

Ein neues adaptives Verfahren zur hochdynamischen Stromregelung

Zur Erlangung des akademischen Grades eines

DOKTOR-INGENIEURS

von der Fakultät für

Elektrotechnik und Informationstechnik
des Karlsruher Instituts für Technologie (KIT)
genehmigte

DISSERTATION

von

Dipl.-Ing. Frank Becker
geb. in: Heidelberg

Tag der mündlichen Prüfung:
Hauptreferent:
Korreferent:

26. Juli 2011
Prof. Dr.-Ing. Michael Braun
Prof. Dr.-Ing. Mario Pacas

Vorwort

Die vorliegende Arbeit entstand während meiner Tätigkeit als wissenschaftlicher Mitarbeiter am Elektrotechnischen Institut des Karlsruher Instituts für Technologie (KIT) (ehem. Universität Karlsruhe (TH)). Allen, die diese Arbeit möglich gemacht haben, danke ich von Herzen.

Herrn Prof. Dr.-Ing. Michael Braun danke ich für die Betreuung der Arbeit und die Unterstützung, sowie für das entgegengebrachte Vertrauen und den Freiraum bei der Bearbeitung des Themas. Besonders dankbar bin ich für die Hinweise aus den konstruktiven Diskussionen, die mir stets eine wichtige Anregung waren.

Herrn Prof. Dr.-Ing. Mario Pacas danke ich für die Übernahme des Korreferats und das entgegengebrachte Interesse.

Herrn Prof. Dr.-Ing. Helmut Späth danke ich für seine stetige Bereitschaft und Unterstützung bei vielen grundlegenden Themen, wie z.B. die Modellbildung der permanentmagneterregten Synchronmaschine.

Ein besonderer Dank gilt meinen Kollegen, die mir stets hochgeschätzte Ansprechpartner in wissenschaftlichen aber auch persönlichen Belangen waren. Durch den freundlichen, kollegialen Umgang und die gegenseitige Hilfsbereitschaft entstand ein sehr angenehmes Arbeitsumfeld. Hierbei möchte ich mich besonders bei Herrn Dr. Gerhard Clos und Herrn Dr. Klaus-Peter Becker bedanken, die mit ihrer Erfahrung den einen oder anderen wertvollen Typ geben konnten, um so manches Hindernis sicher zu umfahren. Danke auch an Herrn Dipl.-Ing. Carsten Ackermann für die Unterstützung in Fragen der Regelung von elektrischen Antrieben.

Ein Dank auch an die ehemaligen Kollegen, ganz besonders an Herrn Dr. Jörg Weigold, der mit seiner Dissertation die Grundlage für meine Arbeit gelegt hat und mir auch nach seiner Zeit am Elektrotechnischen Institut mit Rat und Tat zur Seite stand.

Bedanken möchte ich mich auch bei der Schar an Studenten, die mit ihren Diplom-, Master-, Studien- und Bachelorarbeiten zum Fortschritt dieser Arbeit beitrugen. Besonders bedanken möchte ich mich bei Herrn Marc Veigel,

in dessen Bachelorarbeit der Prüfstand für die Synchronmaschine mit veränderlichem Luftspalt in Betrieb genommen wurde, Herrn Alexander Leuser, der mit seiner Studienarbeit den Netzstromrichter für den Gleichstrommaschinenprüfstand in Gang setzte sowie Herrn Hassan Ennadifi, der in seiner Studienarbeit die Messergebnisse für einen Konferenzbeitrag lieferte. Besonderer Dank gilt außerdem meinem ehemaligen Diplomanten und jetzigem Zimmerkollegen Dipl.-Ing. Thomas Lannert für die angenehme Zusammenarbeit. Die Ergebnisse seiner Diplomarbeit waren ein wichtiger Schritt für den Erfolg dieser Arbeit.

Zum Gelingen der Arbeit hat auch die Werkstatt des Elektrotechnischen Instituts beigetragen. Ich bedanke mich bei allen Mitarbeitern für ihre Hilfsbereitschaft und schnelle und unkomplizierte Unterstützung.

Meinem Bruder Dipl.-Ing. Jens Becker danke ich für die Unterstützung in der Welt der Prozessoren, FPGAs und PCs, sowie Helene Becker für das Korrekturlesen dieser Arbeit.

Bedanken möchte ich mich auch bei allen Freunden, Bekannten und Verwandten, die mich auf meinem Weg begleitet haben.

Schließlich bedanke ich mich noch ganz herzlich bei meinen Eltern, dass sie mir das Studium ermöglicht haben und mich auch in der Zeit danach immer unterstützt und bestärkt haben.

Karlsruhe im August 2011

Inhaltsverzeichnis

1	Einleitung und Aufgabenstellung	1
2	Stand der Technik von prädiktiven Regelungen	3
2.1	Hysterese basierte Regler	5
2.2	Trajektorie basierte Regler	6
2.3	Dead-Beat basierte Regler	10
2.4	Modell basierte prädiktive Regler	11
3	Grundlagen	15
3.1	Modellierung der Regelstrecke	15
3.2	Bestimmung der Stromsteigungen	19
3.2.1	Least-Squares-Schätzer	19
4	Anwendung auf einen drehzahlgeregelten Gleichstromantrieb im 4- Quadranten-Betrieb	25
4.1	Einführung der Stromänderungsparameter für die Beschreibung des aktuellen Streckenverhaltens	25
4.2	Direkte Regelung des Strommittelwerts	27
4.3	Stromregelung im 4-Quadranten-Betrieb	28
4.4	Simulation des direkten Stromregelverfahrens	32
4.5	Realisierung eines Gleichstromantriebssystems mit direkter Re- gelung des Ankerstroms	35
5	Anwendung des adaptiven Stromregelverfahrens auf Drehstromsysteme	41
5.1	Systemgleichungen der permanentmagneterregten Synchron- maschine	41
5.2	Vereinfachtes Maschinenmodell	52

5.3	Leistungselektronisches Stellglied für Drehstromanwendungen	55
5.3.1	Betriebsverhalten der selbstgeführten Drehstrombrückenschaltung	56
5.4	Modulationsverfahren	58
5.4.1	Toleranzbandverfahren	59
5.4.2	Raumzeigermodulation	61
5.4.3	Trägerverfahren	63
5.5	Stromänderungsparameter in Drehstromsystemen	65
5.6	Stromregelung einer permanentmagneterregten Synchronmaschine unter Verwendung der Stromänderungsparameter	68
6	Direkte Stromregelung einer permanentmagneterregten Synchronmaschine	75
6.1	Direkte Stromregelung durch Identifikation des Streckenverhaltens	76
6.2	Wahl des Pulsmusters	80
6.3	Modulator mit direkter Stromregelung	82
7	Realisierung des direkten Stromregelverfahrens	85
7.1	Signalverarbeitungssystem	85
7.1.1	DSP-Karte	86
7.1.2	Spezielle Modulatorkarte mit integrierten A/D-Wandler	87
7.1.3	Inkrementalgeber-Karte	90
7.2	FPGA Design	91
7.2.1	Modulator	91
7.2.2	Ablauf der Schätzung	94
7.2.3	Berechnung der Konstanten	99
7.2.4	Zahlenformat der Konstanten	100
7.2.5	Auswertung der Schätzung	100
7.3	Drehzahlregelung der Synchronmaschine unter Verwendung der direkten Stromregelung	101
8	Hochdynamischer und quasistationärer Betrieb der permanentmagneterregten Synchronmaschine	105
8.1	Aufbau des Versuchstands	106
8.2	Raumzeigerdarstellung der gemessenen Stromänderungsparameter	110
8.3	Dynamik der direkten Stromregelung und drehzahlvariabler Betrieb	112
8.4	Anlaufverhalten	118
8.5	Lastsprünge	119
8.6	Betrieb unter veränderlicher Zwischenkreisspannung	120
8.7	Vergleich mit einer konventionellen rotororientierten Regelung	121

8.8 Verhalten bei Anwendung des Verfahrens auf Maschinen mit veränderlichem Luftspalt	123
8.9 Bestimmung der Rotorlage aus den Stromänderungsparametern .	125
8.10 Einordnung des neuen Stromregelverfahrens	131
8.11 Fazit	132
9 Zusammenfassung und Ausblick	135

1

Einleitung und Aufgabenstellung

In modernen Systemen der Antriebs- und Energietechnik werden immer häufiger digitale Regelungen eingesetzt. Aufgrund der stetigen Steigerung der Rechenleistungen von Mikrocontrollern und Digitalen Signalprozessoren (DSP) ist es möglich, Regelungen hoher Qualität und Geschwindigkeit zu implementieren. Ein Nachteil der digitalen Regelungen ist das Auftreten von Totzeiten, die durch das Abtasten und Wandeln der Istwerte sowie durch die Rechenzeiten verursacht werden. Die erreichbare Bandbreite der Regelung wird maßgeblich durch die Totzeit limitiert [1]. Durch den Einsatz von prädiktiven Reglern kann dieser Nachteil kompensiert werden [11] [24] [6] [18]. Dabei gibt es eine Vielzahl von Ansätzen, die sich in verschiedene Gruppen unterteilen lassen [8]. Dies sind zum einen die Toleranzband basierenden Verfahren [15] [34], die Trajektorie basierten [30], die Modell gestützten Verfahren [2] [12] und die Dead-Beat-Regler [26] [4]. Toleranzband und Trajektorie basierte Verfahren führen im allgemeinen zu einer variablen Schaltfrequenz der Leistungshalbleiter. Durch das sich dadurch ergebende breite Spektrum der Oberschwingungen kann die Auslegung von Filterelementen erschwert werden. Modell basierte Verfahren können einen erheblichen Rechenaufwand verursachen, der den Einsatz von entsprechend leistungsstarken Prozessoren erforderlich macht. Dead-Beat-Regler hingegen können mit relativ geringem Rechenaufwand realisiert werden. Allen prädiktiven Regelverfahren gemeinsam ist jedoch, dass für einen stabilen und genauen Betrieb die Regelparameter möglichst exakt bekannt sein und eingestellt werden müssen. Dies erfordert einen entsprechenden messtechnischen Aufwand bei der Bestimmung der Streckenparameter, wie z.B. der Induktivität und des ohmschen Widerstands sowie Erfahrung bei der Inbetriebnahme des zu regelnden Systems. Hinzu kommt, dass die Streckenparameter

sich während des Betriebs, z.B. durch Erwärmung, Sättigung oder Alterung verändern können, was zu Fehlanpassungen der Regelung führen kann. Diese Änderungen können unter Umständen durch ein entsprechendes Modell der Strecke vorausberechnet werden, was wiederum einen großen Aufwand bedeutet und gegebenenfalls zusätzliche Sensoren erforderlich macht.

Am Elektrotechnischen Institut wurde ein neuartiges, einfaches und schnelles Stromregelverfahren für ohmsch-induktive Regelstrecken mit Gegenspannung entwickelt und in der Dissertation von Weigold [36] erfolgreich für die Stromregelung einer permanentmagneterregten Synchronmaschine implementiert und vorgestellt. Bei diesem Verfahren erfolgt die Identifikation des Regelstreckenverhaltens durch die Bestimmung der Stromsteigungen des Maschinenstroms, die sich durch den Wechsel der Schaltzustände des speisenden Stromrichters im Maschinenstrom ergeben. Damit ist keine Kenntnis der Maschinenparameter wie z.B. der Induktivität, des Widerstands oder der Zwischenkreisspannung erforderlich. In der Arbeit von Weigold wurde die prinzipielle Funktion des Verfahrens in Simulation und Experiment nachgewiesen. Es war dabei möglich, den gewünschten Mittelwert des Maschinenstroms mit einer Verzögerung von zwei Regelperioden einzustellen. Im Experiment wurde dazu eine permanentmagneterregte Synchronmaschine bei konstanter Drehzahl stromgeregelt betrieben und mit sprungförmigen Sollwertänderungen des drehmomentbildenden Stroms beaufschlagt.

In dieser Arbeit wird ein neuer Ansatz für die Stromregelung, basierend auf der Idee der Streckenidentifikation über die Stromsteigungen, realisiert. Ziel ist es, die Verwendung eines klassischen Reglers, wie z.B. eines PI- oder Dead-Beat-Reglers, überflüssig zu machen. Statt dessen soll die Information über das Streckenverhalten, die durch die Bestimmung der Stromsteigungen ermittelt wird, direkt für die Regelung des Maschinenstroms eingesetzt werden. Dadurch soll die Geschwindigkeit der Regelung verdoppelt werden.

Ein weiteres wichtiges Ziel dieser Arbeit ist es, dieses Verfahren in eine Drehzahlregelung für einen elektrischen Antrieb zu integrieren und damit dessen Eignung für die Anwendung in einem drehzahlvariablen Antriebssystem nachzuweisen. Außerdem soll die Robustheit des Verfahrens gegenüber Veränderungen der Regelstrecke während des Betriebs untersucht werden.

2

Stand der Technik von prädiktiven Regelungen

Um die Drehzahl eines elektrischen Antriebssystems auf einem gewünschten Sollwert stabil zu halten, muss das innere Moment der elektrischen Maschine nach der Sollwertvorgabe des Drehzahlreglers geführt oder geregelt werden. Je nach Typ und der Bauart der elektrischen Maschine, ist das innere Moment eine Funktion der Maschinenströme. Für die Lage- oder Drehzahlregelung von elektrischen Antrieben wird deshalb häufig eine kaskadenförmigen Reglerstruktur, wie sie in Abb. 2.1 dargestellt ist, angewendet. Dabei wird das Drehmoment

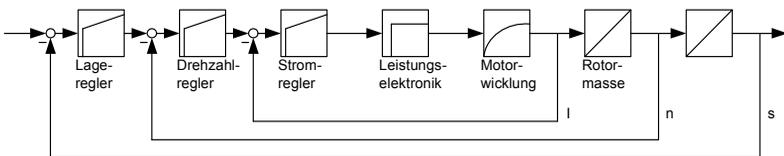


Abbildung 2.1: Kaskadenförmige Reglerstruktur einer Lageregelung

durch den Drehzahlregler vorgegeben und als Stellgröße von dem untergeordneten Regelkreis verwendet. Auf diese Weise wird die Regelung in mehrere, einfache Regelkreise aufgeteilt. Dadurch wird die Auslegung und Einstellung der Regelung erheblich erleichtert. Eine Grundvoraussetzung für die stabile Funktion einer solchen Reglerstruktur ist, dass die Geschwindigkeit des

unterlagerten Regelkreises immer größer als die des äußeren Reglers ist. Für elektrische Antriebe bedeutet dies, dass meist der Stromregelkreis, als innerster Regelkreis, mit seiner Dynamik die erreichbare Dynamik des Gesamtsystems bestimmt. Für die Regelung von Drehstromantrieben ist die Anwendung der feldorientierten Regelung (siehe Abb. 5.4) ein weit verbreiteter Standard. Die Stromregler sind dabei meist als lineare Regler, wie z.B. PI-Regler ausgeführt und werden mit Hilfe eines Prozessors digital realisiert. Für die Auslegung dieser Regler wird also von einem linearen und zeitinvarianten Verhalten der Stromregelstrecke ausgegangen. Diese Annahmen sind jedoch nur eingeschränkt gültig. So verursachen z.B. die Sättigungseffekte des Eisens eine Nichtlinearität. Durch die Hysterese der Magnetisierung und die Veränderung des Widerstands aufgrund von Erwärmung oder Stromverdrängungseffekten ist das Verhalten der Regelstrecke außerdem vom aktuellen Betriebszustand und der Vergangenheit abhängig. Das System ist also zeitvariant und kann auf identische Stelleingriffe somit unterschiedlich reagieren. Mit der Entwicklung von prädiktiven Reglern wird versucht, diese Effekte bei der Regelung zu berücksichtigen. Im Unterschied zu den linearen Reglern, wird bei den prädiktiven Verfahren das zukünftige Verhalten der Regelgröße anhand eines Streckenmodells berechnet und ein passender Stelleingriff in Abhängigkeit eines Optimierungskriteriums ausgewählt. Nach diesem Grundprinzip wurden verschiedene prädiktive Reglerverfahren entwickelt und angewendet, die sich in vier Gruppen unterteilen lassen [8].

- Hysterese basierte Regler: Bei diesen Reglern wird die Regelgröße innerhalb eines Toleranzbereichs gehalten.
- Trajektorie basierte Regler: Die Regelgröße folgt einem vorgegebenen Verlauf.
- Dead-Beat Regler: Diese Regler werden so ausgelegt, dass die Regelabweichung in einer festgelegten Anzahl von Regelintervallen zu null wird.
- Modell basierte Regler: Bei diesen Reglern erfolgt die optimierte Auswahl der Schaltzustände mit Hilfe einer so genannten Kostenfunktion.

Diese vier Gruppen lassen sich noch in einem weiteren grundlegenden Punkt unterscheiden. Bei den Hysterese und den Trajektorie basierten Reglern werden die Schaltzustände und damit die Stellspannung an der Last direkt ermittelt. Die Schaltvorgänge erfolgen in unregelmäßigen Abständen in Abhängigkeit des Betriebszustands und der Sollwertvorgabe. Im Gegensatz dazu wird für die Funktion der Dead-Beat und der modellbasierten Regler ein Modulator für die Generierung der von ihnen berechneten Stellspannung benötigt. Damit liegt bei diesen Reglern die Schaltfrequenz der Leistungshalbleiter fest. Die Funktionsprinzipien von prädiktiven Reglern sind im Allgemeinen einfach und damit

leicht nachvollziehbar und leicht zu implementieren. Besonders die Dead-Beat-Regler können mit sehr geringem Rechenaufwand realisiert werden.

Mit prädiktiven Reglern ist es möglich, bei der Berechnung des Systemverhaltens, Nichtlinearitäten der Strecke im Modell zu berücksichtigen und damit eventuelle Abweichungen zu vermeiden. Auch evtl. vorhandene Begrenzungen können in das Modell integriert werden. In den folgenden Abschnitten sollen die Funktionen und Eigenschaften der einzelnen prädiktiven Verfahren jeweils an einem Beispiel erläutert werden.

2.1 Hysterese basierte Regler

Bei den Hysterese basierten Reglern wird die zu regelnde Größe innerhalb eines definierten Toleranzbereichs gehalten. Eine Schalthandlung wird erst durchgeführt, wenn die Regelgröße den Toleranzbereich zu verlassen droht. Dabei werden die Auswirkungen jedes einzelnen Schaltzustands vorausberechnet und der in seiner Wirkung als optimal angesehene ausgewählt und angewendet. Damit ist es möglich, die erforderliche Schaltfrequenz auf ein Minimum zu reduzieren, weshalb sich diese Verfahren besonders für Antriebe hoher Leistungen eignen. Diese Verfahren haben zwar eine gewisse Ähnlichkeit zu einer Zweipunktregelung allerdings erfolgt bei dieser üblicherweise keine Optimierung des Pulsmusters, weshalb die Zweipunktregelung keine prädiktive Regelung ist.

Ein Beispiel für ein Hysterese basiertes, prädiktives Stromregelverfahren ist die *Predictive Current Control* nach Holtz und Stadtfeld [14]. Bei diesem Verfahren wird kein Modulator für die Generierung einer mittleren Ausgangsspannung eingesetzt. Statt dessen wird der Wechsel der Schaltzustände durch das Verlassen des Stromwertes aus dem Toleranzbereich ausgelöst. Dieser

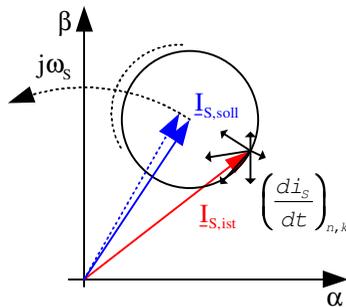


Abbildung 2.2: Prinzip der *Predictive Current Control* nach Holtz und Stadtfeld

Toleranzbereich liegt kreisförmig um die Spitze des Raumzeigers des Stromsollwertes und bewegt sich entsprechend mit diesem in der komplexen Ebene der Raumzeigerdarstellung, wie es durch die gestrichelte Kurve in Abb. 2.2 angedeutet ist. Verlässt der Raumzeiger des Stromistwertes den Toleranzbereich, wird der Regelalgorithmus angestoßen. Dabei werden die Verläufe des Stroms für alle möglichen Schaltzustände des Stromrichters anhand eines Streckenmodells vorausberechnet. Es wird dann der Schaltzustand ausgewählt, der den längst möglichen Verbleib des Stromraumzeigers innerhalb des Toleranzbereichs ermöglicht und der dann bis zum erneuten Erreichen der Toleranzgrenze aktiv bleibt. Auf diese Weise wird die Schaltfrequenz so gering wie möglich gehalten.

Mit diesem Verfahren ist eine hohe Dynamik der Stromregelung bei gleichzeitig niedriger Schaltfrequenz der Leistungshalbleiter möglich. Damit eignet sich diese Art der Regelung besonders für Antriebe hoher Leistung. Die variable Schaltfrequenz des Verfahrens jedoch kann zu Problemen bei der Auslegung der Filterelemente für die Reduzierung der Oberschwingungen führen. Eine weitere Reduzierung der Schaltfrequenzen kann durch eine Variante dieses Verfahrens erreicht werden [13]. Die Regelung erfolgt dabei im flussorientierten Bezugssystem. Es wird ein rechteckförmiger Toleranzbereich verwendet, in dem der Raumzeiger des Statorstroms der Asynchronmaschine gehalten wird. Durch die Wahl eines rechteckförmigen Toleranzbereiches mit einem größeren Toleranzband für die flussbildende Stromkomponente wird erreicht, dass die Drehmomentenwelligkeit der Maschine bei gleichzeitiger niedriger Schaltfrequenz des Umrichters so gering wie möglich gehalten wird.

Ein weiteres bekanntes Hysterese basierte Verfahren ist die *Direct Torque Control* (DTC) nach Takahashi [33]. Bei diesem Verfahren wird der Raumzeiger des Statorflusses innerhalb eines Toleranzbandes entlang der Sollkurve geführt. Die Schaltzustände werden dabei jeweils in Abhängigkeit davon, ob die obere oder die untere Toleranzgrenze erreicht wurde und je nach Drehrichtung und Drehzahl des Antriebs, anhand einer Schalttabelle ausgewählt.

2.2 Trajektorie basierte Regler

Die Trajektorie basierten Regler sind von ihrem Prinzip ähnlich zu den Hysterese basierten Reglern. Auch bei diesen Regelungen erfolgt die Generierung der Schaltsignale ohne einen Modulator. Im Unterschied zu den Hysterese basierten Reglern gibt es hier keinen Toleranzbereich. Statt dessen wird bei diesen Verfahren eine der Systemgrößen entlang eines vorausberechneten Verlaufs geführt. Bei der direkten Direkten Selbstregelung oder auch *Direct Self Control* (DSC) nach Depenbrock [9] erfolgt die Regelung ähnlich wie bei der Regelung nach Takahashi [33] durch eine direkte Beeinflussung des Statorflusses. Dabei

handelt es sich um ein relativ einfaches Verfahren für die Einstellung von Fluss und Drehmoment, bei dem es genügt, dass nur die Richtung der Flussänderung für die einzelnen Schaltzustände im Voraus bekannt ist. Bei der DSC wird im Gegensatz zu [33] nicht versucht, den Statorfluss auf einer Kreisbahn zu führen, statt dessen wird als Näherung der sechseckförmige Verlauf zu Grunde gelegt, der sich bei Betrieb mit Blocktaktung ergibt. Mit der Zwischenkreisspannung des Umrichters liegt damit auch die Höhe der Flussänderung fest. Die Umlaufgeschwindigkeit des Flussraumzeigers und damit des Statordrehfelds kann somit über zwei Maßnahmen beeinflusst werden:

- Erhöhen der Schaltfrequenz: Dadurch erfolgt der Umlauf auf einem kleineren Sechseck, wodurch sich die Winkelgeschwindigkeit aufgrund der gleichbleibenden Bahngeschwindigkeit erhöht.
- Einschalten von Freilaufzuständen: Im Idealfall verharrt der Flussraumzeiger in dieser Zeit an der gleichen Stelle, die Bahngeschwindigkeit sinkt.

Ein großer Vorteil dieses Verfahrens besteht darin, dass für die Regelung des Statorflusses keine Kenntnis der Induktivitäten oder der Zwischenkreisspannung erforderlich ist. Die Generierung der Schaltimpulse kann über analoge Schaltungen realisiert werden, wodurch eine schnelle und robuste Regelung möglich wird. In Abb. 2.3 ist anhand eines Beispiels die Funktion der DSC

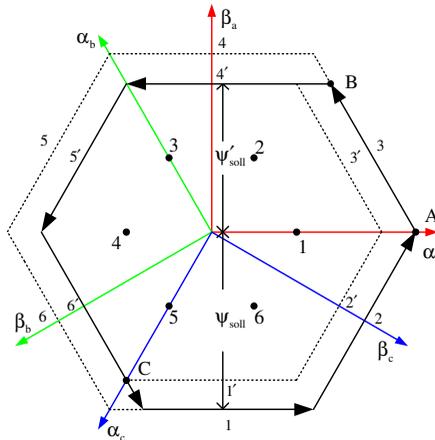


Abbildung 2.3: Funktionsprinzip der Direkten Regelung nach Depenbrock

dargestellt. Dabei ist der Verlauf des Statorflussraumzeigers ψ_s aufgetragen.

Durch die nummerierten Punkte sind die Richtungen der Ausgangsspannungen des Stromrichters für die verschiedenen Schaltzustände angedeutet. Aufgrund von $U = \frac{d\psi}{dt}$ entspricht diesen Richtungen die zugehörigen Richtungen der Flussänderungen. Um nun den Fluss auf der sechseckigen Sollkurve zu halten, müssen die einzelnen Schaltzustände entsprechend aufeinander folgend eingeschaltet werden. Dazu werden drei Bezugssysteme definiert, die jeweils um 120° zueinander gedreht sind. Dabei ist die α -Achse jeweils mit der Richtung eines Wicklungsstrangs verbunden. Durch einen Vergleich der jeweiligen β -Komponenten mit dem Sollwert, können dann die Umschaltzeitpunkte bestimmt werden. Im Beispiel von Abb. 2.3 ist der Verlauf des Statorflusses für eine Änderung des Flusssollwertes dargestellt. In Punkt A verläuft der Fluss zunächst auf der Trajektorie, die dem Sollwert von ψ_{soll} entspricht. Im weiteren Verlauf folgt eine Änderung dieses Sollwerts auf den neuen Wert ψ'_{soll} . Im Punkt B erreicht die β -Komponente des Bezugssystems a diesen neuen Wert, wodurch der Wechsel des Schaltzustands ausgelöst wird. Der Flussraumzeiger läuft dann auf dem nun kleineren Sechseck weiter, bis ein erneuter Wechsel auf den alten Sollwert erfolgt, der entsprechend im Punkt C wieder eingestellt wird. Eine Veränderung der Winkelgeschwindigkeit des Drehfelds kann mit diesem Prinzip nur mit einer Änderung des Betrags des Flusses erreicht werden. Durch die Verwendung der Schaltzustände in denen die Klemmen der Maschinen durch den Stromrichter kurzgeschlossen werden und somit die Leiterspannung null ist, kann die Winkelgeschwindigkeit reduziert werden, ohne den Fluss zu beeinflussen. In diesen Schaltzuständen ist die Maschine vom Zwischenkreis des Stromrichters entkoppelt, wodurch die Änderungen der Maschinenströme, ähnlich zu den Freilaufzuständen eines D.C.-D.C.-Stellers, nur noch von der Gegenspannung der Maschine beeinflusst werden. Diese Schaltzustände werden deshalb im Folgenden ebenfalls als Freiläufe bezeichnet. Bei der Anwendung des Verfahrens auf eine Asynchronmaschine führt das Einschalten der Freilaufzustände zu einem Absinken des inneren Drehmoments der Maschine. Die Freiläufe werden deshalb über einen Momentenrechner gesteuert, der das Drehmoment innerhalb eines Toleranzbereichs hält. Dadurch erhält auch dieses Verfahren eine Komponente, die den Hysterese basierten Verfahren entspricht.

Die *Direct Speed Control* (DSPC) nach Mutschler und Flach [28] kombiniert Elemente einer Trajektorie basierten Regelung mit einer Hysterese. Ziel dieses Verfahrens ist es, die sonst übliche kaskadenförmige Regelstruktur (siehe Abb. 2.1) eines Drehzahlreglers mit unterlagerter Stromregelung zu umgehen und somit die Dynamik des gesamten Regelkreises zu erhöhen. Die DSPC ist somit ein gutes Beispiel für die grundlegenden Funktionsprinzipien eines direkten, prädiktiven Regelverfahrens. Aus dem Wissen über das Verhalten der Regelstrecke, wird das zukünftige Verhalten vorausberechnet und die entsprechenden Schaltzustände für die Einstellung des gewünschten Zu-

stands direkt berechnet. Das Funktionsprinzip der DSPC ist in Abb. 2.4 dargestellt. Ziel dieses Verfahrens ist es, die Drehzahl des Antriebs (Asynchronma-

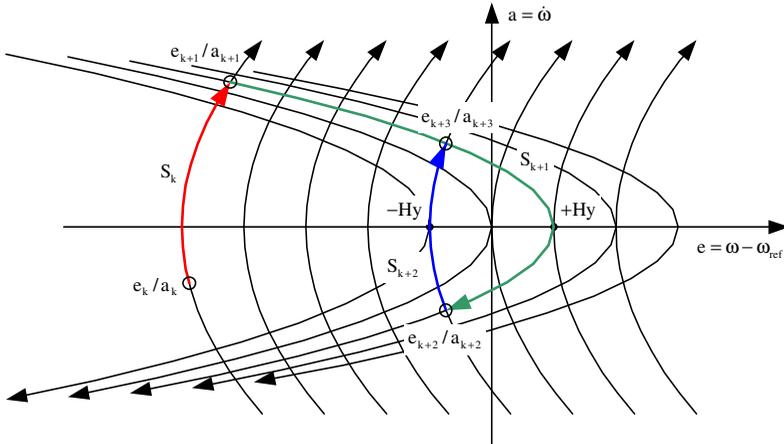


Abbildung 2.4: Parabeln der Drehzahlfehler/Beschleunigungs-Ebene

schine) immer schnellstmöglich in den stationären Zustand zu bringen. Dabei wird davon ausgegangen, dass, über kurze Zeiträume betrachtet, das Trägheitsmoment und die Ableitungen von innerem Moment und Lastmoment konstant sind. Unter diesen Annahmen lassen sich für die verschiedenen Schaltzustände Parabeln für die Beschleunigung a in Abhängigkeit des Drehzahlfehlers e berechnen. Die Parabeln und ihre dazugehörigen Schaltzustände können dabei in Drehmoment aufbauende und Drehmoment abbauende Zustände unterteilt werden. Im Beispiel von Abb. 2.4 wird von einem Ausgangszustand des Systems im Punkt e_k/a_k ausgegangen. Von diesem Punkt aus muss also der Antrieb beschleunigt werden. Dazu muss das innere Moment erhöht werden. Deshalb wird der Schaltzustand S_k ausgewählt, bei dem die Beschleunigung entlang der prädierten Parabel für diesen Schaltzustand entlang läuft, bis er den Punkt e_{k+1}/a_{k+1} erreicht. An diesem Punkt nämlich schneidet diese Parabel eine das Drehmoment reduzierende Parabel, die durch den Punkt $+Hy$ läuft. Der Schnittpunkt dieser beiden Parabeln wurde schon im Voraus berechnet, so dass mit der entsprechenden Wahl der Schaltzustände der Punkt $+Hy$ schnellstmöglich erreicht wird. Nach dem Wechsel auf den Schaltzustand S_{k+1} läuft also der Antrieb auf der entsprechenden Parabel weiter, bis er den Punkt e_{k+2}/a_{k+2} erreicht. Hier erfolgt wieder ein Wechsel auf einen Drehmoment aufbauenden Schaltzustand, der durch den Punkt $-Hy$ verläuft. Diese

Parabel schneidet wiederum die Parabel für den Schaltzustand S_{k+1} im Punkt e_{k+3}/a_{k+3} , so dass der Antrieb dann im stationären Zustand ständig durch die Punkte $+Hy$ und $-Hy$ hindurch läuft. Im Idealfall sollte der Antrieb natürlich genau im Ursprung dieser Ebene also bei Drehzahlfehler $e = 0$ verharren. Dies ist aber aufgrund der Umrichterspeisung nicht möglich. Deshalb wird durch die Punkte $-Hy$ und $+Hy$ eine Drehzahlhysterese definiert, mit der die Schaltfrequenz der Leistungshalbleiter entsprechend begrenzt wird.

Auch bei diesem Verfahren wird die Anzahl der Schalthandlungen minimiert, womit sich auch dieses wiederum besonders für Anwendungen hoher Leistung eignet. Allerdings können die variablen Schaltfrequenzen auch zu Problemen aufgrund des verteilten Spektrums der Oberschwingungen führen, da damit eine effektive Auslegung von Filterelementen erschwert wird. Für kleine und mittlere Leistungen werden deshalb meist Verfahren mit fester Taktfrequenz bevorzugt. Bei den nun folgenden Verfahren wird für die Funktion ein Modulator benötigt, wodurch die Schaltfrequenz der Leistungshalbleiter festliegt.

2.3 Dead-Beat basierte Regler

Der Dead-Beat-Regler ist eine der bekanntesten Formen eines prädiktiven Reglers. Die grundlegende Reglerstruktur (Abb. 2.5) ist dabei vergleichbar mit der eines konventionellen linearen Reglers wie z.B. eines PI-Reglers. Auch bei

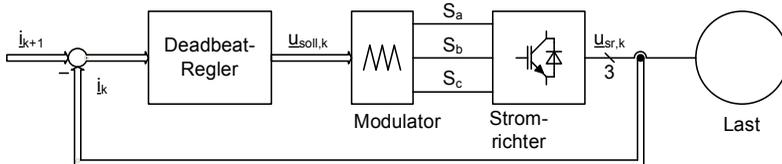


Abbildung 2.5: Stromregelkreis mit Deadbeat-Regler

diesem Regler wird die berechnete Stellspannung mit Hilfe eines Modulators durch den Stromrichter an der Last eingepreßt. Über ein Modell der Regelstrecke wird diese Stellspannung durch den Regler so berechnet, dass der gewünschte Sollwert innerhalb einer festgelegten Zeit eingestellt wird. Im günstigsten Fall kann der Regler also so ausgelegt werden, dass der Sollwert in einer Regelperiode erreicht wird. Für eine typische ohmsch-induktive Last mit einer Gegenspannung ergibt sich das Modell für den Dead-Beat-Regler aus der Span-

nungsgleichung:

$$\underline{u} = R\underline{i} + L \frac{d\underline{i}}{dt} + \underline{u}_i \quad (2.1)$$

Dabei bezeichnet \underline{u} den Spannungsraumzeiger der im Mittel an der Last anliegenden Spannung, \underline{i} ist der Raumzeiger des zu regelnden Laststroms und \underline{u}_i ist der Raumzeiger der Gegenspannung. Aus Gleichung (2.1) folgt die zeitdiskrete Darstellung des Streckenverhaltens:

$$\frac{1}{\delta} \underline{i}_{k+1} - \frac{\chi}{\delta} \underline{i}_k = \underline{u}_k - \underline{u}_{i,k} \quad \text{mit} \quad \delta = e^{-T_M R/L} \quad \text{und} \quad \chi = 1/R \left(1 - e^{-T_M R/L}\right) \quad (2.2)$$

T_M steht für die Periodendauer eines Regelintervalls. Aus diesem zeitdiskreten Modell der Regelstrecke kann dann der Sollwert der Stellspannung durch den Dead-Beat-Regler berechnet werden:

$$\underline{u}_{soll,k} = \frac{1}{\delta} \left[\underline{i}_{soll,k+1} - \chi \underline{i}_k \right] + \underline{u}_{i,k} \quad (2.3)$$

Auf diese Weise lässt sich mit einem geringen Rechenaufwand eine schnelle Regelung realisieren.

In der Praxis sind jedoch einige Einschränkungen zu beachten. So hängt die Qualität der Regelung stark von der genauen Kenntnis der Regelstreckenparameter ab. Vor allem die innere Spannung $\underline{u}_{i,k}$ der Maschine muss genau bekannt sein. Zu starke Abweichungen können zu einem instabilen Verhalten des Regelkreises führen. Um dieses Problem zu lösen, wurden verschiedene adaptive und selbst justierende Verfahren vorgeschlagen [5] [27], mit denen die Stabilität deutlich verbessert werden konnte. Außerdem muss in vielen Anwendungen die Rechenzeit des Reglers beachtet werden, was jedoch durch eine entsprechende Berücksichtigung im Streckenmodell kein Problem darstellt [16]. Schwieriger hingegen sind die Einflüsse von Störgrößen zu beherrschen, da diese Größen oftmals nicht direkt gemessen werden können. In diesen Fällen können Zustands-Beobachter eingesetzt werden, wodurch jedoch die Komplexität und der Rechenaufwand steigt. Aus diesen Gründen kann die theoretisch mögliche, minimale Einstellzeit des Dead-Beat-Reglers in der Praxis selten erreicht werden [35].

2.4 Modell basierte prädiktive Regler

Modell basierte prädiktive Regler (MPC) haben in den letzten Jahren eine erfolgreiche und umfangreiche Entwicklung erfahren. Sie basieren auf Ansätzen, die schon seit einigen Jahrzehnten bekannt sind, aber erst in der heutigen Zeit

mit den Fortschritten in der Entwicklung der Rechenleistungen in der Signalverarbeitung realisierbar geworden sind. Im Gegensatz zu den bis dahin eingesetzten prädiktiven Regleverfahren, die im Vorangegangenen beschrieben wurden, wird bei den MPC das Systemverhalten aus den Modellgleichungen für mehrere Abtastschritte in die Zukunft berechnet. Deshalb werden diese Verfahren auch als *Long-Range Predictive Controls* (LRPC) bezeichnet. Der so genannte Prädiktionshorizont N_p beschreibt dabei die Anzahl von Abtastintervallen, für die das Systemverhalten prädiziert wird. Der damit verbundene hohe Rechenaufwand jedoch steht im Kontrast zu den allgemein hohen Abtastraten, die in Antriebsregelungen gefordert werden. In [19] und [23] werden Lösungen gezeigt, wie der Aufwand der online durchzuführenden Berechnungen reduziert werden kann.

Abbildung 2.6 zeigt die grundlegende Struktur einer modellbasierten Regelung. Dabei sind die beiden wichtigsten Komponenten zu erkennen. Dies ist

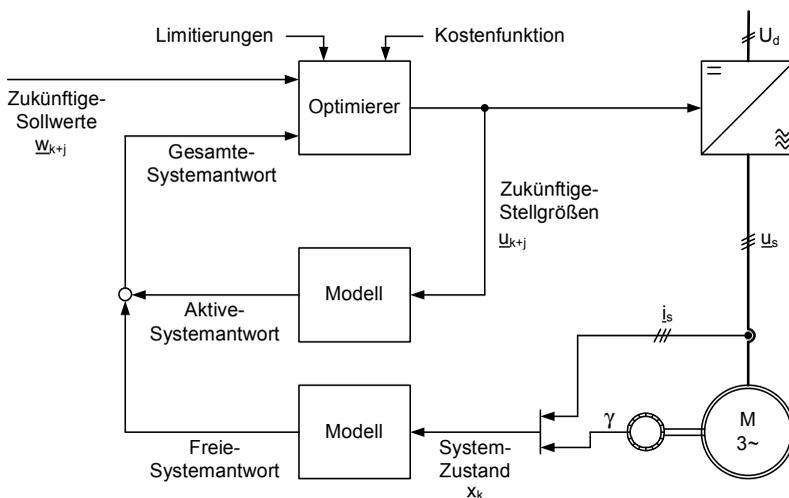


Abbildung 2.6: Funktionsprinzip einer Modell basierten prädiktiven Regelung

zum einen das Modell der zu regelnden Strecke sowie der Optimierer, der über die Wahl des nächsten Stellgrößensollwerts entscheidet. Die Prädiktion des Systemverhaltens wird aus zwei Komponenten gebildet:

- Freie Systemantwort: Sie beschreibt das zukünftige Systemverhalten unter der Annahme, dass die Stellgröße dauerhaft zu null gesetzt wird.

- Aktive Systemantwort: Hier wird der Anteil des Einflusses des Stellglieds auf das Systemverhalten berechnet.

Das gesamte prädizierte Systemverhalten setzt sich aus der Summe dieser beiden Komponenten zusammen und wird, für eine dem Prädiktionshorizont entsprechende Anzahl von Abtastschritten, berechnet. Für die Modellierung des zu regelnden Systems wird die zeitdiskrete Darstellung im Zustandsraum gewählt. Der allgemeine Ansatz lautet:

$$\underline{x}_k = (A) \underline{x}_k + (B) \underline{u}_k \quad (2.4)$$

$$\underline{y}_k = (C) \underline{x}_k + (D) \underline{u}_k \quad (2.5)$$

Mit Hilfe einer so genannten Kostenfunktion erfolgt eine Bewertung des prädizierten Systemverhaltens, so dass der Optimierer genau die Serie der Stellspannungen auswählt, die die Kostenfunktion minimiert. Über die Kostenfunktion können verschiedene Optimierungskriterien berücksichtigt und gewichtet werden. Dadurch kann die Regelung leicht auf unterschiedliche Anwendungen angepasst werden, ohne die eigentliche Reglerstruktur ändern zu müssen. Der allgemeine Ansatz für die Kostenfunktion lautet:

$$J(N_p) = \underline{x}(k + N_p)^T (P) \underline{x}(k + N_p) + \sum_{j=1}^{N_p} \left(\underline{x}(k + j - 1)^T (Q) \underline{x}(k + j - 1) + \underline{u}(k + j - 1)^T (R) \underline{u}(k + j - 1) \right) \quad (2.6)$$

Dabei ist (Q) die Gewichtungsmatrix des Zustandsvektors \underline{x} . Über die Matrix (R) wird der Eingangsgrößenvektor \underline{u} bewertet und (P) gewichtet den Endwert des Systemzustands. In jedem Regelintervall wird nun das vollständige Systemverhalten anhand des Streckenmodells prädiziert und mit der Kostenfunktion bewertet. Der Optimierer wählt dann die Stellgrößenreihe aus, für die über den Prädiktionshorizont betrachtet die Kostenfunktion minimiert wird. Es wird dann nur das erste Element dieser Serie auf das System angewendet. Im nächsten Regelintervall erfolgt wiederum eine vollständige Neuberechnung des Systemverhaltens unter Berücksichtigung des neuen aktuellen Systemzustands. D.h. der Prädiktionshorizont wird immer von einer Regelperiode zur nächsten weiter verschoben, wie es in Abb. 2.7 dargestellt ist. In Abhängigkeit von der Wahl des Prädiktionshorizonts, entsteht ein beträchtlicher Rechenaufwand, der zwar nach [23] reduziert werden kann, aber dennoch eine hohe Rechenleistung bei der Signalverarbeitung erfordert.

Die hier vorgestellten Verfahren erlauben die Implementierung von hochdynamischen Strom- bzw. Drehzahlregelungen von elektrischen Antrieben. In den meisten Fällen sind aber dazu aufwendige Maschinenmodelle und eine genaue

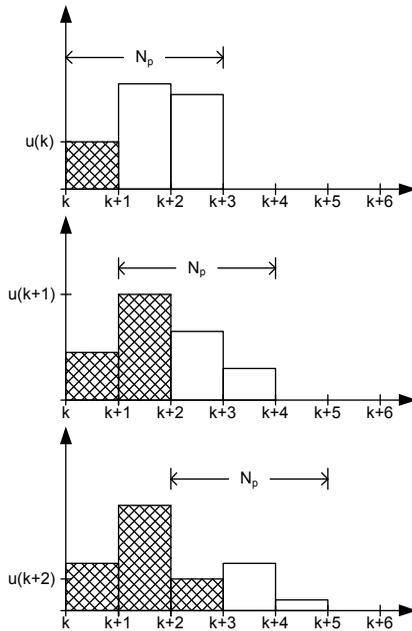


Abbildung 2.7: Gleitender Prädiktionshorizont für $N_p = 3$

Kenntnis der Streckenparameter erforderlich. Auch ist der Rechenaufwand für die Prädiktion des Systemverhaltens zum Teil erheblich.

