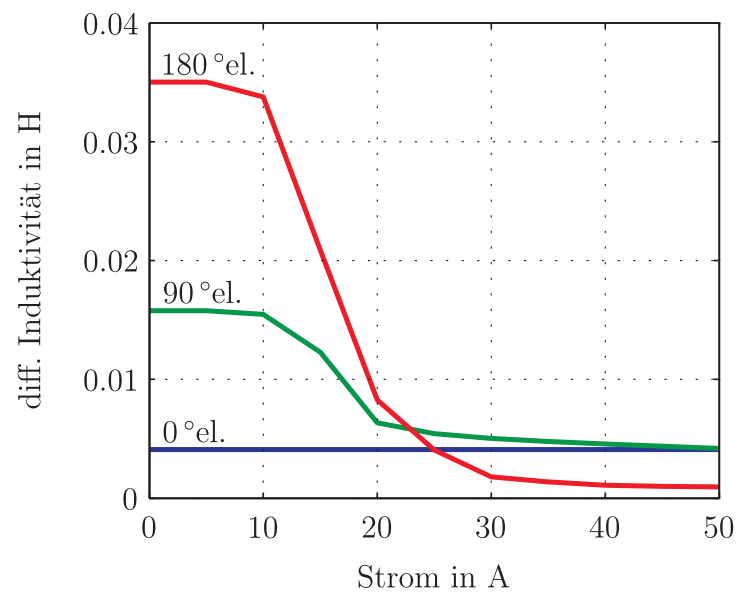


Abbildung 2.5: Differentielle Induktivität als Funktion des Stroms für konstante Rotorpositionen

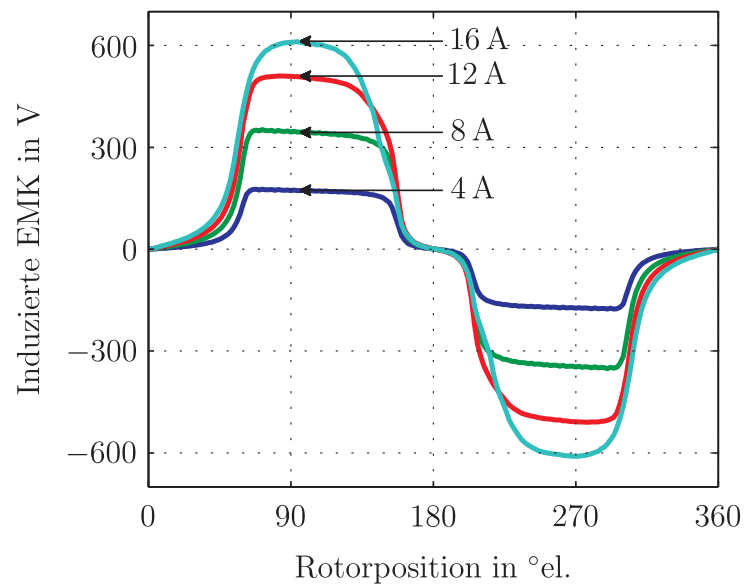


Abbildung 2.6: Induzierte Gegenspannung (EMK) bei $n = 3000 \text{ min}^{-1}$ als Funktion der Rotorposition

der Maschine noch nicht gesättigt werden kann. Näher zur ausgerichteten Position steigt die ungesättigte Induktivität signifikant an. Darüber hinaus tritt die deutliche Abhängigkeit vom Strom hervor. Zu sehr hohen Strömen wird die differentielle Induktivität der ausgerichteten Position (180° el.) sogar kleiner als die der unausgerichteten, was mit der starken Sättigung zu begründen ist.

Das Verhältnis der ausgerichteten zur unausgerichteten Induktivität einer Phase im ungesättigten Fall ist ein wichtiges Maß für die Auslegung einer GRM und sollte einen Wert von 7 bis 8 nicht unterschreiten. Diese Bedingung kann jedoch nicht immer erfüllt werden. Bei Maschinen mit sehr kleinen Außendurchmessern kann der Forderung nach einem entsprechend kleinen Luftspalt fertigungsbedingt nicht mehr entsprochen werden.

Das Maß für die momentan in einer elektrischen Maschine umgesetzte mechanische Leistung ist die induzierte Gegenspannung, welche in Abb. 2.6 für eine Drehzahl von $n = 3000 \text{ min}^{-1}$ als Funktion der Rotorposition für verschieden hohe konstante Phasenströme aufgetragen ist. Deutlich tritt die Änderung der Polarität beim Durchschreiten der ausgerichteten Position in Erscheinung, was einem Wechsel vom motorischen zum generatorischen Betriebszustand entspricht. Dass bei konstanter Drehzahl und unipolarem Strom nur durch Wahl des Bestromungszeitraums zwischen Motor- und Generatorbetrieb gewechselt werden kann, ist ein weiteres Charakteristikum der Reluktanzmaschine.

2.2.2 Drehmomententwicklung

Für die im Folgenden stattfindenden Betrachtungen der Energien in der Phase einer Reluktanzmaschine wird der ohmsche Spannungsabfall vernachlässigt. Multipliziert man (2.6) mit dem Strom i und dem infinitesimalen Zeitintervall dt , ergibt sich mit (2.7) für die in diesem Intervall erfolgte Änderung der elektrischen Energie:

$$dW_{\text{elec}} = i \frac{\partial \Psi(i, \theta)}{\partial i} di + i \frac{\partial \Psi(i, \theta)}{\partial \theta} d\theta \quad (2.8)$$

Größe	Symbol	Wert
Statorpolzahl	N_s	12
Rotorpolzahl	N_r	8
Phasenzahl	N_{ph}	3
Windungen pro Pol	w	108
Verschaltung der Pole		parallel
Stacklänge	l_{stk}	300 mm
Statoraußendurchmesser	D_s	112 mm
Rotordurchmesser	D_r	82 mm

Tabelle 2.2: Kenndaten der Beispielmachine

Diese Änderung ist identisch mit der Summe der Änderungen der magnetischen und mechanischen Energie der Phase.

$$dW_{\text{elec}} = dW_{\text{mag}} + dW_{\text{mech}} \quad (2.9)$$

Des Weiteren gelten allgemein für die magnetische Energie und das Drehmoment einer Phase folgende Zusammenhänge:

$$dW_{\text{mag}} = \frac{\partial W_{\text{mag}}}{\partial i} di + \frac{\partial W_{\text{mag}}}{\partial \theta} d\theta \quad (2.10a)$$

$$M_{\text{em}} = \frac{dW_{\text{mech}}}{d\theta} \quad (2.10b)$$

Ein Vergleich von (2.9) mit (2.8) unter Berücksichtigung von (2.10) ergibt dann für das Drehmoment:

$$M_{\text{em}} = i \frac{\partial \Psi(i, \theta)}{\partial \theta} - \frac{\partial W_{\text{mag}}}{\partial \theta} \quad (2.11)$$

Für die Änderung der magnetischen Energie bei konstanter Rotorposition folgt analog:

$$dW_{\text{mag}}|_{\theta=\text{const}} = i d\Psi|_{\theta=\text{const}} \quad (2.12)$$

Die gesamte in der Phase gespeicherte magnetische Energie kann demzufolge für eine feste Rotorposition unter Kenntnis der Flussverkettungscharakteristik als Integral des Stroms über die Flussverkettung berechnet werden.

$$W_{\text{mag}}(i, \theta) = \int_0^{\Psi} i d\Psi \Big|_{\theta=\text{const}} \quad (2.13)$$

(2.11) kann unter Verwendung der neu definierten *Koenergie* W_c weiter vereinfacht werden:

$$M_{\text{em}} = \frac{\partial}{\partial \theta} [i \Psi - W_{\text{mag}}(i, \theta)] = \frac{\partial W_c}{\partial \theta} \quad (2.14)$$

In Abb. 2.7 (links) sind die in einer Phase gespeicherte magnetische Energie W_{mag} und die damit assoziierte Koenergie W_c für einen Strom von 35 A bei einer Rotorposition von 90°el. hervorgehoben. Die Summe beider Energien ist stets die Fläche $i \Psi$. Die Trennungslinie entspricht der Funktion $\Psi(i, \theta = 90^\circ \text{el.})$. Im rechten Diagramm der Abbildung ist die Änderung der Koenergie aufgetragen für den Fall, dass der Rotor bei konstant gehaltenem Strom eine Bewegung von 90°el. nach 100°el. vollzieht. Nach (2.14) entspricht dies der Energiemenge, die in Form von mechanischer Arbeit auf den Rotor übergegangen ist.

In Abbildung 2.8 sind schematisch die möglichen Energieflüsse innerhalb eines geschalteten Reluktanzantriebs dargestellt. Die Pfade zwischen dem obersten Reservoir (Zwischenkreis) und dem mittleren (magnetische Energie) sind elektrischer Natur. Der Energieaustausch ist

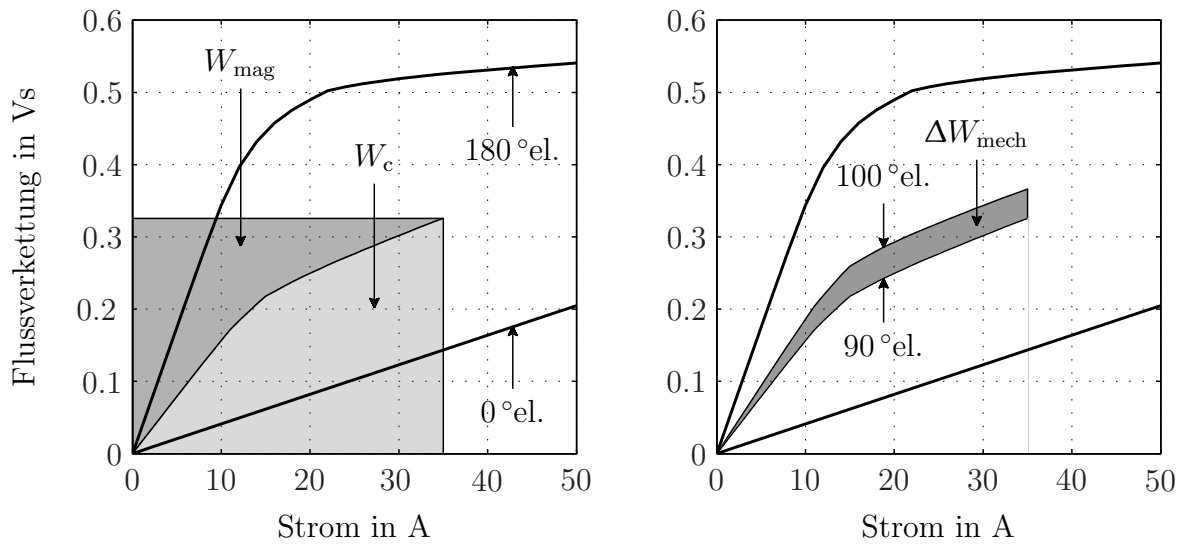


Abbildung 2.7: Magnetische Energie und zugehörige Koenergie (links) und Änderung der mechanischen Energie mit der Rotorposition (rechts)

je nach Vorzeichen der angelegten Phasenspannung in beiden Richtungen möglich. Der untere Teil repräsentiert den Übergang der in einer Phase gespeicherten magnetischen Energie auf den Rotor in Form von Drehmoment. Auch dieser Austausch ist bidirektional möglich, je nach Vorzeichen des Gradienten der Phaseninduktivität L_{ph} .

2.2.3 Energiewandlungsgrad

Während der Bestromungsdauer einer Phase findet ein andauernder Austausch von magnetischer und mechanischer Energie statt. In der Zeit vor dem Erreichen des Ausschaltzeitpunktes wird die von außen zugeführte elektrische Energie in magnetische Energie und mechanische Arbeit umgesetzt. Gleichzeitig wird die in der Phase gespeicherte magnetische Energie ebenfalls in mechanische Arbeit umgesetzt. Ist der Ausschaltzeitpunkt erreicht, wird die Phase mit negativer Zwischenkreisspannung abmagnetisiert und sowohl Flussverkettung als auch Strom auf Null reduziert. Während dessen wird der Phase wieder Energie entnommen. Wenn der Strom vor dem Erreichen der ausgerichteten Position erloschen ist, handelt es sich bei der zurückgewonnenen Energie ausschließlich um magnetische Energie.

Die bis zum Erreichen des Ausschaltzeitpunktes der Phase zugeführte elektrische Energie ist also stets größer als die tatsächlich in mechanische Arbeit überführte Energie. Ein Maß hierfür ist der Energiewandlungsgrad [10], welcher in (2.15) definiert ist.

$$\lambda_w = \frac{W_{mech}}{W_{elec}} \quad (2.15)$$

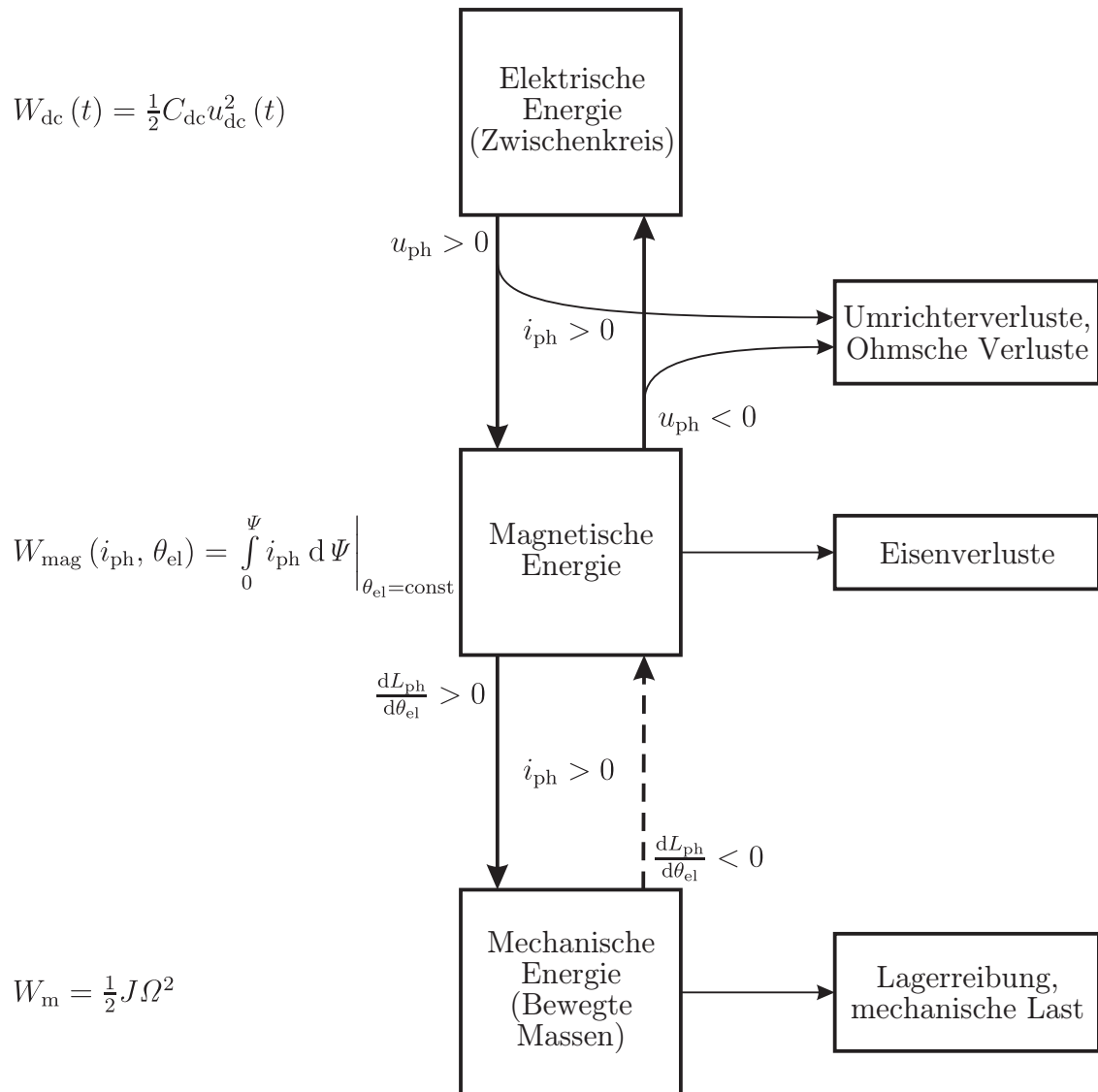


Abbildung 2.8: Schematische Darstellung der Transferwege zwischen den drei verschiedenen Energieformen

Die Maximierung dieser Größe ist ein wesentliches Ziel bei der Auslegung Geschalteter Reluktanzmaschinen, weil der wiederkehrende Austausch von magnetischer Energie zwischen Umrichter und Maschinenphase ohmsche Verluste verursacht und darüber hinaus erhöhte Anforderungen an die Größe der Zwischenkreiskapazität stellt. Durch den Betrieb der Maschine in Sättigung wird eine Maximierung des Energiewandlungsgrades erreicht, weil mit steigendem Strom die Flächenanteile von magnetischer Energie und Koenergie nicht mehr gleichermaßen ansteigen (Abb. 2.7). Stattdessen verschiebt sich das Flächenverhältnis zu Gunsten der Koenergie. Durch den Betrieb in Sättigung wird daher ein größerer Anteil der durch den Umrichter zugeführten Energie in Drehmoment umgesetzt als im ungesättigten Fall, sodass für die gleiche mechanische Leistung die Anforderungen an die Umrichterscheinleistung sinken [11].

Die Besonderheit, dass die Phasen dieses Maschinentyps immer vollständig entmagnetisiert werden, kann zur Bestimmung des mittleren elektromagnetischen Drehmomentes genutzt werden, wobei die Charakteristik der Maschine unbekannt sein kann [2]. Hierbei wird die elektrische Leistung der Phase über eine elektrische Periode integriert. Der Wert dieses Integrals entspricht nach Abzug der ohmschen Verluste der verrichteten mechanischen Arbeit.

2.3 Umrichtertopologie und grundlegende Steuerungsverfahren

Je nach Vorgabe eines positiven oder negativen Drehmoments müssen die Phasen einer geschalteten Reluktanzmaschine eingeschaltet werden, wenn sich der Rotor der ausgerichteten Position nähert oder von ihr entfernt. Eine Bestromung der Phasen in der jeweils anderen Hälfte der elektrischen Periode ist in jedem Falle unerwünscht. Diese Anforderung resultiert aus dem in Abb. 2.6 gezeigten zeitlichen Verlauf der induzierten Gegenspannung. Aus diesem Grund sind die Stränge dieses Maschinentyps normalerweise nicht im Stern oder Dreieck verschaltet, sondern mit beiden Anschlussdrähten zum Umrichter herausgeführt, sodass jede Phase maschinenseitig von den anderen vollständig elektrisch entkoppelt ist. Infolgedessen sind die klassischen Wechselrichtertopologien, wie sie heutzutage für Drehfeldmaschinen weit verbreitet sind, für die Verwendung mit geschalteten Reluktanzmaschinen ungeeignet.

2.3.1 Umrichtertopologie

Eine häufig eingesetzte Umrichtertopologie, welche eine vollständig unabhängige Ansteuerung jeder einzelnen Maschinenphase ermöglicht, ist die *Asymmetrische Halbbrücke*. Ihr einphasiges Ersatzschaltbild mit allen möglichen Schaltzuständen ist in Abb. 2.9 dargestellt. In der vorliegenden Arbeit wird von der Verwendung dieser Umrichterschaltung ausgegangen.

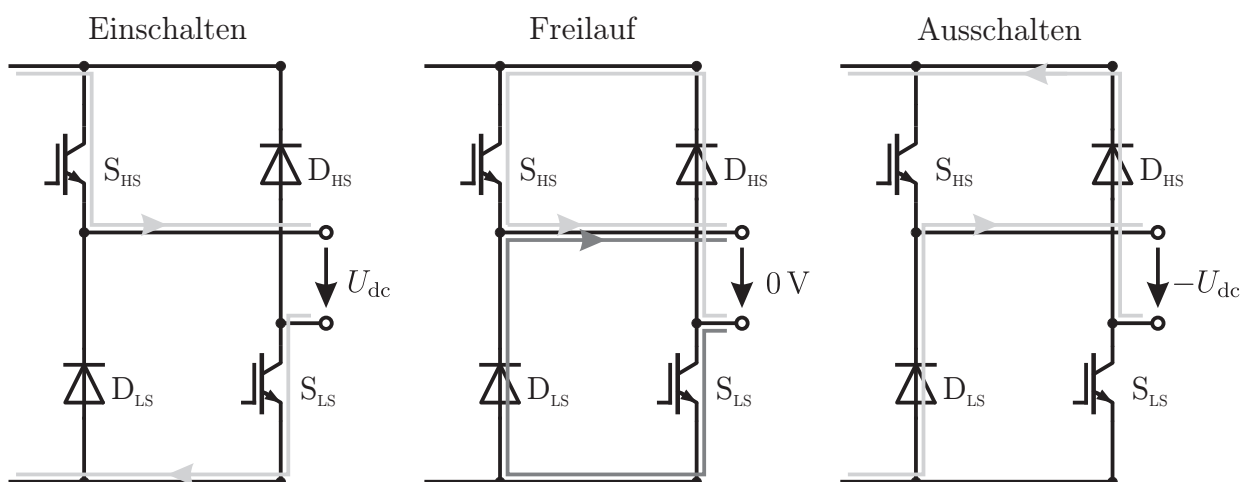


Abbildung 2.9: Asymmetrische Halbbrücke (einphasig) mit möglichen Schaltzuständen

Diese Topologie ermöglicht einen ausschließlich unipolaren Stromfluss im Strang der Maschine. Die Polarität der Leistung wird daher durch das Vorzeichen der Klemmenspannung vorgegeben, welche näherungsweise die drei Zustände U_{dc} , 0 V und $-U_{dc}$ annehmen kann. Hierbei sind die Spannungsabfälle an den Leistungshalbleitern zunächst vernachlässigt.

Der Freilaufzustand kann wahlweise über den oberen oder den unteren Brückenast etabliert werden. Dies wird in einigen Antrieben dazu genutzt, die Verlustleistung während des gepulsten Betriebs gleichmäßig auf die beteiligten Schalter und Dioden aufzuteilen, indem bei jedem erneuten Eintritt in einen Freilaufzustand der leitende Zweig gewechselt wird.

Neben der hier vorgestellten Standard-Topologie existiert eine Vielzahl verschiedener Umrichtertopologien, die zum Teil stark in der Flexibilität der Phasensteuerung variieren. In Abschnitt 3.2 erfolgt eine Zusammenstellung und Klassifizierung einiger veröffentlichter Umrichtertopologien, welche unter verschiedenen Zielsetzungen entwickelt wurden und teilweise erheblich von der Topologie der asymmetrischen Halbbrücke abweichen. Im Mittelpunkt der vorgestellten Untersuchungen steht dabei häufig eine Reduktion der Anzahl der schaltenden Bauteile oder die Verkleinerung der Zwischenkreiskapazität.

2.3.2 Steuerungsverfahren

Bei geschalteten Reluktanzantrieben besteht, wie bei den klassischen Antriebssystemen die Notwendigkeit, die Spannung der aktiven Phase so zu regeln, dass der Phasenstrom den zulässigen Bereich nicht dauerhaft überschreitet. Dabei ist insbesondere im Grunddrehzahlbereich der Tatsache Rechnung zu tragen, dass die induzierte Gegenspannung klein ist gegenüber der Zwischenkreisspannung und in Folge dessen hohe Stromsteilheiten auftreten. Im Bereich der Nenndrehzahl und darüber hinaus wird die induzierte Gegenspannung so groß, dass der Phasenstrom nicht mehr aktiv geregelt oder begrenzt werden muss. Man

spricht in diesem Bereich daher vom Einzelpulsbetrieb, bei dem die Stromhöhe nur noch über die Wahl des Einschaltwinkels θ_{ein} beeinflusst wird. Je nach Anwendungsfall und implementierter übergeordneter Regelung können zahlreiche verschiedene Spannungs- oder Stromregelverfahren eingesetzt werden, von denen die beiden grundlegendsten in diesem Abschnitt erläutert werden.

Ein Alleinstellungsmerkmal der geschalteten Reluktanzmaschine gegenüber den klassischen Drehfeldmaschinen ist die Tatsache, dass eine Maschinenphase nur während eines Teils einer elektrischen Periode Strom führt und den Rest der Zeit inaktiv ist. Der Winkelbereich, in dem die Phase aktiv ist, wird begrenzt durch den Einschaltwinkel θ_{ein} und den Ausschaltwinkel θ_{aus} . Befindet sich der Rotor, bezogen auf die betrachtete Phase, zwischen diesen beiden Positionen, ist das Strangfreigabesignal s_{SF} für die betreffende Phase gesetzt (2.16).

$$s_{\text{SF}} = \begin{cases} 1 & \text{für } \theta_{\text{ein}} \leq \theta_{\text{el}} < \theta_{\text{aus}} \\ 0 & \text{sonst} \end{cases} \quad (2.16)$$

2.3.2.1 Stromtoleranzbandregelung

Ein weit verbreitetes Verfahren zur Ansteuerung der Phasen einer geschalteten Reluktanzmaschine ist die Stromtoleranzbandregelung. Bei diesem Verfahren wird der gemessene Phasenstrom mit vordefinierten Schaltschwellen verglichen und die asymmetrische Halbbrücke in einen der drei möglichen Zustände geschaltet. In Abb. 2.10 ist die Funktionsweise dieses Verfahrens skizziert. Die Distanz der Toleranzbandgrenzen zum eigentlichen Sollstrom ist durch Δi_{soll} repräsentiert. Diese wird je nach Ausgabewert des Vorzeichengliedes zum Sollstrom i_{soll} addiert oder subtrahiert und von diesem Ergebnis der Phasenstrom i_{ph} subtrahiert. Das Vorzeichen des Ergebnisses gibt Aufschluss darüber, ob der Strom oberhalb oder unterhalb des Toleranzbandes liegt oder vor der letzten Schalthandlung gelegen hat. Ein positives Vorzeichen muss daher ein Einschalten der Phase zur Folge haben, bei einem negativen Vorzeichen wird in den Freilauf gewechselt. Realisiert wird dies durch die logische Verknüpfung am Ende der Verarbeitungskette, bei der auch der Zustand der Strangfreigabe

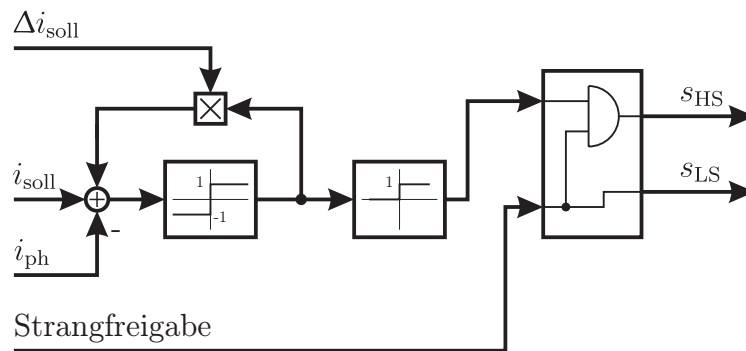


Abbildung 2.10: Prinzipschaltbild der Stromtoleranzbandregelung

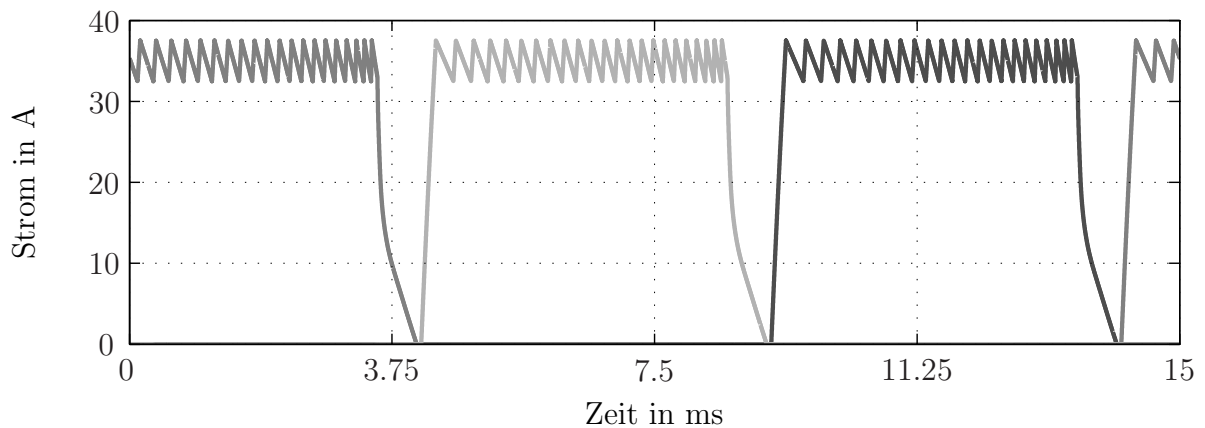


Abbildung 2.11: Phasenstromverlauf bei Toleranzbandregelung, $i_{\text{soll}} = 35 \text{ A}$, $\Delta i_{\text{soll}} = 2,5 \text{ A}$

berücksichtigt wird. Die Signale s_{HS} und s_{LS} sind direkt als Gate-Treiber-Signale verwendbar.

Diese Schaltung kann entweder vollständig analog als Komparatorschaltung aufgebaut werden, oder zeitdiskret in einem Microcontroller oder FPGA [12]. Bei der zeitdiskreten Variante muss jedoch sorgfältig auf eine ausreichend schnelle Abtastung der analogen Messgrößen geachtet werden, um den mitunter hohen Stromsteilheiten bei niedrigen Drehzahlen Rechnung zu tragen. Des Weiteren sieht die in Abb. 2.10 dargestellte Implementierung kein abwechselndes Schalten des Freilaufs über den oberen und den unteren Zweig der Halbbrücke vor. Um dies zu realisieren, müsste das Logikglied am Ausgang der Schaltung erweitert werden. Abb. 2.11 zeigt beispielhaft den Verlauf der Phasenströme bei Toleranzbandregelung.

2.3.2.2 Spannungssteuerung mittels Pulsweitenmodulation

Die Pulsweitenmodulation (PWM) ist kein Stromregelverfahren, sondern ein Verfahren zur Steuerung der mittleren Phasenspannung. Sie kommt sehr häufig zur Anwendung in dreh-

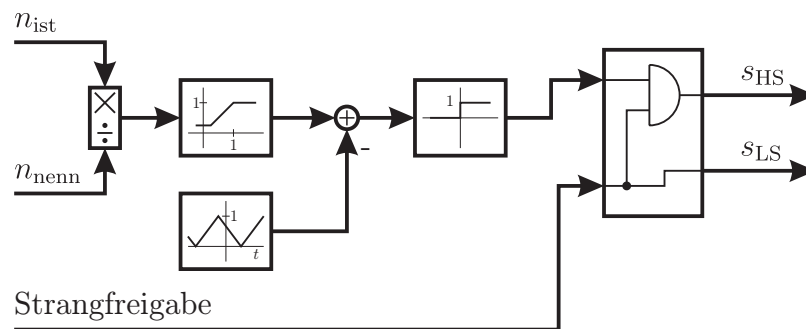


Abbildung 2.12: Prinzipschaltbild einer einfachen Pulsweitenmodulation

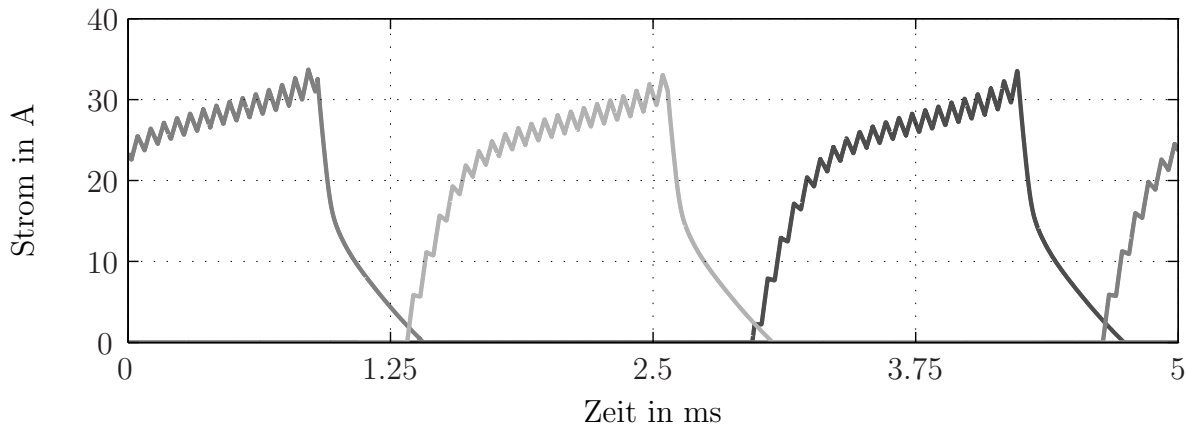


Abbildung 2.13: Phasenstromverlauf bei Pulsweitenmodulation: Schaltfrequenz $f_{sw} = 16 \text{ kHz}$, Tastgrad $a = 0,47$

zahlvariablen Antrieben mit klassischen Drehfeldmaschinen. Ihre Eigenschaft, dass sie unmittelbaren Einfluss auf die mittlere Phasenspannung gewährt, wird darüber hinaus in Antrieben mit geschalteter Reluktanzmaschine genutzt, um direkt die Flussverkettung der Phase zu regeln [3, 13, 14]. Hierbei wird der Tastgrad unter Berücksichtigung der Verluste jederzeit so berechnet, dass das Spannungs-Zeit-Integral der nächsten Abtastperiode einer gewünschten Flussverkettungsänderung entspricht.

Daneben eignet sich dieses Verfahren – aufgrund seiner sehr einfachen Implementierbarkeit auf digitalen Steuersystemen – für die Verwendung in vorwiegend stationär betriebenen Reluktanzantrieben. Ein Vorteil gegenüber der Toleranzbandregelung ist, dass auf analoge Steuerkreise vollständig verzichtet werden kann. Des Weiteren reduziert die feste Schaltfrequenz den Aufwand zur Filterung harmonischer Komponenten im Spektrum des Netzstromes (gegenüber der Stromtoleranzbandregelung) erheblich.

Abb. 2.12 zeigt eine einfache Variante der PWM für stationär betriebene Antriebe. Die lineare Abhängigkeit der induzierten Gegenspannung von der Drehzahl wird hier auf die Tastgradberechnung übertragen, indem der Quotient aus aktueller Drehzahl n_{ist} und Nenn-drehzahl n_{nenn} gebildet wird. Der so ermittelte Tastgrad muss bei sehr niedrigen Drehzahlen nach unten begrenzt werden, um den ohmschen Spannungsabfall in der Phase zu kompensieren. Bei dem hier gezeigten Beispiel handelt es sich um eine sehr einfache Implementierung, bei der nur der obere Schalter der asymmetrischen Halbbrücke mit dem Signal s_{HS} getaktet wird und der untere Schalter nur einmal pro elektrischer Periode über das Signal s_{LS} ein- und ausgeschaltet wird. Soll eine symmetrische Aufteilung der Verlustleistung auf beide Schalter der asymmetrischen Halbbrücke erfolgen, so ist eine entsprechend angepasste Schaltlogik zu verwenden, oder ein komplexeres PWM-Stellwerk, welches die Schalter alternierend ansteuert. In Abb. 2.13 sind die Phasenströme für den Fall der Ansteuerung mit Pulsweitenmodulation aufgetragen.

2.4 Anwendungsgebiete

Geschaltete Reluktanzantriebe werden heutzutage bereits in einigen industriellen Anwendungen sowie vereinzelt in Konsumgütern eingesetzt. Dennoch ist ihr Marktanteil gemessen an den klassischen Drehstrommotoren und Gleichstrommotoren vernachlässigbar klein. Dieser Umstand ist unter anderem damit zu begründen, dass ein hoher Anteil der industriellen Antriebe in der Prozessinfrastruktur angesiedelt ist, also als Motoren für Pumpen, Lüfter, Kompressoren, Förderbänder etc, die direkt netzgekoppelt sind und ohne Drehzahlregelung laufen. In diesem Kontext ist der für den Betrieb von geschalteten Reluktanzmaschinen unverzichtbare Antriebsumrichter zunächst aufgrund der höheren Investitionskosten als Nachteil zu verstehen.

Dennoch lassen sich gerade in diesem Anwendungsbereich durch den Einsatz von drehzahlgeregelten Antrieben die laufenden Kosten der Anlagen erheblich reduzieren. Das Einsparpotential bei den Energiekosten beträgt teilweise bis zu 50 % und liegt häufig schon im Bereich der Investitionskosten, sodass hier in Zukunft mit einem verstärkten Einsatz von drehzahlgeregelten Motoren mit Frequenzumrichtern zu rechnen ist [15, 16]. Antriebe mit geschalteter Reluktanzmaschine könnten im Zuge dessen wegen ihrer zahlreichen Vorteile verstärkt ins Blickfeld rücken.

3 Der Zwischenkreis in geschalteten Reluktanzantrieben – Auslegung und Minimierungsansätze

Die Hauptaufgabe des Zwischenkreises in geschalteten Reluktanzantrieben besteht in der Reduktion der Impedanz der Quellenanbindung. Es ist unmittelbar einsichtig, dass sich der Zwischenkreis immer weiter dem Verhalten einer idealen Spannungsquelle annähert, je größer seine Kapazität ist. Eine sehr steife Zwischenkreisspannung ist beispielsweise in Antriebssystemen erforderlich, bei denen das momentane Drehmoment durch Vorsteuerung der Flussverkettung geregelt wird. Welligkeiten in der Zwischenkreisspannung führen zu Fehlern in der gestellten Flussverkettung und somit im Drehmoment, welche dann – zu Lasten der Dynamik – durch nachgeschaltete Kompensationsglieder ausgeregelt werden müssen. Dem gegenüber existiert jedoch eine Vielzahl von Antrieben, welche über sehr lange Zeiträume in einem stationären Arbeitspunkt und aufgrund ausreichend großer Massenträgheit ohne besondere Ansprüche an die Welligkeit des abgegebenen Drehmoments betrieben werden. Diese oftmals rein motorischen Antriebssysteme sind demnach tolerant gegenüber einer weniger steifen Zwischenkreisspannung und können daher mit einer deutlich kleineren Zwischenkreiskapazität operieren. In allen folgenden Betrachtungen wird von einem rein motorischen Antrieb ausgegangen, dessen Spannungszwischenkreis über einen passiven Diodengleichrichter an die Quelle angeschlossen ist, sodass sich für einen Leistungsfluss vom Antrieb in Richtung Quelle eine unendlich hohe Impedanz ergibt.

Der erste Teil dieses Kapitels widmet sich der Auslegung des Zwischenkreises. Dabei wird in Abschnitt 3.1.1 zunächst untersucht, wie sich die Höhe der Zwischenkreisspannung auf die Belastung des Umrichters auswirkt und welche Randbedingungen bei der Bestimmung der Spannungshöhe beachtet werden müssen. Daran anschließend werden in Abschnitt 3.1.2 die Hauptursachen für die Entstehung von Welligkeiten der Zwischenkreisspannung identifiziert. In Abschnitt 3.1.3 erfolgt eine Analyse von ausgewählten Betriebspunkten, welche für die Auslegung der Zwischenkreiskapazität von besonderer Relevanz sind.

Im zweiten Teil des Kapitels erfolgt eine kurze Übersicht über die in der Literatur vorgestellten Methoden zur Reduktion der Zwischenkreiskapazität in geschalteten Reluktanzantrieben. Dieser Überblick erfolgt getrennt nach topologischen und regelungstechnischen Verfahren.

3.1 Auslegung

Im Folgenden werden die bei der Dimensionierung des Zwischenkreises wesentlichen Schritte beleuchtet. Beginnend mit einer Untersuchung des Einflusses der Zwischenkreisspannungshöhe, wird anschließend eine detaillierte Analyse der Lastpunkte im Betriebsbereich eines geschalteten Reluktanzantriebs durchgeführt, welche für die Bestimmung der minimal erforderlichen Zwischenkreiskapazität herangezogen werden können. Dieser Schritt erfolgt ausschließlich vor dem Hintergrund der Spannungswelligkeit als einziger Optimierungsgröße und deshalb unter der Annahme eines idealen verlustlosen Kondensators. Im Anschluss an diese Analyse wird eine kurze Übersicht über verschiedene Kondensatortechnologien gegeben, welche für die Verwendung im Zwischenkreis eines geschalteten Reluktanzantriebs in Frage kommen.

3.1.1 Spannungsniveau

Ein großer Teil der nicht dynamisch betriebenen Antriebe (Pumpen, Lüfter, Förderbänder) ist über Diodengleichrichter entweder an das einphasige oder dreiphasige Wechselstromnetz angeschlossen. Daraus folgt unmittelbar, dass die Höhe der Zwischenkreisspannung fest vorgegeben ist und im Auslegungsprozess des Antriebs keine Optimierungsgröße darstellt. Im dreiphasigen Fall beträgt die Zwischenkreisspannung 560 V und im einphasigen Fall 325 V. Da hierüber – ohne Verwendung weiterer DC/DC-Wandler – auch die Höhe der maximalen Phasenspannung des Motors vorgegeben ist, lässt sich die Leistung des Antriebs bei fester Drehzahl nur über die Höhe des Stroms einstellen.

In einigen Anwendungsfällen ist die Zwischenkreisspannung zunächst jedoch nicht durch äußere Umstände vorgegeben, sondern kann – in gewissen Grenzen – als Designparameter gewählt werden. Dies betrifft Anwendungen, die einen DC/DC-Wandler zwischen der Einspeisung und dem Antriebsumrichter erfordern. Beispiele hierfür sind batteriebetriebene Systeme und Antriebe, die zwischen Einspeisung und Umrichter große Entfernungen mittels Gleichspannungsübertragung überbrücken müssen. Bei diesen besteht grundsätzlich die Möglichkeit einer direkten Anbindung des Zwischenkreises an die Gleichspannungsübertragung, oder einer Anbindung mittels DC/DC-Wandler.

Bei überwiegend stationär im Nennpunkt betriebenen Antrieben ist es sinnvoll, die Höhe der Zwischenkreisspannung für diesen Betriebspunkt zu optimieren. Der Begriff Nennpunkt bedeutet in diesem Zusammenhang, dass der Antrieb bei Nenndrehzahl ein mittleres Drehmoment abgibt, welches dem Nenndrehmoment entspricht. Die Optimierung der Zwischenkreisspannung erfolgt im Anschluss an die magnetische Auslegung der Maschine, die ausschlaggebend für die Drehmomentbildung ist. Hier definieren der magnetische Fluss Φ und die Durchflutung Θ die Maschinencharakteristik. Durch die elektrische Verschaltung der Stränge und die Wahl der Windungszahl w wird dann die Zwischenkreisspannungshöhe

definiert. Darüber hinaus wird so auch maßgeblich die Stromform im Einzelpuls beeinflusst. Dabei ist das Ziel dieses Designschrittes, eine weitgehend blockförmige Stromform in der Maschinenphase zu etablieren, um ein möglichst großes Verhältnis vom entwickelten Drehmoment zum Effektivwert des Stroms zu erzielen. Der Phasenstrom sollte daher im Bereich ansteigender Induktivität einen horizontalen Verlauf annehmen [2, 17]. Diese Bedingung impliziert, dass die induzierte Gegenspannung und die Phasenspannung im Nennpunkt gleich groß sein müssen.

Das magnetische Verhalten einer geschalteten Reluktanzmaschine wird – unter Vernachlässigung magnetischer Kopplung zwischen Phasen – vollständig durch zwei charakteristische Funktionen beschrieben:

$$M_{\text{em}}(\Phi, \theta_m) \quad (3.1a)$$

$$\Phi(\Theta, \theta_m) \quad (3.1b)$$

mit Φ als dem magnetischen Fluss im Eisen und Θ als der magnetischen Durchflutung. Abb. 3.1 zeigt beispielhaft einen Teil der in (3.1b) gegebenen Charakteristik für drei verschiedene Durchflutungen. Die Höhe der für das Drehmoment M_{em} notwendigen Durchflutung folgt aus (3.1a). Die in Abb. 3.1 gezeigten Flusskennlinien gelten jeweils für eine konstante Durchflutung und damit für einen konstanten Phasenstrom. Wenn also im Bereich ansteigender Induktivität ein konstanter Strom gestellt werden soll, muss die Flussverkehlung entsprechend dem Verlauf der zugehörigen Trajektorie in diesem Positionsbereich gestellt werden. Welche Trajektorie im Nennpunkt zum Erreichen des geforderten mittleren Nennmomentes gestellt werden muss, ergibt sich aus der Umkehrfunktion von (3.1a). Unter Vernachlässigung des ohmschen Widerstandes gilt für den Fluss:

$$\Phi = \frac{1}{w} \int u_{\text{ph}} dt \approx \frac{\bar{u}_{\text{dc}}}{w} \int s(t) dt, \quad (3.2)$$

mit w als Windungszahl, u_{ph} als Phasenspannung, $\bar{u}_{\text{dc}}$ als mittlerer Zwischenkreisspannung und $s(t)$ als Schaltfunktion mit den drei möglichen Werten 1, 0 und -1 . Da bei den hier betrachteten Reluktanzantrieben im Nennpunkt die Strategie verfolgt wird, den Umrichter im Einzelpuls zu betreiben, um Schaltverluste zu reduzieren, nimmt $s(t)$ dort den Wert 0 nicht an. Daraus folgt, dass im Nennpunkt die volle Zwischenkreisspannung zum Aufbau des Flusses in der Maschine genutzt wird. (3.2) kann für den Zustand des Aufmagnetisierens im Einzelpulsbetrieb wie folgt umgeschrieben werden:

$$\frac{\bar{u}_{\text{dc}}}{w} = \left. \frac{d\Phi}{dt} \right|_{M_{\text{em}}=M_{\text{nenn}}} = \omega \left. \frac{d\Phi}{d\theta} \right|_{M_{\text{em}}=M_{\text{nenn}}}, \quad (3.3)$$

mit ω als der elektrischen Kreisfrequenz. Aus (3.3) folgt, dass bei gegebener Nenndrehzahl das Verhältnis von Zwischenkreisspannung zu Windungszahl so gewählt werden sollte, dass bei Anlegen der vollen Zwischenkreisspannung die resultierende Änderung des Flusses ge-

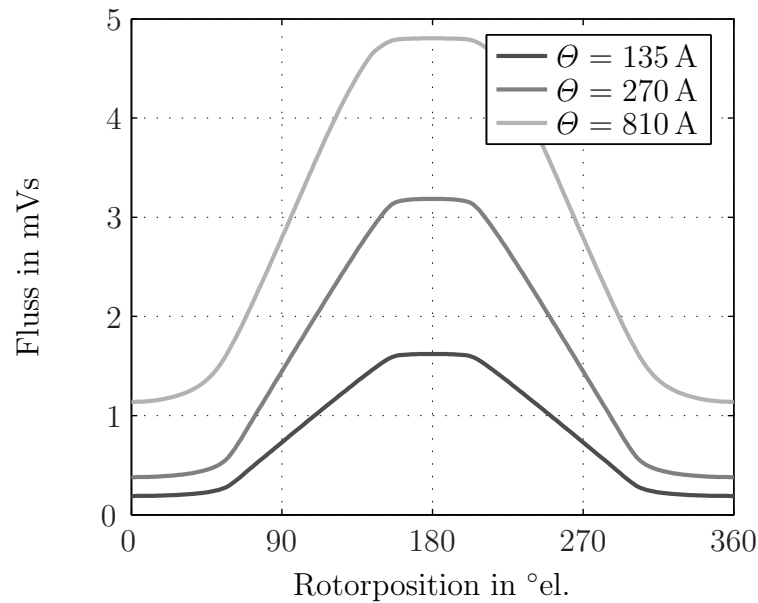


Abbildung 3.1: Magnetischer Fluss als Funktion der Rotorposition mit der Durchflutung als Parameter

nau der maximalen Steigung aus Abb. 3.1 für das geforderte Nenndrehmoment entspricht. Gleichmaßen ist über das Nennmoment und (3.1) die Höhe des Phasenstroms in Abhängigkeit der Windungszahl definiert.

$$i_{\text{ph}} = N_{\text{p,par}} \frac{\Theta}{w} \quad (3.4)$$

$N_{\text{p,par}}$ bezeichnet hier die Anzahl der zu einer Phase parallel verschalteten Wicklungen, da die Maschinencharakteristik aus (3.1) auf einen Statorzahn bezogen ist.

In Abb. 3.2 ist die Abhängigkeit der Zwischenkreisspannung und des Phasenstroms von der Windungszahl der Maschine aufgetragen. Die magnetische Auslegung und somit auch die Drehmomentbildung bleiben unangetastet. Die Windungszahl kann demnach als Auslegungsparameter so gewählt werden, dass sich für den Gesamtantrieb ein Optimum einstellt. Dabei gilt es, die in den folgenden beiden Unterpunkten zusammengefassten Randbedingungen zu beachten.

3.1.1.1 Maschinenseitige Randbedingungen

In erster Näherung ist die Stromdichte in den Wicklungen und damit die Verlustleistungsdichte unabhängig von der gewählten Windungszahl, unter der idealisierten Voraussetzung, dass der Kupferfüllfaktor gleich bleibt. Die Windungszahl in der Maschine kann daher theoretisch frei gewählt werden. Allerdings sind dieser durch verschiedene geometrische und elektromagnetische Effekte Grenzen gesetzt.

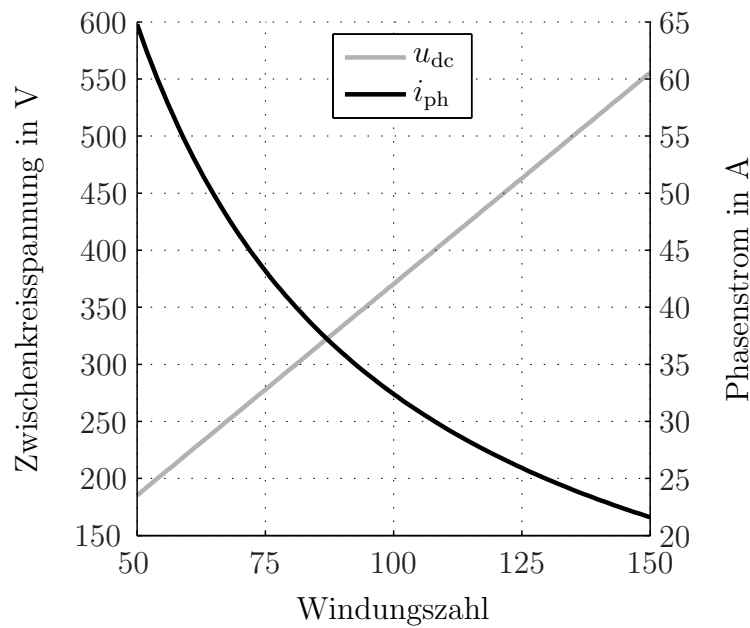


Abbildung 3.2: Zwischenkreisspannung und Phasenstrom als Funktion der Windungszahl für ein konstantes Nenndrehmoment

Geometrieeffekte

In einer unendlich großen Querschnittsfläche, welche von kreisrunden Drähten orthogonal durchsetzt wird, ist der Flächenfüllfaktor dieser Drähte unabhängig von ihrem Durchmesser. In den räumlich begrenzten Nuten einer Reluktanzmaschine treten jedoch Randeffekte auf, die dazu führen, dass für kleinere Windungszahlen – und damit größere Drahtdurchmesser – der Füllfaktor abnimmt. Des Weiteren wird für sehr hohe Windungszahlen das Verhältnis der Kupferfläche zur Dicke der Drahtisolation schlechter, wodurch der Füllfaktor ebenfalls reduziert wird.

Isolation

Aus mechanischen und elektrischen Gründen ist der Nutgrund in der Maschine häufig mit Isolationspapier ausgekleidet. Bei höheren Windungszahlen und damit einhergehenden höheren Zwischenkreisspannungen muss die Isolation der Wicklung gegenüber dem Stator erhöht werden, was mit einer Erhöhung der Papierdicke einhergeht. Typische Werte für die Dicke des Isolationspapiers liegen bei NOMEX[®] zwischen 50 μm und 760 μm [18]. Die Konsequenzen für die thermische Ankopplung an den Stator und den Gesamtfüllfaktor müssen dabei berücksichtigt werden [19].