In dieser Arbeit wird ein neues und einfaches Verfahren für eine hochdynamische Stromregelung vorgestellt. Bei diesem Verfahren erfolgt eine ständige Identifikation der Regelstrecke, wodurch deren zukünftiges Verhalten prädiiziert werden kann. Eine aufwendige Berechnung der Wirkung aller einzelnen Schaltzustände und die anschließende Auswahl eines als optimal betrachteten Pulsmusters entfällt. Statt dessen wird mit dem neuen Verfahren der gewünschte Sollwert direkt in einem Regelschritt eingestellt.

3

Grundlagen

In diesem Kapitel werden die grundlegenden Prinzipien für das vorgeschlagene Regelverfahren erläutert. Zwar ist es das Ziel, das Verfahren für die permanentmagneterregte Synchronmaschine anzuwenden, jedoch soll für ein leichteres Verständnis der Grundlagen das Verfahren zunächst für die Anwendung auf einer einphasigen Regelstrecke vorgestellt und untersucht werden. Dazu wird als einfaches Beispiel die Ankerstromregelung eines Gleichstromantriebs verwendet. Das Betriebsverhalten der Regelstrecke wird aufgezeigt und daraus ein Regelalgorithmus für die Stromregelung abgeleitet.

3.1 Modellierung der Regelstrecke

In Abb. 3.1 ist das Strukturbild eines drehzahlgeregelten Gleichstromantriebssystems dargestellt. Die Drehzahlregelung erfolgt üblicherweise in einer kaskadenförmigen Struktur. Dem Drehzahlregler ist dabei ein Momentenregler unterlagert. Da das Drehmoment bei konstantem Erregerfluss proportional zum Ankerstrom ist, kann dieser durch einen Stromregler ersetzt werden. Die Stromregelstrecke setzt sich zusammen aus dem Stromrichter als leistungselektronischem Stellglied und dem Ankerkreis der Maschine. In Abb. 3.2 ist das Ersatzschaltbild der Stromregelstrecke des Ankerkreises dargestellt. Als Stellglied wird hier ein Tiefsetzsteller angenommen. Die Strecke des Ankerkreises besteht aus dem ohmschen Widerstand der Ankerwicklung R , deren Induktivität L und der induzierten Gegenspannung u_i , die von der Drehzahl und der Erregung der Maschine abhängig ist. Gespeist wird die Maschine aus einer Gleichspannungsquelle (dem Zwischenkreis des Stromrichters) mit der Gleich-

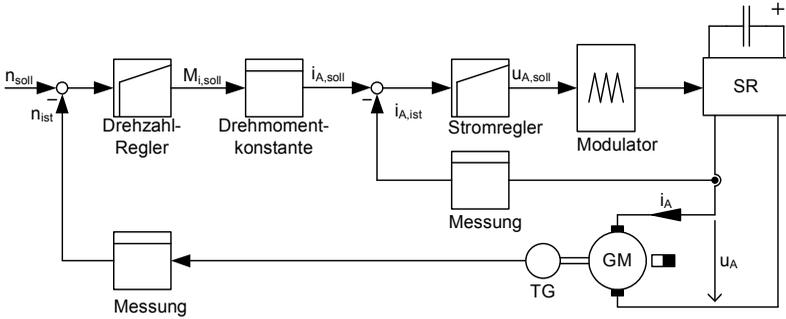


Abbildung 3.1: Drehzahlregelung einer Gleichstrommaschine mit unterlager-tem Ankerstromregler

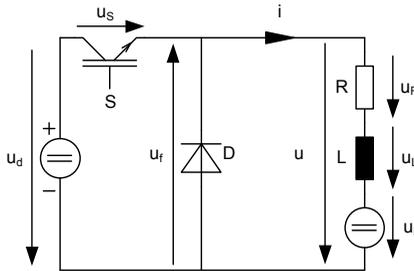


Abbildung 3.2: Tiefsetzsteller und Ersatzschaltbild der Stromregelstrecke des Ankerkreises mit Umrichterspeisung

spannung u_d . Durch periodisches Ein- und Ausschalten des leistungselektronischen Schalters S kann ein veränderlicher Mittelwert der Ausgangsspannung des Stromrichters u eingestellt werden. Für einen nicht lückenden Ausgangsstrom i ist dabei der Mittelwert proportional zum Verhältnis der Einschaltdauer t_{ein} des Schalters S zur Gesamtdauer eines Schaltspiels T_p . Dies wird als Aussteuergrad oder Tastverhältnis d bezeichnet (3.1).

$$d = \frac{t_{ein}}{T_p} \tag{3.1}$$

Die Ausgangsspannung des Stromrichters, und damit die wirksame Spannung an der Induktivität L , ist abhängig vom Schaltzustand des Leistungshalbleiters S . Durch den periodischen Wechsel der Schaltzustände erhält der Ankerstrom i einen sägezahnförmigen Verlauf. Ist der Leistungshalbleiter eingeschaltet, fließt

der Strom über den Zwischenkreis des Stromrichters und die Ausgangsspannung u entspricht der Zwischenkreisspannung u_d abzüglich der Durchlassspannung u_s des Leistungshalbleiters.

$$u = u_d - u_s = R \cdot i + L \frac{di}{dt} + u_i \quad (3.2)$$

Dieser Schaltzustand soll als aktiver Zustand bezeichnet werden. Im Gegenzug entspricht die Ausgangsspannung dem negativen Wert der Durchlassspannung u_f der Freilaufdiode D , wenn der Leistungshalbleiter ausgeschaltet ist:

$$u = -u_f = R \cdot i + L \frac{di}{dt} + u_i \quad (3.3)$$

Dieser Schaltzustand wird als Freilauf bezeichnet.

Aufgrund dieser diskreten Schaltzustände des Stromrichters ist eine zeitdiskrete Darstellung des Stromverlaufs vorteilhaft. Außerdem können noch einige Vereinfachungen angenommen werden.

Bei den heute üblichen Schaltfrequenzen von mehreren kHz können die Spannungen als konstant innerhalb einer Pulsperiode angesehen werden. Außerdem soll gelten, dass die Zeitkonstante des Ankerkreises $\tau = \frac{L}{R} \gg T_p$ ist. Somit kann von einem näherungsweise linearen Verlauf des Stroms innerhalb der Schaltzustände ausgegangen werden. Damit ergibt sich der Verlauf des Ankerstroms als eine Folge von Geradenstücken, wie er in Abb.3.3 dargestellt ist. Außerdem sollen für die folgenden Betrachtungen die Durchlassspannungen

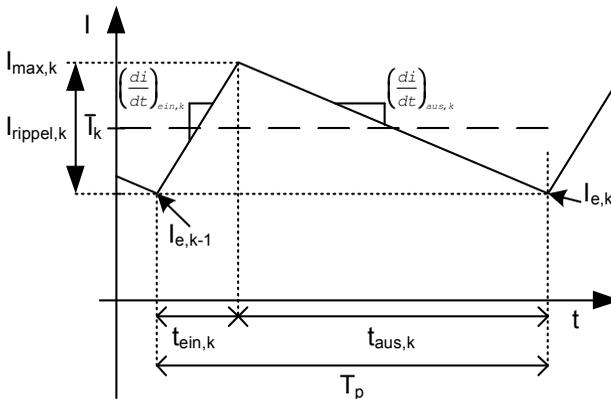


Abbildung 3.3: Idealisierter Verlauf des Ankerstroms innerhalb einer Pulsperiode

der Leistungshalbleiter als vernachlässigbar klein betrachtet werden. Durch die Annahme, dass $\tau \gg T_p$ ist, kann die Änderung des ohmschen Spannungsabfalls innerhalb einer Pulsperiode als gering angenommen werden. Sein Einfluss wird deshalb als konstant mit seinem Mittelwert über die gesamte Periode anliegend berücksichtigt. Der Endwert des Stroms $I_{e,k}$, der sich am Ende einer Pulsperiode einstellt, kann dann in zeitdiskreter Darstellung folgendermaßen beschrieben werden:

$$I_{e,k} = I_{e,k-1} + \underbrace{\frac{U_{d,k} - U_{R,k} - U_{i,k}}{L_k}}_{\left(\frac{di}{dt}\right)_{ein,k}} t_{ein,k} - \underbrace{\frac{U_{R,k} + U_{i,k}}{L_k}}_{\left(\frac{di}{dt}\right)_{aus,k}} t_{aus,k} \quad \text{mit } k \in \mathbb{N} \quad (3.4)$$

Mit dem Index k werden die einzelnen, fortlaufenden Modulationsintervalle $T_M = T_p$ und die zu ihnen dazugehörigen, zeitveränderlichen Größen gekennzeichnet. Der Periodenendwert des Stroms berechnet sich also aus dem Anfangswert des Stroms $I_{a,k}$, der identisch ist mit dem Endwert der vergangenen Pulsperiode $I_{e,k-1}$ und der Summe der durch ihre jeweilige Schaltdauer t_{ein} bzw. t_{aus} gewichteten Stromsteigungen für den aktiven Schaltzustand:

$$\left(\frac{di}{dt}\right)_{ein,k} = \frac{U_{d,k} - U_{R,k} - U_{i,k}}{L_k} \quad (3.5)$$

und den Freilaufzustand:

$$\left(\frac{di}{dt}\right)_{aus,k} = -\frac{U_{R,k} + U_{i,k}}{L_k} \quad (3.6)$$

Die Stromsteigungen (3.5) und (3.6) sind abhängig vom Wert der Induktivität der Strecke, sowie von der jeweils an der Induktivität wirksamen Spannung, die wiederum vom Schaltzustand des Stromrichters abhängt. Werden diese Steigungen durch eine Messung des Stroms ermittelt, ist somit das aktuelle Verhalten der Regelstrecke bestimmt. Da in der Realität keine idealen Spannungsquellen verfügbar sind, wird die Zwischenkreisspannung U_d des Stromrichters üblicherweise mit einem Kondensator geglättet. Damit kann ihr Wert, bezüglich einer Modulationsperiode, als nur langsam veränderlich angenommen werden. Die Veränderung der induzierte Spannung der Gleichstrommaschine ist aufgrund der Massenträgheit des Antriebstrangs ebenfalls nur sehr gering. Damit kann, eine entsprechend hohe Pulsfrequenz vorausgesetzt, davon ausgegangen werden, dass die in der aktuellen Pulsperiode k bestimmten Steigung auch in der nächsten Pulsperiode $k + 1$ näherungsweise gültig sind.

$$\left(\frac{di}{dt}\right)_{ein,k+1} = \left(\frac{di}{dt}\right)_{ein,k} \quad (3.7)$$

$$\left(\frac{di}{dt}\right)_{aus,k+1} = \left(\frac{di}{dt}\right)_{aus,k} \quad (3.8)$$

Mit dieser Annahme kann der Aussteuergrad d_{k+1} bestimmt werden, der erforderlich ist, um von einem bestehenden Istwert $I_{e,k}$ des Stroms ausgehend einen gewünschten Endwert $I_{e,k+1}$ zum Periodenende zu erreichen. Dazu wird (3.1) in (3.4) eingesetzt und entsprechend umgestellt:

$$d_{k+1} = \frac{I_{e,k+1} - I_{e,k} - \left(\frac{di}{dt}\right)_{aus,k} \cdot T_P}{\left(\left(\frac{di}{dt}\right)_{ein,k} - \left(\frac{di}{dt}\right)_{aus,k}\right) \cdot T_P} \quad (3.9)$$

Die daraus resultierende Gleichung (3.9) kann also für eine Stromregelung in einer Anordnung nach Abb. 3.2 verwendet werden, wenn es gelingt die Stromsteigungen entsprechend genau zu bestimmen. Dies wurde von Weigold in [37] vorgestellt und realisiert.

3.2 Bestimmung der Stromsteigungen

Für eine Bestimmung der Stromsteigungen würde prinzipiell die Differenzbildung von zwei aufeinander folgenden Strommesswerten, dividiert durch die entsprechende Zeitdifferenz, genügen. In einem realen System ist jedoch mit dem Auftreten von Störungen bei der Messung des Stroms zu rechnen. Diese können durch das Rauschen der analogen Verstärkerschaltungen sowie des Analog-Digital-Wandlers (A/D-Wandler) oder durch von außen einkoppelnde Störungen durch elektromagnetische Felder verursacht werden. Diese Störungen können zu einer fehlerhaften Bestimmung der Stromsteigungen führen und sie somit für die Streckenidentifikation unbrauchbar machen. Um diese Störanfälligkeit zu minimieren, kann die Zuverlässigkeit der Messung durch eine häufige Abtastung des Stroms mit Hilfe eines schnellen A/D-Wandlers verbessert werden. Die so gewonnene Folge von Messwerten kann dann mit Hilfe eines mathematischen Schätzverfahrens an den idealen Verlauf des Streckenmodells angenähert werden. Ein dafür geeignetes Verfahren ist die Anwendung eines Schätzers basierend auf der Minimierung der Fehlerquadrate (Least-Squares), das im Folgendem erläutert werden soll.

3.2.1 Least-Squares-Schätzer

Der Stromverlauf innerhalb einer Pulsperiode setzt sich, unter den in Abschnitt 3.1 gemachten Annahmen, aus zwei Geradenstücken zusammen (vgl. Abb. 3.3). Um deren Steigungen zu bestimmen, wird der Strom in äquidistanten Abständen der Dauer T_{AD} abgetastet. Die Abtastung der Ströme muss zur Pulsperiode T_p synchronisiert sein. Außerdem soll gelten, dass

$$T_{AD} = \frac{T_p}{x} \quad x \in \mathbb{N}^+ \quad (3.10)$$

ist. Somit wird gewährleistet, dass immer die gleiche Anzahl von Messwerten auf ein Pulsintervall entfällt und die Abtastpunkte immer an der gleichen Stelle innerhalb des Pulsintervalls liegen. Jedes Pulsintervall kann in zwei Messintervalle aufgeteilt werden, eines für den aktiven Zustand mit der Dauer t_{ein} und eines für den Freilaufzustand mit der Dauer t_{aus} , wobei gilt:

$$T_p = t_{ein} + t_{aus} \quad (3.11)$$

Wie in Abb. 3.4 dargestellt, liegen die mit dem A/D-Wandler bestimmten

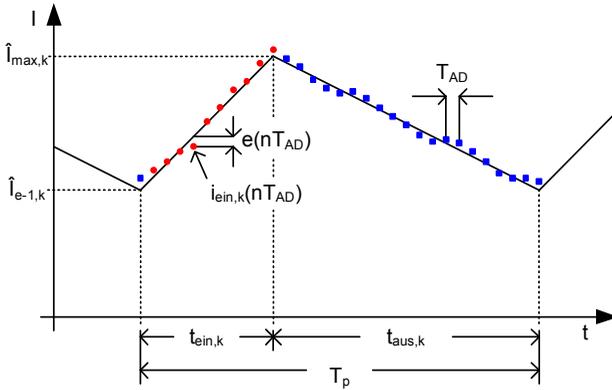


Abbildung 3.4: Abweichung der real gemessenen Strommesswerte vom idealen Verlauf des Streckenmodells

Messwerte des Stroms um den idealen Verlauf des Stroms verteilt. Jeder einzelne Messwert $i(n \cdot T_{AD})$ innerhalb eines Messintervalls kann dabei als eine Überlagerung aus dem Wert des idealen Streckenmodells und einer dazugehörigen Störung interpretiert werden. Ausgehend von einem Anfangswert¹ $I_{e,k-1}$ kann dann jeder Messwert innerhalb des Messintervalls für den aktiven Zustand wie folgt beschrieben werden:

$$i_{ein,k}(n \cdot T_{AD}) = \underbrace{I_{e,k-1} + \left(\frac{di}{dt} \right)_{ein,k} \cdot n \cdot T_{AD}}_{\text{ideales Streckenmodell}} + e_{ein,k}(n \cdot T_{AD}) \quad (3.12)$$

$$n \in \{0 \dots N_{ein} - 1\}$$

¹Die Reihe kann auch für den Endwert aufgestellt werden, was für die Implementierung des Verfahrens von Vorteil ist. Für das Verständnis ist jedoch die Darstellung mit dem Anfangswert besser geeignet.

Der zum Zeitpunkt $n \cdot T_{AD}$ auftretende Messfehler wird durch $e(n \cdot T_{AD})$ dargestellt. N_{ein} bezeichnet die Anzahl von Messwerten innerhalb des Messintervalls im aktiven Zustand. Für eine komplette Folge von Messwerten ergibt sich eine Schar von N_{ein} Gleichungen der Form (3.12). Das vollständige Messintervall für den aktiven Zustand kann damit als Matrixgleichung beschrieben werden:

$$(i_{ein,k}) = (O_{ein,k}) \cdot (p_{ein,k}) + (e_{ein,k}) \quad (3.13)$$

mit:

$$\begin{pmatrix} i_{ein,k}(0 \cdot T_{AD}) \\ i_{ein,k}(1 \cdot T_{AD}) \\ i_{ein,k}(2 \cdot T_{AD}) \\ \vdots \\ i_{ein,k}((N_{ein} - 1) \cdot T_{AD}) \end{pmatrix} = (i_{ein,k}) \quad (3.14)$$

$$\begin{pmatrix} 1 & 0 \cdot T_{AD} \\ 1 & 1 \cdot T_{AD} \\ 1 & 2 \cdot T_{AD} \\ \vdots & \vdots \\ 1 & (N_{ein} - 1) \cdot T_{AD} \end{pmatrix} = (O_{ein,k}) \quad (3.15)$$

$$\begin{pmatrix} I_{e,k-1} \\ \left(\frac{di}{dt}\right)_{ein,k} \end{pmatrix} = (p_{ein,k}) \quad (3.16)$$

$$\begin{pmatrix} e_{ein,k}(0 \cdot T_{AD}) \\ e_{ein,k}(1 \cdot T_{AD}) \\ e_{ein,k}(2 \cdot T_{AD}) \\ \vdots \\ e_{ein,k}((N_{ein} - 1) \cdot T_{AD}) \end{pmatrix} = (e_{ein,k}) \quad (3.17)$$

Der Vektor $(i_{ein,k})$ enthält die mit dem A/D-Wandler ermittelten Messwerte des Stroms in aktiven Zustand. Die Matrix $(O_{ein,k})$ wird als Beobachtermatrix bezeichnet. Sie enthält nur im voraus bekannte Werte, was für die Implementierung des Verfahrens sehr wichtig ist, denn die Beobachtermatrix wird für die Berechnung der Schätzwerte des Parametervektors $(p_{ein,k})$ benötigt. In ihm befinden sich die veränderlichen Parameter des idealen Prozessmodells durch die das aktuelle Verhalten der Strecke beschrieben wird. Dies sind die Stromsteigerung und der Anfangswert des Stroms zum Beginn des Messintervalls. Der Vektor $(e_{ein,k})$ ist der Fehlervektor und enthält die zu jedem einzelnen Messwert gehörige Abweichung vom idealen Modell, die durch Störungen verursacht wurde.

Für das Messintervall des Freilaufzustands innerhalb der Pulsperiode k gilt für einen Messwert entsprechend:

$$i_{aus,k}(n \cdot T_{AD}) = I_{max,k} + \left(\frac{di}{dt} \right)_{aus,k} \cdot n \cdot T_{AD} + e_{aus,k}(n \cdot T_{AD}) \quad (3.18)$$

$$n \in \{0 \dots N_{aus} - 1\}$$

Das gesamte Messintervall ist dann:

$$(i_{aus,k}) = (O_{aus,k}) \cdot (p_{aus,k}) + (e_{aus,k}) \quad (3.19)$$

mit:

$$\begin{pmatrix} i_{aus,k}(0 \cdot T_{AD}) \\ i_{aus,k}(1 \cdot T_{AD}) \\ i_{aus,k}(2 \cdot T_{AD}) \\ \vdots \\ i_{aus,k}((N_{aus} - 1) \cdot T_{AD}) \end{pmatrix} = (i_{aus,k}) \quad (3.20)$$

$$\begin{pmatrix} 1 & 0 \cdot T_{AD} \\ 1 & 1 \cdot T_{AD} \\ 1 & 2 \cdot T_{AD} \\ \vdots & \vdots \\ 1 & (N_{aus} - 1) \cdot T_{AD} \end{pmatrix} = (O_{aus,k}) \quad (3.21)$$

$$\begin{pmatrix} I_{max,k} \\ \left(\frac{di}{dt} \right)_{aus,k} \end{pmatrix} = (p_{aus,k}) \quad (3.22)$$

$$\begin{pmatrix} e_{aus,k}(0 \cdot T_{AD}) \\ e_{aus,k}(1 \cdot T_{AD}) \\ e_{aus,k}(2 \cdot T_{AD}) \\ \vdots \\ e_{aus,k}((N_{aus} - 1) \cdot T_M) \end{pmatrix} = (e_{aus,k}) \quad (3.23)$$

Mit Hilfe eines Schätzverfahrens kann aus diesen Folgen von Messwerten jeweils der ideale Verlauf des Stroms rekonstruiert werden. Dazu wird ein Gütekriterium ζ eingeführt, mit dem die Approximation der Werte des idealen Streckenmodells $(O) \cdot (p)$ beeinflusst werden kann. Beim Least-Squares-Verfahren wird ζ so gewählt, dass die Summe der Quadrate des Messfehlers (e) minimal wird.

$$\zeta|_{(p)=\hat{p}} = (e)^T (e) = (i)^T (i) - 2(p)^T (O)^T (i) + (p)^T (O)^T (O) (p) \stackrel{!}{=} \min \quad (3.24)$$

Dazu muss der Gradient des Gütekriteriums gebildet werden:

$$\text{grad}_{(p)} \zeta = \left. \frac{\partial \zeta}{\partial (p)} \right|_{(\hat{p})} \stackrel{!}{=} (0) = -2 (O)^T (i) + 2 (O)^T (O) (p) \Big|_{(\hat{p})} \quad (3.25)$$

Wie in [22] gezeigt wird, können die Elemente des geschätzten Parametervektors (\hat{p}) mit Hilfe der so genannten Pseudoinversen der Beobachtermatrix aus den Messwerten des Stroms bestimmt werden:

$$(\hat{p}) = \left[(O)^T (O) \right]^{-1} (O)^T \cdot (i) \quad (3.26)$$

Durch die Auswertung der beiden Messintervalle können also somit jeweils die Steigungen für den aktiven Zustand $\left(\frac{di}{dt} \right)_{\text{ein},k}$ bzw. im Freilauf $\left(\frac{di}{dt} \right)_{\text{aus},k'}$ der Anfangswert des Stroms zu Beginn des Pulsintervalls $I_{e,k-1}$ sowie der Maximalwert des Stroms $I_{\text{max},k}$ am Beginn des Freilaufs bestimmt werden. Der Periodenendwert des Stroms $I_{e,k}$ kann aus $I_{\text{max},k}$ und der Steigung $\left(\frac{di}{dt} \right)_{\text{aus},k}$ berechnet werden ²:

$$I_{e,k} = I_{\text{max},k} + \left(\frac{di}{dt} \right)_{\text{aus},k} \cdot t_{\text{aus},k} \quad (3.27)$$

Damit sind alle Größen in Gleichung (3.9) bekannt und der Aussteuergrad d_{k+1} kann so berechnet werden, dass der Sollwert $I_{e,k+1}$ zum Ende der nächsten Pulsperiode erreicht wird. Dieses Verfahren wurde in [37] simuliert und realisiert. Aufgrund der dort gewählten Struktur der Signalverarbeitung musste hierfür allerdings der Prädiktionshorizont für die Stromsteigung auf zwei Pulsperioden erweitert werden, da für die Berechnung des Regelalgorithmus nach Gleichung (3.9) eine Rechenzeit von einer Pulsperiode berücksichtigt werden musste. Damit folgt der Strom mit einer Verzögerung von zwei Pulsperioden der Sollwertvorgabe. Es konnte aber gezeigt werden, dass sich der Ausgangsstrom eines Tiefsetzstellers ohne eine Kenntnis der Lastparameter und damit ohne Parametrisierung eines Reglers durch den Benutzer, schnell und genau regeln lässt. Die Ergebnisse der Simulation und des Experiments aus [37] sind in den Abbildungen 3.5 und 3.6 dargestellt. In Abb. 3.5 ist dabei deutlich die Totzeit von zwei Pulsperioden und das Erreichen des neuen Endwerts innerhalb von einem Pulsintervall zu erkennen.

²Bei einem Ansatz der Gleichungen (3.12) und (3.18) mit den Stromendwerten entfällt diese Berechnung, weshalb dieser für die Realisierung angewendet wurde.

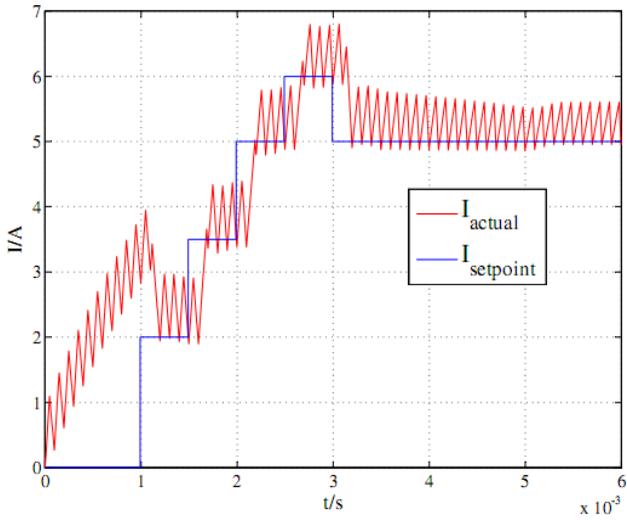


Abbildung 3.5: Simulation von Stromsollwertsprüngen.
Quelle: [37]

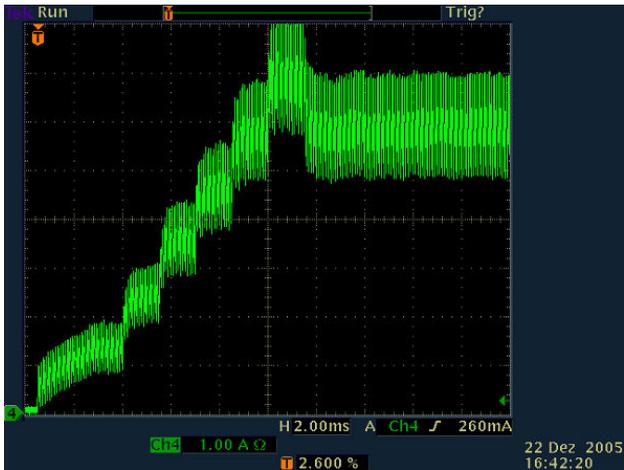


Abbildung 3.6: Sollwertsprünge Messergebnis. Quelle: [37]

4

Anwendung auf einen drehzahlgeregelten Gleichstromantrieb im 4-Quadranten-Betrieb

Im voran gegangenen Kapitel wurden die grundlegenden Ideen für eine Stromregelung auf Basis der Bestimmung der Stromsteigungen erläutert. In [37] wurde dies für die Stromregelung mit einem Tiefsetzsteller als Stellglied erstmalig realisiert und untersucht. Um die Eignung des Verfahrens für die Stromregelung in einem drehzahlvariablen Antriebssystem zu untersuchen, wurde das Verfahren für die Anwendung im 4-Quadranten-Betrieb erweitert und in die Drehzahlregelung eines Gleichstromantriebssystems integriert. Durch ein geändertes Systemkonzept bei der Datenverarbeitung konnte dabei außerdem die Rechenzeit praktisch eliminiert werden und somit die Gesamtzeit der Regelung auf den Minimalwert von einer Pulsperiode gebracht werden.

4.1 Einführung der Stromänderungsparameter für die Beschreibung des aktuellen Streckenverhaltens

Mit den in Kapitel 3 vorgestellten Überlegungen, ist es möglich eine Stromregelung für eine Tiefsetzstellerapplikation zu implementieren. Im Folgenden soll nun gezeigt werden, wie sich auf Basis dieser Ideen eine Stromregelung mit dem 4-Quadrantensteller ableiten lässt.

Zunächst soll hierfür wieder von einer Regelstrecke, wie in Abb. 3.2 dargestellt, ausgegangen werden. Für die Berechnung des Tastverhältnisses d_{k+1} gilt

damit wieder die Gleichung (3.9). Allerdings ist eine andere Darstellung dieser Gleichung, bei der die Stromsteigungen ersetzt werden, für den 4-Quadranten-Betrieb sinnvoll. Dazu werden zwei, das Streckenverhalten beschreibende Parameter eingeführt. Diese werden als Stromänderungsparameter ΔI_a und ΔI_f ähnlich zu [38] bezeichnet. Diese Parameter sind wie folgt definiert:

$$\Delta I_{a,k} = \left[\left(\frac{di}{dt} \right)_{\text{ein},k} - \left(\frac{di}{dt} \right)_{\text{aus},k} \right] \cdot T_p = \frac{u_{d,k}}{L_k} \cdot T_p \quad (4.1)$$

$$\Delta I_{f,k} = \left(\frac{di}{dt} \right)_{\text{aus},k} \cdot T_p = -\frac{u_{R,k} + u_{i,k}}{L_k} \cdot T_p \quad (4.2)$$

Der Parameter ΔI_a beschreibt dabei die Änderung des Stroms, die sich ergeben würde, wenn für die gesamte Dauer einer Pulsperiode ausschließlich die Spannung des Zwischenkreises auf die Induktivität der Strecke wirken würde. Es handelt sich also dabei um die ideale Wirkung des aktiven Zustands, wenn es keine Gegenspannung und keine ohmschen Spannungsabfälle auf der Strecke geben würde. Diese wiederum werden durch den Stromänderungsparameter ΔI_f berücksichtigt, welcher die Änderung des Stroms beschreibt, wenn für die gesamte Dauer der Pulsperiode nur der Freilauf geschaltet wird.

Da die Stromänderungsparameter aus den Steigungen des Stroms bestimmt werden, kann auch hier wieder aus den gleichen, wie in Kapitel 3 gemachten Annahmen davon ausgegangen werden, dass sich die Stromänderungsparameter nur langsam verändern und somit ähnlich zu (3.7) und (3.8) gilt:

$$\Delta I_{a,k+1} = \Delta I_{a,k} \quad (4.3)$$

$$\Delta I_{f,k+1} = \Delta I_{f,k} \quad (4.4)$$

Die Gleichung (3.9) kann dann mit den Stromänderungsparametern ausgedrückt werden.

$$d_{k+1} = \frac{I_{e,k+1} - I_{e,k} - \Delta I_{f,k}}{\Delta I_{a,k}} \quad (4.5)$$

Dadurch wird die Darstellung vereinfacht, vor allem in Hinblick auf den 4-Quadranten-Betrieb wie im Folgenden noch gezeigt wird. Mit dem Aussteuergrad, der gemäß Gleichung (4.5) berechnet wurde, kann also der Periodenendwert des Ankerstroms einer Gleichstrommaschine geregelt werden. Dies wäre jedoch für eine Drehzahl- oder Lageregelung der Maschine nicht optimal. Wird z.B. für einen Beschleunigungsvorgang der Endwert des Ankerstrom konstant vorgegeben, würde sich bei diesem Vorgang der Stromrippel durch das Anwachsen der induzierten Spannung verändern. Damit verändert sich aber auch der Mittelwert des Stroms und somit das innere Moment der Maschine, so dass der Drehzahl- oder Lageregler entsprechend korrigierend eingreifen müsste.

Wird die Wirkung der induzierten Spannung nicht durch eine entsprechende Vorsteuerung kompensiert, ist eine Regelung des Strommittelwerts erforderlich. Dies kann durch einen überlagerten Regelkreis realisiert werden. Dieser würde jedoch die erreichbare Dynamik der Stromregelung reduzieren und muss außerdem durch den Benutzer entsprechend eingestellt werden, wozu wiederum eine Kenntnis der Maschinenparameter erforderlich wäre. Der Mittelwert des Stroms kann aber auch direkt mit Hilfe der Gleichung (4.5) geregelt werden. Dazu muss der Sollwert $I_{e,k+1}$ entsprechend ersetzt werden.

4.2 Direkte Regelung des Strommittelwerts

Bei Regelung des Stromendwerts mit einer konstanten Sollwertvorgabe ist der Mittelwert des Stroms vom Anteil der Rippelkomponente abhängig (vgl. Abb. 3.3). Der Stromrippel berechnet sich dabei aus der Differenz des Maximal- und des Minimalwerts des Stroms in einer Pulsperiode.

$$I_{\text{rippel},k} = I_{\text{max},k} - I_{e,k} \quad (4.6)$$

Diese Größen sind durch die Schätzung bekannt und damit kann auch der Stromrippel berechnet werden. Im stationären Zustand entspricht der Periodenmittelwert des Rippelstroms gerade der Hälfte des Stromrippels. Da auch hier davon ausgegangen werden kann, dass sich der Stromrippel nur langsam verändert,

$$I_{\text{rippel},k+1} = I_{\text{rippel},k} \quad (4.7)$$

kann dieser aus der Schätzung bestimmte Wert des Stromrippels für die direkte Regelung des Strommittelwerts benutzt werden. Dazu wird der Sollwert für den Mittelwert des Stroms \bar{I}_{k+1} in einen entsprechenden Sollwert für den Endwert mit Hilfe des Stromrippels umgerechnet:

$$I_{e,k+1} = \bar{I}_{k+1} - \frac{I_{\text{rippel},k}}{2} \quad (4.8)$$

Wird Gleichung (4.8) in (4.5) eingesetzt, kann der nötige Aussteuergrad zur Regelung des Mittelwerts des Stroms direkt berechnet werden:

$$d_{k+1} = \frac{\bar{I}_{k+1} - \frac{I_{\text{rippel},k}}{2} - I_{e,k} - \Delta I_{f,k}}{\Delta I_{a,k}} \quad (4.9)$$

Wenn man davon ausgeht, dass bei Gleichstrommaschine für konstanten Erregerfluss das Drehmoment proportional zum Ankerstrom ist, ähnelt diese Gleichung den Überlegungen von Flach [10] für die direkte Regelung des inneren Moments einer Asynchronmaschine. Bei raschen Änderungen des Stroms

ist die Bedingung (4.7) nicht mehr erfüllt, so dass sich hier eine Abweichung einstellt. Diese wird aber hauptsächlich durch die Veränderung des ohmschen Spannungsabfalls verursacht, da sich die induzierte Spannung der Maschine aufgrund der Massenträgheit des Rotors innerhalb einer Pulsperiode kaum verändert. Der Anteil des ohmschen Spannungsabfalls an der Klemmenspannung ist aber eher gering, wodurch auch der Fehler relativ klein bleibt und im nächsten Pulsintervall durch die neue Schätzung korrigiert wird.

4.3 Stromregelung im 4-Quadranten-Betrieb

Die Gleichung (4.5) wurde aus dem Betriebsverhalten des Tiefsetzsteller abgeleitet. Sie lässt sich jedoch ebenfalls auf die Ansteuerung eines 4-Quadrantenstellers anwenden.

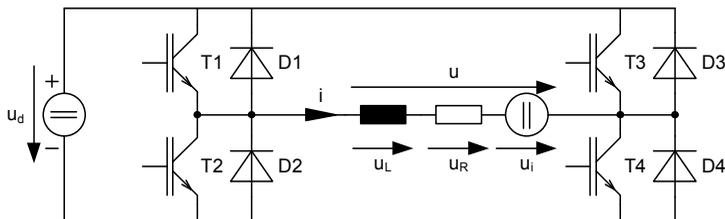


Abbildung 4.1: Schaltbild eines 4-Quadrantenstellers

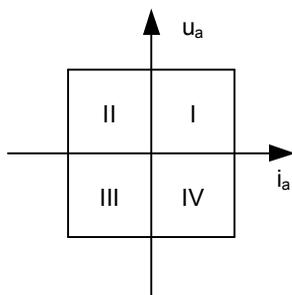


Abbildung 4.2: Betriebsbereiche des 4-Quadrantenstellers

Schaltzustand	Stromführende Halbleiter	U_a	I_a
1	T_1, T_4	U_d	> 0
2	D_1, D_4	U_d	< 0
3	T_2, T_3	$-U_d$	< 0
4	D_2, D_3	$-U_d$	> 0
5	T_1, D_3	0	> 0
6	T_4, D_2	0	> 0
7	T_2, D_4	0	< 0
8	T_3, D_1	0	< 0

Tabelle 4.1: Schaltzustände eines 4-Quadrantenstellers

Abbildung 4.1 zeigt das Schaltbild eines 4-Quadrantenstellers. Die dabei möglichen Schaltzustände sind in Tabelle 4.1 aufgelistet. Während der Schaltzustände 1-4 fließt der Laststrom i über den Zwischenkreis des 4-Quadrantenstellers. Diese Zustände werden wieder als aktive Zustände bezeichnet. Allerdings müssen hierbei die aktiven Zustände in zwei Gruppen unterschieden werden. Für die Zustände 1 und 2 entspricht die Ausgangsspannung u dem positiven Wert der Zwischenkreisspannung u_d , dies soll als positiver aktiver Zustand bezeichnet werden. Im Gegensatz dazu liegt für die Zustände 3 und 4 der negative Wert der Zwischenkreisspannung am Ausgang an. Diese werden dementsprechend als negative aktive Zustände bezeichnet. Für die Schaltzustände 5 bis 8 befindet sich die Last im Kurzschluss. Diese Zustände werden wieder als Freiläufe bezeichnet. Für die Einstellung der mittleren Ausgangsspannung können zwei Taktungsarten unterschieden werden:

- Gleichzeitige Taktung: Bei dieser Steuerungsmethode werden die Freiläufe nicht verwendet, sondern positive und negative aktive Zustände wechseln sich ab.
- Alternierende Taktung: Hier wechselt sich ein aktiver Zustand mit einem Freilaufzustand ab.

Die alternierende Taktung besitzt einige Vorteile gegenüber der gleichzeitigen Taktung. So sind zum Beispiel die Wechselanteilbelastung der Gleichspannungsquelle und die Verzerrungen der Ausgangsspannung geringer. Deshalb soll für die weitere Betrachtung von der Verwendung der alternierenden Taktung ausgegangen werden.

Die Berechnung des Tastverhältnisses nach Gleichung (4.5) ist zunächst für den Betrieb im *I.* und *II.* Quadranten (vgl. Bild 4.2) vorgesehen. Sie kann jedoch auch auf alle anderen Quadranten angewendet werden. Dies lässt sich an einem

Beispiel verdeutlichen. Angenommen, dass der Strom von einem Anfangswert

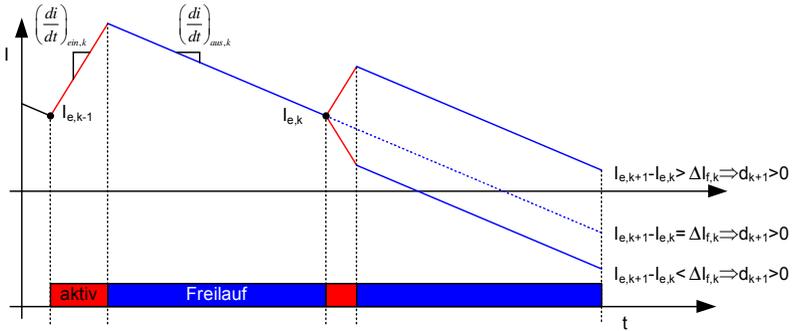


Abbildung 4.3: Vorzeichenänderung des Aussteuergrads

$I_{e,k}$ auf einen Endwert $I_{e,k+1}$ gebracht werden soll, der unter dem Anfangswert liegt (vgl. Abb. 4.3), können dabei drei Zustände unterschieden werden:

1. $I_{e,k+1} - I_{e,k} > \Delta I_{f,k} \Rightarrow d_{k+1} > 0$
2. $I_{e,k+1} - I_{e,k} = \Delta I_{f,k} \Rightarrow d_{k+1} = 0$
3. $I_{e,k+1} - I_{e,k} < \Delta I_{f,k} \Rightarrow d_{k+1} < 0$

Im ersten Fall ist die den Strom reduzierende Wirkung der Gegenspannung größer als die gewünschte Reduzierung des Stroms, es muss also durch Einschalten des positiven aktiven Zustands gegengesteuert werden. Für den zweiten Fall ist die Wirkung der Gegenspannung gerade so groß, wie die gewünschte Änderung des Stroms. Damit wird kein aktiver Schaltzustand benötigt. Im dritten Fall ist die gewünschte Stromänderung größer als es die Gegenspannung zulässt, das Tastverhältnis wird in diesem Fall negativ. Bei Verwendung eines Tiefsetzstellers wäre hier die Aussteuergrenze erreicht. Mit dem 4-Quadrantensteller kann der Strom jedoch mit Hilfe des negativen aktiven Schaltzustands weiter reduziert werden. Wird also das Tastverhältnis in einem Bereich von -100% bis 100% zugelassen, erfolgt ein gleitender Übergang zwischen dem Betrieb in den einzelnen Quadranten. Dabei entscheidet das Vorzeichen des Tastverhältnisses, ob der positive oder der negative aktive Schaltzustand benutzt werden muss. Zustand 1 für ein positives Vorzeichen und Zustand 3 bei negativen Vorzeichen. Diese sind dann für die Dauer des Betrags des Tastverhältnisses relativ zur Pulsperiode einzuschalten. Die Zustände 2 oder 4 werden entsprechend aktiv falls der Laststrom negativ ist. Wichtig dabei ist jedoch, dass für den Stromänderungsparameter ΔI_n immer dessen Betrag

für die Berechnung des Tastverhältnisses nach Gleichung (4.5) verwendet wird. Im obigen Beispiel würde nämlich dann nach Aufschalten des negativen aktiven Zustands in der Pulsperiode $k + 1$ die Steigung im aktiven Zustand ihr Vorzeichen von zuvor positiv auf negativ wechseln. Damit wäre auch $\Delta I_{a,k+1}$ negativ, was wiederum zu einer Umkehr des Vorzeichens bei der Berechnung von d_{k+2} führen würde. Die Regelung würde so nicht mehr funktionieren. Da sich das Vorzeichen der Zwischenkreisspannung im Gegensatz zur Gegenspannung nicht ändert, muss deshalb für ΔI_a immer der Betrag von Gleichung (4.1) verwendet werden. Die Gleichung zur Berechnung des Tastverhältnisses für die direkte Regelung des Strommittelwerts eines 4-Quadrantenstellers lautet somit:

$$d_{k+1} = \frac{\bar{I}_{k+1} - \frac{I_{\text{rippel},k}}{2} - I_{e,k} - \Delta I_{f,k}}{|\Delta I_{a,k}|} \quad -1 < d_{k+1} < 1 \quad (4.10)$$

Abbildung 4.4 zeigt die entsprechende Umsetzung von Gleichung (4.10) als Blockschaltbild. Eine Stromregelung nach diesem Verfahren benötigt keine

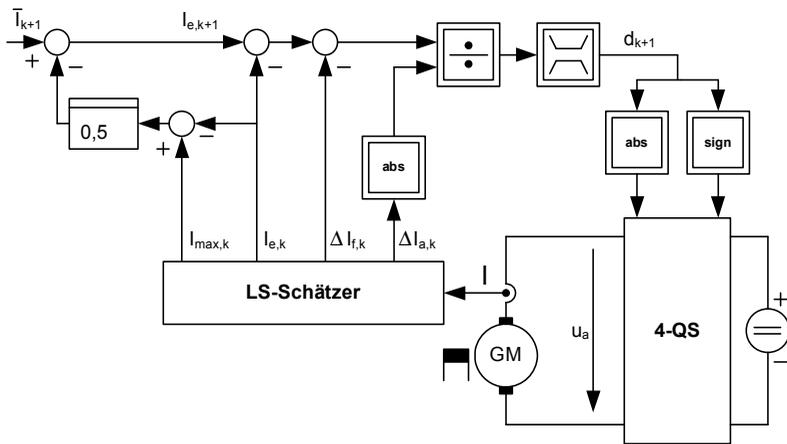


Abbildung 4.4: Blockschaltbild der direkten Regelung des Strommittelwerts im 4-Quadrantenbetrieb unter Verwendung der Stromänderungsparameter

Kenntnis der Motorparameter und somit kein einstellen und justieren eines Reglers durch den Benutzer. Außerdem kann auf eine Messung der Zwischenkreisspannung sowie einer Vorsteuerung der Gegenspannung verzichtet werden.