Wirbelstromverluste

Bei sehr kleinen Windungszahlen wird der Drahtdurchmesser so groß, dass Wirbelstromverluste und Stromverdrängungseffekte erheblichen Einfluss auf die Kupferverluste der Wick-

lung nehmen können. Dieser Tatsache kann jedoch durch die Verwendung geeigneter Drahtgeometrien Rechnung getragen werden. In [20] wurden der Einfluss der Leitergeometrie und -anordnung innerhalb der Statornut auf die Verluste innerhalb der Maschinenwicklungen detailliert untersucht und entsprechende Leitlinien für die Auslegung der Wicklungen ausgearbeitet.

3.1.1.2 Umrichterseitige Randbedingungen

Bei der Bestimmung der optimalen Zwischenkreisspannung ergeben sich für die Auslegung des Umrichters folgende Konsequenzen.

Leitverluste in Leistungshalbleitern

Bei Verwendung von IGBTs wirkt sich eine höhere Zwischenkreisspannung aufgrund des dadurch reduzierten Stroms positiv auf die Leitverluste in den Schaltern aus. Die Durchlassspannung dieser Bauelemente steigt nicht proportional zur Sperrspannung, weshalb auch ein Sprung zur nächst höher gelegenen Sperrspannungsklasse von Vorteil sein kann [21].

Schaltverluste in Leistungshalbleitern

Bei Antrieben für stationäre Lasten, welche dauerhaft im Nennpunkt arbeiten und nur beim Ein- und Abschalten den Grunddrehzahlbereich durchfahren, wird der Einzelpulsbetrieb angestrebt, da für diesen die Schaltverluste in den Leistungshalbleitern minimal sind. Pro elektrischer Periode finden in einer Phase nur noch zwei Schaltvorgänge statt – ein Einschaltvorgang, der strom- und damit weitgehend verlustlos ist und ein Ausschaltvorgang bei vollem Strom. Die Schaltverluste in den Leistungsschaltern steigen näherungsweise linear mit der Abschaltspannung an. Jedoch kann es hier im Übergangsbereich zu einer Kompensation durch die kleineren Abschaltströme kommen. Typische Ausschaltenergien liegen für den hier betrachteten Lastfall im Bereich zwischen 1 und 2 mJ. Bei Nenndrehzahl mit einer elektrischen Grundfrequenz von $f_{el} = 700$ Hz, entspricht dies Verlustleistungen von 0,7 W bis 1,4 W.

Isolation

Mit höher werdender Zwischenkreisspannung wachsen die Anforderungen an die Isolationsabstände innerhalb der Umrichterschaltung. Diese können entweder durch zusätzliche Versiegelungsmaßnahmen wie Lackieren oder Vergießen oder durch geometrische Maßnahmen erfüllt werden. Beides kann sich sowohl auf die Baugröße als auch auf die Kühlleistung und damit auf die Leistungsdichte auswirken.

Quellenanbindung

Bei einer Anbindung des Zwischenkreises an die Einspeisung über lange DC-Kabel, wie es bei Tauchpumpen der Fall sein kann, sind höhere Zwischenkreisspannungen aus zwei Gründen vorteilhaft. Der auf diese Weise reduzierte Zuleitungsstrom führt einerseits zu reduzierten ohmschen Verlusten in der Zuleitung. Zum anderen wird auf diese Weise die Energie in der Induktivität der Zuleitung minimiert. Wie in Abschnitt 3.1.3 gezeigt wird, können gerade diese magnetischen Energien in einigen Betriebspunkten zu starken Spannungsüberhöhungen im Zwischenkreis führen, wodurch im schlimmsten Fall die Leistungsschalter zerstört werden können. Diese und weitere Ursachen für Welligkeiten in der Zwischenkreisspannung werden im Folgenden näher beleuchtet.

3.1.2 Entstehungsursachen für Welligkeiten der Zwischenkreisspannung

Die Hauptaufgabe des Zwischenkreiskondensators in elektrischen Antriebssystemen ist die Stabilisierung der Gleichspannung, das heißt die Minimierung von Spannungsschwankungen. Im Falle des geschalteten Reluktanzantriebs bedeutet dies, die zeitlich stark fluktuierende Leistungsaufnahme der asymmetrischen Halbbrücke zu kompensieren und den Umrichter auf diese Weise von der eventuell impedanzbehafteten Einspeisung zu entkoppeln. Je nach Beschaffenheit der Einspeisung kann es zudem erforderlich sein, periodische oder transiente Spannungsschwankungen der vorgeschalteten Spannungsquelle zu dämpfen.

In diesem Abschnitt werden verschiedene Arbeitspunkte eines geschalteten Reluktanzantriebs im Hinblick auf ihre Auswirkungen auf das Verhalten der Zwischenkreisspannung analysiert. Dabei wird der sowohl der Betrieb mit Stromtoleranzbandregelung, als auch mit PWM-basierter Spannungsregelung vom Stillstand bis Nenndrehzahl betrachtet.

3.1.2.1 Startverhalten

Der Start eines Reluktanzantriebs aus dem Stillstand erfolgt bei Toleranzbandregelung üblicherweise mit Nennstrom. Abhängig vom Losbrechmoment der Last kann jedoch auch mit reduziertem Strom angefahren werden. Da die Gegenspannung im Stillstand Null ist, erfolgt das Anfahren nahezu leistunglos. Dennoch ergibt sich für die Quelle eine sich wiederholende, pulsformige Strombelastung, da die ohmschen Verluste innerhalb der Maschinenphase kompensiert werden müssen. Falls der Zwischenkreis über Filterdrosseln an das Netz angeschlossen ist, welche vor dem Start keinen Strom führen, wird die Zwischenkreisspannung entsprechend kurzzeitig absinken. Im Anschluss an den initialen Stromaufbau in der Phase

wird diese in den Freilauf geschaltet. In der Folge muss der bis dahin in der Zuleitungsinduktivität aufgebaute Strom auf den Zwischenkreis kommutieren, wodurch die Spannung in diesem ansteigt.

Das Anfahren mit Pulsweitenmodulation ist für die Zwischenkreisspannung mit einem geringeren Einbruch verbunden, da zu Beginn der Leitphase die Strompulse eine geringere Höhe aufweisen und den Zwischenkreis weniger schnell entladen. Eine detaillierte Betrachtung des Einflusses auf die Zwischenkreisdimensionierung erfolgt in Abschnitt 3.1.3.1.

3.1.2.2 Betrieb im Grunddrehzahlbereich bis Nenndrehzahl

Der Grunddrehzahlbereich ist gekennzeichnet durch eine vergleichsweise geringe Gegenspannung und eine damit verbundene pulsformige Stromentnahme aus dem Zwischenkreis. Gleichzeitig wird durch die periodisch stattfindenden Kommutierungsvorgänge zwischen aufeinander folgenden Phasen regelmäßig Energie in den Zwischenkreis zurück gespeist, welche dort zu einem Anstieg der Spannung führt. Die in der Phase vor dem Abschalten gespeicherte magnetische Energie kann für eine feste Rotorposition nach Gleichung (2.13) berechnet werden. Für sehr niedrige Drehzahlen kann die Annahme getroffen werden, dass die Rotorposition während des Abmagnetisierens konstant ist, sodass diese Energie nahezu vollständig der Phase entnommen werden muss.

Hin zu höheren Drehzahlen wird der Anteil der Energie, der tatsächlich in den Zwischenkreis zurück fließt, geringer, da das Abmagnetisieren über einen größeren Bereich stattfindet. Der während dieser Zeit in der Phase vorhandene Strom kann daher noch über einen

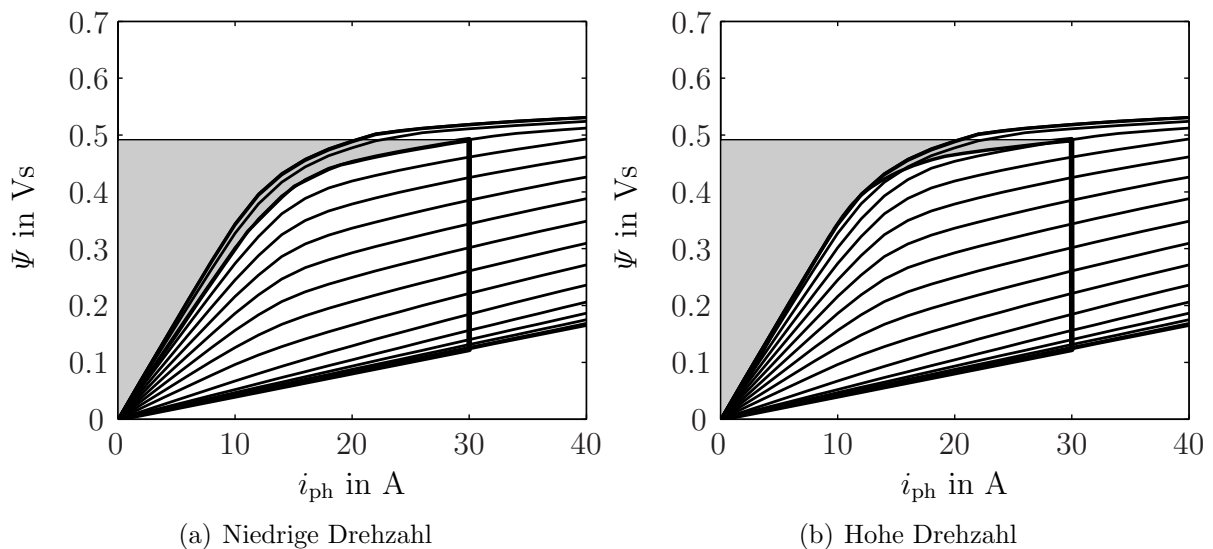


Abbildung 3.3: Magnetische Energie beim Abschalten einer Phase bei niedriger und hoher Drehzahl, beide bei $\theta_{\text{aus}} = 140^\circ \text{el}$.

längeren Zeitraum zur Drehmomententwicklung beitragen. Im Ersatzschaltbild einer Phase (Abb. 2.3) wird dieser Sachverhalt durch die Spannungsquelle e verdeutlicht, welche beim Abschalten in Reihe mit der Zwischenkreisspannung liegt. Diese übernimmt, entsprechend der Höhe der induzierten Spannung einen Teil der Abmagnetisierungsleistung, sodass ein Teil der zu Beginn des Abschaltens gespeicherten magnetischen Energie in mechanische Arbeit umgesetzt wird und nicht vollständig in den Zwischenkreis zurück fließt.

In Abbildung 3.3 sind die magnetischen Energien, welche nach dem Abmagnetisieren einer Phase in den Zwischenkreis zurück geflossen sind, als graue Flächen in der Koenergieschleife hervorgehoben. Im Falle der niedrigen Drehzahl (Abb. 3.3(a)) ist diese Fläche etwas größer als bei Nenndrehzahl (Abb. 3.3(b)). Demnach ist während der Kommutierung bei niedrigen Drehzahlen ein etwas stärker ausgeprägtes Ansteigen der Zwischenkreisspannung zu beobachten als bei höheren Drehzahlen.

3.1.3 Dimensionierung der Zwischenkreiskapazität

Bei der Dimensionierung der Zwischenkreiskapazität ist die wesentliche Optimierungsgröße die maximal zulässige Welligkeit der Zwischenkreisspannung. Dabei können, je nach Anwendung, die Anforderungen an die Steifigkeit der Zwischenkreisspannung erheblich variieren. Bei Antrieben, in denen eine dynamische Drehmomentregelung oder eine hochgenaue sensorlose Positionserfassung implementiert werden soll, ist eine wesentlich steifere Zwischenkreisspannung nötig, als in eher stationär betriebenen, rein motorischen Anwendungen, wie beispielsweise Gebläse- oder Pumpenantrieben. Das Maß für die Welligkeit der Zwischenkreisspannung kann als relative Größe dargestellt werden:

$$u_{\text{dc, well}} = \frac{\max(|u_{\text{dc, max}} - \bar{u}_{\text{dc}}|, |u_{\text{dc, min}} - \bar{u}_{\text{dc}}|)}{\bar{u}_{\text{dc}}} \quad (3.5)$$

Im Folgenden werden Vorgehensweisen für die Dimensionierung der minimal erforderlichen Zwischenkreiskapazität unter dem Gesichtspunkt der Spannungswelligkeit hergeleitet, wobei die drei Lastfälle des Einschaltvorgangs im Stillstand, der Kommutierung im Grunddrehzahlbereich und des Einzelpulsbetriebs bei Nenndrehzahl analysiert werden. Bei den nachfolgenden Betrachtungen gilt zudem die Grundannahme, dass der Antrieb über eine Diode aus einer Gleichspannungsquelle versorgt wird, sodass deren Impedanz in Rückspeisrichtung unendlich groß ist. Darüber hinaus wird die Gleichspannungsquelle als ideal steif angenommen.

Wie sich im weiteren Verlauf der Untersuchungen zeigen wird, hat die Beschaffenheit der Einspeisung einen signifikanten Einfluss auf die Welligkeit der Zwischenkreisspannung. Ist der Umrichter niederinduktiv an ein steifes Netz angeschlossen, so ist die Zwischenkreisspannung nach unten stabil, solange die zulässigen Netzströme nicht überschritten werden. Sind jedoch Filterinduktivitäten vorgeschaltet, um die Qualität des Netzstroms zu verbessern,

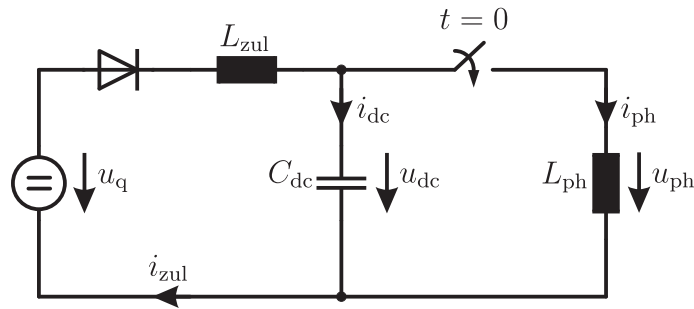


Abbildung 3.4: Ersatzschaltbild für das initiale Einschalten im stromlosen Zustand

kann es zu kurzzeitigen Spannungseinbrüchen kommen, wenn vom Umrichter pulsformige Ströme aus dem Zwischenkreis entnommen werden. Davon sind ebenfalls Anwendungen betroffen, bei denen der Zwischenkreis über lange Gleichspannungs-Koaxialkabel, die ebenfalls ein induktives Verhalten aufweisen, an den Gleichrichter angeschlossen ist. Daher wird bei den Betrachtungen der beiden Lastfälle des Einschaltvorgangs und des Einzelpulsbetriebs der Einfluss der Zuleitungsinduktivität untersucht und über die Größe L_{zul} im Ersatzschaltbild modelliert, wie es Abb. 3.4 zu entnehmen ist. Demgegenüber wird im Abschnitt 3.1.3.2 eine isolierte Betrachtung des Einflusses des Kommutierungsvorganges auf die Zwischenkreisspannung vorgenommen. Um eine weitgehend von anderen Effekten entkoppelte Untersuchung zu ermöglichen, wird dort eine idealisierte Diodeneinspeisung ohne Zuleitungsinduktivität angenommen.

3.1.3.1 Lastfall: Einschaltvorgang im Stillstand

Stromtoleranzbandregelung

Das erstmalige Einschalten im Stillstand bei stromloser Quellenimpedanz L_{zul} kann vereinfacht mithilfe des in Abbildung 3.4 dargestellten L-C-L-Ersatzschaltbildes analysiert werden. Ferner wird angenommen, dass der Rotor still steht und die Induktivität L_{ph} der Phase konstant bleibt. Ohmsche Verluste in der Phase werden vernachlässigt, die induzierte Gegenspannung ist im Stillstand gleich Null und Sättigung kann im Bereich der unausgerichteten Position ebenfalls vernachlässigt werden. Bevor die Phase zum Zeitpunkt $t = 0$ eingeschaltet wird, sind alle Induktivitäten stromlos, und die Zwischenkreiskapazität ist auf den Wert der Quellenspannung u_q aufgeladen. Zum Zeitpunkt $t = 0$ beginnt der Kondensator C_{dc} , sich über L_{ph} zu entladen, wobei sich eine Schwingung der Zwischenkreisspannung gemäß der Differentialgleichung (3.6) ausprägt.

$$\frac{d^2 u_{dc}(t)}{dt^2} + \frac{1}{C_{dc}} \left(\frac{1}{L_{zul}} + \frac{1}{L_{ph}} \right) u_{dc}(t) = \frac{u_q}{L_{zul} C_{dc}} \quad (3.6)$$

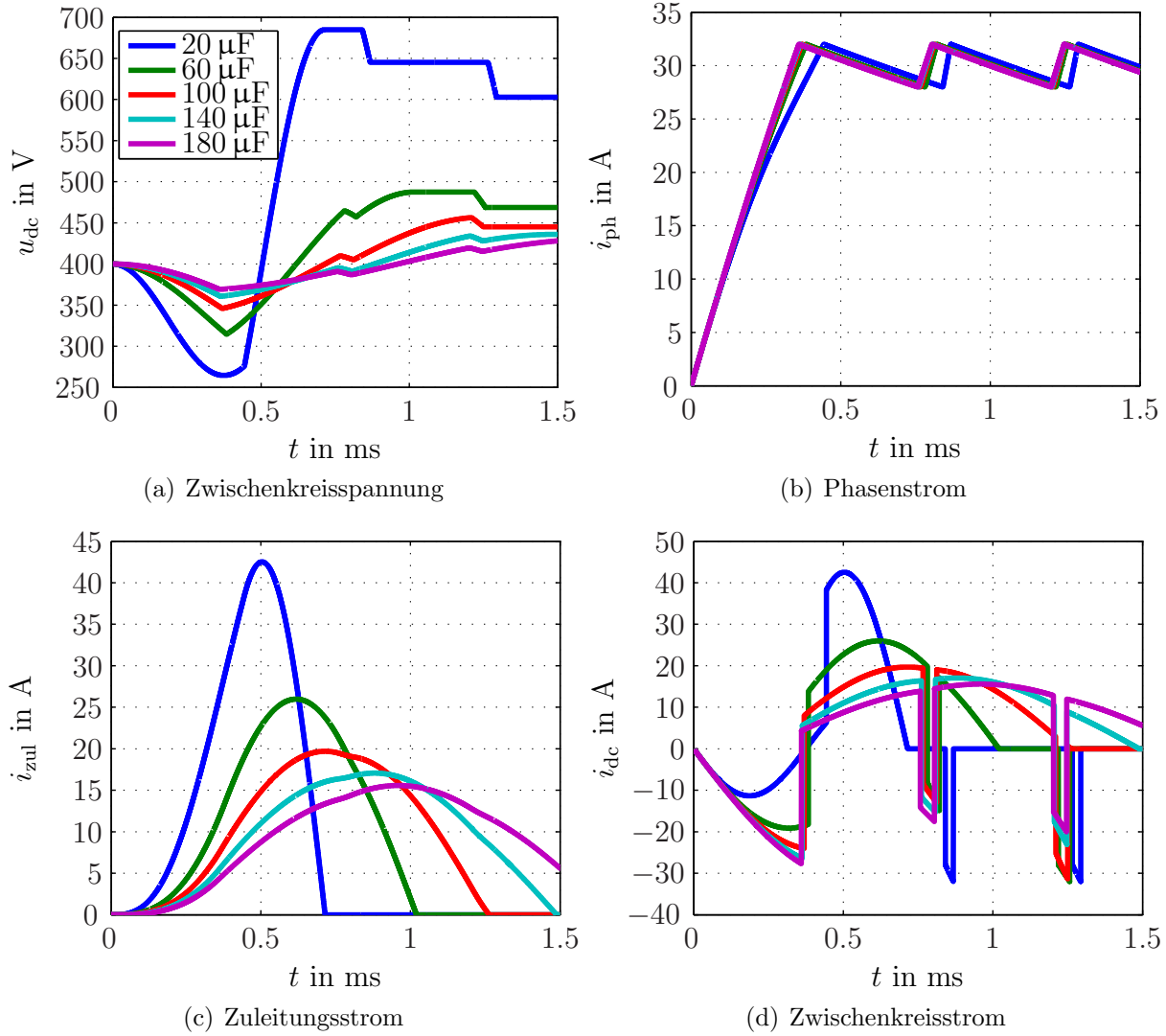


Abbildung 3.5: Stromtoleranzbandregelung: Zwischenkreisspannung, Phasenstrom, Zuleitungsstrom und Zwischenkreisstrom beim Einschalten mit C_{dc} als Parameter, bei $n = 0$, $u_q = 400 \text{ V}$, $L_{zul} = 0.9 \text{ mH}$ und $L_{ph} = 4.5 \text{ mH}$

$L_{\text{zul}}/L_{\text{ph}}$	0	0.25	0.5	0.75	1
$u_{\text{dc, min, theor}}/u_{\text{q}}$	1	0.6	0.333	0.143	0

Tabelle 3.1: Relatives theoretisches Minimum der Zwischenkreisspannung beim Einschalten für verschiedene Induktivitätsverhältnisse

Die Lösung dieser Differentialgleichung für den zeitlichen Verlauf der Zwischenkreisspannung ergibt

$$u_{\text{dc}}(t) = u_{\text{dc, gleich}} + \hat{u}_{\text{dc, wechsel}} \cos(\omega_{\text{res}} t), \quad (3.7)$$

mit

$$u_{\text{dc, gleich}} = u_{\text{q}} \frac{L_{\text{ph}}}{L_{\text{ph}} + L_{\text{zul}}}, \quad (3.8)$$

$$\hat{u}_{\text{dc, wechsel}} = u_{\text{q}} \frac{L_{\text{zul}}}{L_{\text{ph}} + L_{\text{zul}}}, \quad (3.9)$$

$$\omega_{\text{res}} = \sqrt{\frac{1}{C_{\text{dc}}} \left(\frac{1}{L_{\text{zul}}} + \frac{1}{L_{\text{ph}}} \right)}. \quad (3.10)$$

Der Verlauf der Zwischenkreisspannung (Abb. 3.5(a)) folgt einer harmonischen Schwingung mit der Resonanzfrequenz ω_{res} und einem überlagerten Gleichanteil $u_{\text{dc, gleich}}$, wobei die Schwingung stets in einem Maximum beginnt. Dauert das initiale Bestromen der Phase lange genug, durchläuft die Schwingung einen kompletten Hub, und das theoretische Minimum der Zwischenkreisspannung ergibt sich aus der Differenz zwischen Gleich- und Wechselanteil zu

$$u_{\text{dc, min, theor}} = u_{\text{q}} \frac{L_{\text{ph}} - L_{\text{zul}}}{L_{\text{ph}} + L_{\text{zul}}}. \quad (3.11)$$

Dieser Wert ist unabhängig von der Kapazität des Zwischenkreises. Er kann jedoch bei ungünstigen Verhältnissen von Zuleitungsinduktivität zu Phaseninduktivität erheblich unterhalb der Quellenspannung liegen. Sind beide Induktivitäten gleich groß, liegt das Minimum bei 0 V. Das durch Gleichung (3.11) gegebene Minimum wird nur dann erreicht, wenn die Zeit für den Aufbau des Nenn-Phasenstroms mindestens so lang ist wie die Hälfte der Periodendauer nach Gleichung (3.10). In Tabelle 3.1 sind exemplarisch für einige Induktivitätsverhältnisse die relativen Minimalwerte der Zwischenkreisspannung zusammengefasst.

Ein zu weites Einbrechen der Zwischenkreisspannung kann durch geeignete Wahl der Resonanzfrequenz des Schwingkreises verhindert werden. Diese lässt sich, wenn die Induktivitätswerte als gegeben angesehen werden, nur mit Hilfe der Zwischenkreiskapazität einstellen. Hierdurch wird erreicht, dass der Phasenstrom aufgebaut ist, bevor die Schwingung der Zwischenkreisspannung eine halbe Periode vollzogen und ihr theoretisches Minimum erreicht hat. Setzt man die minimal tolerierbare Zwischenkreisspannung $u_{\text{dc, min}}$ mit Gleichung (3.7)

gleich und löst dies nach der Zeit auf, erhält man die Zeit, nach der die Zwischenkreisspannung den gegebenen unteren Grenzwert erreicht hat:

$$t_{\text{ein, max}} = \frac{1}{\omega_{\text{res}}} \arccos \left(\frac{u_{\text{dc, min}} - u_{\text{dc, gleich}}}{\hat{u}_{\text{dc, wechsel}}} \right) \quad (3.12)$$

Dies ist gleichzeitig die für das Aufmagnetisieren der Phase maximal zur Verfügung stehende Zeit. Die tatsächlich benötigte Zeit wiederum berechnet sich unter Vernachlässigung der Spannungswelligkeit zu

$$t_{\text{ein}} = \frac{i_{\text{soll}} L_{\text{ph}}}{\bar{u}_{\text{dc}}}. \quad (3.13)$$

Gleichung (3.13) mit (3.12) gleichgesetzt und Gleichung (3.10) eingesetzt ergibt schließlich für die minimale Zwischenkreiskapazität

$$C_{\text{dc, min}} = \frac{L_{\text{ph}} (L_{\text{zul}} + L_{\text{ph}})}{L_{\text{zul}}} \left(\frac{i_{\text{soll}}}{\bar{u}_{\text{dc}} \arccos \left(\frac{u_{\text{dc, min}} - u_{\text{dc, gleich}}}{\hat{u}_{\text{dc, wechsel}}} \right)} \right)^2. \quad (3.14)$$

Gleichung (3.14) ist anwendbar, solange eine relativ kleine Spannungswelligkeit zugelassen wird und Gleichung (3.13) entsprechend gültig ist. Wird eine zu große Spannungswelligkeit toleriert, vergrößert sich die Aufmagnetisierungszeit (Abb. 3.5(b)), da nicht mehr die volle Quellenspannung zur Verfügung steht. In der Folge sinkt die Spannung zu weit ein.

Falls die Antriebsanwendung gegenüber Spannungseinbrüchen so tolerant ist, dass Werte unterhalb des durch (3.11) gegebenen theoretischen Minimums toleriert werden könnten, ist eine Dimensionierung nach (3.14) nicht mehr sinnvoll möglich, da (3.11) auch bei sehr kleinen Zwischenkreiskapazitäten nicht unterschritten werden kann.

Ebenfalls für die Auslegung des Zwischenkreises zu berücksichtigen ist der erstmalige Wechsel vom Zustand des Aufmagnetisierens in den Freilaufzustand. Je nach Größe der Zwischenkreiskapazität wird ein unterschiedlich hoher Anteil des bis dahin aufgebauten Phasenstroms direkt aus der Zuleitung gespeist. Abb. 3.5 verdeutlicht, dass dieser Anteil für kleine Werte der Zwischenkreiskapazität höher ist und sogar deutlich über dem Phasenstrom liegen kann. Mit dem ersten Wechsel der aktiven Phase in den Freilauf muss der in der Zuleitung aufgebaute Strom in den Zwischenkreis fließen. Die Konsequenz dieses Ladevorgangs ist ein Ansteigen der Zwischenkreisspannung bis über den Wert der Einspeisung hinaus. Damit die maximal tolerierbare Zwischenkreisspannung nicht überschritten wird, ist die Zwischenkreiskapazität entsprechend zu dimensionieren. Gleichung (3.19) aus Abschnitt 3.1.3.2 bietet hierfür eine einfache Möglichkeit, wobei für die dort verwendete magnetische Energie W_{mag} die in der Zuleitungsinduktivität gespeicherte magnetische Energie einzusetzen ist, welche sich aus dem Nennphasenstrom ergibt.

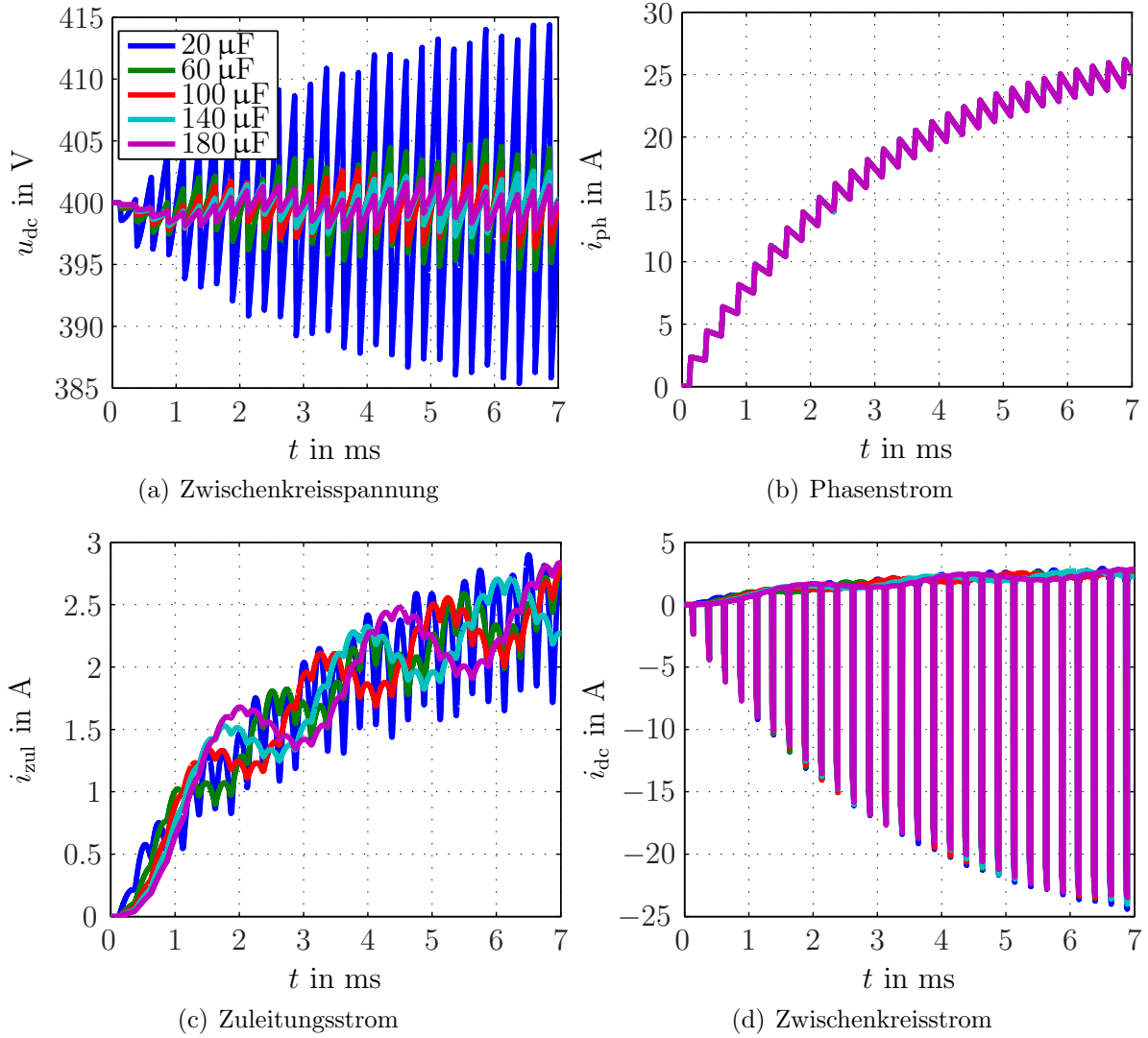


Abbildung 3.6: Pulsweitenmodulation: Zwischenkreisspannung, Phasenstrom, Zuleitungsstrom und Zwischenkreisstrom beim Einschalten mit C_{dc} als Parameter, bei $n = 0$, $u_q = 400 \text{ V}$, $a = 0.1$, $f_s = 4 \text{ kHz}$, $L_{zul} = 0.9 \text{ mH}$ und $L_{ph} = 4.5 \text{ mH}$

Pulsweitenmodulation

Das Einschalten des stillstehenden Antriebs mit Pulsweitenmodulation ist weniger kritisch als bei Verwendung der Stromtoleranzbandregelung, da hier zu Beginn nicht dauerhaft eingeschaltet wird, bis der Sollstrom erreicht ist. Beim Einschalten mit PWM wird der Tastgrad so gewählt, dass der Spannungsabfall am ohmschen Widerstand der Phase bei Erreichen des Sollstroms genau der mittleren angelegten Phasenspannung entspricht und sich in der Folge ein konstanter Strom einstellt.

$$a = \frac{R_{\text{ph}} i_{\text{soll}}}{\bar{u}_{\text{dc}}} \quad (3.15)$$

Die dem Zwischenkreis während einer Schaltperiode entnommene Ladung ist maximal für sehr große Zuleitungsinduktivitäten, da näherungsweise der gesamte Phasenstrom aus dem Zwischenkreiskondensator gespeist wird.

$$\Delta Q = -a T_s i_{\text{ph}} \quad (3.16)$$

Daraus ergibt sich ein Spannungshub von

$$\Delta u = -a \frac{T_s i_{\text{ph}}}{C_{\text{dc}}}. \quad (3.17)$$

Abbildung 3.6 zeigt für einen Einschaltvorgang mit PWM die Ströme und Spannungen im Zwischenkreis und in der Zuleitung. Die Ersatzschaltbildgrößen aus Abb. 3.4 sind unverändert zum Beispiel aus dem vorangegangenen Abschnitt. Der deutlich verzögerte Stromaufbau wirkt sich hier positiv auf die Zwischenkreisspannung aus. Die Zuleitungsinduktivität wirkt als Tiefpassfilter für die Schaltfrequenz und führt nur den Strom, der dem Produkt aus Tastgrad und Strom der aktiven Phase entspricht. Die Spannungswelligkeit im Zwischenkreis ist für sehr kleine Kapazitäten bestimmt durch die Schaltfrequenz. Bei größeren Kapazitätswerten überlagert sich eine Schwingung mit der Eigenfrequenz des Schwingkreises nach (3.10). Im Vergleich zur Toleranzbandregelung stellt das Einschalten im Stillstand mit PWM keine besondere Belastung für den Zwischenkreis dar und bedarf daher bei dessen Auslegung keiner weiteren Berücksichtigung, wenn nicht außergewöhnlich niedrige Schaltfrequenzen verwendet oder extrem kleine Kapazitätswerte angestrebt werden.

3.1.3.2 Lastfall: Betrieb im Grunddrehzahlbereich

Für die im Folgenden gezeigten Vorgehensweisen zur Dimensionierung der Zwischenkreiskapazität wird angenommen, dass der Umrichter niederinduktiv an das Netz oder die Gleichspannungsquelle angeschlossen ist, um eine möglichst isolierte Betrachtung des Effekts der Phasenstromkommutierung zu ermöglichen und dabei quellenbedingte Effekte auszuschließen.

Stromkommutierung zwischen zwei Phasen

Die für die geschaltete Reluktanzmaschine charakteristische Kommutierung benachbarter Phasen stellt für den Zwischenkreis eine besondere Belastung dar. Im konventionellen Betrieb wird zum Ende des Leitbereichs einer Phase, kurz vor der ausgerichteten Position, mit einem einzelnen negativen Spannungspuls der Strom in der Phase schnellstmöglich abgebaut. Die magnetische Energie fließt so fast vollständig in den Zwischenkreis zurück. Je höher diese Energie ist, desto höher ist der Spannungsanstieg. In Abschnitt 3.1.2.2 wurde bereits anhand der Koenergieschleife gezeigt, dass bei niedrigen Drehzahlen ein höherer Anteil der magnetischen Energie in den Zwischenkreis zurück fließt, als bei höheren Drehzahlen. Demnach muss die Betrachtung des Kommutierungslastfalls für niedrige Drehzahlen erfolgen.

Im Falle niedriger Drehzahlen fließt die vor dem Ausschalten in der Phase vorhandene magnetische Energie W_{mag} vollständig in den Zwischenkreis mit der Kapazität C_{dc} zurück und ruft dort einen Spannungsanstieg auf $u_{\text{dc, max}}$ hervor:

$$u_{\text{dc, max}} = \sqrt{\bar{u}_{\text{dc}}^2 + \frac{2W_{\text{mag}}}{C_{\text{dc}}}} \quad (3.18)$$

Ist $u_{\text{dc, max}}$ durch die Anwendung vorgegeben, kann die minimal notwendige Zwischenkreis-kapazität $C_{\text{dc, min}}$ wie folgt berechnet werden.

$$C_{\text{dc, min}} = \frac{2W_{\text{mag}}}{u_{\text{dc, max}}^2 - \bar{u}_{\text{dc}}^2} \quad (3.19)$$

Die Berechnung der magnetischen Energie kann wahlweise mit Hilfe der Maschinencharakteristik aus (3.1b) bestimmt [22], oder mit der Nennleistung des Antriebs und dessen Energiewandlungsgrad angenähert werden.

Ist die magnetische Charakteristik der Maschine bekannt, so kann die magnetische Energie im Abschaltzeitpunkt nach folgender Gleichung berechnet werden:

$$W_{\text{mag}}(i_{\text{ph}}, \theta_{\text{aus}}) = \int_{\Psi(\theta_{\text{aus}})}^0 i_{\text{ph}}(\Psi, \theta_{\text{aus}}) d\Psi \quad (3.20)$$

Gleichung (3.20) entspricht dem Wegintegral des Phasenstroms entlang der Flussverketzungstrajektorie für eine feste Rotorposition im Ausschaltzeitpunkt. Die Annahme der festen Rotorposition führt zu einer Abschätzung der magnetischen Energie nach oben und ist für niedrige Drehzahlen genauer als für hohe. Die für die Berechnung notwendige Kenntnis

der Abhängigkeit des Phasenstroms von der Flussverkettung und der Rotorposition kann aus Gleichung (3.1b) durch Bildung der Umkehrfunktion

$$\Phi(\Theta, \theta_m) \rightarrow \Theta(\Phi, \theta_m)$$

gewonnen werden, wobei die Durchflutung durch das Produkt aus Phasenstrom und Windungszahl zu ersetzen ist.

Die zweite Variante zur Bestimmung der magnetischen Energie setzt nicht die Kenntnis der Maschinencharakteristik voraus. Eine gröbere Abschätzung der magnetischen Energie lässt sich über den Energiewandlungsgrad aus Gleichung (2.15) herleiten.

$$W_{\text{mag}}(M_{\text{nenn}}, \lambda) = M_{\text{nenn}} \frac{1 - \lambda}{\lambda} \frac{2\pi}{N_r N_{\text{ph}}} \quad (3.21)$$

Dabei sind für den Energiewandlungsgrad λ Werte von mindestens 0,7 erstrebenswert, um die Umrichterbelastung in Grenzen zu halten. Mit Gleichung (3.21) lässt sich nur durch Kenntnis des Nennmoments überschlagsweise eine Untergrenze für die zu installierende Zwischenkreiskapazität bestimmen, wobei die Annahme noch kleinerer Wandlungsgrade zu konservativeren Abschätzungen führt.

3.1.3.3 Lastfall: Einzelpulsbetrieb bei Nenndrehzahl

Die charakteristische Stromform im Einzelpulsbetrieb unterscheidet sich nicht für Pulsweitenmodulation oder Toleranzbandregelung, da beide Verfahren hier nicht mehr steuernd eingreifen. Die einzigen verbleibenden Stellparameter sind Ein- und Ausschaltwinkel. Die Spannungswelligkeit des Zwischenkreises hängt hier stark von der Wahl der Schaltwinkel und der Größe der Zuleitungsinduktivität ab. Ein gegebenes Drehmoment kann theoretisch durch unendlich viele verschiedene Kombinationen von Ein- und Ausschaltwinkeln erzielt werden, weshalb zusätzliche Kriterien für die Bestimmung der optimalen Schaltwinkelkombinationen herangezogen werden müssen. Ein spätes Abschalten kann ein Überschreiten der ausgerichteten Position und damit eine Rückumwandlung von mechanischer in elektrische Energie zur Folge haben, wodurch sich der Spannungsanstieg erhöht. Dieser Effekt wird bei einigen Antrieben im Bereich sehr hoher Drehzahlen ausgenutzt, um die Leistungsausbeute des Antriebs zu steigern [23, 24].

Bei der Betrachtung der Zwischenkreisbelastung für den Betrieb bei Nenndrehzahl muss darüber hinaus unterschieden werden, ob der Antrieb an eine steife Quelle mit geringer Impedanz angeschlossen ist, oder die Quelle ein stark induktives Verhalten aufweist. Im Falle der niederimpedanten Anbindung reicht eine Dimensionierung des Kondensators ausschließlich für die Kommutierungsenergie nach Gleichung (3.19) aus. Im Falle einer eher induktiven

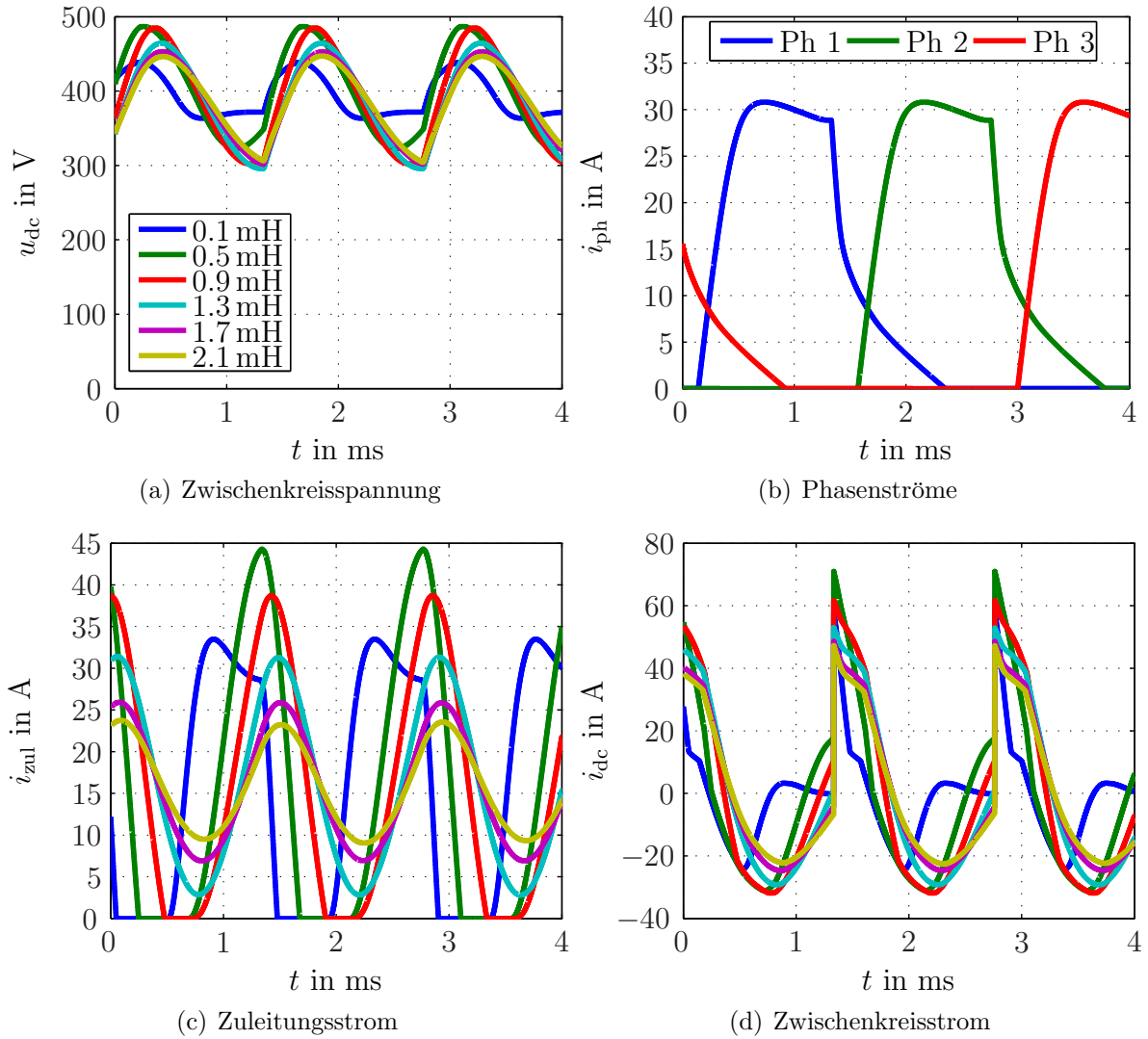


Abbildung 3.7: Einzelpulsbetrieb: Zwischenkreisspannung, Phasenströme, Zuleitungsstrom und Zwischenkreisstrom bei $n_{\text{neff}} = 1750 \text{ }^1/\text{min}$, $u_q = 400 \text{ V}$, $C_{dc} = 100 \text{ } \mu\text{F}$, mit L_{zul} als Parameter

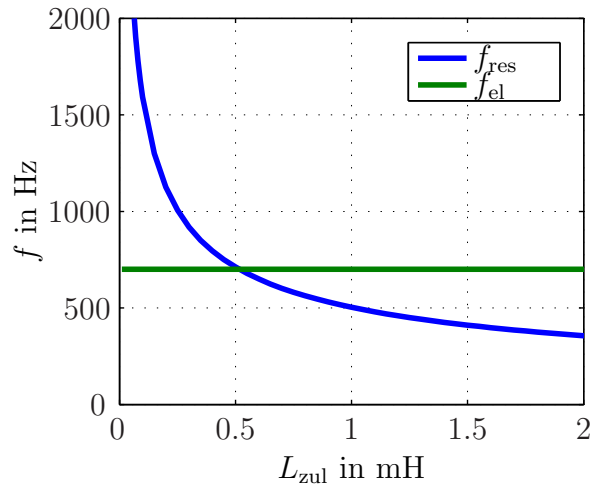


Abbildung 3.8: Resonanzfrequenz und elektrische Grundfrequenz als Funktion der Zuleitungsinduktivität

Quellenimpedanz muss in Betracht gezogen werden, dass in der Zuleitungsinduktivität ein Strom fließt, dessen Mittelwert der mittleren aufgenommenen Leistung entspricht.

Abbildung 3.7 zeigt das Verhalten des Zwischenkreises und der Zuleitung im Einzelpulsbetrieb bei Nenndrehzahl. Für die betrachteten Fälle wurde die Zwischenkreiskapazität zu konstant $100\text{ }\mu\text{F}$ gewählt und die Induktivität der Zuleitung von $0,1\text{ mH}$ bis $2,1\text{ mH}$ variiert. Dargestellt sind die Verläufe der Zwischenkreisspannung, des Zwischenkreisstroms und des Zuleitungsstroms für alle Induktivitätswerte. Dagegen sind die Phasenströme nur für den Fall der kleinsten Induktivität dargestellt, wobei diese in den betrachteten Fällen nur schwach voneinander abweichen. Die vom Antrieb abgegebene mechanische Leistung schwankt zwischen den dargestellten Fällen nur um etwa $\pm 0,75\%$. Für kleine Werte der Zuleitungsinduktivität ist die Spannungswelligkeit im Zwischenkreis bestimmt durch die Kommutierungsenergien nach (3.20). Die Stromform in der Zuleitung ist nahezu gleich der Form der Phasenströme. Aus Sicht der Quelle verhält sich der Eingangstiefpass, bestehend aus der Zuleitungsinduktivität L_{zul} und der Zwischenkreiskapazität C_{dc} , hier nur schwach dämpfend, weil seine Resonanzfrequenz f_{res} (3.22) noch deutlich oberhalb der elektrischen Grundfrequenz f_{el} liegt (3.23). Die Abhängigkeit der Resonanzfrequenz des Eingangstiefpasses von der Höhe der Zuleitungsinduktivität ist in Abb. 3.8 dargestellt.

$$f_{\text{res}} = \frac{1}{2\pi} \frac{1}{\sqrt{L_{\text{zul}} C_{\text{dc}}}} \quad (3.22)$$

$$f_{\text{el}} = n N_{\text{r}} N_{\text{ph}} \quad (3.23)$$

Hin zu größeren Werten der Zuleitungsinduktivität verschiebt sich die Resonanzfrequenz des Tiefpasses zur elektrischen Grundfrequenz, was an einem deutlich größeren Spitzenwert des Zuleitungsstroms (grüne Kurve in Abb. 3.7(c)) zu sehen ist. In Folge dessen nimmt die

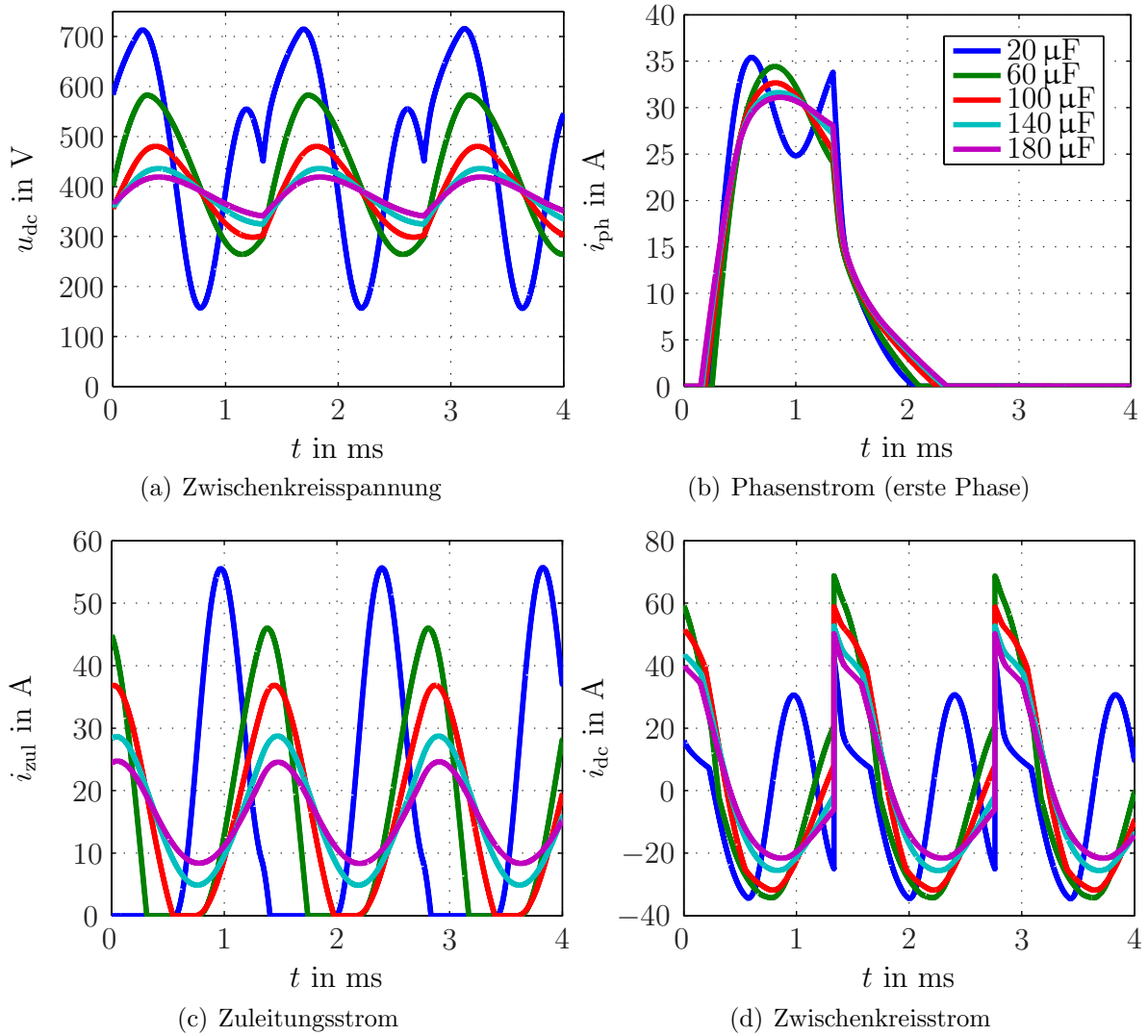


Abbildung 3.9: Einzelpulsbetrieb: Zwischenkreisspannung, Phasenströme, Zuleitungsstrom und Zwischenkreisstrom bei $n_{\text{neff}} = 1750 \text{ 1/min}$, $u_q = 400 \text{ V}$, $L_{\text{zul}} = 1 \text{ mH}$, mit C_{dc} als Parameter

relative Welligkeit der Zwischenkreisspannung zu (grüne Kurve in Abb. 3.7(a)). Für noch größere Induktivitätswerte verschiebt sich die Resonanzfrequenz des Tiefpasses unterhalb der elektrischen Grundfrequenz, und der Strom geht vom lückenden in den kontinuierlichen Betrieb über, wobei sich seine Welligkeit weiter reduziert. Im Zwischenkreis ist ab diesem Punkt keine weitere Steigerung der Spannungswelligkeit mehr festzustellen, da die Einspeisung zunehmend stromquellenähnliches Verhalten zeigt und der Spannungshub bestimmt ist durch die Summe aus der Kommutierungsenergie aus der Phase und der Ladung aus der Zuleitung. Letztere ist für große Induktivitäten nur noch abhängig von der Dauer der Kommutierung und nicht mehr von der Höhe der Induktivität.