4.4 Simulation des direkten Stromregelverfahrens

Um die prinzipielle Funktion und Dynamik des oben beschriebenen Stromregelverfahrens für einen 4-Quadrantensteller zu untersuchen, wurde eine Simulation mit der Software Matlab Simulink durchgeführt. Für die Simulation des Stromrichters und der Gleichstrommaschine wurden die vorhandenen Modelle der SimPowerSystems Bibliothek verwendet. In Abb. 4.5 ist das Schalt-

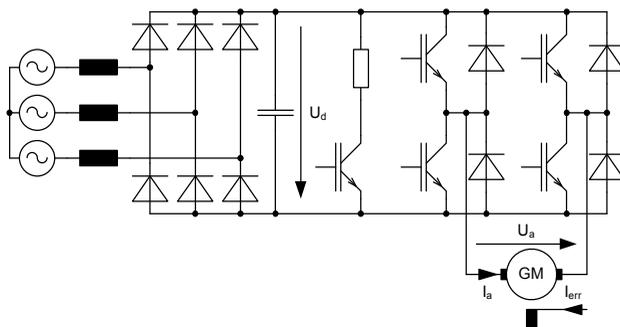


Abbildung 4.5: Schaltbild des simulierten drehzahlvariablen Gleichstromantriebssystems mit 4-Quadrantensteller

bild des simulierten Antriebssystems dargestellt. Es handelt sich um eine von einem 4-Quadrantensteller gespeiste fremderregte Gleichstrommaschine. Der Zwischenkreis des Stellers wird von einem sechs-pulsigen Diodengleichrichter aus dem 400 V Drehstromnetz gespeist. Die Höhe der Zwischenkreisspannung wird über einen Bremssteller begrenzt, der über eine Zweipunktregelung angesteuert wird. Der 4-Quadrantensteller wird mit einer Pulsfrequenz f_p von 5 kHz betrieben. Die Abtastung des Ankerstroms erfolgt mit einer Frequenz f_{AD} von 1 MHz. Der Erregerstrom I_{err} der Gleichstrommaschine ist konstant und die Ankerkreiszeitkonstante τ beträgt 10,15 ms. Für die Untersuchung des Kleinsignalverhaltens wurde eine Folge von kleinen Sollwertsprüngen des Ankerstroms simuliert. In Abb. 4.6 ist gut zu erkennen, wie der neue Endwert des Stroms innerhalb einer Pulsperiode eingestellt wird. Der Überschwinger in der zweiten Pulsperiode nach einem Sollwertsprung wird durch die leichte Änderung des Stromrippels aufgrund des veränderten Spannungsabfalls am Ankerkreiswiderstand verursacht. Diese Änderung wird erst in der zweiten Periode erkannt, und bei der Berechnung des Tastverhältnisses berücksichtigt, so dass sich dann der richtige Wert einstellt. Es ist außerdem zu erkennen, dass die Regelung für Sollwertsprünge in beide Richtungen und für verschiedene

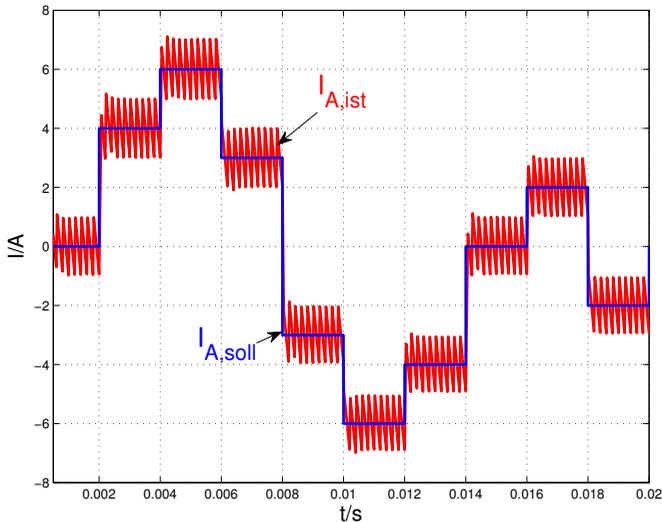


Abbildung 4.6: Simulation von kleinen Sollwertsprüngen des Ankerstroms

Vorzeichen des Ankerstroms gleich gute Ergebnisse liefert.

Um die Funktion der Regelung in allen 4-Quadranten zu überprüfen, wurde eine entsprechende Beschleunigungs- und Bremssequenz simuliert. Dazu wird zunächst der Antrieb vom Stillstand aus beschleunigt. Der Sollwert des Mittelwerts des Ankerstroms bleibt dabei konstant. Nach 10 ms ändert sich das Vorzeichen des Ankerstromsollwerts, der Strom kehrt sich um wodurch der Antrieb zunächst wieder bis zum Stillstand abgebremst wird und dann weiter in umgekehrter Drehrichtung beschleunigt. Nach 30 ms erfolgt wieder eine Umkehr des Ankerstroms und Abbremsen des Motors. Abbildung 4.7 zeigt das Ergebnis dieser Sequenz. In Abbildung 4.7 (a) ist der Verlauf des simulierten Ankerstroms im Vergleich zur Sollwertvorgabe des Ankerstrommittelwerts dargestellt. Der Rippel des Ankerstroms ist zwar aufgrund des Maßstabs in dieser Abbildung nicht mehr zu erkennen, aber es ist dennoch ersichtlich, dass der Ankerstrom um den gewünschten Mittelwert gehalten wird und damit die Wirkung der induzierten Spannung aufgrund der Drehzahländerung (vgl. Abb. 4.7 (b)) kompensiert wurde. Die Umkehrung des Ankerstroms erfolgt in der schnellst möglichen Zeit und ohne erkennbares Überschwängen. Der Wechsel zwischen den einzelnen Quadranten innerhalb dieser Sequenz erfolgt ebenfalls ohne erkennbare Übergangsvorgänge.

Eine weitere Untersuchung des Verhaltens im dynamischen Betrieb erfolgte

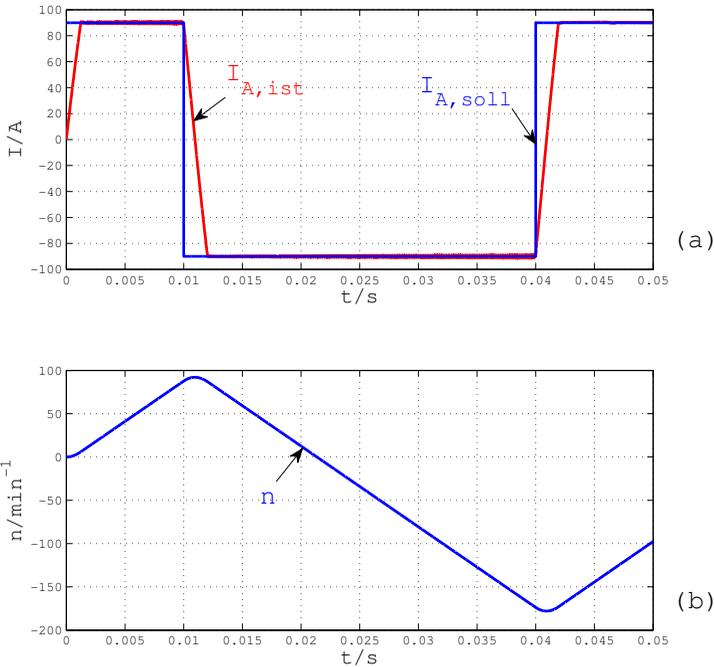


Abbildung 4.7: Simulation eines Durchfahrens aller 4-Quadranten

durch die Simulation eines Beschleunigungs- Bremsvorgangs der Gleichstrommaschine mit jeweils konstantem Mittelwert des Ankerstroms. Die Kurvenverläufe in Abb. 4.8 zeigen dabei besonders die Anpassung des Reglers an die sich ändernden Streckenverhältnisse. In Abb. 4.8 (a) ist der Verlauf des Ankerstroms im Vergleich zur Sollwertvorgabe des Ankerstrommittelwerts abgebildet. Wieder ist zu erkennen, dass der Mittelwert des Ankerstrom während des gesamten Vorgangs auf seinem Sollwert gehalten wird. Die Änderung des Streckenverhaltens bei diesem Vorgang ist in den nächsten beiden Teilabbildungen zu erkennen. Abbildung 4.8 (b) zeigt den Verlauf der Zwischenkreisspannung, der durch eine Welligkeit aufgrund der Diodengleichrichterspeisung gekennzeichnet ist. Während des Bremsvorgangs ist der Anstieg der Zwischenkreisspannung und deren Begrenzung über den Bremssteller zu erkennen. Diese Änderungen der Zwischenkreisspannung spiegeln sich im Verlauf des Stromänderungsparameters ΔI_a wider, wodurch eine stetige Anpassung der Regelung auf die daraus resultierende Änderung der Streckenverstärkung erfolgt. Der Ein-

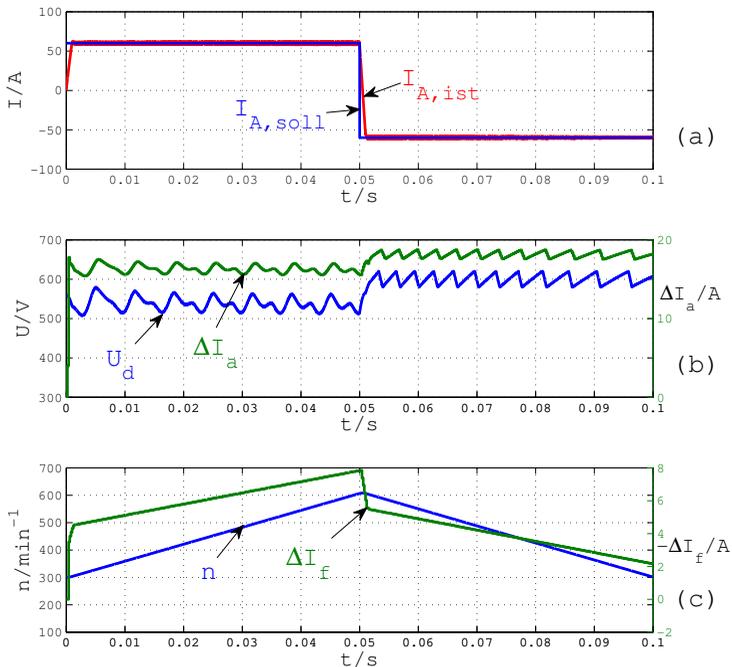


Abbildung 4.8: Beschleunigen und Bremsen des Gleichstrommotors

fluss der Gegenspannung ist in Abb. 4.8 (c) zu erkennen, der sich wiederum im Stromänderungsparameter ΔI_f wiederfindet. Hier zeigen sich auch die beiden Anteile aus denen sich die Gegenspannung zusammensetzt, nämlich die induzierte Spannung und der ohmsche Spannungsabfall. Die induzierte Spannung ist proportional zur Drehzahl des Motors. Dementsprechend verläuft auch der Stromänderungsparameter ΔI_f im Bereich konstanten Ankerstroms proportional zur Drehzahl. Zum Zeitpunkt der Umkehr des Ankerstroms hingegen wird der Anteil des ohmschen Spannungsabfalls als entsprechender Sprung in ΔI_f sichtbar.

4.5 Realisierung eines Gleichstromantriebssystems mit direkter Regelung des Ankerstroms

Um die Ergebnisse der Simulation im Experiment zu bestätigen, wurde das Stromregelverfahren für die Ankerstromregelung eines drehzahlvariablen

Größe	Nennwert	Beschreibung
P_N	47 kW	Nennleistung des Gleichstrommotors
U_{AN}	600 V	Nennwert der Ankerspannung
I_{AN}	90 A	Nennankerstrom
n_N	1490 min ⁻¹	Nennzahl
L_A	6,6 mH	Induktivität der Ankerwicklung
R_A	650 mΩ	Widerstand der Ankerwicklung

Tabelle 4.2: Nenndaten (Bemessungswerte) des Gleichstrommotors des Typs Siemens 1GG6 162

Gleichstromantriebssystem in der Diplomarbeit von Lannert implementiert und die Ergebnisse in [3] veröffentlicht. Die Nenndaten der dabei eingesetzten fremderregten Gleichstrommaschine des Typs 1GG6 162 der Firma Siemens sind aus Tabelle 4.2 zu entnehmen. Der Versuchsaufbau ist in Abb.

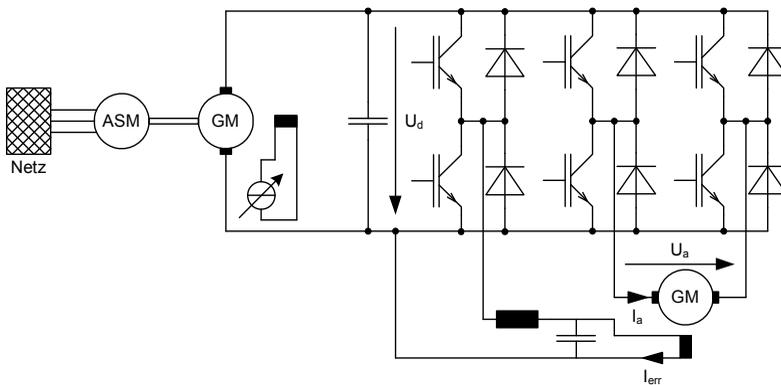


Abbildung 4.9: Schaltbild des Versuchsaufbaus (Leistungsteil)

4.9 dargestellt. Der Stromrichter wurde mit einer selbstgeführten Drehstrombrückenschaltung mit Insulated Gate Bipolar Transistoren (IGBT) des Typs Skiip 513GD122-3DUL von Semikron aufgebaut, wobei einer der drei Halbbrückenarme in Form einer Tiefsetzstellerschaltung für die Speisung der Erregerwicklung genutzt wurde. Der Stromrichter wurde mit einer Pulsfrequenz von $f_p = 5$ kHz betrieben. Im Unterschied zur Simulation diente als Spannungsquelle für den Zwischenkreis des 4-Quadrantenstellers der Ankerkreis

eines Maschinenumformersatzes. Ein Field-Programmable Gate-Array (FPGA) des Typs Cyclon III EP3C25 der Firma Altera diene zur Implementierung des Regelverfahrens nach Abb. 4.4. Da die für die Regelung erforderlichen Berechnungen in einem FPGA in mehrere, parallel ausgeführte Prozesse aufgeteilt werden können, ist es möglich die Rechenzeit praktisch zu eliminieren. Damit kann der Soll-Istwert-Vergleich unmittelbar zum Ende einer Pulsperiode durchgeführt werden und die daraus ermittelte neue Stellgröße sofort im nächsten Pulsintervall angewendet werden. Dadurch wird die Totzeit der Regelung auf den minimalen Wert von einer Pulsperiode verkürzt. Die Realisierung des LS-Schätzers und die Anforderungen an die Hardware der Signalverarbeitung werden in einem späteren Kapitel näher erläutert. Für die überlagerte Steuerung des Umrichters diene ein am ETI entwickeltes Signalverarbeitungssystem auf Basis eines Digitalen Signalprozessors (DSP). Dieses System stellt außerdem eine Verbindung zu einem Personal Computer (PC) her, über den der Benutzer Steuerbefehle an das System übermitteln kann, sowie interne Messgrößen und Variablen dargestellt werden können. Der Ankerstrom wurde über einen Kompensationsstromwandler des Typs LAX100 der Firma LEM erfasst und der Messwert mit einem A/D-Wandler des Typs THS1206 der Firma Texas Instruments digitalisiert. Der A/D-Wandler arbeitete mit einer Abtastrate von $f_{AD} = 1$ MHz.

Das Experiment zeigt sehr deutlich, dass das Verfahren auch unter realen Bedingungen sehr gute Ergebnisse liefert. Die in der Simulation ermittelte Dynamik der Regelung konnte bestätigt werden. Für die Messung des Ankerstroms wurden die Messeinrichtungen laut Tabelle 4.3 verwendet.

Gerät	Typ	Hersteller
Oszilloskop	DSO5014A	Agilent Technologies
Strommesszange	A6303 100 A	Tektronix
Messverstärker	AM503B	Tektronix

Tabelle 4.3: Verwendete Messeinrichtungen

Abbildung 4.10 zeigt den mit der Strommesszange ermittelten Verlauf des Ankerstroms für eine Folge von kleinen Sollwertsprüngen, ähnlich denen in der Simulation durchgeführten. Der Verlauf des Sollwertsignals wurde dabei nachträglich in das Oszilloskopbild phasenrichtig eingetragen. Die Regelung stellt den neuen Endwert innerhalb einer Pulsperiode so ein, dass sich der neue gewünschte Mittelwert des Ankerstroms ergibt. Dies funktioniert in beide Richtungen der Sollwertänderung und für beide Vorzeichen des Ankerstroms.

Auch das Verhalten im Großsignalbereich kann durch das Experiment bestä-

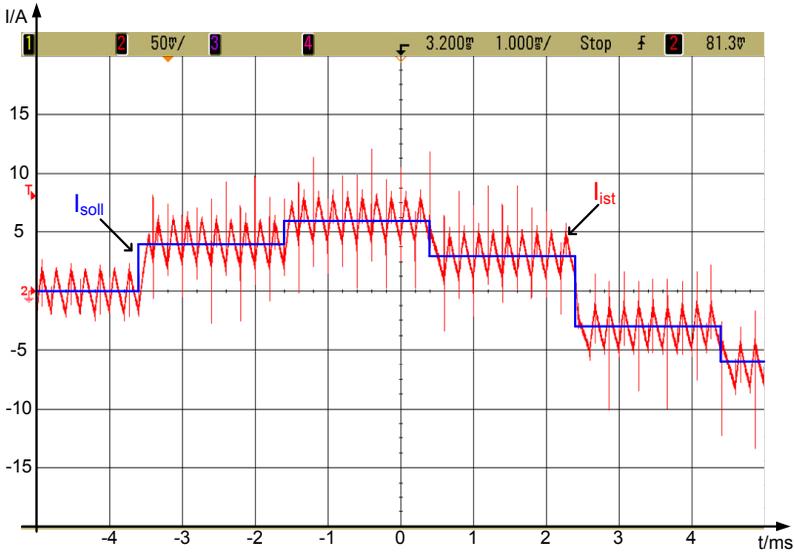


Abbildung 4.10: Verlauf des Ankerstroms für eine Folge von kleinen Sollwertsprüngen. Quelle: [3] Der Verlauf des Sollwertsignals wurde nachträglich phasenrichtig eingezeichnet

tigt werden. Abbildung 4.11 zeigt das Ergebnis für eine Folge von Reversiervorgängen der Gleichstrommaschine. Die Beschleunigung erfolgte dabei mit einer konstanten Sollwertvorgabe für den Mittelwert des Ankerstroms. Beim Erreichen einer Drehzahlgrenze wurde das Vorzeichen des Ankerstromsollwerts invertiert. Die Kurvenverläufe aus Abb. 4.11 sind aus den über das DSP-System ermittelten Werten abgeleitet. Abbildung 4.11 (a) zeigt den Verlauf des Mittelwerts des Ankerstroms während dieses Vorgangs. Auch hier ist wieder zu erkennen, dass die Regelung den Mittelwert des Ankerstroms konstant auf dem gewünschten Sollwert halten kann. Die sich dabei verändernden Streckenparameter sind in den weiteren Kurvenverläufen dargestellt. So zeigt Abbildung 4.11 (b) den Verlauf der Zwischenkreisspannung. Diese ist zwar im Vergleich zur Simulation durch die Speisung mit dem Maschinenumformersatz wesentlich glatter, aber auch hier sind deutliche Schwankungen, verursacht durch das generatorische Rückspeisen beim Abbremsen des Antriebs, erkennbar. Dies spiegelt sich im Verlauf des Stromänderungsparameters ΔI_n wieder. Hier fällt allerdings auf, dass der Wert dieses Parameters um den Nulldurchgang der

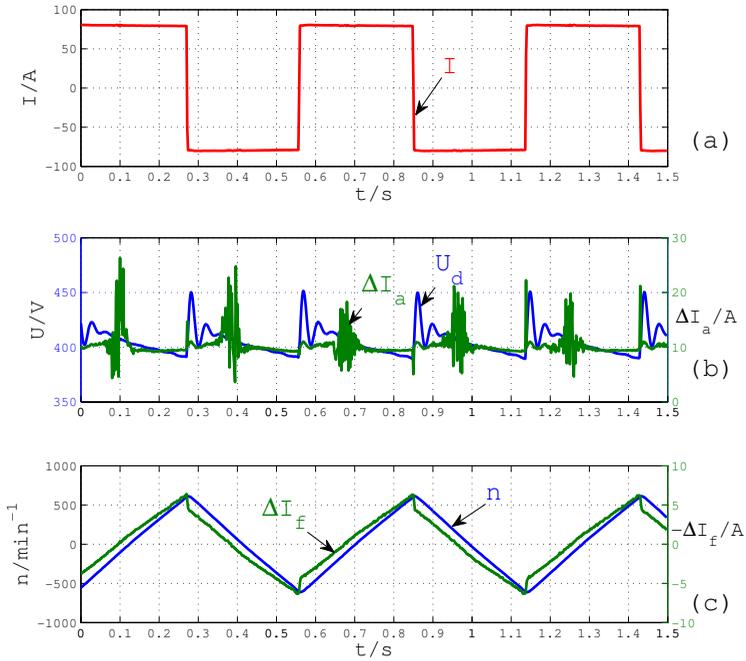


Abbildung 4.11: Folge von Reversiervorgängen. Quelle: [3]

Drehzahl sehr starke Schwankungen aufweist. Dies hat seine Ursache in der geringen Anzahl von Messwerten, die bei den dort vorliegenden kleinen Aussteuergraden zur Verfügung stehen. Dadurch wird die Qualität der Schätzung sehr ungenau. Dieses Problem kann durch ein Anstiegsbegrenzungsfilter beseitigt werden. Dabei wird die Änderung des Stromänderungsparameters ΔI_a pro Regelintervall auf einen maximalen Wert begrenzt. Diese Filterung von ΔI_a beeinträchtigt die Dynamik des System nicht, da die Stromänderungsparameter als nur langsam veränderliche Größen angenommen wurden. Der Verlauf von $-\Delta I_f$ im Vergleich zum Verlauf der Drehzahl ist in Abb. 4.11 (c) aufgetragen. Auch hier sind wie bei der Simulation die Wirkung der induzierten Spannung und des Spannungsabfalls am Widerstand des Ankerkreises sichtbar.

Für die Gleichstrommaschine konnte also erfolgreich gezeigt werden, dass der Ankerstrom direkt mit Hilfe der Stromänderungsparameter geregelt werden kann und somit keine Kenntnis der Motorparameter erforderlich ist. Damit entfällt die Berechnung und das manuelle Einstellen des Stromreglers, wodurch

die Inbetriebnahme deutlich vereinfacht wird und trotzdem eine hochdynamische Regelung erreicht werden kann.

Die Gleichstrommaschine verliert jedoch im Bereich der Servoantriebe immer mehr an Bedeutung. Statt dessen werden dort meist Drehstromantriebe eingesetzt. Von einem großen Nutzen wäre es deshalb, dieses Prinzip einer direkten Stromregelung mit Hilfe der Stromänderungsparameter, auch auf Drehstromantriebe anwenden zu können.

5

Anwendung des adaptiven Stromregelverfahrens auf Drehstromsysteme

In Kapitel 4 wurde gezeigt, wie eine schnelle Stromregelung ohne die Kenntnis der einzelnen Werte der Elemente der Regelstrecke, wie z.B. der Induktivität oder des Widerstands, für ein Gleichstromsystem realisiert werden kann. Im Folgenden soll nun auf Basis dieser Überlegungen dargestellt werden, wie das Verfahren ebenso auf Drehstromsysteme übertragen werden kann.

Für die Beschreibung und Regelung von Drehstromsystemen bietet sich die Darstellung der elektrischen Größen als Raumvektor in der komplexen Zahlenebene an. Die dazu notwendigen Transformationen werden in diesem Kapitel vorgestellt. Ein weiterer Punkt ist das für die Regelung erforderliche leistungselektronische Stellglied. Der prinzipielle Aufbau und das Betriebsverhalten der selbstgeführten Drehstrombrückenschaltung, sowie die Methoden für die Generierung der Pulsmuster für die Ansteuerung der Leistungshalbleiter werden erläutert.

5.1 Systemgleichungen der permanentmagneterregten Synchronmaschine

Drehstromantriebe wie die Asynchron- bzw. Synchronmaschine sind die am häufigsten eingesetzten Motortypen im Bereich mittlerer und hoher Leistungen. Im Vergleich zur Gleichstrommaschine sind solche Antriebe, im besonde-

ren die Asynchronmaschine mit Kurzschlussläufer, relativ einfach in ihrer Konstruktion und damit preisgünstiger und robuster. Außerdem sind mit diesen Maschinen aufgrund des fehlenden Kommutators hohe Leistungsdichten und kompakte Bauformen erreichbar. Mit der Entwicklung der leistungselektronischen Stellglieder wurde es möglich, das innere Moment schnell und präzise einzustellen. Dadurch können diese Maschinen auch in Anwendungen mit hohen Anforderungen an die Momenten- oder Positionierungsgenauigkeit eingesetzt werden. Sie haben die Gleichstrommaschine aus diesem Bereich praktisch verdrängt. Vor allem die permanentmagneterregte Synchronmaschine erlaubt die Realisierung hocheffizienter und dynamischer Antriebssysteme. Auch bei dieser Maschine ist die Regelung des Maschinenstroms von entscheidender Bedeutung für die Qualität der Drehzahl- oder Lageregelung des Antriebs. Daher ist eine Anwendung des in Kapitel 4 vorgestellten direkten Stromregelverfahrens auf die Synchronmaschine von hohem Nutzen.

Drehstrommaschinen, wie die Synchron- und Asynchronmaschine, besitzen eine dreiphasige Drehstromwicklung. Diese erzeugt im Luftspalt der Maschine eine magnetische Wanderwelle, das so genannte Drehfeld. Im einfachsten Fall besteht eine solche Wicklung aus drei um 120° räumlich versetzten Spulen wie es in Abb. 5.1 dargestellt ist [25]. Wird eine solche Wicklung von einem

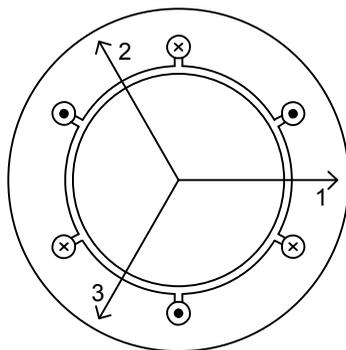


Abbildung 5.1: Vereinfachtes Schnittbild einer Drehstrommaschine mit einer Statorspule je Polpaar und Strang

Strom durchflossen, resultiert daraus ein magnetischer Fluss, der in Richtung bzw. in Gegenrichtung der in Abb. 5.1 eingezeichneten Achsen zeigt. Die Felder der einzelnen Wicklungen überlagern sich zu einem gemeinsamen Feld im Luftspalt. Werden die einzelnen Wicklungen jeweils mit sinusförmigen Wechselströmen gespeist, die zeitlich um ein Drittel der Periode versetzt sind, ergibt

diese Überlagerung ein resultierendes Feld, dessen Maxima mit der Frequenz des Drehstromsystems der Statorwicklung im Luftspalt umlaufen. Dieses resultierende Feld ist vergleichbar mit der Wirkung eines einzelnen rotierenden magnetischen Dipols. Man spricht deshalb von einem so genannten Polpaar. Die Anzahl der Polpaare wird mit der Polpaarzahl p angegeben. Für eine Wicklung wie sie in diesem Beispiel dargestellt ist, ergibt sich also die Polpaarzahl $p = 1$. In Abb. 5.2 ist die Abwicklung der Statorwicklung aus Abb. 5.1 dar-

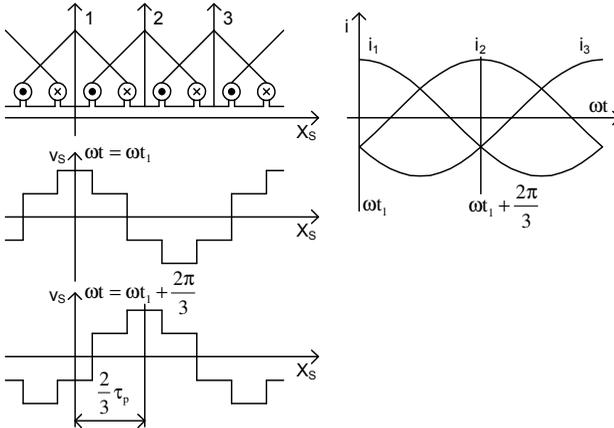


Abbildung 5.2: Magnetische Wanderwelle im Luftspalt

gestellt. Wird der Strombelag eines Leiters als auf die Nutmitte konzentrierter Impuls angenommen, ergibt sich der in den beiden unter Bildern dargestellte beispielhafte Verlauf der magnetischen Spannung V_S im Luftspalt für zwei ausgewählte Zeitpunkte im Verlauf der Wicklungsströme. Diese drei Ströme der Wicklungen erzeugen dabei das gemeinsame Feld. Dieses Feld rotiert innerhalb einer Periode der Statorströme einmal über den gesamten Umfang des Luftspalts. Die Wellenlänge des Verlaufs entspricht dabei der doppelten Polteilung τ_p , die wie folgt definiert ist:

$$\tau_p = \frac{\pi \cdot D}{2p} \quad (5.1)$$

Dabei bezeichnet D den Bohrungsdurchmesser des Statorsblechpakets. Ein in diesem Feld befindlicher Rotor, der durch eine entsprechende Magnetisierung ebenfalls als magnetischer Dipol wirkt, wird sich zu diesem vom Stator erzeugten Feld ausrichten und synchron mitbewegen. Das Feld des Rotors erzeugt bei

der Rotation ebenfalls ein Drehfeld, dass sich mit dem vom Stator erzeugten Feld im Luftspalt überlagert.

Eine wie in Abb. 5.1 dargestellte Wicklung besitzt in der technischen Realisierung keine Bedeutung, da nur ein geringer Anteil der zur Verfügung stehenden Oberfläche des Stators verwendet wird, was zu einer schlechten Ausnutzung der Maschine führen würde. Außerdem erzeugt eine solche Wicklung, wie in Abb. 5.2 zu erkennen ist, einen Feldverlauf, der nur näherungsweise sinusförmig ist. Für die Drehmomentbildung trägt jedoch nur die Grundschiwingung des Feldes bei, während die Oberschwingungen zu unerwünschten Nebenwirkungen, wie z.B. Verlusten, führen. Ziel bei der Maschinenkonstruktion ist es deshalb, den Oberschwingungsgehalt des Luftspaltfeldes so gering wie möglich zu halten. Eine Verteilung der Wicklungen über den gesamten Umfang des Stators ist dabei der erste Schritt. Durch weitere konstruktive Maßnahmen kann der Kurvenverlauf weiter verbessert werden. Dies sind vor allem eine möglichst hohe Anzahl von Nuten pro Strang und der Einsatz von zwei Wicklungslagen, bei der Leiter von verschiedenen Wicklungssträngen in einer Nut liegen. Diese Technik wird als Sehnung bezeichnet. Durch die Anwendung dieser Maßnahmen bei der Konstruktion von elektrischen Maschinen wird der Verlauf des Luftspaltfeldes der Sinusform möglichst gut angenähert. Für die nachfolgenden Betrachtungen wird deshalb von einem so genannten Grundwellenmodell ausgegangen, bei dem nur die Verkettung der Grundwellen von Rotor- und Statorfeld berücksichtigt werden.

Die Wirkung der über den gesamten Umfang des Stators verteilten Wicklungen kann, wie in Abb. 5.3 dargestellt, durch drei um 120° verschobene Spulen symbolisiert werden. Über den Spulenenden liegt jeweils die Strangspannung u_{S1} , u_{S2} bzw. u_{S3} an. Die einzelnen Stränge können galvanisch, durch gegenseitiges Verbinden der Spulenenden, und magnetisch miteinander verkoppelt sein. Die Stränge werden jeweils von den Strangströmen i_{S1} , i_{S2} und i_{S3} durchflossen. Der dabei in einem jeden elektrischen Leiter wirksame ohmsche Widerstand muss ebenfalls berücksichtigt werden. Für die Momentanwerte der Strangspannungen gilt allgemein:

$$u_{S1} = R_{S1} \cdot i_{S1} + \frac{d\psi_{S1}}{dt} \quad (5.2)$$

$$u_{S2} = R_{S2} \cdot i_{S2} + \frac{d\psi_{S2}}{dt} \quad (5.3)$$

$$u_{S3} = R_{S3} \cdot i_{S3} + \frac{d\psi_{S3}}{dt} \quad (5.4)$$

Die Gleichungen 5.2 bis 5.4 lassen sich zusammen wiederum in Matrixschreibweise darstellen:

$$(u_S) = (R_S) \cdot (i_S) + \frac{d}{dt} (\psi_S) \quad (5.5)$$

Da von einer symmetrischen Konstruktion der Maschine ausgegangen wird, sind die Widerstände der einzelnen Strangwicklungen gleich. Durch die Isolation der Wicklungen der einzelnen Stränge, gibt es keine galvanische Kopplung zwischen einzelnen Strangströmen. Die Widerstandsmatrix ist deshalb nur auf der Hauptdiagonalen besetzt:

$$(R_S) = \begin{pmatrix} R_S & 0 & 0 \\ 0 & R_S & 0 \\ 0 & 0 & R_S \end{pmatrix} \quad (5.6)$$

Der Fluss setzt sich zusammen aus dem Anteil, der über die Ströme der Statorwicklung erzeugt wird (ψ_{SS}) und dem Anteil des Rotors (ψ_{RS}), der aus dem Magnetfeld des Polrads resultiert.

$$(\psi_S) = (\psi_{SS}) + (\psi_{RS}) \quad (5.7)$$

Das Magnetfeld Ψ_{RS} kann entweder über eine auf den Rotor befindliche Erregerwicklung, die von einem Gleichstrom durchflossen wird oder über Permanentmagnete erzeugt werden. Manche Synchronmaschinen besitzen zusätzlich auf dem Rotor eine kurzgeschlossene Drehstromwicklung, die evtl. Schwingungen des Rotors dämpft. Bei diesen Maschinen muss in der Modellbildung die Wirkung des Flusses, der durch die Ströme in der Dämpferwicklung verursacht wird, berücksichtigt werden. Solche Dämpferwicklungen sind aber in permanentmagneterregten Synchronmaschinen nicht üblich. Sie werden eher in Maschinen mit elektrischer Erregung und hoher Leistung eingesetzt. Diese Maschinen werden jedoch selten für dynamische Antriebssysteme eingesetzt. In diesen Anwendungen sind permanentmagneterregte Synchronmaschinen besser geeignet. Die fehlende Erregerwicklung des Rotors ermöglicht geringe Trägheitsmomente sowie hohe Wirkungsgrade und Leistungsdichten. Für die Anwendung des direkten Stromregelverfahrens soll deshalb im Folgenden vom Einsatz einer permanentmagneterregten Synchronmaschine ausgegangen werden. Der Fluss des Rotors wird also hier von Permanentmagneten erzeugt, somit ist $(\psi_{RS}) = (\psi_{PMS})$.

$$(\psi_{PMS}) = \psi_{PM} \begin{bmatrix} \cos(\gamma) \\ \cos\left(\gamma - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\gamma - \frac{4\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (5.8)$$

Der Fluss des Stators resultiert aus der gemeinsamen Wirkung aller Strangströme der Statorwicklung, der sich über eine Induktivitätenmatrix (L_{SS}) aus den Statorströmen wie folgt berechnet:

$$(\psi_{SS}) = (L_{SS}) (i_s) \quad (5.9)$$

Bei einer Maschine mit einem über den Umfang veränderlichen Luftspalt (z.B. Schenkelpolmaschine) teilt sich diese Induktivitätenmatrix in einen konstanten Anteil (L_A) und einen vom Rotorpositionswinkel γ abhängigen Anteil (L_B) auf.

$$(L_{SS}) = \underbrace{\left(L_A \begin{bmatrix} 1 + \sigma_{ii} & -\frac{1}{2} + \sigma_{ik} & -\frac{1}{2} + \sigma_{ik} \\ -\frac{1}{2} + \sigma_{ik} & 1 + \sigma_{ii} & -\frac{1}{2} + \sigma_{ik} \\ -\frac{1}{2} + \sigma_{ik} & -\frac{1}{2} + \sigma_{ik} & 1 + \sigma_{ii} \end{bmatrix} \right)}_{(L_A)} + \underbrace{\left(L_B \begin{bmatrix} \cos(2\gamma) & \cos\left(2\gamma - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(2\gamma - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \cos\left(2\gamma - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(2\gamma - \frac{4\pi}{3}\right) & \cos(2\gamma) \\ \cos\left(2\gamma - \frac{4\pi}{3}\right) & \cos(2\gamma) & \cos\left(2\gamma - \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \right)}_{(L_B)} \quad (5.10)$$

Dabei ist σ der Oberwellenkoeffizient, der von den konstruktiven Eigenschaften der Maschine abhängt. Die Faktoren $-\frac{1}{2}$ beruhen auf der räumlichen Verschiebung der Wicklungen um 120° . Durch die Sättigung des aktiven Eisens sind die Elemente der Induktivitätenmatrix (L_{SS}) vom Strom abhängig. Diese mögliche Änderung soll jedoch für die weitere Betrachtung vernachlässigt werden, so dass nur noch eine Winkelabhängigkeit der Induktivitätenmatrix zu berücksichtigen ist. Die Induktivitäten sind dabei von der Lage des Rotors relativ zu den Statorwicklungen abhängig. In Abb. 5.3 sind die entsprechenden Bezugsachsen dargestellt. Dabei bezeichnet γ_S den Winkel von der willkürlich festgelegten Bezugsachse zur Achse des ersten Statorstrangs. Die Bezugsachse des Rotors wird üblicherweise in die Richtung des Rotorflusses gelegt, die auch als d-Achse bezeichnet wird. Der Winkel γ_R bezeichnet den Winkel zwischen der Bezugsachse des Stators zur Bezugsachse des Rotors. Der Rotorpositionswinkel γ wird durch die Differenz

$$\gamma = \gamma_R - \gamma_S \quad (5.11)$$

bestimmt. Für eine übersichtlichere und einfachere Darstellung empfiehlt sich die Anwendung der Raumzeigertransformation nach Clarke [7], durch die die Größen (Strom, Spannung, Fluss) des Drehspannungssystems durch eine komplexe Größe, den sogenannten Raumzeiger und der Nullkomponente, dargestellt werden können. Um die Winkelabhängigkeit der Induktivitätenmatrix zu beseitigen, wurden Transformationen, z.B. von Park [29] und Kovács [21] entwickelt. Die verschiedenen Transformationen lassen sich dabei in zwei Gruppen

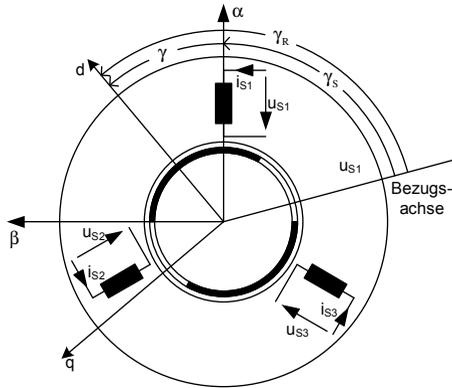


Abbildung 5.3: Winkelbeziehungen zwischen stator- und rotorfestem Bezugssystem

einteilen. Dies sind zum Einen die orthogonalen bzw. unitären Transformationen. Deren Merkmal ist, dass die Berechnung der Leistung sowohl mit den originalen als auch mit den transformierten Größen die gleichen Werte liefert. Sie werden deshalb auch als leistungsinvariante Transformationen bezeichnet. Sie eignen sich besonders für die Berechnung und Auslegung von elektrischen Maschinen. Im Gegensatz dazu liefern die so genannten bezugsleiterinvarianten Transformationen transformierte Größen, die die gleichen Amplituden wie ihre Originalgrößen aufweisen. Für die Berechnung der Leistung ist dann ein Korrekturfaktor erforderlich. Die bezugsleiterinvariante Transformation ist vorteilhaft für die Darstellung in Rechnersystemen, da der Wertebereich zwischen originalen und transformierten System nicht geändert werden muss. Da die Transformationen sich nur durch die Wahl eines entsprechenden reellen Vorfaktors unterscheiden, können sie auch unproblematisch ineinander umgerechnet werden. Für die nun folgende Systembeschreibung der Drehstromsynchronmaschine wird die leistungsinvariante Transformation nach Späth [32] verwendet. Die allgemeine Transformationsvorschrift lautet hierbei:

$$(X) = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{pmatrix} 1 & a & a^2 \\ 1 & a^2 & a \\ 1 & 1 & 1 \end{pmatrix} \quad (5.12)$$

Durch die Multiplikation mit der Drehmatrix:

$$(D_S) = \begin{pmatrix} e^{-j\gamma_S} & 0 & 0 \\ 0 & e^{j\gamma_S} & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} \quad (5.13)$$

ergibt sich die Transformationsvorschrift für die statorseitigen Größen zu:

$$(C_S) = (D_S) (X) \quad (5.14)$$

Für rotorseitige Größen, wie z.B. die Ströme der Dämpferwicklung, lautet die Transformationsvorschrift entsprechend:

$$(C_R) = (D_R) (X) \quad \text{mit} \quad (D_R) = \begin{pmatrix} e^{-j\gamma_R} & 0 & 0 \\ 0 & e^{j\gamma_R} & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} \quad (5.15)$$

Die transformierten Statorgrößen ergeben sich damit zu:

$$\begin{pmatrix} \underline{y}_S \\ \underline{y}_S^* \\ y_{S0} \end{pmatrix} = (C_S)^*{}^T (y_S) = (C_S)^*{}^T \begin{pmatrix} y_{S1} \\ y_{S2} \\ y_{S3} \end{pmatrix} \quad (5.16)$$

Für die Größen y_{S1}, y_{S2} und y_{S3} können beliebige zu transformierende Größen der Statorseite, wie z.B. die Statorspannungen oder Ströme, eingesetzt werden. Die Transformation liefert dann die entsprechende komplexe Darstellung dieser Größen \underline{y}_S , die als Raumzeiger bezeichnet wird. Die zweite Zeile liefert den konjugiert komplexen Raumzeiger \underline{y}_S^* , der allerdings keine weiteren Informationen liefert und deshalb meist nicht beachtet werden muss. Die dritte Zeile liefert die Nullkomponente y_{S0} des Systems. Die entsprechende Rücktransformation lautet:

$$(y) = \begin{pmatrix} y_{S1} \\ y_{S2} \\ y_{S3} \end{pmatrix} = (C_S) \begin{pmatrix} \underline{y}_S \\ \underline{y}_S^* \\ y_{S0} \end{pmatrix} \quad (5.17)$$

Die Winkelabhängigkeit der Induktivitätenmatrix kann nur eliminiert werden, wenn das transformierte System rotorfest orientiert wird, d.h. es gilt:

$$\gamma_R = 0 \Rightarrow \gamma_S = -\gamma \quad (5.18)$$

Wird die leistungsinvariante Transformation mit den Beziehungen (5.16) und (5.17) auf die Statorspannungsmatrix (5.5) angewendet, ergibt sich die folgende transformierte Darstellung der Statorspannungsmatrix:

$$\begin{aligned} (\underline{u}_S) &= (C_S)^*{}^T (R_S) (C_S) (\underline{i}_S) + (C_S)^*{}^T \frac{d}{dt} (C_S) \cdot (\underline{\psi}_S) + \frac{d}{dt} (\underline{\psi}_S) \\ \text{mit} \quad (\underline{\psi}_S) &= (C_S)^*{}^T (L_{SS}) (C_S) (\underline{i}_S) + (C_S)^*{}^T (\psi_{PMS}) \end{aligned} \quad (5.19)$$

$$\begin{pmatrix} \underline{u}_S \\ \underline{u}_S^* \\ u_{S0} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_S & 0 & 0 \\ 0 & R_S & 0 \\ 0 & 0 & R_S \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \underline{i}_S \\ \underline{i}_S^* \\ i_{S0} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} j\dot{\gamma} & 0 & 0 \\ 0 & -j\dot{\gamma} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \underline{\psi}_S \\ \underline{\psi}_S^* \\ \psi_{S0} \end{pmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} \underline{\psi}_S \\ \underline{\psi}_S^* \\ \psi_{S0} \end{pmatrix} \quad (5.20)$$

mit

$$\begin{pmatrix} \underline{\psi}_S \\ \underline{\psi}_S^* \\ \psi_{S0} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{1}{2}(L_d + L_q) & \frac{1}{2}(L_d - L_q) & 0 \\ \frac{1}{2}(L_d - L_q) & \frac{1}{2}(L_d + L_q) & 0 \\ 0 & 0 & L_{S0} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \underline{i}_S \\ \underline{i}_S^* \\ i_{S0} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \frac{\sqrt{3}}{2}\psi_{PM} \\ \frac{\sqrt{3}}{2}\psi_{PM} \\ 0 \end{pmatrix} \quad (5.21)$$

und

$$\begin{aligned} L_d &= L_{hd} + L_{S\sigma} & L_{hd} &= \frac{3}{2}(L_A + L_B) \\ L_q &= L_{hq} + L_{S\sigma} & L_{hq} &= \frac{3}{2}(L_A - L_B) \\ L_{S\sigma} &= L_A(\sigma_{ii} - \sigma_{ik}) \end{aligned} \quad (5.22)$$

Mit dieser Transformation konnte die Winkelabhängigkeit der Induktivitätenmatrix beseitigt werden. Der Einfluss des Luftspalts auf die Induktivitäten wird durch die Komponenten L_d und L_q beschrieben. Diese Art der Modellbildung und Darstellung dient als Basis für die klassische Regelung der Synchronmaschine. Das innere Moment der Maschine berechnet sich durch:

$$M_i = 2p \cdot \text{Im} \left\{ \underline{i}_S \cdot \underline{\psi}_S^* \right\} \quad (5.23)$$

$$M_i = p \cdot \text{Im} \left\{ \sqrt{3} \cdot \underline{i}_S \cdot \psi_{PM} + (L_d - L_q) i_{S0}^2 \right\} \quad (5.24)$$

Werden die beiden Komponenten der komplexen Raumzeiger getrennt dargestellt, ergibt sich:

$$\begin{pmatrix} u_{dq0} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} u_d \\ u_q \\ u_{S0} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_S & 0 & 0 \\ 0 & R_S & 0 \\ 0 & 0 & R_S \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \\ i_{S0} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 & -\dot{\gamma} & 0 \\ \dot{\gamma} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \psi_d \\ \psi_q \\ \psi_{S0} \end{pmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} \psi_d \\ \psi_q \\ \psi_{S0} \end{pmatrix} \quad (5.25)$$

mit

$$\begin{pmatrix} \psi_d \\ \psi_q \\ \psi_{S0} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} L_d & 0 & 0 \\ 0 & L_q & 0 \\ 0 & 0 & L_{S0} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \\ i_{S0} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \sqrt{\frac{3}{2}}\psi_{PM} \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} \quad (5.26)$$

und

$$\underline{(u_S)} = (K) \underline{(u_{dq0})} \quad \text{mit } (K) = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} 1 & j & 0 \\ 1 & -j & 0 \\ 0 & 0 & \sqrt{2} \end{pmatrix} \quad (5.27)$$

$$\underline{(i_S)} = (K) \underline{(i_{dq0})} \quad (5.28)$$

Damit gilt für das innere Moment:

$$M_i = p \cdot i_q \sqrt{\frac{3}{2}} \psi_{PM} + p (L_d - L_q) i_d i_q \quad (5.29)$$

Für $L_d = L_q$ kann das Drehmoment also durch Vorgabe des q-Stroms i_q eingestellt werden. Der Anteil der d-Komponente hat in diesem Fall keinen Einfluss auf das Moment. Im stationären Zustand sind dann die Sollwerte für die Ströme i_d und i_q Gleichgrößen. Damit ist es möglich, für die Regelung des Statorstroms PI-Regler einzusetzen. In einem statorfesten Bezugssystem hingegen würde sich durch die Verzögerung des I-Anteils und bei sinusförmiger Sollwertvorgabe eine dauerhafte Regelabweichung, der so genannten Schleppfehler, einstellen. Damit ist eine stationär genaue Einstellung eines Sollwerts nicht möglich. Ein weiterer Nachteil der rotororientierten Regelung besteht darin, dass sich die beiden Stromkomponenten i_d und i_q gegenseitig beeinflussen. Dies muss durch eine entsprechende Entkopplung in der Struktur des Reglers berücksichtigt und ausgeglichen werden. In Abb. 5.4 ist eine solche klassische Drehzahlregelung mit unterlagelter, rotororientierter Stromregelung abgebildet.

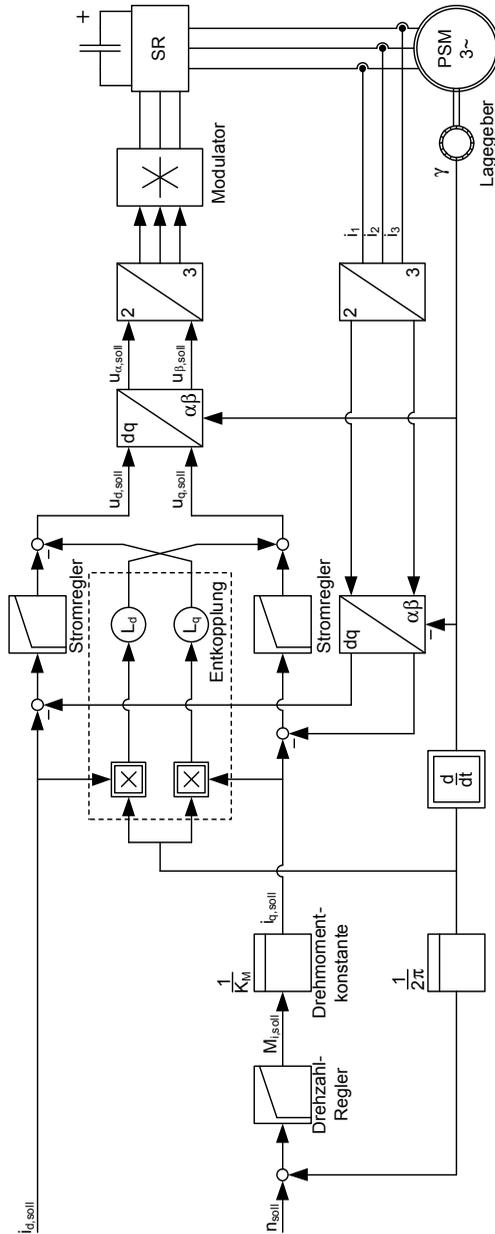


Abbildung 5.4: Klassische Drehzahlregelung einer permanentmagneterregten Synchronmaschine mit unterlagerter Stromregelung im rotororientiertem Bezugssystem

5.2 Vereinfachtes Maschinenmodell

Wie oben erwähnt wurde, ist der Einsatz von PI-Reglern, aufgrund des Phasenfehlers, in einem statorfesten Bezugssystem problematisch für die Stromregelung von Drehstrommaschinen. Deshalb wird meist eine Regelung im rotierenden Bezugssystem, wie sie in Abb. 5.4 dargestellt ist, angewendet. Die Messung der Istwerte (z.B. der Phasenströme) und das Aufschalten der Stellgröße (Statorspannung) erfolgt jedoch immer im statorfesten Bezugssystem. Die für die Transformation in das rotierende Koordinatensystem notwendigen Berechnungen erfordern einen gewissen Rechenaufwand. Eine direkte Regelung des Maschinenstroms, nach dem im Kapitel 4 am Beispiel der Gleichstrommaschine dargestellten Prinzip, besitzt die Eigenschaft den gewünschten Sollwert des Stroms genau in einem Abtastschritt einstellen zu können. Dadurch wird der Phasenfehler vermieden, womit ein solches Verfahren im statorfesten Bezugssystem problemlos eingesetzt werden kann. Dadurch kann die Regelung deutlich vereinfacht werden.

Wird außerdem eine Synchronmaschine mit gleichmäßigem Luftspalt, also $L_d = L_q$ vorausgesetzt, kann das Maschinenmodell der Synchronmaschine vereinfacht werden. Für diesen Fall ist die winkelabhängige Induktivitätenmatrix (L_B) gleich null, so dass nur noch die konstante Induktivitätenmatrix (L_A) zu berücksichtigen ist. Aufgrund der Symmetrie dieser Matrix kann diese auch vereinfacht dargestellt werden durch:

$$(L_A) = \begin{pmatrix} L_E & L_K & L_K \\ L_K & L_E & L_K \\ L_K & L_K & L_E \end{pmatrix} \quad \text{mit } L_E = L_A (1 + \sigma_{ii}) \quad \text{und } L_K = L_A \left(-\frac{1}{2} + \sigma_{ik} \right) \quad (5.30)$$

Für die Implementierung des direkten Stromregelverfahrens wurde aufgrund des gleich bleibenden Wertebereichs, die bezugsleiterinvariante Transformation für die Darstellung der Statorgrößen als Raumzeiger verwendet. Im statorfesten Bezugssystem gilt:

$$\gamma_S = 0 \quad \text{und} \quad \gamma_R = \gamma \quad (5.31)$$

Die entsprechende Transformation lautet:

$$(y) = \begin{pmatrix} y_1 \\ y_2 \\ y_3 \end{pmatrix} = (T) (\underline{y}) = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 1 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} y_\alpha \\ y_\beta \\ y_0 \end{pmatrix} \quad (5.32)$$

Dabei steht (y) wieder für eine zu transformierende Größe wie Strom, Spannung oder Fluss. Die Komponenten y_α und y_β bilden zusammen den entsprechenden Raumvektor der Größe im statorfesten Bezugssystem während y_0 die Nullkomponente des Systems beschreibt. Die entsprechende inverse Transformation lautet:

$$\begin{pmatrix} \underline{y} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} y_\alpha \\ y_\beta \\ y_0 \end{pmatrix} = (T)^{-1} (y) = \frac{2}{3} \begin{pmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} y_1 \\ y_2 \\ y_3 \end{pmatrix} \quad (5.33)$$

Damit wird aus Gleichung (5.5) für den Vollpolläufer:

$$(u_S) = (R_S) (i_S) + \frac{d}{dt} [(L_A) (i_S) + (\psi_{PMS})] \quad (5.34)$$

Unter Anwendung der Transformationen:

$$(u_S) = (T) (\underline{u}_S) \quad (i_S) = (T) (\underline{i}_S) \quad \text{und} \quad (\psi_{PMS}) = (T) (\underline{\psi}_{PMS}) \quad (5.35)$$

wird aus (5.34):

$$(\underline{u}_S) = (T)^{-1} (R_S) (T) (\underline{i}) + (T)^{-1} \frac{d}{dt} [(L_A) (T) (\underline{i}_S) + (T) (\underline{\psi}_{PMS})] \quad (5.36)$$

und daraus:

$$(\underline{R}_S) = (T)^{-1} (R_S) (T) (\underline{i}_S) + (T)^{-1} (L_A) (T) \frac{d}{dt} (\underline{i}_S) + \frac{d}{dt} (\underline{\psi}_{PMS}) \quad (5.37)$$

Mit

$$(\underline{R}_S) = (T)^{-1} (R_S) (T) = (R_S) = \begin{pmatrix} R_S & 0 & 0 \\ 0 & R_S & 0 \\ 0 & 0 & R_S \end{pmatrix} \quad (5.38)$$

und

$$(\underline{L}_A) = (T)^{-1} (L_A) (T) = \begin{pmatrix} L_E - L_K & 0 & 0 \\ 0 & L_E - L_K & 0 \\ 0 & 0 & L_E + 2L_K \end{pmatrix} \quad (5.39)$$

lautet die Statorspannungsgleichung in Raumveigerdarstellung im statorfesten Bezugssystem:

$$(u_S) = (\underline{R}_S) (\underline{i}_S) + (\underline{L}_A) \frac{d}{dt} (\underline{i}_S) + \frac{d}{dt} (\underline{\psi}_{PMS}) \quad (5.40)$$

Bei einer Dreieckverschaltung der Maschinenwicklung besteht die Möglichkeit, dass sich ein Kreisstrom in der Maschine bildet. Dieser Kreisstrom trägt nicht

zur Drehmomentbildung bei und verursacht nur zusätzliche Verluste in den Statorwicklungen. Da üblicherweise die Ströme nur in den Zuleitungen der Maschine gemessen und überwacht werden, besteht hierbei auch die Gefahr, dass die Wicklung der Maschine aufgrund einer Überlastung beschädigt wird. Deshalb wird die Statorwicklung meist in Stern verschaltet und der Sternpunkt der Maschine nicht angeschlossen. Somit kann sich keine Nullkomponente des Stroms ausbilden. Für die folgende Anwendung des direkten Stromregelverfahrens kann deshalb die Nullkomponente in der transformierte Statorspannungsgleichung (5.40) vernachlässigt werden. Es ergibt sich somit die Raumzeigerdarstellung der Statorspannungsgleichung:

$$\underline{u}_S = u_{S\alpha} + ju_{S\beta} = R_S \cdot \underline{i}_S + L_S \frac{d}{dt} \underline{i}_S + \frac{d}{dt} \underline{\psi}_{PMS} \quad \text{mit } L_S = L_E - L_K \quad (5.41)$$

5.3 Leistungselektronisches Stellglied für Drehstromanwendungen

Als leistungselektronisches Stellglied wird in Drehstromanwendungen meist die selbstgeführte Drehstrombrückenschaltung mit Gleichspannungszwischenkreis eingesetzt. Abbildung 5.5 zeigt das Schaltbild einer solchen Anordnung. Die drei Ausgangsklemmen befinden sich jeweils am Mittelabgriff eines so-

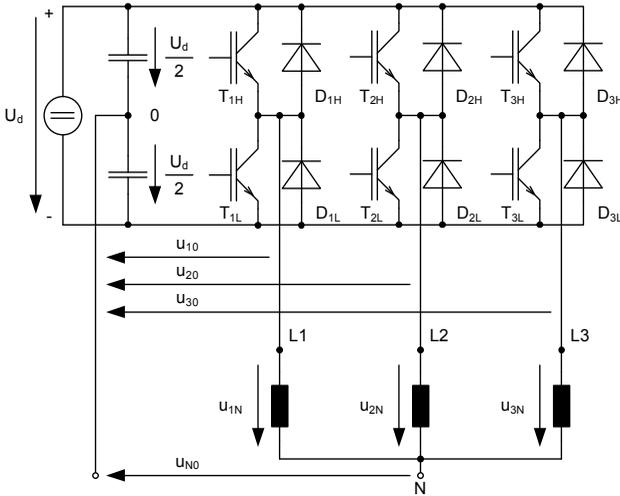


Abbildung 5.5: Schaltbild einer selbstgeführten Drehstrombrückenschaltung mit IGBTs

genannten Halbbrückenzeigs. Dieser besteht aus zwei in Reihe geschalteten abschaltbaren Leistungshalbleitern mit jeweils einer antiparallel dazu geschalteten Diode. Die Dioden sind meist Siliziumdioden. Die abschaltbaren Leistungshalbleiter können je nach Anwendung Bipolarleistungstransistoren, Metal-Oxide Semiconductor Feldeffect Transistors (MOSFET), Gate Turn-Off Thyristoren (GTO) oder Insulate Gate Bipolar Transistoren (IGBT) sein. Die heute gebräuchlichste Ausführung ist die mit IGBTs. Diese vereinen die Vorteile der geringen Durchlassverluste eines Bipolartransistors mit der leistungsarmen Ansteuerung eines Feldeffekttransistors. Durch die Fortschritte in der Entwicklung dieser Bauelemente kann ein breiter Leistungsbereich mit IGBTs abgedeckt werden. Sie sind für Sperrspannungen bis zu 6 kV und Kollektorströmen von bis zu 3 kA erhältlich. Damit lassen sich Systeme von wenigen kW bis einigen MW realisieren, wobei Schaltfrequenzen bis zu ca. 20 kHz möglich sind.

5.3.1 Betriebsverhalten der selbstgeführten Drehstrombrückenschaltung

Die Gleichspannung U_d des Stromrichters wird über einen Kondensator gestützt, so dass sie idealisiert als konstant während einer Schaltperiode angenommen werden kann. Die Spannungen an den Ausgangsklemmen der Drehstrombrückenschaltung können nur diskrete Werte annehmen, deren Niveau von der Zwischenkreisspannung und dem Schaltzustand des Stromrichters abhängt. Die Zwischenkreisspannung wird in den meisten Fällen auf einem konstanten Wert gehalten, so dass eine veränderliche Ausgangsspannung durch abwechselndes Schalten der einzelnen Schaltzustände mit Hilfe eines geeigneten Modulationsverfahrens (siehe Abschnitt 5.4) eingestellt wird. Um die Gleichspannungsquelle nicht kurzzuschließen, sind nur Schaltzustände zulässig, bei denen sich immer nur ein Leistungshalbleiter pro Halbbrücken-zweig im leitenden Zustand befindet. Dies muss vor allem beim Wechsel der einzelnen Schaltzustände aufgrund des nicht idealen Schaltens der Leistungshalbleiter berücksichtigt werden. Gängige IGBT-Bauelemente mit einer maximalen Sperrfähigkeit von $U_{CE,max} = 1200$ V besitzen Schaltzeiten im Bereich von wenigen μ s. Der Ausschaltvorgang dauert dabei jedoch meist länger als der Einschaltvorgang. Außerdem sind noch eventuelle unsymmetrische Verzögerungszeiten der Pegelwandler- und Leistungsanpassungsschaltungen zu berücksichtigen. Aus diesem Grund kann ein Umschaltvorgang innerhalb eines Halbbrücken-zweiges nicht gleichzeitig erfolgen. Statt dessen muss zuerst der noch leitend geschaltete Transistor ausgeschaltet werden, um danach, nach Ablauf einer gewissen Wartezeit, den komplementären Transistor des Halbbrücken-zweiges einzuschalten. Diese für einen sicheren Betrieb des Stromrichters notwendige Schaltprozedur eines realen Stromrichters kann zu Verzerrungen im Verlauf des gewünschten Mittelwerts der Ausgangsspannung führen, wodurch die Qualität einer Stromregelung beeinträchtigt wird. Auch für die korrekte Ermittlung der Stromsteigungen ist eine möglichst genaue Einstellung der gewünschten Schaltzustände notwendig. Es können jedoch Maßnahmen ergriffen werden, die diesen Effekt minimieren können. Dies wird im Kapitel 7.2.1 näher erläutert.

Von den möglichen Schaltkombinationen der sechs Transistoren bleiben also nur acht sinnvolle Schaltzustände übrig. Auch hier kann ebenso wie im Fall der Gleichstromsteller zwischen aktiven Zuständen und Freilaufzuständen unterschieden werden. Dabei sind die aktiven Schaltzustände wiederum dadurch gekennzeichnet, dass der Laststromkreis sich über den Zwischenkreis des Stromrichters schließt, während in den Freilaufzuständen der Lastkreis kurzgeschlossen ist. Unter der Annahme, dass die Durchlassspannungen der Leistungshalbleiter vernachlässigbar gering sind, kann die Drehstrombrückenschaltung in einer idealisierten Form, wie in Abb. 5.6 gezeigt, dargestellt werden. Jede

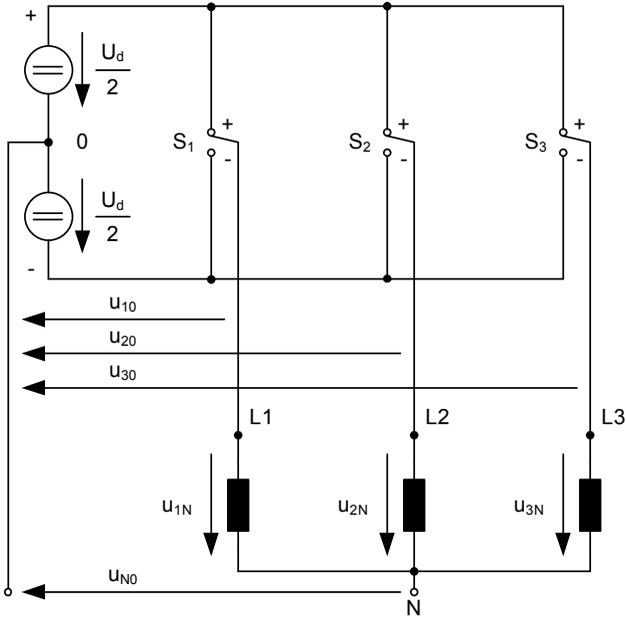


Abbildung 5.6: Idealisertes Schaltbild der Drehstrombrückenschaltung aus Abb. 5.5

Halbrücke wird dabei durch einen idealen Umschalter $S_{1,2,3}$ ersetzt, der die Ausgangsklemme jeweils mit dem positiven (+) oder negativen (-) Potential des Gleichspannungszwischenkreises verbinden kann. Damit ergeben sich für die Schaltzustände SZ die Ausgangsspannungen des Stromrichters laut Tabelle 5.1. Die über einen Strang der Last wirksame Spannung des Stromrichters lässt sich mit Hilfe der Raumzeigerdarstellung in der komplexen Zahlenebene laut Abb. 5.7 darstellen. Die reelle Achse wird dabei üblicherweise auf die erste Ausgangsphase L_1 bezogen und als α -Achse bezeichnet. Die Achse des Imaginärteils wird dementsprechend mit β gekennzeichnet. Die Raumzeiger \underline{s}_n der Schaltzustände sind in Tabelle 5.2 aufgelistet. Die aktiven Schaltzustände (\underline{s}_1 bis \underline{s}_6) bilden die Ecken eines Sechsecks mit der maximal möglichen Länge der Amplitude der Strangsspannung von $\hat{U}_S = \frac{2}{3}U_d$ wie es in Abb. 5.7 dargestellt ist. Die beiden Freilaufzustände (\underline{s}_7 und \underline{s}_8) liegen im Ursprung dieses Sechsecks. Sie sind von ihrer Wirkung identisch und werden deshalb zu einem Schaltzustandsvektor \underline{s}_0 zusammengefasst. Durch einen schnellen Wechsel der

SZ	S ₁	S ₂	S ₃	u ₁₀	u ₂₀	u ₃₀	u _{1N}	u _{2N}	u _{3N}	u _{N0}
1	+	-	-	$+\frac{U_d}{2}$	$-\frac{U_d}{2}$	$-\frac{U_d}{2}$	$+\frac{2U_d}{3}$	$-\frac{U_d}{3}$	$-\frac{U_d}{3}$	$-\frac{U_d}{6}$
2	+	+	-	$+\frac{U_d}{2}$	$+\frac{U_d}{2}$	$-\frac{U_d}{2}$	$+\frac{U_d}{3}$	$+\frac{U_d}{3}$	$-\frac{2U_d}{3}$	$+\frac{U_d}{6}$
3	-	+	-	$-\frac{U_d}{2}$	$+\frac{U_d}{2}$	$-\frac{U_d}{2}$	$-\frac{U_d}{3}$	$+\frac{2U_d}{3}$	$-\frac{U_d}{3}$	$-\frac{U_d}{6}$
4	-	+	+	$-\frac{U_d}{2}$	$+\frac{U_d}{2}$	$+\frac{U_d}{2}$	$-\frac{2U_d}{3}$	$+\frac{U_d}{3}$	$+\frac{U_d}{3}$	$+\frac{U_d}{6}$
5	-	-	+	$-\frac{U_d}{2}$	$-\frac{U_d}{2}$	$+\frac{U_d}{2}$	$-\frac{U_d}{3}$	$-\frac{U_d}{3}$	$+\frac{2U_d}{3}$	$-\frac{U_d}{6}$
6	+	-	+	$+\frac{U_d}{2}$	$-\frac{U_d}{2}$	$+\frac{U_d}{2}$	$+\frac{U_d}{3}$	$-\frac{2U_d}{3}$	$+\frac{U_d}{3}$	$+\frac{U_d}{6}$
7	+	+	+	$+\frac{U_d}{2}$	$+\frac{U_d}{2}$	$+\frac{U_d}{2}$	0	0	0	$+\frac{U_d}{2}$
8	-	-	-	$-\frac{U_d}{2}$	$-\frac{U_d}{2}$	$-\frac{U_d}{2}$	0	0	0	$-\frac{U_d}{2}$

Tabelle 5.1: Schaltzustände und zugehörige Ausgangsspannungen der Drehstrombrückenschaltung

einzelnen diskreten Schaltzustände kann im Mittel eine Ausgangsspannung u_S von variabler Höhe und Richtung generiert werden, deren Raumzeiger sich innerhalb des Sechsecks (Abb. 5.7) befindet. Das entsprechende Schaltmuster wird über einen Modulator generiert, der auf verschiedene Arten ausgeführt werden kann.

5.4 Modulationsverfahren

Für den drehzahlvariablen Betrieb einer Drehstrommaschine muss an den Klemmen des Stromrichters ein Drehspannungssystem von einstellbarer Frequenz und Amplitude mit Hilfe der acht möglichen Schaltzustände generiert werden. Im einfachsten Fall werden dazu die sechs aktiven Schaltzustände nacheinander entsprechend der Drehrichtung der Maschine und ihrer Drehzahl eingeschaltet. Dieses Verfahren wird als Blocksteuerung bezeichnet. Die Grundschwingungsamplitude \hat{U}_{1S} der Strangsspannung des so generierten Drehspannungssystems beträgt:

$$\hat{U}_{1S} = \frac{2}{\pi} U_d \quad (5.42)$$

und stellt die maximal mögliche Aussteuerung der Drehstrombrückenschaltung dar. Da die Zwischenkreisspannung U_d meist konstant gehalten wird, liegt bei der Blocksteuerung die Amplitude der Ausgangsspannung fest. Die

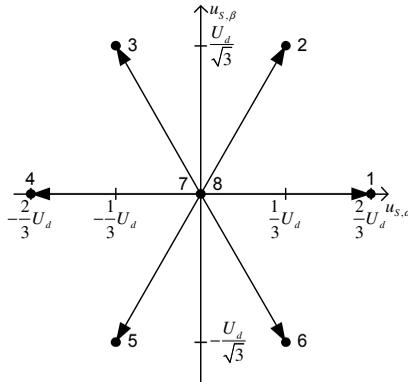


Abbildung 5.7: Raumzeigerdarstellung der Strangspannungen für die acht Schaltzustände der Drehstrombrückenschaltung

Stellmöglichkeiten für die Regelung des Maschinenstroms sind dadurch sehr begrenzt. Das Drehmoment kann nur durch die Änderung der Phasenlage der Stromrichterausgangsspannung zur Polradspannung beeinflusst werden. Aus diesem Grund wird die Blocksteuerung meist nur in sehr speziellen Anwendungen eingesetzt. Ein wichtiges Anwendungsgebiet sind z.B. die preisgünstigen und schnelldrehenden Kleinantriebe in Computerlaufwerken und Lüftern mit sogenannten Brushless D.C. Motoren, die von ihrem Funktionsprinzip einer Synchronmaschine entsprechen. Um höhere Anforderungen an die Stromregelung über den vollständigen Drehzahlbereich bis zum Stillstand erfüllen zu können, müssen andere Modulationsverfahren verwendet werden, die sich in drei Untergruppen unterscheiden lassen:

- Toleranzbandverfahren
- Trägerverfahren
- Raumzeigermodulation

5.4.1 Toleranzbandverfahren

Toleranzbandverfahren kommen bei der Realisierung von direkten Regelverfahren zum Einsatz. Bei diesen Verfahren wird die Regelgröße, z.B. der Statorstrom oder der Statorfluss, auf einer vorgegeben Sollwertkurve des Raumzeigers gehalten. Dabei wird um die Bahn des Sollwertes ein Toleranzbereich gelegt, innerhalb dessen sich die zu regelnde Größe bewegen darf. Droht ein

Schaltzustand	Schaltzustandsvektor	$u_{S,\alpha}$	$u_{S,\beta}$	$ u_S $
1	$\underline{S}_1 = (1 \quad j0)$	$\frac{2U_d}{3}$	0	$\frac{2}{3}U_d$
2	$\underline{S}_2 = (\frac{1}{2} \quad j\frac{\sqrt{3}}{2})$	$\frac{U_d}{3}$	$\frac{U_d}{\sqrt{3}}$	$\frac{2}{3}U_d$
3	$\underline{S}_3 = (-\frac{1}{2} \quad j\frac{\sqrt{3}}{2})$	$-\frac{U_d}{3}$	$\frac{U_d}{\sqrt{3}}$	$\frac{2}{3}U_d$
4	$\underline{S}_4 = (-1 \quad j0)$	$-\frac{2U_d}{3}$	0	$\frac{2}{3}U_d$
5	$\underline{S}_5 = (-\frac{1}{2} \quad -j\frac{\sqrt{3}}{2})$	$-\frac{U_d}{3}$	$-\frac{U_d}{\sqrt{3}}$	$\frac{2}{3}U_d$
6	$\underline{S}_6 = (\frac{1}{2} \quad -j\frac{\sqrt{3}}{2})$	$\frac{U_d}{3}$	$-\frac{U_d}{\sqrt{3}}$	$\frac{2}{3}U_d$
7/8	$\underline{S}_0 = (0 \quad j0)$	0	0	0

Tabelle 5.2: Schaltzustände und zugehöriger Raumveiger der Strangspannung der Last

Verlassen der Regelgröße aus dem Toleranzbereich, muss durch Umschalten auf einen anderen, geeigneten Schaltzustand entgegen gesteuert werden. Die passenden Schaltzustände werden dabei aus einer Schalttabelle ausgewählt, in der das Verhalten der Regelstrecke berücksichtigt wird. Wird die Überwachung des Toleranzbandes durch analoge Komparatorschaltungen realisiert, kann aufgrund der fehlenden Rechenzeit eine sehr schnelle und robuste Regelung erzielt werden. Allerdings sind auch einige gravierende Nachteile solcher Verfahren zu berücksichtigen. So ist die Schaltfrequenz der Halbleiter nicht konstant. Sie kann lediglich durch die Wahl der Breite des Toleranzbandes nach oben begrenzt werden.

Durch die variable Schaltfrequenz sind die Schaltverluste auch im stationären Betrieb nicht gleich verteilt und vorhersehbar, wodurch es zu lokalen Überhitzungen von einzelnen Halbleitern und damit zu Ausfällen kommen kann.

Außerdem sind die Oberschwingungen der Ausgangsspannung, die durch die Modulation verursacht werden, in einem breiten Frequenzspektrum verteilt, wodurch die Auslegung von effektiven Filtern erschwert wird. Mit der Breite des Toleranzbandes wird neben der Schaltfrequenz auch die Welligkeit des Drehmoments beeinflusst. Um niederfrequente Verzerrungen der Ströme zu vermeiden, wird der Toleranzbereich meist sehr schmal ausgelegt, was zu hohen Schaltfrequenzen führt.

5.4.2 Raumzeigermodulation

Bei der Raumzeigermodulation wird mit Hilfe der acht diskreten Schaltzustände des Stromrichters eine mittlere Ausgangsspannung generiert, die dem Sollwertspannungszeiger nach Möglichkeit entspricht. Die Mittelung der Ausgangsspannung erfolgt über ein festes Modulationsintervall T_M . Nach Ablauf der Dauer eines solchen Intervalls wiederholt sich bei gleichem Sollwert die Abfolge der Schaltzustände. Dadurch liegt die Schaltfrequenz der Leistungshalbleiter fest. Die in diesem Zusammenhang bei den Toleranzbandverfahren auftretenden Nachteile können damit vermieden werden. Die Auswahl der benötigten Schaltzustände und ihre jeweiligen Einschalt Dauern kann mit Hilfe der Raumzeigerdarstellung über eine geometrische Projektion des Sollwertzeigers auf die Zeiger der sechs diskreten aktiven Schaltzustände des Stromrichters bestimmt werden (vgl. Abb. 5.8). Der Längenan teil einer solchen Projektion

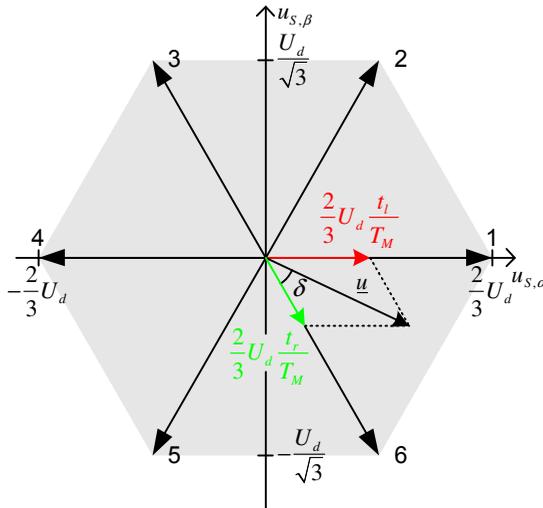


Abbildung 5.8: Bestimmung der relativen Einschalt dauern der Schaltzustände für die Raumzeigermodulation. Der grau hinterlegte Bereich kennzeichnet das mit der Raumzeigermodulation erreichbare Gebiet der Ausgangsspannung

on an der Gesamtlänge des Zeigers stellt die relative Einschalt dauer des zugehörigen Schaltzustands innerhalb einer Modulationsperiode dar. Jeder Raumzeiger kann dabei durch eine Kombination aller Schaltzustände gebildet wer

den. Um die modulationsbedingten Zusatzverluste jedoch so gering wie möglich zu halten, ist es sinnvoll den Ausgangsspannungszeiger nur durch aktive Schaltzustände, die ihn unmittelbar umgeben, und den Freilaufzuständen zu bilden. Dadurch wird eine maximale Spannungsausnutzung des Stromrichters und ein minimaler Klirrfaktor der Ausgangsspannung erreicht. Wird die maximale Länge eines Zeigers von $\frac{2}{3}U_d$ als ein Einschaltverhältnis $\frac{t_{ein}}{T_M}$ von 100% interpretiert, lassen sich die relativen Einschalt Dauern für die Nachbildung eines Sollspannungszeigers \underline{u} wie folgt berechnen:

$$\frac{t_r}{T_M} = \frac{\sqrt{3}|\underline{u}|}{U_d} \sin\left(\frac{\pi}{3} - \delta\right) \quad (5.43)$$

$$\frac{t_l}{T_M} = \frac{\sqrt{3}|\underline{u}|}{U_d} \sin(\delta) \quad (5.44)$$

$$\frac{t_0}{T_M} = 1 - \frac{t_r}{T_M} - \frac{t_l}{T_M} \quad (5.45)$$

Der Mittelwert der Ausgangsspannung \bar{u}_S ergibt sich dabei zu:

$$\bar{u}_S = \frac{2U_d}{3T_M} \left(\int_t^{t+t_r} \underline{S}_r dt + \int_{t+t_r}^{t-t_r+t_l} \underline{S}_l dt \right) \quad r,l \in [0-6] \quad (5.46)$$

Dabei bezeichnet t_r die Einschaltdauer des Schaltzustands \underline{S}_r , dessen Raumzeiger vom Ursprung aus gesehen rechts vom Sollraumzeiger \underline{u} liegt. Dementsprechend ist t_l die Einschaltdauer des Schaltzustands \underline{S}_l , der links des Sollraumzeigers liegt. Der Winkel δ ist dabei vom rechts liegenden Zeiger aus zum Sollraumzeiger abzutragen. Die Zeit t_0 entspricht der Einschaltdauer des Freilaufs \underline{S}_0 , der auf die Schaltzustände 7 und 8 aufgeteilt werden kann. Auf diese Weise kann jeder Spannungszeiger, der sich innerhalb des Sechsecks (siehe schraffierter Bereich in Abb. 5.8) befindet, durch den Stromrichter approximiert werden. Soll die Ausgangsspannung als sinusförmige Drehspannung von bestimmter Frequenz und Amplitude moduliert werden, entspricht dies einer Drehung des Sollwertzeigers \underline{u} auf einer Kreisbahn um den Ursprung innerhalb des Sechsecks. Die dabei größtmögliche Kreisbahn bei Vollaussteuerung ist der Innkreis des Sechsecks. Damit ergibt sich für die Raumzeigermodulation eine maximale Amplitude der Strangspannung von:

$$\hat{U}_S = \frac{U_d}{\sqrt{3}} \quad (5.47)$$

Die Abfolge der Schaltzustände innerhalb einer Modulationsperiode kann bei der Raumzeigermodulation prinzipiell beliebig gewählt werden. Um jedoch die Schaltverluste innerhalb einer Modulationsperiode möglichst gering zu halten, empfiehlt es sich die Schaltzustände so anzuordnen, dass beim Wechsel immer nur ein Halbbrücken-zweig umgeschaltet wird. Außerdem ist es vorteilhaft, ein

zur Periodenmitte symmetrisches Pulsmuster zu wählen. Dazu wird der Freilauf auf den Anfang, das Ende und die Mitte des Modulationsintervalls verteilt. Eine mögliche Schaltzustandsfolge für die Generierung eines Ausgangsspannungsraumzeigers \underline{u} nach Abb. 5.8 könnte also lauten: [7,6,1,8,1,6,7]. Die Aufteilung des Freilaufs auf die Schaltzustände 7 und 8 kann variiert werden. Meist wird der Freilauf zu gleichen Teilen auf die Schaltzustände 7 und 8 aufgeteilt. Dies wird als *3-arm-modulation* bezeichnet. Für kleine bis mittlere Aussteuerungen sind damit die Anteile der Verzerrungsströme im Laststrom am geringsten. Für große Aussteuergrade in der Nähe der Vollaussteuerung kann es hingegen günstiger sein, den Freilauf nur auf einen Schaltzustand zu verteilen. Dadurch wird die Anzahl der Schaltvorgänge innerhalb einer Modulationsperiode reduziert. Durch ein Anheben der Modulationsfrequenz kann dann bei gleichen Schaltverlusten der Anteil der Verzerrungsströme bei hohen Aussteuerungen reduziert werden [20]. Diese Art des Pulsmusters wird als *2-arm-modulation* bezeichnet.

5.4.3 Trägerverfahren

Eine weitere wichtige Modulationsart stellen die Trägerverfahren dar. Modulatoren nach diesem Funktionsprinzip lassen sich leicht als Analogschaltungen realisieren, sind jedoch auch in ihrer äquivalenten digitalen Realisierung sehr gebräuchlich. Bei diesen Verfahren erfolgt die Generierung der Schaltimpulse durch einen Vergleich eines periodischen Trägersignals mit einem Sollwertsignal. Der Pegel des Sollwertsignals ist dabei äquivalent zur gewünschten Höhe der mittleren Ausgangsspannung. Mit der Periodendauer des Trägersignals wird die Schaltfrequenz der Leistungshalbleiter festgelegt. Meist wird dabei ein Sägezahn- oder Dreieckssignal verwendet. Für die Ansteuerung einer Drehstrombrückenschaltung werden drei Sollwertsignale mit einem gemeinsamen Trägersignal verglichen. Jedes Sollwertsignal ist dabei jeweils einem Halbbrückenweig zugeordnet und repräsentiert den gewünschten Mittelwert der Ausgangsspannung am Mittelabgriff dieser Halbbrücke. Nach Tabelle 5.1 kann die Spannung an den Ausgangsklemmen bezüglich des Mittelpunkts der Zwischenkreisspannung nur die Werte $\pm \frac{U_d}{2}$ annehmen. Für eine im Mittel negative Ausgangsspannung muss also der untere Leistungshalbleiter der entsprechenden Halbbrücke anteilmäßig länger eingeschaltet werden als der obere und entsprechend umgekehrt für eine im Mittel positive Ausgangsspannung. Dies wird erreicht, wenn für die Dauer in der das Trägersignal kleiner als das Sollwertsignal ist der obere Leistungshalbleiter eingeschaltet wird und entsprechend der untere leitend wird, wenn das Trägersignal größer als das Sollwertsignal ist. Der Spitze-Spitze-Wert des Trägersignals repräsentiert also die Höhe der Zwischenkreisspannung U_d . Die maximale Amplitude des Sollwertsignals ist damit äquivalent zu einer maximalen Amplitude der Ausgangsspannung

von $\frac{U_d}{2}$. Werden die drei Sollwertsignale sinusförmig und mit einer Phasenverschiebung von 120° moduliert, stellt sich an den Ausgangsklemmen des Stromrichters im Mittel ein entsprechendes Drehspannungssystem nach der Sollwertvorgabe ein. Wird als Trägersignal ein symmetrisches Dreieckssignal verwendet, ergibt sich dabei ein zur Mitte der Modulationsperiode symmetrisches Pulsmuster. Die Pulsperiodendauer der Leistungshalbleiter entspricht damit der Modulationsperiode $T_p = T_M$. Allerdings erreicht die Grundschiwingung der Klemmenspannung an der Last für sinusförmige Sollwertkurven im Vergleich zur Raumzeigermodulation nur eine geringere maximale Amplitude von $\frac{U_d}{2}$. Durch die Addition einer zusätzlichen Nullkomponente auf alle drei Sollwerte kann die mögliche Aussteuerung auf den gleichen Wert wie bei der Raumzeigermodulation gebracht werden. Eines der dabei gebräuchlichsten Verfahren ist die Super-Sinus-Modulation. In [17] wird gezeigt, dass sich dabei ein zur Raumzeigermodulation identisches Pulsmuster ergibt.

5.5 Stromänderungsparameter in Drehstromsystemen

Aufbauend auf den Ansätzen aus Kapitel 3, in dem die Möglichkeit zur Bestimmung des Streckenverhaltens anhand der Stromsteigungen erläutert wurde, wird im folgenden Kapitel die entsprechende Umsetzung des Prinzips für Drehstromanwendungen erläutert. Die dabei gewonnenen Gleichungen werden für die Regelung des Statorstroms einer permanentmagneterregten Synchronmaschine angewendet. In der Dissertation von Weigold [36] wurde eine solche Stromregelung realisiert. Das dabei entstandene System und dessen Eigenschaften werden im Weiteren beschrieben, sowie die sich daraus ergebenden Anknüpfungspunkte für diese Arbeit vorgestellt.

In Kapitel 3 wurde gezeigt, wie durch die Bestimmung der Steigungen des Laststroms das Streckenverhalten identifiziert und für eine Stromregelung angewendet werden kann. In Kapitel 4 erfolgte die Anwendung auf die Ankerstromregelung eines Gleichstromantriebssystem. Dazu wurden die Stromänderungsparameter ΔI_a und ΔI_f eingeführt. Es soll nun gezeigt werden, wie diese beiden Parameter auch für Drehstromsysteme definiert werden können.

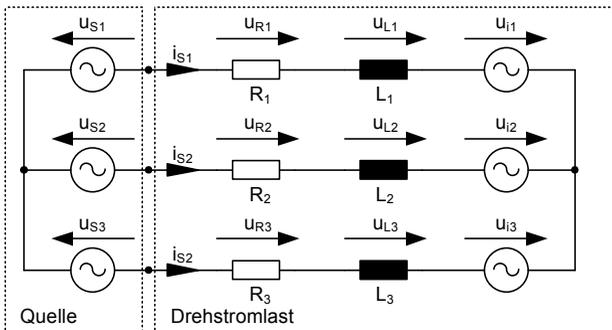


Abbildung 5.9: Ersatzschaltbild einer symmetrischen Drehstromlast

Das Ersatzschaltbild der Stromregelstrecke für Drehstrommaschinen (Abb. 5.9) lässt sich ähnlich zu dem der Gleichstrommaschine (vgl. Abb. 3.2) als eine ohmsch-induktive Strecke mit Gegenspannung darstellen. Für ein Drehspannungssystem ohne Nullkomponente an einer symmetrischen Last gilt:

$$u_{S1} = R_1 \cdot i_{S1}(t) + L_1 \cdot \frac{di_{S1}(t)}{dt} + u_{i1}(t) \quad (5.48)$$

$$u_{S2} = R_2 \cdot i_{S2}(t) + L_2 \cdot \frac{di_{S2}(t)}{dt} + u_{i2}(t) \quad (5.49)$$

$$u_{S3} = R_3 \cdot i_{S3}(t) + L_3 \cdot \frac{di_{S3}(t)}{dt} + u_{i3}(t) \quad (5.50)$$

Aufgrund des symmetrischen Aufbaus der Last gilt:

$$R_1 = R_2 = R_3 = R \quad (5.51)$$

$$L_1 = L_2 = L_3 = L \quad (5.52)$$

Damit kann das Spannungssystem mit Hilfe der Raumzeigerdarstellung (vgl. Abschnitt 5.2) vereinfacht dargestellt werden:

$$\underline{u}_S(t) = R \cdot \underline{i}_S(t) + L \cdot \frac{d\underline{i}_S(t)}{dt} + \underline{u}_i(t) \quad (5.53)$$

Wird die Last an einer selbstgeführten Drehstrombrückenschaltung betrieben, kann die Strangsspannung \underline{u}_S nur sieben diskrete Werte annehmen, die von der Höhe der Zwischenkreispannung und dem Schaltzustand \underline{S}_n des Stromrichters abhängen. Gleichung (5.53) lässt sich dann mit Hilfe der Schaltzustandsvektoren aus Tabelle 5.2 darstellen:

$$\frac{2}{3} U_d \cdot \underline{S}_n = R \cdot \underline{i}_S(t) + L \cdot \frac{d\underline{i}_S(t)}{dt} + \underline{u}_i(t) \quad n \in [0 - 6] \quad (5.54)$$

Der Index n steht dabei für einen der sieben in Tabelle 5.2 aufgeführten Schaltzustandsvektoren. Die Zwischenkreisspannung ist eine, meist über einen Kondensator geglättete, vorgegebene Größe, die sich durch die Art der Speisung des Zwischenkreises, z.B. über eine Diodengleichrichterschaltung, am Netz einstellt. Eine von diesen diskreten Schaltzuständen abweichende Spannung an der Last kann deshalb nur durch eine Kombination der diskreten Schaltzustände im zeitlichen Mittel eingestellt werden. Über die in Abschnitt 5.4 vorgestellten Modulationsverfahren werden die entsprechenden Schaltfolgen und ihre jeweiligen Einschalt Dauern bestimmt. Mit den heute üblichen Schaltfrequenzen von mehreren kHz liegen die Modulationsperioden T_M im μs Bereich. Die Abtastung der Sollwerte, die Bestimmung der Stromänderungsparameter und der Stromendwerte, sowie die Ausführung der Regelalgorithmen erfolgt in einem konstanten Raster. Die Periodendauer dieses Abtastrasters soll als Regelperiode T_S bezeichnet werden. Um Schwebungen zu vermeiden, muss die Regelung synchronisiert zum Takt des Modulators durchgeführt werden. Die Regelperiode T_S ist somit immer ein ganzzahliges Vielfaches oder ein Teiler der Modulationsperiode. Für die weiteren Betrachtungen soll davon ausgegangen werden, dass $T_S \leq T_M$ ist, so dass die folgende Vereinfachungen angenommen werden können:

- Die Zwischenkreisspannung ist ausreichend geglättet und wird damit innerhalb einer Regelperiode als konstant angenommen.