Abb. 3.9 zeigt für eine Zuleitungsinduktivität von 1 mH die Verläufe der Spannungen und Ströme im Zwischenkreis und der Zuleitung bei Nenndrehzahl im Einzelpulsbetrieb für verschiedene Werte der Zwischenkreiskapazität. Auch hier ist eine deutliche Abhängigkeit der Zwischenkreisspannungswelligkeit von der Größe der Kapazität zu erkennen. Es kann hier durch Veränderung der Kapazität ebenfalls eine Verschiebung der Resonanzfrequenz des Eingangstiefpasses erzielt werden, sodass dieser im Bereich stärkerer Dämpfung betrieben wird. Die Abb. 3.9(c) und 3.9(a) zeigen, dass für höhere Kapazitätswerte der Zuleitungsstrom nicht mehr lückt und sich seine Welligkeit als auch die Welligkeit der Zwischenkreisspannung reduzieren.

Für die Dimensionierung der Zwischenkreiskapazität lassen sich hieraus zwei Grenzfälle ableiten. Zum einen den Fall der schwach induktiven Anbindung an die Einspeisung. Hier erfolgt die Dimensionierung der Kapazität ausschließlich über die Betrachtung der magnetischen Energie der abschaltenden Phase. Zum anderen muss im Falle einer stark induktiven Quellenanbindung bei der Dimensionierung der Kapazität zusätzlich zur Kommutierungsenergie die Ladung aus der Zuleitung berücksichtigt werden. Bei der Dimensionierung der Zwischenkreiskapazität muss demnach eine Verschiebung der Resonanzfrequenz des Eingangstiefpasses unterhalb der elektrischen Grundfrequenz angestrebt werden. Dabei sollte der Frequenzabstand so groß gewählt werden, dass die elektrische Grundfrequenz und die Resonanzfrequenz bei einer niedrigen Drehzahl zusammenfallen, weil dann aufgrund der geringen Leistung der Zuleitungsstrom relativ klein ist und somit weniger Ladung vom Zwischenkreis während der Kommutierung aufgenommen werden muss.

Aufgrund der mitunter großen Unterschiede zwischen den verschiedenen Anwendungsfällen für geschaltete Reluktanzantriebe können die in diesem Abschnitt betrachteten Lastfälle in ihrer Relevanz für die Auslegung des Zwischenkreises stark variieren. Welche Lastfälle letztlich berücksichtigt werden müssen, hängt davon ab, wie groß die Induktivität der Quellenanbindung ist. Im Falle einer niederinduktiven Anbindung ist der durch die Phasenstromkommutierung hervorgerufene Spannungsanstieg im Zwischenkreis die bestimmende Größe für die Dimensionierung der Zwischenkreiskapazität. Ist dagegen die Quellenimpedanz stark induktiv, so müssen die Effekte während des Einschaltvorgangs und des Einzelpulsbetriebs bei der Auslegung der Zwischenkreiskapazität berücksichtigt werden.

3.1.4 Kondensatortechnologie

Ein integraler Bestandteil der Auslegung des Zwischenkreises von geschalteten Reluktanzantrieben ist die Wahl der Kondensatortechnologie. Es existiert eine große Bandbreite diverser Kondensatortypen, welche für den Einsatz als Leistungskondensatoren geeignet sind, sich jedoch in verschiedenen Eigenschaften teils erheblich voneinander unterscheiden. In den folgenden Abschnitten werden daher die Eigenschaften der drei am häufigsten eingesetzten Kondensatortypen hinsichtlich Energiedichte, Wechselstrombelastbarkeit und Temperaturbelastbarkeit zusammengefasst und miteinander verglichen. Für eine grundlegendere Einführung in die Thematik sei auf die Literatur verwiesen [25, 26].

3.1.4.1 Elektrolytkondensatoren

Der Elektrolytkondensator ist in der Leistungselektronik weit verbreitet, da mit ihm relativ große Kapazitätswerte bei hohen Spannungen und geringem Bauraum erzielt werden können. Des Weiteren zeichnet er sich durch verhältnismäßig geringe Kosten aus. Der häufig eingesetzte Aluminium-Elektrolytkondensator besteht aus einer aufgewickelten Aluminiumfolie, welche als Anode dient, und einem Aluminiumbecher als Kontakt zur Kathode, welche durch den flüssigen Elektrolyten gebildet wird. Das Dielektrikum wird durch eine wenige μm dicke Oxidschicht auf der Aluminiumfolie gebildet [27, 28].

Charakteristisch für Elektrolytkondensatoren ist der relativ hohe äquivalente Serienwiderstand, der durch die geringe Leitfähigkeit des Elektrolyten begründet ist. Die damit verbundenen Beschränkungen in Bezug auf die Wechselstrombelastbarkeit stellen in vielen Anwendungen daher häufig das eigentliche Auslegungskriterium für die Bestimmung der minimalen Kapazität des Zwischenkreises dar [29].

In einigen Anwendungen als nachteilig erweisen sich die im Vergleich zu den anderen Kondensatortypen engeren Grenzen des Temperatureinsatzbereichs von Elektrolytkondensatoren. Die maximale Einsatztemperatur beträgt etwa 105°C . Elektrolytkondensatoren verfügen über die Eigenschaft der Selbstheilung nach einem Durchbruch aufgrund von Überspannung.

3.1.4.2 Folienkondensatoren

Folienkondensatoren bestehen im wesentlichen aus einer nicht-leitenden Kunststoffolie, welche als Dielektrikum dient. Die Elektroden des Kondensators werden durch beidseitige Metallisierung dieser Kunststoffolie hergestellt. Diese Folien werden entweder zylindrisch aufgewickelt, oder in Lagen gestapelt und stirnseitig kontaktiert. Wie Elektrolytkondensatoren verfügen sie über die Fähigkeit der Selbstheilung nach einem Durchbruch [30] und weisen

Technologie	Aluminium-Elektrolyt	Folie	Keramik (X8R)
Energiedichte in $\frac{\text{J}}{\text{l}}$	~ 900	~ 350	~ 500
max. Spannung in V	600	> 2000	500
Verlustfaktor $\tan \delta$	0.02 .. 0.4	0.0005 .. 0.004	0.025
Temperaturbereich in $^{\circ}\text{C}$	$-40 \dots 105$	$-40 \dots 125$	$-55 \dots 150$

Tabelle 3.2: Vergleich der wichtigsten Kenngrößen einiger Kondensatortechnologien [32, 33, 34, 35, 36, 37]

eine vergleichsweise hohe Energiedichte auf, sind dabei aber in höheren Spannungsklassen verfügbar als Elektrolytkondensatoren.

Der Verlustfaktor liegt ungefähr um einen Faktor 50 bis 100 niedriger als bei Elektrolytkondensatoren, weshalb sich dieser Typ insbesondere für den Einsatz in Umrichtern mit hoher Wechselstrombeanspruchung im Zwischenkreis eignet. Des Weiteren können sie bei Temperaturen bis 125°C eingesetzt werden, was einen weiteren Vorteil gegenüber Elektrolytkondensatoren darstellt.

3.1.4.3 Keramikkondensatoren

Die in der Leistungselektronik verstärkt an Bedeutung gewinnenden Vielschichtkeramikkondensatoren (Multi Layer Ceramic Capacitor, MLCC) bestehen aus mehreren Lagen keramischen Materials, das als Dielektrikum dient, welche einseitig metallisiert sind, wobei benachbarte Metallisierungen zu entgegengesetzten Enden des Bauteils herausgeführt und zu Elektroden verbunden sind. Die so gebildete Kammstruktur bildet den Kondensator [31].

Hervorzuheben sind der frequenzstabile Verlustfaktor und der weite Temperaturbereich bis 150°C . Keramikkondensatoren mit X8R-Dielektrikum sind heute mit Betriebsspannungen von bis zu 500 V verfügbar. Diese Eigenschaften qualifizieren den Keramikkondensator insbesondere für Hochtemperaturanwendungen und für den Einsatz in Umrichtersystemen [32]. Trotz seiner zum Folienkondensator konkurrenzfähigen Energiedichte ist der Keramikkondensator nur in relativ kleinen Baugrößen und damit kleinen Kapazitätswerten verfügbar. Er eignet sich daher gut als Snubber-Kondensator in unmittelbarer Nähe der schaltenden Leistungshalbleiter und ermöglicht durch verteilte Anordnung ein niederinduktives Umrichterdesign. Für den Aufbau größerer Zwischenkreiskapazitäten muss dieser Kondensatortyp jedoch in sehr großer Anzahl parallel geschaltet werden. In manchen Anwendungen als nachteilig ist die Anfälligkeit für Mikrorisse zu bewerten, welche während des Lötens oder durch Temperaturzyklen im Betrieb verursacht werden können. Dieser Tatsache ist durch geeignete Montage Rechnung zu tragen, welche ein Atmen des Kondensators bei veränderlichen Temperaturen gegenüber der Platine ermöglicht und somit thermisch induzierte Spannungen minimiert.

3.2 Alternative Ansätze zur Reduktion der Zwischenkreiskapazität

3.2.1 Topologische Ansätze

In den vergangenen Jahrzehnten wurde eine Vielzahl von verschiedenen Umrichtertopologien für geschaltete Reluktanzantriebe vorgestellt und entwickelt, die teilweise erheblich von der Topologie der asymmetrischen Halbbrücke abweichen.

Häufig wurde bei diesen Entwicklungen das Ziel verfolgt, die Reluktanzmaschine in bestimmten Nischenanwendungen mit vergleichsweise geringer Leistung zu den vorhandenen klassischen Maschinentypen im Hinblick auf Kosten konkurrenzfähig zu machen. Demnach konzentrierten sich diese Bestrebungen hauptsächlich auf eine Vereinfachung der Umrichtertopologie durch Reduzierung der verwendeten aktiven und passiven Bauelemente, um eine Kostenersparnis gegenüber der asymmetrischen Halbbrücke zu erzielen [38, 39, 40, 41]. Als Maßstab galt dabei, nur noch einen Schalter pro Maschinenphase zu benötigen. In Folge dieser starken Vereinfachungen der Umrichtertopologien müssen jedoch immer Leistungseinbußen in Kauf genommen werden, da eine unabhängige Ansteuerung der Maschinenphasen nicht mehr gegeben ist.

Andere Entwicklungen zielen auf eine Steigerung der Leistungsfähigkeit des Antriebs insbesondere bei höheren Drehzahlen ab, indem die beim Ausschalten der aktiven Phase frei werdende magnetische Energie in zusätzlichen Schaltungselementen zwischengespeichert wird. Diese können entweder kapazitiv oder induktiv sein. In einigen Veröffentlichungen wird ebenfalls eine Umsetzung dieser Energie in Widerständen vorgeschlagen, was jedoch aufgrund der negativen Auswirkungen auf den Wirkungsgrad nur für Antriebe mit kleiner Leistung eine Alternative sein kann.

Im Folgenden werden einige in der Literatur vorgestellte Verfahren beschrieben, welche unterschiedliche Ansätze zum Umgang mit der magnetischen Energie während der Phasenstromkommutierung verfolgen. Diese lassen sich nach kapazitiven und induktiven Methoden untergliedern. Das verfolgte Ziel der kapazitiven Verfahren ist dabei nicht unbedingt eine reduzierte Zwischenkreisspannungswelligkeit, sondern sogar eine transient überhöhte Zwischenkreisspannung, um einen schnelleren Aufbau des Stroms in der einschaltenden Phase zu ermöglichen.

3.2.1.1 Kapazitive Topologien

Bei dieser Klasse von Umrichtern werden zusätzliche Kapazitäten C_B entweder parallel (Abb. 3.10(a)) oder in Reihe (Abb. 3.10(b)) zum Zwischenkreiskondensator geschaltet [42, 43]. Die magnetische Energie, welche in diese sogenannten Boost-Kondensatoren zurück

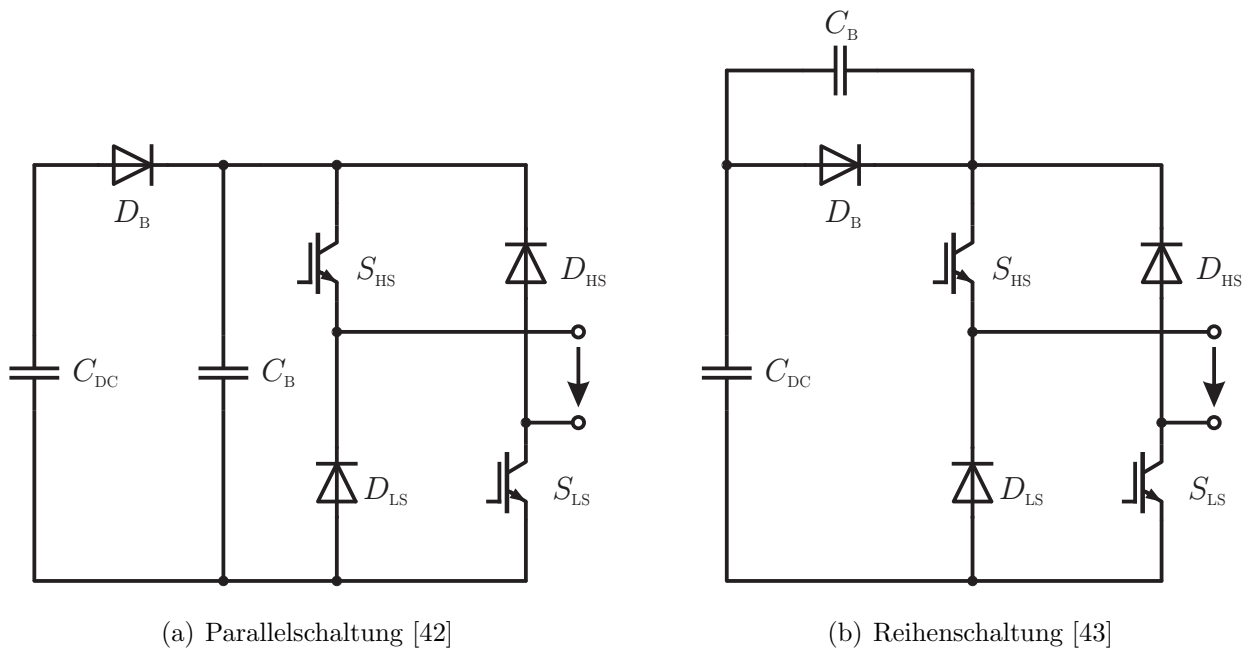


Abbildung 3.10: Boost-Schaltkreise nach Chan und Bolton (a) und nach Lewis et al. (b)

fließt, verursacht ein Ansteigen der Zwischenkreisspannung über den durch die Quelle vorgegebenen Wert hinaus. Dieser Spannungsgewinn resultiert beim Einschalten der nächsten Phase in einer erhöhten Stromsteilheit. Die hierdurch vergrößerte Differenz zwischen der Zwischenkreisspannung und der induzierten Gegenspannung wirkt sich gerade bei höheren Drehzahlen positiv auf die Drehmomententfaltung des Antriebs aus. Als Nachteil solcher Topologien ist jedoch die deutlich erhöhte Spannungsbelastung der schaltenden Bauteile zu nennen. Dennoch bieten diese Schaltungen das Potential, die Kapazität des Zwischenkreises zu verkleinern, da hier ohnehin eine signifikant gesteigerte Welligkeit der Zwischenkreisspannung toleriert bzw. erwünscht wird.

Im Falle des parallel geschalteten Boost-Kondensators (Abb. 3.10(a)) bleibt als Auslegungskriterium für die Größe des Zwischenkreiskondensators C_{DC} nur die Stabilisierung der Spannung nach unten, abhängig von der Art der Einspeisung. Des Weiteren muss dieser nicht für die rückspeisungsbedingten Überspannungen ausgelegt sein, welche durch die Diode D_B blockiert werden. Der eigentliche Boost-Kondensator muss relativ klein ausgelegt werden, um im Moment der Kommutierung einen nennenswerten Spannungsanstieg durch die zurück fließende magnetische Energie zu gewährleisten.

Im Falle der Serienschaltung (Abb. 3.10(b)) muss der Zwischenkreiskondensator auch für die Aufnahme eines Teils der magnetischen Energie beim Abmagnetisieren ausgelegt sein. Das Verhältnis der beiden Kapazitäten zueinander bestimmt über die Art der Spannungsaufteilung. Allgemein ist bei dieser Topologie die Spannungsbelastung des Boost-Kondensators geringer als die des parallel geschalteten Boost-Kondensators.

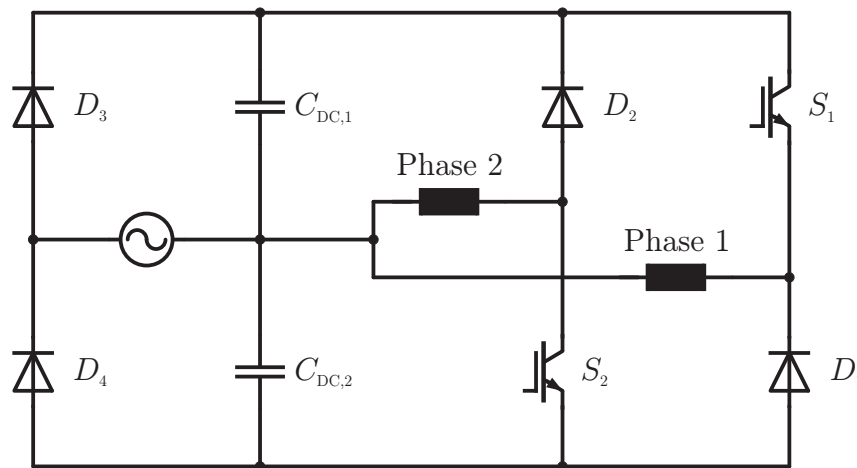


Abbildung 3.11: Split-DC Topologie mit Spannungsverdoppler nach Thong und Pollock [44]

Abb. 3.11 zeigt eine 2005 vorgestellte Topologie für zwei-phasige Maschinen, bei der zwei Kondensatoren in Reihe zu einem Zwischenkreis verschaltet werden [44]. Die Kondensatoren werden abwechselnd von einer Halbwelle der gleichgerichteten einphasigen Wechselspannung geladen. Es handelt sich hierbei ebenfalls um eine single-switch-per-phase-Anordnung, bei der beide Phasen mit einem Anschluss auf den Mittelpunkt des Zwischenkreises gelegt sind. Jede Phase kann nur aus einem der beiden Kondensatoren aufmagnetisiert werden. Das Abmagnetisieren erfolgt gegen die Spannung des jeweils anderen Kondensators. Da es für keine Phase die Möglichkeit eines Freilaufs gibt, findet während der Bestromung einer Phase ein Energietransfer von einem Kondensator zum anderen statt, wenn der Schalter der aktiven Phase sperrt. Die aktive Phase kann dabei die Funktion eines Hochsetzstellers übernehmen und den Kondensator der anderen Phase über den Spitzenwert der gleichgerichteten Spannung aufladen. Dies wird insbesondere bei der Kommutierung genutzt, um den Stromaufbau beim Aufmagnetisieren zu beschleunigen. Eine Reduktion der Zwischenkreiskapazität ist aufgrund der Boost-Funktionalität möglich, allerdings müssen auch bei dieser Topologie alle Bauteile für eine Spannung deutlich oberhalb der gleichgerichteten Netzspannung ausgelegt sein.

Nachteilig an dieser Topologie ist die Notwendigkeit einer relativ aufwendigen Ansteuerung der Schalter bei niedrigen Drehzahlen. Um eine unsymmetrische Spannungsaufteilung zwischen den Kondensatoren zu vermeiden, ist es notwendig, die eigentlich passive Phase im Gegentakt zur aktiven Phase einzuschalten und somit einen Ladungsausgleich zwischen den Kondensatoren herzustellen. Dies führt zu zusätzlichen Verlusten und zu einer negativen Drehmomentkomponente. Darüber hinaus sind durch das Nichtvorhandensein eines Freilaufzustandes erhöhte Hystereseverluste im flussführenden Material der Maschine zu erwarten. Beide Faktoren wirken sich negativ auf den Wirkungsgrad aus.

3.2.1.2 Induktive Topologien

Neben den kapazitiven Verfahren zur Nutzung der magnetischen Energie existieren Methoden, die die magnetische Energie der abschaltenden Phase in magnetisch eng gekoppelte Wicklungen transformieren. Die Energie wird dort zwischengespeichert oder kontrolliert an den Zwischenkreis abgegeben.

Ein solches Verfahren wurde 1994 von Liang et al. vorgestellt [45]. Zusätzlich zu den konzentrierten Wicklungen jeder Phase verfügt die Maschine über eine Full-Pitch-Wicklung, die mit allen Phasen der Maschine magnetisch gekoppelt ist. Am Beispiel von Abb. 3.12, bei dem es sich um den Querschnitt einer zweiphasigen Maschine handelt, ist zu erkennen, dass die Pole einer Phase gegenüber und auf beiden Seiten der Hilfswicklung liegen, sodass diese vom Fluss jeder Phase durchsetzt wird. Erreicht die aktive Phase die ausgerichtete Position, wird diese abgeschaltet und der Strom in ihr abgebaut, jedoch ohne dass der durch die Phase induzierte Fluss abgebaut wird. Statt dessen wird in der Hilfswicklung ein Strom aufgebaut, der dem Fluss in der Maschine entspricht. Die Hilfswicklung fungiert auf diese Weise als Zwischenspeicher für die magnetische Energie, die andernfalls in den Zwischenkreis zurück fließen würde.

Verknüpft mit diesem Maschinenkonzept wurden zwei Umrichtertopologien vorgestellt, die beide auf der asymmetrischen Halbbrücke basieren. Eine Variante sieht für die Hilfswicklung nur einen unipolaren Freilaufpfad vor, die andere eine eigene Halbbrücke, um die Hilfswicklung auch aktiv auf- bzw. abmagnetisieren zu können.

Im Abschaltzeitpunkt wird zwar der Strom der aktiven Phase sehr schnell abgebaut, der Flussweg ist jedoch weiterhin derselbe, auch wenn der flusserzeugende Strom nun in einer anderen Wicklung fließt. Um einen negativen Drehmomentbeitrag durch diesen Fluss zu vermeiden, muss eine weitere Bedingung für die Hilfswicklung erfüllt sein, nämlich die Forderung nach einem von der Rotorposition unabhängigen Induktivitätsprofil. Da sich die Reluktanz dieser Hilfsphase nicht über der Rotorposition ändert, entsteht im Idealfall auch kein Drehmomentbeitrag. Stattdessen kommutiert der Fluss auf das Polpaar der nächsten einzuschaltenden Phase und unterstützt dort den Stromaufbau.

Das Verfahren ist gut geeignet, um ein Zurückfließen der magnetischen Energie in den Zwischenkreiskondensator weitestgehend zu vermeiden. Abgesehen von den Energieanteilen, die in Streuinduktivitäten gespeichert sind, wird die magnetische Energie vollständig in der Hilfswicklung zwischengespeichert. Es bietet daher ein hohes Potential, die Größe des Zwischenkreiskondensators deutlich zu reduzieren. Dem gegenüber werden jedoch zusätzliche Bedingungen an den mechanischen und magnetischen Aufbau der Maschine gestellt. Die gleichmäßige Kopplung der Hilfswicklung mit allen Phasen erfordert eine Zahnkonfiguration, bei der alle Phasenflüsse die Ebene der Hilfswicklung vollständig durchsetzen. Damit sind Konfigurationen mit kurzen Flusswegen, bei denen nicht die gegenüberliegenden, sondern benachbarte Phasenpole den gleichen Fluss führen, von diesem Konzept ausgeschlossen. Des

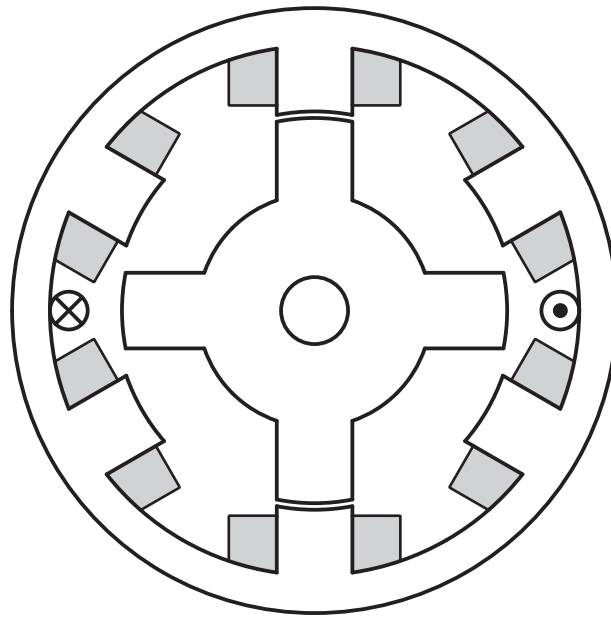


Abbildung 3.12: 6/4 geschalteter Reluktanzmotor mit zusätzlicher Kommutierungswicklung nach Liang et al.

Weiteren wirkt sich der durch die Hilfswicklung in Anspruch genommene Bauraum bei der Auslegung des Wicklungsquerschnitts negativ aus.

3.2.2 Regelungstechnische Ansätze

Gerling und Schramm haben im Jahr 2005 ein Regelungsverfahren veröffentlicht, mit dessen Hilfe Spannungseinbrüche im Zwischenkreis eines geschalteten Reluktanzantriebs vermieden werden können, auch wenn dieser an einer schwachen Einspeisung, wie z.B. einem Bordnetz betrieben wird [46]. In ihrer Arbeit wurde der Zeitpunkt der Kommutierung zweier Phasen als kritisch identifiziert, da hier im Falle überlappender Strangfreigaben der Zwischenkreisstrom auf das Doppelte anwachsen und zu einer signifikanten Entladung des Zwischenkreises führen kann. Dieser Effekt wird umso stärker, je weniger steif die angeschlossene Spannungsquelle ist und kann unter Umständen nicht toleriert werden. Die Autoren stellen unter anderem ein rein regelungstechnisches Verfahren vor, bei welchem die Überlappung der Leitbereiche benachbarter Phasen mittels Adaption des Ausschaltwinkels minimiert wird, und somit eine zu starke Entladung des Zwischenkreises verhindert wird. Das Verfahren ist auch für rein motorische Anwendungen mit Diodengleichrichter geeignet, allerdings werden keine Maßnahmen zur Vermeidung von Spannungsüberhöhungen im Zwischenkreis vorgestellt.

2006 wurde von Forrest et. al. ein Antriebskonzept vorgestellt, welches vollständig auf einen Zwischenkreiskondensator verzichtet [47]. Dabei wird jede einzelne Phase der Maschine über

einen eigenen aktiven Gleichrichter aus einem dreiphasigen Wechselspannungsnetz versorgt, was einen 4-Quadrantenbetrieb für jede Phase ermöglicht. Die Gleichrichter sind eingangsseitig parallel an ein gemeinsames $L - C$ -EingangsfILTER angeschlossen. Durch Regelung der Gleichrichter mittels Raumzeigermodulation ist es möglich, die Phasenspannung zu stellen und den Netzstrom sinusförmig zu halten, wobei dessen Amplitude zeitlich mit der Höhe des Phasenstroms moduliert ist. Bei dem vorgestellten Ansatz wird zwar der Zwischenkreiskondensator als fehleranfällige Komponente vollständig eliminiert, dafür ist aber die Anzahl schaltender Bauteile pro Phase deutlich größer als bei der konventionellen asymmetrischen Halbbrücke. Das diesem Konzept zu Grunde liegende Prinzip der Speisung jeder einzelnen Phase durch einen eigenen Stromrichter wurde bereits 2000 von Kahlen zum Patent angemeldet [48].

Auf dem Gebiet der Frequenzumrichter für Drehfeldmaschinen wurde in den vergangenen Jahrzehnten bereits eine Vielzahl von Verfahren zur Reduzierung [49, 50, 51] oder Eliminierung [52] des Zwischenkreiskondensators veröffentlicht. Die Methoden beruhen darauf, dass die vom Wechselrichter abgegebene oder aufgenommene Leistung bestimmt werden kann. Der aktive Gleichrichter wird dementsprechend in jedem PWM-Intervall so gesteuert, dass die Leistungsbilanz im Zwischenkreis jederzeit gleich Null ist. Prinzipiell sind diese Verfahren auch auf geschaltete Reluktanzantriebe übertragbar, wenn ein ausreichend dynamischer aktiver Gleichrichter vorhanden ist. Einschränkend kann sich jedoch die im Vergleich zu Drehfeldmaschinen deutlich stärkere Leistungspulsation im Zwischenkreis auswirken, welche sich in diesem Fall bis in das einspeisende Netz fortpflanzen würde. Für die hier betrachteten Anwendungsbereiche rein motorisch und stationär betriebener Antriebe ist die Netzanbindung mittels aktivem Gleichrichter aus Kostengründen ohnehin nicht darstellbar.

4 PWM-basierte Energiebilanzierung

Durch geeignete Anpassung des Kommutierungsverfahrens kann die für geschaltete Reluktanzantriebe typische hohe Belastung des Zwischenkreises während des Wechsels der aktiven Phase weitgehend vermieden werden. So ergibt sich die Möglichkeit kleinerer Zwischenkreiskapazitäten. Anstatt die aktive Phase nach Passieren des Ausschaltwinkels mit voller negativer Zwischenkreisspannung abzumagnetisieren, wird die Phasenspannung weiterhin getaktet. Dabei wird der Tastgrad stets so berechnet, dass die in den Zwischenkreis zurück fließende Ladungsmenge nicht größer ist als die aus ihm entnommene.

Nach der Einführung in das Konzept des energiebilanzierten Kommutierungsverfahrens werden die für die nachfolgenden Untersuchungen zu Grunde gelegten Simulationsmodelle vorgestellt. Die anschließende Analyse des Betriebsverhaltens beleuchtet daraufhin die Einflüsse des Verfahrens auf zentrale Bewertungsgrößen wie beispielsweise Drehmomentwelligkeit und Wirkungsgrad. Dieses Kapitel wird abgeschlossen mit der Herleitung eines Steuerungskonzepts für das kontrollierte Abschalten des Antriebs, sowie mit einer Abschätzung des für eine Implementierung notwendigen Mehraufwandes in Hard- und Software.

4.1 Regelungskonzept

In diesem Unterkapitel werden zunächst, aufbauend auf den Gleichungen für den Energieaustausch zwischen Maschine und Umrichter, Bedingungen formuliert, welche für eine – über eine PWM-Periode gemittelt – leistungsneutrale Kommutierung der Phasenströme notwendig sind. Im hier betrachteten Fall einer Quellenanbindung mittels Diodengleichrichter kann die Forderung nach Leistungsneutralität jedoch insoweit entschärft werden, als dass nur Ladungsüberschüsse im Zwischenkreis vermieden werden müssen. Dies führt zu der Vereinfachung, dass die vom Umrichter aufgenommene Leistung nicht negativ werden darf.

Daran anschließend werden die gewonnenen Regelungsvorschriften in eine Modellstruktur übersetzt und die für eine Integration in eine konventionelle PWM-Steuerung notwendigen Schritte beschrieben.

4.1.1 Prinzip der Ladungsbilanzierung

Ein wesentlicher Teil der Spannungsüberhöhung im Zwischenkreis während der Kommutierung zweier Phasen wird durch den Abbau der Restenergie zum Ende des Leitbereichs der aktiven Phase verursacht. Im Falle einer niederinduktiven Anbindung an die Einspeisung ist diese Energie sogar die einzige Ursache für Spannungsüberhöhungen. Während der konventionellen Kommutierung wird im Zwischenkreis die Leistungsbilanz kurzzeitig negativ, da die von der abmagnetisierenden Phase aufgenommene magnetische Energie W_{mag}^n größer ist als die an die nachfolgende Phase abgegebene Energie W_{mag}^{n+1} . Zur Vermeidung dieser Spannungsüberhöhungen darf also die Leistungsbilanz im Zwischenkreis zu keiner Zeit negativ werden. Daraus kann die folgende Bedingung für eine leistungsneutrale Kommutierung formuliert werden.

$$-\frac{dW_{\text{mag}}^n}{dt} \stackrel{!}{\leq} \frac{dW_{\text{mag}}^{n+1}}{dt} \quad (4.1)$$

Hieraus folgt nach Gleichung (2.12):

$$-i_{\text{ph}}^n \frac{d\psi^n}{dt} \stackrel{!}{\leq} i_{\text{ph}}^{n+1} \frac{d\psi^{n+1}}{dt} \quad (4.2)$$

Demnach muss der Betrag des Produkts aus Phasenstrom i_{ph} und Änderung der Flussverkettung der abschaltenden Phase kleiner oder maximal gleich dem der einschaltenden Phase sein. Unter Vernachlässigung der ohmschen Verluste in der Phase kann die Änderung der Flussverkettung einfach anhand der Spannungsgleichung an einer Induktivität abgeschätzt werden.

$$\frac{d\psi}{dt} = u_{\text{ph}} \quad (4.3)$$

Der Tastgrad a einer Phase bei Verwendung der Pulsweitenmodulation, wie es in diesem Kapitel vorausgesetzt ist, kann durch das Verhältnis der angelegten mittleren Phasenspannung u_{ph} zur Zwischenkreisspannung u_{dc} ausgedrückt werden:

$$a = \frac{u_{\text{ph}}}{u_{\text{dc}}} \quad (4.4)$$

Für den Tastgrad ergibt sich somit ein Wertebereich zwischen -1 und 1 , wobei negative Werte ein Abmagnetisieren und positive Werte ein Aufmagnetisieren der Phase repräsentieren. Der Wert 0 entspricht dem Freilauf. Damit kann (4.3) wie folgt geschrieben werden:

$$\frac{d\psi}{dt} = a u_{\text{dc}} \quad (4.5)$$

Gleichung (4.5) in (4.2) eingesetzt, ergibt

$$-i_{\text{ph}}^n a^n u_{\text{dc}} \stackrel{!}{\leq} i_{\text{ph}}^{n+1} a^{n+1} u_{\text{dc}} \quad (4.6)$$

Bei Verwendung von Pulsweitenmodulation ist der Tastgrad der nachfolgenden Phase a^{n+1} bestimmt durch die Drehzahl und das Solldrehmoment und ist deshalb in der obigen Ungleichung als konstant anzunehmen. Die abschaltende Phase bietet jedoch einen gewissen Spielraum, den Stromverlauf während des Abmagnetisierens zu beeinflussen und zu verzögern. Wenn Ungleichung (4.6) entsprechend umgeformt wird, ergibt sich für den Tastgrad der abschaltenden Phase folgender Wertebereich:

$$a^n \geq -a^{n+1} \frac{i_{\text{ph}}^{n+1}}{i_{\text{ph}}^n} . \quad (4.7)$$

Die Untergrenze des möglichen Wertebereichs des Tastgrads a^n liegt im negativen Bereich, was einem Abmagnetisieren der Phase entspricht. Im Gegensatz zur aktiven Phase muss der Tastgrad der abschaltenden Phase in jeder PWM-Periode neu berechnet werden, da sich das Verhältnis der Ströme zueinander ändert. Wenn der Tastgrad der abschaltenden Phase nach (4.7) bestimmt wird, ist die Leistung im Zwischenkreis, über eine PWM-Periode gemittelt, nicht negativ. Wenn der Stromabbau schnellstmöglich erfolgen soll, was im Hinblick auf die Vermeidung von negativem Drehmoment sinnvoll ist, so ist für a^n in (4.7) stets der kleinstmögliche Wert zu stellen, sodass sich schließlich folgende Steuervorschrift ergibt:

$$a^n = -a^{n+1} \frac{i_{\text{ph}}^{n+1}}{i_{\text{ph}}^n} \quad (4.8)$$

Mit fortschreitendem Stromaufbau in der aktiven Phase wird der Quotient der beiden Phasenströme in (4.8) größer. In Folge dessen nähert sich der Tastgrad der abschaltenden Phase dem Wert -1 , weshalb diese immer schneller abmagnetisiert werden kann.

4.1.2 Regelungsstruktur und Integration in konventionelle PWM

Bei den nachfolgenden Betrachtungen wird davon ausgegangen, dass die Berechnung des Tastgrads a der aktiven Phase innerhalb des Leitbereichs allein auf Basis der gemessenen Drehzahl erfolgt. Gleichung (4.9) gibt diesen Zusammenhang wieder.

$$a = \begin{cases} \frac{R_{\text{ph}} i_{\text{nenn}}}{\bar{u}_{\text{dc}}} & \text{für } n_{\text{ist}} < \frac{R_{\text{ph}} i_{\text{nenn}}}{\bar{u}_{\text{dc}}} n_{\text{nenn}} \\ \frac{n_{\text{ist}}}{n_{\text{nenn}}} & \text{für } \frac{R_{\text{ph}} i_{\text{nenn}}}{\bar{u}_{\text{dc}}} n_{\text{nenn}} \leq n_{\text{ist}} \leq n_{\text{nenn}} \\ 1 & \text{für } n_{\text{ist}} > n_{\text{nenn}} \end{cases} \quad (4.9)$$

Bis zur Nenndrehzahl n_{nenn} folgt der Tastgrad einer linearen Abhängigkeit von der Drehzahl, um die ebenfalls linear ansteigende induzierte Gegenspannung der Maschine zu kompensie-

ren. Bei sehr niedrigen Drehzahlen ist der ohmsche Spannungsabfall in der Phase deutlich größer als die induzierte Gegenspannung. Die zum Erreichen des Nennstroms notwendige Kompensation des ohmschen Spannungsabfalls bildet die Untergrenze des möglichen Tastgrads. Oberhalb der Nenndrehzahl übersteigt die induzierte Gegenspannung die Zwischenkreisspannung und der Nennstrom kann nur noch in gewissen Grenzen durch Vorziehen des Einschaltwinkels erreicht werden. In diesem Bereich verbleibt der Tastgrad auf dem Wert 1.

Die Implementierung einer PWM-basierten Steuerung und des hier vorgestellten Verfahrens kann grundsätzlich auf zwei verschiedene Arten durchgeführt werden.

- Ansteuerung beider Phasenschalter über jeweils eigene PWM-Kanäle
- Ansteuerung des Low-Side-Schalters über das Strangfreigabesignal und des High-Side-Schalters über einen PWM-Kanal

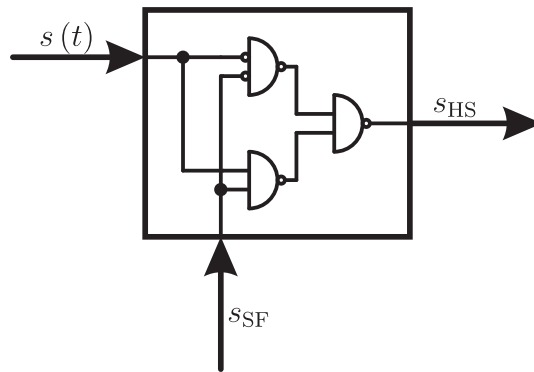
Wird der zu steuernde Antrieb überwiegend im Nennpunkt betrieben, wie es bei stationär laufenden Pumpen und Lüftern der Fall ist, sind die Schaltverluste beim Betrieb im Einzelpuls vernachlässigbar klein. Die Ansteuerung kann in diesem Fall vereinfacht werden, indem nur der High-Side-Schalter während des Hochfahrens getaktet wird und der Low-Side-Schalter an das Strangfreigabesignal gekoppelt ist. Eine unsymmetrische Aufteilung der Schaltverluste erfolgt dann nur während des Beschleunigens und kann daher toleriert werden.

Sieht das Einsatzprofil des Antriebs jedoch einen ausgedehnten Betrieb im Grunddrehzahlbereich vor, sollte auf eine symmetrische Aufteilung der Schaltverluste geachtet werden. Dies erfolgt dann mittels symmetrischen Schaltens beider Schalter einer Phase durch Ansteuerung mit eigenen PWM-Signalen.

4.1.2.1 Implementierung mit einem PWM-Kanal pro Phase

In Abb. 4.1 ist die Struktur der hier vorgestellten PWM-basierten Energiebilanzierung für eine Phase schematisch dargestellt. Begonnen wird mit der Messwerterfassung und der Stellgrößenbestimmung. Es wird hier angenommen, dass eine Drehmomentregelung oder -steuerung ausschließlich über die Variation der Schaltwinkel erfolgt, weil beispielsweise eine Reduktion des Drehmoments im Nennpunkt durch Stellen eines Tastgrads kleiner als 1 unmittelbar höhere Umrichterverluste zur Folge hätte. Sollte in der Anwendung eine gesteigerte Dynamik erforderlich sein, kann der Tastgrad der aktiven Phase jedoch auch als Stellgröße verwendet werden, ohne die Energiebilanzierung hierdurch zu beeinträchtigen. Die Bestimmung der Schaltwinkel erfolgt tabellenbasiert.

Der Tastgrad der aktiven Phase a^n wird in Abhängigkeit der gemessenen Drehzahl nach (4.9) im Block *Tastgrad aktiv* bestimmt. Das Ergebnis der Berechnung wird zusätzlich zur

Abbildung 4.2: Interner Aufbau des Blocks *Schaltlogik*

auf das Intervall $0..1$ durch Multiplikation mit -1 wieder aufzuheben. (4.10) repräsentiert die Schaltfunktion in geschlossener Form:

$$s_{HS} = (s_{SF} \wedge s(t)) \vee (\neg s_{SF} \wedge \neg s(t)) \quad (4.10)$$

Eine Alternative zur Multiplikation mit -1 ist die Addition von 1 am Ausgang des Blocks *Tastgrad (abschalten)* in Abb. 4.1. In diesem Fall könnte auch die abschließende Invertierung des PWM-Ausgangs entfallen. Nachteilig an dieser Variante ist jedoch, dass die positiven Spannungspulse der aktiven Phase (zusammenhängend in der Mitte der PWM-Periode) und die negativen Spannungspulse der abschaltenden Phase (zweigeteilt an den Rändern der PWM-Periode) zeitlich nicht mehr überlappen, was eine erhöhte Spannungswelligkeit im Zwischenkreis zur Folge hat. In Abb. 4.3 sind für beide Varianten die zeitlichen Verläufe der Schaltfunktion, des High-Side-Gatesignals und der Phasenspannung für einen Tastgrad $a = -0,75$ aufgetragen, wobei mit a^* der auf das Intervall $0..1$ abgebildete Tastgrad bezeichnet ist, welcher auf den Eingang der PWM-Einheit gegeben wird.

In Abb. 4.3(a) wird der Tastgrad gemäß Abb. 4.1 zunächst mit -1 multipliziert, bevor er an die PWM-Einheit weitergegeben wird. Entsprechend ergibt sich für $s(t)$ ein Puls der Breite $0,75 \cdot T_{PWM}$, welcher, durch die nachgeschaltete Schaltlogik negiert, das High-Side-Gatesignal s_{HS} ergibt. In Folge dessen ergibt sich ein einzelner, zur PWM-Periode zentrierter negativer Spannungspuls.

In Abb. 4.3(b) sind für den gleichen Tastgrad die alternativen Verläufe derselben Größen wiedergegeben, für den Fall, dass der Tastgrad nach *Addition* von 1 an die PWM-Einheit übergeben wird. Hier erfolgt keine abschließende Negation der Schaltfunktion, sodass sich zwei gleich große, an den Rändern der PWM-Periode ausgerichtete negative Spannungspulse einstellen. Die resultierenden Spannungszeitflächen sind in beiden Fällen gleich. Dennoch ist im linken Fall aufgrund der besseren Überdeckung der Spannungspulse mit einer kleineren Spannungswelligkeit im Zwischenkreis zu rechnen.

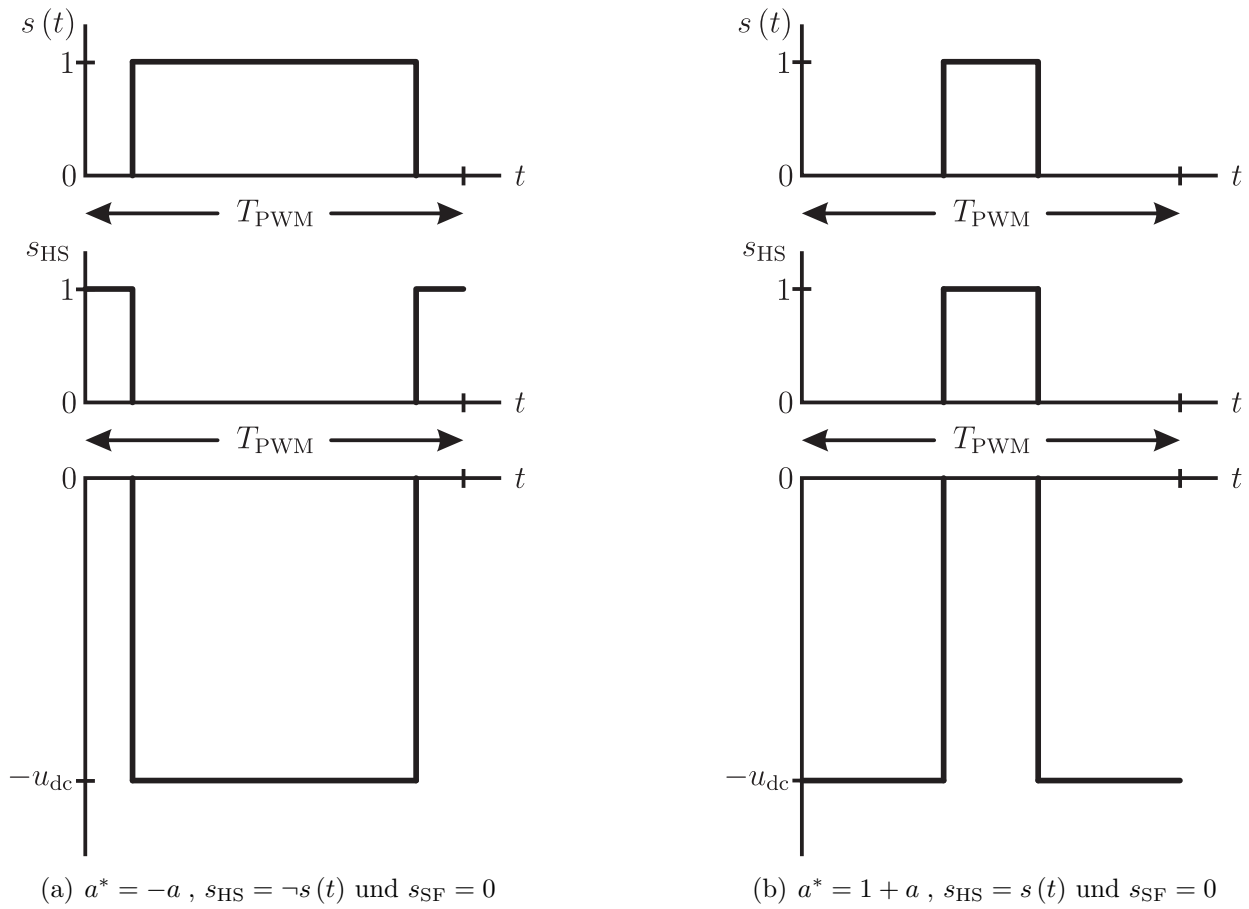


Abbildung 4.3: Lage der Spannungspulse relativ zu einer PWM-Periode abhängig von der Art der Tastgradverarbeitung bei Tastgrad $a = -0,75$

4.1.2.2 Implementierung mit zwei PWM-Kanälen pro Phase

Wenn beide Schalter einer Phase über eigene PWM-Kanäle angesteuert werden, verändert sich die Steuerungsstruktur gemäß Abb. 4.4. Die Strangfreigabe wird in diesem Fall nicht mehr direkt als Steuersignal für einen der Schalter verwendet, sondern als Entscheidungskriterium, welcher der beiden berechneten Tastgrade an die PWM-Einheit weitergeleitet wird. Des Weiteren wird der Tastgrad vor der Übergabe an die PWM-Einheit vom Wertebereich $[-1 .. 1]$ auf $[0 .. 1]$ abgebildet. Auch bei dieser Art der Implementierung wird eine zentrierte Lage der Spannungspulse innerhalb einer PWM-Periode angestrebt. Dazu wird innerhalb der PWM-Einheit, deren interne Struktur in Abb. 4.5 zu sehen ist, der Tastgrad für den oberen Schalter zunächst an der Obergrenze des Intervalls gespiegelt. Auf diese Weise werden die Schaltzeitpunkte beider Schalter exakt symmetrisch zur Mitte der PWM-Periode angeordnet. Anschließend werden beide Tastgrade mit dem Zählwerk der PWM-Einheit verglichen und, abhängig vom Vorzeichen der Differenz, die Steuersignale der Schalter erzeugt. Diese letzte Zuordnung des Vergleichsergebnisses zum Schaltsignal erfolgt für beide

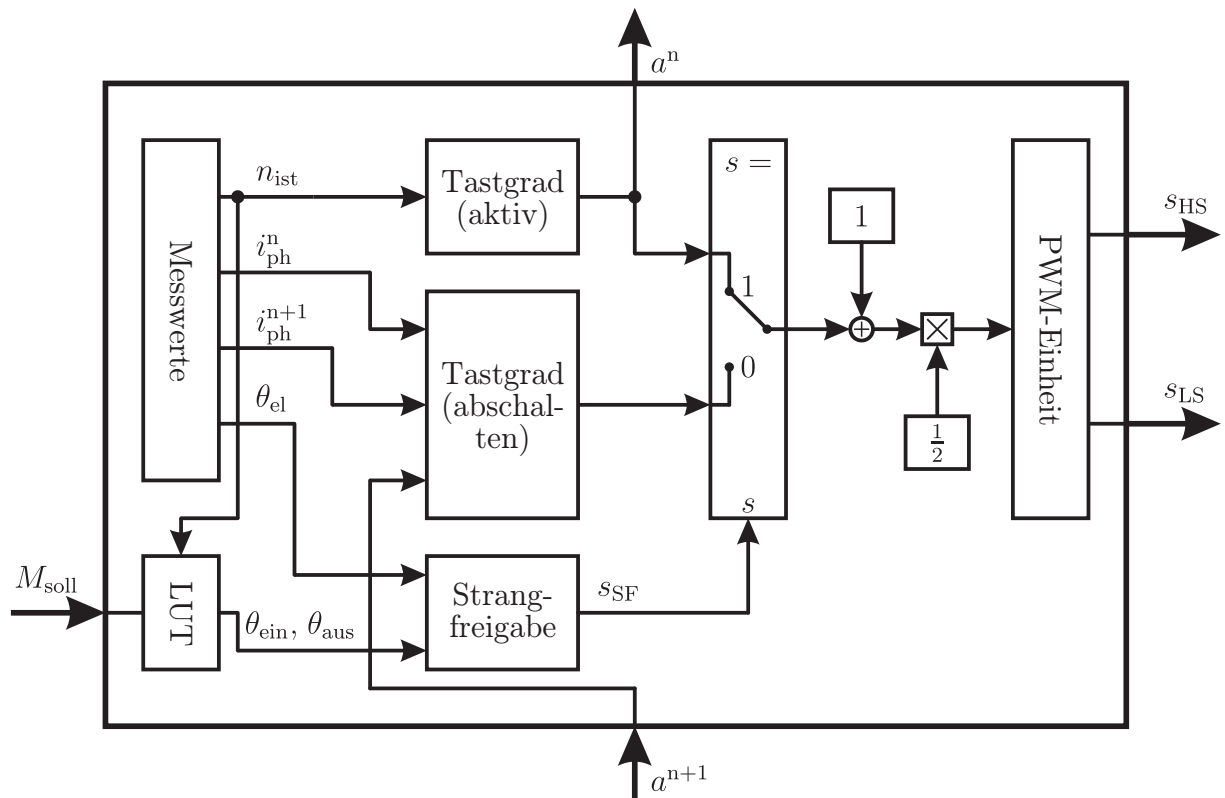


Abbildung 4.4: Struktur der PWM-basierten Energiebilanzierung für eine Phase (zwei PWM-Kanäle pro Phase)

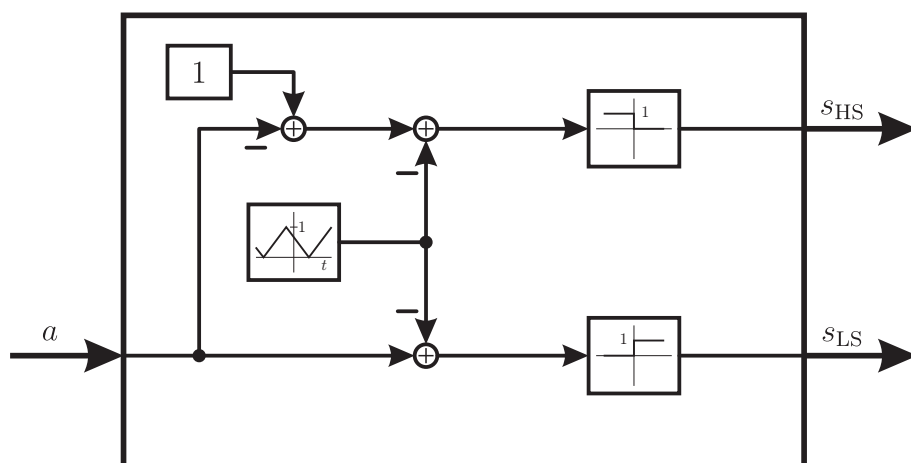


Abbildung 4.5: Interner Aufbau des Blocks *PWM-Einheit* (zwei PWM-Kanäle pro Phase)

Schalter komplementär, sodass der untere Schalter stets bei niedrigen Zählerständen eingeschaltet ist und der obere Schalter bei hohen Zählerständen. Für einen Tastgrad von 0,5 am Eingang der PWM-Einheit ergibt sich somit der Sonderfall, dass beide Schalter exakt in der Mitte der Periode schalten und die Phase im Freilauf verbleibt.

Bei dieser Art der Implementierung ergeben sich automatisch zur PWM-Periode zentrierte Spannungspulse, sowohl für positive, als auch für negative mittlere Phasenspannungen. Darüber hinaus ist bei dauerhaftem Betrieb im Grunddrehzahlbereich die symmetrische Aufteilung der Schaltverluste auf beide Schalter von Vorteil. Welche der beiden Varianten für die jeweilige Anwendung geeigneter ist, hängt daher letztlich vom Lastprofil und den Kosten für die einzusetzende Steuerungshardware ab.

4.2 Modellbildung

In dem folgenden Unterkapitel werden die wesentlichsten Bestandteile des Simulationsmodells, welches in der vorliegenden Arbeit zur Untersuchung der vorgestellten Steuerverfahren verwendet wird, vorgestellt. Beginnend mit dem Modell der Einspeisung und dem zunächst verlustlosen Zwischenkreis, werden daran anschließend die einphasigen Modelle des Umrichters und der Maschine vorgestellt.

4.2.1 Einspeisung und Zwischenkreis

Da das hier vorgestellte Verfahren zur Spannungsbegrenzung im Zwischenkreis allein die maschinenseitig hervorgerufenen Effekte berücksichtigt und steuert, ist zur besseren Bewertbarkeit eine vereinfachte Quellenanordnung für die weiteren Untersuchungen zu Grunde

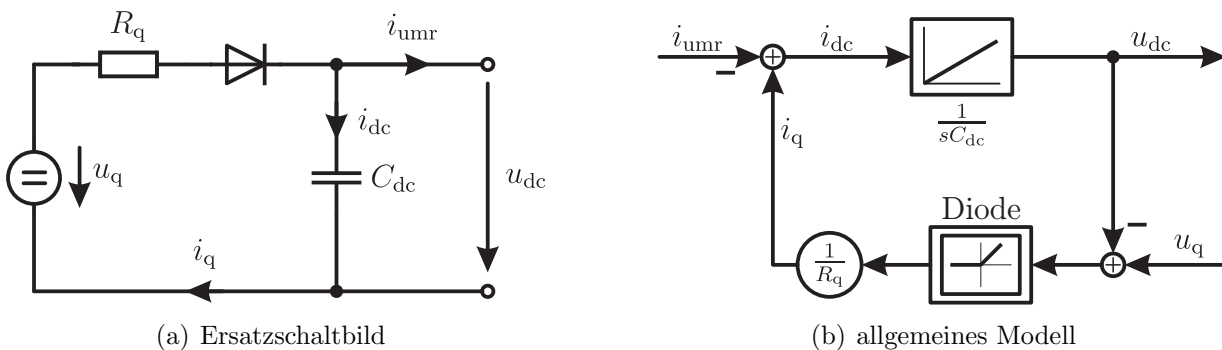


Abbildung 4.6: Ersatzschaltbild und allgemeines Modell der Einspeisung und des Zwischenkreises

gelegt worden. In Abb. 4.6 sind sowohl das Ersatzschaltbild als auch das allgemeine Modell der Anordnung dargestellt. Um quellenbedingte Welligkeiten der Zwischenkreisspannung – wie sie bei einer Speisung aus dem Wechselstromnetz auftreten würden – aus der Betrachtung auszuklammern, besteht das Modell der Einspeisung aus einer idealen Gleichspannungsquelle u_q mit sehr kleinem Innenwiderstand, welche über eine ideale Diode an den Zwischenkreiskondensator C_{dc} angeschlossen ist. Durch diese Anordnung ergibt sich für die Leistungsentnahme eine unendlich kleine, und für den Fall der Rückspeisung eine unendlich hohe Impedanz, sodass der Zwischenkreiskondensator sämtliche, von der Maschine zurückgeführte Energie aufnehmen muss. Unter der Annahme einer zeitlich konstanten Quellenspannung u_q ist das Modell in Abb. 4.6(b) stromgeführt, das heißt der Umrichter-eingangsstrom i_{umr} wird vom Modell des Umrichters vorgegeben. Der Kondensator wird im mathematischen Modell durch einen Integrator mit der reziproken Kapazität als Verstärkungsfaktor repräsentiert. Der Quellenstrom i_q wird aus der Differenz der Quellenspannung und der Zwischenkreisspannung, dividiert durch den Innenwiderstand der Quelle R_q , berechnet. Die Diode wird entsprechend als ideal angenommen und mathematisch durch ein Sättigungsglied repräsentiert, welches negative Werte zu Null setzt.

4.2.2 Umrichter und Maschine

Das Simulationsmodell des Umrichters bestimmt auf Basis der von der Regelung kommenden Gatesignale die Phasenspannungen. Dabei werden die an den Leistungshalbleitern abfallenden Spannungen auf Basis der in den Datenblättern der Dioden und IGBTs angegebenen Durchlasskennlinien berücksichtigt. Des Weiteren wird der für das Modell des Zwischenkreises notwendige Umrichtereingangsstrom i_{umr} in Abhängigkeit der Schaltzustände berechnet und ausgegeben. Abb. 4.7 zeigt den in SIMULINK[®] implementierten Aufbau des Simulationsmodells für eine Umrichterphase [53]. Die Berechnung der Phasenspannung u_{ph} und der über den Leistungsschaltern anliegenden Spannungen $u_{IGBT,1}$ und $u_{Diode,1}$ erfolgt im Block *Bauteil- und Klemmenspannungen*. Die Phasenspannung wird dabei aus der Differenz der beiden Halbbrückenpotentiale gebildet,

$$u_{ph} = u_{HB}^+ - u_{HB}^- \quad (4.11)$$

wobei die Halbbrückenpotentiale wie folgt berechnet werden:

$$u_{HB}^+ = \begin{cases} u_{dc} - u_{IGBT,1}(i_{ph}) & \text{für } i_{ph} > 0 \wedge s_{HS} = 1 \\ -u_{Diode,1}(i_{ph}) & \text{für } i_{ph} > 0 \wedge s_{HS} = 0 \\ \frac{1}{2}u_{dc} & \text{für } i_{ph} = 0 \end{cases} \quad (4.12)$$

$$u_{HB}^- = \begin{cases} u_{IGBT,1}(i_{ph}) & \text{für } i_{ph} > 0 \wedge s_{LS} = 1 \\ u_{dc} + u_{Diode,1}(i_{ph}) & \text{für } i_{ph} > 0 \wedge s_{LS} = 0 \\ \frac{1}{2}u_{dc} & \text{für } i_{ph} = 0 \end{cases} \quad (4.13)$$

Im Falle einer stromlosen Phase schweben die Halbbrückenpotentiale, weshalb ihr Wert frei auf die Hälfte der Zwischenkreisspannung festgelegt wird, sodass sich die Phasenspannung zu Null ergibt.

Der für die Berechnung der Strombelastung des Zwischenkreiskondensators nötige Umrichtereingangsstrom wird als die Summe der Eingangsströme aller Halbbrücken gebildet:

$$i_{\text{umr}} = \sum_{n=1}^{N_{\text{ph}}} i_{\text{HB}, n} , \quad (4.14)$$

mit

$$i_{\text{HB}} = i_{\text{IGBT, HS}} - i_{\text{Diode, HS}} . \quad (4.15)$$

Bei der Modellierung des Umrichters kommt der Berechnung der an den Leistungshalbleitern auftretenden Verluste P_v besondere Bedeutung zu. Diese sind zu unterscheiden nach Durch-

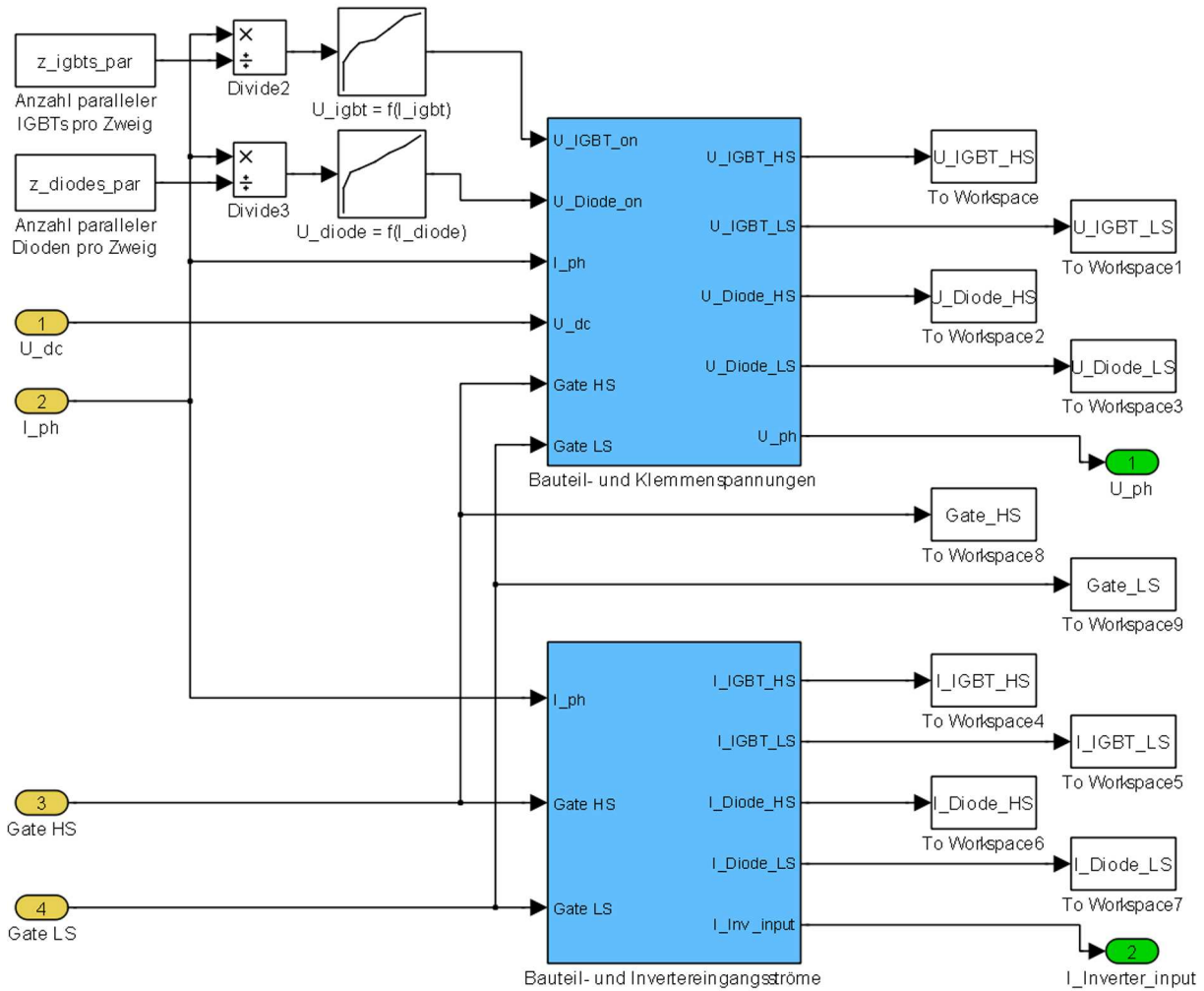


Abbildung 4.7: Einphasiges Modell des Umrichters

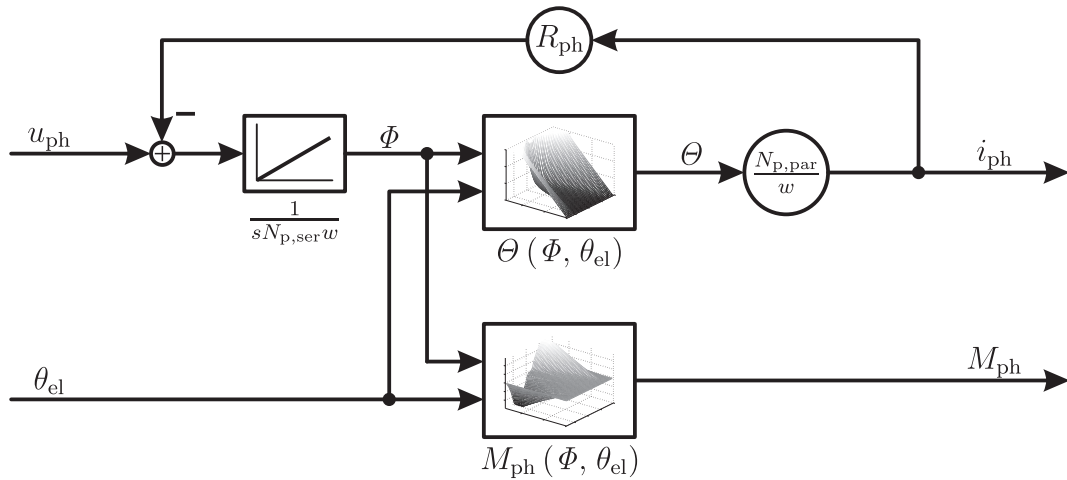


Abbildung 4.8: Allgemeines Modell einer Maschinenphase

lassverlusten $P_{v,1}$ und Schaltverlusten $P_{v,s}$. Eine Zusammenfassung der Berechnungsmethoden auf Basis der durch den Hersteller gegebenen Datenblätter wurde von Carstensen in [20] vorgenommen. In den hier durchgeführten Simulationen werden beide Verlustleistungen in einer Post-Processing-Routine berechnet. Dazu werden während der Simulation zunächst nur die über den Bauteilen abfallenden Spannungen und die durch sie fließenden Ströme zusammen mit den Gatesignalen aufgezeichnet (Abb. 4.7). Auf diese Weise können durch einfache Multiplikation der zeitlichen Verläufe von Strom und Spannung an einem Bauteil sofort die Leitverlustleistungen bestimmt werden. Durch Integration über eine elektrische Periode wird anschließend die mittlere Leitverlustleistung ermittelt. Da während der Simulation ideales Schaltverhalten angenommen wird, enthalten die aufgezeichneten Zeitverläufe der Ströme und Spannungen ebenfalls ideale Schaltflanken, sodass die Schaltverluste bei der Berechnung der Leitverluste nicht automatisch mitbestimmt werden können. Auf Basis der gespeicherten Gatesignale werden daher die Schaltzeitpunkte bestimmt und anschließend die Strom- und Spannungswerte links und rechts der Schaltzeitpunkte aus den Zeitverläufen extrahiert. Mit diesen Werten werden dann die Schaltenergien berechnet und ebenfalls über eine elektrische Periode aufsummiert, um die mittlere Verlustleistung zu erhalten.

Das Modell der Maschine ist in Abb. 4.8 gezeigt. Der elektrische Teil basiert auf der allgemeinen Spannungsgleichung einer Induktivität (2.5). Die um den ohmschen Anteil $R_{ph}i_{ph}$ reduzierte Phasenspannung wird durch die Windungszahl w und die Anzahl der in Reihe geschalteten Pole pro Phase $N_{p,ser}$ geteilt und integriert, um den magnetischen Fluss Φ eines Statorzahns zu erhalten. Der nichtlineare Zusammenhang zwischen Durchflutung und Fluss $\Theta(\Phi, \theta_{el})$ ist in Form einer Datentabelle bezogen auf einen Statorzahn hinterlegt. Aus der so bestimmten Durchflutung wird dann durch Multiplikation mit der Zahl der parallel geschalteten Statorpole $N_{p,par}$ und Division durch die Windungszahl der Phasenstrom ermittelt.

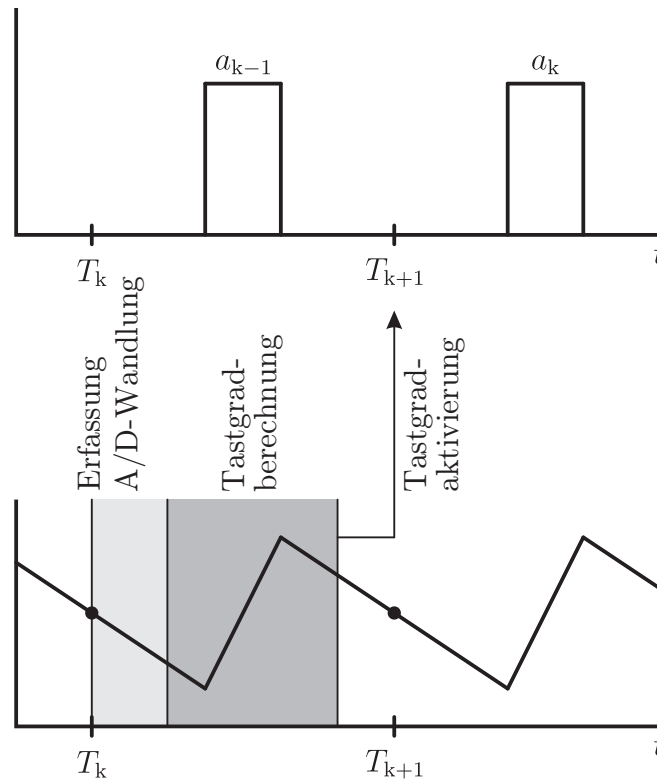


Abbildung 4.9: Latenz bei zeitdiskreter Messwerterfassung

Ebenfalls in Form einer Datentabelle ist die Drehmomentcharakteristik $M_{\text{ph}}(\Phi, \theta_{\text{el}})$ einer Phase hinterlegt. In dieser Tabelle ist die Anzahl der Statorzähne pro Phase schon enthalten, da diese unabhängig von der Art der Verschaltung ist. Demnach ergibt sich sofort das Gesamtmoment M_{ph} der betrachteten Phase. Das Modell der Maschinenphase wird für jede Phase unabhängig simuliert, da die magnetische Kopplung zwischen den Phasen nicht berücksichtigt ist.

4.2.3 Zeitdiskrete Abtastung und PWM-Latenz

Die in dem hier vorgestellten Verfahren der Energiebilanzierung notwendige Berechnung des Tastgrads der ausschaltenden Phase erfolgt auf Basis der gemessenen Phasenströme. Daher ergibt sich die Notwendigkeit einer Implementierung mittels DSP oder Microcontroller, welche eine zeitdiskrete Abtastung der Phasenströme und anschließende Berechnung erlaubt. Abb. 4.9 verdeutlicht den zeitlichen Ablauf einer PWM-Periode. Zu Beginn der PWM-Periode (Zeitpunkt T_k) werden die zu messenden Analogwerte erfasst und anschließend über einen endlichen Zeitraum A/D-gewandelt. Nach Abschluss der Digitalisierung stehen diese Werte für die Berechnung der neuen Tastgrade zur Verfügung, welche ihrerseits den größten Zeitraum innerhalb der PWM-Periode einnimmt. Sobald die neu berechneten Tastgrade vorliegen, können diese in die Nachlade-Register der PWM-Einheit des Rechners ge-

schrieben werden. Zum Zeitpunkt T_{k+1} werden diese Registerinhalte von der PWM-Einheit übernommen und als Referenzwerte für die beginnende PWM-Periode verwendet. Durch diesen Prozess ergibt sich somit eine Verzögerung zwischen der Messwerterfassung und der Aktivierung der zugehörigen Tastgrade von exakt einer PWM-Periode. Im Simulationsmodell wird diese Latenz explizit durch Verwendung von Verzögerungsgliedern berücksichtigt, welche die aktuell berechneten Tastgrade zwischenspeichern und zu Beginn der nächsten PWM-Periode weitergeben.

4.3 Analyse des Betriebsverhaltens

In diesem Unterkapitel wird der Einfluss des vorgestellten Verfahrens auf verschiedene Betriebseigenschaften des Antriebs untersucht. Dabei wird weiterhin angenommen, dass der Antrieb aus einer niederinduktiven Quelle versorgt wird, welche keinerlei Rückspeisung von Energie erlaubt. Zu Beginn erfolgt ein funktionaler Vergleich zwischen konventionellem und energiebilanziertem Betrieb bezüglich des Einflusses auf den zeitlichen Verlauf der Zwischenkreisspannung. Daran anschließend wird der Einfluss des Verfahrens auf die Form des erzeugten Drehmoments der Maschine beleuchtet und danach die Vereinbarkeit mit Verfahren der Drehmomentregelung untersucht. Abgeschlossen wird dieses Unterkapitel mit der Untersuchung der Konsequenzen der Regelung für die Wechselstrombelastung des Zwischenkreises und einer Betrachtung der Auswirkungen auf den Wirkungsgrad des Antriebs.

4.3.1 Funktionaler Vergleich mit konventioneller PWM

Im Folgenden wird die energiebilanzierte Steuerstrategie anhand von Computersimulationen des Antriebs verifiziert. Der Vergleich mit der konventionellen Pulsweitenmodulation erfolgt dabei für verschiedene Betriebspunkte unter der Annahme gleicher Zwischenkreis-kapazitäten. Im Bereich niedriger Drehzahl liegt gepulster Betrieb vor, das heißt, dass der Tastgrad der aktiven Phase kleiner als 1 ist. Hierbei wird zusätzlich bei niedrigen Drehzahlen der Einfluss verschieden starker Leitbereichsüberlappungen untersucht. Abschließend erfolgt der Vergleich für den Betrieb bei Nenndrehzahl, wo die aktive Phase bereits mit vollem Tastgrad angesteuert wird.

4.3.1.1 Grunddrehzahlbereich

Im Grunddrehzahlbereich besteht grundsätzlich die Möglichkeit, ein gefordertes Drehmoment mit mehreren Kombinationen von Schaltwinkeln zu erreichen. Der jeweils optimale Parametersatz muss daher unter Berücksichtigung anderer Nebenbedingungen, wie der des besten Wirkungsgrades oder der minimalen Schallabstrahlung bestimmt werden. Aus Sicht

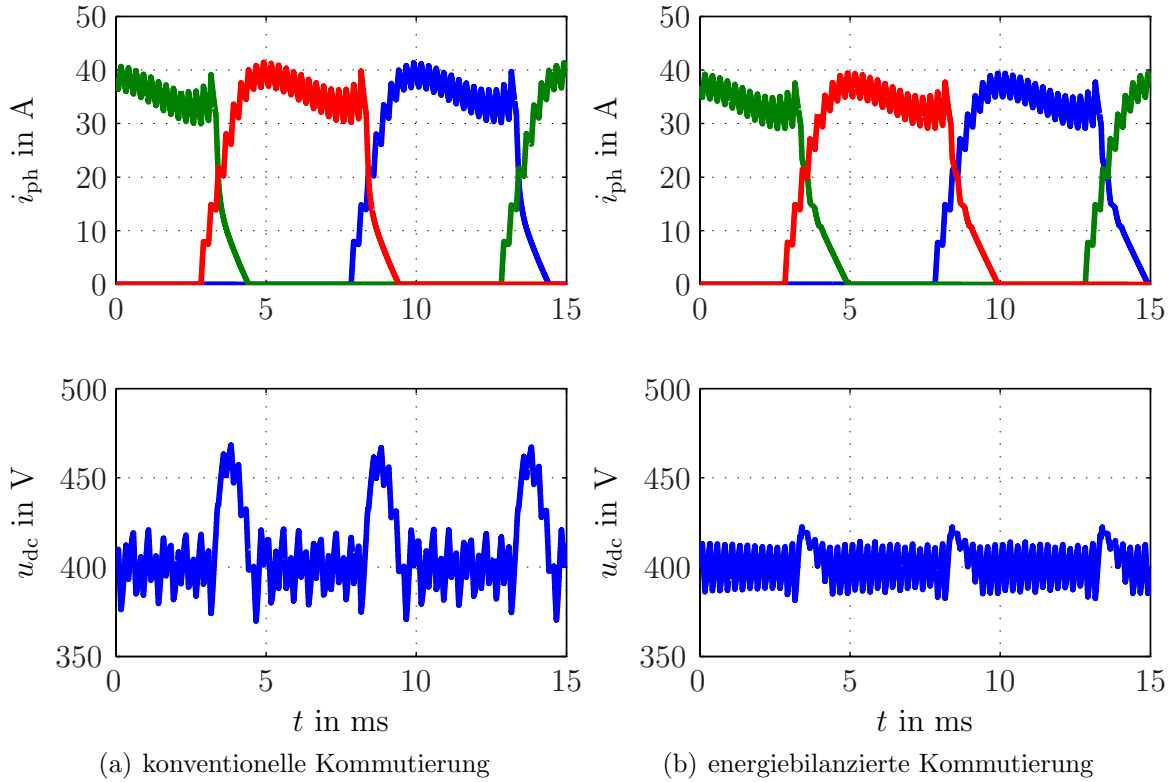


Abbildung 4.10: Phasenströme und Zwischenkreisspannung bei niedriger Drehzahl und starker Leitbereichsüberlappung. $n = 500 \text{ 1/min}$, $\theta_{\text{ein}} = 5^\circ \text{el.}$, $\theta_{\text{aus}} = 140^\circ \text{el.}$, $a = 0.33$, $C_{\text{dc}} = 89 \text{ }\mu\text{F}$

der hier vorgestellten Regelung kann man die Vielzahl der möglichen Stellparameter auf zwei wesentliche Fälle reduzieren, nämlich auf die starke und die schwache Leitbereichsüberlappung. Abb. 4.10 zeigt die Verläufe der Phasenströme und der Zwischenkreisspannung für starke Leitbereichsüberlappung bei konventioneller und energiebilanzierter Kommutierung. Der Tastgrad der aufmagnetisierenden Phase wird gemäß (4.9) bestimmt. Die Leitbereichsüberlappung beträgt in beiden Fällen 15°el. Deutlich ist zu erkennen, dass im konventionellen Fall die Zwischenkreisspannung aufgrund des Energieüberschusses während der Kommutierung überschwingt.

Obwohl in beiden Fällen die Schaltwinkel identisch gewählt wurden, ist im konventionellen Fall ein etwas höherer Phasenstrom zu verzeichnen, welcher darauf zurückzuführen ist, dass die erhöhte Zwischenkreisspannung zum schnelleren Stromaufbau der einschaltenden Phase beiträgt.

Im Fall der schwachen Überlappung wird die nachfolgende Phase erst eingeschaltet, wenn die vorhergehende Phase bereits den Ausschaltwinkel überschritten hat. Abb. 4.11 verdeutlicht diesen Sachverhalt wiederum für beide Kommutierungsfälle. Der Leitbereich einer Phase beträgt in diesem Beispiel nur 110°el. Da die Energieentnahme durch die einschaltende Phase

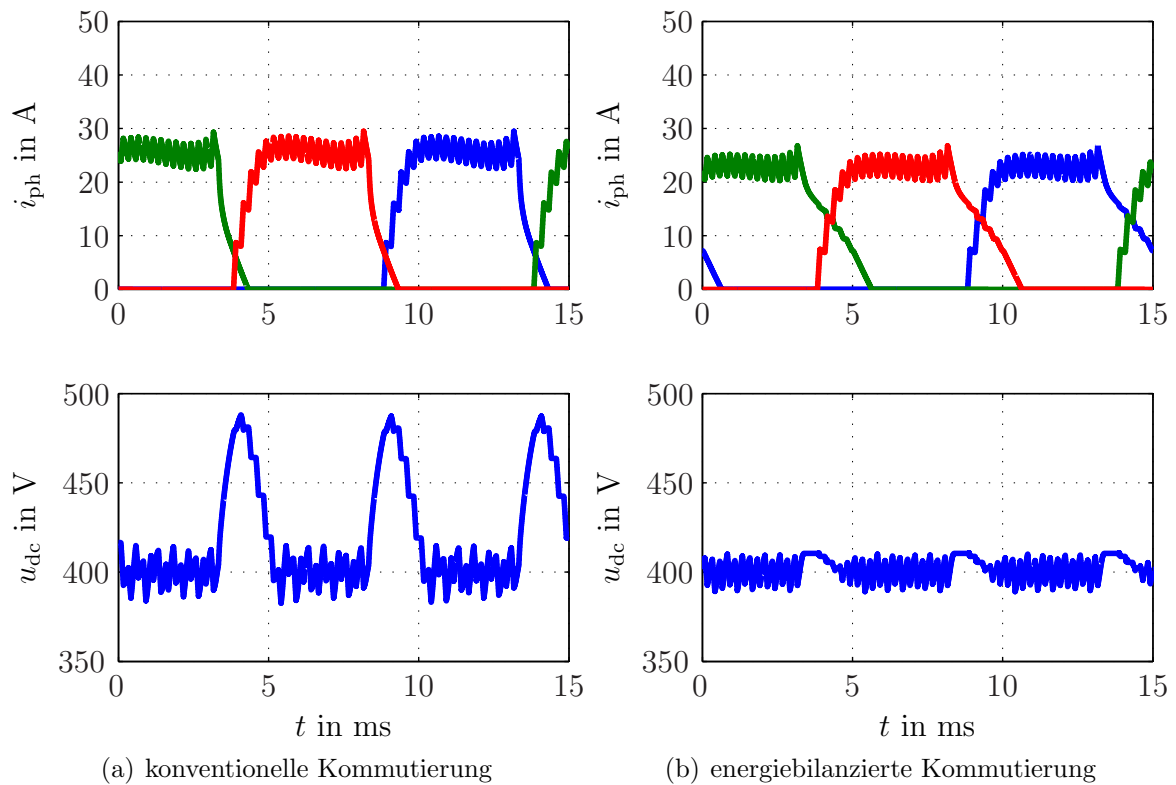
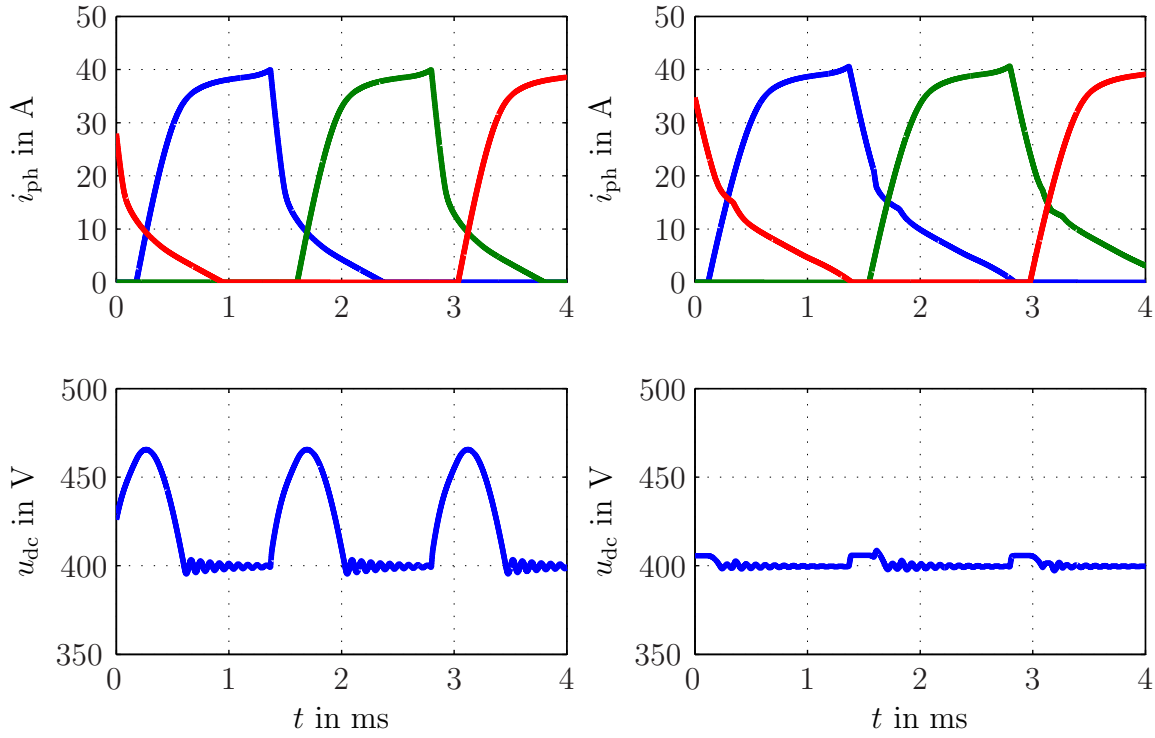


Abbildung 4.11: Phasenströme und Zwischenkreisspannung bei niedriger Drehzahl und schwacher Leitbereichsüberlappung. $n = 500 \text{ 1/min}$, $\theta_{\text{ein}} = 30^\circ \text{el.}$, $\theta_{\text{aus}} = 140^\circ \text{el.}$, $a = 0.33$, $C_{\text{dc}} = 89 \mu\text{F}$

wesentlich später einsetzt, ist bei konventioneller Kommutierung ein noch deutlicheres Überspringen der Zwischenkreisspannung zu erkennen als bei der starken Überlappung. Des Weiteren tritt an dieser Stelle der Unterschied zwischen starker und schwacher Überlappung im Falle der energiebilanzierten Kommutierung zu Tage. Während bei starker Überlappung die Kommutierungsdauern sich nur unwesentlich unterscheiden, wird bei schwacher Überlappung deutlich langsamer kommutiert, wenn die Energiebilanzierung aktiv ist. Solange die einschaltende Phase keinen Strom führt, verbleibt die abschaltende im Freilauf. Dadurch wird das eigentliche Abmagnetisieren in den Bereich höherer Induktivität verzögert. Zu erkennen ist dies an dem etwas bauchigen Stromverlauf der abschaltenden Phase.

4.3.1.2 Einzelpulsbetrieb bei Nenndrehzahl

Der Betrieb bei Nenndrehzahl ist gekennzeichnet durch die charakteristische Stromform des Einzelpulsbetriebs. Bei den hier im Vordergrund stehenden Anwendungen ist dies gleichzeitig der stationäre Dauerbetriebspunkt. Der Tastgrad ist hier dauerhaft gleich eins und entfällt daher als Stellgröße. Das Drehmoment wird nur noch über Variation der Schaltwinkel geregelt. In Abb. 4.12 ist ein Vergleich der Stromformen und der Zwischenkreisspannung



(a) konventionelle Kommutierung mit Einschaltwinkel $\theta_{\text{ein}} = 15^\circ \text{el.}$

(b) energiebilanzierte Kommutierung mit Einschaltwinkel $\theta_{\text{ein}} = 10^\circ \text{el.}$

Abbildung 4.12: Phasenströme und Zwischenkreisspannung bei hoher Drehzahl im Einzelpuls. $n = 1750 \text{ } 1/\text{min}$, $\theta_{\text{aus}} = 115^\circ \text{el.}$, $a = 1$, $C_{\text{dc}} = 89 \text{ } \mu\text{F}$

bei Nenndrehzahl für beide Kommutierungsarten dargestellt. Da es sich im gezeigten Fall bereits um den Betrieb mit Nenndrehmoment handelt, besteht hier keine große Variationsmöglichkeit bzgl. der Schaltwinkel mehr. Die Einschaltwinkel wurden für den Vergleich so gewählt, dass bei gleichen Ausschaltwinkeln gleiche Abschaltströme auftreten. Dabei ergeben sich unterschiedliche Einschaltwinkel, weil bei der konventionellen Kommutierung die erhöhte Zwischenkreisspannung zu einem schnelleren Stromaufbau beiträgt. Dies muss bei der energiebilanzierten Kommutierung durch ein früheres Einschalten kompensiert werden.

Bei energiebilanzierter Kommutierung geht die abschaltende Phase zunächst in den Freilauf, wie es im Grunddrehzahlbereich bei schwacher Überlappung ebenfalls der Fall ist. Im Einzelpulsbetrieb finden jedoch, sobald die nächste Phase Strom führt, nur noch wenige Schalthandlungen der abschaltenden Phase statt, da relativ schnell das Stromverhältnis in (4.8) größer als eins wird und somit dauerhaft abgeschaltet werden kann.

Wie beim Betrieb im Grunddrehzahlbereich ist auch hier eine deutlich verlängerte Kommutierungsdauer bei der Energiebilanzierung gegenüber dem konventionellen Fall zu erkennen.

Jedoch findet ebenfalls eine erhebliche Reduktion der Spannungsüberhöhungen im Zwischenkreis statt.

4.3.2 Einfluss auf das Drehmoment der Maschine

Das vorgestellte Verfahren der energiebilanzierten Phasenstromkommutierung greift in nicht unerheblichem Maße in die Stromform während des Abmagnetisierens einer Phase ein. Es ist deshalb zu erwarten, dass der Verlauf des von dieser Phase erzeugten Drehmoments ebenfalls durch die Regelung beeinflusst wird. In diesem Abschnitt soll am Beispiel zweier Betriebsdrehzahlen der Einfluss auf den Drehmomenttrippel der Maschine im Vergleich zur konventionellen Kommutierung untersucht werden.

Abb. 4.13 stellt die zeitlichen Verläufe der Phasenströme und des Gesamtdrehmoments für beide Betriebsstrategien gegenüber. Der Mittelwert des Drehmoments ist jeweils als grüne Linie dargestellt. Die Schaltwinkel wurden bei einer festen Drehzahl so optimiert, dass für ein gefordertes mittleres Drehmoment die Gesamtverluste im System minimiert wurden. Bei der Berechnung der Verluste im System wurden bei der Simulation die ohmschen Verluste

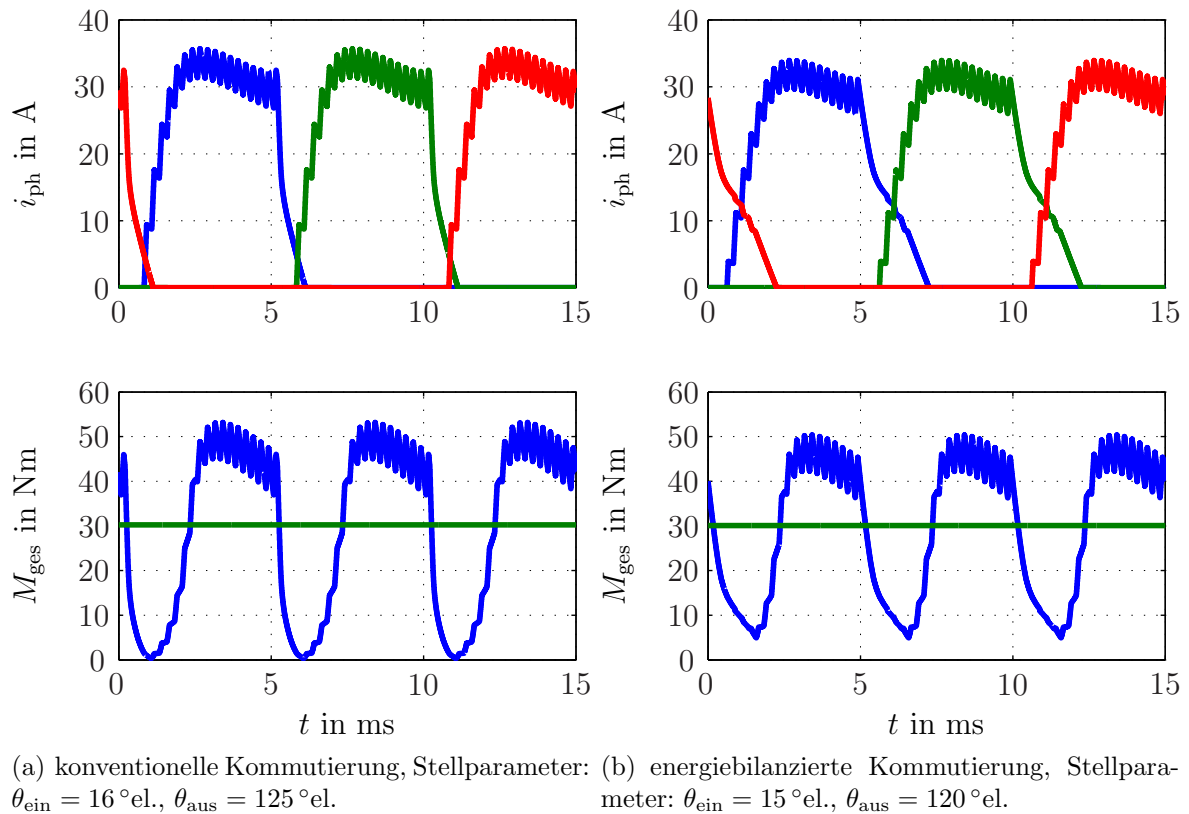
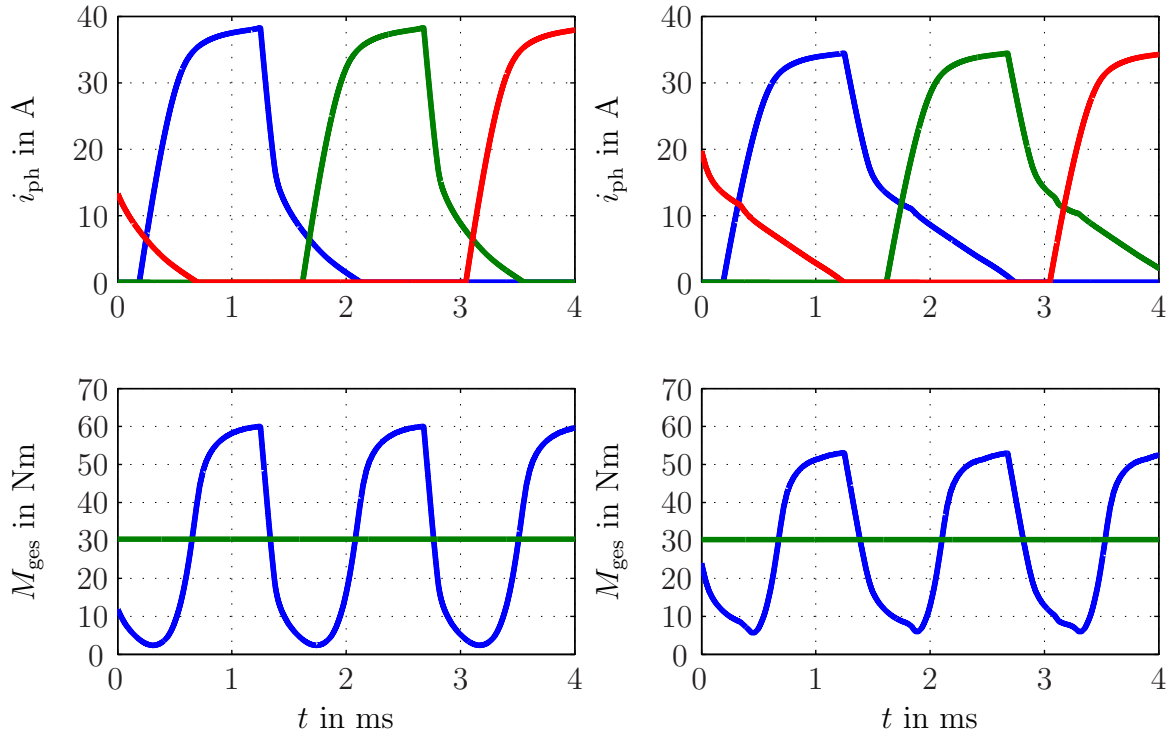


Abbildung 4.13: Phasenströme und Gesamtdrehmoment im Grunddrehzahlbereich. $n = 500 \text{ 1/min}$, $\bar{M}_{ges} = 30 \text{ Nm}$, $a = 0,33$, $C_{dc} = 89 \mu\text{F}$



(a) konventionelle Kommutierung, Stellparameter: $\theta_{\text{ein}} = 16^\circ \text{el.}$, $\theta_{\text{aus}} = 105^\circ \text{el.}$

(b) energiebilanzierte Kommutierung, Stellparameter: $\theta_{\text{ein}} = 16^\circ \text{el.}$, $\theta_{\text{aus}} = 105^\circ \text{el.}$

Abbildung 4.14: Phasenströme und Gesamtdrehmoment im Einzelpulsbetrieb bei Nenn-drehzahl. $n = 1750 \text{ } 1/\text{min}$, $\bar{M}_{\text{ges}} = 30 \text{ Nm}$, $a = 1$, $C_{\text{dc}} = 89 \text{ } \mu\text{F}$

in der Maschine und die Schalt- und Durchlassverluste im Umrichter berücksichtigt. Im dargestellten Vergleich zeigt sich eine etwas reduzierte Drehmomentwelligkeit der energiebilanzierten Kommutierung gegenüber der konventionellen. Zu erklären ist dies durch den ausgeprägten Freilauf der abschaltenden Phase während der Kommutierung, welcher ein wesentlich weniger steiles Abfallen des Drehmoments dieser Phase zur Folge hat.

Es muss an dieser Stelle jedoch deutlich hervorgehoben werden, dass die Charakteristik der hier zu Grunde gelegten Maschine bei Betrieb mit PWM und konstantem Tastgrad ohnehin zu einem stark fluktuierenden Drehmoment tendiert. Die Erklärung hierfür ist die Existenz eines breiten Induktivitätsplateaus in der ausgerichteten Position, welches dazu führt, dass die induzierte Gegenspannung schon deutlich vor Erreichen der ausgerichteten Position stark abnimmt. Der Bereich, in dem eine Phase positives Drehmoment erzeugen kann, wird dadurch schmaler und liegt deutlich unterhalb von 180°el. Da es sich hier um eine dreiphasige Maschine handelt und zusätzlich im Bereich der unausgerichteten Position ein Induktivitätsplateau vorhanden ist, existiert kein Überlappungsgebiet, in dem zwei benachbarte Phasen gleichzeitig Drehmoment erzeugen. Bei Betrieb mit (für eine Drehzahl) konstantem Tastgrad verursacht das Induktivitätsplateau ein schnelles Ansteigen des Phasenstroms bei gleichzeitig abnehmendem Drehmoment, wodurch sich der Wirkungsgrad verringert. Des-

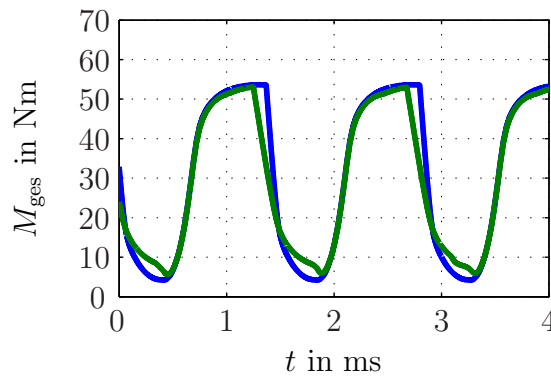


Abbildung 4.15: Verlauf Gesamtdrehmoment: blaue Kurve: konventionelle Kommutierung mit $C_{dc} = 1000 \mu\text{F}$, grüne Kurve: energiebilanziert mit $C_{dc} = 89 \mu\text{F}$

halb erweisen sich in der Simulation Schaltwinkelkombinationen als wirkungsgradoptimal, welche relativ früh abschalten und demnach einen vergleichsweise starken Drehmomentrip-pel mit sich bringen.

Im Einzelpulsbetrieb ist die Drehmomentwelligkeit bei energiebilanzierter Kommutierung ebenfalls leicht gegenüber der konventionellen reduziert, wie in Abb. 4.14 zu erkennen. Zum einen ist dies durch den verlängerten Freilauf während des Abmagnetisierens begründet, zum anderen durch den Umstand, dass der Phasenstrom beim Einschalten der aktiven Phase weniger schnell aufgebaut wird als bei der konventionellen Kommutierung, bei der zu diesem Zeitpunkt die Zwischenkreisspannung deutlich erhöht ist (vgl. Abb. 4.12). Der Spitzenwert des Phasenstroms und damit auch des Drehmoments fällt deshalb geringer aus, wodurch sich eine kleinere Gesamtwelligkeit ergibt. Vergleicht man jedoch die Drehmomentverläufe für unterschiedlichen Zwischenkreiskapazitäten, sodass sich für den konventionellen Betrieb eine ebenfalls glatte Zwischenkreisspannung einstellt, fällt der Unterschied in der Welligkeit wesentlich geringer aus. Hierzu zeigt Abb. 4.15 zum Vergleich den Drehmomentverlauf im konventionellen Betrieb mit einer Zwischenkreiskapazität von $1000 \mu\text{F}$ gegenüber dem Verlauf aus Abb. 4.14(b). Es ist deutlich zu erkennen, dass die Welligkeit im konventionellen Fall geringer ausfällt, weil aufgrund der glatten Zwischenkreisspannung kein Boosteffekt beim Stromaufbau mehr vorhanden ist.

Die in diesem Abschnitt erzielten Ergebnisse zeigen, dass für den hier betrachteten Maschinenquerschnitt die Drehmomentwelligkeit bei Anwendung des energiebilanzierten Kommutierungsverfahrens nicht verschlechtert wird. Dies ist jedoch zum großen Teil auf die bei konventioneller Kommutierung ohnehin große Welligkeit aufgrund der kaum vorhandenen Drehmomentüberlappung benachbarter Phasen zurückzuführen. Bei Maschinenquerschnitten mit stärkerer Drehmomentüberlappung, also sehr schmalen bis nicht vorhandenem Induktivitätsplateau in der ausgerichteten Position, kann demgegenüber durch geeignete Wahl der Schaltwinkel eine relativ kleine Drehmomentwelligkeit bei konventioneller Kommutierung erzielt werden [54, 55]. Der Einfluss der Energiebilanzierung ist dann im Einzelfall zu

untersuchen und erfordert gegebenenfalls eine eigene Optimierung der Schaltwinkel, um die zu erwartenden Drehmomentüberschüsse während der energiebilanzierten Kommutierung zu minimieren.

4.3.3 Verträglichkeit mit verschiedenen Verfahren der Drehmomentregelung

Für geschaltete Reluktanzantriebe existiert inzwischen eine Vielzahl verschiedener Drehmomentregelverfahren. Diese lassen sich in zwei Gruppen unterteilen.