- Die Gegenspannung u_i ändert sich nur langsam und wird damit ebenfalls innerhalb einer Regelperiode als konstant angenommen.
- Die Zeitkonstante der Strecke $\tau = \frac{L}{R}$ ist deutlich größer als die Regelperiode.
- Der Anteil des ohmschen Spannungsabfalls sei so gering, das er innerhalb einer Regelperiode mit seinem mittleren Wert als konstant angenommen werden kann.

Aufgrund der oben gemachten Annahmen ist es möglich, die Spannungsgleichung (5.54) in zeitdiskreter Schreibweise darzustellen:

$$\frac{2}{3} U_{d,k} \cdot \underline{s}_{n,k} = R_k \cdot \underline{I}_{S,k} + L_k \cdot \left(\frac{di_S}{dt} \right)_{n,k} + \underline{U}_{i,k} \quad n \in [0-6], k \in \mathbb{N} \quad (5.55)$$

Der Index k beschreibt dabei die Zugehörigkeit eines Streckenparameters bzw. einer Variablen zu einem bestimmten Zeitpunkt, der einem Vielfachen der Regelperiode $k \cdot T_S$ entspricht. Damit ergibt sich der Verlauf der Stroms innerhalb einer Regelperiode als eine Folge von Geraden. Die Steigungen dieser Geraden werden von der Induktivität der Strecke und der über sie wirksamen Spannung bestimmt. Dabei können wieder zwei Schaltzustandsgruppen unterschieden werden. Für die Schaltzustände 1 bis 6 schließt sich der Stromkreis der Last über den Zwischenkreis des Stromrichters und die Zwischenkreisspannung liegt dem Schaltzustandsvektor entsprechend über der Last an. Diese Schaltzustände werden wieder als aktive Zustände bezeichnet. Entsprechend sind die beiden in ihrer Wirkung identischen Schaltzustände 7 und 8 die Freilaufzustände, in denen die Last kurzgeschlossen ist. Die Stromänderung eines aktiven Schaltzustands innerhalb eines Regelintervalls k ergibt sich damit zu:

$$\left(\frac{di_S}{dt} \right)_{a,k} = \frac{1}{L_k} \left(\frac{2}{3} U_{d,k} \cdot \underline{s}_{n,k} - (R_k \cdot \underline{I}_{S,k} + \underline{U}_{i,k}) \right) \quad n \in [1-6], k \in \mathbb{N} \quad (5.56)$$

Entsprechend ist die Stromänderung im Freilauf:

$$\left(\frac{di_S}{dt} \right)_{f,k} = \frac{1}{L_k} (0 - (R_k \cdot \underline{I}_{S,k} + \underline{U}_{i,k})) \quad n = 0, k \in \mathbb{N} \quad (5.57)$$

Sowohl in den aktiven als auch in den Freilaufzuständen ist die Wirkung der Gegenspannung und des ohmschen Spannungsabfalls zu berücksichtigen. Wird diese Wirkung mit den oben gemachten Annahmen als konstant über eine Regelperiode betrachtet, kann sie aus den aktiven Schaltzuständen durch eine Differenzbildung herausgerechnet werden. Dies führt analog zu Gleichung

(4.1) und (4.2) zu der Definition der Stromänderungsparameter:

$$\Delta \underline{I}_{a,k} = \left[\left(\frac{d\underline{i}_S}{dt} \right)_{a,k} - \left(\frac{d\underline{i}_S}{dt} \right)_{f,k} \right] \cdot T_S = \frac{1}{L_k} \cdot \frac{2}{3} U_{d,k} \cdot \underline{S}_{n,k} \cdot T_S \quad (5.58)$$

$$\Delta \underline{I}_{f,k} = \left(\frac{d\underline{i}_S}{dt} \right)_{f,k} \cdot T_S = -\frac{1}{L_k} (R_k \cdot \underline{I}_{S,k} + \underline{U}_{i,k}) \cdot T_S \quad (5.59)$$

Der Stromänderungsparameter $\Delta \underline{I}_a$ beschreibt die Stromänderung, die sich ergeben würde, wenn nur die Zwischenkreisspannung für eine ganze Regelperiode auf die Last wirkt. Die Richtung von $\Delta \underline{I}_a$ hängt dabei nur vom Schaltzustand des Stromrichters ab. Die Wirkung der Gegenspannung und des ohmschen Spannungsabfalls findet sich im Stromänderungsparameter $\Delta \underline{I}_f$ wieder und beschreibt die Stromänderung, die sich einstellt, wenn für eine ganze Regelperiode nur der Freilaufzustand geschaltet wird. Auch hier kann wieder davon ausgegangen werden, dass die Stromänderungsparameter sich nur langsam ändern. Somit können die in der aktuellen Regelperiode bestimmten Stromänderungsparameter für die Prädiktion des Streckenverhaltens in den nächsten Regelperioden benutzt werden. Damit kann eine Stromregelung für Drehstromanwendungen durchgeführt werden. In [36] wurde eine Stromregelung für eine permanentmagneterregte Synchronmaschine implementiert. Im folgenden Abschnitt sollen die dazu erforderlichen Berechnungen sowie das in [36] realisierte System beschrieben werden.

5.6 Stromregelung einer permanentmagneterregten Synchronmaschine unter Verwendung der Stromänderungsparameter

Im vorherigen Abschnitt wurde beschrieben, wie die Definition der Stromänderungsparameter allgemein auf eine symmetrische, ohmsch-induktive Drehstromlast mit Gegenspannung übertragen werden kann. Eine permanentmagneterregte Synchronmaschine stellt eine solche Last, wie in Abb. 5.9 dargestellt, dar. Der ohmsche Widerstand wird als verlustbringender Faktor bei der Maschinenkonstruktion minimiert, so dass die Änderung des Spannungsabfalls \underline{u}_R innerhalb einer Modulationsperiode als gering angenommen werden kann. Es wird außerdem davon ausgegangen, dass der Luftspalt der Synchronmaschine über den gesamten Umfang konstant ist und somit gilt:

$$L_d = L_q$$

Damit kann die Raumzeigerdarstellung der Statorspannungsgleichung im starfesten Bezugssystem nach Gleichung (5.41) angewendet werden. Es wird davon ausgegangen, dass die Drehzahl des Rotors innerhalb einer Regelperiode

als konstant angenommen werden kann. Damit liegt eine konstante Flussänderung $\frac{d}{dt}\psi_{p,MS}$ vor, die nach dem Induktionsgesetz eine Spannung in der Statorwicklung induziert, die als Polradspannung \underline{u}_p bezeichnet wird. Die Statorspannungsgleichung lautet somit:

$$\underline{u}_S(t) = R_S \cdot \dot{i}_S(t) + L_S \cdot \frac{di_S(t)}{dt} + \underline{u}_p(t) \quad (5.60)$$

Die Synchronmaschine wird von einer selbstgeführten Drehstrombrückenschaltung gespeist. Dabei wird ein Modulationsverfahren mit fester Pulsfrequenz für die Modulierung der Strangspannung verwendet. Es wird davon ausgegangen, dass die Polradspannung innerhalb einer solchen Modulationsperiode konstant mit ihrem Periodenmittelwert anliegt. Damit lauten die Gleichungen (5.56) und (5.57) auf die Synchronmaschine angewendet:

$$\left(\frac{di_S}{dt}\right)_{a,k} = \frac{1}{L_{S,k}} \left(\frac{2}{3} U_{d,k} \cdot \underline{s}_{n,k} - \left(R_{S,k} \cdot \underline{i}_{S,k} + \underline{u}_{p,k} \right) \right) \quad n \in [1-6], k \in \mathbb{N} \quad (5.61)$$

und

$$\left(\frac{di_S}{dt}\right)_{f,k} = \frac{1}{L_{S,k}} \left(0 - \left(R_{S,k} \cdot \underline{i}_{S,k} + \underline{u}_{p,k} \right) \right) \quad n = 0, k \in \mathbb{N} \quad (5.62)$$

Wie in Abschnitt 5.4 gezeigt, werden für die Modellierung eines beliebigen Spannungszeigers immer die ihn direkt umgebenden diskreten Schaltzustände verwendet. D.h. es werden in einer Periode zwei aktive Schaltzustände und der Freilauf geschaltet. Wird ein symmetrisches Pulsmuster verwendet, werden die nach Gleichung (5.43), (5.44) und (5.45) erforderlichen Einschalt Dauern der Schaltzustände symmetrisch zur Intervallmitte aufgeteilt. Um die Stromänderungsparameter zu berechnen, müssen die Stromsteigungen innerhalb der einzelnen Schaltzustände bestimmt werden. Dabei kann wieder das Least-Squares-Schätzverfahren (siehe Abschnitt 3.2.1) verwendet werden. Die Genauigkeit der Schätzung wird umso größer, je mehr Messwerte in einem Messintervall verarbeitet werden können. Aus diesem Grund wurde in [36] ein spezielles angepasstes Pulsmuster verwendet, wie es in Abb. 5.10 beispielhaft dargestellt ist. Dabei wurde ein Modulationsintervall in zwei Regelintervalle $T_S = \frac{T_M}{2}$ aufgeteilt, die immer mit den aktiven Schaltzuständen beginnen und mit dem Freilauf enden. Ein solches Regelintervall stellt die kürzest mögliche Zeit für die Einstellung eines Sollwerts mit Hilfe von maximal drei Schaltzuständen dar. Jedes Regelintervall wiederum setzt sich damit aus drei Messintervallen zusammen, in denen die Stromsteigungen bestimmt werden. Analog zu Gleichung

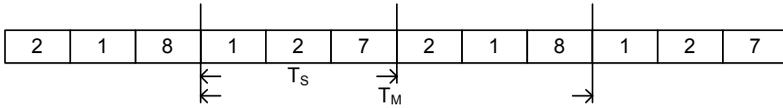


Abbildung 5.10: Modifiziertes Pulsmuster

(3.12) gilt für die Messwerte innerhalb der drei Schaltzustände:

$$\dot{i}_{e,a1,k}(n \cdot T_{AD}) = \underline{L}_{e,f,k-1} + \left(\frac{di}{dt} \right)_{a1,k} \cdot n \cdot T_{AD} + \underline{e}_{a1,k}(n \cdot T_{AD}) \quad (5.63)$$

$$\dot{i}_{e,a2,k}(n \cdot T_{AD}) = \underline{L}_{e,a1,k} + \left(\frac{di}{dt} \right)_{a2,k} \cdot n \cdot T_{AD} + \underline{e}_{a2,k}(n \cdot T_{AD}) \quad (5.64)$$

$$\dot{i}_{e,f,k}(n \cdot T_{AD}) = \underline{L}_{e,a2,k} + \left(\frac{di}{dt} \right)_{f,k} \cdot n \cdot T_{AD} + \underline{e}_{f,k}(n \cdot T_{AD}) \quad (5.65)$$

Für die vollständigen Messintervalle ergibt sich dementsprechend in Matrixschreibweise:

$$\left(\dot{i}_{a1,k} \right) = \left(O_{a1,k} \right) \cdot \underbrace{\left(\frac{L_{e,f,k-1}}{\left(\frac{di}{dt} \right)_{a1,k}} \right)}_{\left(p_{a1,k} \right)} + \left(\underline{e}_{a1,k} \right) \quad (5.66)$$

$$\left(\dot{i}_{a2,k} \right) = \left(O_{a2,k} \right) \cdot \underbrace{\left(\frac{L_{e,a1,k}}{\left(\frac{di}{dt} \right)_{a2,k}} \right)}_{\left(p_{a2,k} \right)} + \left(\underline{e}_{a2,k} \right) \quad (5.67)$$

$$\left(\dot{i}_{f,k} \right) = \left(O_{f,k} \right) \cdot \underbrace{\left(\frac{L_{e,a2,k}}{\left(\frac{di}{dt} \right)_{f,k}} \right)}_{\left(p_{f,k} \right)} + \left(\underline{e}_{f,k} \right) \quad (5.68)$$

Für den Stromendwert des Teilintervalls gilt dann:

$$\underline{L}_{e,k} = \underline{L}_{e,k-1} + \left(\frac{di_S}{dt} \right)_{a1,k} \cdot t_{a1} + \left(\frac{di_S}{dt} \right)_{a2,k} \cdot t_{a2,k} + \left(\frac{di_S}{dt} \right)_{f,k} \cdot t_0 \quad (5.69)$$

Durch die Anwendung von Gleichung (3.26) auf die Serie von Messwerten innerhalb eines jeden Messintervalls können die Steigungen bestimmt werden:

$$\left(\hat{p}\right)_{a1,k} = \begin{pmatrix} \hat{i}_{e,f,k-1} \\ \left(\frac{d\hat{i}}{dt}\right)_{a1,k} \end{pmatrix} = \left[(O)_{a1,k}^T (O)_{a1,k} \right]^{-1} (O)_{a1,k}^T \cdot (i)_{a1,k} \quad (5.70)$$

$$\left(\hat{p}\right)_{a2,k} = \begin{pmatrix} \hat{i}_{e,a1,k} \\ \left(\frac{d\hat{i}}{dt}\right)_{a2,k} \end{pmatrix} = \left[(O)_{a2,k}^T (O)_{a2,k} \right]^{-1} (O)_{a2,k}^T \cdot (i)_{a2,k} \quad (5.71)$$

$$\left(\hat{p}\right)_{f,k} = \begin{pmatrix} \hat{i}_{e,a2,k} \\ \left(\frac{d\hat{i}}{dt}\right)_{f,k} \end{pmatrix} = \left[(O)_{f,k}^T (O)_{f,k} \right]^{-1} (O)_{f,k}^T \cdot (i)_{f,k} \quad (5.72)$$

Mit diesen Schätzwerten können dann die Stromänderungsparameter berechnet werden:

$$\Delta I_{a,k} = \left[\begin{pmatrix} \frac{d\hat{i}_S}{dt} \end{pmatrix}_{a1,k} - \begin{pmatrix} \frac{d\hat{i}_S}{dt} \end{pmatrix}_{f,k} \right] \cdot T_S \quad (5.73)$$

$$= \left[\begin{pmatrix} \frac{d\hat{i}_S}{dt} \end{pmatrix}_{a2,k} - \begin{pmatrix} \frac{d\hat{i}_S}{dt} \end{pmatrix}_{f,k} \right] \cdot T_S \quad (5.74)$$

$$\Delta I_{f,k} = \begin{pmatrix} \frac{d\hat{i}_S}{dt} \end{pmatrix}_{f,k} \cdot T_S \quad (5.75)$$

Die so bestimmten Stromänderungsparameter wurden in [36] für die Parametrisierung eines Dead-Beat-Reglers für die Stromregelung im statorfesten Koordinatensystem verwendet. Die Struktur des inneren Stromregelkreises ist in Abb. 5.11 dargestellt. Die zeitdiskrete Übertragungsfunktion der Regelstrecke

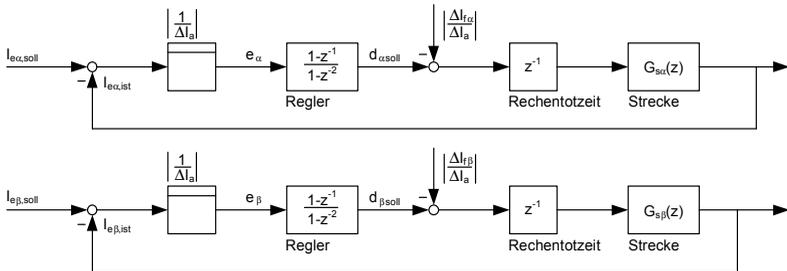


Abbildung 5.11: Stromregelung im statorfesten Koordinatensystem mit einem Dead-Beat-Regler unter Verwendung der Stromänderungsparameter

ist durch ein Verzögerungsglied 1. Ordnung aufgrund des abtastenden Verhaltens des Stromrichters gegeben. Die Verstärkung der Regelstrecke ist zum einen durch die Spannungseinprägung des Stromrichters bestimmt, die von der Zwischenkreisspannung abhängt, sowie von der Induktivität der Stromregelstrecke. Diese Regelstreckenparameter finden sich im Stromänderungsparameter wieder, so dass für die Übertragungsfunktion der Strecke gilt:

$$\underline{G}_S(z) = \frac{I_{e,ist}}{d_{soll}} = \frac{\Delta I_a}{z-1} \quad (5.76)$$

Zu dieser Strecke muss außerdem noch die Rechentotzeit der Signalverarbeitung berücksichtigt werden, so dass sich für die Auslegung des Dead-Beat-Reglers ein System 2. Ordnung ergibt.

$$\underline{G}_R(z) = \frac{d_{soll}}{e} = \frac{1-z^{-1}}{1-z^{-2}} \quad (5.77)$$

Damit kann ein Sollwert des Stromendwerts in minimal zwei Regelperioden T_S eingestellt werden. Durch die Division der Regelabweichung mit dem Stromänderungsparameter $|\Delta I_a|$ erfolgt eine Normierung der Reglerverstärkung und damit eine selbstständige und permanente Anpassung des Reglers auf Änderungen der Regelstrecke. Die Wirkung der Gegenspannung wird als Störgröße aufgefasst und dementsprechend am Ausgang des Reglers über den Stromänderungsparameter ΔI_f vorgesteuert. Da der Dead-Beat-Regler auf den Endwert einer Regelperiode wirkt, wird ein zusätzlicher Regelkreis für die Regelung des Mittelwertes benötigt. Aufgrund des in [36] gewählten Pulsmusters (vgl. Abb. 5.10) ist hierfür eine Mittelwertbildung des Stroms über zwei Regelperioden erforderlich.

Um das Drehmoment der Synchronmaschine gezielt einstellen zu können, ist außerdem eine entsprechende Regelung der Ströme im rotorfesten Bezugssystem erforderlich. Durch die unterlagerte Regelung im statorfesten System erhält die Strecke ein P-Verhalten, weshalb der überlagerte Mittelwertregler im rotierendem Bezugssystem als I-Regler ausgelegt werden kann. Damit ergibt sich der vollständige Regelkreis für eine feldorientierte Regelung der permanentmagneterregten Synchronmaschine, wie er in Abb. 5.12 dargestellt ist. Mit dieser Regelungsstruktur konnte in [36] die Funktion des Verfahrens im stationären Betrieb bewiesen werden. Daraus ergaben sich die Ansatzpunkte für die weitere Entwicklung des Verfahrens in dieser Arbeit.

Bei dem in [36] realisierten System wurden für die Regelung der Statorströme konventionelle Regelstrukturen, wie z.B. ein P- oder ein Dead-Beat-Regler verwendet, deren Regelverstärkung mit Hilfe der Stromänderungsparameter kontinuierlich an das aktuelle Streckenverhalten adaptiert wurde. In dieser Arbeit hingegen sollten die Stromänderungsparameter direkt für die Einstellung des

gewünschten Sollwerts genutzt werden und die Regelgeschwindigkeit verdoppelt werden. Dadurch und durch eine entsprechende Umstellung des Pulsmusters kann der überlagerte Strommittelwertregler überflüssig gemacht werden. Durch diesen Ansatz erreicht das neue Regelverfahren die für digitale Regelsysteme höchst mögliche Dynamik von nur noch einer Regelperiode für die Einstellung eines Sollwertes. Die theoretischen Grundlagen und die praktische Umsetzung für eine solche schnelle, direkte Regelung wird in den folgenden Abschnitten vorgestellt.

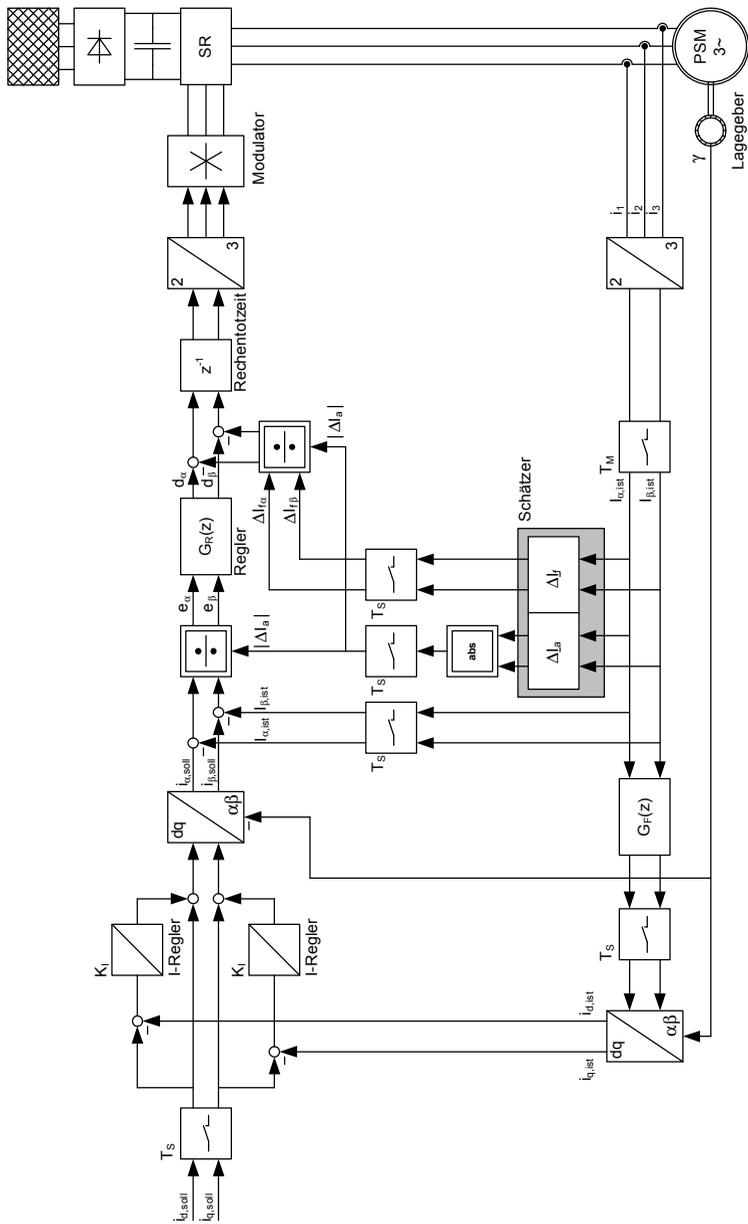


Abbildung 5.12: Schaltbild der in [36] implementierten kaskadenförmigen feldorientierten Regelung.

6

Direkte Stromregelung einer permanentmagneterregten Synchronmaschine

Wie anhand der Gleichstrommaschine gezeigt wurde, ist es mit Hilfe der Stromänderungsparameter ΔI_a und ΔI_f möglich, den Strom direkt, nach nur einer Regelperiode, auf seinen Sollwert einzustellen. Dabei wird keine Kenntnis der Maschinenparameter wie z.B. der Induktivität oder des Widerstands benötigt, wodurch eine entsprechende Berechnung und manuelle Einstellung eines Stromreglers entfällt. Mit Hilfe der Raumzeigerdarstellung können die Stromänderungsparameter auch für Drehstromsysteme definiert werden. Im Folgenden soll nun gezeigt werden, wie sich daraus eine direkte Stromregelung für die permanentmagneterregte Synchronmaschine ableiten lässt. Dadurch kann auch hier die Totzeit der Regelung auf eine Regelperiode verkürzt werden. Damit ist es außerdem möglich, auf einen überlagerten Mittelwertregler im rotororientierten Koordinatensystem zu verzichten, was zu einer erheblichen Vereinfachung und einem weiteren Gewinn an Regeldynamik führt. Gelingt es, dieses Verfahren auch aus dem Stillstand heraus und für kleine Drehzahlen zu beherrschen, steht ein leistungsfähiges Regelverfahren zur Verfügung, das bei erleichtertem Aufwand der Inbetriebnahme eine gleichzeitig hohe Dynamik verspricht.

6.1 Direkte Stromregelung durch Identifikation des Streckenverhaltens

Wie in Abschnitt 5.5 gezeigt, kann das Verhalten der Stromregelstrecke einer Synchronmaschine über die Stromänderungsparameter ΔI_a und ΔI_f bestimmt werden, die aus den Stromsteigungen innerhalb der einzelnen Schaltzustände des speisenden Stromrichters ermittelt wurden. In Abschnitt 5.6 wurde erläutert, wie diese Parameter für die adaptive Parametrisierung eines Stromreglers eingesetzt werden können. Die Stromänderungsparameter können jedoch auch ohne die Verwendung eines klassischen Reglers für eine direkte Regelung des Stroms benutzt werden. Das Prinzip ähnelt dabei sehr dem Verfahren der Raumzeigermodulation, so dass die Funktion der Stromregelung und der Modulation der Stromrichterausgangsspannung praktisch miteinander verschmelzen. In der Abb. 6.1 ist das Prinzip in einem Beispiel grafisch dargestellt.

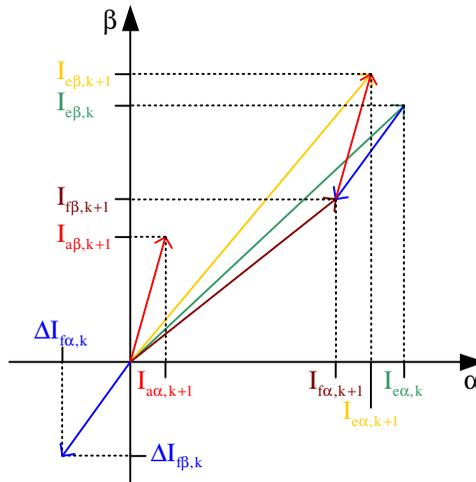


Abbildung 6.1: Bestimmung der über die aktiven Schaltzustände einzuprägenden Stromänderung zur Einstellung des gewünschten Sollwerts

Abbildung 6.1 stellt eine Momentanaufnahme des aktuellen Systemzustands innerhalb einer Regelperiode T_S zum Zeitpunkt k dar. Der Endwert des Stroms $I_{e,k}$ kann somit als der aktuelle Istwert des Stroms bezeichnet werden. Die Stromänderungsparameter $\Delta I_{a,k}$ und $\Delta I_{f,k}$ geben das aktuelle Streckenverhalten an. Unter der Annahme, dass sich das Streckenverhalten in der nächsten Re-

gelperiode $k + 1$ nicht wesentlich ändert (siehe Kapitel 3), kann mit den Stromänderungsparametern der Bereich bestimmt werden, in der der Statorstrom innerhalb der nächsten Regelperiode gebracht werden kann.

Der Stromänderungsparameter $\Delta \underline{I}_f$ gibt an, wie der Strom sich durch die Wirkung der Gegenspannung und des ohmschen Spannungsabfalls in der nächsten Regelperiode verändert. Damit lässt sich ausgehend vom Istwert des Stroms der Wert des Stroms $\underline{I}_{f,k+1}$ bestimmen, der sich einstellen würde, wenn im nächsten Regelintervall kein aktiver Schaltzustand verwendet wird.

$$\underline{I}_{f,k+1} = \underline{I}_{e,k} + \Delta \underline{I}_{f,k} \quad (6.1)$$

Diese Wirkung von $\Delta \underline{I}_f$ auf den Verlauf des Stroms innerhalb der nächsten Regelperiode ist unvermeidlich. Die Lage des Stromendwerts kann nur durch

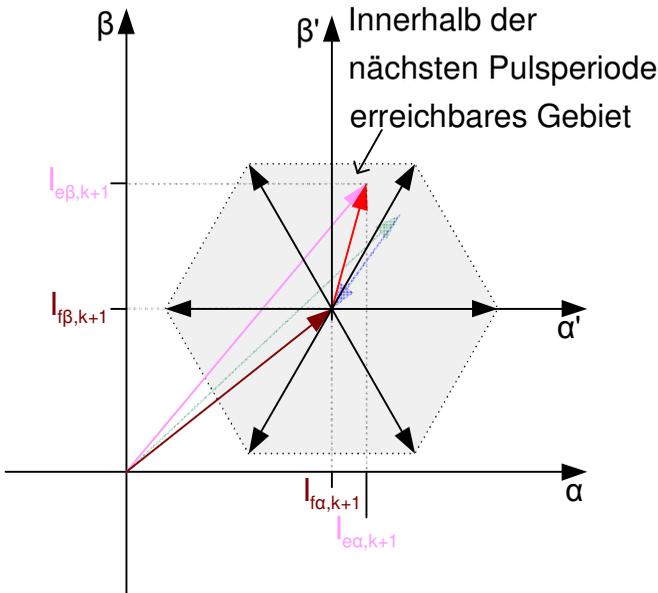


Abbildung 6.2: Erreichbares Gebiet des Statorstroms innerhalb des nächsten Regelintervalls

die aktiven Schaltzustände gezielt beeinflusst werden. Da $\Delta \underline{I}_a$ die ideale Wirkung der aktiven Zustände ohne die Wirkung der induzierten Spannung und des ohmschen Spannungsabfalls beschreibt, ist die Richtung der mit den aktiven Zuständen erreichbaren Stromänderung nur durch den Schaltzustand be-

stimmt. Der Betrag von ΔI_a hingegen beschreibt die maximale Höhe der erreichbaren Stromänderung. Somit wird durch die sechs aktiven Schaltzustände \underline{S}_1 bis \underline{S}_6 des Stromrichters ein Sechseck, ähnlich dem der möglichen Ausgangsspannungen des Stromrichters, aufgespannt, wobei jeder Zeiger die Länge von $|\Delta I_a| = \Delta I_a$ besitzt.

Da die Polradspannung und der ohmsche Spannungsabfall während der ganzen Regelperiode wirksam sind, ergibt sich das durch die aktiven Schaltzustände erreichbare Gebiet des Statorstroms, wenn der Ursprung des durch $\underline{S}_n \cdot \Delta I_{a,k}$ aufgespannten Sechsecks in den Punkt $\underline{I}_{f,k+1}$ gelegt wird, wie es in Abb. 6.2 dargestellt ist.

Die erforderliche Stromänderung $\underline{I}_{a,k+1}$, die über die aktiven Schaltzustände eingepreßt werden muss um den Sollwert $I_{e,k+1}$ zum Ende der Regelperiode T_S zu erreichen, berechnet sich somit aus der Differenz:

$$\underline{I}_{a,k+1} = \underline{I}_{e,k+1} - \underline{I}_{f,k+1} \quad (6.2)$$

In Abb. 6.3 ist das über die aktiven Schaltzustände erreichbare Gebiet und die erforderliche aktive Stromänderung $\underline{I}_{a,k+1}$ aus Abb. 6.2 noch einmal im Detail dargestellt.

Dieses Bild ähnelt dem der Raumzeigermodulation (vgl. Abb. 5.8). Der für die Einprägung von $\underline{I}_{a,k+1}$ erforderliche Aussteuergrad \underline{d}_{k+1} , kann somit analog zu den Gleichungen (5.43) und (5.44) berechnet werden. Auch hier werden die erforderlichen Schaltzustände und deren relative Einschalt Dauern durch eine geometrische Projektion des Zeigers $\underline{I}_{a,k+1}$ auf die ihn unmittelbar umgebenden Zeiger der aktiven Schaltzustände $\underline{S}_n \cdot \Delta I_{a,k}$ bestimmt. Da die Länge der Zeiger von ΔI_a einer relativen Einschaltdauer des entsprechenden Schaltzustands von $\frac{t_n}{T_S} = 100\%$ entsprechen, ergibt sich für seine relative Einschaltdauer:

$$d_{n,k+1} = \frac{t_{n,k+1}}{T_S} = \frac{I_{a,n,k+1}}{\Delta I_{a,k}} \quad (6.3)$$

Dabei entspricht $\underline{I}_{a,n,k+1}$ der Projektion von $\underline{I}_{a,k+1}$ auf einen Zeiger des Schaltzustands n .

Die Vorgabe der über die aktiven Schaltzustände einzuprägenden Stromänderung $\underline{I}_{a,k+1}$ kann also in einen entsprechenden Raumzeiger der relativen Einschaltdauer $\underline{d}_{k+1} = d_{\alpha,k+1} + j d_{\beta,k+1}$ überführt werden.

$$\underline{d}_{k+1} = \frac{\underline{I}_{a,k+1}}{\Delta I_{a,k}} \quad (6.4)$$

Wird Gleichung (6.1) und (6.2) in (6.4) eingesetzt, ergibt sich der Raumzeiger

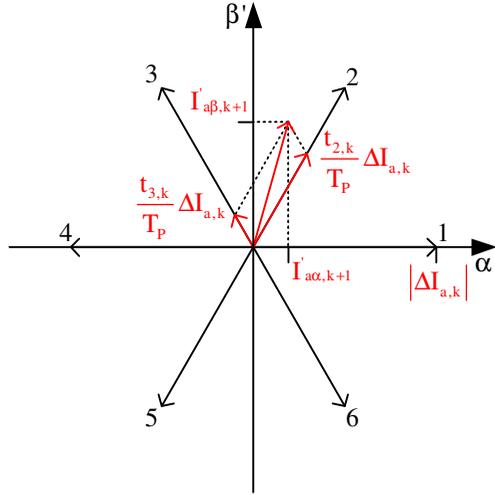


Abbildung 6.3: Erforderliche Schaltzustände und deren relative Einschaltdauer für die Einstellung des Stromsollwertes der nächsten Regelperiode

der relativen Einschaltdauer in kartesischen Koordinaten zu:

$$d_{\alpha, k+1} = \frac{1}{\Delta I_{a,k}} \left(I_{e\alpha, k+1} - I_{e\alpha, k} - \Delta I_{f\alpha, k} \right) \quad (6.5)$$

$$d_{\beta, k+1} = \frac{1}{\Delta I_{a,k}} \left(I_{e\beta, k+1} - I_{e\beta, k} - \Delta I_{f\beta, k} \right) \quad (6.6)$$

Wird $I_{e, k+1}$ als Sollwert $I_{e, soll}$ und $I_{e, k}$ als Istwert $I_{e, ist}$ interpretiert, ergibt sich daraus das in Abb. 6.4 dargestellte Blockschaltbild der direkten Stromregelung. Im Gegensatz zu einer klassischen Stromregelung, bei der der Regler aufgrund der Regeldifferenz einen Stellspannungssollwert ausgibt, der wiederum durch den Modulator aus den diskreten Schaltzuständen des Stromrichters approximiert wird, werden auf diese Weise die erforderlichen Schaltzustände und deren Einschaltdauer direkt bestimmt und damit der gewünschte Wert des Stroms direkt eingestellt.

Die praktische Umsetzung dieses in den Gleichungen (6.5) und (6.6) beschriebenen Verfahrens wird in den folgenden Abschnitten erläutert.

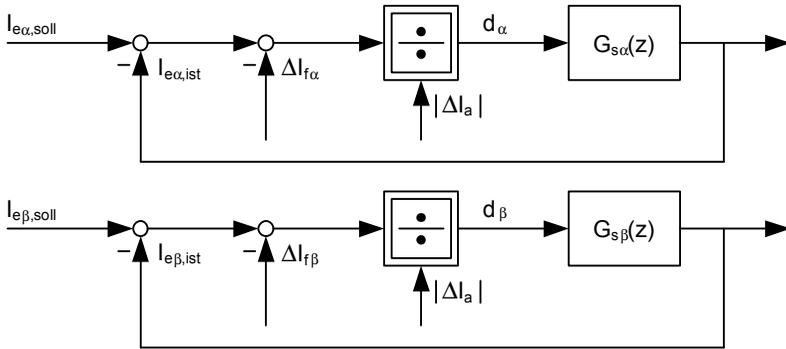


Abbildung 6.4: Schaltbild der direkten Stromregelung unter Verwendung der Stromänderungsparameter

6.2 Wahl des Pulsmusters

Bei der Raumzeigermodulation kann die Reihenfolge der Schaltzustände prinzipiell frei gewählt werden. Wie schon im Kapitel 5.4 beschrieben, sind jedoch bestimmte Pulsmuster vorteilhaft bezüglich der Verluste in den Halbleitern und den Verzerrungen der Ausgangsspannungen bzw. der Ströme. Die Identifikation des Streckenverhaltens durch die Bestimmung der Stromsteigungen stellt jedoch noch weitere Anforderungen an die Gestaltung des Pulsmusters. So hängt die Genauigkeit der mit dem Least-Squares-Schätzverfahren bestimmten Steigungen stark von der Anzahl der in einem Messintervall verarbeiteten Messwerte ab. Für eine möglichst exakte Schätzung ist es also erforderlich, eine möglichst lange Reihe von Messwerten am Stück zu verarbeiten. Aus diesem Grund wurde in [36] ein Pulsmuster verwendet, bei dem in einem Regelintervall möglichst wenige Wechsel der Schaltzustände erfolgen. Jedes Regelintervall besteht dabei aus zwei aktiven Schaltzuständen und einem Freilaufzustand. Es ergeben sich somit drei Messintervalle. Jedes Regelintervall beginnt dabei mit den aktiven Schaltzuständen und endet mit dem Freilaufzustand. Die Abfolge der Schaltzustände wurde dabei so gewählt, dass möglichst immer nur ein Halbbrückenweig umgeschaltet wird. Ein Nachteil dieses Pulsmusters ist jedoch, dass sich im stationären Zustand das Pulsmuster erst nach zwei Regelperioden wiederholt. Für die Regelung des Strommittelwertes musste deshalb eine Mittelwertbildung über zwei Regelperioden erfolgen. Da die Regelung des Stroms auf den Stromendwert erfolgte, war außerdem ein überlagerter Regelkreis für die Regelung des Strommittelwertes erforderlich. Dies bedeutet einen gewissen

Parametrisierungsaufwand bei der Inbetriebnahme eines Antriebssystems und begrenzt die mögliche Dynamik der Stromregelung.

Um diese Nachteile zu vermeiden, wurde in dieser Arbeit ein anderes Pulsmuster gewählt. Es handelt sich um ein zur Modulationsperiode symmetrisches Pulsmuster, wie es durch die Sinus-Dreieck-Modulation gebildet wird. Allerdings erfolgt der Regeleinriff mit der doppelten Frequenz also zweimal pro Modulationsperiode. Es wird davon ausgegangen, dass der Verlauf des Stroms bei einem solchem Pulsmuster zu Beginn, Ende und Mitte einer Modulationsperiode durch seinen Periodenmittelwert hindurchläuft. Damit kann der Mittelwert des Stroms direkt über eine Regelung des Endwerts innerhalb einer Halbperiode eingestellt werden. Es entfällt somit der überlagerte Mittelwertregelkreis. In Abb. 6.5 ist ein Vergleich der beiden Pulsmuster an einem Beispiel dargestellt. Dabei zeigt die Kurve (a) den Verlauf des Stroms für das

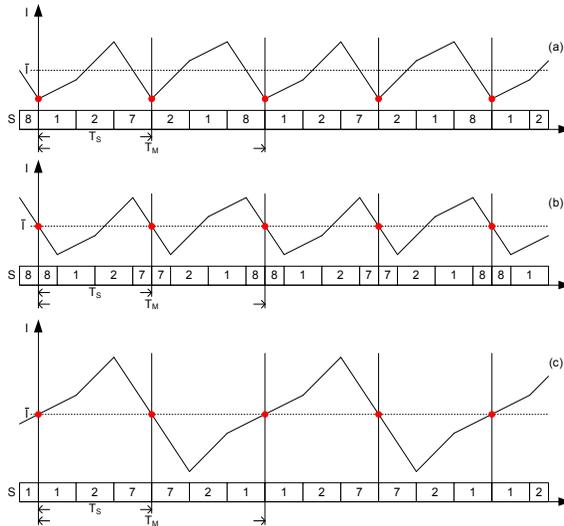


Abbildung 6.5: Vergleich der Auswirkungen des Pulsusters

Pulsmuster welches in [36] verwendet wurde. Der entsprechende Verlauf des Stroms bei gleicher Aussteuerung für das in dieser Arbeit verwendete Pulsmuster wird durch (b) dargestellt. Mit T_S ist dabei jeweils die Regelperiode eingezeichnet. Innerhalb dieser Periode erfolgt auch die Bestimmung der Stromsteigungen und damit der Stromänderungsparameter. Die Dauer einer Modulationsperiode nach der sich das Pulsmuster wiederholt, ist mit T_M bezeichnet. Für

die Verläufe (a) und (b) ist die Schaltfrequenz der Leistungshalbleiter entsprechend $f_p = \frac{1}{T_M}$. Die beiden Pulsmuster erzeugen den identischen Stromrippel. Der entscheidende Unterschied liegt in der Verschiebung der Intervallgrenzen der Modulations- und Regelperiode, so dass für das Pulsmuster (b) der Periodenendwert des Stroms dem Periodenmittelwert entspricht. Damit kann auf einen überlagerten Mittelwertregler verzichtet werden. Der Vorteil des Pulsmusters (b) für die direkte Regelung des Strommittelwerts über den Stromendwert der Regelperiode wird allerdings durch eine Aufteilung des Freilaufzustands auf den Beginn und das Ende der Regelperiode erkauft. Bei großen Aussteuerungen, mit ohnehin schon geringem Anteil des Freilaufs, wird damit eine zuverlässige Bestimmung der Stromsteigung und somit der Stromänderungsparameter noch zusätzlich erschwert. Dieser Nachteil kann jedoch durch eine vom Aussteuergrad abhängige Umstellung des Pulsmusters kompensiert werden. Dazu wird der Freilaufzustand innerhalb einer Modulationsperiode nur noch auf einen der beiden Freilaufschaltzustände 7 und 8 verteilt. Ein solches Pulsmuster wird auch als 2-arm-modulation bezeichnet und ist in Abb.6.5 (c) am gleichen Beispiel dargestellt. Die Aufteilung der Messintervalle ähnelt dabei wieder der des Pulsmusters nach (a). Allerdings bleibt dabei die Symmetrieeigenschaft des Stromverlaufs wie beim Pulsmuster nach (b) erhalten, so dass eine Regelung des Strommittelwerts weiterhin über die Stromendwerte erfolgen kann.

6.3 Modulator mit direkter Stromregelung

Im vorherigen Abschnitt wurde gezeigt, wie sich eine direkte Stromregelung mit Hilfe der Stromänderungsparameter durchführen lässt. Das Ergebnis führt zu einer Darstellung, die der Raumzeigermodulation ähnelt. Im Hinblick auf die Realisierung des Verfahrens in einem FPGA sollen die erforderlichen Berechnung möglichst einfach gehalten werden. Wie in Abschnitt 5.4 gezeigt, lässt sich mit der Sinus-Dreieck-Modulation und einer zusätzlichen Nullkomponente in den Sollwerten der gleiche Modulationsgrad und ein identisches Pulsmuster wie bei der Raumzeigermodulation erzeugen. Die Sinus-Dreieck-Modulation mit Nullkomponente bietet Vorteile in der Realisierung gegenüber der Raumzeigermodulation. So ergibt sich ein zur Mitte des Modulationsintervalls symmetrisches und mit minimalen Umschaltvorgängen versehenes Pulsmuster völlig automatisch. Die aufgrund des nicht idealen Schaltverhaltens der Leistungshalbleiter potentiell problematischen, kurzen Einschalt Dauern eines Schaltzustands können durch eine Begrenzung des Maximal- und Minimalwertes des Sollwertsignals leicht vermieden werden.