- Verfahren zur Regelung des mittleren Drehmoments
- Verfahren zur Regelung des momentanen Drehmoments

Die Regelung des mittleren Drehmoments eignet sich vor allem für Antriebe, in denen die inhärente Drehmomentwelligkeit der geschalteten Reluktanzmaschine toleriert werden kann, weil hier kein Einfluss auf die Form des Drehmomentverlaufs genommen wird. In Anwendungen mit hohen Anforderungen an eine geringe Drehmomentwelligkeit kommen hingegen die Verfahren zur momentanen Regelung zum Einsatz, welche das Drehmoment zu jedem Zeitpunkt und damit auch während der Kommutierung konstant regeln.

Bei den Verfahren der momentanen Drehmomentregelung, von denen hier nur die PWM-basierten in Frage kommen, wird in jedem Abtastzeitschritt die Phasenspannung so angepasst, dass innerhalb der nächsten PWM-Periode das geforderte Drehmoment erzielt wird. Als Stellgröße wird dabei z.B. die Flussverkettung der aktiven Phase gewählt, da diese unmittelbar als Integral der Phasenspannung gestellt werden kann [3, 13, 14]. Während der Zeit, in der nur eine Phase aktiv ist, wird das Drehmoment nur über die Variation des Tastgrads der betreffenden Phase geregelt. Im Bereich der Kommutierung zweier Phasen hingegen muss dem Umstand Rechnung getragen werden, dass zwei Phasen an der Drehmomentproduktion beteiligt sind, wobei die Summe der Momente stets konstant zu sein hat. Diese Bedingung wird über die Anwendung komplexer Aufteilungsalgorithmen erfüllt, welche die Tastgrade sowohl der einschaltenden als auch der ausschaltenden Phase manipulieren. Da für die Kommutierung des Drehmoments von einer auf die andere Phase prinzipiell unendlich viele Trajektorien der Phasendrehmomente möglich sind, benötigen die Aufteilungsalgorithmen zusätzliche Nebenbedingungen, um letztendlich eine optimale Trajektorie zu finden. In [3, 14] war dies die Forderung nach der schnellstmöglichen Kommutierung des Drehmoments. In [56] hat Brauer gezeigt, dass ebenfalls die Forderung nach minimalen Verlusten während der Kommutierung als Nebenbedingung verwendet werden kann. In Kombination mit dem vorgestellten Verfahren der Energiebilanzierung könnte eine passende Nebenbedingung demnach die Forderung nach minimierter Ladungsrückspeisung in den Zwischenkreis sein. Inwieweit sich die Forderungen nach konstantem Drehmoment und

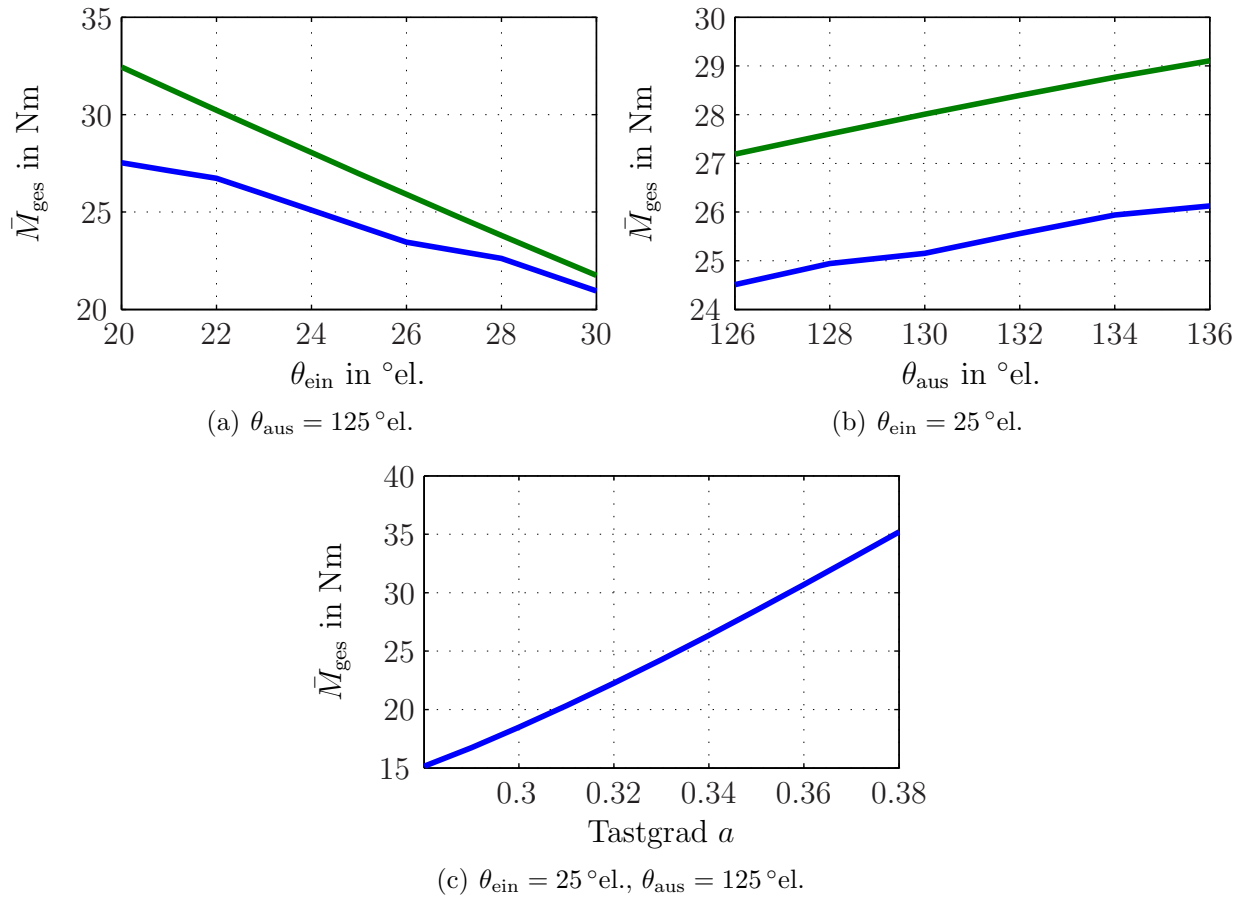


Abbildung 4.16: Mittleres Drehmoment als Funktion der Schaltwinkel (a und b) bei $n = 500 \text{ 1/min}$, $a = 0.33$ (blau) und $n = 1750 \text{ 1/min}$, $a = 1$ (grün) und als Funktion des Tastgrads (c) bei $n = 500 \text{ 1/min}$ mit energiebilanzierter Kommutierung

glatter Zwischenkreisspannung gleichzeitig befriedigen lassen, ist im Einzelfall der betreffenden Antriebskonfiguration zu untersuchen. Eine Einschränkung in Bezug auf die Dynamik des Antriebs ist dadurch gegeben, dass der Phasenstrom nicht mit maximaler Zwischenkreisspannung reduziert werden kann, wodurch die Änderungsrate des Drehmoments nach unten begrenzt ist. Um die Energiebilanz im Zwischenkreis ausgeglichen zu halten, müsste die maximale Drehmomentsteilheit im Regler nach unten begrenzt werden. In den prädiktiven Verfahren, zu denen das von Fuengwarodsakul [3] vorgestellte zählt, ist dies jedoch ohne weiteres möglich.

Die Steuerung des mittleren Drehmoments ist auf Basis vorab berechneter Stellparameterkombinationen möglich, wobei im Betrieb auftretende Fehler im Drehmoment auf geeignete Weise ausgeglichen werden müssen [2]. Die Rückführung des Drehmoments zum Regler erfolgt bei DATC über die Integration der Phasenleistung. Stationäre Abweichungen im gestellten Drehmoment vom Sollwert können dann über eine geeignete Nachführung der Stellparameter Einschaltwinkel, Ausschaltwinkel und Tastgrad erfolgen. Inderka hat die Funktionalität

von DATC für eine Implementierung mit Stromtoleranzbandregelung nachgewiesen [57]. Ob sich dieses Prinzip auch auf das vorgestellte PWM-basierte Energiebilanzierungsverfahren anwenden lässt, hängt im Wesentlichen davon ab, ob sich in einem Betriebspunkt durch Variation eines der Stellparameter eine Veränderung des Drehmoments mit möglichst linearem Zusammenhang erzielen lässt. Dazu wurden in Betriebspunkten bei niedriger und hoher Drehzahl Stellparametervariationen durchgeführt und der Einfluss auf das mittlere abgegebene Drehmoment untersucht. In Abb. 4.16 sind für niedrige und hohe Drehzahlen die Abhängigkeiten des mittleren abgegebenen Drehmoments von der Variation jeweils eines Stellparameters bei energiebilanzierter Kommutierung dargestellt. Zum einen wird deutlich, dass eine Veränderung des Einschaltwinkels den größeren Einfluss auf das Drehmoment hat als eine Veränderung des Ausschaltwinkels. Zum anderen lässt sich in beiden Fällen eine lineare Abhängigkeit des Drehmoments von den Stellparametern beobachten, sowohl bei niedriger, als auch bei hoher Drehzahl. Letzteres ist eine wesentliche Voraussetzung für die Implementierbarkeit mit DATC. Bei niedrigen Drehzahlen besteht darüber hinaus die Möglichkeit, durch Variation des Tastgrads eine Veränderung des Drehmoments herbeizuführen. Dieser Zusammenhang ist in Abb. 4.16(c) abgebildet. Auch hier ist eine weitgehend lineare Abhängigkeit zwischen Drehmoment und Tastgrad zu erkennen, sodass insgesamt von einer guten Vereinbarkeit mit DATC ausgegangen werden kann.

4.3.4 Einfluss auf die Wechselstrombelastung des Zwischenkreises

Die Wechselstrombelastung des Zwischenkreiskondensators ist eine der wichtigsten Kenngrößen für die Auslegung des Zwischenkreiskondensators, da hierüber die Verlustleistung im Kondensator bestimmt wird und über dessen thermischen Widerstand schließlich seine Hot-Spot-Temperatur abgeschätzt werden kann. Durch eine Reduktion der Verlustleistung kann diese Temperatur verringert werden und damit eine höhere Lebensdauer des Kondensators erzielt werden. Eine geringere Verlustleistung ermöglicht jedoch auch die Verwendung von Bauteilen mit kleineren Abmessungen und damit verbundenem größeren thermischen Widerstand, bei gleicher zu erwartender Lebensdauer [58].

Charakteristisch für geschaltete Reluktanzantriebe ist die im Vergleich zu klassischen Antrieben mit dreiphasigen Drehfeldmaschinen relativ starke Belastung des Zwischenkreiskondensators im Bereich der elektrischen Grundfrequenz f_{el} . Hervorgerufen wird dies durch die Entregung der aktiven Phase am Ende des Leitbereichs, bei der die magnetische Restenergie der Phase mit einem einzelnen nahezu dreiecksförmigen Strompuls in den Zwischenkreis zurückgeführt wird. Die Höhe des Pulses ist gleich der Höhe des Phasenstroms zu Beginn des Abschaltens. Dieser Vorgang wiederholt sich mit der elektrischen Grundfrequenz nach (3.23) und ist im Spektrum des Zwischenkreisstroms sowohl im Grunddrehzahlbereich als auch im Einzelpulsbetrieb (Abb. 4.17(a) und 4.18(a)) deutlich zu erkennen.

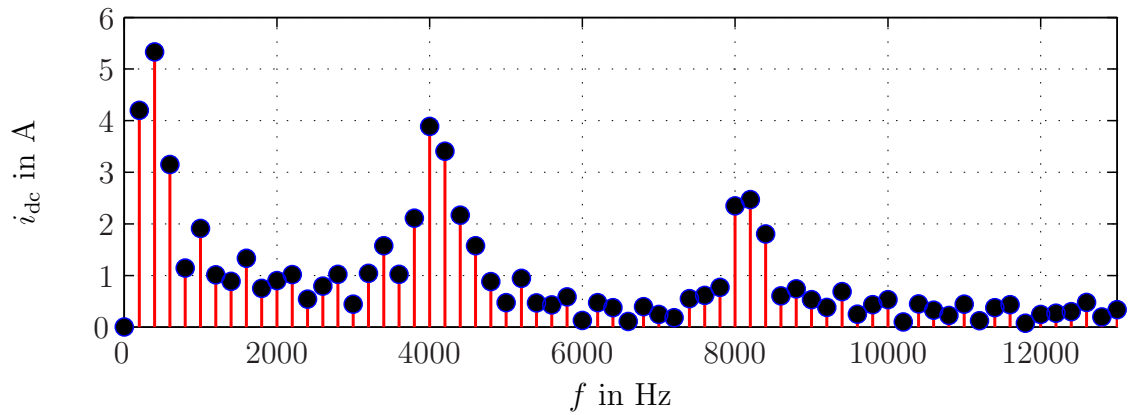
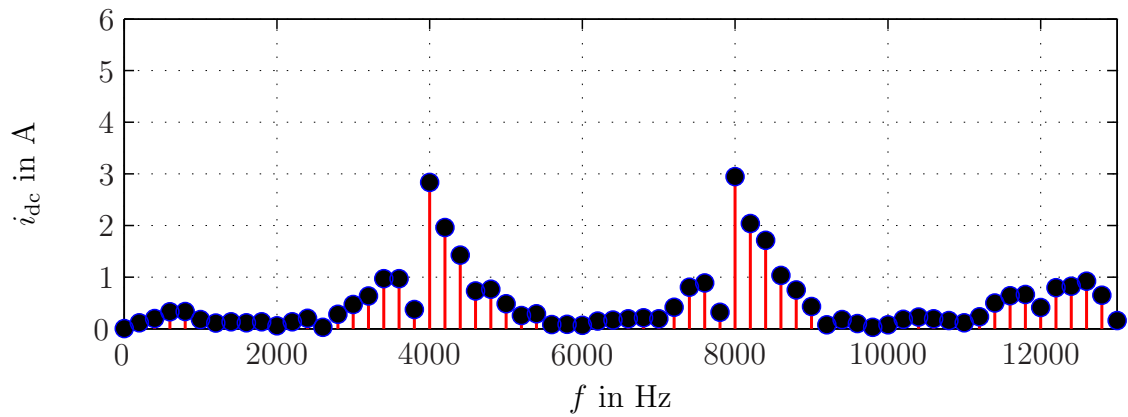
(a) konventionelle Kommutierung ($\theta_{\text{ein}} = 16^\circ \text{el.}$, $\theta_{\text{aus}} = 125^\circ \text{el.}$, $f_s = 4 \text{ kHz}$)(b) energiebilanzierte Kommutierung ($\theta_{\text{ein}} = 20^\circ \text{el.}$, $\theta_{\text{aus}} = 125^\circ \text{el.}$, $f_s = 4 \text{ kHz}$)

Abbildung 4.17: Spektrum des Zwischenkreisstroms bei $n = 500 \text{ 1/min}$ ($f_{\text{el}} = 200 \text{ Hz}$), $\bar{M}_{\text{ges}} = 30 \text{ Nm}$, $a = 0,33$, $C_{\text{dc}} = 89 \text{ }\mu\text{F}$

Das Spektrum des Zwischenkreisstroms wird im Grunddrehzahlbereich (Abb. 4.17(a)) dominiert von den Anteilen bei der elektrischen Grundfrequenz, der Schaltfrequenz und deren Vielfachen, da hier spannungsgeregelter und damit gepulster Betrieb vorliegt. Die ausgeprägte Belastung bei der elektrischen Grundfrequenz ist damit zu begründen, dass der Zwischenkreis bei jedem Kommutierungsvorgang geladen wird und seine Spannung über die gleichgerichtete Spannung der Einspeisung steigt. Dieser Ladungsüberschuss wird anschließend von der einschaltenden Phase wieder abgebaut. Während die Zwischenkreisspannung über der Quellenspannung liegt, findet kein Ladungsaustausch mit der Einspeisung statt, sodass zunächst der komplette negative Phasenstrom der abschaltenden Phase durch den Zwischenkreiskondensator fließt und danach der positive Phasenstrom einschaltenden Phase, bis das Spannungsniveau wieder unter das der Quelle gefallen ist. Durch Anwendung der energiebilanzierten Kommutierung (Abb. 4.17(b)) kann der Grundfrequenzanteil vollständig aus dem Spektrum eliminiert werden, weil ein Überladen des Zwischenkreises während der Kommutierung vermieden wird. Die abschaltende Phase gibt ihre gespeicherte magnetische

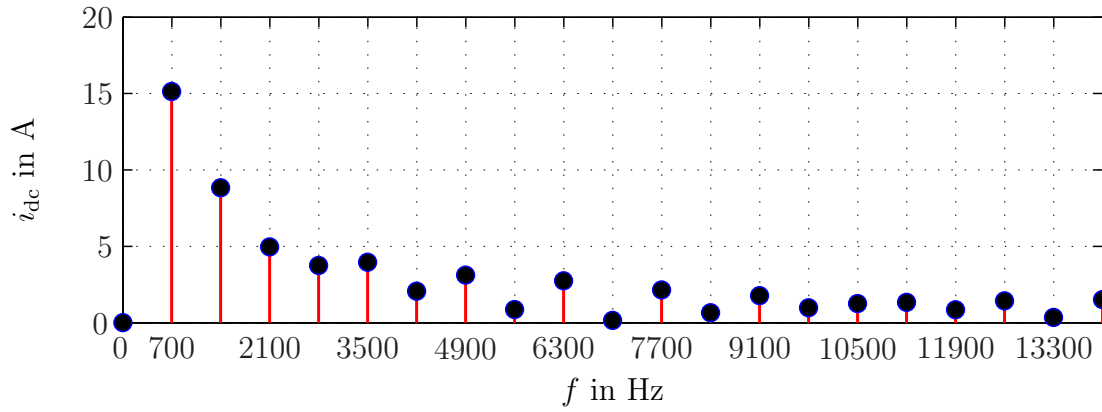
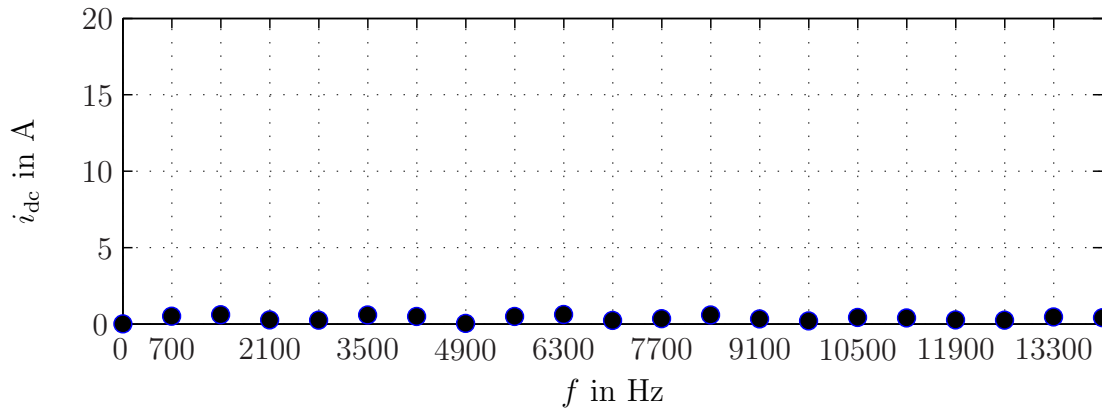
(a) konventionelle Kommutierung ($\theta_{\text{ein}} = 16^\circ \text{el.}$, $\theta_{\text{aus}} = 105^\circ \text{el.}$, $f_s = 4 \text{ kHz}$)(b) energiebilanzierte Kommutierung ($\theta_{\text{ein}} = 16^\circ \text{el.}$, $\theta_{\text{aus}} = 105^\circ \text{el.}$, $f_s = 4 \text{ kHz}$)

Abbildung 4.18: Spektrum des Zwischenkreisstroms bei $n = 1750 \text{ 1/min}$ ($f_{\text{el}} = 700 \text{ Hz}$),
 $\bar{M}_{\text{ges}} = 30 \text{ Nm}$, $a = 1$, $C_{\text{dc}} = 89 \text{ }\mu\text{F}$

Energie zeitlich verteilt und in dem Maße frei, wie die einschaltende Phase sie aufnimmt, um ihren Strom aufzubauen. Auch hier findet idealerweise kein Austausch mit der Quelle statt, insbesondere wird aber der Zwischenkreiskondensator nicht mit lang andauernden Strompulsen belastet, was sich entsprechend im Spektrum des Stroms widerspiegelt.

Im Einzelpulsbetrieb bei Nenndrehzahl (Abb. 4.18(a)) verschiebt sich das Spektrum des Zwischenkreisstroms hin zur elektrischen Grundfrequenz, weil hier innerhalb des Leitbereichs einer Phase nicht mehr geschaltet wird. Demnach verschwinden die Anteile der Schaltfrequenz. Bei Anwendung der energiebilanzierten Kommutierung (Abb. 4.18(b)) kann hier ein Energieaustausch mit dem Zwischenkreis sogar vollständig unterbunden werden. Am Vergleich der beiden Spektren kann deutlich abgelesen werden, wie das vorgestellte Verfahren auf die Richtungsabhängigkeit der Quellenimpedanz eingeht, indem ein Energiefluss vom Umrichter zurück in den Zwischenkreis zu jeder Zeit vermieden wird. Da die Quellenimpedanz in Entnahmerichtung bei der elektrischen Grundfrequenz nur schwach dämpft,

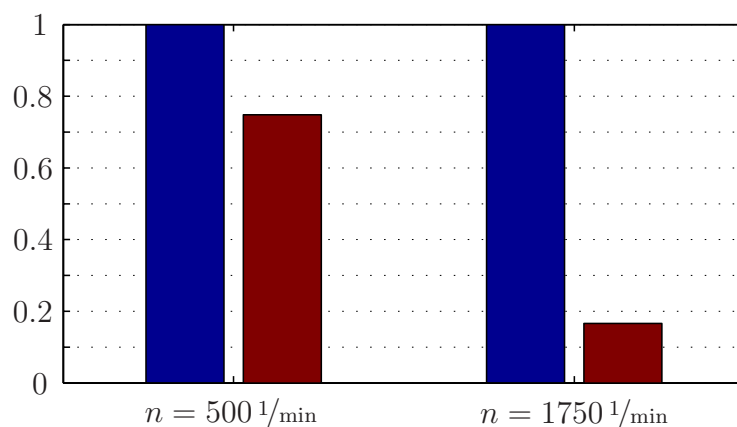


Abbildung 4.19: Normierte Effektivwerte des Zwischenkreisstroms für konventionelle (blau) und energiebilanzierte Kommutierung (rot) bei $\bar{M}_{\text{ges}} = 30 \text{ Nm}$

wird der Kondensator auch im Falle einer Leistungsaufnahme durch den Umrichter nicht belastet.

Die für die Berechnung der im Zwischenkreis auftretenden Verluste maßgeblichen Effektivwerte des Zwischenkreisstroms sind in Abb. 4.19 dargestellt. Die Ergebnisse sind auf die Werte für konventionelle Kommutierung normiert. Im gepulsten Betrieb bei kleiner Drehzahl beläuft sich der Unterschied auf etwa 25 %, da hier im Wesentlichen nur die Stromkomponente bei der elektrischen Grundfrequenz eliminiert wird, aber ein nennenswerter Anteil des Spektrums bei der Schaltfrequenz liegt, welcher durch die Strategie nicht beeinflusst wird. Dagegen beläuft sich die Reduktion des Zwischenkreisstroms im Einzelpuls auf über 80 %, weil in diesem Betriebsmodus das Spektrum deutlich von der elektrischen Grundfrequenz dominiert wird, welche mit der Strategie weitgehend ausgelöscht wird.

4.3.5 Einfluss auf den Wirkungsgrad

Wie im vorangegangenen Abschnitt gezeigt wurde, kann durch Anwendung der energiebilanzierten Phasenstromkommutierung die Wechselstrombelastung des Zwischenkreises deutlich reduziert werden. Diese Entlastung des Zwischenkreises wird jedoch dadurch erkauft, dass während der Kommutierung der Phasenstrom der abschaltenden Phase länger in der Maschine aufrecht erhalten wird. In Folge dessen sind sowohl die betreffende Maschinenphase als auch der zugehörige Umrichterzweig über einen längeren Zeitraum belastet, als es bei konventioneller Kommutierung der Fall wäre.

Der Einfluss der hier vorgestellten Strategie auf den Wirkungsgrad wird ausschließlich für den Betriebspunkt untersucht, für den der hier betrachtete Antrieb ausgelegt ist, also den Nennpunkt. Des Weiteren wird für den Vergleich der Wirkungsgrade eine wesentlich größere Zwischenkreiskapazität als in den vorherigen Abschnitten angenommen, welche für den

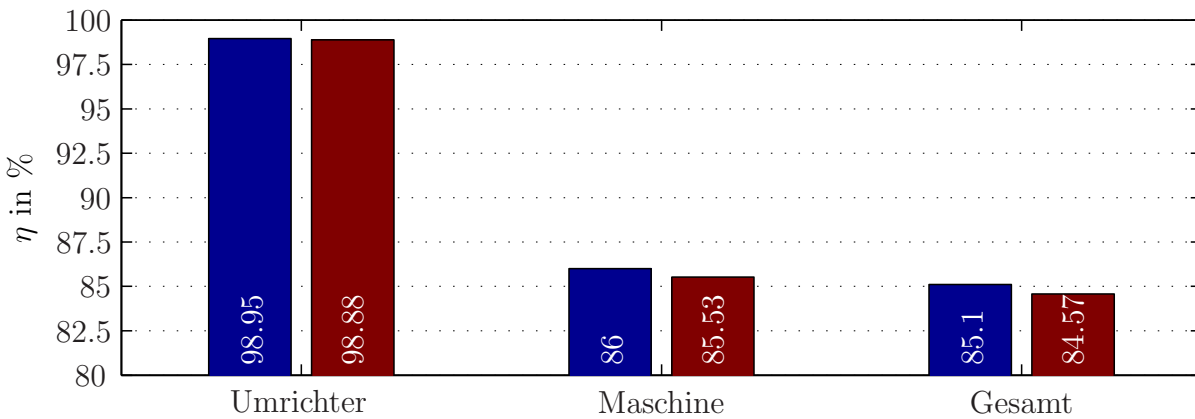


Abbildung 4.20: Simulierte Wirkungsgrade der Antriebskomponenten und des Gesamtsystems bei $n = 1750 \text{ 1/min}$ und $\bar{M}_{\text{ges}} = 30 \text{ Nm}$ mit $C_{\text{dc}} = 500 \text{ }\mu\text{F}$ für konventionelle (blau) und energiebilanzierte Kommutierung (rot)

Einsatz mit konventioneller Kommutierung realistisch ist. Auf diese Weise ist der Einfluss einer welligen Zwischenkreisspannung auf den Wirkungsgrad weitgehend minimiert. Dies ist möglich, weil die Zwischenkreisspannung keine Eingangsgröße für das PWM-basierte Energiebilanzierungsverfahren darstellt. Die berechneten Tastgrade sind daher unabhängig von der Spannung im Zwischenkreis. Eine Betrachtung der charakteristischen Stromverläufe mit und ohne Energiebilanzierung und ihr Einfluss auf den Wirkungsgrad ist daher entkoppelt von der Zwischenkreisspannung möglich. In die Berechnung der Verluste fließen die ohmschen Verluste in der Maschine, sowie die Leitverluste und Schaltverluste in den Leistungshalbleitern, die gemäß Abschnitt 4.2.2 berechnet wurden, ein. Zur Bestimmung der im jeweiligen Betriebspunkt idealen Stellparameterkombinationen wurden für beide Fälle Massensimulationen durchgeführt, bei denen die Stellparameter Ein- und Ausschaltwinkel über weite Bereiche variiert und anschließend die wirkungsgradbesten Sätze ausgewählt wurden.

Abb. 4.20 zeigt die simulierten Wirkungsgrade der Komponenten und des Gesamtantriebs im Nennpunkt. Während sich der Umrichterwirkungsgrad kaum verändert, zeigt der Maschinenwirkungsgrad eine ausgeprägtere Abhängigkeit von der verwendeten Strategie, was hauptsächlich auf den zeitlich verzögerten Stromabbau der abmagnetisierenden Phase zurückzuführen ist. Bei konventioneller Kommutierung kann der Strom auf einem kleinen Winkelbereich vor dem Erreichen des Induktivitätsplateaus vollständig abgebaut werden, wobei die energiebilanzierte Kommutierung den Strom bis weit in diesen Bereich aufrecht erhält. Weil dort kaum noch Drehmoment produziert werden kann, verursacht der Strom hauptsächlich ohmsche Verluste, welche den Wirkungsgrad mindern.

Dennoch ist das Induktivitätsplateau vor diesem Hintergrund nicht ausschließlich negativ zu bewerten, da es gleichzeitig eine zeitlich wesentlich ausgedehntere Kommutierung bis

über die ausgerichtete Position hinaus erlaubt, ohne dass der Reststrom dabei negatives Drehmoment erzeugt.

4.4 Implementierungsaspekte

4.4.1 Steuerungskonzept für das Abschalten des Antriebs

Im Falle des Abschaltens des Antriebs müssen grundsätzlich zwei verschiedene Fälle unterschieden werden.

- Abschalten durch Unterbrechung der Hauptstromversorgung
- Abschalten durch Steuerbefehl bei aufrecht erhaltener Hauptstromversorgung

Im ersten Fall wird der Zwischenkreis von der Energieversorgung abgekoppelt und in Folge dessen durch den Umrichter entladen, welcher den Betrieb der Maschine zunächst fortsetzt. Da sich die Steuerelektronik in den überwiegenden Fällen aus dem Zwischenkreis versorgt, wird der Antrieb so lange weiterbetrieben, bis die Zwischenkreisspannung für die Versorgung der Steuerelektronik zu weit abgesunken ist und der Antrieb schließlich abschaltet. In diesem Fall findet demnach nur eine Rückspeisung statt, wenn die Zwischenkreisspannung bereits weit unter ihren Nennwert abgesunken ist.

Im zweiten Fall verbleibt die Zwischenkreisspannung im Zeitpunkt des Ausschaltbefehls auf ihrem Nennwert, weswegen der Antrieb nicht ohne weitere Maßnahmen sofort abgeschaltet werden kann, ohne den Zwischenkreis zu überladen. Es stellt sich also die Frage nach einer Möglichkeit, die magnetische Energie der aktiven Phase zu vernichten, anstatt sie in den Zwischenkreis zurück zu führen. Dies kann sowohl durch Ausnutzen der ohmschen Verluste in der Maschine als auch durch Umsetzung in Drehmoment erfolgen. Im Folgenden wird ein Verfahren zur vollständigen Entregung der Maschine ohne Überladen des Zwischenkreises vorgestellt.

Nachdem von der Steuerung des Antriebs der Ausschaltbefehl gesetzt wurde, schaltet die aktive Phase in den Freilauf, um keine Energie aus dem Zwischenkreis zu entnehmen. In Folge dessen baut sich der Strom aufgrund der Gegenspannung ab. In den meisten Fällen – insbesondere bei hohen Drehzahlen und bereits vollständig aufgebautem Phasenstrom – reduziert sich der Strom der aktiven Phase bis zum Erreichen der ausgerichteten Position nicht vollständig auf Null. Deshalb wird die nachfolgende Phase $n + 1$ bei Überschreiten der unausgerichteten Position mit vollem Tastgrad eingeschaltet und die abschaltende Phase n gemäß dem Prinzip der Energiebilanzierung nach (4.8) abmagnetisiert, bis die Ströme in beiden Phasen den gleichen Wert haben. Ab diesem Zeitpunkt wird Phase n endgültig

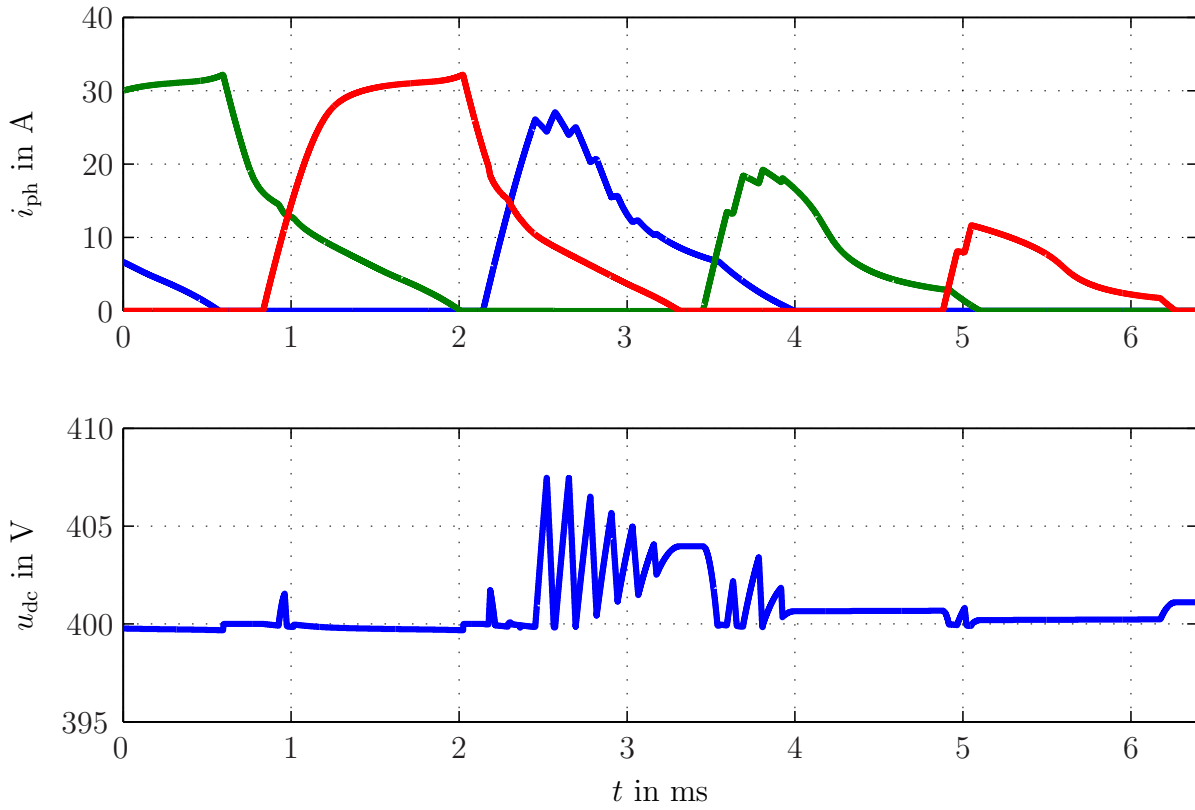


Abbildung 4.21: Phasenströme und Zwischenkreisspannung während eines Abschaltvorgangs mit Energiebilanzierung im Nennpunkt bei $n = 1750 \text{ }^1/\text{min}$ und aufrecht erhaltener Hauptstromversorgung

mit Tastgrad -1 abgeschaltet und Phase $n + 1$ mit reduziertem Tastgrad nach folgender Steuervorschrift weiter aufmagnetisiert.

$$a^{n+1} = -\frac{i_{\text{ph}}^n}{i_{\text{ph}}^{n+1}} \quad (4.16)$$

Durch (4.16) wird gewährleistet, dass exakt die während der Abmagnetisierung zurück gespeiste Ladung von der aufmagnetisierenden Phase entnommen wird, sodass keine zusätzliche Energie dem Zwischenkreis entnommen wird. Aus (4.16) folgt ebenfalls, dass, sobald Phase n stromlos ist, Phase $n + 1$ in den Freilauf schaltet und die magnetische Restenergie in ohmsche Verluste und Drehmoment umsetzt. Je nach Drehzahl und Höhe des Stroms im Abschaltzeitpunkt kann sich der Abschaltvorgang über mehrere Kommutierungsvorgänge erstrecken, bis die Maschine vollständig entregt ist. In Abb. 4.21 ist der Verlauf der Phasenströme sowie der Zwischenkreisspannung während eines Abschaltvorgangs dargestellt. Im Beispiel wurde eine untere Stromschwelle von 1 A gewählt, unterhalb derer eine Phase abgeschaltet werden darf, ohne dass eine nachfolgende Phase die Restenergie übernehmen muss. Hieraus ergibt sich die leichte Erhöhung der Zwischenkreisspannung am Ende des Abschaltvorgangs.

4.4.2 Zusatzaufwand in Hard- und Software

Der Zusatzaufwand zur Implementierung des Verfahrens auf Seiten der Software beläuft sich im Wesentlichen auf eine zusätzliche Division (siehe (4.8)), welche einmal pro PWM-Periode während der Kommutierung zur Tastgradberechnung ablaufen muss. Eine nachträgliche Implementierung ist demnach ohne weiteres möglich, wenn das Verhältnis von Interruptrechnzeit zu PWM-Periodendauer noch nicht vollständig ausgeschöpft ist.

Eine konventionelle Steuerung mit Pulsweitenmodulation kann prinzipiell ohne Stromsensoren und ohne Spannungssensoren implementiert werden, wenn ein Lagegeber zur Rotorpositionsbestimmung vorhanden ist. Die Steuerung der Maschine erfolgt dann ohne Rückkopplung der elektrischen Größen durch Vorsteuerung der Schaltwinkel und des Tastgrads. Auf diese Weise lässt sich eine einfache Drehzahlregelung für stationäre Lastprofile implementieren. Unter diesem Gesichtspunkt stellt die in der vorgestellten Steuerstrategie notwendige Strommessung in allen Maschinenphasen eine Komplexitätssteigerung dar. Je nach Art der Anwendung kann es jedoch vorteilhaft sein, die Rotorposition rein elektrisch auf Basis der gemessenen Phasenströme zu bestimmen, wenn der zur Verfügung stehende Bauraum zu klein ist oder raue Einsatzbedingungen die Verwendung eines mechanisch anfälligen Lagegebers verbieten. Außerdem kann eine elektrische Positionsbestimmung mit einfachen Stromsensoren und gesteigerter installierter Rechenleistung kostengünstiger gegenüber einem mechanischen Lagegeber sein. In diesem Fall ist davon auszugehen, dass das hier vorgestellte Verfahren ohne weiteren Zusatzaufwand implementiert werden kann.

5 Toleranzband-basierte Energiebilanzierung

Die Stromtoleranzbandregelung ist im Gegensatz zur Pulsweitenmodulation ein asynchrones Steuerungsverfahren, bei dem die innerste und damit schnellste Reglerkaskade – der Stromregler – üblicherweise in analoge Schaltkreise ausgelagert wird. Dadurch kann zum einen auf eine Abtastung und Diskretisierung der Phasenströme verzichtet werden, zum anderen wird der Zentralrechner, auf dem die zeitdiskreten Reglerstrukturen implementiert sind, deutlich entlastet, wodurch wiederum sehr hohe Abtastfrequenzen ermöglicht werden. Aus dem Verzicht auf eine digitale Verarbeitung der elektrischen Zustandsgrößen der Maschinenphasen folgt jedoch auch unmittelbar, dass das im vorangegangenen Kapitel beschriebene Verfahren der PWM-basierten Energiebilanzierung in Kombination mit solchen Reglerstrukturen nicht angewendet werden kann.

In diesem Kapitel wird daher ein alternatives Steuerungskonzept zur Begrenzung der Zwischenkreisspannung vorgestellt, welches in analog implementierte, toleranzband-basierte Regelungsverfahren integriert werden kann. Dazu wird zunächst das Prinzip dieses Konzepts eingeführt und eine Möglichkeit vorgestellt, wie eine Integration in eine typische, konventionelle Steuerungsarchitektur erfolgen kann. Im Anschluss daran erfolgt eine Betrachtung der Auswirkungen dieser Regelung auf verschiedene Betriebseigenschaften des Antriebs. Nachdem im letzten Teil des Kapitels gezeigt wird, wie ein sicheres Abschalten des Antriebs ohne Überladen des Zwischenkreises erfolgen kann, erfolgt abschließend eine Abschätzung des notwendigen Mehraufwandes zur Umsetzung des Konzepts in Hard- und Software.

5.1 Regelungskonzept

5.1.1 Prinzip der direkten Zwischenkreisspannungsregelung

In Antrieben, welche rein motorisch eingesetzt werden, erfolgt die Regelung des Phasenstroms durch Vergleich des gemessenen Stroms mit zwei Referenzwerten. Daher wird diese Methode auch als Zweipunktregelung bezeichnet. Der Strom wird zwischen diesen Grenzwerten gehalten, indem die Phase eingeschaltet wird, wenn sich der Strom unterhalb des Bandes befindet, oder in den Freilauf, wenn er oberhalb der oberen Schwelle liegt. Liegt der Strom innerhalb des Bandes, wird der zuletzt aktive Schaltzustand beibehalten. Ein aktives Abmagnetisieren der Phase innerhalb des Leitbereichs ist im motorischen Fall nicht

$i_{ph}^{n+1} > i_{ph}^n$	u_{ph}^n	u_{ph}^{n+1}	du_{dc}/dt
nein	$-u_{dc}$	0	> 0
nein	$-u_{dc}$	u_{dc}	> 0
ja	$-u_{dc}$	0	> 0
ja	$-u_{dc}$	u_{dc}	< 0

Tabelle 5.1: Zustände der Phasen während eines konventionellen Kommutierungsvorgangs und Einfluss auf die Zwischenkreisspannung

nötig, da der Strom bei konstanter Flussverkettung stets eine negative Änderung erfährt. Erst nach dem Überschreiten des Ausschaltwinkels wird die bis dahin aktive Phase durch Anlegen der negativen Zwischenkreisspannung abgeschaltet, woraufhin die in ihr gespeicherte magnetische Energie teilweise in Drehmoment und zum großen Teil als elektrische Energie in den Zwischenkreis zurück fließt. Während der Kommutierung von einer Phase auf die nachfolgende kommt es dabei zu einer Überlagerung der Ladung und Entladung des Zwischenkreises, wenn beide Phasen gleichzeitig Strom führen.

Tabelle 5.1 zeigt die möglichen Schaltzustände während einer konventionellen Kommutierung mit Toleranzbandregelung und die resultierende Änderung der Zwischenkreisspannung. Die abmagnetisierende Phase (Index n) kann nur mit voller negativer Zwischenkreisspannung geschaltet werden, wobei die aktive Phase entweder mit der positiven Zwischenkreisspannung beaufschlagt oder in den Freilauf geschaltet wird. In drei von vier möglichen Schaltzustandskombinationen wird dem Zwischenkreis in Summe Energie zugeführt, sodass die Änderung der Spannung positiv ist. Erst wenn der Strom der aktiven Phase größer ist als der Strom der abmagnetisierenden Phase und die aktive Phase eingeschaltet wird, reduziert sich die Zwischenkreisspannung wieder. Erlaubt man jedoch der abschaltenden Phase ebenfalls, den Freilaufzustand einzunehmen, so ergeben sich vier weitere Schaltzustandskombinationen, welche in Tabelle 5.2 dargestellt sind. Hier steigt die Zwischenkreisspannung in keinem Fall mehr an. Insbesondere besteht nun zu Beginn der Kommutierung, wenn der Strom der abschaltenden Phase noch größer ist als in der aktiven Phase, die Möglichkeit, ein Laden des Zwischenkreises zu verhindern.

Diese Erweiterung der möglichen Schaltzustände für die abmagnetisierende Phase wird erreicht durch ein neu eingeführtes Toleranzband für die Spannung im Zwischenkreis, inner-

$i_{ph}^{n+1} > i_{ph}^n$	u_{ph}^n	u_{ph}^{n+1}	du_{dc}/dt
nein	0	0	0
nein	0	u_{dc}	< 0
ja	0	0	0
ja	0	u_{dc}	< 0

Tabelle 5.2: Verhalten der Zwischenkreisspannung mit neu eingeführtem Freilaufzustand für die abmagnetisierende Phase

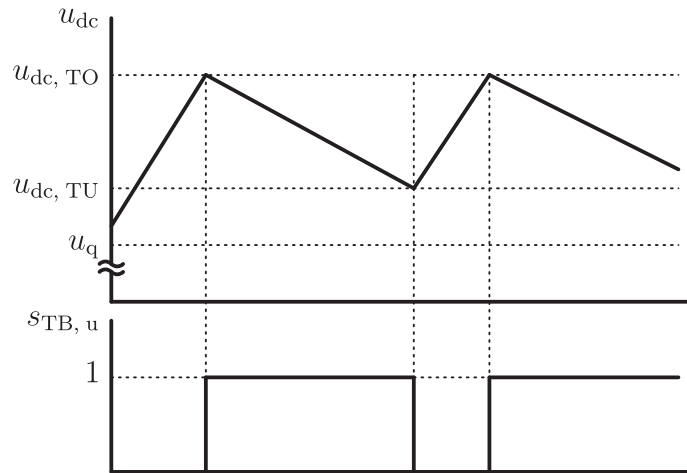


Abbildung 5.1: Schematischer Verlauf der Zwischenkreisspannung und resultierendes Reglerausgangssignal

halb dessen die Zwischenkreisspannung während der Kommutierung zweier Phasen gehalten wird. Dieses Band ist definiert über die folgenden beiden Grenzen:

$$u_{dc, TO} > u_q \quad (5.1)$$

$$u_{dc, TU} > u_q \quad (5.2)$$

$$u_{dc, TO} > u_{dc, TU} \quad (5.3)$$

Dabei bezeichnet $u_{dc, TO}$ die Obergrenze und $u_{dc, TU}$ die Untergrenze des Toleranzbandes. Die Zwischenkreisspannung wird von einem Toleranzbandregler gemessen und permanent mit diesen beiden Grenzen verglichen. Abb. 5.1 zeigt zu diesem Prinzip den schematischen Verlauf der Zwischenkreisspannung während eines Kommutierungsvorgangs und das entsprechende Ausgangssignal $s_{TB, u}$ des Toleranzbandreglers. Zu Beginn steigt die Spannung im Zwischenkreis an, weil dieser von der abschaltenden Phase geladen wird. Durch Setzen des Signals $s_{TB, u}$ bei Erreichen der oberen Toleranzbandgrenze soll ein weiteres Laden vermieden werden. Dies ist gegeben, wenn mit diesem Zustand ein Freilauf der abschaltenden Phase assoziiert ist. Hervorzuheben ist, dass die Untergrenze des Toleranzbandes unbedingt oberhalb der Spannung der Einspeisung u_q liegen muss, um deren Erreichbarkeit sicher zu stellen. Anderenfalls könnte der Spannungstoleranzbandregler das Steuersignal $s_{TB, u}$ nicht mehr zurücksetzen, weil die Zwischenkreisspannung nicht unter die Quellenspannung und damit auch nicht mehr unter die Untergrenze des Toleranzbandes fallen kann. Liegt die Spannung oberhalb der Obergrenze des Bandes, muss ein Schaltzustand gewählt werden, welcher ein weiteres Laden des Zwischenkreises verhindert. Die Tabellen 5.1 und 5.2 zeigen, dass dies immer erreicht wird, wenn die abmagnetisierende Phase in den Freilauf geschaltet wird. Sobald die Zwischenkreisspannung die Untergrenze des Toleranzbandes wieder unterschritten hat, kann ein weiteres Laden des Zwischenkreises wieder zugelassen werden. Somit kann die zuvor in den Freilauf geschaltete Phase wieder abgeschaltet werden.

5.1.2 Regelungsstruktur und Integration in konventionelle Stromtoleranzbandregelung

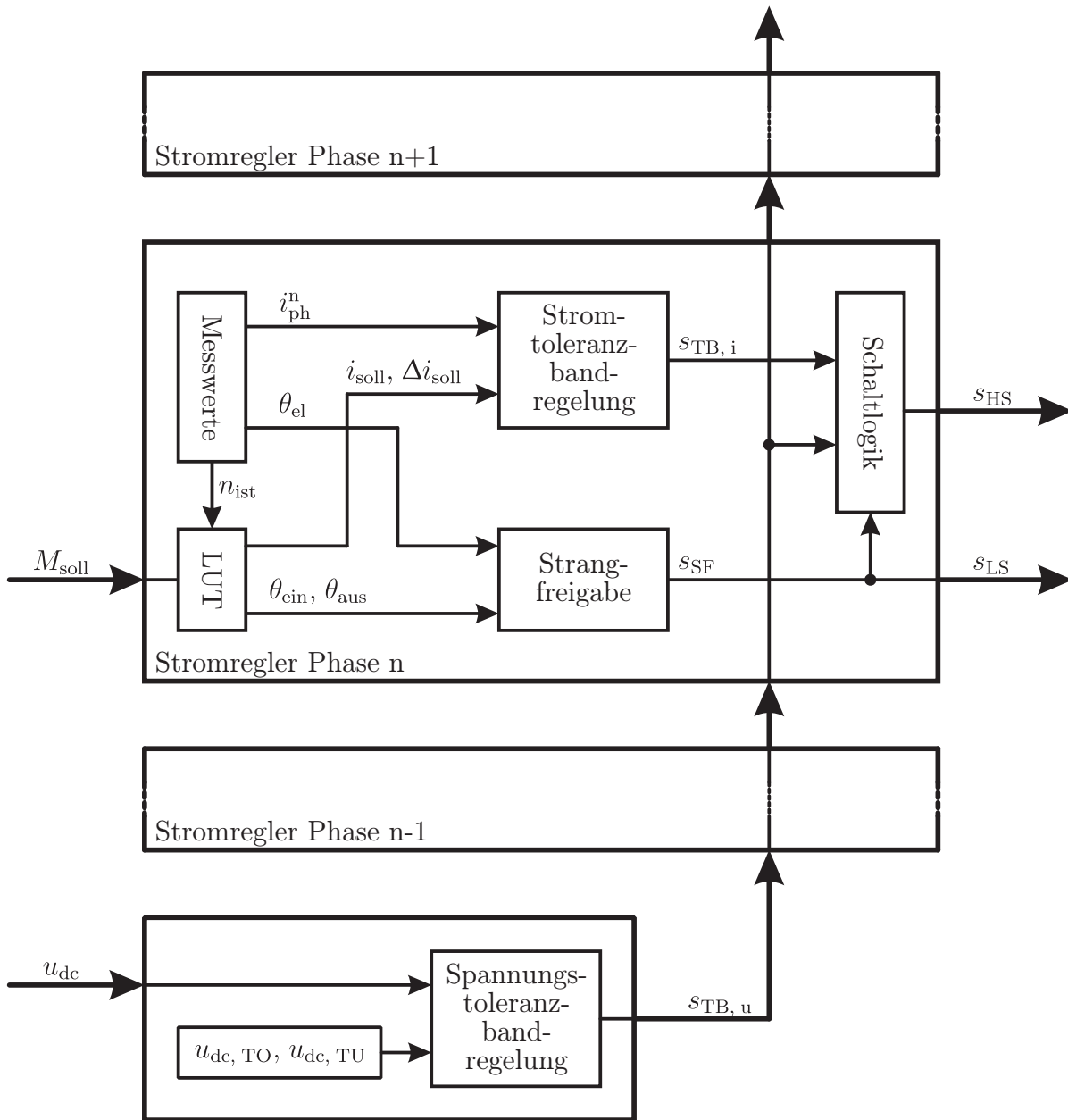
In Abb. 5.2 ist die Struktur der toleranzband-basierten Energiebilanzierung dargestellt. Der interne Aufbau des Reglers jeder einzelnen Phase ist nahezu unverändert zu einer konventionellen Implementierung. Aus der gemessenen Drehzahl und dem Sollmoment werden die Schaltwinkel jeder Phase erzeugt und durch Vergleich mit der aktuellen Rotorposition gemäß (2.16) die Strangfreigabe s_{SF} gesetzt. Des Weiteren werden aus dem Sollmoment die Eingangsgrößen für den Stromtoleranzbandregler erzeugt [59], dessen Funktion in Abschnitt 2.3.2.1 beschrieben ist.

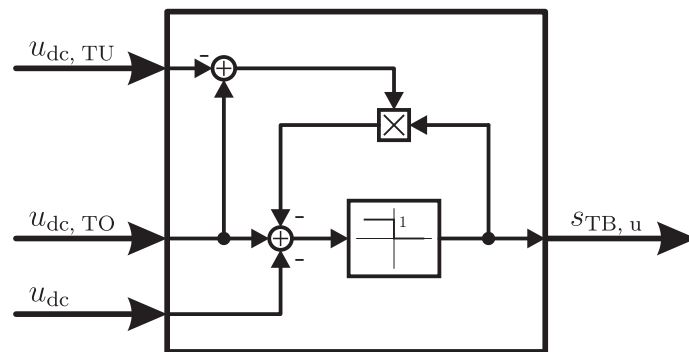
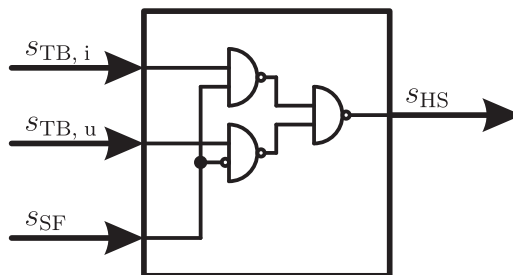
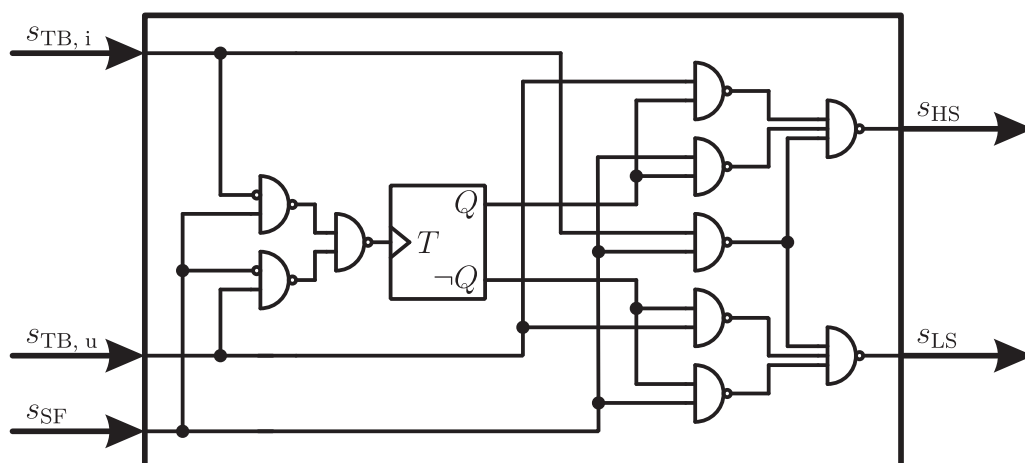
Der Spannungstoleranzbandregler bildet eine eigenständige Einheit außerhalb der Phasenstromregler. Eine mathematische Darstellung seiner Funktionsweise ist in Abb. 5.3 wiedergegeben. Physikalisch wird dieser Regler, wie für Toleranzbandregler üblich, mit zwei Analogkomparatoren und einem Flip-Flop realisiert. Die gemessene Zwischenkreisspannung u_{dc} wird mit den beiden Toleranzbandschwellen $u_{dc, TO}$ und $u_{dc, TU}$ verglichen und das Signal $s_{TB, u}$ erzeugt. Dieses wird gesetzt, wenn die Spannung oberhalb des Toleranzbandes liegt und zurückgesetzt, wenn sie sich unterhalb befindet. Innerhalb des Bandes bleibt der Zustand des Signals unverändert. Daraus ergibt sich das Verhalten gemäß Abb. 5.1. Das so erzeugte Signal wird an die Reglereinheiten jeder einzelnen Phase übergeben, wo es in den dortigen Schaltlogikblöcken weiterverarbeitet wird.

Die Erzeugung der Gate-Signale muss nun im Unterschied zur einfachen Stromtoleranzbandregelung auf Basis zweier Reglersignale ($s_{TB, i}$ und $s_{TB, u}$) erfolgen. Die Entscheidung, welches der beiden Signale benutzt wird, erfolgt in der Schaltlogik, deren interner Aufbau in Abb. 5.4 wiedergegeben ist. In dieser Funktionseinheit wird abhängig vom Zustand des Strangfreigabesignals s_{SF} entschieden, welches der beiden Toleranzbandreglersignale an das High-Side-Gate weitergeleitet wird. Bei gesetzter Strangfreigabe ($s_{SF} = 1$) ist $s_{HS} = s_{TB, i}$, sonst gilt $s_{HS} = s_{TB, u}$. Es ergibt sich hierdurch also eine strikte zeitliche Trennung der Bereiche, in denen entweder der Spannungs- oder der Stromtoleranzbandregler den Zustand einer Phase bestimmt. Das Low-Side-Gatesignal kann, wie bei der konventionellen Stromtoleranzbandregelung, direkt aus dem Strangfreigabesignal generiert werden. Die sich hieraus ergebenden Zustände der Gate-Signale sind in Tabelle 5.3 zusammengefasst.

Steuersignale			Gatesignale	
s_{SF}	$s_{TB, i}$	$s_{TB, u}$	s_{HS}	s_{LS}
1	0	X	0	1
1	1	X	1	1
0	X	0	0	0
0	X	1	1	0

Tabelle 5.3: Wahrheitstabelle der Gatesignale

Abbildung 5.2: Struktur der toleranzband-basierten Energiebilanzierung für eine Phase n

Abbildung 5.3: Block *Spannungstoleranzbandregelung*Abbildung 5.4: Block *Schaltlogik* (nur oberer Schalter getaktet)Abbildung 5.5: Block *Schaltlogik* bei alternierendem Freilaufpfad

Schaltzustand	Steuersignale			Zustand Q^k	Gatesignale	
	s_{SF}	$s_{TB, i}$	$s_{TB, u}$		s_{HS}	s_{LS}
Freilauf	1	0	X	0	0	1
	1	0	X	1	1	0
Einschalten	1	1	X	X	1	1
Ausschalten	0	X	0	X	0	0
Freilauf	0	X	1	0	0	1
	0	X	1	1	1	0

Tabelle 5.4: Wahrheitstabelle der Gatesignale bei alternierendem Freilauf

Eine solche Implementierung mit fester Kopplung des Low-Side-Gates an die Strangfreigabe sieht ausschließlich das Schalten des oberen Schalters zur Regelung des Stroms oder der Spannung vor, wobei der untere innerhalb des gesamten Leitbereichs eingeschaltet bleibt. Durch eine Erweiterung der ohnehin notwendigen Schaltlogik kann hier jedoch ebenfalls ein alternierendes Schalten implementiert werden, indem der Freilaufzustand abwechselnd durch den oberen und den unteren Halbbrückenkreis aufgebaut wird. Die Schaltlogik ist hierzu so anzupassen, dass der letzte verwendete Freilaufpfad gespeichert wird. In Abb. 5.5 ist dies über ein Toggle-Flip-Flop realisiert, welches bei jedem Wechsel in einen Freilaufzustand seinen Zustand Q ändert. Die übergeordnete Reglerstruktur aus Abb. 5.2 ändert sich im Falle des alternierenden Freilaufs dahingehend, dass das Gate des unteren Schalters nicht mehr direkt an die Strangfreigabe gekoppelt ist, sondern ebenfalls von der Schaltlogik generiert wird. Die sich daraus ergebenden Schaltzustände in Abhängigkeit der Reglersignale und des internen Zustands der Schaltlogik sind in den Tabellen 5.4 und 5.5 zusammengefasst. Tabelle 5.4 zeigt, wie sich die Gatesignale aus dem internen Zustand der Schaltlogik und den Ausgangssignalen der Zweipunktregler in einem Zeitpunkt k ergeben. In Tabelle 5.5 ist dargestellt, wie sich der neue Zustand des Flip-Flops zum Zeitpunkt k in Abhängigkeit seines alten Zustands und der Steuersignale ergibt. Logische Werte, die keinen Einfluss auf einen Zustand oder Zustandswechsel haben, sind in beiden Tabellen durch ein X gekennzeichnet.

Schaltzustand	Steuersignale					Zustand Q^k
	s_{SF}	$s_{TB, i}^{k-1}$	$s_{TB, i}^k$	$s_{TB, u}^{k-1}$	$s_{TB, u}^k$	
Freilauf	1	0	0	X	X	Q^{k-1}
	1	1	0	X	X	$\neg Q^{k-1}$
Einschalten	1	X	1	X	X	Q^{k-1}
Ausschalten	0	X	X	X	0	Q^{k-1}
Freilauf	0	X	X	0	1	$\neg Q^{k-1}$
	0	X	X	1	1	Q^{k-1}

Tabelle 5.5: Zustandsübergangstabelle bei alternierendem Freilauf

5.2 Analyse des Betriebsverhaltens

Dieses Unterkapitel befasst sich mit den Auswirkungen der hier vorgestellten Schaltstrategie auf verschiedene Aspekte des Antriebsverhaltens. Beginnend mit einem funktionalen Vergleich, welcher zunächst die Wirkungsweise des Verfahrens beleuchtet und den Einfluss auf die Zwischenkreisspannung dem konventionellen Fall gegenüberstellt, folgt die Untersuchung des Einflusses auf die resultierende Drehmomentform des Antriebs im Betrieb. Im Anschluss folgt eine Betrachtung zur Veträglichkeit mit Verfahren der mittleren Drehmomentregelung. Abgeschlossen wird dieses Unterkapitel mit der Betrachtung der Wechselstrombelastung im Zwischenkreis und dem Einfluss des Verfahrens auf den Wirkungsgrad des Antriebs. Im Unterschied zum PWM-basierten Verfahren, bei dem die Zwischenkreisspannung nicht gemessen wird, und daher auch keinen Einfluss auf die Tastgradberechnung hat, erfolgt bei dem toleranzband-basierten Verfahren die Bestimmung des Schaltzustands der abschaltenden Phase auf Basis der gemessenen Zwischenkreisspannung. Da der zeitliche Verlauf der Zwischenkreisspannung wiederum stark vom Wert der Zwischenkreiskapazität abhängt, soll in diesem Unterkapitel auch dessen Einfluss berücksichtigt werden.

5.2.1 Funktionaler Vergleich mit konventioneller Toleranzbandregelung

5.2.1.1 Grunddrehzahlbereich

Im Grunddrehzahlbereich, welcher durch den stromgeregelten Betrieb gekennzeichnet ist, wird das hier vorgestellte Verfahren mit der konventionellen Stromtoleranzbandregelung für zwei Fälle verglichen. Im Fall der starken Leitbereichsüberlappung wird die Strangfreigabe der aktiven Phase entzogen, wenn die nachfolgende Phase bereits ihren Sollstrom aufgebaut hat. Bei der schwachen Leitbereichsüberlappung erfolgt der Entzug der Strangfreigabe schon bevor die nachfolgende Phase ihren Einschaltwinkel erreicht hat. Welcher dieser beiden Fälle während des Betriebs tatsächlich auftritt, ist von externen Parametern abhängig, wie z.B. der geforderten Drehmomentwelligkeit oder dem Wirkungsgrad. Es kann davon ausgegangen werden, dass im konventionellen Betrieb während der Kommutierung die Überhöhungen der Zwischenkreisspannungen bei starker Überlappung geringer ausfallen als bei schwacher Überlappung. Allerdings ist die Stärke dieses Effekts davon abhängig, ob die nachfolgende Phase bei früherem Einschalten bereits nennenswert Drehmoment produzieren kann. Ist dies nicht der Fall, dann ist die Stromform bei früherem Einschalten geprägt durch lange Freilaufphasen und nur sehr kurze Einschaltphasen, da im Wesentlichen nur die ohmschen Verluste in der Maschinenphase kompensiert werden und die Gegenspannung aufgrund der nahezu konstanten Induktivität sehr klein ist. Die Energieentnahme dieser Phase aus dem

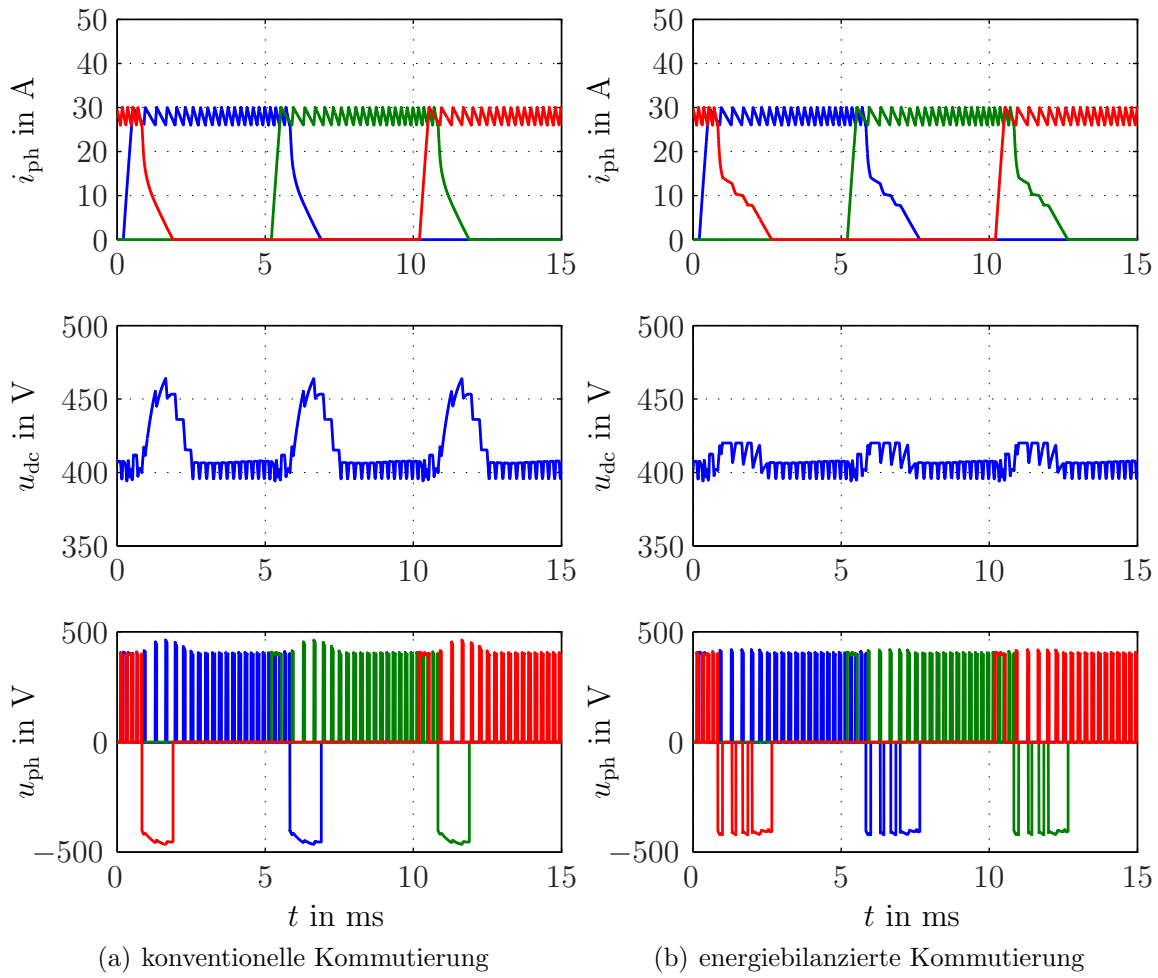


Abbildung 5.6: Phasenströme, Zwischenkreis- und Phasenspannungen bei niedriger Drehzahl und starker Leitbereichsüberlappung. $n = 500 \text{ }^1/\text{min}$, $\theta_{\text{ein}} = 5^\circ \text{el.}$, $\theta_{\text{aus}} = 140^\circ \text{el.}$, $i_{\text{soll}} = 28 \text{ A}$, $\Delta i_{\text{soll}} = 4 \text{ A}$, $C_{\text{dc}} = 89 \mu\text{F}$, $u_{\text{dc, TO}} = 420 \text{ V}$, $u_{\text{dc, TU}} = 410 \text{ V}$

Zwischenkreis ist dann eher gering und trägt kaum zur Reduktion der Überspannungen im Zwischenkreis bei.

Abb. 5.6 zeigt für starke Überlappung die zeitlichen Verläufe der Phasenströme, der Zwischenkreisspannung und der Phasenspannungen. Während im konventionellen Fall die abschaltende Phase mit einem einzelnen ununterbrochenen Spannungspuls entmagnetisiert wird, erfolgt dies im energiebilanzierten Fall durch abwechselnde Freilauf- und Abschaltphasen, wie am Verlauf der Phasenspannungen zu erkennen. Dabei wird die abmagnetisierende Phase zunächst solange abgeschaltet, wie die Zwischenkreisspannung unterhalb des Maximalwertes des Toleranzbandes von 420 V liegt. Sobald dieser überschritten wird, schaltet die Phase in den Freilauf, um ein weiteres Laden zu verhindern. Ist die Spannung aufgrund der Energieentnahme durch die einschaltende Phase unter den Minimalwert des Toleranzbandes

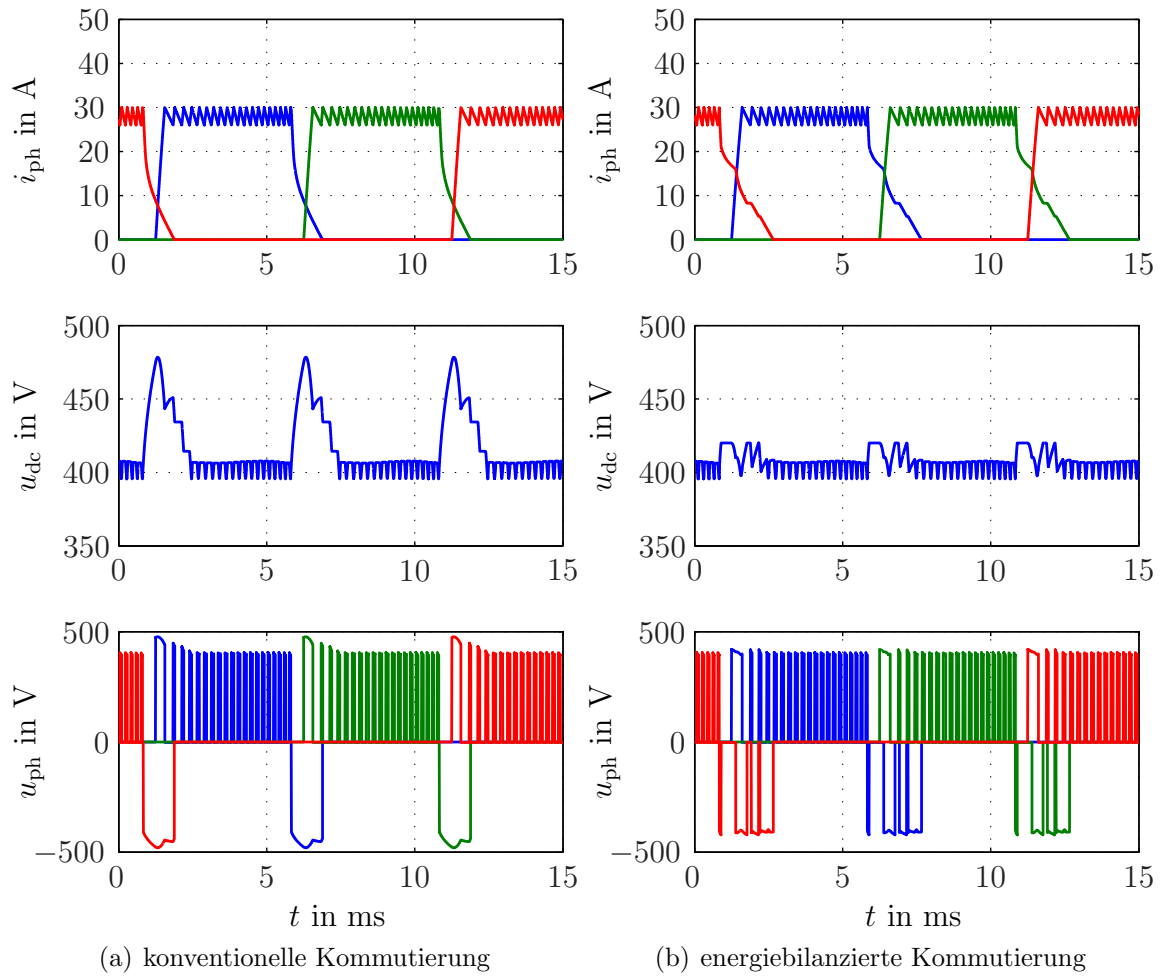


Abbildung 5.7: Phasenströme, Zwischenkreis- und Phasenspannungen bei niedriger Drehzahl und schwacher Leitbereichsüberlappung. $n = 500 \text{ }^1/\text{min}$, $\theta_{\text{ein}} = 30^\circ \text{el.}$, $\theta_{\text{aus}} = 140^\circ \text{el.}$, $i_{\text{soll}} = 28 \text{ A}$, $\Delta i_{\text{soll}} = 4 \text{ A}$, $C_{\text{dc}} = 89 \text{ } \mu\text{F}$, $u_{\text{dc, TO}} = 420 \text{ V}$, $u_{\text{dc, TU}} = 410 \text{ V}$

von 410 V gefallen, wird die abschaltende Phase wieder mit voller Zwischenkreisspannung abmagnetisiert. Der Maximalwert des Spannungstoleranzbandes wird somit zu keiner Zeit überschritten, wohingegen die Spannung im konventionellen Fall auf über 450 V ansteigt.

Der Betriebsfall der schwachen Leitbereichsüberlappung ist in Abb. 5.7 dargestellt. Wie oben bereits beschrieben, tritt hier eine etwas erhöhte Überspannung im Zwischenkreis bei konventioneller Kommutierung auf, da die Energieentnahme durch die einschaltende Phase später einsetzt. Im Falle der energiebilanzierten Kommutierung kann wie zuvor die Spannung zu jeder Zeit unterhalb von 420 V gehalten werden. Zu beachten ist im Vergleich zu Abb. 5.6, dass der energiebilanzierte Kommutierungsvorgang bei schwacher Überlappung kaum mehr Zeit in Anspruch nimmt als bei starker Überlappung. Zwar muss die abschaltende Phase sehr früh nach dem ersten Abschalten in den Freilauf wechseln, jedoch wird

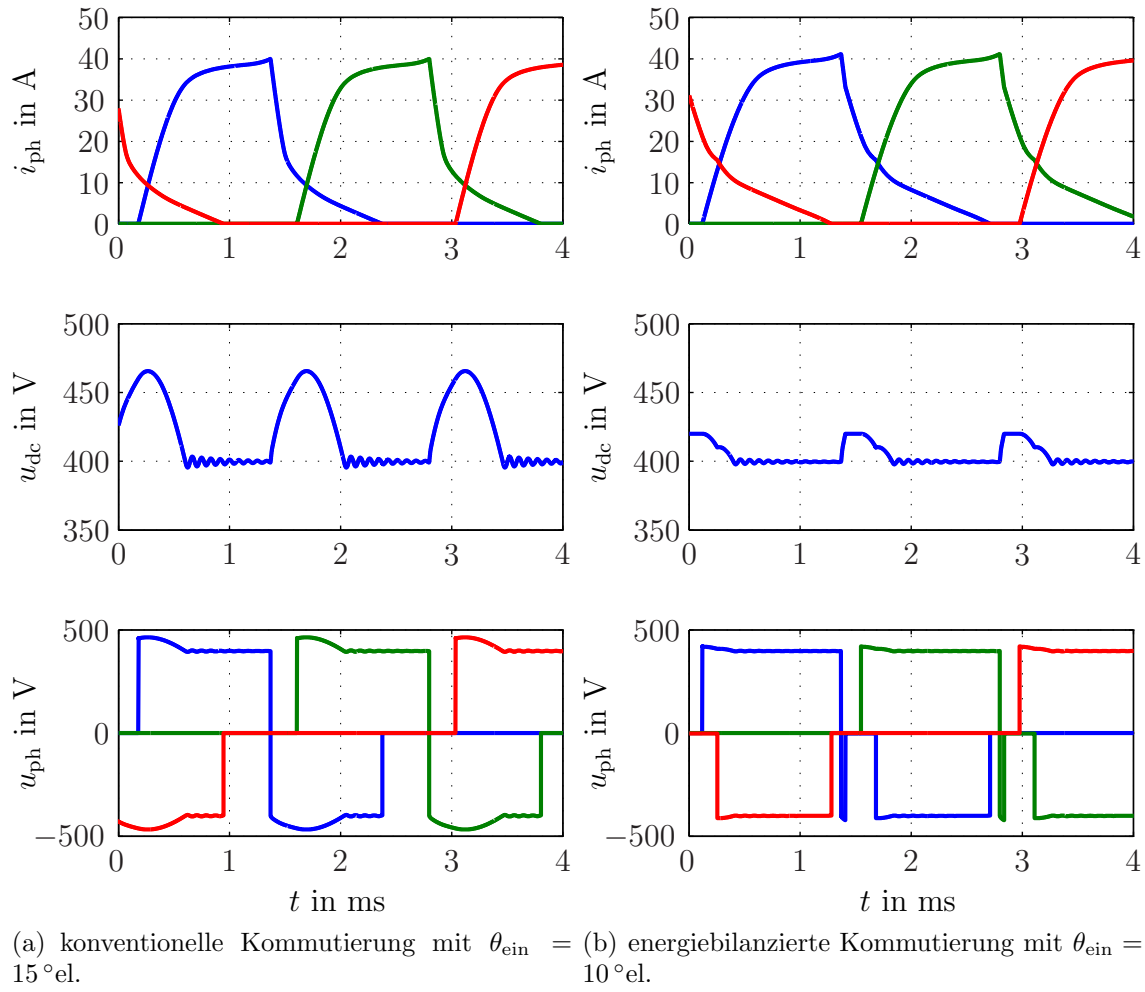


Abbildung 5.8: Phasenströme, Zwischenkreis- und Phasenspannungen bei hoher Drehzahl im Einzelpuls. $n = 1750 \text{ 1/min}$, $\theta_{\text{aus}} = 115^\circ\text{el.}$, $C_{\text{dc}} = 89 \mu\text{F}$, $u_{\text{dc, TO}} = 420 \text{ V}$, $u_{\text{dc, TU}} = 410 \text{ V}$

aufgrund der immer noch vorhandenen Gegenspannung ihr Strom weiter reduziert, wobei gleichzeitig Drehmoment erzeugt wird. Durch den späteren Einschaltwinkel schaltet die nachfolgende Phase in einem Bereich größerer Induktivität ein und entnimmt so bis zum Erreichen des Sollstromes mehr Energie aus dem Zwischenkreis, sodass die abmagnetisierende Phase über einen längeren zusammenhängenden Zeitraum abschalten kann.

5.2.1.2 Einzelpulsbetrieb bei Nenndrehzahl

Der Einzelpulsbetrieb bei hoher Drehzahl ist, wie im Fall der Spannungsregelung mit Pulsweitenmodulation, auf zwei Stellgrößen reduziert. Eine Stromregelung durch Schalthandlungen innerhalb des Leitbereichs einer Phase findet nicht mehr statt. Die Höhe des Phasenstromes wird hier nur noch indirekt über die Wahl des Einschaltwinkels bestimmt. Demnach

sind im konventionellen Fall die Stromformen der Stromtoleranzbandregelung und der Spannungsregelung nicht mehr voneinander zu unterscheiden, wie ein Vergleich der Abb. 5.8 und 4.12 zeigt. Auch bei der energiebilanzierten Kommutierung ist eine starke Ähnlichkeit zu Abb. 4.12 festzustellen, wobei die Überhöhung der Zwischenkreisspannung hier erwartungsgemäß etwas stärker ausfällt als im PWM-basierten Fall, da diese durch die Obergrenze des Toleranzbandes vorgegeben ist.

5.2.2 Einfluss auf das Drehmoment der Maschine

Der Einfluss des Verfahrens auf das Drehmoment der Maschine wurde für drei verschiedene Werte der Zwischenkreiskapazität untersucht. Als Referenzfall diente dabei der Drehmomentverlauf bei konventionellem Betrieb unter der Annahme einer ausreichend großen Kapazität, um Spannungsschwankungen zu unterbinden, welche eine Rückwirkung auf den Stromverlauf haben könnten. Die Betriebspunkte wurden nach dem Kriterium des besten Gesamtwirkungsgrades durch Massensimulationen ermittelt. In Abb. 5.9 sind die Drehmomentverläufe für beide Betriebsfälle gegenübergestellt. Bedingt durch die Charakteristik der Maschine fällt der Unterschied zwischen beiden Verfahren sehr klein aus, da auch im konventionellen Fall ein stark lückender Drehmomentverlauf vorliegt. Die Ursache hierfür liegt in dem relativ schmalen Winkelbereich, in dem überhaupt Drehmoment mit einem akzeptablen Strom erzeugt werden kann. Die Spitzenwerte des Drehmoments sind bei angewendeter Energiebilanzierung für alle drei Kapazitätswerte leicht niedriger als für konventionelle Kommutierung, weil in den ausgeprägten Freilaufphasen am Ende des Leitbereichs noch mechanische Energie freigesetzt wird, welche auf diese Weise einen reduzierten Spitzenwert bei gleichem mittleren Drehmoment erlaubt.

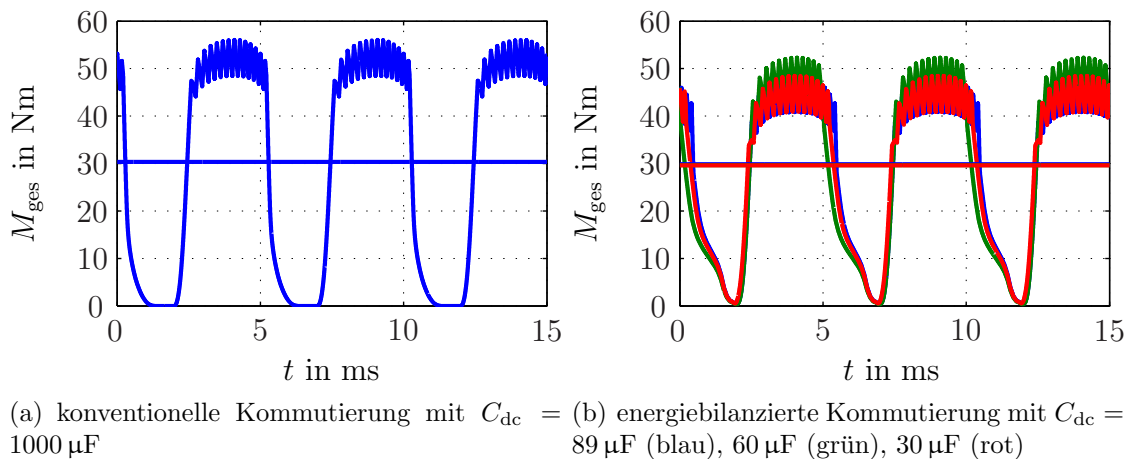


Abbildung 5.9: Zeitlicher Verlauf der Gesamtdrehmomente: $n = 500 \text{ 1/min}$, $\bar{M}_{ges} = 30 \text{ Nm}$, $u_{dc, TO} = 420 \text{ V}$, $u_{dc, TU} = 410 \text{ V}$

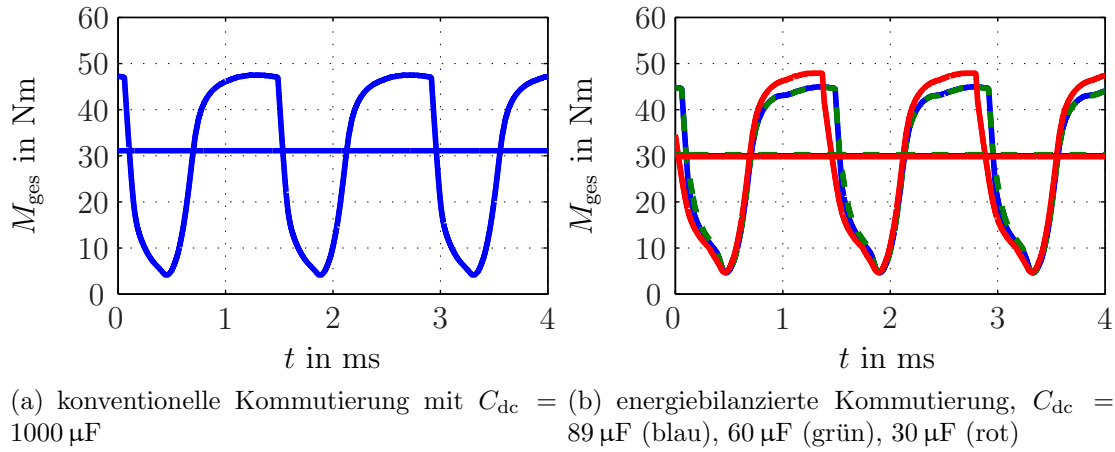


Abbildung 5.10: Zeitlicher Verlauf der Gesamtdrehmomente im Einzelpuls: $n = 1750 \text{ } 1/\text{min}$, $\bar{M}_{\text{ges}} = 30 \text{ Nm}$, $u_{\text{dc, TO}} = 420 \text{ V}$, $u_{\text{dc, TU}} = 410 \text{ V}$

Im Einzelpulsbetrieb, dargestellt in Abb. 5.10, ist dagegen kaum noch ein Unterschied zwischen den Drehmomentformen festzustellen. Dies ist damit zu begründen, dass sich die Stromformen im Einzelpulsbetrieb bei konventioneller und energiebilanzierter Kommutierung sehr stark ähneln. Zwar dauert das Abmagnetisieren mit Energiebilanzierung länger als ohne, allerdings liegt ein wesentlicher Teil des längeren Stromverlaufs schon im Bereich der ausgerichteten Position. Da die hier behandelte Maschine in diesem Bereich durch ein stark ausgeprägtes Induktivitätsplateau gekennzeichnet ist, kann dort aufgrund des flachen Induktivitätsgradienten kaum noch Drehmoment produziert werden.

5.2.3 Verträglichkeit mit Verfahren der mittleren Drehmomentregelung

Für die Regelung sowohl des mittleren als auch des momentanen Drehmoments existieren einige unterschiedliche Verfahren, welche sich in der innersten Reglerkaskade eines Stromreglers bedienen. Bei den Verfahren zur momentanen Drehmomentregelung wird dabei insbesondere während der Kommutierung der Strom so geregelt, dass die Summe der Phasenmomente stets konstant ist [60, 61, 62, 63, 64]. Dabei ergibt sich zwangsläufig für die abkommutierende Phase die Notwendigkeit, den Strom vorübergehend durch Abschalten zu reduzieren und damit den Zwischenkreis zu laden. Ein Eingreifen in den Stromverlauf durch den Spannungstoleranzbandregler hätte demnach eine Abweichung von der optimalen Drehmomentform zur Folge. Aus diesem Grund soll in diesem Abschnitt daher nur die Verträglichkeit mit einer Regelung des mittleren Drehmoments untersucht werden. Da hierbei nicht die Form, sondern nur der Mittelwert des Drehmoments geregelt wird, bieten diese Verfahren einigen Spielraum für Eingriffe in die Stromform während der Kommutierung.

Als Kriterium für eine Verträglichkeit zwischen der Spannungsregelung und einer mittleren Drehmomentregelung wird hier wieder die Linearität der Änderung des abgegebenen Drehmoments bei einer Variation der Stellparameter herangezogen. Es wird bei dieser Untersuchung davon ausgegangen, dass im Grunddrehzahlbereich eine Drehmomentänderung nur über die Variation des Sollstroms erfolgt und die Schaltwinkel nicht verändert werden. Im Einzelpulsbetrieb hingegen kann eine Beeinflussung der Stromhöhe und damit des Drehmoments nur noch über eine Veränderung der Schaltwinkel erfolgen. Für die Regelung des mittleren Drehmoments werden die Stellparameter online auf Basis von vorab berechneten Tabellen bestimmt, um einen gewünschten Betriebspunkt einzustellen. Ein stationärer Fehler im erzeugten Drehmoment, wird dann mit Hilfe eines PI-Reglers durch Variation eines der Stellparameter um den Arbeitspunkt ausgeregelt. Eine Voraussetzung hierfür ist, dass sich das Drehmoment in gewissen Grenzen um den Arbeitspunkt in linearer Abhängigkeit von dem betreffenden Stellparameter verändert.

Da es bei dem hier eingeführten Verfahren zu einer Beeinflussung der Stromform der abmagnetisierenden Phase durch die einschaltende Phase kommt, wird die Unabhängigkeit der Phasen voneinander teilweise eingeschränkt. Ein Vorziehen des Einschaltwinkels hat zwar eine Erhöhung des von dieser Phase erzeugten Drehmoments zur Folge, gleichzeitig verkürzt die frühere Energieentnahme aus dem Zwischenkreis den Zeitraum des Abkommutierens, wodurch die Drehmomentabgabe der abschaltenden Phase verringert wird. Es muss deshalb geprüft werden, ob sich diese Effekte kompensieren, oder ob sich ein zur konventionellen Kommutierung ähnliches Verhalten einstellt.

Zu diesem Zweck wurden beispielhaft bei verschiedenen Drehzahlen im Grunddrehzahlbereich und einer Drehzahl im Einzelpulsbetrieb Variationen der Stellparameter vorgenommen und der Einfluss auf das mittlere abgegebene Drehmoment untersucht. Im Einzelpulsbetrieb wurden nur die Schaltwinkel variiert, da dort keine aktive Stromregelung stattfindet. In Abb. 5.11(a) ist das Verhalten des mittleren Drehmoments als Funktion des Einschaltwinkels im Einzelpulsbetrieb gezeigt, wobei die Kennlinien bei verschiedenen festen Ausschaltwinkeln aufgenommen wurden. Es zeigt sich, dass wie bei der konventionellen Kommutierung eine Vergrößerung des Drehmoments mit vorgezogenem Einschaltwinkel eintritt, und dass dieser Zusammenhang darüber hinaus durch ein hohes Maß an Linearität gekennzeichnet ist. Ein ähnliches Ergebnis zeigt sich für die Variation des Ausschaltwinkels, wie in Abb. 5.11(b) dargestellt. Auch hier wurden die Kennlinien für verschiedene Einschaltwinkel wiederholt.

Im Grunddrehzahlbereich wurde das abgegebene Drehmoment als Funktion des Sollstroms bei fünf verschiedenen Drehzahlen untersucht, wobei das Variationsintervall des Sollstroms bereits im Bereich der Sättigung der Maschine liegt. Wie in Abb. 5.11(c) zu sehen, ergibt sich auch hier ein weitgehend linearer Zusammenhang zwischen der Stromhöhe und dem mittleren Drehmoment. Mit steigender Drehzahl flachen die Kurven zu höheren Strömen

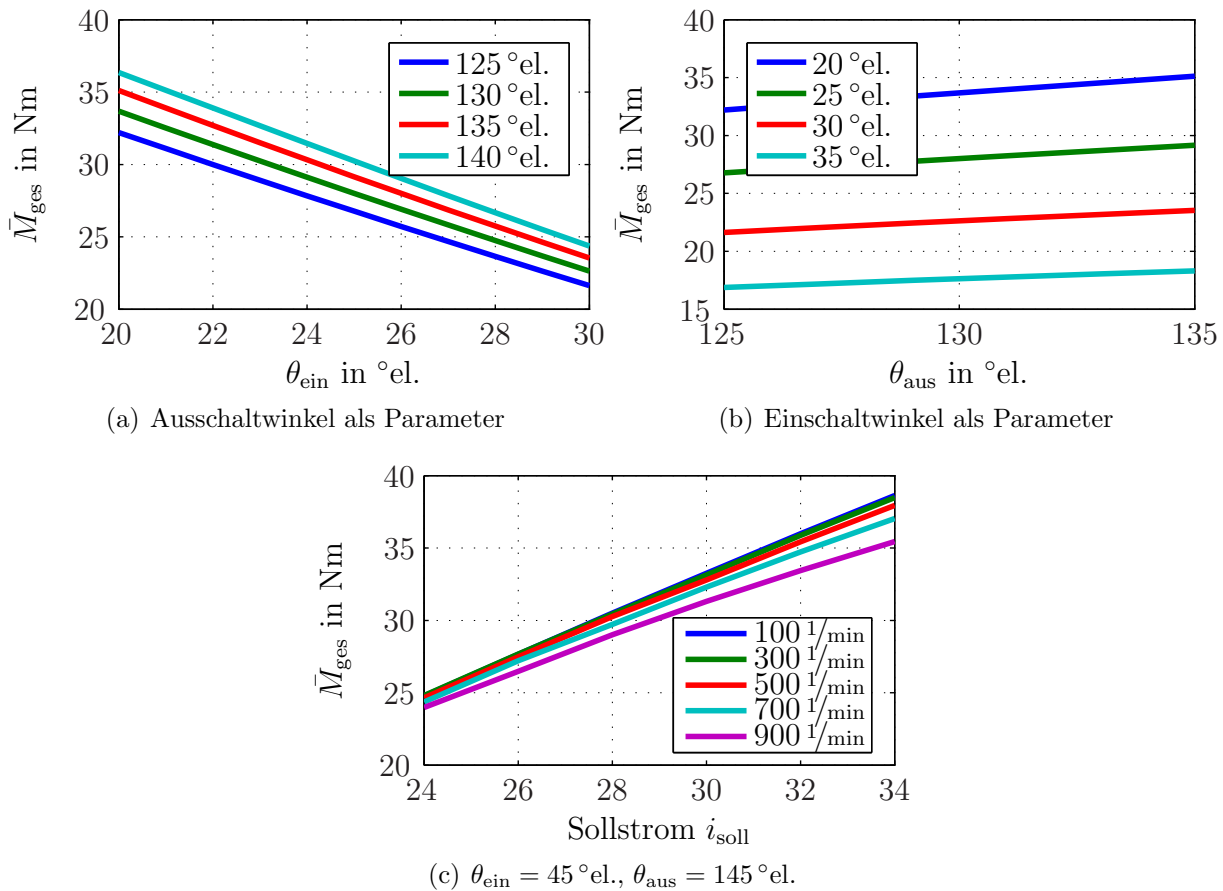


Abbildung 5.11: Mittleres Drehmoment als Funktion der Schaltwinkel im Einzelpulsbetrieb bei $n = 1750 \text{ 1/min}$ ((a) und (b)) und als Funktion des Sollstroms bei verschiedenen Drehzahlen im Grunddrehzahlbereich (c)

etwas ab, da der Stromaufbau aufgrund der höheren Gegenspannung länger dauert. Hier müsste im Betrieb eine Kompensation durch Vorziehen des Einschaltwinkels erfolgen.

Die vorangegangenen Ergebnisse zeigen, dass unter Anwendung dieses Verfahrens keine erkennbaren Verschlechterungen bezüglich der Verträglichkeit mit einem Verfahren der Regelung des mittleren Drehmoments zu erwarten sind, da eine annähernd lineare Abhängigkeit des mittleren Drehmoments von allen drei Stellparametern gegeben ist.

5.2.4 Einfluss auf die Wechselstrombelastung des Zwischenkreises

Wie bereits in Abschnitt 4.3.4 erwähnt, ist die Wechselstrombelastung des Zwischenkreiskondensators eine maßgebliche Kenngröße für die Auslegung der Kapazität. Nachdem in den vorangegangenen Abschnitten gezeigt wurde, dass die Zwischenkreisspannung auch bei

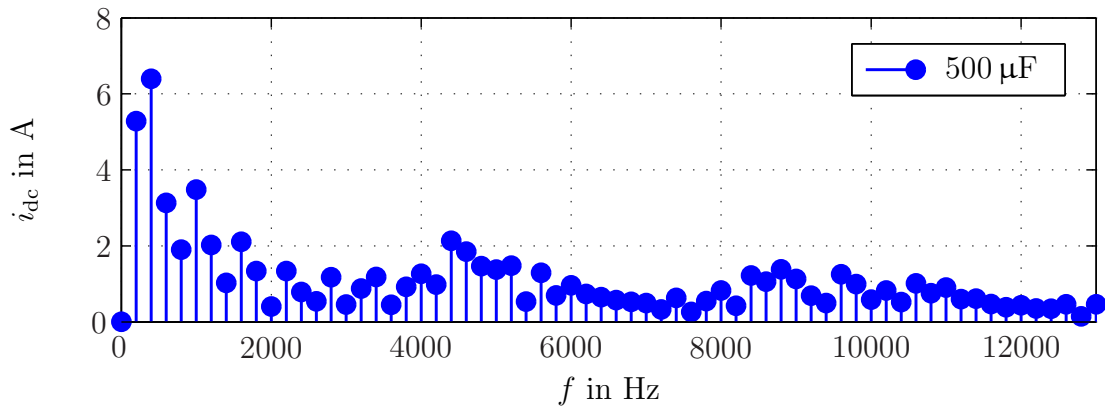
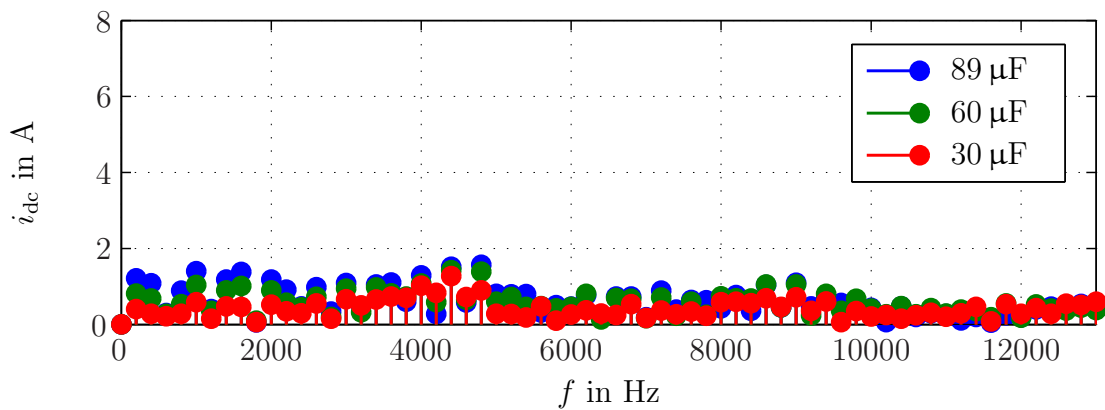
(a) konventionelle Kommutierung ($\theta_{\text{ein}} = 46^\circ \text{el.}$, $\theta_{\text{aus}} = 135^\circ \text{el.}$)(b) energiebilanzierte Kommutierung ($\theta_{\text{ein}} = 46^\circ \text{el.}$, $\theta_{\text{aus}} = 130^\circ \text{el.}$)

Abbildung 5.12: Spektrum des Zwischenkreisstroms bei $n = 500 \text{ 1/min}$ ($f_{\text{el}} = 200 \text{ Hz}$), $\bar{M}_{\text{ges}} = 30 \text{ Nm}$, $i_{\text{soll}} = 30 \text{ A}$

kleinen Kapazitätswerten durch Anwendung des toleranzband-basierten Kommutierungsverfahrens begrenzt werden kann, soll in diesem Abschnitt der Nachweis erfolgen, dass das vorgestellte Verfahren auch zu einer Reduktion der Belastung des Zwischenkreiskondensators führt. Dazu wurden bei zwei Drehzahlen, jeweils im Grunddrehzahlbereich und im Einzelpulsbetrieb bei hoher Drehzahl, die spektrale Zusammensetzung des Zwischenkreisstroms berechnet, da diese Aufschluss über die zu erwartende Belastung des Kondensators gibt [65]. Der Zwischenkreis wurde dabei gemäß Abb. 4.6(b) modelliert.

Abb. 5.12 zeigt die Spektren des Zwischenkreisstroms bei einer Drehzahl $n = 500 \text{ 1/min}$ für konventionelle und energiebilanzierte Kommutierung. Bei der konventionellen Kommutierung wurde eine Zwischenkreiskapazität von $C_{\text{dc}} = 500 \text{ μF}$ angenommen. Beim energiebilanzierten Verfahren wurden drei verschiedene und deutlich niedrigere Werte für die Kapazität angenommen. Die Obergrenze für die Zwischenkreisspannung wurde wie in den vorigen Untersuchungen zu $u_{\text{dc, TO}} = 420 \text{ V}$ gesetzt. Zunächst fällt auf, dass die Spektren, wie es für Toleranzbandregelungen typisch ist, keine klar hervortretenden Maxima bei einer bestimmten

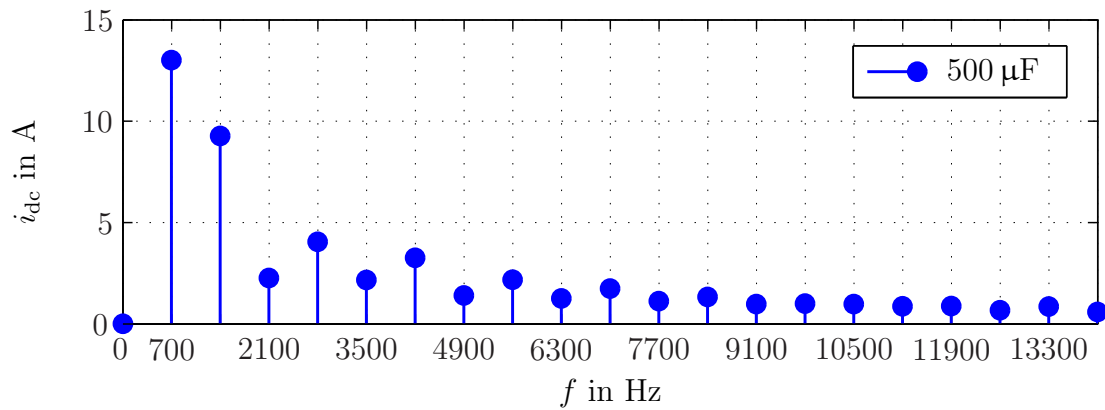
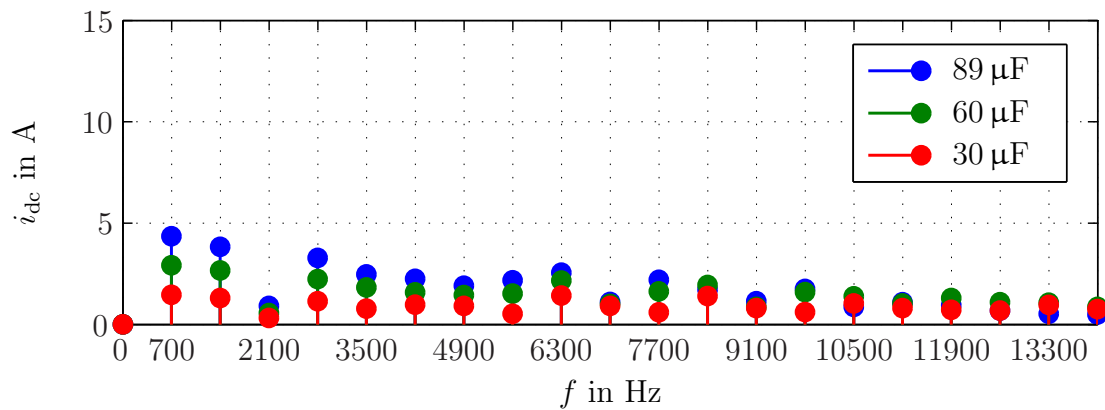
(a) konventionelle Kommutierung ($\theta_{\text{ein}} = 15^\circ \text{el.}$, $\theta_{\text{aus}} = 110^\circ \text{el.}$)(b) energiebilanzierte Kommutierung ($\theta_{\text{ein}} = 16^\circ \text{el.}$, $\theta_{\text{aus}} = 105^\circ \text{el.}$)

Abbildung 5.13: Spektrum des Zwischenkreisstroms bei $n = 1750 \text{ 1/min}$ ($f_{\text{el}} = 700 \text{ Hz}$), $\bar{M}_{\text{ges}} = 30 \text{ Nm}$

Schaltfrequenz haben, da diese ständig variiert [66]. Dementsprechend sind beide Spektren relativ flach bei höheren Frequenzen. Bei der elektrischen Grundfrequenz $f_{\text{el}} = 200 \text{ Hz}$ und deren unmittelbarer Umgebung unterscheiden sich die Spektren jedoch deutlich voneinander. Aufgrund der periodischen Entmagnetisierung der abschaltenden Phase mit einzelnen zusammenhängenden Spannungspulsen ergeben sich signifikante Stromkomponenten im Bereich der elektrischen Grundfrequenz im konventionellen Fall. Diese sind bei Anwendung des Verfahrens stark reduziert, da hier der Phasenstrom beim Abmagnetisieren einer Phase zeitlich aufgeteilt wird. Diese Reduktion ist umso stärker, je kleiner die Kapazität des Zwischenkreises ist, da bei kleineren Kapazitäten die Änderungsraten der Zwischenkreisspannung größer sind und dadurch die Spannung schneller zwischen den Toleranzbandgrenzen pendelt. Daraus folgt, dass die negativen Spannungspulse zum Stromabbau kürzer sind und damit die Strombelastung während der Kommutierung geringer ausfällt.