Um die nach dem Prinzip der Raumzeigermodulation bestimmten Aussteuergrade aus den Gleichungen (6.5) und (6.6) in entsprechende Sollwerte für die

Sinus-Dreieck-Modulation umzuwandeln, muss die Rücktransformation der Raumzeigerdarstellung in das dreiphasige Originalsystem durchgeführt werden. Dies wird auch als 2/3-Wandlung bezeichnet:

$$d_{1,k+1} = d_{\alpha,k+1} \quad (6.7)$$

$$d_{2,k+1} = -\frac{1}{2} \cdot \left(d_{\alpha,k+1} - \sqrt{3} \cdot d_{\beta,k+1} \right) \quad (6.8)$$

$$d_{3,k+1} = -\frac{1}{2} \cdot \left(d_{\alpha,k+1} + \sqrt{3} \cdot d_{\beta,k+1} \right) \quad (6.9)$$

Für die Berechnung der zusätzlichen Nullkomponente der Super-Sinus-Modulation muss der minimale Aussteuergrad $d_{min,k+1}$ und der maximale Aussteuergrad $d_{max,k+1}$ aus (6.7), (6.8) und (6.9) bestimmt werden. Die Nullkomponente lautet dann:

$$d_{0,k+1} = -\frac{d_{max,k+1} + d_{min,k+1}}{2} \quad (6.10)$$

Die Nullkomponente wird auf alle drei Aussteuergrade addiert:

$$d'_{1,k+1} = d_{1,k+1} + d_{0,k+1} \quad (6.11)$$

$$d'_{2,k+1} = d_{2,k+1} + d_{0,k+1} \quad (6.12)$$

$$d'_{3,k+1} = d_{3,k+1} + d_{0,k+1} \quad (6.13)$$

Um tatsächlich das gleiche Pulsmuster wie bei der Raumzeigermodulation zu erhalten, ist noch die Berücksichtigung eines Korrekturfaktors des Aussteuergrades erforderlich. Dies ist nötig aufgrund der unterschiedlichen Bezugsgrößen der beiden Modulationsverfahren. Die Berechnung des Aussteuergrads \underline{d}_{k+1} bei der direkten Stromregelung erfolgt nach den Prinzipien der Raumzeigermodulation (vgl. Abb.6.3). Das Einschalten eines Schaltzustands $\underline{S}_n \cdot \Delta I_a$ über die gesamte Regelperiode T_S entspricht dabei dem Anlegen der Spannung $\underline{S}_n \cdot \frac{2}{3} U_d$ über diese Periode. Die Bezugsgröße ΔI_a des Raumzeigers der relativen Einschaltdauer \underline{d}_{k+1} entspricht also somit einer Spannung von $\frac{2}{3} U_d$. Durch die 2/3-Wandlung wurde der Raumzeiger der relativen Einschaltdauer in ein dreiphasiges System umgewandelt. Diese relativen Einschaltdauern sollen dann durch die Sinus-Dreieck-Modulation und Super-Sinus umgesetzt werden. Das Sollwertsystem der Sinus-Dreieck-Modulation hingegen ist auf die Spannung $\frac{U_d}{2}$ normiert. Soll also der Zeiger $\underline{d} = 1 + j0 = \underline{S}_1$ gestellt werden, was einer Spannung von $\hat{u}^* = \frac{2}{3} U_d$ entspricht, ergibt sich somit nach der 2/3-Wandlung:

$$d_1 = 1 \quad (6.14)$$

$$d_2 = -\frac{1}{2} \quad (6.15)$$

$$d_3 = -\frac{1}{2} \quad (6.16)$$

Durch Anwendung der Super-Sinus-Modulation wird daraus:

$$d'_1 = \frac{3}{4} \quad (6.17)$$

$$d'_2 = -\frac{3}{4} \quad (6.18)$$

$$d'_3 = -\frac{3}{4} \quad (6.19)$$

Damit würde der aktive Schaltzustand nur für $\frac{3}{4}T_S$ eingeschaltet werden. Die sich damit einstellende mittlere Ausgangsspannung ist dementsprechend um den Faktor $\frac{4}{3}$ zu klein. Deshalb muss der berechnete Aussteuergrad für die Anpassung der unterschiedlichen Bezugsgrößen mit dem Faktor $\frac{4}{3}$ multipliziert werden. Durch die Anwendung der Super-Sinus-Modulation und einer Begrenzung des maximalen Tasterverhältnisses wird gewährleistet, dass dabei die Modulation auf den möglichen Stellbereich innerhalb des Sechsecks (vgl. Abb. 5.7) beschränkt bleibt.

$$d''_{1,k+1} = \frac{4}{3} \cdot d'_{1,k+1} \quad (6.20)$$

$$d''_{2,k+1} = \frac{4}{3} \cdot d'_{2,k+1} \quad (6.21)$$

$$d''_{3,k+1} = \frac{4}{3} \cdot d'_{3,k+1} \quad (6.22)$$

Durch diese Umrechnung ist also gewährleistet, dass der über die Stromänderungsparameter bestimmte Aussteuergrad korrekt durch den Sinus-Dreieck-Modulator umgesetzt wird und damit der Strom, wie durch den Regler berechnet, direkt eingestellt wird.

7

Realisierung des direkten Stromregelverfahrens

In den vorherigen Kapiteln wurde gezeigt, dass mit Hilfe der Stromänderungsparameter eine direkte Regelung des Stroms ohne die Verwendung eines klassischen Regelkreises möglich ist. Um den tatsächlichen praktischen Nutzen dieses Verfahrens demonstrieren zu können, wurde ein entsprechendes drehzahlvariables Antriebssystem mit einer permanentmagneterregten Synchronmaschine aufgebaut. Dabei sollte besonders das Verhalten des Verfahrens im dynamischen Betrieb untersucht werden. In den folgenden Abschnitten werden die dazu verwendeten Einrichtungen zur Signalverarbeitung und Regelung vorgestellt. Danach wird die praktische Umsetzung des Verfahrens näher erläutert.

7.1 Signalverarbeitungssystem

Da zunächst die grundsätzliche Realisierbarkeit des direkten Stromregelverfahrens im Vordergrund stand, wurde eine möglichst leistungsfähige Signalverarbeitungsplattform eingesetzt. Die Basis hierfür bildet das am Elektrotechnischen Institut entwickelte Bussystem, dessen Herzstück ein digitaler Signalprozessor (DSP) des Typs TMS430VC33 der Firma Texas Instruments ist. Das Bussystem (ETI-Bus) ist ein paralleler Datenbus mit 16 Datenleitungen und 8 Adressleitungen, der sich in einem 19"-Rahmen für Einschubkarten im Europakartenformat befindet. Eine mit dem DSP ausgestattete Karte (DSP-Karte) dient dabei als Busmaster. Über den Bus können verschiedene Zusatzkarten, z.B. für

die Auswertung eines Lagegebers, von A/D-Wandlern oder die Generierung der Ansteuersignale eines Stromrichters in das System eingebunden werden. Über eine USB-Verbindung kann der DSP außerdem mit einem PC kommunizieren. Für die Implementierung des direkten Stromregelverfahrens wurde eine spezielle Einschubkarte für das DSP-System entwickelt, deren Aufbau und Funktion im Abschnitt 7.1.2 näher erläutert wird. In Abb. 7.1 sind die für diesen Aufbau eingesetzten Einschubkarten des Systems und ihre Aufgaben dargestellt.

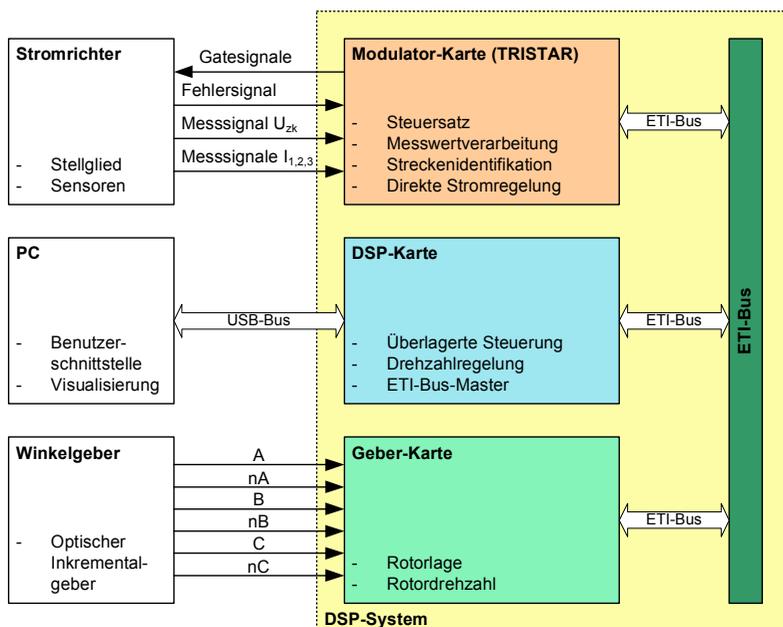


Abbildung 7.1: Funktion und Schnittstellen der Einschubkarten des DSP-Systems

7.1.1 DSP-Karte

Auf der sogenannten DSP-Karte befindet sich der digitale Signalprozessor. Über ein FPGA erfolgt die Anbindung des DSP an den ETI-Bus. Ein weiteres FPGA steuert die Kommunikation zu einem PC über die USB-Schnittstelle. Die DSP-Karte fungiert als Busmaster des Systems. Lese- und Schreibzugriffe wer-

den allein durch diese Karte gesteuert. Über zwei Interruptleitungen auf dem Bus jedoch können die an das Bussystem angeschlossenen Einschubkarten die Ausführung der Interruptroutine des auf dem DSP ausgeführten Programms initiieren.

7.1.2 Spezielle Modulatorkarte mit integrierten A/D-Wandler

Die hohe Abtastrate des zu regelnden Maschinenstroms und die angestrebte Eliminierung der Rechenzeit der Stromregelung stellen hohe Anforderungen an die Signalverarbeitung. Die Datenübertragungskapazität des ETI-Busses reicht dabei nicht aus, um die vom A/D-Wandler anfallenden Werte an den DSP zu übertragen und dort zu verarbeiten. Deshalb wurde eine spezielle Einschubkarte für das Bussystem entwickelt. Das zentrale Bauelement dieser Karte ist ein Field Programmable Gate Array Bauelement (FPGA). Mit einem solchen Bauelement können die verschiedensten Logikschaltungen flexibel realisiert werden. Damit ist es möglich, viele Prozesse parallel und somit den Gesamtprozess sehr schnell ablaufen lassen zu können. Die mit einem FPGA ausgestattete Einschubkarte erfüllt drei grundlegende Funktionen innerhalb des Signalverarbeitungssystems:

- Analog-Digital-Wandlung der Lastströme mit hoher Abtastrate.
- Bestimmung des aktuellen Systemverhaltens durch Auswertung der Stromsteigungen.
- Regelung des Laststroms und Generierung des dazu erforderlichen Puls-musters für die Ansteuerung des Stromrichters.

Diese Einschubkarte wird im Folgenden als Tristar-Karte bezeichnet. In Abb. 7.2 sind die einzelnen Komponenten der Karte und ihre jeweilige Funktion dargestellt.

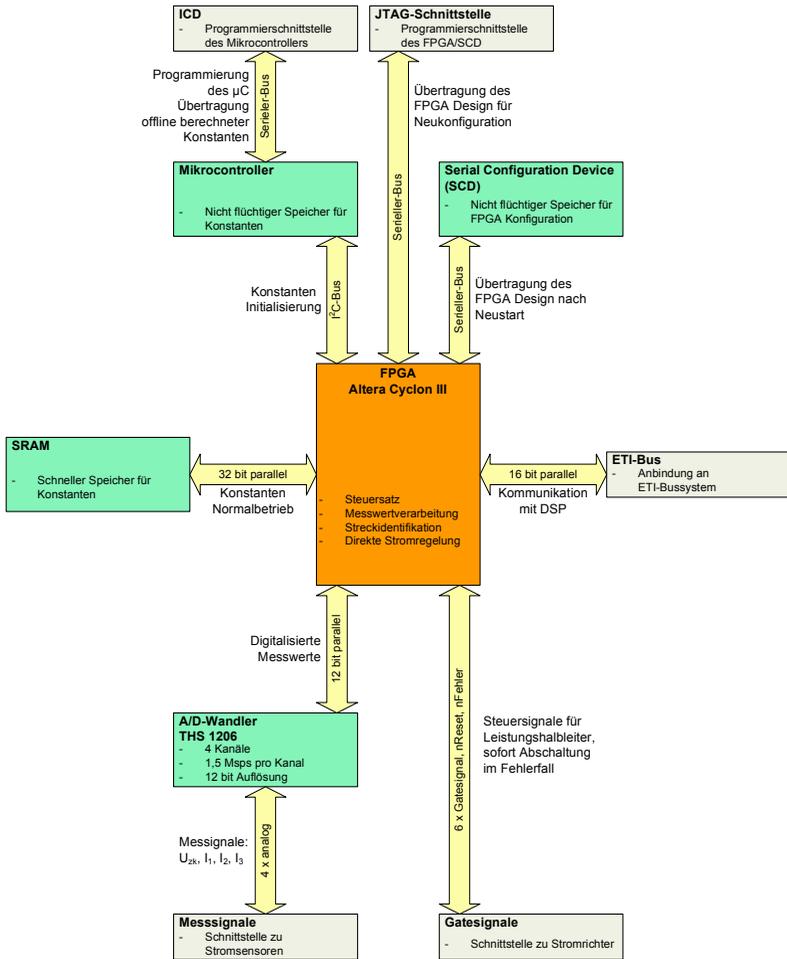


Abbildung 7.2: Komponenten und Funktionen der für das direkte Stromregelverfahren entwickelten Modulatorkarte

FPGA

Das Herzstück der Karte ist der FPGA-Baustein des Typs Cyclone III EP3C25 der Firma Altera. Seine wichtigsten Kenndaten¹ sind in Tabelle 7.1 zusammengefasst. Der FPGA wird mit einer Taktfrequenz von $f_{cyc} = 40$ MHz betrieben.

Logik Elemente (LE)	24624
Speicher (in KByte)	76,032
9 x 9 bit Multiplizierer	132
PLLs	4
I/O-Pins	149

Tabelle 7.1: Kenndaten des FPGAs Cyclone III EP3C25

Da ein FPGA seine Konfiguration beim Abschalten der Versorgungsspannung verliert, wird ein zusätzlicher Speicherbaustein benötigt, das so genannte Serial Configuration Device. Aus diesem Bauteil, welches einen nichtflüchtigen Speicher (Flash) enthält, lädt der FPGA automatisch nach Anlegen der Versorgungsspannung die Konfigurationsdaten, so dass die Karte ohne einen Benutzereingriff in Betriebsbereitschaft geht.

A/D-Wandler

Für die Analog-Digital-Wandlung der Lastströme und der Zwischenkreisspannung wird ein A/D-Wandler Baustein des Typ THS1206 von Texas Instruments eingesetzt. Er besitzt folgende Eigenschaften:

- 4 Single-Ended Analogeingänge mit Sample and Hold (S/H) Stufe. Damit gleichzeitige Abtastung und sequentielle Wandlung von vier Analogwerten möglich.
- Maximale Abtastrate pro Kanal von 1,5 MHz.
- Auflösung von 12 bit.
- Eingangsspannungsbereich von 1,5 V bis 3,5 V.
- Paralleler, bidirektionaler 12 bit Datenbus.
- 16 x 12 bit FIFO-Speicher.

¹Für Darstellung des Präfixes der Einheiten Bit und Byte wurde hier das Dezimalsystem verwendet also 1KByte = 1000 Byte, im Gegensatz zum binären System 1KibiByte= 1024 Byte

SRAM

Für die Verarbeitung der Messwerte des A/D-Wandlers mit dem Least-Squares-Schätzerverfahren werden die im Voraus berechneten, konstanten Werte der Pseudoinversen der Beobachtermatrix (siehe Abschnitt 7.2.3, Gleichung (7.14)) benötigt. Der Zugriff auf diese Konstanten erfolgt mit der Abtastfrequenz des A/D-Wandlers. Deshalb wird ein entsprechend großer und schneller Speicher benötigt. Die im FPGA Baustein zur Verfügung stehenden Speicherzellen reichen in diesem Fall nicht aus. Deshalb wird ein Static Random-Access Memory (SRAM) des Typs K6R4016 der Firma Samsung eingesetzt. Ein solcher Speicherbaustein besitzt eine Speicherfähigkeit von 262144×16 bit. Für den Zugriff auf die Daten gibt es 18 Adressleitungen und 16 Datenleitungen. Die minimale Zugriffszeit liegt bei 10 ns. Auf der Tristar-Karte werden zwei solcher Speicherbausteine eingesetzt. Dabei sind die Adressleitungen parallel verschaltet, so dass unter einer Adresse zwei 16 bit Konstanten gleichzeitig ausgelesen werden können.

Microcontroller

Da der SRAM bei Abschalten der Versorgungsspannung seinen Speicherinhalt verliert, wird ein zusätzlicher, nicht flüchtiger Speicher benötigt. Zu diesem Zweck befindet sich auf der Tristar-Karte ein Microcontroller des Typs PIC32MX460F512 der Firma Microchip. Dieser Microcontroller beinhaltet einen Flashspeicher, der über einen I^2C -Bus durch den FPGA ausgelesen werden kann. Die Zugriffszeiten auf einen Flashspeicher sind deutlich größer als die eines SRAMs. Deshalb kann der nichtflüchtige Speicher nicht direkt für die Verarbeitung der Messwerte im Least-Squares-Schätzer eingesetzt werden. Statt dessen werden die Konstanten nach Anlegen der Versorgungsspannung an der Tristar-Karte zunächst aus dem Flashspeicher über den I^2C -Bus durch den FPGA ausgelesen und in den SRAM kopiert. Erst wenn dieser Vorgang abgeschlossen ist, ist die Karte im betriebsbereiten Zustand.

Sonstige Komponente

Weiterhin befinden sich auf der Karte noch einige Pegelwandler Bausteine für die Anbindung der Karte an das ETI-Bus-System und für die optionale Einrichtung einer RS-232 Schnittstelle.

7.1.3 Inkrementalgeber-Karte

Für die Drehzahlregelung der Synchronmaschine wird ein Lagegeber benötigt. Dazu wird ein Inkrementalgeber eingesetzt. Für die Anbindung eines Gebers an das Bussystem dient die Inkrementalgeber-Karte. Auf dieser Karte befindet

sich ein FPGA für die Auswertung der Impulssignale des Gebers. Die Karte lässt sich dabei für die Verwendung verschiedener Geber konfigurieren.

7.2 FPGA Design

Durch die hohe Abtastrate des A/D-Wandlers müssen große Datenmengen in kurzer Zeit verarbeitet werden. Außerdem ist es für die zuverlässige Identifikation des Streckenverhaltens sehr wichtig, dass das Abtastraster des A/D-Wandlers synchron und in der richtigen Phasenlage zum Modulationsintervall liegt. D.h. die Istwerterfassung, die Stromregelung und der Steuersatz müssen eine fest verzahnte Einheit bilden. Mit einem FPGA können diese Anforderungen erfüllt werden. In einem solchen Baustein können komplexe Logikschaltungen sowohl grafisch als auch über eine entsprechende Beschreibungssprache (Hardware Description Language (HDL)) erstellt und realisiert werden. Durch die heute übliche Integration von Multiplizierer-Einheiten in FPGAs sind auch arithmetische Berechnungen problemlos möglich.

7.2.1 Modulator

Für die Generierung des Pulsmuster wurde ein Sinus-Dreieck-Modulator implementiert. Als Trägersignal dient dabei ein Auf- und Abwärtszähler, der mit der Taktfrequenz des FPGAs inkrementiert wird. Mit jeder FPGA-Taktflanke wird der aktuelle Zählerstand mit drei Sollwertsignalen verglichen. Ist ein Sollwert mit dem Zählerstand identisch, wird der entsprechende Unterautomat für die Kommutierungssteuerung gestartet. Für jeden der drei Brückenarme ist ein eigener Kommutierungsautomat zuständig, der eine sichere Kommutierung gewährleistet. Dabei ist vor allem die Einhaltung einer Verriegelungszeit t_{Ver} zwischen dem Umschalten der Leistungshalbleiter der Halbbrücke zu beachten. Diese, aufgrund des nicht idealen Schaltverhaltens der Leistungshalbleiter erforderliche Verriegelungszeit, kann jedoch zu Verzerrungen der Ausgangsspannung führen. Der Zeitpunkt, an der die Spannung am Ausgang der Halbbrücke tatsächlich kommutiert, ist nämlich abhängig von der Richtung des Stromflusses des Ausgangstroms. Diese Verzerrungen beeinträchtigen die Qualität der Regelung, da die tatsächlich an der Last wirksame mittlere Spannung nicht mehr der durch die Regelung geforderten entspricht. Außerdem ist damit eine korrekte Zuordnung der Strommesswerte zum entsprechenden Schaltzustand für die Bestimmung der Stromsteigungen nicht mehr gewährleistet. Aus diesem Grund wurde eine Kompensation der Schaltverzögerung implementiert. In Abb. 7.3 sind die beiden möglichen Kommutierungsabläufe dargestellt.

Die Steuersignale A und B stellen dabei die Ausgangssignale für einen Brückenarm des im FPGA realisierten Steuersatzes dar. Da die 3,3 V Logiksi-

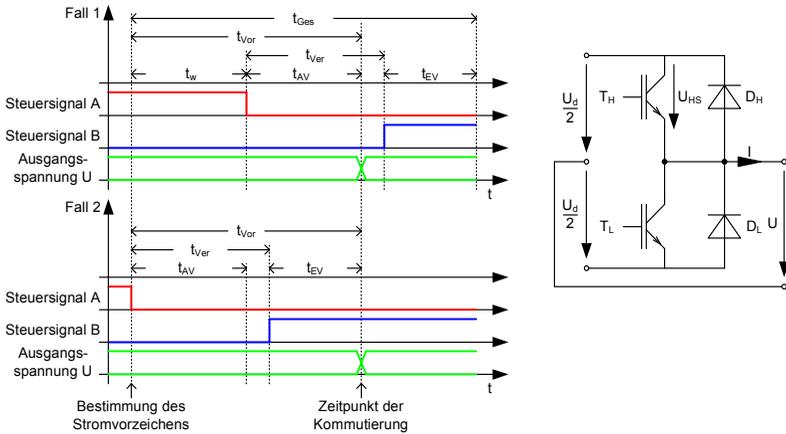


Abbildung 7.3: Unterschiedlicher Verlauf einer Kommutierung

gnale des FPGAs nicht direkt für die Ansteuerung der Leistungshalbleiter verwendet werden können, sind Anpassungs- und Treiberschaltungen notwendig. Über diese erfolgt eine Umwandlung der Spannungspegel, sowie die Bereitstellung der erforderlichen Steuerleistung und einer galvanischen Trennung. Die Schaltungen verursachen jedoch eine Laufzeitverzögerung der Steuersignale. Zusammen mit Ein- und Ausschaltzeiten der Leistungshalbleiter ergeben sich deshalb die Verzögerungszeiten t_{EV} für den Einschaltvorgang und t_{AV} für den Ausschaltvorgang. Diese Zeiten beschreiben die Verzögerung vom Beginn der Schaltflanken A, B des Steuersatzes bis zum Anstieg bzw. Fall der Spannung U_{HS} über den Halbleiterschalter. Um ein Kurzschließen des Spannungszwischenkreises während eines Umschaltvorgangs sicher zu verhindern, wird eine Verriegelungszeit t_{Ver} eingefügt.

Im Fall 1 wird der Strom von einem der abschaltbaren Leistungshalbleiter T_H oder T_L geführt. Wird dieser abgeschaltet, kommutiert der Strom nach dem Ablauf der Abschaltverzögerungszeit t_{AV} auf die jeweils entsprechende antiparallele Diode D_H oder D_L des komplementären Halbleiterschalters. Damit wechselt auch die Spannung U an der Ausgangsklemme des Brückenzeigs ihr Vorzeichen. Im Fall 2 hingegen fließt der Strom zunächst über die antiparallele Diode des eingeschalteten Halbleiterschalters. Damit ändert sich mit dem Abschalten dieses Schalters zunächst nichts an der Ausgangsspannung. Erst nach Ablauf der Verriegelungszeit und dem danach folgendem Einschalten des komplementären Halbleiterschalters, erfolgt die Kommutierung und

damit der Wechsel des Vorzeichens der Ausgangsspannung. Für diese beiden möglichen Abläufe der Kommutierung gilt in Abhängigkeit des Vorzeichens des Ausgangsstroms und der Umschaltrichtung der Halbbrücke die in Tabelle 7.2 dargestellten Zusammenhänge. Außerdem ist dort die jeweilige Zuordnung der in Abb. 7.3 dargestellten Steuersignale A und B zu den steuerbaren Leistungshalbleitern H und L aufgetragen.

Schaltrichtung	Strom	Kommutierungsablauf	Signal H	Signal L
$U : \frac{U_d}{2} \rightarrow -\frac{U_d}{2}$	$I > 0$	Fall 1	A	B
$U : \frac{U_d}{2} \rightarrow -\frac{U_d}{2}$	$I < 0$	Fall 2	A	B
$U : -\frac{U_d}{2} \rightarrow \frac{U_d}{2}$	$I > 0$	Fall 2	B	A
$U : -\frac{U_d}{2} \rightarrow \frac{U_d}{2}$	$I < 0$	Fall 1	B	A

Tabelle 7.2: Abhängigkeit des Kommutierungsvorgangs vom Laststrom und der Schaltrichtung

Damit also die Kommutierung möglichst exakt zu dem gewünschten Zeitpunkt stattfindet, muss die Kommutierungsablaufsteuerung des Steuersatzes schon eine bestimmte Zeit t_{Vor} vor diesem Zeitpunkt beginnen. Diese Zeit berechnet sich aus:

$$t_{Vor} = t_{EV} + t_{Ver} \quad (7.1)$$

Im Modulator wird deshalb vom eigentlichen Sollwertsignal ein der Zeit t_{Vor} entsprechender Betrag abgezogen. Ist das Referenzsignal gleich diesem reduzierten Sollwertsignal, wird der Kommutierungsvorgang eingeleitet. Dazu wird zunächst der zuletzt erfasste Istwert des zum betreffenden Brücken­zweig gehörenden Ausgangsstroms für die Bestimmung des Vorzeichens ausgewertet. Anhand der in Tabelle 7.2 geltenden Zusammenhänge kann dann die Kommutierung entsprechend gesteuert werden. Für den Fall 1 muss dazu das Abschalten des aktiven Halbleiterschalters um die Zeit t_w verzögert werden, wobei gilt:

$$t_w = t_{EV} + t_{Ver} - t_{AV} \quad (7.2)$$

Nach Ablauf der Verriegelungszeit wird dann der komplementäre Halbleiterschalter eingeschaltet. Im Fall 2 hingegen muss sofort mit dem Abschaltvorgang begonnen werden. Es ergeben sich somit für die beiden Fälle unterschiedliche Gesamtdauern für den Kommutierungsvorgang. Um jedoch eine sichere

Kommutierung gewährleisten zu können, sollte bis zum Beginn eines erneuten Kommutierungsvorgangs des gleichen Brückenzeigs mindestens die Dauer

$$t_{Ges} = t_w + t_{Ver} + t_{EV} \tag{7.3}$$

abgewartet werden. Dies muss bei der Begrenzung des maximalen Aussteuergrads berücksichtigt werden.

7.2.2 Ablauf der Schätzung

Durch die Verwendung einer Sinus-Dreieck-Modulation ergibt sich ein zur Modulationsperiodenmitte hin symmetrisches Pulsmuster. Die Modulationsperiode entspricht dabei der Periode des Referenzdreiecksignals. Sie wurde in dieser Arbeit zu $T_M = T_p = 400 \mu s$ gewählt. Die Stromregelung und die Streckenidentifikation wird mit der doppelten Frequenz (siehe Abb. 7.4) $f_S = \frac{2}{T_M}$ betrieben. Jedes Regelintervall teilt sich dadurch in vier Messintervalle f_1, a_1, a_2 und

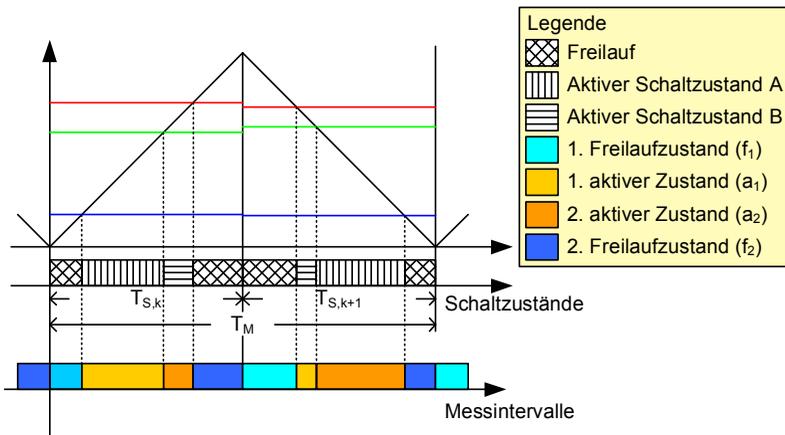


Abbildung 7.4: Pulsmuster der Sinus-Dreieck-Modulation mit zweifachen Regelleitungsgriff pro Modulationsperiode

f_2 , wie in Abb. 7.4 dargestellt, auf. Für jedes dieser Messintervalle wird dann mit Hilfe des Least-Squares-Schätzverfahrens (Abschnitt 5.6) die Stromsteigung und der Stromendwert des Messintervalls bestimmt. Dabei ist eine korrekte Zuordnung der Messwerte zum richtigen Messintervall unbedingt erforderlich. Dazu muss die Abtastung der Ströme durch den A/D-Wandler synchron zur Modulation der Ausgangsspannung erfolgen. Deshalb wird das Taktsignal für

den A/D-Wandler vom FPGA aus dessen internem Taktsignal abgeleitet. Da die Anzahl der in einem Messintervall liegenden Messwerte schon zu Beginn des Messintervalls bekannt sein muss, dürfen die Einschaltdauern der Schaltzustände nur Vielfache der Abtastrate des A/D-Wandlers sein. Die Periodendauer der Abtastung liegt bei $T_{AD} = 800$ ns. Damit enthält jedes Regelintervall immer exakt $\frac{T_s}{T_{AD}} = 250$ Messwerte. Außerdem werden die Umschaltflanken der Schaltzustände durch den Modulator immer so gesetzt, dass der Abtastzeitpunkt des letzten Messwerts eines Messintervalls genau auf das Ende des Schaltzustands fällt. Die Sollwerte für die Sinus-Dreieck-Modulation werden dementsprechend vom Modulator angepasst. Wie in Abb. 7.5 dargestellt, muss außerdem die Totzeit der Analog-Digital-Wandlung bei der Verarbeitung der Messwerte beachtet werden. Diese beträgt bei dem eingesetzten A/D-Wandler $T_{T,AD} = 2,4$ μ s. Deshalb muss die Verarbeitung der Schätzwerte entsprechend

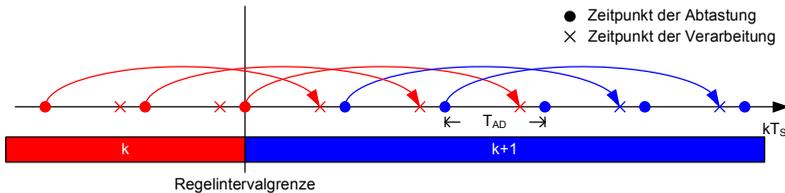


Abbildung 7.5: Zeitlicher Versatz zwischen den Abtastzeitpunkten der Analog-Digital-Wandlung und der Verarbeitung der Messwerte

um die Zeit $T_{T,AD}$ versetzt erfolgen. Das bedeutet aber auch, dass die letzten drei Messwerte eines Messintervalls erst im nächsten Messintervall zur Verarbeitung bereit stehen. Dies ist besonders für das letzte Messintervall am Ende der Regelperiode von Bedeutung. Da zum Ende des Regelintervalls die Bestimmung der Stromänderungsparameter und die Berechnung der Schaltzustände für die nächste Periode abgeschlossen sein muss, können im letzten Messintervall nicht alle Messwerte für die Schätzung berücksichtigt werden. Statt dessen wird die Schätzung schon vorher abgeschlossen und der Periodenendwert des Stroms mit der im aktuellen Regelintervall ermittelten Steigung entsprechend vorrausberechnet. In Abb. 7.6 ist der zeitliche Ablauf der direkten Regelung an der Intervallgrenze des Regelintervalls dargestellt. Prinzipiell wäre es möglich, in einem FPGA die für die Regelung erforderlich Berechnungen vollständig in parallele Prozesse aufzuteilen und somit in einem einzigem Taktzyklus abzuarbeiten. Da dies jedoch zu einem erheblichen Bedarf an Logikgattern und hohen Anforderungen an das Laufzeitverhalten der Signale im FPGA führen würde, werden die Berechnungen auf mehrere Taktzyklen verteilt. Dies wird als Pi-

pelinetechnik bezeichnet. Unter Berücksichtigung der Totzeit $T_{T,AD}$ und der Pipelinezeit T_{pipe} muss für die Schätzung der Stromsteigung im letzten Messintervall auf die Auswertung der letzten vier Messwerte verzichtet werden. Deshalb wird nach der Verarbeitung des fünft letzten Strommesswerts $I_{f2,N-4}$

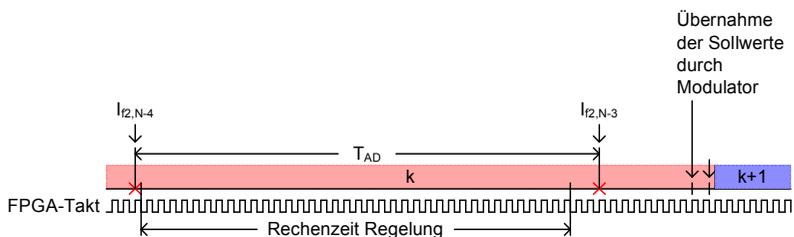


Abbildung 7.6: Zeitlicher Ablauf der Stromregelung

des 2. Freilaufmessintervalls die Regelung durchgeführt. Der Soll-Ist-Wert Vergleich erfolgt dabei mit dem über die Steigungen vorausberechnetem Periodenendwert des Stroms. Nach 25 Taktzyklen des FPGAs ist die Regelung abgeschlossen. Bei einer Anzahl von 8000 Taktzyklen für eine Regelperiode beträgt der Anteil der Rechenzeit der Regelung somit gerade einmal etwas mehr als 0,3 % einer Regelperiode. Somit können die neuen Sollwerte rechtzeitig vor Beginn des nächsten Regelintervalls an den Modulator übertragen werden. Dieser berechnet dann, wie viele Messwerte auf jedes Messintervall in der nächsten Regelperiode entfallen, so dass die Least-Squares-Schätzung entsprechend initialisiert werden kann.

Wie schon erwähnt wurde, ist die korrekte Zuordnung der erfassten Messwerte der Ströme zu den jeweiligen Schaltzuständen sehr wichtig für eine zuverlässige Bestimmung der Stromsteigungen. Die im Abschnitt 7.2.1 beschriebene, stromabhängige Korrektur des Kommutierungszeitpunkts ist eine wichtige Maßnahme. Eine gewisse Unsicherheit über den tatsächlichen Kommutierungszeitpunkt bleibt allerdings trotzdem bestehen. Außerdem verursacht die Kommutierung Schwingungen im Stromverlauf aufgrund von Ausgleichsvorgängen. Das Least-Squares-Verfahren allerdings ist empfindlich gegenüber extremen Abweichungen der Messwerte vom Idealverlauf. Aus diesen Gründen werden um die Kommutierungszeitpunkte herum Schutzbereiche definiert, deren Messwerte nicht für die Schätzung verwendet werden. In Abb. 7.7 sind diese Bereiche und die einzelnen Messintervalle einer Regelperiode dargestellt. Die schraffierten Bereiche kennzeichnen dabei die Zeiträume, in denen die Messwerte nicht für die Bestimmung der Stromsteigungen verwendet werden. Jedes Regelintervall besteht grundsätzlich aus vier Messintervallen. Die

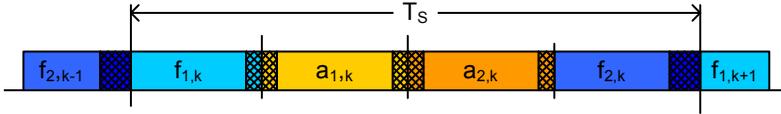


Abbildung 7.7: Messintervalle innerhalb eines Regelintervalls

beiden Messintervalle für die aktiven Schaltzustände a_1 und a_2 erhalten jeweils zu Beginn und Ende einen Schutzbereich von $2 \cdot T_{AD}$. Die Messwerte innerhalb dieser Bereiche werden nicht für die Schätzung verwendet. Um immer eine sichere Kommutierung zu gewährleisten, wurde der Maximalwert der Sollwerte begrenzt, so dass ein gewisser Mindestfreilaufzustand in jeder Regelperiode garantiert ist. Deshalb wird auch für das Messintervall des 1. Freilaufzustands f_1 kein Schutzbereich am Beginn des Intervalls benötigt, da hier keine Kommutierung stattfinden kann. Für das Messintervall des 2. Freilaufzustands f_2 können die letzten vier Messwerte aus oben genannten Gründen nicht für die Schätzung verwendet werden. Um nicht noch mehr Messwerte für die Schätzung zu verlieren, wurde deshalb auf die Schutzzone zu Beginn des Intervalls verzichtet. Sollte einer der Schaltzustände kürzer als sein Schutzbereich sein oder sogar ganz entfallen, wird dies in der Steuerung der Schätzung berücksichtigt und die Schätzung für diesen Schaltzustand dementsprechend übersprungen.

Am Ende jeden Regelintervalls stehen dann Steigungen und die Stromänderungswerte der vier Messintervalle zur Verfügung. Die Stromänderungsparameter nach Gleichung (5.73) und (5.75) können damit wie folgt berechnet werden:

$$\Delta I_a = \left| \left[\left(\frac{di}{dt} \right)_{a_1} - \left(\frac{di}{dt} \right)_{f_1} \right] \cdot T_S \right| \quad (7.4)$$

$$= \left| \left[\left(\frac{di}{dt} \right)_{a_2} - \left(\frac{di}{dt} \right)_{f_1} \right] \cdot T_S \right| \quad (7.5)$$

$$= \left| \left[\left(\frac{di}{dt} \right)_{a_1} - \left(\frac{di}{dt} \right)_{f_2} \right] \cdot T_S \right| \quad (7.6)$$

$$= \left| \left[\left(\frac{di}{dt} \right)_{a_2} - \left(\frac{di}{dt} \right)_{f_2} \right] \cdot T_S \right| \quad (7.7)$$

und

$$\Delta I_f = \left[\left(\frac{di}{dt} \right)_{f_1} \right] \cdot T_S \quad (7.8)$$

$$= \left[\left(\frac{d_i}{dt} \right)_{f_2} \right] \cdot T_S \quad (7.9)$$

Die Genauigkeit der Schätzung ist umso höher, je größer die Anzahl der Messwerte einer zusammenhängenden Messreihe ist. Deshalb wird für die Bestimmung der Stromänderungsparameter immer die Steigung verwendet, für deren Bestimmung die meisten Messwerten vorlagen.

Aus diesen Grund wurde in [36] auch das in Abschnitt 5.6 Abb. 5.10 beschriebene Pulsmuster verwendet. Dieses Pulsmuster hat jedoch Nachteile für die Regelung des Strommittelwerts, weshalb in dieser Arbeit ein zur Modulationsperiodenmitte hin symmetrisches Pulsmuster gewählt wurde. Ein solches Pulsmuster führt aber zur Aufteilung des Freilaufzustands in zwei Messintervalle pro Regelperiode, wie in Abb. 7.4 und 7.7 zu erkennen ist. Für kleine Aussteuerungen stellt dies kein Problem dar, denn dort stehen für beide Freilaufmessintervalle genügend Messwerte für eine brauchbare Schätzung zur Verfügung. Für hohe Aussteuerungen hingegen ist eine deutliche Zunahme des Rauschens in den Stromänderungsparametern zu beobachten. Wie ebenfalls in Kapitel 5.4 beschrieben, kann dieser Nachteil durch die Verwendung eines 2-arm Pulsmusters kompensiert werden. Im Modulator wurde deshalb eine vom Aussteuergrad abhängige Umschaltung des Pulsmusters implementiert. Dazu wird im Modulator das Minimum d_{min} und das Maximum d_{max} der drei Sollwerte bestimmt. Über die Differenz von Maximal- und Minimalwert kann der Aussteuergrad bestimmt werden. Überschreitet dieser einen bestimmten Schwellenwert, erfolgt die Umschaltung des Pulsmusters. Dazu muss der größte Sollwert auf den maximalen Wert $d_{limit,max}$ gesetzt werden. Diese Erhöhung muss als zusätzliche Nullkomponente d_{zu} auch auf die anderen beiden Sollwerte addiert werden, um den Wert der mittleren Ausgangsspannung über der Last nicht zu verändern.

$$d_{zu} = d_{limit,max} - d_{max} \quad (7.10)$$

$$d_{mod,max} = d_{limit,max} \quad (7.11)$$

$$d_{mod,mid} = d_{mid} + d_{zu} \quad (7.12)$$

$$d_{mod,min} = d_{min} + d_{zu} \quad (7.13)$$

In dieser Arbeit wurde die Umschaltsschwelle bei 60% der maximalen Aussteuerung gesetzt. Allerdings erfolgt keine vollständige Umstellung des Pulsmusters auf eine 2-arm-Modulation. Um das Raster von vier Messintervallen pro Regelperiode nicht umschalten zu müssen, bleibt ein gewisser Mindestfreilauf des zweiten Freilaufmessintervalls f_2 erhalten. Der erste Freilaufzustand jedoch wird durch die Addition der Nullkomponente entsprechend länger, wodurch die Qualität der Schätzung für hohe Aussteuergrade gesteigert werden kann.

Um die Qualität des Verfahrens an den Aussteuergrenzen weiter zu verbessern, wäre eine Möglichkeit zur Verlängerung eines Messintervalls über die Grenze einer Regelperiode hinaus sinnvoll. Dadurch würde eine Aufteilung eines Schaltzustands in zwei Messintervalle vermieden, wodurch die Qualität der Schätzung deutlich verbessert wird.

7.2.3 Berechnung der Konstanten

In Abschnitt 3.2.1 wurde gezeigt, wie mit Hilfe des Least-Squares-Schätzverfahrens die Steigungen und die End- bzw. Anfangswerte der Ströme aus den mit Störungen überlagerten Messwerten bestimmt werden können. Dazu wird die so genannte Pseudoinverse der Beobachtermatrix \underline{Q} benötigt.

$$\left(\underline{Q}^T \underline{Q}\right)^{-1} \underline{Q}^T = \begin{pmatrix} f_0 & f_1 & f_2 & \dots & f_{N-1} \\ s_0 & s_1 & s_2 & \dots & s_{N-1} \end{pmatrix} \quad (7.14)$$

Die Anzahl der Elemente der Pseudoinversen ist abhängig von der Anzahl N der Messwerte gleich $2 \cdot N$. Eine Zeile der Pseudoinversen enthält dabei die Konstanten f_n , die für die Schätzung des Anfangs- bzw. Endwert des Stroms erforderlich sind. Die andere Zeile enthält dementsprechend die Konstanten s_n für die Schätzung der Steigung. Aufgrund der erforderlichen aufwendigen Rechnung und der angestrebten Eliminierung der Rechenzeit ist es für dieses Verfahren nicht möglich, die Pseudoinverse erst am Ende des Messintervalls zu berechnen und die Elemente mit den gespeicherten Messwerten zu multiplizieren. Da die Beobachtermatrix allerdings nur bekannte Werte enthält, können die Elemente der Pseudoinversen schon im Voraus berechnet und gespeichert werden. Somit kann jeder Messwert direkt nach dem Auslesen aus dem A/D-Wandler mit den passenden Konstanten multipliziert und die Ergebnisse aufsummiert werden, so dass am Ende des Messintervalls das Ergebnis der Schätzung sofort vorliegt. Für unterschiedliche Anzahlen von Messwerten ändern sich allerdings alle Elemente der Pseudoinversen. Es genügt also nicht, diese für die maximale Anzahl von Messwerten zu berechnen und bei einer geringeren Anzahl von Messwerten nur die entsprechend ersten Elemente zu verwenden. Statt dessen müssen alle Pseudoinversen für jede mögliche Anzahl von Messwerten bis zur maximal möglichen Anzahl berechnet werden. Damit ergibt sich die Anzahl der zu speichernden Konstanten für eine maximale Anzahl von Messwerten N_{max} zu:

$$N_{Konst} = N_{max} \cdot (N_{max} + 1) \quad (7.15)$$

Durch die Multiplikation mit der für die Darstellung der Konstanten im FPGA gewählten Bitbreite, ergibt sich daraus der erforderliche Speicherplatzbedarf.

In dieser Arbeit wurde eine Bitbreite von 16 bit gewählt. Mit einer Maximalen Anzahl von 250 Messwerten wird somit ein Speicherplatz von 125,5 Kbyte benötigt.

7.2.4 Zahlenformat der Konstanten

Zwar sind mit einem FPGA Gleitkommarechnungen prinzipiell möglich, um jedoch den damit verbundenen Bedarf an Logikeinheiten zu reduzieren, wurde ein vorzeichenbehaftetes Festkommazahlenformat gewählt. Das führende Bit stellt dabei das Vorzeichen und die folgenden 15 bit die Nachkommastellen dar. Die Genauigkeit liegt damit bei $\frac{1}{2^{15}}$ und der darstellbare Zahlenbereich läuft von -1 bis $1 - \frac{1}{2^{15}}$. Die Konstanten der Pseudoinversen müssen auf diesem Wertebereich abgebildet werden. Deshalb erfolgt eine Normierung auf die jeweils betragsmäßig größte Konstante $f_{max} = \max |f_n| \quad n \in [0 \dots N_{Konst}]$ und $s_{max} = \max |s_n| \quad n \in [0 \dots N_{Konst}]$ durch:

$$f_{skal,n} = f_n \cdot \underbrace{\frac{1 - 2^{-15}}{f_{max}}}_{\text{Skalierungsfaktor}_f} \quad n \in [0 \dots N_{Konst}] \quad (7.16)$$

$$s_{skal,n} = s_n \cdot \underbrace{\frac{1 - 2^{-15}}{s_{max}}}_{\text{Skalierungsfaktor}_s} \quad n \in [0 \dots N_{Konst}] \quad (7.17)$$

Am Ende der Schätzung kann das Ergebnis durch Multiplikation mit dem Kehrwert des Skalierungsfaktors wieder in den ursprünglichen Wertebereich umgerechnet werden.

Die auf diese Weise berechneten und normierten Konstanten für alle möglichen Anzahlen von Messwerten in einem Messintervall werden als kontinuierliche Folge im SRAM abgelegt. Da die Adressleitungen der beiden SRAM Bausteine parallel an den FPGA angebunden wurden, können die Konstanten f_n und s_n unter der gleichen Adresse Adr_n ausgelesen werden. In Abhängigkeit von der zu erwartenden Anzahl N an Messwerten des laufenden Messintervalls wird die passende Startadresse der ersten Konstanten der zugehörigen Pseudoinversen benötigt. Diese berechnet sich zu:

$$Adr_{Start} = N \cdot (N - 1) \quad (7.18)$$

Von dieser Adresse aus muss dann für jeden weiteren Wert des Messintervalls der Adresszähler um eins erhöht werden.

7.2.5 Auswertung der Schätzung

Nach der Verarbeitung aller Messwerte erfolgt die Kalkulation der Stromänderungsparameter aus den ermittelten Steigungen anhand der Gleichungen (7.4)

bis (7.9). Dabei werden immer die Steigungen für die Berechnung verwendet, die mit den meisten Messwerten ermittelt werden konnten. Sollten aufgrund eines sehr kleinen bzw. sehr großen Aussteuergrades nur sehr wenige Messwerte für die aktiven Zustände bzw. den Freilauf zur Verfügung gestanden haben, hat es sich für den Stromänderungsparameter ΔI_a als sinnvoll erwiesen, in diesem Fall auf eine Berechnung mit den neuen Steigungen zu verzichten und statt dessen den alten Wert beizubehalten. Dies führt zu einer deutlichen Beruhigung des Regelverhaltens bei kleinen Drehzahlen. Da dort die Aussteuergrade sehr gering sind, ist auch der Regelfehler aufgrund eines evtl. ungenauen Stromänderungsparameters ΔI_a eher klein.

Eine weitere sinnvolle Maßnahme für die Stabilität des Verfahrens ist die Verwendung eines Anstiegbegrenzungsfilters für den Stromänderungsparameter ΔI_a . Eventuelle Ausreißer können dadurch unterdrückt werden. Die Dynamik der Regelung wird dadurch nicht beeinflusst, da die Stromänderungsparameter als langsam veränderliche Größen angenommen werden.

Die Stromänderung im Freilauf hingegen sollte für den dynamischen Betrieb möglichst immer erfasst werden. Sonst kann das Anwachsen bzw. Sinken der induzierten Spannung durch die Drehzahländerung des Rotors nicht erkannt und somit kompensiert werden.

7.3 Drehzahlregelung der Synchronmaschine unter Verwendung der direkten Stromregelung

In den vorangegangenen Abschnitten wurde gezeigt, wie eine direkte Regelung der Statorströme der Synchronmaschine mit Hilfe der Stromänderungsparameter implementiert werden kann. Durch die Verwendung eines FPGAs konnte die Rechenzeit praktisch eliminiert werden, so dass es möglich ist, einen Stromsollwert innerhalb der folgenden Regelperiode einzustellen. Damit konnte die Geschwindigkeit der Regelung gegenüber [36] verdoppelt und eine überlagerte Mittelwertregelung überflüssig gemacht werden.

Wie in Kapitel 5 gezeigt, können die Statorströme als Raumzeiger dargestellt und in ein rotorfestes Bezugssystem transformiert werden. Der Strom wird in diesem rotierenden Bezugssystem in eine in Richtung des Permanentmagnetflusses wirksame Komponente i_d und in eine dazu orthogonale Komponente i_q aufgeteilt. Laut Gleichung (5.29) kann das Drehmoment einer Synchronmaschine mit $L_d = L_q$ durch die Vorgabe des q-Stroms eingestellt werden. Über die d-Komponente kann die resultierende Wirkung des Flusses in Richtung des Permanentmagnetflusses beeinflusst werden. Auf diese Weise ist es möglich, die Drehzahl des Antriebs bei Erreichen der maximalen Ausgangsspannung des Stromrichters weiter zu steigern.

Für eine Drehzahlregelung der Synchronmaschine wird also der Sollwert

des q-Strom durch den Drehzahlregler vorgegeben. Der Sollwert für die d-Komponente kann in dieser Anwendung durch den Benutzer beliebig vorgegeben werden und wird dabei meist zu null eingestellt.

Die eigentliche Stromregelung erfolgt durch die in Abschnitt 5.6 beschriebene direkte Stromregelung im statorfesten Bezugssystem. Die entsprechenden Sollwerte $i_{\alpha,soll}, i_{\beta,soll}$ werden aus den Sollwertvorgaben für i_d und i_q aus dem rotorfesten Bezugssystem unter Verwendung des Rotorpositionswinkels γ berechnet.

Das entsprechende Strukturbild des Regelkreises ist in Abb. 7.8 dargestellt. Die Drehzahlregelung und die Berechnung der Stromsollwerte wurde im DSP realisiert. Der Aufruf der entsprechenden Interruptroutine des DSP-Programms wird durch den Modulator ausgelöst, so dass ein synchroner Lauf des Drehzahlreglers zur Stromregelung gewährleistet ist. Der Drehzahlregler wird mit der gleichen Periodendauer T_ζ wie die der Stromregelung ausgeführt. Bei der Transformation der Stromsollwerte aus dem rotorfesten in das statorfeste Bezugssystem muss die Rechenzeit des DSPs $T_{T,DSP}$ und sowie die Dauer der Datenübertragung über den ETI-Bus $T_{T,Bus}$ berücksichtigt werden. Die Rotorposition wird zu Beginn des Interrupts mit Hilfe eines Inkrementalgebers bestimmt. Bei der Transformation der Stromsollwerte in das statorfeste Bezugssystem muss deshalb die Winkeländerung des Rotors berücksichtigt werden, die der Rotor bei der aktuellen Drehzahl während der Zeit $T_{T,gesamt} = T_{T,DSP} + T_{T,Bus}$ erfährt.

$$\gamma_{T,gesamt} = 2\pi \cdot p \cdot n \cdot T_{T,gesamt} \quad (7.19)$$

Dieser Winkel $\gamma_{T,gesamt}$ wird entsprechend auf den gemessenen Winkel addiert. Der resultierende Winkel wird dann für die Transformation der Sollwerte verwendet, die dann der direkten Stromregelung zugeführt werden.

Um eventuell auftretende Abweichungen der d-q-Ströme im stationären Betrieb auszuregeln, wurde im DSP ein zusätzlicher überlagerter Regelkreis im rotierenden Bezugssystem ähnlich zu [36] vorgesehen. Aufgrund der guten Ergebnisse im experimentellen Betrieb, wurde dieser Regler aber für die Aufzeichnung der Messergebnisse deaktiviert.

Die Messergebnisse zeigten dabei vor allem die hohe Dynamik dieser Regelung. Für das Experiment wurde die direkte Stromregelung nach Abb. 7.8 implementiert. Dabei wurden zwei verschiedene Maschinen für die Messungen verwendet, um die selbsttätige Anpassung des Reglers zu überprüfen. Die Ergebnisse dieser Messungen werden im folgenden Kapitel dargestellt.

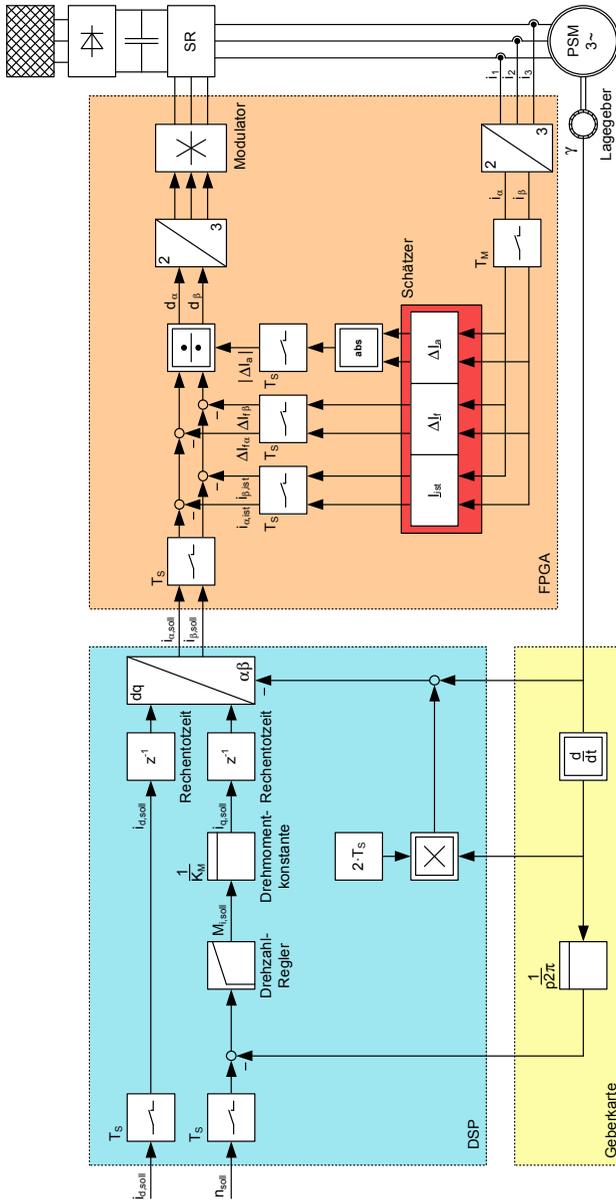


Abbildung 7.8: Drehzahlregelung der permanentmagneterregten Synchronmaschine unter Anwendung der direkten Stromregelung mit den Stromänderungsparametern

8

Hochdynamischer und quasistationärer Betrieb der permanentmagneterregten Synchronmaschine

In den vorherigen Kapiteln wurde beschrieben, wie durch die Bestimmung der Stromsteigungen das Verhalten einer Stromregelstrecke identifiziert und für eine Regelung verwendet werden kann. Eine grundlegende Annahme war dabei, dass die aus den Steigungen bestimmten Stromänderungsparameter ihre Werte im Betrieb nur sehr langsam verändern und somit das aus der vergangenen Regelperiode bestimmte Verhalten der Strecke für die Prädiktion des Verhaltens in der nächsten Periode verwendet werden kann. In [36] wurden die Stromänderungsparameter dazu verwendet, einen konventionellen Regler wie z.B. einen P- oder Dead-Beat-Regler adaptiv zu parametrisieren. Für den Betrieb bei konstanter Drehzahl konnten dabei sehr gute Ergebnisse im Experiment erreicht werden.

In dieser Arbeit wurde auf die Verwendung einer konventionellen Reglerstruktur verzichtet und statt dessen die Stromänderungsparameter direkt für die Regelung des Stroms verwendet. Dadurch wurde die Anregelzeit der Stromregelung halbiert und die Regelstruktur vereinfacht. Im Experiment galt es nun nachzuweisen, dass eine solche direkte Regelung, auch in der Praxis, im drehzahlvariablen, hochdynamischen Betrieb einsetzbar ist.

8.1 Aufbau des Versuchstands

In Abb. 8.1 sind die Hauptgruppen des Versuchstands dargestellt, die in den folgenden Abschnitten näher erläutert werden. Das Antriebssystem besteht aus einer permanentmagneterregten Synchronmaschine, die mit dem direkten Stromregelverfahren betrieben wird. Eine über einen Umrichter gespeiste Asynchronmaschine dient als regelbare Last. Die Synchronmaschine wird über eine selbstgeführte IGBT Drehstrombrückenschaltung betrieben. Deren Gleichspannungszwischenkreis kann wahlweise über einen Maschinenumformersatz oder eine Wechselstrombrückenschaltung aus dem Netz gespeist werden. Die Regelung der Synchronmaschine und die Generierung des Pulsmusters für die Ansteuerung des Stromrichters erfolgt über das DSP-System. Die Anlage wird über einen PC bedient, der auch die Visualisierung des aktuellen Systemzustands ermöglicht.

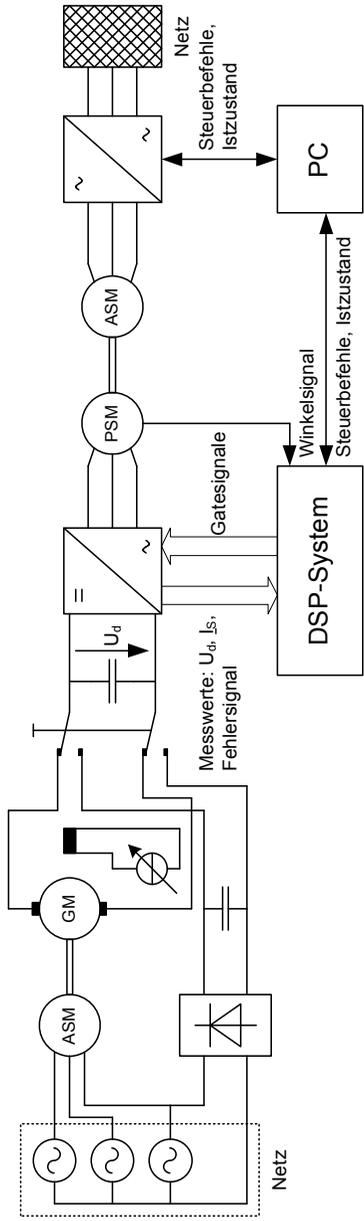


Abbildung 8.1: Komponenten des Versuchsaufbaus

Um die automatische Anpassung der Stromregelung zu demonstrieren, wurden zwei verschiedene Synchronmaschinen eingesetzt. In Tabelle 8.1 sind die wichtigsten Kenndaten der beiden Maschinen aufgeführt:

Technische Daten	Zeichen	Motor A	Motor B
Typ		1FT6105-8SF7	1FT5104-0AF71
Bemessungsdrehzahl	n_N	3000 min ⁻¹	3000 min ⁻¹
Polpaarzahl	p	4	3
Nennmoment	M_N	31 Nm	29 Nm
Nennstrom	I_N	22,5 A	29 A
Drehmomentkonstante	K_T	1,56 NmA ⁻¹	1,09 NmA ⁻¹
Wicklungswiderstand (20°C)	R_S	98 mΩ	95 mΩ
Drehfeldinduktivität	L_D	2,1 mH	1,7 mH
Trägheitsmoment	J_{Mot}	16,8 · 10 ⁻³ kgm ²	21 · 10 ⁻³ kgm ²

Tabelle 8.1: Kenndaten der beiden zur Untersuchung eingesetzten Synchronmaschinen

Als Belastung dient eine Asynchronmaschine des Typs 1PA61334HG000BA3 der Firma Siemens. Gespeist wird die Maschine über einen rückspeisefähigen Umrichter des Typs Simovert VC1P6SE7024-7TD20 des gleichen Herstellers, der über den PC gesteuert wird. Die Asynchronmaschine wird momenten geregelt betrieben, während die Drehzahl über die Synchronmaschine vorgegeben wird. Die Messanordnung ist in Abb. 8.2 dargestellt. Die Ströme in den drei Anschlussleitungen der Synchronmaschine wurden mit Hilfe einer Strommesszange des Typs A6303 von Textronix mit einem Messbereich von 100 A erfasst. Über Messverstärker TM502A von Tektronix erfolgte der Anschluss der Strommesszangen an das Oszilloskop DSO7014B von Agilent. Für die Messung der Zwischenkreisspannung wurde ein Differenzastkopf des Typs P5200 von Tektronix verwendet. Außerdem wurde für die Visualisierung und Auswertung der Versuche die Werte verwendet, die über das DSP-System erfasst und an den PC übertragen wurden. Dabei handelt es sich um Variablen aus dem DSP-Programm. Die Abtastrate entspricht dabei der Interruptfrequenz des Programms, die gleich der Regelfrequenz von 5 kHz ist. Die Messung der Ströme für die Bestimmung der Stromänderungsparameter erfolgt über Kompensati-

8.2 Raumzeigerdarstellung der gemessenen Stromänderungsparameter

Für die Regelung des Statorstroms der Synchronmaschine werden ausschließlich die über den Least-Squares-Schätzer bestimmten Stromänderungsparameter ΔI_a und ΔI_f sowie der prädizierte Stromendwert der Regelperiode I_e verwendet. Wie in Abb. 6.2 aus Kapitel 6 dargestellt, wird durch ΔI_a ein Sechseck

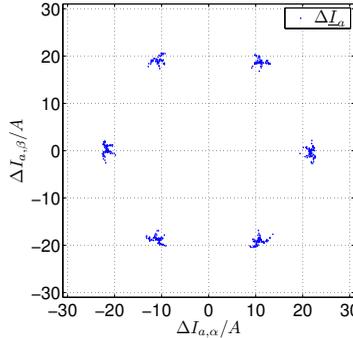
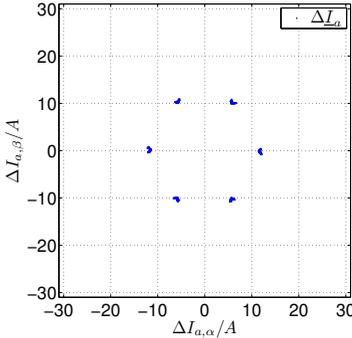


Abbildung 8.3: ΔI_a bei $U_d = 200 \text{ V}$ Abbildung 8.4: ΔI_a bei $U_d = 400 \text{ V}$

ähnlich zur Raumzeigerdarstellung der Ausgangsspannungen des Stromrichters (vgl. Abb.5.7) aufgespannt. Die Länge der Zeiger wird von der Induktivität der Strecke und der Höhe der Zwischenkreisspannung bestimmt. Abbildung 8.3 und 8.4 zeigen die über das DSP-System dargestellten, durch die Schätzung ermittelte Werte für ΔI_a . Diese Messung wurde an Motor B bei einer konstanten Drehzahl von 700 min^{-1} im Leerlauf durchgeführt. Abbildung 8.3 zeigt den Verlauf von ΔI_a bei einer konstanten Zwischenkreisspannung von $U_d = 200 \text{ V}$. Im Vergleich dazu wurde unter sonst gleichen Bedingungen für Abb. 8.4 der Wert der Zwischenkreisspannung auf 400 V verdoppelt. Es ist zu erkennen, dass sich der Betrag von ΔI_a ebenfalls verdoppelt. Daran ist zu erkennen, wie über ΔI_a Variationen der Zwischenkreisspannung erfasst werden und damit ein Messwert von U_d für die Modulation der Ausgangsspannung nicht notwendig ist. Wie man besonders in Abb. 8.4 erkennen kann, sind die einzelnen Messwerte von ΔI_a leicht um die Eckpunkte des Sechsecks verteilt. Dies lässt sich damit erklären, dass die Bedingung $L_d = L_q$ laut Abschnitt 5.2 nicht exakt erfüllt ist (siehe hierzu auch Abschnitt 8.8).

Der zweite Stromänderungsparameter ΔI_f ist abhängig von der induzierten Spannung und damit von der Drehzahl des Rotors, sowie vom ohmschen

Spannungsabfall an den Statorwicklungen. Abbildung 8.5 zeigt den Verlauf von ΔI_f an Motor B bei einer Drehzahl von 700 min^{-1} und im Vergleich dazu in Abb. 8.6 den Verlauf bei 1500 min^{-1} . Auch hier lässt sich gut der proportionale Anstieg des Betrags von ΔI_f zur Drehzahl beobachten. Auffällig ist bei diesem Motor auch die Form der Kurve, die auf einen nicht sinusförmigen Verlauf des Drehfelds schließen lässt. Im Gegensatz dazu beschreibt der Verlauf von

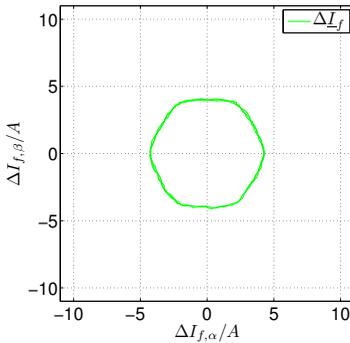


Abbildung 8.5: ΔI_f bei 700 min^{-1} Motor B

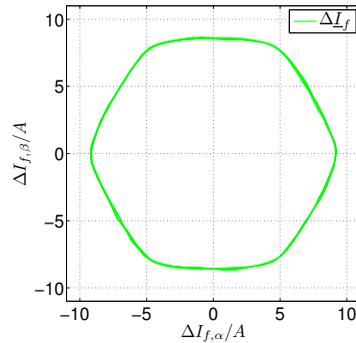


Abbildung 8.6: ΔI_f bei 1500 min^{-1} Motor B

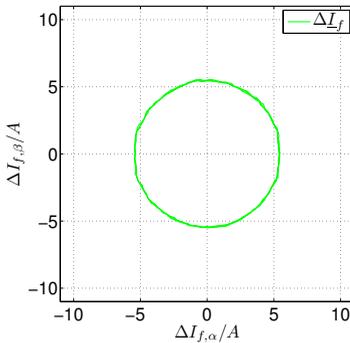


Abbildung 8.7: ΔI_f bei 700 min^{-1} Motor A

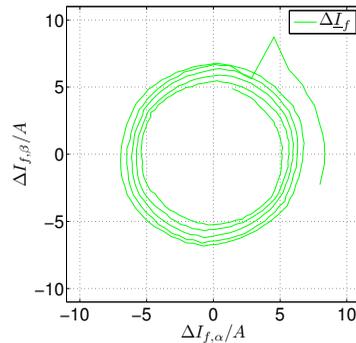


Abbildung 8.8: ΔI_f bei einem Reversiervorgang Motor A

ΔI_f an Motor A eine Kreisbahn wie in Abb. 8.7 zu erkennen ist. Der Einfluss des ohmschen Spannungsabfalls wird in Abb. 8.8 sichtbar. Dort ist der Verlauf von ΔI_f für den Beginn eines Reversiervorgangs von Motor A aufgetragen. Zunächst wurde der Antrieb mit einem konstanten q -Strom beschleunigt. In der

oberen rechten Ecke des Bildes ist der Moment erkenntlich, in dem das Vorzeichen des q -Stroms umgekehrt wird, um den Antrieb abzubremsen. Damit geht der Antrieb vom motorischen in den generatorischen Betrieb über, wodurch der Spannungsabfall am Statorwiderstand nun entgegen der Polradspannung wirkt (vgl. Abb. 5.9). Die an der Induktivität der Strecke wirksame Spannung im Freilaufzustand wird damit sprunghaft kleiner, was sich dementsprechend in einer kleineren Stromänderung niederschlägt, die in ΔI_f sichtbar wird. Im weiteren Verlauf ist außerdem das Absinken der Rotordrehzahl zu beobachten, indem die Kreisbahn von ΔI_f mit immer kleiner werdenden Radius spiralförmig in Richtung des Mittelpunkts läuft.

8.3 Dynamik der direkten Stromregelung und drehzahlvariabler Betrieb

Die direkte Stromregelung ist von ihrer Struktur und durch die Implementierung in einem FPGA in der Lage, einen gewünschten Sollwert des Stroms innerhalb einer Regelperiode einzustellen. Deshalb ist von dieser Art der Regelung eine besonders hohe Dynamik zu erwarten. Ein ähnliches Verhalten könnte auch mit einem Dead-Beat-Regler erreicht werden. Dieser müsste allerdings sehr exakt parametrisiert werden, um ein Überschwingen oder Instabilitäten zu vermeiden. Anhand eines Reversiervorgangs der Synchronmaschine soll die Dynamik und Genauigkeit der direkten Regelung demonstriert werden. Dazu wird der Antrieb mit einer konstanten Sollwertvorgabe des drehmomentbildenden q -Stroms beschleunigt. Wird eine bestimmte Drehzahl erreicht, erfolgt ein sprungförmiger Wechsel des Vorzeichens der Sollwertvorgabe des q -Stroms. Dadurch wird der Antrieb abgebremst und beschleunigt schließlich wieder in umgekehrter Drehrichtung so lange, bis die betragsmäßig gleiche Drehzahlschwelle erreicht wurde und ein erneuter Wechsel des Vorzeichens des Stromsollwertes erfolgt. Für diesen Versuch war die angekoppelte Asynchronmaschine unbestromt. Im Folgenden ist der Reversiervorgang für Motor A in verschiedenen Detailstufen dargestellt. Die Drehzahlschwelle lag bei $\pm 400 \text{ min}^{-1}$. Der Sollwert für den q -Strom entsprach dem Nennstrom der Maschine. Der d -Strom wurde zu null geregelt. In den Abbildungen 8.9 und 8.10 ist der Zeitpunkt des Vorzeichenwechsels des q -Strom Sollwerts im Detail dargestellt. Der Sollwertsprung erfolgt, wie in den jeweils oberen Teilgraphen ersichtlich, genau zum Zeitpunkt $t = 0$. Die jeweils unteren Teilgraphen zeigen die Verläufe der mit Strommesszangen gemessenen Ströme in den Zuleitungen der Maschine. Es ist zu erkennen, dass der Stelleingriff unmittelbar nach dem Sollwertsprung erfolgt, also tatsächlich keine Rechenzeit der Stromregelung vorhanden ist. Die Umkehrung der einzelnen Phasenströme erfolgt an der Spannungsgrenze des Stromrichters. Somit wird die Dauer des Vorgangs

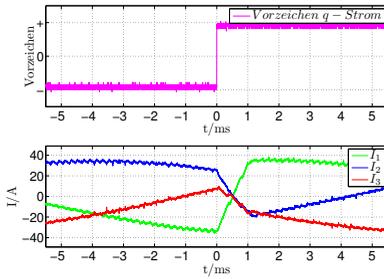


Abbildung 8.9: Sollwertsprung des q-Stroms bei $U_d = 200$ V Motor A

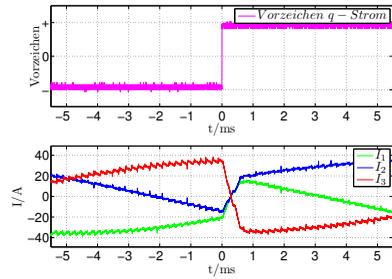


Abbildung 8.10: Sollwertsprung des q-Stroms bei $U_d = 400$ V Motor A

nur von der Höhe der Zwischenkreisspannung begrenzt. Dies wird durch den Vergleich der Abbildungen 8.9 und 8.10 deutlich. In Abb. 8.9 lag die Zwischenkreisspannung bei $U_d = 200$ V. Es ist deutlich zu erkennen, wie im Vergleich dazu in Abb. 8.10 die Steigungen der Ströme für eine Zwischenkreisspannung von $U_d = 400$ V etwa doppelt so groß werden und die Dauer des Vorzeichenwechsels der Ströme sich damit halbiert. Der Sollwert wird also in der kürzest möglichen Zeit ohne ein erkennbares Überschwingen eingeregelt.

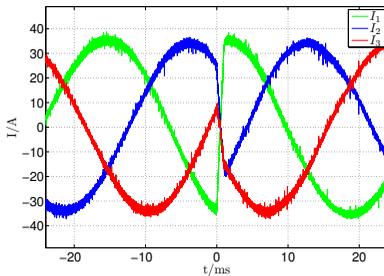


Abbildung 8.11: Beginn des Reversiervorgangs bei $U_d = 200$ V Motor A

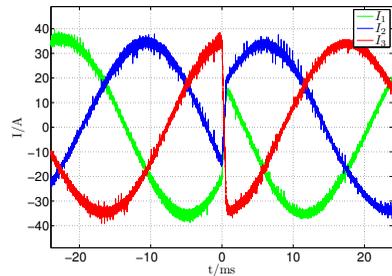


Abbildung 8.12: Beginn des Reversiervorgangs bei $U_d = 400$ V Motor A

Die Abbildungen 8.11 und 8.12 zeigen den gleichen Vorgang über einen etwas größeren Zeitraum. Dabei ist zu erkennen, wie die Phasenströme mit gleicher Amplitude und der ursprünglichen Frequenz nach dem Sollwertsprung nur mit einer um 180° gedrehten Phasenlage weiterlaufen. In den Abbildun-

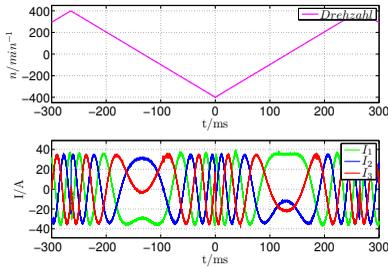


Abbildung 8.13: Vollständiger Reversiervorgang von $\pm 400 \text{ min}^{-1}$ mit Nennstrom und $U_d = 200 \text{ V}$ Motor A

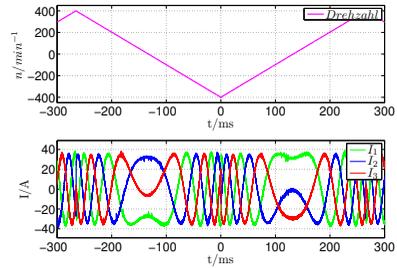


Abbildung 8.14: Vollständiger Reversiervorgang von $\pm 400 \text{ min}^{-1}$ mit Nennstrom und $U_d = 400 \text{ V}$ Motor A

gen 8.13 und 8.14 ist jeweils der vollständige Reversiervorgang des Antriebs dargestellt. Dabei ist zu erkennen, dass die Amplitude des Maschinenstroms während des ganzen Vorgangs konstant bleibt. Damit ist gezeigt, dass auch die Wirkung der sich mit der Drehzahl ändernden Polradspannung erkannt und kompensiert wird.

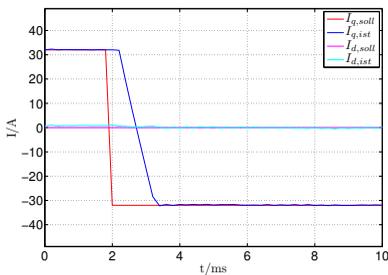


Abbildung 8.15: Verlauf der d- und q-Ströme zu Beginn des Reversiervorgangs bei $U_d = 200 \text{ V}$ Motor A

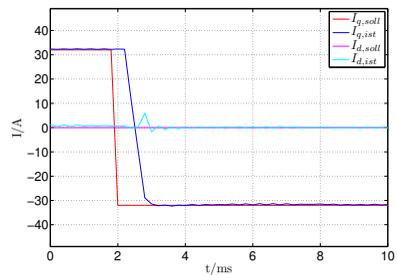


Abbildung 8.16: Verlauf der d- und q-Ströme zu Beginn des Reversiervorgangs bei $U_d = 400 \text{ V}$ Motor A

Die Abbildungen 8.15 und 8.16 zeigen den Verlauf der im rotorfesten Bezugssystem befindlichen d- und q-Ströme. Diese Werte wurden durch den DSP ermittelt, deshalb sind die Zeitachsen nicht identisch mit den Abbildungen der Maschinenströme, die mit dem Oszilloskop aufgezeichnet wurden. Abbildung

8.15 zeigt den Verlauf der Istwerte des d- und q-Stroms bezüglich ihrer jeweiligen Sollwerte zu Beginn des Reversiervorgangs bei einer Zwischenkreisspannung von $U_d = 200$ V. Die dabei erkennbare Totzeit im Verlauf des q-Stroms ist auf die Totzeit der Signalübertragung zwischen FPGA und DSP über den ETI-Bus zurückzuführen. Wie in den Abbildungen 8.9 und 8.10 gezeigt, ist diese Totzeit in der eigentlichen Stromregelung nicht vorhanden, da diese ausschließlich im FPGA durchgeführt wird. In dieser Darstellung ist wiederum gut zu erkennen, dass der neue Sollwert des Stroms in kürzest möglicher Zeit und ohne Überschwinger eingestellt wird. In Abb. 8.16 ist der entsprechende Verlauf der d- und q-Ströme für den Beginn des Reversiervorgangs bei $U_d = 400$ V dargestellt.

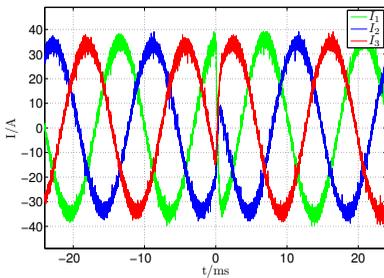


Abbildung 8.17: Beginn des Reversiervorgangs bei $\pm 1000 \text{ min}^{-1}$ und $U_d = 400$ V Motor A

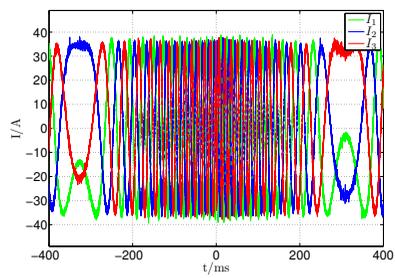


Abbildung 8.18: Vollständiger Reversiervorgang von $\pm 1000 \text{ min}^{-1}$ und $U_d = 400$ V Motor A

Die Abbildungen 8.17 und 8.18 zeigen den Verlauf der Maschinenströme für einen Reversiervorgang von Motor A bei einer Maximaldrehzahl von $\pm 1000 \text{ min}^{-1}$ und $U_d = 400$ V. Abbildung 8.17 zeigt dabei wieder den Beginn des Reversiervorgangs. Auch hier ist wieder ein nahezu optimaler Verlauf der Vorzeichenumkehr der Ströme zu beobachten. Der vollständige Reversiervorgang ist in Abb. 8.18 dargestellt.

Um die adaptive Eigenschaft der Stromregelung weiter zu untersuchen, wurde eine Vergleichsmessung mit einem zweiten Motor durchgeführt. Dazu wurde Motor B, dessen Daten aus Tabelle 8.1 zu entnehmen sind, auf den Versuchstand montiert. Im Folgenden sind nun die Kurvenverläufe für einen Reversiervorgang mit Motor B abgebildet. Dabei wurde die gleiche Drehzahlschwelle wie bei Motor A gewählt. Außerdem erfolgt die Beschleunigung mit der gleichen Sollwertvorgabe des Maschinenstroms, der ebenfalls als reiner q-Strom eingebracht wurde.

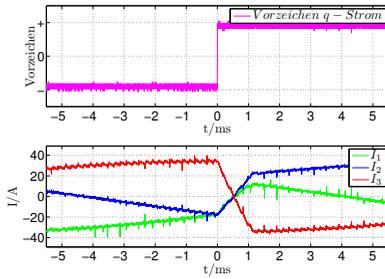


Abbildung 8.19: Sollwertsprung des q-Stroms bei $U_d = 200$ V Motor B

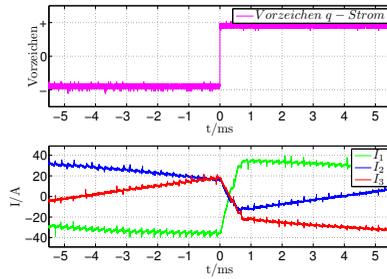


Abbildung 8.20: Sollwertsprung des q-Stroms bei $U_d = 400$ V Motor B

Die Abbildungen 8.19 und 8.20 zeigen wiederum den Verlauf der Maschinenströme unmittelbar nach dem Sollwertsprung des q-Stroms. Auch hier verläuft der Übergangsvorgang nahezu ideal.

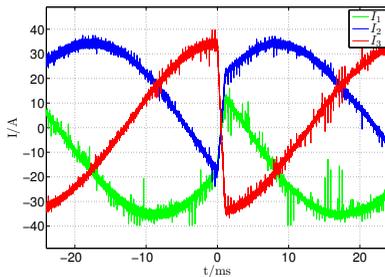


Abbildung 8.21: Beginn des Reversiervorgangs bei $U_d = 200$ V Motor B

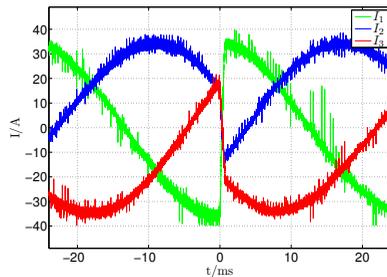


Abbildung 8.22: Beginn des Reversiervorgangs bei $U_d = 400$ V Motor B

Die weiteren Bilder 8.21 bis 8.24 zeigen ein vergleichbar gutes Regelverhalten über den gesamten Drehzahlbereich.

Dies wird auch über das DSP-System ermittelten Verläufe der d- und q-Ströme in Abb. 8.25 und 8.26 bestätigt.

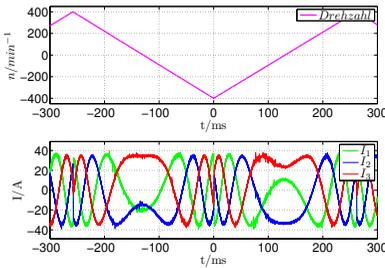


Abbildung 8.23: Vollständiger Reversiervorgang von $\pm 400 \text{ min}^{-1}$ mit Nennstrom und $U_d = 200 \text{ V}$ Motor B

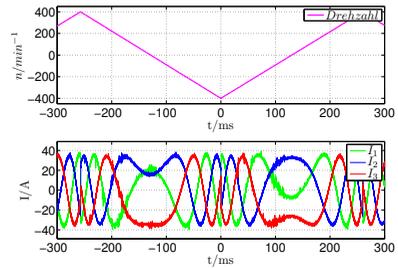


Abbildung 8.24: Vollständiger Reversiervorgang von $\pm 400 \text{ min}^{-1}$ mit Nennstrom und $U_d = 400 \text{ V}$ Motor B

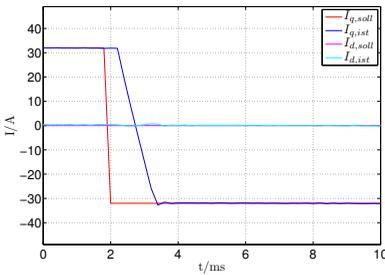


Abbildung 8.25: Verlauf der d- und q-Ströme am Beginn des Reversiervorgangs bei $U_d = 200 \text{ V}$ Motor B

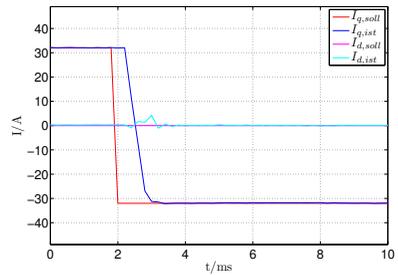


Abbildung 8.26: Verlauf der d- und q-Ströme am Beginn des Reversiervorgangs bei $U_d = 400 \text{ V}$ Motor B

8.4 Anlaufverhalten

Ein kritischer Moment ist das Anfahren des Antriebs bei unbestromter Maschine. Zu diesem Zeitpunkt liegen noch keine gültigen Werte der Stromänderungsparameter vor. Die Adaption erfolgt allerdings schon mit der ersten Regelperiode nach der Freigabe der Steuerimpulse an den Stromrichter. Damit wird das Streckenverhalten sofort erkannt und die Regelung entsprechend angepasst. In den Abbildungen 8.27 und 8.28 ist ein solcher Anlaufvorgang vom Stillstand auf 1000 min^{-1} für Motor A im Leerlauf dargestellt. Die Zwischenkreisspan-

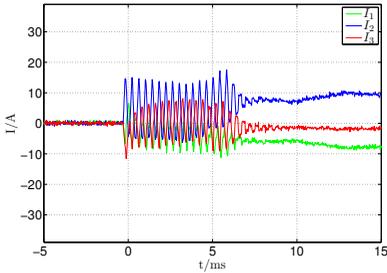


Abbildung 8.27: Beginn des Anlaufvorgangs bei unbestromter und stillstehender Maschine Motor A

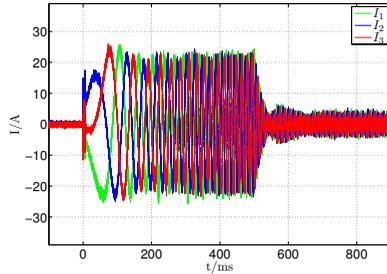


Abbildung 8.28: Vollständiger Anlaufvorgang auf 1000 min^{-1} Motor A

nung betrug hierbei $U_d = 400 \text{ V}$. Der Antrieb ist zunächst im Stillstand und unbestromt. Abbildung 8.27 zeigt den Verlauf der Maschinenströme unmittelbar nach der Reglerfreigabe. Es ist zu erkennen, dass der Strom zunächst für einige Taktperioden oszilliert. Dies ist auf die verzögernde Wirkung des Anstiegsbegrenzungsfilters für den Stromänderungsparameter ΔI_q zurückzuführen. Wenn erforderlich, könnte dieses Verhalten durch einen gesteuerten Betrieb für die ersten Taktperioden mit begrenztem Aussteuergrad gedämpft werden. Nach diesem kurzen Einschwingvorgang hat sich die Stromregelung adaptiert und der Hochlaufvorgang erfolgt nach der Vorgabe des Drehzahlreglers wie in Abb. 8.28 zu erkennen ist.

Die Abbildungen 8.29 und 8.30 zeigen das ähnliche Verhalten von Motor B für den gleichen Vorgang.