In Abb. 5.13 sind die Spektren des Zwischenkreisstroms bei Einzelpulsbetrieb für eine Drehzahl von $n = 1750 \text{ 1/min}$ dargestellt. Wiederum wurde für den konventionellen Fall eine Zwi-

schenkreiskapazität von $C_{dc} = 500 \mu\text{F}$ angenommen. Die Spektren bei aktivierter Zwischenkreisspannungsregelung wurden für drei verschiedene Kapazitätswerte von $C_{dc} = 30 \mu\text{F}$ bis $89 \mu\text{F}$ aufgenommen. Da Einzelpulsbetrieb vorliegt, findet keine Stromregelung mehr statt. Aus diesem Grund ähnelt das Spektrum bei konventioneller Kommutierung sehr stark dem aus Abb. 4.18(a). Da in diesem Beispiel jedoch eine wesentlich größere Zwischenkreiskapazität angenommen wurde, ist so gut wie keine Spannungsüberhöhung während der Kommutierung vorhanden, weswegen der Stromaufbau beim Einschalten deutlich langsamer erfolgt. Deshalb ist die Stromkomponente bei der elektrischen Grundfrequenz $f_{el} = 700 \text{ Hz}$ hier etwas niedriger als in Abb. 4.18(a).

Im Vergleich der Spektren mit und ohne Energiebilanzierung fällt wiederum auf, dass gerade die niederfrequenten Komponenten deutlich reduziert wurden. Im Unterschied zum PWM-basierten Verfahren ist hier ein ständiger Ladungsaustausch mit dem Zwischenkreiskondensator während der Kommutierung nötig, um eine Energiebilanzierung herstellen zu können, da die Zwischenkreisspannung innerhalb eines Toleranzbandes geregelt wird. Deshalb muss prinzipbedingt die Strombelastung des Zwischenkreises bei diesem Verfahren höher sein. Dies wird durch einen Vergleich mit Abb. 4.18(b) bestätigt.

5.2.5 Einfluss auf den Wirkungsgrad des Antriebs

Der Vergleich des Wirkungsgrades für konventionellen und energiebilanzierten Betrieb kann für die toleranzband-basierte Strategie nicht für eine gemeinsame, gleich große Zwischenkreiskapazität erfolgen, wie dies noch im vorangegangenen Kapitel der Fall war. Da die Zwischenkreisspannung bei großen Kapazitätswerten kaum noch Welligkeiten zeigt, greift die Spannungstoleranzbandregelung nicht mehr ein, sodass die energiebilanzierte Kommutierung in eine konventionelle übergeht. An dieser Stelle wird daher ein Vergleich für verschiedene Zwischenkreiskapazitäten durchgeführt, wobei für den konventionellen Fall eine Kapazität von $C_{dc} = 500 \mu\text{F}$ angenommen wurde. Für die Berechnung des Wirkungsgrades mit angewendeter Strategie wurden drei verschiedene Kapazitätswerte von $C_{dc} = 30 \mu\text{F}$ bis $C_{dc} = 89 \mu\text{F}$ zu Grunde gelegt, um zu untersuchen, ob ein signifikanter Einfluss der Kapazität auf den Wirkungsgrad vorhanden ist. Für die Berechnung der Wirkungsgrade wurden neben den Leit- und Schaltverlusten an den Leistungshalbleitern gemäß Abschnitt 4.2.2 auch die ohmschen Verluste innerhalb der Maschinenwicklungen berücksichtigt. Verluste im Zwischenkreiskondensator und Eisenverluste innerhalb des Maschinenblechpakets flossen nicht in die Berechnung ein.

Abb. 5.14 zeigt die simulierten Wirkungsgrade im Nennpunkt des Antriebs, einmal für den konventionellen Fall und dreimal für energiebilanzierte Kommutierung. Während auf Seiten des Umrichters die Unterschiede zwischen konventionellem und energiebilanzierterem Verfahren sehr gering ausfallen, lässt sich für die Maschine eine leichte Beeinträchtigung des Wirkungsgrades erkennen. Ursache hierfür ist die verlängerte Kommutierungsdauer, welche

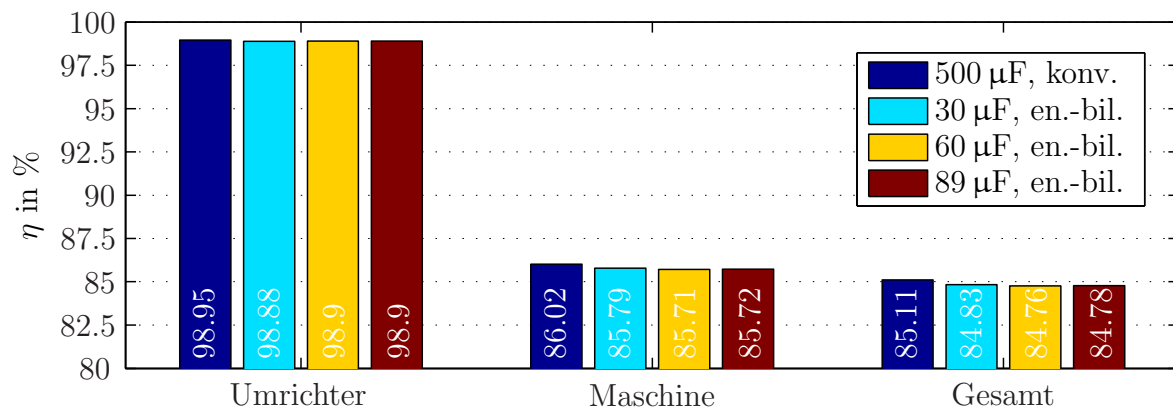


Abbildung 5.14: Simulierte Wirkungsgrade der Antriebskomponenten und des Gesamtsystems im Nennpunkt bei $n = 1750 \text{ 1/min}$ und $\bar{M}_{\text{ges}} = 30 \text{ Nm}$ für konventionelle (dunkelblau) und energiebilanzierte Kommutierung (übrige)

einen Stromfluss der abschaltenden Phase bis in einen Rotorpositionsbereich bewirkt, der ein schlechteres Drehmoment/Strom-Verhältnis aufweist. Der etwas verschlechterte Maschinenwirkungsgrad schlägt sich entsprechend im Gesamtwirkungsgrad nieder. Die Unterschiede der simulierten Wirkungsgrade bei angewendeter Spannungsregelung fallen für die verschiedenen Kapazitätswerte mit wenigen Zehntel Prozentpunkten sehr klein aus. Eine Aussage über einen Zusammenhang zwischen der Größe der Zwischenkreiskapazität und dem zu erwartenden Wirkungsgrad fällt vor diesem Hintergrund schwer.

5.3 Implementierungsaspekte

5.3.1 Steuerungskonzept für das Abschalten des Antriebs

Bei der toleranzband-basierten Energiebilanzierung mit kleinem Zwischenkreis ergeben sich die gleichen Fragestellungen bezüglich des kontrollierten Abschaltens des Antriebs, wie beim PWM-basierten Verfahren. Wie Abb. 5.15 verdeutlicht, ist es bei aufrecht erhaltener Spannungsversorgung auch bei diesem Verfahren zunächst nicht möglich, die aktive Phase durch dauerhaftes Abschalten beider Schalter zu entmagnetisieren, da aufgrund der weiterhin aktiven Spannungstoleranzbandregelung die Phase nur so lange abgeschaltet wird, bis die Obergrenze des Toleranzbandes erreicht ist. Daraufhin wird die aktive Phase in den Freilauf geschaltet, um ein weiteres Überladen des Zwischenkreises zu verhindern. Da wegen der ausbleibenden Strangfreigabe die nachfolgende Phase jedoch nicht mehr eingeschaltet wird, kann die vorherige Phase nicht weiter abmagnetisiert werden. Hierdurch stellt sich nach dem Passieren der ausgerichteten Position ein unzulässig hoher Stromanstieg ein. Zwar kann auch auf diese Weise langfristig die Maschine entregt werden, jedoch nimmt dieser Prozess einen relativ langen Zeitraum in Anspruch und geht darüber hinaus mit einer stark

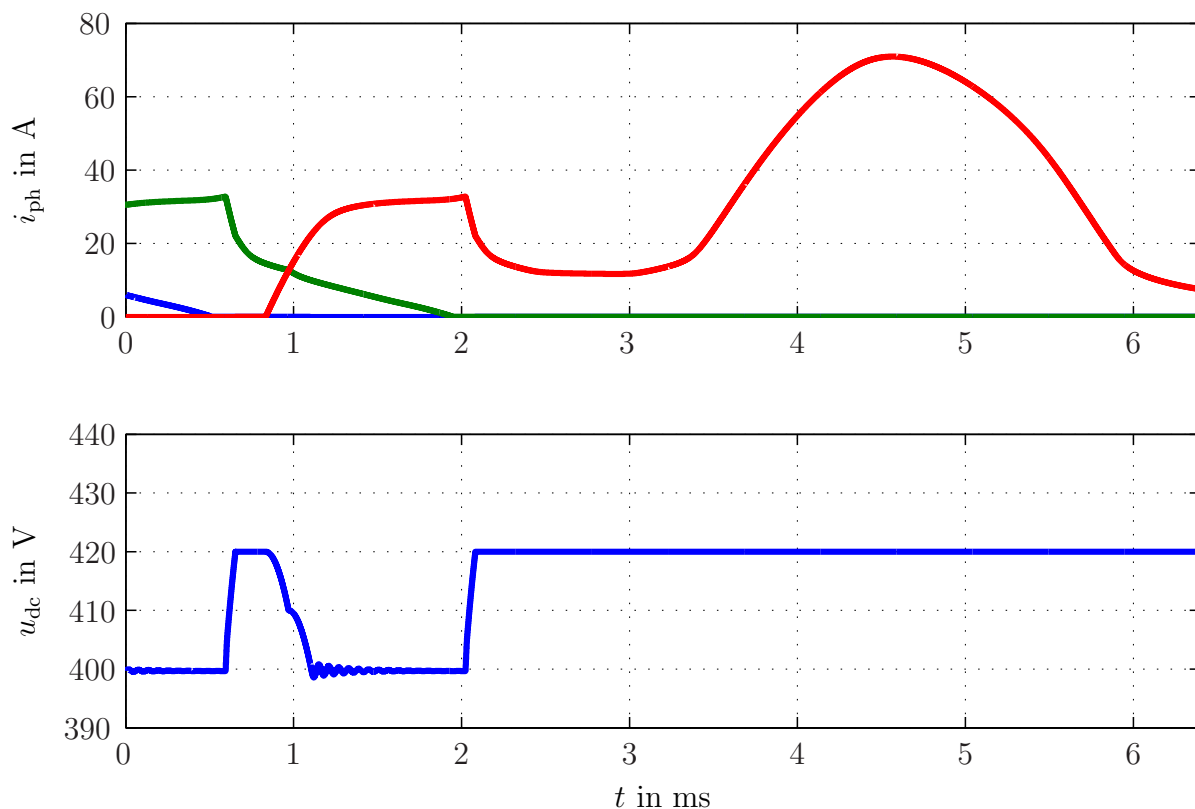


Abbildung 5.15: Phasenstromverlauf und Zwischenkreisspannung bei globalem Entzug der Strangfreigabe für $n = 1750 \text{ 1/min}$

fluktuierenden Drehmomententwicklung einher, welche zu einer erhöhten Belastung mechanischer Komponenten führt und daher vermieden werden sollte. Des Weiteren besteht die Gefahr der Überhitzung der Leistungshalbleiter aufgrund der anhaltenden Überstrombelastung. Daher ergibt sich auch hier die Notwendigkeit einer Erweiterung des beschriebenen Verfahrens, welche es der Steuerung ermöglicht, auf Befehl die Maschine kontrolliert und in endlicher Zeit zu entregen, ohne unzulässig hohe Mengen Energie in den Zwischenkreiskondensator zurückzuführen.

Die Grundidee zur Lösung dieser Fragestellung ist dabei dieselbe wie in Abschnitt 4.4.1. Die zum Zeitpunkt des erteilten Abschaltbefehls in der aktiven Phase gespeicherte magnetische Energie muss durch Dissipation im ohmschen Widerstand der Maschinenphase und durch temporäre Erzeugung von Drehmoment zum großen Teil umgewandelt werden, sodass ein Ansteigen der Zwischenkreisspannung über den durch das Toleranzband vorgegebenen Wert hinaus verhindert wird.

Zu diesem Zweck muss von der übergeordneten Regelung für jede Phase ein weiteres Steuersignal s_{EA} bereitgestellt werden, welches angibt, dass sich der Antrieb gerade im Zustand des kontrollierten Abschaltens befindet, und dass sich die betreffende Phase in einem Rotorpositionsbereich befindet, in dem sie Energie von der vorhergehenden Phase übernehmen



Abbildung 5.16: Modifizierte Strangfreigabeeinheit zum kontrollierten Abschalten

kann. Dieses Signal kann durch eine Erweiterung des Blocks *Strangfreigabe* erzeugt werden. Abb. 5.16 zeigt die Ein- und Ausgangssignale der modifizierten Strangfreigabeeinheit, welche nun neben den Schaltwinkeln und der Rotorposition ein Hauptbetriebssignal s_{Betrieb} erhält und zusätzlich zur konventionellen Strangfreigabe s_{SF} nach (2.16) das Signal s_{EA} generiert.

$$s_{\text{EA}} = \neg s_{\text{Betrieb}} \wedge (0^\circ \text{el.} < \theta_{\text{el}} < \theta_{\text{aus}}) \quad (5.4)$$

Das Hauptbetriebssignal s_{Betrieb} ist gleich Eins, wenn der Antrieb normal operiert und gleich Null, wenn er abgeschaltet werden soll. Man beachte in (5.4), dass das Energieaufnahme-signal gesetzt wird, sobald eine Phase die unausgerichtete Position passiert, damit diese so früh wie möglich mit der Energieaufnahme beginnen kann, ohne negatives Drehmoment zu erzeugen.

Während der Energieübergabe von der abschaltenden auf die nachfolgende Phase muss letztere zu jeder Zeit genau so viel Energie aus dem Zwischenkreis entnehmen, wie die abschaltende Phase zuvor in ihn zurückgespeist hat. Entnahme sie mehr, würde der Abschaltprozess in die Länge gezogen oder im Extremfall gar nicht enden. Entnahme sie zu wenig, könnte die abschaltende Phase ihren Strom nicht schnell genug abbauen und ein Verlauf ähnlich Abb. 5.15 wäre die Folge. Eine exakt ausgeglichene Bilanz lässt sich erreichen, wenn beide beteiligten Phasen komplementär vom Spannungstoleranzbandregler gesteuert werden. Das bedeutet, dass die abschaltende Phase wie üblich bei Überschreiten der Spannungsobergrenze in den Freilauf und bei Unterschreiten in den Ausschaltzustand wechselt. Die übernehmende Phase schaltet bei Erreichen der Obergrenze ein und bei Erreichen der unteren Spannungsgrenze in den Freilauf.

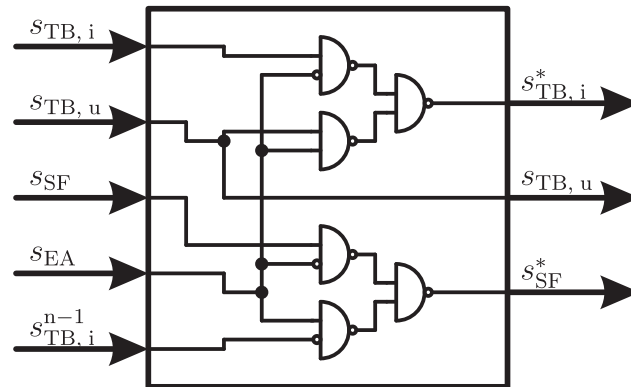


Abbildung 5.17: Abschaltlogik zum kontrollierten Abschalten des Antriebs

Dieses komplementäre Schaltverhalten kann realisiert werden, indem das Ausgangssignal des Spannungsreglers auf den Stromreglereingang der Schaltlogik der übernehmenden Phase geroutet wird. Abb. 5.17 zeigt die Struktur der dazu notwendigen Logik, welche in jeder Phase vor den Block *Schaltlogik* aus Abb. 5.2 geschaltet wird. Eingangsgrößen dieses Logikblocks sind zum einen die Schaltsignale der Toleranzbandregler für Strom und Spannung $s_{TB,i}$ und $s_{TB,u}$, sowie zum anderen das Strangfreigabesignal s_{SF} und das Energieaufnahmesignal s_{EA} aus der modifizierten Strangfreigabeeinheit aus Abb. 5.16. Die Zuordnung zwischen Ein- und Ausgangssignalen ist (5.5) bis (5.7) und Tabelle 5.6 zu entnehmen.

$$s_{TB,i}^* = (s_{TB,i} \wedge \neg s_{EA}) \vee (s_{TB,u} \wedge s_{EA}) \quad (5.5)$$

$$s_{TB,u} = s_{TB,u} \quad (5.6)$$

$$s_{SF}^* = (s_{SF} \wedge \neg s_{EA}) \vee (\neg s_{TB,i}^{n-1} \wedge s_{EA}) \quad (5.7)$$

Wenn das Signal s_{EA} gleich Null ist, verhält sich der Logikblock vollkommen transparent, was bedeutet, dass die Toleranzbandreglersignale und die Strangfreigabe unverändert durchgeschleift werden. Ist s_{EA} gleich Eins, was der Fall ist, wenn der Antrieb abgeschaltet werden soll und sich die betreffende Phase im motorischen Bereich befindet, dann wird das Spannungstoleranzbandreglersignal $s_{TB,u}$ auf den Eingang der Schaltlogik gegeben, welcher im Normalbetrieb mit dem Stromtoleranzbandregler verbunden ist. Auf diese Weise wird die übernehmende Phase komplementär zur abmagnetisierenden geschaltet.

Sobald die abmagnetisierende Phase ihren Strom vollständig abgebaut hat, muss die nachfolgende Phase ihrerseits dazu übergehen, ihre Energie abzubauen, was über einen Entzug des Strangfreigabesignals erzielt werden kann. Die Information, ob eine Phase ihren Strom abgebaut hat, kann mit Hilfe der Stromtoleranzbandregler generiert werden, indem diese zu Beginn des Abschaltvorganges ($s_{Betrieb} = 0$) sehr kleine Sollwerte im Bereich weniger Prozent des Nennstroms erhalten. Wenn der Strom unter diese Schwelle fällt, setzt der entsprechende Regler sein Ausgangssignal und signalisiert damit, dass der Strom nahezu vollständig erloschen ist. Wie in Abb. 5.17 zu sehen ist, erhält die Abschaltlogik deshalb zusätzlich zum Stromtoleranzbandreglersignal der eigenen Phase, das der vorhergehenden Phase ($s_{TB,i}^{n-1}$), um mit diesem zu entscheiden, ob die Strangfreigabe entzogen werden kann.

Eingänge		Ausgänge		Erläuterung
s_{SF}	s_{EA}	$s_{TB,i}^*$	s_{SF}^*	
0	0	$s_{TB,i}$	0	Abmagnetisieren im Betrieb
0	1	$s_{TB,u}$	$\neg s_{TB,i}^{n-1}$	Abschaltvorgang, $0^\circ \text{el.} \leq \theta_{\text{el}} < \theta_{\text{ein}}$
1	0	$s_{TB,i}$	1	Stromregelung im Betrieb
1	1	$s_{TB,u}$	$\neg s_{TB,i}^{n-1}$	Abschaltvorgang, $\theta_{\text{ein}} \leq \theta_{\text{el}} < \theta_{\text{aus}}$

Tabelle 5.6: Verknüpfung der Ein- und Ausgangssignale des Logikblocks aus Abb. 5.17

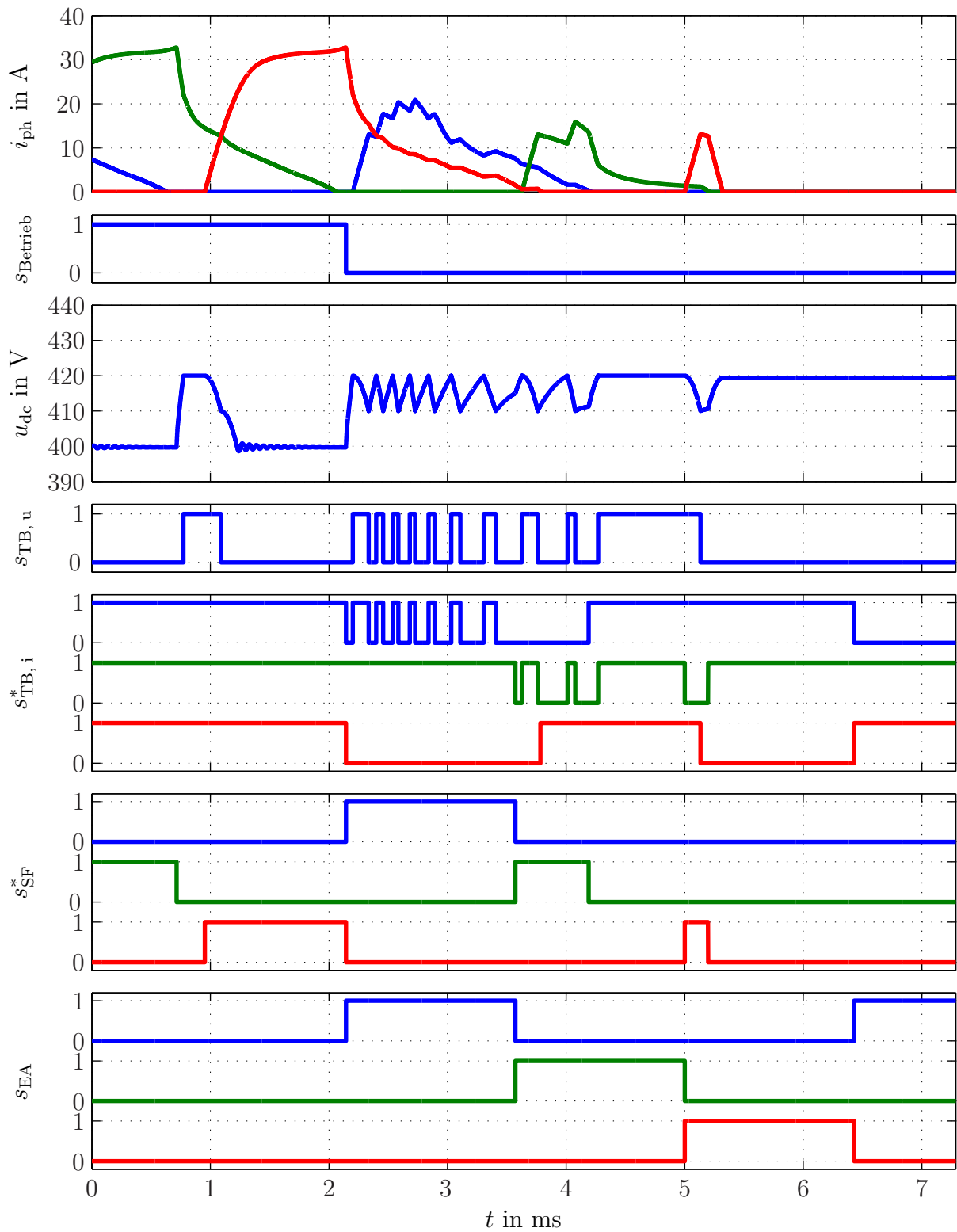


Abbildung 5.18: Zeitlicher Verlauf der Phasenströme, der Zwischenkreisspannung und der Schaltsignale der modifizierten Reglereinheit bei kontrolliertem Abschalten für $n = 1750 \text{ } 1/\text{min}$

In Abb. 5.18 ist ein kontrollierter Abschaltvorgang bei hoher Drehzahl im Einzelpulsbetrieb dargestellt. Unter den zeitlichen Verläufen der Phasenströme und der Zwischenkreisspannung sind die Ausgangssignale der Abschaltlogik aus Abb. 5.17 und der modifizierten Strangfreigabeeinheit aus Abb. 5.16 wiedergegeben. Zu Gunsten einer erleichterten Nachvollziehbarkeit werden die beteiligten Phasen im Folgenden mit den Farben der ihnen zugehörigen Kurvenverläufe bezeichnet.

Das Signal s_{Betrieb} zeigt an, dass der Antrieb genau im Zeitpunkt des Strommaximums der roten Phase abgeschaltet werden soll. Da dieser Zeitpunkt mit dem Ausschaltwinkel der roten Phase zusammenfällt, geht diese wie üblich in die Abmagnetisierung über. Gleichzeitig hat die blaue Phase ihre unausgerichtete Position erreicht, weswegen für diese das Energieaufnahmesignal s_{EA} gesetzt wird. Solange dieses Signal aktiv ist und die rote Phase Strom führt ($s_{\text{TB},i}^* = 0$), wird die modifizierte Strangfreigabe s_{SF}^* ebenfalls gesetzt und das Ausgangssignal des Spannungstoleranzbandreglers auf das Signal $s_{\text{TB},i}^*$ der blauen Phase abgebildet, wodurch die blaue und die rote Phase genau komplementär geschaltet werden. Wenn sich Rot im Freilauf befindet, schaltet Blau ein, wenn Rot abschaltet, befindet sich Blau im Freilauf. Auf diese Weise übergibt die rote Phase den Großteil ihrer Restenergie – über den Zwischenkreiskondensator – an die blaue Phase. Sobald die blaue Phase ihren Ausschaltwinkel passiert, werden s_{EA} und s_{SF}^* entzogen und der Prozess des Energieabbaus wiederholt sich mit der grünen Phase und daran anschließend mit der roten Phase, bis der Antrieb schließlich stromlos ist.

5.3.2 Zusatzaufwand in Hard- und Software

Das in diesem Kapitel vorgestellte toleranzband-basierte Verfahren erfordert nahezu keine Modifikationen auf Seiten der Software im Hauptregler gegenüber einer konventionellen Stromtoleranzbandregelung. Die einzigen Unterschiede belaufen sich auf die Notwendigkeit, im Falle des Abschaltens des Antriebs zusätzlich zum Entzug der Strangfreigabe für jede Phase das sogenannte Energieaufnahmesignal zu generieren und den Stromreglern angepasste Sollwerte zu übergeben.

Für die Realisierung des Spannungstoleranzbandreglers sind hardwareseitig Schaltungsmaßnahmen zur Messung der Zwischenkreisspannung vorzusehen. Des Weiteren müssen zwei Komparatoren und ein Flip-Flop für den Vergleich des Messwertes mit den ebenfalls zu generierenden Sollwerten vorgesehen werden.

Die Schaltlogik zur Generierung der Gatesignale benötigt im einfachsten Fall des nicht-alternierenden Freilaufs zwei zusätzliche NAND-Verknüpfungen pro Phase. Die Abschaltlogik aus Abb. 5.17 ist im konventionellen Fall nicht notwendig – dort reicht der Entzug der Strangfreigabe zum Abschalten – und stellt somit einen Mehraufwand von insgesamt

	Freilaufpfad			
	nicht-alternierend		alternierend	
	generell	pro Phase	generell	pro Phase
I/O-Leitungen	0	+1	0	+1
Flip-Flops	+1	0	+1	0
NAND-Gatter	0	+11	0	+13
Komparatoren	+2	0	+2	0

Tabelle 5.7: Schaltungstechnischer Mehraufwand bei toleranzband-basierter Energiebilanzierung

neun NAND-Verknüpfungen pro Phase dar (invertierte Gattereingänge sind jeweils als ein zusätzliches NAND-Gatter zu zählen).

Im Falle des alternierenden Freilaufs gestaltet sich die Schaltlogik sowohl im konventionellen Fall, als auch im spannungsgeregelten Fall komplexer. Die Ansteuerstufe des Toggle-Flip-Flops erfordert nach Abb. 5.5 fünf NAND-Gatter, im konventionellen Fall (ohne $s_{TB, u}$) nur drei NAND-Gatter pro Phase. Die letzte Stufe zur Erzeugung der Gate-Signale erfordert sieben NAND-Gatter und bei konventioneller Stromregelung fünf NAND-Gatter pro Phase. Eine übersichtliche Zusammenstellung des schaltungstechnischen Mehraufwands erfolgt in Tabelle 5.7.

6 Experimentelle Validierung

Die in den Kapiteln 4 und 5 hergeleiteten Strategien zur Begrenzung der Zwischenkreisspannung während der Phasenstromkommutierung sollen in diesem Kapitel hinsichtlich ihrer Funktionalität experimentell mit den konventionellen Verfahren verglichen werden. Zunächst wird in Abschnitt 6.1 ein Überblick über den dazu verwendeten Prüfstand gegeben, sowie die zur Implementierung der Steuerstrategien verwendete Regelungshardware vorgestellt. In den beiden anschließenden Abschnitten erfolgt dann anhand von Messergebnissen eine Gegenüberstellung der energiebilanzierten Steuerungsverfahren mit den jeweils zugehörigen konventionellen Verfahren.

6.1 Prüfstandskomponenten

Maschine

Die Kenndaten der für die Messungen eingesetzten Maschine sind in Tabelle 2.2 zusammengefasst. Selbige wurde bereits bei allen theoretischen Untersuchungen in dieser Abhandlung zu Grunde gelegt. Bei einem Nennstrom von 30 A erzeugt sie ein mittleres Drehmoment von 32 Nm. Mit der Windungszahl von 108 ergibt sich bei einer Zwischenkreisspannung von 400 V eine Nenndrehzahl von $1750 \frac{1}{\text{min}}$, bei der Einzelpulsbetrieb vorliegt. Die folgenden Messungen wurden bei etwas niedrigeren Spannungen durchgeführt, da ein Vergleich zwischen konventioneller und energiebilanzierter Kommutierung bei ansonsten gleichen Rahmenbedingungen erfolgen sollte.

Umrichter

Der verwendete Umrichter besteht aus einer dreiphasigen asymmetrischen Halbbrücke mit diskreten IGBTs und Dioden der Firma INFINEON[®], welche pro Brückenweig zu viert parallel geschaltet wurden, um die thermische Belastung der Bauteile zu reduzieren [67]. Die Messung der Phasenströme erfolgt galvanisch getrennt im Anschlussweig zur Maschinenphase, sodass eine Messung des Stroms unabhängig vom Schaltzustand der Phase gewährleistet ist. Des Weiteren verfügt der Umrichter über eine Zwischenkreisspannungsmessung. Die Signale der Strom- und Spannungsmessungen werden verstärkt und an die externe Steuerungseinheit übertragen. Der Zwischenkreis besteht aus einer Kombination von X8R Keramikkondensatoren der Firma NOVACAP[®] [68] und Folienkondensatoren der

Firma VISHAY[®] und hat eine Gesamtkapazität von 89 μF [69]. Die Spannungsversorgung des Zwischenkreises erfolgt über eine sehr steife Gleichspannungsquelle, welche über eine Diode gemäß Abb. 4.6(a) an den Zwischenkreis angeschlossen ist.

Steuerungseinheit

Die Ansteuerung des Umrichters ist nicht in diesen integriert, sondern in eine separate Einheit ausgelagert. Dabei handelt es sich um das Rapid Control Prototyping (RCP) System XCS2000 der Firma AIXCONTROL [70]. Die Steuerungseinheit erhält vom Umrichter die analogen Signale der Strom- und Spannungsmessungen, sowie das Signal des Lagegebers. Auf Basis des Lagegebersignals wird in der Steuerungseinheit ein Strangfreigabesignal für jede einzelne Maschinenphase generiert. Die Implementierung der beiden Steuerungsverfahren erfolgte auf zwei unterschiedliche Arten, welche im Folgenden beschrieben werden.

Das konventionelle und das energiebilanzierte PWM-Verfahren konnte vollständig in Software realisiert werden, da die XCS2000 bereits über eine umfangreiche PWM-Einheit zur Gate-Ansteuerung verfügt. Der Ablauf einer PWM-Periode gliedert sich in die Schritte *Erfassung und A/D-Wandlung* der analogen Größen, gefolgt von der *Berechnung der nächsten Tastgrade* und abschließender *Übergabe* dieser Tastgrade an die PWM-Einheit. Bei der konventionellen Implementierung wird nur der Tastgrad der aktiven Phase nach (4.9) berechnet, wobei alle nicht aktiven Phasen dauerhaft den Tastgrad -1 erhalten. Für die energiebilanzierte Kommutierung wird zusätzlich der Tastgrad der ausschaltenden Phase nach (4.8) bestimmt. Die PWM-Frequenz beträgt 4 kHz.

Die Implementierung der toleranzband-basierten Steuerungsverfahren bedurfte einer umfassenderen Modifikation der Steuerungshardware, weil die XCS2000 über keine frei konfigurierbaren analogen Komparatorschaltungen verfügt. Dazu wurde eine analoge Toleranzbandkarte entworfen und in die XCS2000 integriert, welche mit acht Analogkomparatoren ausgestattet ist. Der Schaltung können von den D/A-Wandlern der XCS2000 vier verschiedene Analogsignale als Referenzwerte übertragen werden. Die Zuordnung der Referenzwerte zu jedem einzelnen Komparator ist frei wählbar, sodass sich verschiedene mögliche Kombinationen mit bis zu zwei unabhängigen Toleranzbändern ergeben. Im vorliegenden Fall wurden sechs Komparatoren für die Stromtoleranzbandregelung der drei Maschinenphasen und zwei Komparatoren für die Spannungstoleranzbandregelung der Zwischenkreisspannung verwendet. Die Ausgangssignale der Komparatoren sind auf einen CPLD geführt, welcher die logischen Verknüpfungen zur Erzeugung der Gate-Signale gemäß Abschnitt 5.1.2 durchführt [71].

Messtechnik

Für die im Folgenden gezeigten Ergebnisse wurden die einzelnen Phasenströme i_{ph} und die Zwischenkreisspannung u_{dc} direkt im Umrichter gemessen. Darüber hinaus wurden sämtliche Gatesignale zwischen dem Regelungssystem und dem Umrichter digital abgegriffen

und ebenfalls zeitsynchron mit den analogen Größen aufgezeichnet. Auf diese Weise ist es möglich, zu jeder Zeit den aktuellen Schaltzustand jeder einzelnen Umrichterphase zu rekonstruieren. Für die Aufzeichnung der Messsignale wurde ein Oszilloskop des Typs MSO7054A der Firma AGILENT® verwendet, welches neben vier analogen Kanälen über eine dedizierte Schnittstelle zur Darstellung und Aufzeichnung von Digitalsignalen verfügt [72]. Über diese Digitalschnittstelle wurden sämtliche Steuersignale, welche zwischen dem Umrichter und der Steuerungseinheit ausgetauscht werden, aufgezeichnet. Von diesen sind insbesondere die Gatesignale für die in dieser Arbeit getätigten Untersuchungen von Relevanz.

Durch die parallele Aufzeichnung der Gatesignale konnten in einem Nachbearbeitungsschritt weitere elektrische Größen abgeleitet werden. Zu diesen zählt neben den Phasenspannungen u_{ph} auch der Umrichtereingangsstrom i_{umr} , welcher zwischen dem Zwischenkreiskondensator und der asymmetrischen Halbbrücke fließt (siehe Abb. 4.6(a)). Dieser Strom ist in einem niederinduktiv aufgebauten Umrichter, wie dem hier verwendeten, nicht messtechnisch zu erfassen, da typischerweise eine flächige Anbindung des Zwischenkreises an die Halbbrücke angestrebt wird und dieser Strom daher nicht räumlich konzentriert fließt. Eine indirekte Ermittlung durch Messung des Kondensatorstroms im Zwischenkreis ist aufgrund des Aufbaus aus mehreren parallel geschalteten Kondensatoren ebenfalls nicht möglich. Der Umrichtereingangsstrom stellt jedoch für das Verständnis der eingeführten Verfahren eine sehr hilfreiche Größe dar, weil anhand seines Vorzeichens unmittelbar ersichtlich wird, ob die asymmetrische Halbbrücke zum betrachteten Zeitpunkt in Summe Ladung aus dem Zwischenkreis entnimmt (positives Vorzeichen), oder in ihn zurück speist (negatives Vorzeichen). Aus diesem Grunde wurde der Umrichtereingangsstrom mit Hilfe der aufgezeichneten Gatesignale und der gemessenen Phasenströme rekonstruiert.

Die Berechnung des Umrichtereingangsstroms erfolgt nach (4.14), wobei jeder einzelne Halbbrückenstrom $i_{HB, n}$ direkt aus dem gemessenen Phasenstrom, abhängig vom Schaltzustand ermittelt wird.

$$i_{HB} = \begin{cases} i_{ph} & \text{für } s_{HS} \wedge s_{LS} \\ -i_{ph} & \text{für } \neg(s_{HS} \vee s_{LS}) \\ 0 & \text{sonst} \end{cases} \quad (6.1)$$

Analog dazu wurden ebenfalls die Phasenspannungen jeder einzelnen Halbbrücke aus den Gatesignalen und der Zwischenkreisspannung rekonstruiert.

$$u_{ph} \approx \begin{cases} u_{dc} & \text{für } s_{HS} \wedge s_{LS} \\ -u_{dc} & \text{für } \neg(s_{HS} \vee s_{LS}) \\ 0 & \text{sonst} \end{cases} \quad (6.2)$$

Diese Rekonstruktion ist im Gegensatz zu (6.1) nicht fehlerfrei, da die Spannungsabfälle an den IGBTs und Dioden der asymmetrischen Halbbrücke vernachlässigt werden.

6.2 PWM-basierte Energiebilanzierung

Abb. 6.1 zeigt einen typischen Kommutierungsvorgang im Grunddrehzahlbereich bei Phasenspannungsregelung mittels Pulsweitenmodulation. Dargestellt sind Phasenströme, Phasenspannungen, Zwischenkreisspannung und der Umrichtereingangsstrom. Wie im vorangehenden Abschnitt erwähnt, sind die Phasenströme und die Zwischenkreisspannung direkt gemessen. Die Phasenspannungen und der Umrichtereingangsstrom sind mit Hilfe der ebenfalls aufgezeichneten Gatesignale nach (6.1) und (6.2) aus den übrigen Messwerten abgeleitet worden. Die Stellparameter sind so gewählt, dass schwache Leitbereichsüberlappung vorliegt. Das heißt, dass die abschaltende Phase nahezu vollständig abmagnetisiert ist, wenn

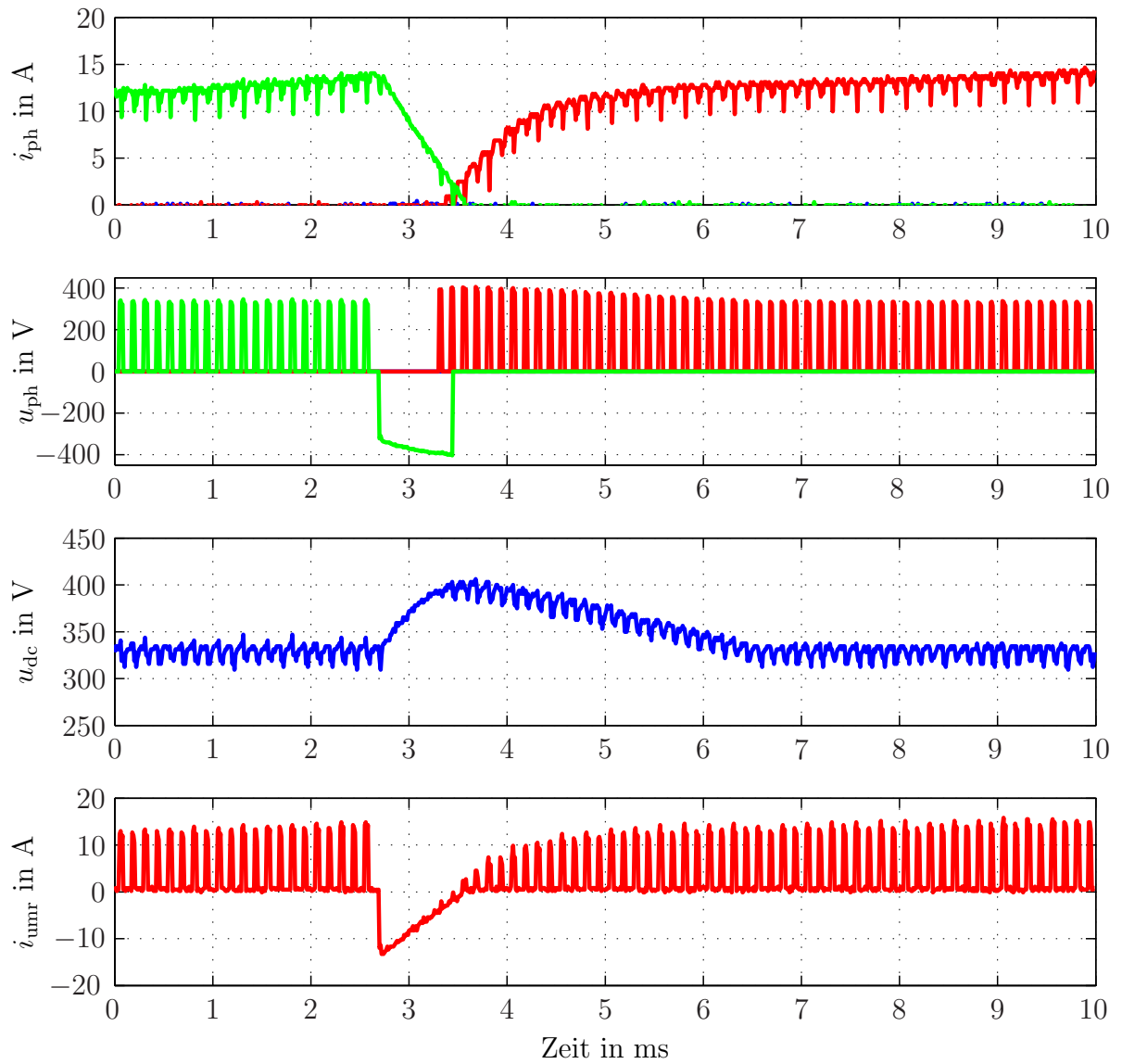


Abbildung 6.1: PWM: Kommutierungsvorgang konventionell mit $n = 350 \text{ }^1/\text{min}$, $a = 0.2$, $u_{dc} = 330 \text{ V}$; gemessene Größen: i_{ph} , u_{dc} ; abgeleitete Größen: u_{ph} , i_{umr}

die nachfolgende Phase einschaltet. Dass es sich hierbei um einen konventionellen Kommutierungsvorgang handelt, ist gut an dem einzelnen zusammenhängenden Spannungspuls nach dem Ende des Leitbereichs der abschaltenden Phase zu erkennen. Da die nachfolgende Phase noch nicht einschaltet, ist der Umrichtereingangsstrom während des gesamten Vorgangs des Abmagnetisierens negativ, es fließt demnach Ladung in den Zwischenkreis zurück. In Folge dessen ist ein Anstieg der Spannung im Zwischenkreis von 330 V auf 400 V zu verzeichnen.

Demgegenüber zeigt Abb. 6.2 einen Kommutierungsvorgang mit aktivierter Energiebilanzierung bei ansonsten gleichen Bedingungen. Die abmagnetisierende Phase wechselt nach

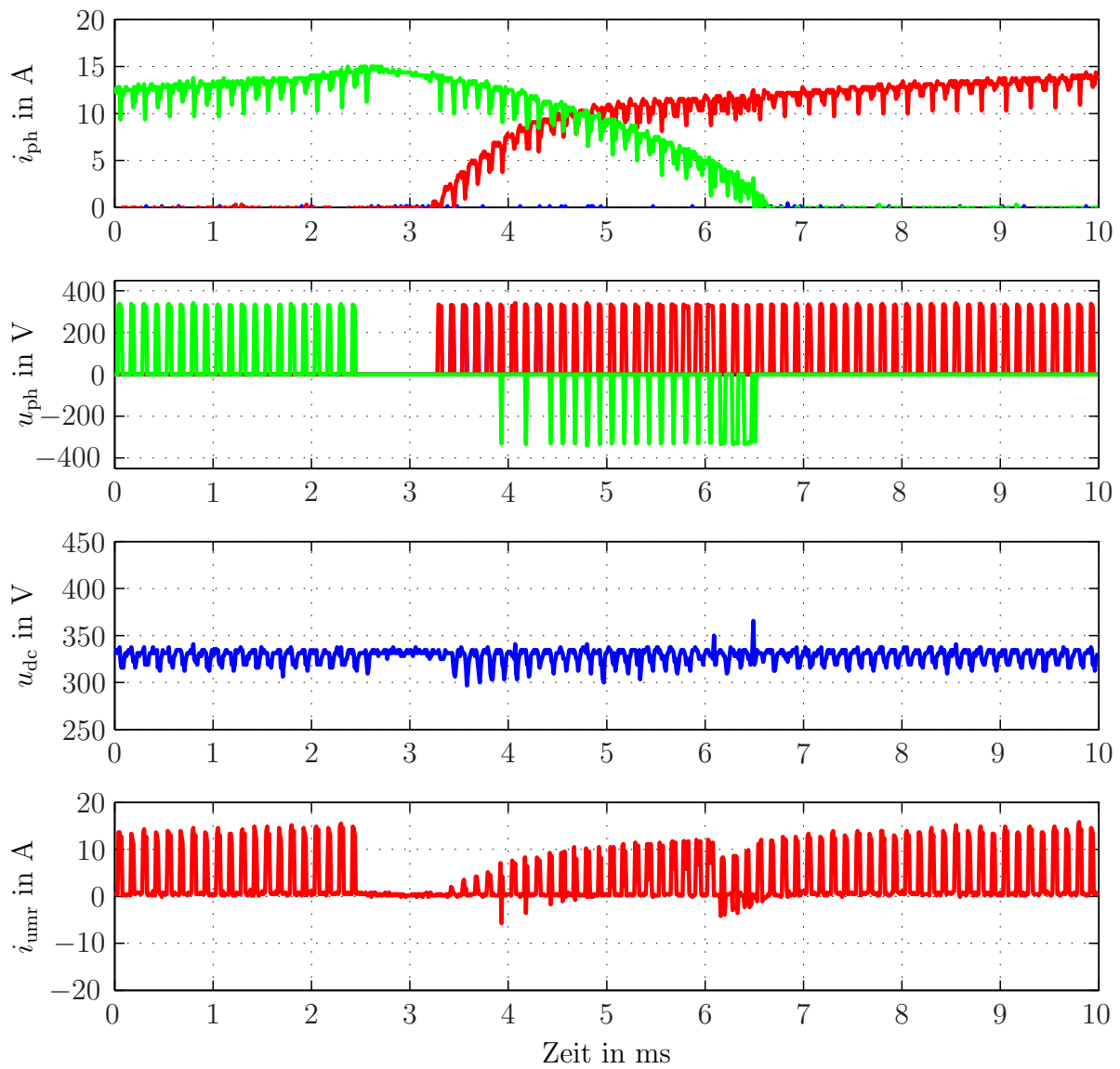


Abbildung 6.2: PWM: Kommutierungsvorgang energiebilanziert mit $n = 350 \text{ }^1/\text{min}$, $a = 0.2$, $u_{dc} = 330 \text{ V}$; gemessene Größen: i_{ph} , u_{dc} ; abgeleitete Größen: u_{ph} , i_{umr}

Passieren des Ausschaltwinkels zunächst in den Freilaufzustand, da die nachfolgende Phase noch keinen Strom führt. Erst nachdem die nächste Phase eingeschaltet und signifikant Strom aufgebaut hat, beginnt die abschaltende Phase, mit einem zunächst kleinen Tastgrad abzumagnetisieren. Das etwas verzögerte Einsetzen des Abmagnetisierens ist dadurch zu erklären, dass zum Schutz der Leistungshalbleiter eine Untergrenze für den Tastgrad vorgegeben wurde. Aus diesem Grund muss der Quotient der beiden Phasenströme zunächst einen minimalen Wert überschreiten, damit diese Tastgraduntergrenze überschritten wird. Ein Vergleich der Umrichtereingangsströme i_{umr} in Abb. 6.1 und 6.2 zeigt, dass bei energiebilanzierter Kommutierung zu keinem Zeitpunkt Strom vom Umrichter in den Zwischenkreis zurück fließt, da der Strom nicht negativ wird. In Folge dessen erfährt die Zwischenkreisspannung keine messbaren Überhöhungen während des Kommutierungsvorgangs.

6.3 Toleranzband-basierte Energiebilanzierung

Abb. 6.3 zeigt einen Kommutierungsvorgang zwischen zwei Phasen bei konventioneller Stromtoleranzbandregelung. Hierbei handelt es sich wie im vorangegangenen Abschnitt um einen Betriebspunkt mit schwacher Überlappung der Phasenströme. Die abmagnetisierende Phase schaltet weit vor dem Einschalten der nachfolgenden Phase mit einem einzelnen zusammenhängenden Spannungspuls ab. Da zunächst keine Energieentnahme durch die nachfolgende Phase stattfindet, steigt die Zwischenkreisspannung deutlich an. Erst mit dem Einschalten der nächsten Phase wird dieser Ladungsüberschuss im Zwischenkreis sukzessive wieder abgebaut. Solange die Zwischenkreisspannung über der Quellenspannung von 200 V liegt, sperrt die Zuleitungsdiode (Abb. 4.6(a)), sodass ausschließlich ein Ladungsaustausch zwischen Umrichter und Zwischenkreis stattfindet. Somit ist der Umrichtereingangsstrom bis auf das Vorzeichen identisch mit dem Zwischenkreisstrom.

In Abb. 6.4 ist der gleiche Kommutierungsvorgang mit aktiviertem Spannungstoleranzbandregler dargestellt. Die abschaltende Phase reduziert ihren Phasenstrom durch Anlegen der negativen Zwischenkreisspannung solange, bis die Zwischenkreisspannung die obere Toleranzbandschwelle von $u_{\text{dc, TO}} = 250 \text{ V}$ erreicht hat. Um ein weiteres Laden des Kondensators zu verhindern, wird diese daraufhin in den Freilauf geschaltet. In diesem Zustand hält der Zwischenkreiskondensator seine Ladung, bis die nachfolgende Phase zum ersten Mal einschaltet und ihm Ladung entzieht. In Folge dessen sinkt die Zwischenkreisspannung wieder ab. Nach Unterschreiten der unteren Schwelle wird die abschaltende Phase weiter entmagnetisiert. Dieser Vorgang wiederholt sich in der Folge so lange, bis die abmagnetisierende Phase ihren Strom vollständig abgebaut hat. Ein Vergleich der untersten Kurvenverläufe in Abb. 6.3 und 6.4 zeigt, dass auch bei aktiver Spannungstoleranzbandregelung der Umrichtereingangsstrom sehr wohl negativ wird, was durch das Prinzip dieses Verfahrens bedingt ist. Dennoch wird der Vorgang des Abmagnetisierens zeitlich so verteilt, dass Lade- und

Entladevorgänge abwechselnd auf den Zwischenkreiskondensator wirken. Ein Überschreiten der vordefinierten Spannungsobergrenze wird somit ausgeschlossen.

Das für die hier gezeigten Messungen gewählte Toleranzband von $u_{dc, TU} = 225 \text{ V}$ bis $u_{dc, TO} = 250 \text{ V}$ lässt im Vergleich zur PWM-basierten Kommutierung ein noch relativ deutliches Überschwingen der Zwischenkreisspannung zu. Die Obergrenze des Toleranzbandes kann jedoch auch deutlich niedriger gewählt werden, solange die Qualität der Spannungsmessung dies ermöglicht. Somit ist die tatsächlich auftretende Spannungsüberhöhung im Zwischenkreis direkt durch die Steuerung beeinflussbar.

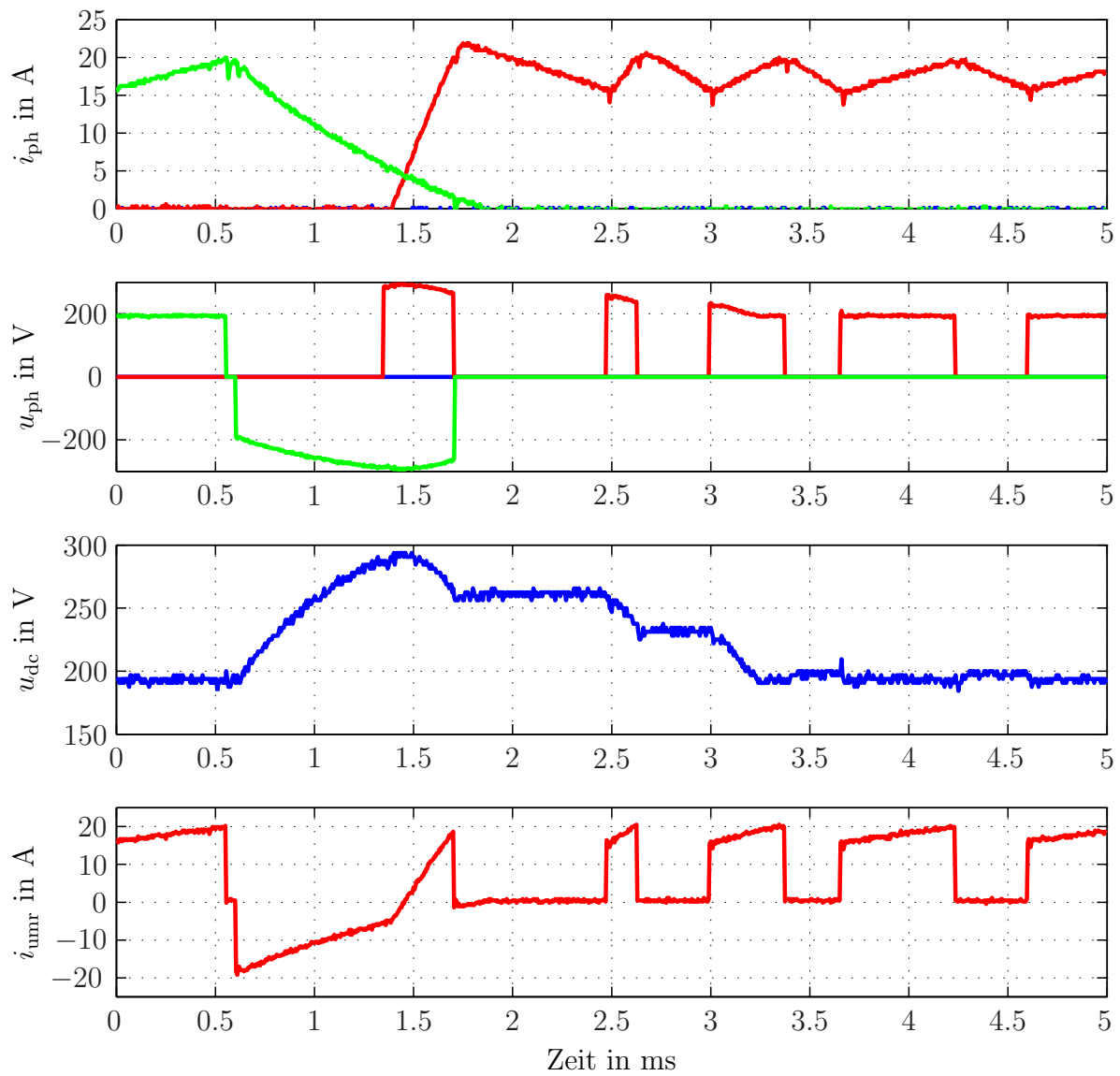


Abbildung 6.3: Kommutierungsvorgang konventionell, $n = 500 \text{ 1/min}$, $i_{soll} = 17 \text{ A}$, $u_{dc} = 200 \text{ V}$; gemessene Größen: i_{ph} , u_{dc} ; abgeleitete Größen: u_{ph} , i_{umr}

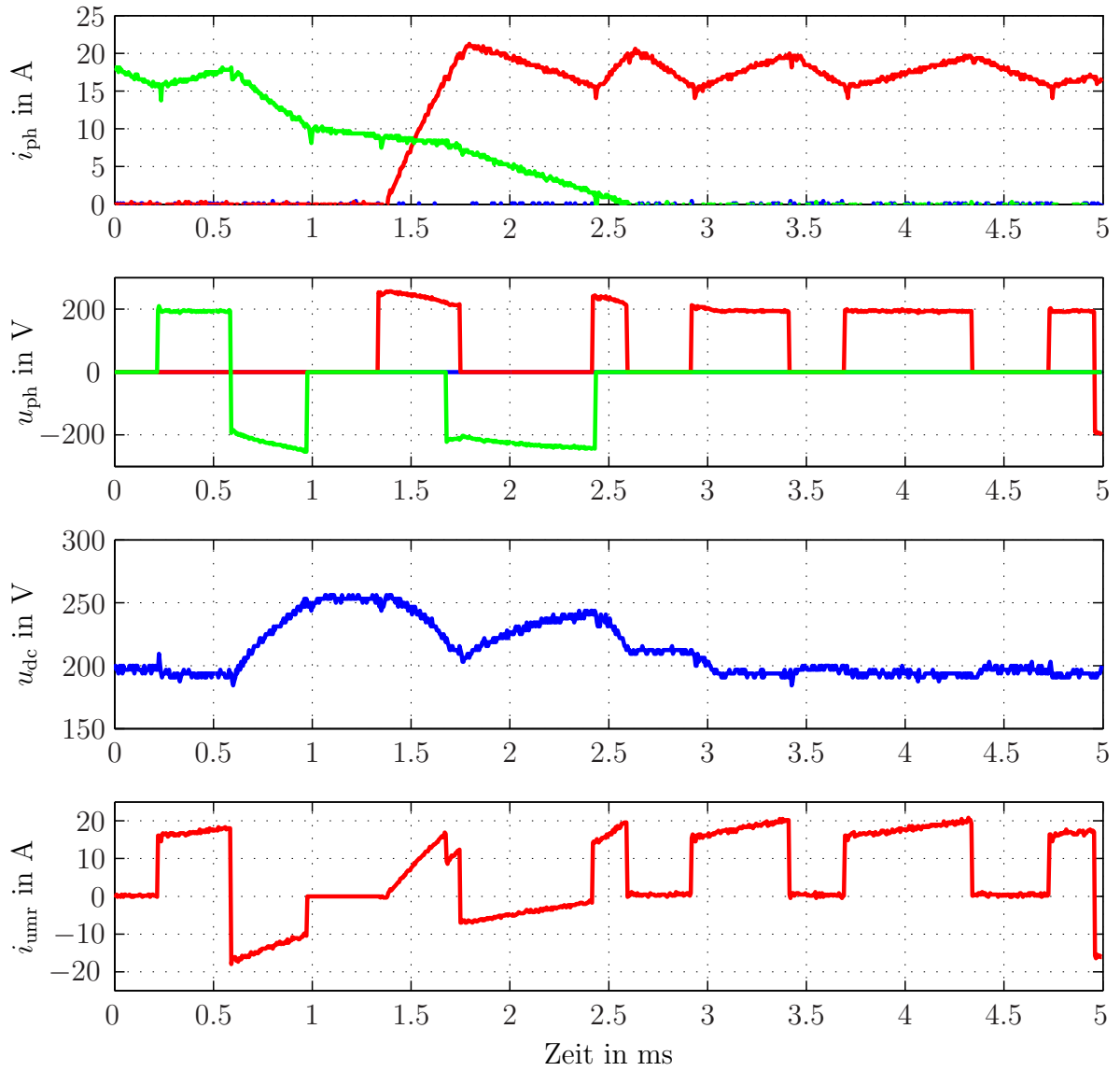


Abbildung 6.4: Kommutierungsvorgang energiebilanziert, $n = 500 \text{ 1/min}$, $i_{\text{soll}} = 17 \text{ A}$, $u_{\text{dc}} = 200 \text{ V}$, $u_{\text{dc, TO}} = 250 \text{ V}$, $u_{\text{dc, TU}} = 225 \text{ V}$; gemessene Größen: i_{ph} , u_{dc} ; abgeleitete Größen: u_{ph} , i_{umr}

7 Zusammenfassung und Ausblick

7.1 Zusammenfassung

In der vorliegenden Arbeit wurden zwei neuartige Ansätze formuliert, um die Belastung des Zwischenkreiskondensators bei geschalteten Reluktanzantrieben signifikant zu reduzieren. Auf der Basis einer eingehenden Untersuchung verschiedener typischer Lastfälle, konnte zunächst die für die geschaltete Reluktanzmaschine charakteristische Phasenstromkommutierung als Hauptursache für die Entstehung einer niederfrequenten Wechselstrombelastung des Zwischenkreises identifiziert werden. Zur Vermeidung von zu starken Spannungsüberhöhungen bei konventioneller Ansteuerung ist deshalb eine entsprechend große Dimensionierung der Zwischenkreiskapazität erforderlich. In der Literatur finden sich bereits einige verschiedene Vorschläge zur Modifikation der Antriebskonfiguration, welche eine Reduktion der Zwischenkreisbelastung ermöglichen und somit kleinere Kapazitätswerte zulassen. Jedoch sind alle diese Ansätze mit einer Veränderung der Topologie des Umrichters oder der Bauart der Maschine verbunden, womit oft eine Steigerung der Komplexität einhergeht und die Anwendungsmöglichkeiten stark eingeschränkt werden.

Die in dieser Arbeit vorgeschlagenen Ansätze erfordern ausschließlich Modifikationen in der Art der Ansteuerung des Umrichters und daher keine Anpassung der Maschine oder des Umrichters selbst, sofern dieser als asymmetrische Halbbrücke ausgeführt ist. Beide Verfahren beeinflussen die Stromform der abkommutierenden Phase, sodass der Zwischenkreiskondensator möglichst wenig geladen wird. Das Verfahren der PWM-basierten Energiebilanzierung realisiert dies mit Hilfe des Verhältnisses der gemessenen Ströme der kommutierenden Phasen. Dieser Quotient bildet die Grundlage für die Berechnung des Tastgrades der abkommutierenden Phase. Auf diese Weise kann die Ladungsbilanz im Zwischenkreis, im Mittel während jeder PWM-Periode, zu Null geregelt werden, ohne hierfür die Zwischenkreisspannung selbst messen zu müssen. Neben der sehr kleinen Restwelligkeit der Zwischenkreisspannung konnte insbesondere durch Untersuchungen des Frequenzspektrums des Zwischenkreisstroms gezeigt werden, dass die Belastung des Kondensators bei der elektrischen Grundfrequenz vollständig eliminiert wird. Darüber hinaus konnte anhand von umfangreichen Computersimulationen gezeigt werden, dass sich dieses Verfahren nicht negativ auf zentrale Bewertungsgrößen des Antriebs, wie den Wirkungsgrad oder die Drehmomentwelligkeit auswirkt.

Das Verfahren der toleranzband-basierten Energiebilanzierung kann ohne großen Aufwand in eine konventionelle Strom-Toleranzbandregelung integriert werden, wobei zusätzlich zu den Phasenströmen die Zwischenkreisspannung gemessen werden muss. Hierbei wird der Stromverlauf der abkommutierenden Phase durch einen zusätzlichen Toleranzbandregler beeinflusst, um die Zwischenkreisspannung unterhalb einer vorgegebenen Schwelle zu halten. Prinzipbedingt muss diese Schwelle oberhalb des Spannungsniveaus der einspeisenden Quelle liegen, worin eine etwas erhöhte Restwelligkeit der Zwischenkreisspannung im Vergleich zum PWM-basierten Verfahren begründet liegt. Damit einhergehend liegt die Wechselstrombelastung des Zwischenkreises bei diesem Verfahren ebenfalls etwas über der des anderen Konzeptes, aber immer noch weit unterhalb der Belastung bei konventioneller Ansteuerung. Auch für dieses Verfahren konnte festgestellt werden, dass es die wesentlichen Betriebseigenschaften des Antriebs nicht verschlechtert.

Beide vorgestellten Verfahren wurden neben der Bewertung ihrer Auswirkungen auf die Betriebseigenschaften auch hinsichtlich ihres Implementierungsaufwandes untersucht. Dieser ist in beiden Fällen als gering zu bewerten. Im Falle der PWM-basierten Energiebilanzierung beschränken sich die notwendigen Modifikationen fast ausschließlich auf den Bereich der Steuerungs-Software. Für die toleranzband-basierte Strategie ist neben der erforderlichen Spannungsmessung im Zwischenkreis eine Komparatorschaltung zur Realisierung des Toleranzband-Reglers vorzusehen. Die bei der Verwendung eines kleinen Zwischenkreiskondensators unvermeidlich auftretende Fragestellung nach einem sicheren Abschalten des Antriebs, wurde für beide Verfahren mit jeweils angepassten Abschaltstrategien beantwortet. Diese Abschaltstrategien vermeiden durch gezielte Eingriffe in die Schalteransteuerung einen unkontrollierten Rückfluss der in der Maschine befindlichen magnetischen Energie in den Zwischenkreis und beugen so Folgeschäden durch eventuelle Überspannungen vor.

Abgeschlossen wurde die vorliegende Arbeit durch eine experimentelle Verifikation der entwickelten Steuerungsverfahren am Prüfstand. Durch Messung der Zwischenkreisspannung und den Vergleich mit der konventionellen Ansteuerung konnte gezeigt werden, dass durch beide Verfahren eine deutliche Glättung der Zwischenkreisspannung erzielt werden kann. Dabei ist die erreichte Restwelligkeit der Spannung bei PWM-basierter Steuerung etwas kleiner als bei der toleranzband-basierten, weshalb sie sich potentiell besser für Anwendungen eignet, in denen durch übergeordnete Regler erhöhte Anforderungen an eine glatte Zwischenkreisspannung gestellt werden.

7.2 Ausblick

Wie in der Arbeit gezeigt wurde, sind die vorgestellten Steuerverfahren geeignet für den Einsatz in stationär betriebenen Antrieben, bei denen keine gesteigerten Anforderungen an

die Dynamik einer Drehmomentregelung gestellt werden. Dies trifft vor allem auf Anwendungen wie Pumpen, Lüfter und Haushaltsgüter zu. Eine Vereinbarkeit der Verfahren mit hochdynamischen Anwendungen ist noch zu untersuchen. Dabei sind die folgenden Aspekte zu berücksichtigen. Da die Fähigkeit zur Ladungsaufnahme für kleine Zwischenkreiskondensatoren naturgemäß gering ist, kann der Phasenstrom nicht beliebig schnell reduziert werden. Aus diesem Umstand erwachsen Limitierungen für die Dynamik der Stromregelung und damit der Drehmomentregelung. Des weiteren erfordern die Verfahren der momentanen Drehmomentregelung auch eine präzise Regelung der Phasenströme oder -flussverkettungen während der Kommutierung, was nur bedingt mit der Forderung nach energiebilanzierter Kommutierung vereinbar ist. Inwiefern sich beide Forderungen gleichzeitig befriedigen lassen, könnte in diesem Rahmen genauer betrachtet werden.

Ein ebenfalls interessanter Aspekt, der im Rahmen dieser Arbeit noch nicht beleuchtet werden konnte, ist die Frage nach der theoretischen Untergrenze der Zwischenkreiskapazität in einem geschalteten Reluktanzantrieb für beide Verfahren. Zu untersuchen ist dabei unter anderem die Abhängigkeit der Wechselstrombelastung des Zwischenkreiskondensators von der Schaltfrequenz beim PWM-basierten Verfahren, beziehungsweise der Breite des Toleranzbandes beim toleranzband-basierten Verfahren. Des Weiteren muss betrachtet werden, wie gut die Zwischenkreisspannung bei sehr kleinen Kapazitätswerten noch begrenzt werden kann. Beim PWM-basierten Verfahren ist zu erwarten, dass für kleinere Kapazitätswerte höhere Schaltfrequenzen gewählt werden müssen, um eine gleiche Restwelligkeit der Spannung zu erzielen, während beim toleranzband-basierten Verfahren eine verlängerte Abmagnetisierungsdauer für kleinere Kapazitätswerte und ansonsten gleiche Schaltschwellen auftreten wird.

Abbildungsverzeichnis

2.1	Querschnitt durch eine Geschaltete Reluktanzmaschine	6
2.2	Ausgerichtete Position (links) und unausgerichtete Position (rechts) bezüglich Phase A	7
2.3	Ersatzschaltbild einer Phase	9
2.4	Flussverkettung als Funktion von Strom und Rotorposition	9
2.5	Differentielle Induktivität als Funktion des Stroms für konstante Rotorpositionen	10
2.6	Induzierte Gegenspannung (EMK) bei $n = 3000 \text{ min}^{-1}$ als Funktion der Rotorposition	10
2.7	Magnetische Energie und zugehörige Koenergie (links) und Änderung der mechanischen Energie mit der Rotorposition (rechts)	13
2.8	Schematische Darstellung der Transferwege zwischen den drei verschiedenen Energieformen	14
2.9	Asymmetrische Halbbrücke (einphasig) mit möglichen Schaltzuständen . . .	16
2.10	Prinzipschaltbild der Stromtoleranzbandregelung	17
2.11	Phasenstromverlauf bei Toleranzbandregelung, $i_{\text{soll}} = 35 \text{ A}$, $\Delta i_{\text{soll}} = 2,5 \text{ A}$. .	18
2.12	Prinzipschaltbild einer einfachen Pulsweitenmodulation	18
2.13	Phasenstromverlauf bei Pulsweitenmodulation: Schaltfrequenz $f_{\text{sw}} = 16 \text{ kHz}$, Tastgrad $a = 0,47$	19
3.1	Magnetischer Fluss als Funktion der Rotorposition mit der Durchflutung als Parameter	24
3.2	Zwischenkreisspannung und Phasenstrom als Funktion der Windungszahl für ein konstantes Nenndrehmoment	25
3.3	Magnetische Energie beim Abschalten einer Phase bei niedriger und hoher Drehzahl, beide bei $\theta_{\text{aus}} = 140^\circ \text{el.}$	28
3.4	Ersatzschaltbild für das initiale Einschalten im stromlosen Zustand	30
3.5	Stromtoleranzbandregelung: Zwischenkreisspannung, Phasenstrom, Zuleitungsstrom und Zwischenkreisstrom beim Einschalten mit C_{dc} als Parameter, bei $n = 0$, $u_{\text{q}} = 400 \text{ V}$, $L_{\text{zul}} = 0,9 \text{ mH}$ und $L_{\text{ph}} = 4,5 \text{ mH}$	31
3.6	Pulsweitenmodulation: Zwischenkreisspannung, Phasenstrom, Zuleitungsstrom und Zwischenkreisstrom beim Einschalten mit C_{dc} als Parameter, bei $n = 0$, $u_{\text{q}} = 400 \text{ V}$, $a = 0,1$, $f_{\text{s}} = 4 \text{ kHz}$, $L_{\text{zul}} = 0,9 \text{ mH}$ und $L_{\text{ph}} = 4,5 \text{ mH}$	34

3.7	Einzelimpulsbetrieb: Zwischenkreisspannung, Phasenströme, Zuleitungsstrom und Zwischenkreisstrom bei $n_{\text{nenn}} = 1750 \text{ } 1/\text{min}$, $u_q = 400 \text{ V}$, $C_{\text{dc}} = 100 \text{ } \mu\text{F}$, mit L_{zul} als Parameter	38
3.8	Resonanzfrequenz und elektrische Grundfrequenz als Funktion der Zuleitungsinduktivität	39
3.9	Einzelimpulsbetrieb: Zwischenkreisspannung, Phasenströme, Zuleitungsstrom und Zwischenkreisstrom bei $n_{\text{nenn}} = 1750 \text{ } 1/\text{min}$, $u_q = 400 \text{ V}$, $L_{\text{zul}} = 1 \text{ mH}$, mit C_{dc} als Parameter	40
3.10	Boost-Schaltkreise nach Chan und Bolton (a) und nach Lewis et al. (b) . . .	45
3.11	Split-DC Topologie mit Spannungsverdoppler nach Thong und Pollock [44] .	46
3.12	6/4 geschalteter Reluktanzmotor mit zusätzlicher Kommutierungswicklung nach Liang et al.	48
4.1	Struktur der PWM-basierten Energiebilanzierung für eine Phase n (ein PWM-Kanal pro Phase)	55
4.2	Interner Aufbau des Blocks <i>Schaltlogik</i>	56
4.3	Lage der Spannungspulse relativ zu einer PWM-Periode abhängig von der Art der Tastgradverarbeitung bei Tastgrad $a = -0,75$	57
4.4	Struktur der PWM-basierten Energiebilanzierung für eine Phase (zwei PWM-Kanäle pro Phase)	58
4.5	Interner Aufbau des Blocks <i>PWM-Einheit</i> (zwei PWM-Kanäle pro Phase) .	58
4.6	Ersatzschaltbild und allgemeines Modell der Einspeisung und des Zwischenkreises	59
4.7	Einphasiges Modell des Umrichters	61
4.8	Allgemeines Modell einer Maschinenphase	62
4.9	Latenz bei zeitdiskreter Messwerterfassung	63
4.10	Phasenströme und Zwischenkreisspannung bei niedriger Drehzahl und starker Leitbereichsüberlappung. $n = 500 \text{ } 1/\text{min}$, $\theta_{\text{ein}} = 5^\circ \text{el.}$, $\theta_{\text{aus}} = 140^\circ \text{el.}$, $a = 0,33$, $C_{\text{dc}} = 89 \text{ } \mu\text{F}$	65
4.11	Phasenströme und Zwischenkreisspannung bei niedriger Drehzahl und schwacher Leitbereichsüberlappung. $n = 500 \text{ } 1/\text{min}$, $\theta_{\text{ein}} = 30^\circ \text{el.}$, $\theta_{\text{aus}} = 140^\circ \text{el.}$, $a = 0,33$, $C_{\text{dc}} = 89 \text{ } \mu\text{F}$	66
4.12	Phasenströme und Zwischenkreisspannung bei hoher Drehzahl im Einzelimpuls. $n = 1750 \text{ } 1/\text{min}$, $\theta_{\text{aus}} = 115^\circ \text{el.}$, $a = 1$, $C_{\text{dc}} = 89 \text{ } \mu\text{F}$	67
4.13	Phasenströme und Gesamtdrehmoment im Grunddrehzahlbereich. $n = 500 \text{ } 1/\text{min}$, $\bar{M}_{\text{ges}} = 30 \text{ Nm}$, $a = 0,33$, $C_{\text{dc}} = 89 \text{ } \mu\text{F}$	68
4.14	Phasenströme und Gesamtdrehmoment im Einzelimpulsbetrieb bei Nenndrehzahl. $n = 1750 \text{ } 1/\text{min}$, $\bar{M}_{\text{ges}} = 30 \text{ Nm}$, $a = 1$, $C_{\text{dc}} = 89 \text{ } \mu\text{F}$	69
4.15	Verlauf Gesamtdrehmoment: blaue Kurve: konventionelle Kommutierung mit $C_{\text{dc}} = 1000 \text{ } \mu\text{F}$, grüne Kurve: energiebilanziert mit $C_{\text{dc}} = 89 \text{ } \mu\text{F}$	70

4.16	Mittleres Drehmoment als Funktion der Schaltwinkel (a und b) bei $n = 500 \text{ }^1/\text{min}$, $a = 0.33$ (blau) und $n = 1750 \text{ }^1/\text{min}$, $a = 1$ (grün) und als Funktion des Tastgrads (c) bei $n = 500 \text{ }^1/\text{min}$ mit energiebilanzierter Kommutierung . .	72
4.17	Spektrum des Zwischenkreisstroms bei $n = 500 \text{ }^1/\text{min}$ ($f_{\text{el}} = 200 \text{ Hz}$), $\bar{M}_{\text{ges}} = 30 \text{ Nm}$, $a = 0,33$, $C_{\text{dc}} = 89 \text{ }\mu\text{F}$	74
4.18	Spektrum des Zwischenkreisstroms bei $n = 1750 \text{ }^1/\text{min}$ ($f_{\text{el}} = 700 \text{ Hz}$), $\bar{M}_{\text{ges}} = 30 \text{ Nm}$, $a = 1$, $C_{\text{dc}} = 89 \text{ }\mu\text{F}$	75
4.19	Normierte Effektivwerte des Zwischenkreisstroms für konventionelle (blau) und energiebilanzierte Kommutierung (rot) bei $\bar{M}_{\text{ges}} = 30 \text{ Nm}$	76
4.20	Simulierte Wirkungsgrade der Antriebskomponenten und des Gesamtsystems bei $n = 1750 \text{ }^1/\text{min}$ und $\bar{M}_{\text{ges}} = 30 \text{ Nm}$ mit $C_{\text{dc}} = 500 \text{ }\mu\text{F}$ für konventionelle (blau) und energiebilanzierte Kommutierung (rot)	77
4.21	Phasenströme und Zwischenkreisspannung während eines Abschaltvorgangs mit Energiebilanzierung im Nennpunkt bei $n = 1750 \text{ }^1/\text{min}$ und aufrecht erhaltener Hauptstromversorgung	79
5.1	Schematischer Verlauf der Zwischenkreisspannung und resultierendes Reglerausgangssignal	83
5.2	Struktur der toleranzband-basierten Energiebilanzierung für eine Phase n . .	85
5.3	Block <i>Spannungstoleranzbandregelung</i>	86
5.4	Block <i>Schaltlogik</i> (nur oberer Schalter getaktet)	86
5.5	Block <i>Schaltlogik</i> bei alternierendem Freilaufpfad	86
5.6	Phasenströme, Zwischenkreis- und Phasenspannungen bei niedriger Drehzahl und starker Leitbereichsüberlappung. $n = 500 \text{ }^1/\text{min}$, $\theta_{\text{ein}} = 5^\circ \text{el.}$, $\theta_{\text{aus}} = 140^\circ \text{el.}$, $i_{\text{soll}} = 28 \text{ A}$, $\Delta i_{\text{soll}} = 4 \text{ A}$, $C_{\text{dc}} = 89 \text{ }\mu\text{F}$, $u_{\text{dc, TO}} = 420 \text{ V}$, $u_{\text{dc, TU}} = 410 \text{ V}$	89
5.7	Phasenströme, Zwischenkreis- und Phasenspannungen bei niedriger Drehzahl und schwacher Leitbereichsüberlappung. $n = 500 \text{ }^1/\text{min}$, $\theta_{\text{ein}} = 30^\circ \text{el.}$, $\theta_{\text{aus}} = 140^\circ \text{el.}$, $i_{\text{soll}} = 28 \text{ A}$, $\Delta i_{\text{soll}} = 4 \text{ A}$, $C_{\text{dc}} = 89 \text{ }\mu\text{F}$, $u_{\text{dc, TO}} = 420 \text{ V}$, $u_{\text{dc, TU}} = 410 \text{ V}$	90
5.8	Phasenströme, Zwischenkreis- und Phasenspannungen bei hoher Drehzahl im Einzelpuls. $n = 1750 \text{ }^1/\text{min}$, $\theta_{\text{aus}} = 115^\circ \text{el.}$, $C_{\text{dc}} = 89 \text{ }\mu\text{F}$, $u_{\text{dc, TO}} = 420 \text{ V}$, $u_{\text{dc, TU}} = 410 \text{ V}$	91
5.9	Zeitlicher Verlauf der Gesamtdrehmomente: $n = 500 \text{ }^1/\text{min}$, $\bar{M}_{\text{ges}} = 30 \text{ Nm}$, $u_{\text{dc, TO}} = 420 \text{ V}$, $u_{\text{dc, TU}} = 410 \text{ V}$	92
5.10	Zeitlicher Verlauf der Gesamtdrehmomente im Einzelpuls: $n = 1750 \text{ }^1/\text{min}$, $\bar{M}_{\text{ges}} = 30 \text{ Nm}$, $u_{\text{dc, TO}} = 420 \text{ V}$, $u_{\text{dc, TU}} = 410 \text{ V}$	93
5.11	Mittleres Drehmoment als Funktion der Schaltwinkel im Einzelpulsbetrieb bei $n = 1750 \text{ }^1/\text{min}$ ((a) und (b)) und als Funktion des Sollstroms bei verschiedenen Drehzahlen im Grunddrehzahlbereich (c)	95
5.12	Spektrum des Zwischenkreisstroms bei $n = 500 \text{ }^1/\text{min}$ ($f_{\text{el}} = 200 \text{ Hz}$), $\bar{M}_{\text{ges}} = 30 \text{ Nm}$, $i_{\text{soll}} = 30 \text{ A}$	96

5.13	Spektrum des Zwischenkreisstroms bei $n = 1750 \text{ }^1/\text{min}$ ($f_{\text{el}} = 700 \text{ Hz}$), $\bar{M}_{\text{ges}} = 30 \text{ Nm}$	97
5.14	Simulierte Wirkungsgrade der Antriebskomponenten und des Gesamtsystems im Nennpunkt bei $n = 1750 \text{ }^1/\text{min}$ und $\bar{M}_{\text{ges}} = 30 \text{ Nm}$ für konventionelle (dunkelblau) und energiebilanzierte Kommutierung (übrige)	99
5.15	Phasenstromverlauf und Zwischenkreisspannung bei globalem Entzug der Strangfreigabe für $n = 1750 \text{ }^1/\text{min}$	100
5.16	Modifizierte Strangfreigabeeinheit zum kontrollierten Abschalten	101
5.17	Abschaltlogik zum kontrollierten Abschalten des Antriebs	101
5.18	Zeitlicher Verlauf der Phasenströme, der Zwischenkreisspannung und der Schaltsignale der modifizierten Reglereinheit bei kontrolliertem Abschalten für $n = 1750 \text{ }^1/\text{min}$	103
6.1	PWM: Kommutierungsvorgang konventionell mit $n = 350 \text{ }^1/\text{min}$, $a = 0.2$, $u_{\text{dc}} = 330 \text{ V}$; gemessene Größen: i_{ph} , u_{dc} ; abgeleitete Größen: u_{ph} , i_{umr}	110
6.2	PWM: Kommutierungsvorgang energiebilanziert mit $n = 350 \text{ }^1/\text{min}$, $a = 0.2$, $u_{\text{dc}} = 330 \text{ V}$; gemessene Größen: i_{ph} , u_{dc} ; abgeleitete Größen: u_{ph} , i_{umr}	111
6.3	Kommutierungsvorgang konventionell, $n = 500 \text{ }^1/\text{min}$, $i_{\text{soll}} = 17 \text{ A}$, $u_{\text{dc}} = 200 \text{ V}$; gemessene Größen: i_{ph} , u_{dc} ; abgeleitete Größen: u_{ph} , i_{umr}	113
6.4	Kommutierungsvorgang energiebilanziert, $n = 500 \text{ }^1/\text{min}$, $i_{\text{soll}} = 17 \text{ A}$, $u_{\text{dc}} = 200 \text{ V}$, $u_{\text{dc, TO}} = 250 \text{ V}$, $u_{\text{dc, TU}} = 225 \text{ V}$; gemessene Größen: i_{ph} , u_{dc} ; abgeleitete Größen: u_{ph} , i_{umr}	114

Tabellenverzeichnis

2.1	Beispiele für mögliche Maschinenkonfigurationen	7
2.2	Kenndaten der Beispielmachine	11
3.1	Relatives theoretisches Minimum der Zwischenkreisspannung beim Einschalten für verschiedene Induktivitätsverhältnisse	32
3.2	Vergleich der wichtigsten Kenngrößen einiger Kondensatortechnologien [32, 33, 34, 35, 36, 37]	43
5.1	Zustände der Phasen während eines konventionellen Kommutierungsvorgangs und Einfluss auf die Zwischenkreisspannung	82
5.2	Verhalten der Zwischenkreisspannung mit neu eingeführtem Freilaufzustand für die abmagnetisierende Phase	82
5.3	Wahrheitstabelle der Gatesignale	84
5.4	Wahrheitstabelle der Gatesignale bei alternierendem Freilauf	87
5.5	Zustandsübergangstabelle bei alternierendem Freilauf	87
5.6	Verknüpfung der Ein- und Ausgangssignale des Logikblocks aus Abb. 5.17 .	102
5.7	Schaltungstechnischer Mehraufwand bei toleranzband-basierter Energiebilanzierung	105

Literaturverzeichnis

- [1] TAYLOR, W.H.: *Obtaining motive power*. Patent number 8255, England and Wales, 1839
- [2] INDERKA, R.B.: *Direkte Drehmomentregelung Geschalteter Reluktanzantriebe*, RWTH Aachen, Diss., 2003
- [3] FUENGWARODSAKUL, Nisai: *Predictive PWM-based Direct Instantaneous Torque Control for Switched Reluctance Machines*, RWTH Aachen, Diss., 2007
- [4] MILLER, T. J. E.: *Switched reluctance motors and their control*. Magna Physics Pub., 1993. – ISBN 1881855023
- [5] MILLER, T. J. E.: *Electronic Control of Switched Reluctance Machines*. Elsevier Ltd, 2001. – ISBN 0750650737
- [6] DE DONCKER, R.W. ; PULLE, D.J.W. ; VELTMAN, A.: *Advanced Electrical Drives: Analysis, Modeling, Control*. Springer, 2010. – ISBN 9400701799
- [7] KRISHNAN, R. ; IRWIN, J. D. (Hrsg.): *Switched Reluctance Motor Drives*. CRC Press, 2001
- [8] VOGEL, H.: *Gerthsen Physik*. Springer, 1999
- [9] FUENGWARODSAKUL, N.H. ; BAUER, S. ; TSAFAK, O. ; DE DONCKER, R.W.: Characteristic measurement system for automotive class switched reluctance machines. In: *Power Electronics and Applications, 2005 European Conference on*, 2005, S. 10 pp.–P.10
- [10] LAWRENSON, P.J. ; STEPHENSON, J.M. ; FULTON, N.N. ; BLENKINSOP, P.T. ; CORDA, J.: Variable-speed switched reluctance motors. In: *Electric Power Applications, IEE Proceedings B* 127 (1980), july, Nr. 4, S. 253 –265. <http://dx.doi.org/10.1049/ip-b:19800034>. – DOI 10.1049/ip-b:19800034. – ISSN 0143–7038
- [11] MILLER, Timothy J. E.: Converter Volt-Ampere Requirements of the Switched Reluctance Motor Drive. In: *Industry Applications, IEEE Transactions on* IA-21 (1985), sept., Nr. 5, S. 1136 –1144. <http://dx.doi.org/10.1109/TIA.1985.349516>. – DOI 10.1109/TIA.1985.349516. – ISSN 0093–9994

- [12] KJAER, P.C. ; COSSAR, C. ; MILLER, T.J.E.: Very high bandwidth digital current controller for high-performance motor drives. In: *Power Electronics and Variable Speed Drives, 1996. Sixth International Conference on (Conf. Publ. No. 429)*, 1996. – ISSN 0537–9989, S. 185 – 190
- [13] BARRASS, P.G. ; MECROW, B.C.: Flux and torque control of switched reluctance machines. In: *Electric Power Applications, IEE Proceedings - 145* (1998), Nov, Nr. 6, S. 519–527. – ISSN 1350–2352
- [14] NEUHAUS, C.R. ; FUENGWARODSAKUL, N.H. ; DE DONCKER, R.W.: Predictive PWM-based Direct Instantaneous Torque Control of Switched Reluctance Drives. In: *Power Electronics Specialists Conference, 2006. PESC '06. 37th IEEE*, 2006. – ISSN 0275–9306, S. 1–7
- [15] ZVEI: *Die elektrische Antriebstechnik in Deutschland, Jahresbericht 2008*. 2008
- [16] BAAKE, E. ; DOPPELBAUER, M. ; DRUBEL, O. ; DE LA HAYE, R. ; HOFMANN, W. ; KLEIMAIER, M. ; MERTENS, A. ; MUTSCHLER, P. ; OSWALD, B. ; PETRI, E. ; PYC, I. ; RAPHAEL, T. ; PONICK, B. ; SCHRÖPPEL, W.: *VDE Studie: Effizienz- und Einsparpotentiale elektrischer Energie in Deutschland*. VDE, 2008
- [17] FUENGWARODSAKUL, N.H. ; FIEDLER, J.O. ; BAUER, S.E. ; DE DONCKER, R.W.: New methodology in sizing and predesign of switched reluctance machines using normalized flux-linkage diagram. In: *Conference Record of the 2005 Industry Applications Conference, 2005. Fourtieth IAS Annual Meeting*. Bd. 4, 2005. – ISSN 0197–2618, S. 2704 – 2711 Vol. 4
- [18] DUPONT: NOMEX[®] Type 410. Technical Datasheet, 2003
- [19] TZSCHEUTSCHLER, Rolf ; OLBRISCH, Helmut ; JORDAN, Wolfgang: *Technologie des Elektromaschinenbaus*. Verlag Technik, 1990
- [20] CARSTENSEN, Christian: *Eddy Currents in Windings of Switched Reluctance Machines*, RWTH Aachen, Diss., 2007
- [21] INFINEON: *Infineon Technologies AG*. Version: 2010. <http://www.infineon.de>
- [22] NEUHAUS, C.R. ; FUENGWARODSAKUL, N.H. ; DE DONCKER, R.W.: Control Scheme for Switched Reluctance Drives With Minimized DC-Link Capacitance. In: *Power Electronics, IEEE Transactions on* 23 (2008), Sept., Nr. 5, S. 2557–2564. <http://dx.doi.org/10.1109/TPEL.2008.2002086>. – DOI 10.1109/TPEL.2008.2002086. – ISSN 0885–8993
- [23] HENNEN, M. ; BAUER, S. ; DE DONCKER, R.: Influence of Continuous Conduction Mode on Converters in SRM Drives. In: *22nd International Electric Vehicle Symposium (EVS-22), Yokohama, 2006*, 2006

- [24] LAWLER, J.S. ; BAILEY, J.M. ; MCKEEVER, J.W. ; OTADUY, P.J.: Impact of continuous conduction on the constant power speed range of the switched reluctance motor. In: *Electric Machines and Drives, 2005 IEEE International Conference on*, 2005, S. 1285 –1292
- [25] HO, J. ; JOW, T.R. ; BOGGS, S.: Historical introduction to capacitor technology. In: *Electrical Insulation Magazine, IEEE* 26 (2010), january-february, Nr. 1, S. 20 –25. <http://dx.doi.org/10.1109/MEI.2010.5383924>. – DOI 10.1109/MEI.2010.5383924. – ISSN 0883–7554
- [26] SARJEANT, W.J.: Capacitor fundamentals. In: *Electrical Electronics Insulation Conference, 1989. Chicago '89 EEIC/ICWA Exposition., Proceedings of the 19th*, 1989, S. 1 –51
- [27] LEUCHT, Kurt: *Kondensatorenkunde für Elektroniker*. Franzis-Verlag München, 1981. – ISBN 3772314910
- [28] ZINKE, O. ; SEITHER, H.: *Widerstände, Kondensatoren, Spulen und ihre Werkstoffe*. Springer, 1982
- [29] MADDULA, S.K. ; BALDA, J.C.: Lifetime of Electrolytic Capacitors in Regenerative Induction Motor Drives. In: *Power Electronics Specialists Conference, 2005. PESC '05. IEEE 36th*, 2005, S. 153 –159
- [30] GULLY, A.M.: Failure mechanisms in film-based power capacitors. In: *Dielectric Materials, Measurements and Applications, Seventh International Conference on (Conf. Publ. No. 430)*, 1996. – ISSN 0537–9989, S. 358 –363
- [31] PAN, Ming-Jen ; RANDALL, C.A.: A brief introduction to ceramic capacitors. In: *Electrical Insulation Magazine, IEEE* 26 (2010), may., Nr. 3, S. 44 –50. <http://dx.doi.org/10.1109/MEI.2010.5482787>. – DOI 10.1109/MEI.2010.5482787. – ISSN 0883–7554
- [32] AVX: *Dielectric Comparison Chart*. 2004
- [33] NOVACAP: *Technical Brochure*. 25111 Anza Drive, Valencia, CA 91355 USA : Novacap, 2010
- [34] EPCOS: *Multilayer Ceramic Capacitors*. EPCOS, 2006
- [35] WESTERMANN, Wolfgang: *Der Folienkondensator ein Auslaufmodell?* sep 2005
- [36] EPCOS: *Film Capacitors*. EPCOS, 2009
- [37] EPCOS: *Aluminum Electrolytic Capacitors*. EPCOS, 2008

- [38] KRISHNAN, R. ; MATERU, P.N.: Analysis and design of a low-cost converter for switched reluctance motor drives. In: *Industry Applications, IEEE Transactions on* 29 (1993), mar/apr, Nr. 2, S. 320–327. <http://dx.doi.org/10.1109/28.216539>. – DOI 10.1109/28.216539. – ISSN 0093–9994
- [39] OMETTO, A. ; JULIAN, A. ; LIPO, T.A.: A novel low cost variable reluctance motor drive / Wisconsin Electric Machines and Power Electronics Consortium. 1994. – Forschungsbericht
- [40] NIE, Z. ; EMADI, A.: Integrated converters for switched reluctance motor drives. In: *Power Electronics and Motion Control Conference, 2004. IPEMC 2004. The 4th International* Bd. 2, 2004, S. 487–490 Vol.2
- [41] KRISHNAN, R. ; LEE, S.: Analysis and design of a single switch per phase converter for switched reluctance motor drives. In: *Power Electronics Specialists Conference, PESC '94 Record., 25th Annual IEEE*, 1994, S. 485–492 vol.1
- [42] CHAN, S. ; BOLTON, H.R.: Performance enhancement of single-phase switched-reluctance motor by DC link voltage boosting. In: *Electric Power Applications, IEE Proceedings B* 140 (1993), sep, Nr. 5, S. 316–322. – ISSN 0143–7038
- [43] LEWIS, JD ; BOLTON, HR ; PHILLIPS, NW: Performance enhancement of single and two phase SR drives using a capacitor boost circuit. In: *European Power Electronics and Applications Conf. Rec* Bd. 3, 1995, S. 229–232
- [44] THONG, Weng ; POLLOCK, C.: Two phase switched reluctance drive with voltage doubler and low dc link capacitance. In: *Industry Applications Conference, 2005. Fourtieth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2005* Bd. 3, 2005. – ISSN 0197–2618, S. 2155–2159 Vol. 3
- [45] LIANG, Feng ; LIAO, Yuefeng ; LIPO, T.A.: A new variable reluctance motor utilizing an auxiliary commutation winding. In: *Industry Applications, IEEE Transactions on* 30 (1994), mar/apr, Nr. 2, S. 423–432. <http://dx.doi.org/10.1109/28.287514>. – DOI 10.1109/28.287514. – ISSN 0093–9994
- [46] GERLING, D. ; SCHRAMM, A.: Electronic Stabilization Methods for Switched Reluctance Drives in Weak Supply Nets. In: *European Conference on Power Electronics and Applications (EPE)*, 2005
- [47] FORREST, S.J. ; WANG, J. ; JEWELL, G.W. ; JOHNSON, C.M. ; CALVERLEY, S.D.: Analysis of an AC fed direct converter for a switched reluctance machine in aerospace applications. In: *Power Electronics and Motion Control Conference, 2006. IPEMC 2006. CES/IEEE 5th International* Bd. 2, 2006, S. 1–6
- [48] Schutzrecht DE10017053 (2000). KAHLEN, Hans (Erfinder).

- [49] ZIOGAS, Phoivos D. ; KANG, Young-Goo ; STEFANOVIC, Victor R.: Rectifier-Inverter Frequency Changers with Suppressed DC Link Components. In: *Industry Applications, IEEE Transactions on* IA-22 (1986), nov., Nr. 6, S. 1027–1036. <http://dx.doi.org/10.1109/TIA.1986.4504834>. – DOI 10.1109/TIA.1986.4504834. – ISSN 0093–9994
- [50] JUNG, Jinhwan ; LIM, Sunkyoung ; NAM, Kwanghee: A feedback linearizing control scheme for a PWM converter-inverter having a very small DC-link capacitor. In: *Industry Applications, IEEE Transactions on* 35 (1999), Sep/Oct, Nr. 5, S. 1124–1131. <http://dx.doi.org/10.1109/28.793374>. – DOI 10.1109/28.793374. – ISSN 0093–9994
- [51] MALESANI, L. ; ROSSETTO, L. ; TENTI, P. ; TOMASIN, P.: AC/DC/AC PWM converter with reduced energy storage in the DC link. In: *Industry Applications, IEEE Transactions on* 31 (1995), mar/apr, Nr. 2, S. 287–292. <http://dx.doi.org/10.1109/28.370275>. – DOI 10.1109/28.370275. – ISSN 0093–9994
- [52] KIM, J.S. ; SUL, S.K.: New control scheme for AC-DC-AC converter without DC link electrolytic capacitor. In: *Power Electronics Specialists Conference, 1993. PESC '93 Record., 24th Annual IEEE, 1993*, S. 300–306
- [53] MATHWORKS®: *Matlab®/Simulink®*. <http://www.mathworks.com>
- [54] SHETH, N.K. ; RAJAGOPAL, K.R.: Optimum pole arcs for a switched reluctance motor for higher torque with reduced ripple. In: *Magnetics, IEEE Transactions on* 39 (2003), Nr. 5, S. 3214–3216. <http://dx.doi.org/10.1109/TMAG.2003.816151>. – DOI 10.1109/TMAG.2003.816151. – ISSN 0018–9464
- [55] HUSAIN, I.: Minimization of torque ripple in SRM drives. In: *Industrial Electronics, IEEE Transactions on* 49 (2002), Februar, Nr. 1, S. 28–39. <http://dx.doi.org/10.1109/41.982245>. – DOI 10.1109/41.982245. – ISSN 0278–0046
- [56] BRAUER, H.J. ; HENNEN, M.D. ; DE DONCKER, R.W.: Multiphase Torque-Sharing Concepts of Predictive PWM-DITC for SRM. In: *Power Electronics and Drive Systems, 2007. PEDS '07. 7th International Conference on*, 2007, S. 511–516
- [57] INDERKA, R.B. ; DE DONCKER, R.W.A.A.: High-dynamic direct average torque control for switched reluctance drives. In: *Industry Applications, IEEE Transactions on* 39 (2003), Nr. 4, S. 1040–1045. <http://dx.doi.org/10.1109/TIA.2003.814579>. – DOI 10.1109/TIA.2003.814579. – ISSN 0093–9994
- [58] KOLAR, J.W. ; WOLBANK, T.M. ; SCHRODL, M.: Analytical calculation of the RMS current stress on the DC link capacitor of voltage DC link PWM converter systems. In: *Electrical Machines and Drives, 1999. Ninth International Conference on (Conf. Publ. No. 468)*, 1999. – ISSN 0537–9989, S. 81–89

- [59] INDERKA, R.B. ; MENNE, M. ; DE DONCKER, R.W.A.A.: Control of switched reluctance drives for electric vehicle applications. In: *Industrial Electronics, IEEE Transactions on* 49 (2002), Februar, Nr. 1, S. 48 –53. <http://dx.doi.org/10.1109/41.982247>. – DOI 10.1109/41.982247. – ISSN 0278–0046
- [60] LEE, Dong-Hee ; LIANG, Jianing ; LEE, Zhen-Guo ; AHN, Jin-Woo: A Simple Non-linear Logical Torque Sharing Function for Low-Torque Ripple SR Drive. In: *Industrial Electronics, IEEE Transactions on* 56 (2009), Nr. 8, S. 3021 –3028. <http://dx.doi.org/10.1109/TIE.2009.2024661>. – DOI 10.1109/TIE.2009.2024661. – ISSN 0278–0046
- [61] WALLACE, R.S. ; TAYLOR, D.G.: A balanced commutator for switched reluctance motors to reduce torque ripple. In: *Power Electronics, IEEE Transactions on* 7 (1992), Oktober, Nr. 4, S. 617 –626. <http://dx.doi.org/10.1109/63.163641>. – DOI 10.1109/63.163641. – ISSN 0885–8993
- [62] SCHRAMM, D.S. ; WILLIAMS, B.W. ; GREEN, T.C.: Torque ripple reduction of switched reluctance motors by phase current optimal profiling. In: *Power Electronics Specialists Conference, 1992. PESC '92 Record., 23rd Annual IEEE, 1992*, S. 857 –860 vol.2
- [63] CHAPMAN, P.L. ; SUDHOFF, S.D.: Design and precise realization of optimized current waveforms for an 8/6 switched reluctance drive. In: *Power Electronics, IEEE Transactions on* 17 (2002), Januar, Nr. 1, S. 76 –83. <http://dx.doi.org/10.1109/63.988672>. – DOI 10.1109/63.988672. – ISSN 0885–8993
- [64] SHAKED, N.T. ; RABINOVICI, R.: New procedures for minimizing the torque ripple in switched reluctance motors by optimizing the phase-current profile. In: *Magnetics, IEEE Transactions on* 41 (2005), Nr. 3, S. 1184 – 1192. <http://dx.doi.org/10.1109/TMAG.2004.843311>. – DOI 10.1109/TMAG.2004.843311. – ISSN 0018–9464
- [65] CORDA, J. ; OLJACA, M.: Harmonic analysis of current waveforms in the DC link of a switched reluctance drive. In: *Electrical Machines and Drives, 1991. Fifth International Conference on (Conf. Publ. No. 341)*, 1991, S. 86–90
- [66] FIEDLER, J.O. ; FUENGWARODSAKUL, N.H. ; DE DONCKER, R.W.: Calculation of switching frequency in current hysteresis controlled switched reluctance drives. In: *Power Electronics Specialists Conference, 2004. PESC 04. 2004 IEEE 35th Annual Bd. 3*, 2004. – ISSN 0275–9306, S. 2270 – 2276 Vol.3
- [67] SCHOULEN, K. M.: *Aufbau und Programmierung eines dreiphasigen Umrichters für Geschaltete Reluktanzantriebe mit kleinem Zwischenkreis bei hohen Umgebungstemperaturen*, Institut für Stromrichtertechnik und Elektrische Antriebe, RWTH Aachen, Diplomarbeit, 2008
- [68] NOVACAP: *Multilayer Ceramic Capacitors*. Product Catalog, 2009

-
- [69] VISHAY ROEDERSTEIN: *Metallized Polypropylene Film Capacitors DC Capacitor MKP Type*. Technical Datasheet, July 2008
- [70] AIXCONTROL GESELLSCHAFT FÜR LEISTUNGSELEKTRONISCHE SYSTEMLÖSUNGEN MBH: *Modulares Regelungssystem XCS2000*. <http://www.aixcontrol.de>. Version: 2010
- [71] CLEMENS, D.: *Entwicklung einer Regelung für eine Geschaltete Reluktanzmaschine mit kleiner Zwischenkreiskapazität*, Institut für Stromrichtertechnik und Elektrische Antriebe, RWTH Aachen, Diplomarbeit, 2008
- [72] AGILENT TECHNOLOGIES: *InfiniiVision 7000 Series Oscilloscopes*. Technical Datasheet, December 2008

Lebenslauf

Persönliche Daten

Name	Christoph Rainer Neuhaus
Geburtsdatum	18.03.1980
Geburtsort	Eschweiler
Adresse	Roonstr. 16-18, 52070 Aachen
Eltern	Franz-Josef Neuhaus Beate Franziska Neuhaus (geb. Kirschner)
Familienstand	ledig

Schulbildung

1986 - 1990	Katholische Grundschule Dürwiß
1990 - 1999	Bischöfliche Liebfrauenschule Eschweiler Abschluss: Abitur

Wehrdienst

1999 - 2000	Luftlandepionierkompanie 260, Saarlouis
-------------	---

Studium

2000 - 2005	Studium der Elektrotechnik und Informationstechnik an der RWTH Aachen Studienrichtung: Elektrotechnik und Elektronik Abschluss: Diplom
-------------	--

Berufliche Tätigkeit

2002 - 2003	Studentische Hilfskraft am Institut für Stromrichtertechnik und Elektrische Antriebe (ISEA) der RWTH Aachen
2006 - 2010	Wissenschaftlicher Angestellter am ISEA
Seit 01/2011	Leiter der Abteilung Control Systems bei der Firma A-Power GmbH in Aachen