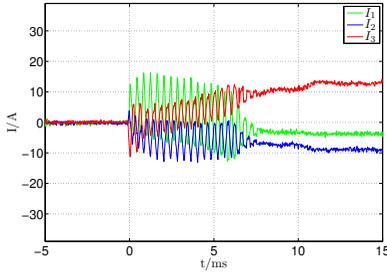


Abbildung 8.29: Beginn des Anlaufvorgangs bei unbestromter und stillstehender Maschine Motor B

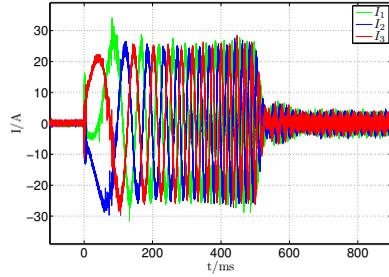


Abbildung 8.30: Vollständiger Anlaufvorgang auf 1000 min^{-1} Motor B

8.5 Lastsprünge

In vielen Anwendungen von elektrischen Antrieben ist mit dem Auftreten von sprungförmigen Änderungen des Lastmoments zu rechnen. Eine entsprechend schnelle Regelung des Maschinenstroms und damit des inneren Moments ist für Ausregelung dieser Störung erforderlich. Um solche Lastsprünge zu simulieren, wurde die Asynchronmaschine des Versuchsaufbaus drehmomentgeregelt betrieben. Die Synchronmaschine lief im drehzahlgeregelten Betrieb mit der Sollwertvorgabe von 700 min^{-1} . Abbildung 8.31 zeigt die Ströme der Synchronmaschine bei Aufschalten eines Lastmomentsprungs von null auf das halbe Nennmoment der Synchronmaschine Motor A. Das Verhalten ist weitgehend

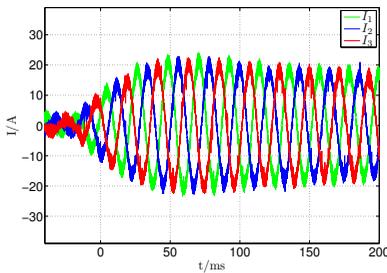


Abbildung 8.31: Lastsprung von 0 auf $M_L = \frac{M_N}{2}$ Motor A

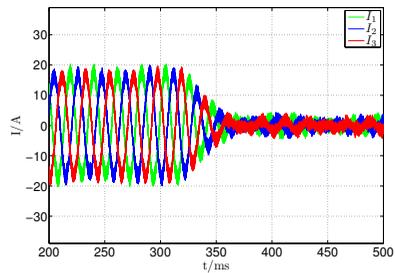


Abbildung 8.32: Lastsprung von $M_L = \frac{M_N}{2}$ auf 0 Motor A

durch den Drehzahlregler bestimmt, der als PI-Regler nach dem symmetrischen Optimum ausgelegt wurde. Die mögliche Verstärkung des Reglers und damit dessen Geschwindigkeit ist durch die Totzeit der Drehzahlerfassung limitiert. Für den Lastsprung in entgegengesetzter Richtung ergibt sich der Verlauf der Maschinenströme nach Abb. 8.32

Auch ein Wechsel zwischen Motor- und Generatorbetrieb stellt kein Problem dar. In Abb. 8.33 erfolgt ein Lastsprung an Motor B von $M_L = M_N$ auf $M_L = -M_N$, bei einer Drehzahl von 700 min^{-1} . In Abb. 8.34 ist der entsprechende

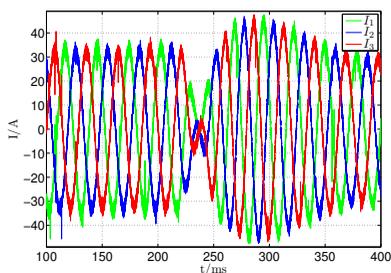


Abbildung 8.33: Lastsprung von $M_L = M_N$ auf $M_L = -M_N$ Motor B

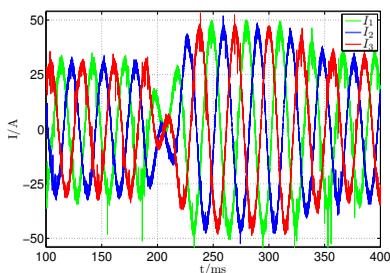


Abbildung 8.34: Lastsprung von $M_L = -M_N$ auf $M_L = M_N$ auf 0 Motor B

Verlauf für die umgekehrte Sprungrichtung aufgetragen.

8.6 Betrieb unter veränderlicher Zwischenkreisspannung

Für die oben dargestellten Untersuchungen wurde der Zwischenkreis des Umrichters der Synchronmaschine von einem Maschinenumformersatz gespeist. Dadurch ergibt sich ein relativ glatter und starrer Verlauf der Zwischenkreisspannung. In vielen Anwendungen jedoch wird der Zwischenkreis über eine Diodenbrückenschaltung aus dem Versorgungsnetz gespeist. Je nach Dimensionierung des Zwischenkreiskondensators ergibt sich dadurch ein mehr oder weniger stark ausgeprägter welliger Verlauf der Zwischenkreisspannung mit einem belastungsabhängigen Mittelwert. Für einen praktischen Einsatz muss also das Stromregelverfahren in der Lage sein, sich an eine solch fluktuierende Zwischenkreisspannung anzupassen. Zu diesem Zweck wurde der Zwischenkreis über eine Wechselstrombrückenschaltung aus dem 230 V Netz gespeist. Aufgrund der damit deutlich vergrößerten Welligkeit der Zwischenkreisspannung, im Vergleich zu einer Speisung mit einer sechspulsigen Gleichrichter-schaltung aus dem Drehstromnetz, stellt dies eine deutlich höhere Anforderung

nung für die Adaption der Stromregelung dar. Abbildung 8.35 zeigt den Anlaufvorgang von Motor A auf 700 min^{-1} im Leerlauf. Deutlich ist zu erkennen, wie durch die Belastung beim Beschleunigen des Antriebs die Zwischenkreisspannung einbricht. Im Anschluss kommt es sogar zu einem kurzzeitigen Anstieg der Spannung, da durch das Überschwingen des Drehzahlreglers der Antrieb in den generatorischen Betrieb wechselt. Der Verlauf der Maschinenströme wird dadurch aber nicht beeinflusst. Dies wird nochmals in Abb. 8.36

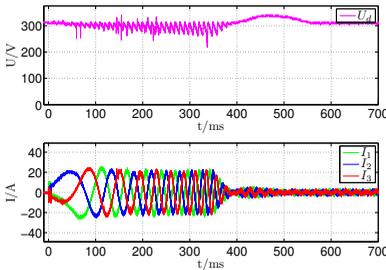


Abbildung 8.35: Anlaufvorgang bei fluktuierender Zwischenkreisspannung

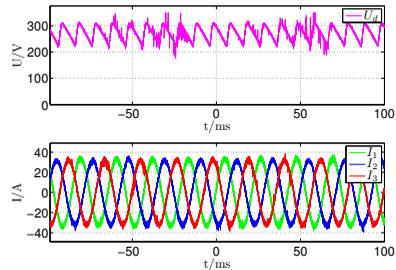


Abbildung 8.36: Mit Nennmoment belastete Maschine im drehzahlregelten Betrieb und fluktuierender Zwischenkreisspannung

besonders deutlich. Für diese Messung wurde der Antrieb bei konstanter Drehzahl mit seinem Nennmoment belastet. Der typische sägezahnförmige Verlauf der Zwischenkreisspannung durch die Speisung mit der Wechselstrombrücke ist gut zu erkennen. Am Verlauf der Maschinenströme zeigt sich jedoch, dass die Regelung in der Lage ist, sich auf diese Schwankungen anzupassen.

8.7 Vergleich mit einer konventionellen rotororientierten Regelung

Wie die vorherigen Abschnitte gezeigt haben, ist ein dynamischer, drehzahlvariabler Betrieb der Synchronmaschine mit dem direkten Stromregelverfahren möglich. Die dabei erreichte Geschwindigkeit und Genauigkeit ist von hoher Qualität. Dies wird nochmals besonders durch einen Vergleich mit einer klassischen rotororientierten Regelung deutlich. Dazu wurde eine Regelung nach Abb. 5.4 implementiert. Die Stromregler für den d- und q-Strom wurden als PI-Regler ausgeführt, die nach dem Betragsoptimum eingestellt wurden. Dazu wurden die Angaben aus dem Datenblatt des Herstellers verwendet. Für

den Vergleich eignet sich am besten der Reversiervorgang. In Abb. 8.37 ist

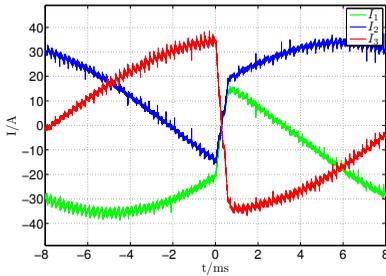


Abbildung 8.37: Sprungantwort der Maschinenströme bei direkter Regelung

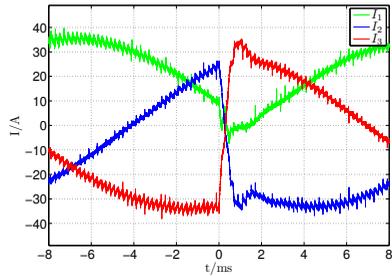


Abbildung 8.38: Sprungantwort der Maschinenströme bei rotororientierter Regelung mit PI-Regler

der Verlauf der Maschinenströme unmittelbar nach dem Sollwertsprung unter Verwendung der direkten Regelung aufgetragen. Die nebenstehende Abb. 8.38 zeigt im Vergleich dazu den Verlauf der Maschinenströme für die klassische rotororientierte Regelung unter Verwendung eines PI-Reglers. Deutlich ist das typische Überschwingen des PI-Reglers in den Strömen zu erkennen. Dies

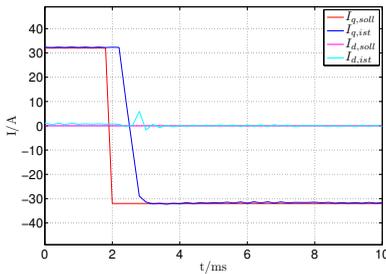


Abbildung 8.39: Verlauf der d- und q-Ströme bei direkter Regelung

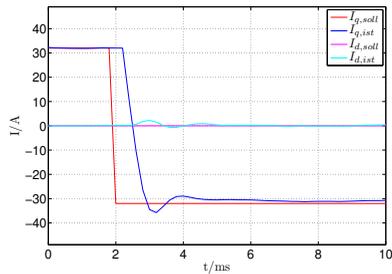


Abbildung 8.40: Verlauf der d- und q-Ströme bei rotororientierter Regelung mit PI-Regler

wird auch in den mit dem DSP aufgezeichneten Verläufen der d- und q-Ströme in Abb. 8.39 und 8.40 besonders gut ersichtlich.

8.8 Verhalten bei Anwendung des Verfahrens auf Maschinen mit veränderlichem Luftspalt

Bei der Herleitung des direkten Stromregelverfahrens wurde für die Regelstrecke eine zwar unbekannte, aber nur langsam veränderliche Induktivität angenommen. Für Maschinen mit über dem Rotorumfang nahezu konstanten Luftspalt, kann von einer vom Rotorlagewinkel unabhängigen Induktivität der Statorwicklung ausgegangen werden, es gilt also $L_d \cong L_q$. Die Messungen mit Maschinen mit Oberflächenmagneten bestätigen diese Annahmen.

Für Maschinen mit einem sich über den Umfang verändernden Luftspalt ($L_d \neq L_q$), kann das in dieser Arbeit vorgestellte direkte Stromregelverfahren nicht in der gleichen Form angewendet werden. Eine grundlegende Annahme des Verfahrens besteht darin, dass die betragsmäßig erreichbare Stromänderung für die aktiven Schaltzustände durch $\Delta I_a = |\Delta \underline{I}_a|$ bestimmt ist und die Richtung der Stromänderung über die Schaltzustandsvektoren nach Tabelle 5.2 eingestellt werden kann. Diese Annahmen sind für eine Maschine mit $L_d \neq L_q$ nicht mehr erfüllt. Wie in den Abbildungen 8.41 und 8.42 gezeigt wird, ist die

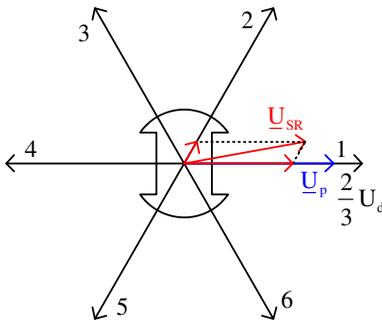


Abbildung 8.41: Maximaler Luftspalt für $S_1 U_d$

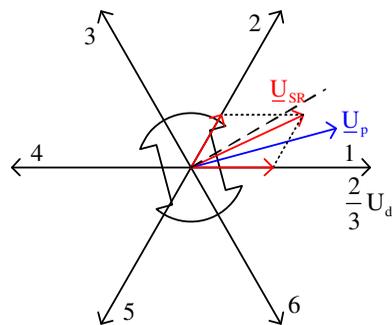


Abbildung 8.42: Mittlerer Luftspalt für $S_1 U_d$

Wirkung der aktiven Schaltzustände von der Lage des Polrads abhängig, da die wirksame Induktivität der Statorwicklung bezüglich des aktiven Schaltzustands mit der Lage variiert. Innerhalb der Freilaufzustände jedoch ist immer der gleiche Wert der Induktivität wirksam, da die Polradspannung ihre Lage bezüglich des Polrades nicht ändert. In Abb. 8.41 liegt der Raumzeiger der Polradspannung in der gleichen Richtung wie der Spannungsraumzeiger der Stromrichterausgangsspannung für den Schaltzustand S_1 . Das bedeutet, dass zu diesem Zeitpunkt die wirksame Induktivität der Statorwicklung im aktiven

Schaltzustand L_a identisch ist mit der im Freilaufzustand L_f . Wenn allerdings das Polrad, wie in Abb. 8.42 dargestellt, so steht, dass der Spannungsvektor des aktiven Schaltzustand nicht mehr in einer Richtung mit der Polradspannung liegt, dann werden für $L_d \neq L_q$ unterschiedliche Induktivitäten in den aktiven und den Freilaufzuständen wirksam. Für die Stromänderung im aktiven Zustand gilt dann unter Vernachlässigung des ohmschen Spannungsabfalls:

$$\left(\frac{di_S}{dt}\right)_{a,k} = \frac{1}{L_{a,k}} \left(\frac{2}{3}U_{d,k} \cdot \underline{s}_{n,k} - \underline{U}_{i,k}\right) \quad (8.2)$$

Für den Freilaufzustand gilt entsprechend:

$$\left(\frac{di_S}{dt}\right)_{f,k} = -\frac{\underline{U}_{i,k}}{L_{f,k}} \quad (8.3)$$

Entsprechenden der Definition der Stromänderungsparameter nach Gleichung (5.58) und (5.59) ergibt sich dann:

$$\Delta \underline{I}_{a,k} = \left[\frac{\frac{2}{3}U_{d,k} \cdot \underline{s}_{n,k}}{L_{a,k}} - \underline{U}_{i,k} \left(\frac{1}{L_{a,k}} - \frac{1}{L_{f,k}} \right) \right] \cdot T_S \quad (8.4)$$

$$\Delta \underline{I}_{f,k} = \left[-\frac{\underline{U}_{i,k}}{L_{f,k}} \right] \cdot T_S \quad (8.5)$$

Laut Gleichung (8.4) wird also der Stromänderungsparameter $\Delta \underline{I}_{a,k}$ sowohl eine betragsmäßige Änderung der Länge als auch eine Abweichung von der Richtung des Schaltvektors $\underline{s}_{n,k}$ in Abhängigkeit des Verhältnisses von $L_{a,k}$ zu $L_{f,k}$ erhalten. Wird also $\Delta \underline{I}_a$ im Betrieb einer Synchronmaschine mit $L_d \neq L_q$ bestimmt, ergibt sich kein Verlauf bei dem die Messwerte auf den Ecken eines Sechsecks punktförmig verteilt sind. Statt dessen werden die Messwerte eine Kurve um die Ecken des Sechsecks beschreiben.

Um dieses Verhalten zu überprüfen, wurde das Verfahren auf eine Synchronmaschine mit veränderlichem Luftspalt angewendet. Abbildung 8.43 zeigt den Verlauf des Stromänderungsparameters $\Delta \underline{I}_a$ bei konstanter Drehzahl von 400 min^{-1} und einer Zwischenkreisspannung von $U_d = 400 \text{ V}$. Deutlich ist der kurvenförmige Verlauf des Stromänderungsparameters um die Ecken des Sechsecks zu erkennen. Das Vorhandensein von zwei Kurven in jeder Ecke ist auf die Wirkung des ohmschen Spannungsabfalls zurückzuführen. Aufgrund des relativen großen Stromrippels bei dieser Maschine ist die Bedingung $U_{R,a,k} = U_{R,f,k}$ nicht mehr erfüllt. Deshalb springt der Wert von $\Delta \underline{I}_a$ immer zwischen der inneren und der äußeren Kurve hin und her. Der Verlauf von $\Delta \underline{I}_f$, der in Abb. 8.44 dargestellt ist, zeigt keinen Einfluss des Rotortyps, da hier immer die gleiche Induktivität wirksam ist. Eine direkte Regelung nach dem Prinzip wie es in Kapitel 6 beschrieben wurde, lässt sich also in dieser Form nur auf

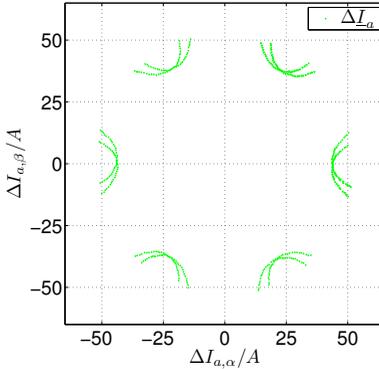


Abbildung 8.43: ΔI_a für eine Synchronmaschine mit $L_d \neq L_q$

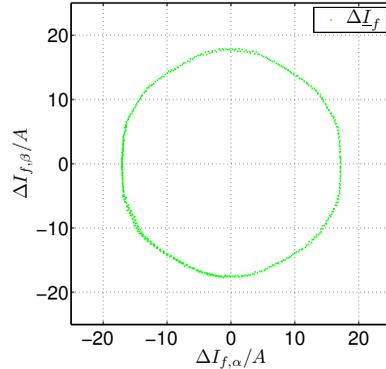


Abbildung 8.44: ΔI_f für eine Synchronmaschine mit $L_d \neq L_q$

Maschinen mit $L_d \cong L_q$ anwenden, da die Annahme, dass die Wirkung der aktiven Schaltzustände durch $\underline{s}_n \cdot \Delta I_a$ beschrieben wird, hier nicht mehr gilt. Eine mögliche Lösung könnte darin bestehen, statt der Stromänderungsparameter die für die einzelnen Schaltzustände ermittelten Stromsteigungen direkt zu verwenden. Da die Rotorlage sich bezüglich einer Regelperiode nur langsam verändert, könnten die Stromsteigungen der vergangenen Periode für die Berechnung der erforderlichen Einschalt Dauern der Schaltzustände im nächsten Intervall benutzt werden.

8.9 Bestimmung der Rotorlage aus den Stromänderungsparametern

Das Betriebsverhalten einer ohmsch-induktiven Regelstrecke lässt sich anhand der aus den Stromsteigungen gewonnenen Stromänderungsparameter identifizieren. Wie gezeigt wurde, können diese Stromänderungsparameter für eine hochdynamische Stromregelung eingesetzt werden. Für eine Drehzahl- oder Lageregelung einer Synchronmaschine wird jedoch, neben der Kenntnis der Streckenparameter der Stromregelstrecke, vor allem auch die Lage des Polrades benötigt. Auch diese Information kann aus den Stromänderungsparametern gewonnen werden. Mit Gleichung (5.62) gilt für den Stromänderungsparameter ΔI_f :

$$\Delta I_f = -\frac{1}{L_S} \left(R_S \cdot \bar{I}_S + \underline{U}_p \right) \quad \text{mit} \quad \underline{U}_p = \frac{d}{dt} \psi_{PMS} \quad (8.6)$$

Wobei gilt:

$$\underline{\psi}_{PMS} = \psi_{PM} \begin{pmatrix} \cos \gamma \\ \sin \gamma \end{pmatrix} \quad (8.7)$$

Gleichung (8.6) kann somit wie folgt geschrieben werden:

$$\Delta \underline{I}_f = -\frac{1}{L_S} \left(R_S \cdot \underline{I}_S + \underbrace{\omega \cdot \psi_{PM} \begin{pmatrix} -\sin \gamma \\ \cos \gamma \end{pmatrix}}_{\underline{U}_p} \right) \quad \text{mit} \quad \omega = \frac{d\gamma}{dt} \quad (8.8)$$

Nach den Winkelbeziehungen aus Abb. 5.3 bedeutet dies, dass die Spannung \underline{U}_p aus dem statorfesten Bezugssystem betrachtet der d-Achse um $\frac{\pi}{2}$ nacheilt. Für den Fall, dass der Spannungsabfall am Wicklungswiderstand vernachlässigt werden kann, also $R_S \cdot \underline{I}_S \ll \underline{U}_p$ ist, bzw. der Spannungsabfall in der gleichen Richtung wie \underline{U}_p liegt, kann die Lage der d-Achse und damit des Polrads aus dem Stromänderungsparameter $\Delta \underline{I}_f$ bestimmt werden. In Abb. 8.45 ist dies in einem Beispiel für eine Drehung in mathematisch positiver Richtung dargestellt. Wird also die d-Komponente des Statorstroms zu null geregelt, kann die

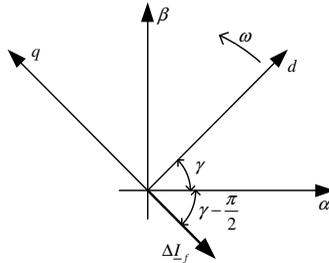


Abbildung 8.45: Identifikation der Rotorlage aus dem Stromänderungsparameter $\Delta \underline{I}_f$

Rotorlage direkt aus dem Stromänderungsparameter $\Delta \underline{I}_f$ bestimmt werden.

In Abb. 8.46 ist der im Experiment ermittelte Vergleich des über den Inkrementalgeber bestimmten Rotorwinkels mit dem aus $\Delta \underline{I}_f$ abgeleiteten Wert dargestellt. Die Werte wurden aus dem DSP ausgelesen. Dort wurde auch, je nach Drehrichtung, ein Winkel von $\frac{\pi}{2}$ auf den Winkel von $\Delta \underline{I}_f$ addiert bzw. subtrahiert, um die Lage der d-Achse zu erhalten. Der unbelastete Antrieb wurde für diese Messung drehzahlregelt mit einem Sollwert von 800 min^{-1} betrieben. Die Vorgabe für die d-Komponente des Statorstroms wurde zu null gesetzt.

Die Phasenlage der beiden Signale stimmt nahezu überein. Da der Raumzeiger von ΔI_f mit der Statorfrequenz umläuft, ist dabei auch die Polpaarzahl des Motors von $p = 3$ zu erkennen.

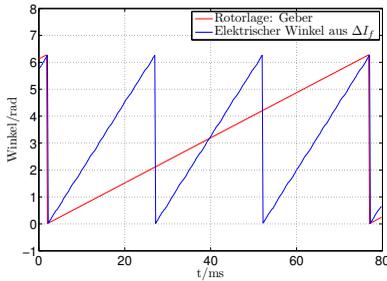


Abbildung 8.46: Vergleich des gemessenen Rotorwinkels mit dem über ΔI_f bestimmten Winkel bei Leerlauf

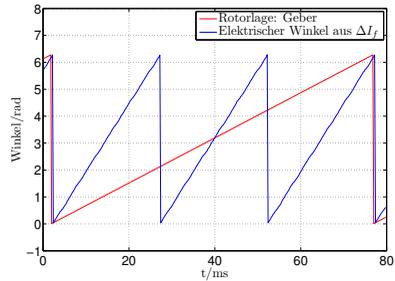


Abbildung 8.47: Vergleich des gemessenen Rotorwinkels mit dem über ΔI_f bestimmten Winkel bei Belastung mit Nennmoment

Bei der Messung in Abb. 8.47 wurde, unter sonst gleichen Bedingungen, der Motor mit seinem Nennmoment belastet. Da auch hier die d-Komponente des Statorstroms zu null geregelt wurde, wird, wie erwartet, auch unter Belastung die über den Stromänderungsparameter bestimmte Rotorlage nicht verfälscht.

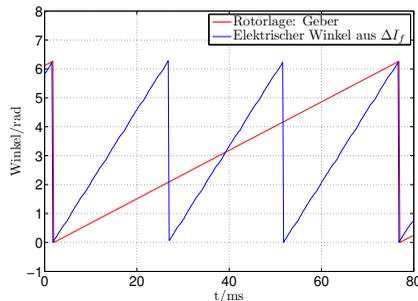


Abbildung 8.48: Vergleich des gemessenen Rotorwinkels mit dem über ΔI_f bestimmten Winkel im Feldschwächbetrieb

Da der Wicklungswiderstand als verlustbringender Faktor bei der Konstruk-

tion der Maschine normalerweise minimiert wird, kann bei höheren Drehzahlen von einem geringen Anteil des ohmschen Spannungsabfalls im Vergleich zur Polradspannung ausgegangen werden. In Abb. 8.48 wurde der unbelastete Motor wiederum bei 800 min^{-1} betrieben. In diesem Fall jedoch wurde ein negativer d-Strom von der Höhe des halben Nennstroms eingebracht. Es ist zu erkennen, dass bei dieser Drehzahl die Änderung im Vergleich zu Abb. 8.46 noch relativ gering ausfällt.

Ein ganz anderes Bild hingegen ergibt sich bei kleinen Drehzahlen. Der An-

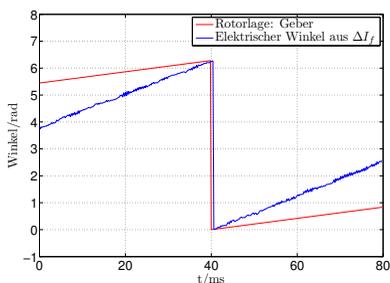


Abbildung 8.49: Einfluss des ohmschen Spannungsabfalls auf die geschätzte Rotorlage für $I_d = 0$

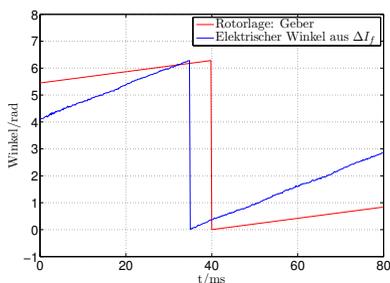


Abbildung 8.50: Einfluss des ohmschen Spannungsabfalls auf die geschätzte Rotorlage für $I_d \neq 0$

trieb wurde für die Messungen in Abb. 8.49 und 8.50 unbelastet bei 200 min^{-1} betrieben. In Abb. 8.49 wurde dabei der d-Strom zu null geregelt, während in Abb. 8.50 der Sollwert der d-Komponente dem halben Nennstrom entsprach. Der Einfluss des ohmschen Anteils ist deutlich zu erkennen. Die Abweichung der geschätzten Rotorlage liegt bei etwa 2 %. Um also in diesem Betriebspunkt die Rotorlage aus dem Stromänderungsparameter genauer bestimmen zu können, müsste der ohmsche Spannungsabfall berücksichtigt werden. Dazu wäre die Kenntnis des Statorwiderstands erforderlich.

Ist die Rotorlage bekannt, kann damit auch die Drehzahl des Rotors bestimmt werden. In Abb. 8.51 ist wiederum ein Vergleich des über den Inkrementalgeber bestimmten Werts der Drehzahl mit dem Wert, der über ΔI_f bestimmt wurde, aufgetragen. Bei diesem Versuch wurde der auf 700 min^{-1} geregelte Antrieb mit einem Lastsprung beaufschlagt, wodurch die Drehzahl des Antriebs leicht einbricht, um danach wieder auf den Sollwert zurückzukehren. Die dabei ermittelten Signale für den Verlauf der Drehzahl zeigen nur geringe Unterschiede.

Ob die aus ΔI_f bestimmte Rotorlage tatsächlich für die Drehzahlregelung des

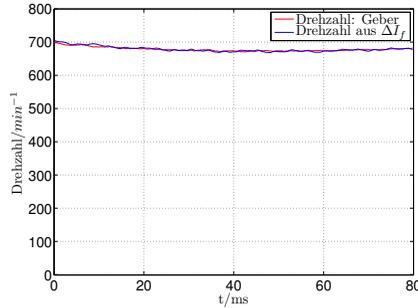


Abbildung 8.51: Vergleich der über den Inkrementalgeber bestimmten Drehzahl mit dem aus ΔI_f bestimmten Wert

Antriebs eingesetzt werden kann, wurde ebenfalls im Experiment untersucht. Dazu wurde der Antrieb zunächst im normalen Betrieb unter Verwendung des Gebersignals auf Drehzahl gebracht, und dann im Betrieb von den Signalen des Gebers auf die Signale der geschätzten Rotorlage umgeschaltet. Der Antrieb lief dabei ungestört weiter und folgte den Änderungen des Drehzahlswerts.

Der Reversierbetrieb allerdings war auf diese Weise nicht möglich. Der Antrieb wurde dazu mit einem konstanten Sollwert des q-Stroms reversiert. Der Sollwert des d-Stroms wurde dabei zu null gesetzt. Wie in Abb. 8.52 zu sehen ist, weist das aus ΔI_f abgeleitete Winkelsignal unmittelbar nach Beginn des Reversiervorgangs erhebliche Störungen auf. Der Zeitpunkt des Sollwertsprungs des q-Stroms ist in Abb. 8.52 durch die gestrichelte Linie bei 2 ms gekennzeichnet. Es ist zu vermuten, dass diese Abweichungen auf den ohmschen Spannungsabfall zurückzuführen sind, da im Moment der Stromumkehr aufgrund der Stellgrößenbegrenzung die d-Komponente nicht immer zu null geregelt wird.

Viel gravierender jedoch ist der Einfluss des ohmschen Widerstands im Moment des Drehzahlnulldurchgangs. In Abb. 8.53 ist dieser Moment dargestellt. Es ist zu erkennen, dass kurz vor dem Nulldurchgang der Drehzahl das geschätzte Winkelsignal langsam vom gemessenen Verlauf abweicht. Dieser Effekt dürfte ebenfalls auf den Einfluss des Statorwiderstands zurückzuführen sein. Da der Antrieb mit einem negativen Wert des q-Strom abgebremst wird, zeigt die Polradspannung während des Bremsvorgangs in genau die entgegengesetzte Richtung wie der ohmsche Spannungsabfall der q-Komponente des Statorstroms. Ab dem Moment, in dem der geschätzte Rotorwinkel vom gemessenen abzuweichen beginnt, ist vermutlich der Betrag des ohmschen Span-

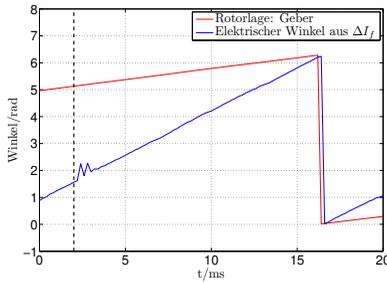


Abbildung 8.52: Winkelsignale unmittelbar am Beginn eines Reversiervorgangs

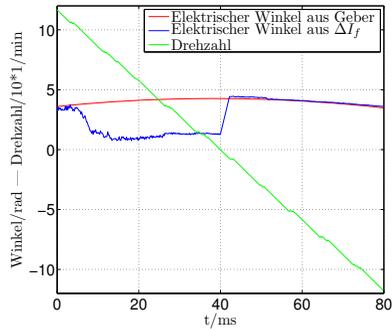


Abbildung 8.53: Abweichung der geschätzten Rotorlage im Punkt des Drehzahlnulldurchgangs

nungsabfalls größer als der der induzierten Spannung. Deshalb ändert sich schon ab diesem Punkt das Vorzeichen von ΔI_f . Da das Vorzeichen der Polradspannung ebenfalls von der Drehrichtung abhängig ist, muss, wie schon erwähnt, von dem aus ΔI_f bestimmten Winkel $\frac{\pi}{2}$ subtrahiert oder addiert werden, um die d-Achse zu ermitteln. Die Umschaltung erfolgte im DSP-Programm bei dieser Messung anhand des vom Geber ermittelten Werts der Drehzahl. Deshalb erfolgt beim Drehzahlnulldurchgang ein Sprung im geschätzten Winkelsignal. Ab diesem Moment beschleunigt der Antrieb in die entgegengesetzte Richtung, bei gleich bleibender Stromrichtung. Die Polradspannung und der ohmsche Spannungsabfall zeigen damit wieder in die gleiche Richtung, weshalb ab diesem Moment das geschätzte Winkelsignal wieder auf den richtigen Wert des Winkels zurückläuft. Ohne eine entsprechende Korrektur des ohmschen Spannungsabfalls ist also ein geregeltes Durchlaufen des Drehzahlnulldurchgangs nicht möglich. Gegebenenfalls müsste bei unbekanntem Wert des Widerstands dieser Bereich im gesteuerten Betrieb durchfahren werden.

Die Bestimmung Rotorlage über ΔI_f ohne eine Berücksichtigung des Statorwiderstands hat also ihre Grenzen. Im Bereich sehr kleiner Drehzahlen bzw. im Stillstand ist eine Bestimmung Rotorlage über ΔI_f , aufgrund der zu geringen bzw. nicht vorhandenen Polradspannung und des Einflusses des Statorwiderstands nicht möglich bzw. zu ungenau. In diesen Betriebspunkten müsste auf andere Verfahren, wie z.B. in [31] vorgestellt, zurückgegriffen werden. Aber auch die Bestimmung der Rotorlage aus dem Stromänderungsparameter ΔI_f bietet ein hohes Potential für den praktischen Einsatz. Durch eine Berücksichtigung des Statorwiderstands kann die Genauigkeit verbessert werden.

8.10 Einordnung des neuen Stromregelverfahrens

Im Kapitel 2 wurde ein kurzer Überblick über die verschiedenen Strukturen von prädiktiven Reglern gegeben. Im folgenden Abschnitt soll nun versucht werden, das neue Verfahren in diese Reihe einzuordnen und seine Vor- und Nachteile zu bewerten.

Zunächst einmal lässt sich das neue Verfahren in die Gruppe der Regler mit Modulator einordnen. Allerdings bilden der Modulator und die Regelung in diesem Fall eine feste Einheit. Die Regelung berechnet nämlich nicht einen Sollwert der Spannung, die dann mit Hilfe des Modulators durch den Umrichter auf die Last eingepreßt wird. Statt dessen erfolgt eine direkte Berechnung der notwendigen Schaltzustände und deren Einschalt Dauern, um das eigentliche Ziel, nämlich das Einstellen eines bestimmten Stroms, zu erreichen. In diesem Punkt ähnelt das Verfahren also den direkten Regelverfahren, besitzt jedoch eine feste Schaltfrequenz der Leistungshalbleiter. Da allerdings bei der Modellbildung von einem näherungsweise linearen Stromverlauf innerhalb der Schaltzustände ausgegangen wurde, muss die Taktfrequenz eine entsprechende Mindesthöhe aufweisen, um diese Bedingung erfüllen zu können. Das Verfahren ist also demnach eher für Antriebe kleiner und mittlerer Leistung geeignet.

Der größte Vorteil des Verfahrens liegt darin, dass der Sollwert des Stroms nach einem Regelintervall, bestehend aus drei Schaltzuständen, direkt getroffen wird. Der Aufwand, sowohl bei der Modellbildung als auch bei der Prädiktion des Systemverhaltens, ist dabei sehr gering. So müssen weder alle Wirkungen der möglichen Schaltzustände jeweils einzeln berechnet werden, noch ist eine Prädiktion über mehrere Abtastschritte im Voraus erforderlich. Das für das Erreichen des gewünschten Stromsollwertes erforderlich Pulsmuster ergibt sich praktisch direkt und muss nicht aus einer großen Schar von möglichen Zuständen ausgewählt werden. Die dazu erforderlichen Berechnungen ähneln den Prinzipien der Raumzeigermodulation, die schon vielfach eingesetzt wurden und somit keine besonderen Anforderungen an die notwendige Rechenleistung stellen. Auch der Aufwand für die weiteren, für die Identifikation des Streckenverhaltens erforderlichen Rechenoperationen ist relativ gering.

Ein Nachteil ist sicherlich in der Verwendung eines A/D-Wandlers mit hohen Abtastraten zu sehen. Die hier eingesetzten Bauteile sind für Standardanwendungen noch zu teuer und deshalb nicht üblich. Allerdings ist hier mit dem weiteren Fortschritt in der Entwicklung der Komponenten der Signalverarbeitung mit einer Reduktion der Preise zu rechnen, so dass ein wirtschaftlich interessanter Einsatz in der näheren Zukunft möglich erscheint.

Der zu erwartende Vorteil für den Anwender liegt vor allem in der Vereinfachung bei der Inbetriebnahme des Antriebssystems, da aufgrund der adaptiven Eigenschaft des Verfahrens die Parametrisierung und Einstellung des Strom-

reglers entfällt. Dem Anwender wird es damit außerdem ermöglicht, die Regeleinheit ohne Änderungen und Neuparametrisierung mit verschiedenen Motoren zu kombinieren. Trotzdem erreicht die Dynamik der Stromregelung dabei nahezu das Verhalten, wie es mit einem idealen Dead-Beat-Regler theoretisch möglich wäre, der dies in der Praxis jedoch kaum erreicht. Durch die Adaption ist die Anpassung auf Änderungen der Regelstrecke während des Betriebs gewährleistet. Die Dynamik wird dann nur durch die Spannungsreserve des Stromrichters und der Induktivität der Last bestimmt. Damit wird gewährleistet, dass die Regelung immer die größtmögliche Dynamik des Antriebs nutzen kann.

8.11 Fazit

Die in dieser Arbeit vorgestellte direkte Stromregelung, basierend auf der Bestimmung der Stromsteigungen, stellt eine neue und sehr leistungsfähige Methode einer hochdynamischen Stromregelung dar. Das Verfahren ist dabei grundsätzlich auf jede ohmsch-induktive Regelstrecke anwendbar und damit für verschiedene elektrische Maschinentypen geeignet. Für die Gleichstrom- und die permanentmagneterregte Synchronmaschine konnte die hohe Dynamik einer solchen Regelung im Experiment demonstriert werden. Das Verfahren zeigte sich auch als äußerst robust und anpassungsfähig auf Veränderungen der Regelstrecke. Zwar setzt das hier vorgestellte Regelverfahren für die Synchronmaschine eine Maschine mit $L_d \simeq L_q$ voraus, durch entsprechende Modifikation des Verfahrens ist aber auch eine Anwendung für Maschinen mit $L_d \neq L_q$ möglich.

Auch eine Anwendung auf die Asynchronmaschine ist denkbar. Zwar ist bei dieser Maschine die Lage des Rotorflusses nicht starr mit dem Rotor verknüpft, jedoch dürfte sich seine Lage aufgrund der entsprechend großen Zeitkonstante bezüglich einer Regelperiode nur geringfügig ändern. Damit könnte auch hier das in der vergangenen Regelperiode bestimmte Betriebsverhalten für die Prädiktion der Verhaltens in der nächsten Periode verwendet werden.

Die Bestimmung der Stromsteigungen kann außerdem für eine Detektierung der Rotorlage benutzt werden. Auch dies wurde im Experiment gezeigt. Die erreichte Genauigkeit könnte durch die Berücksichtigung des Statorwiderstands noch weiter verbessert werden.

Darüber hinaus könnten die Stromänderungsparameter auch für eine Fehlererkennung eingesetzt werden. Würden die Werte im Betrieb zwischengespeichert, könnten Abweichungen oder auftretende Unsymmetrien erkannt werden.

Die hohe erreichbare Dynamik, die vielfältigen möglichen Anwendungsgebiete, die Vereinfachung der Inbetriebnahme sowie die möglichen Zusatzfunk-

tion zeigen das hohe Potential und den Nutzen dieses neuen Stromregelverfahrens.

9

Zusammenfassung und Ausblick

In dieser Arbeit wird ein neues adaptives Stromregelverfahren für Pulswechselrichter gespeiste Drehstromantriebe im dynamischen Betrieb vorgestellt. Die Idee dieses Verfahrens besteht darin, die durch die Schaltzustände des Stromrichters verursachten Änderungen im Laststrom zu erfassen und dadurch das Streckenverhalten zu bestimmen. Die Identifikation der Strecke erfolgt dabei in jeden einzelnen Regelintervall. Dadurch können Veränderungen während des Betriebs, z.B. durch Erwärmung oder Alterung, sofort erkannt und ausgeglichen werden. Mit der automatischen Identifikation der Regelstrecke entfällt die Notwendigkeit den Stromregler manuell durch den Benutzer zu parametrisieren und einzustellen. Dadurch kann die Inbetriebnahme erheblich vereinfacht und eine Fehlanpassung ausgeschlossen werden. Die Geschwindigkeit der Regelung wird dann nur noch von der Spannungsreserve des Stromrichters und den Eigenschaften der Last bestimmt. Damit wird eine optimale Nutzung des Antriebssystems gewährleistet.

Für die zuverlässige Bestimmung der Stromänderungen wurde der Strom mit einer hohen Abtastrate mit Hilfe eines schnellen Analog-Digital-Wandlers erfasst. Bei der Erfassung der Messwerte ist dabei eine präzise Verzahnung der Abtastung mit der Modulation der Ausgangsspannung des Umrichters erforderlich. Um diese zu gewährleisten und um die anfallenden hohen Datenmengen entsprechend schnell verarbeiten zu können, wurde das Verfahren in einem programmierbaren Logikbaustein (FPGA) realisiert. Das Verfahren kommt ohne die Verwendung eines klassischen Reglers, wie z.B. eines PI-Reglers, aus. Statt dessen wird die Kenntnis der Stromsteigungen direkt für die Regelung des Stroms benutzt. Damit ist es möglich, den Sollwert innerhalb der kürzest möglichen Zeit von einer Regelperiode einzustellen, wobei eine Regelperiode

der halben Modulationsperiode entspricht.

In dieser Arbeit wurde die Leistungsfähigkeit und die Funktion des Verfahrens im dynamischen und drehzahlvariablen Betrieb im Experiment nachgewiesen. Auch die Robustheit gegenüber Schwankungen der Regelstreckenparameter wurde gezeigt. Das Verfahren konnte damit erfolgreich in eine Drehzahlregelung für eine permanentmagneterregte Synchronmaschine integriert werden. Dabei ist ein Einschalten und Anfahren des Antriebs aus dem Stillstand problemlos möglich.

Ein großer Vorteil des Stromregelverfahrens besteht in der damit möglichen Vereinfachung bei der Inbetriebnahme eines Antriebs. Das Verfahren ist in der Lage sich selbsttätig auf die Regelstrecke anzupassen. Dadurch muss selbst nach einem Austausch der Maschine gegen eine Maschine aus einer anderen Baureihe oder eines anderen Herstellers der Stromregler nicht durch den Benutzer neu eingestellt werden.

Die im Experiment ermittelten Ergebnisse zeigen die hohe Leistungsfähigkeit und benutzerfreundliche Anwendung dieser Stromregelung. Das Verfahren lässt sich vom Prinzip auf jede ohmsch-induktive Regelstrecke anwenden, somit ist auch ein Einsatz auf weiter Maschinentypen, wie z.B. die Asynchronmaschine, denkbar.

Symbolverzeichnis

$\bar{I}_{S,k}$	Zeitdiskreter Raumzeiger des Regelperiodenmittelwerts des Statorstroms zum Zeitpunkt k
ΔI_a	Stromänderungsparameter des aktiven Schaltzustands
ΔI_f	Stromänderungsparameter des Freilaufzustands
δ	Winkel des Sollspannungsraumzeigers innerhalb eines Sektors
$\Delta \underline{I}_a$	Raumzeiger des Stromänderungsparameter für die aktiven Schaltzustände
γ	Rotorpositionswinkel
γ_R	Winkel zwischen Bezugsachse des Stators und des Rotors
γ_S	Winkel zwischen Bezugsachse des Stators und 1. Strang des Stators
(\hat{p})	Geschätzter Parametervektor
(ψ_{PMS})	Matrix des Anteils der durch den Permanentmagnetfluss des Rotors verursachten Statorflussverkettung
(ψ_{SR})	Matrix des Anteils der Statorflussverkettung, die durch den Rotorkreis verursacht wird
(ψ_{SS})	Matrix des Anteils der Statorflussverkettung, die durch Statorkreis verursacht wird
(ψ_S)	Matrix der Statorflussverkettung
$(\underline{\psi}_S)$	Transformierte Statorflussverkettungsmatrix
(\underline{i}_S)	Transformierte Statorstrommatrix
(\underline{u}_S)	Transformierte Statorspannungsmatrix
(C_R)	Leistungsinvariante Transformationsmatrix für Rotorgrößen
(C_S)	Leistungsinvariante Transformationsmatrix für Statorgrößen
(D_R)	Drehmatrix für Rotorgrößen
(D_S)	Drehmatrix für Statorgrößen
(e)	Fehlervektor
(i)	Strommesswertvektor
(i_S)	Matrix der Statorströme
(K)	Transformationsmatrix zu Separierung des Raumzeigers aus der leistungsinvarianten Transformation

(L_A)	Vom Rotorpositionswinkel unabhängiger Anteil der Induktivitätenmatrix des Statorkreises
(L_B)	Vom Rotorpositionswinkel abhängiger Anteil der Induktivitätenmatrix des Statorkreises
(L_{SS})	Induktivitätenmatrix des Statorkreises
(O)	Beobachtermatrix
(p)	Parametervektor
(R_S)	Widerstandsmatrix des Statorkreises
(T)	Bezugsleiterinvariante Transformationsmatrix
(u_S)	Matrix der Statorspannungen
(X)	Allgemeine Transformationsmatrix der leistungsinvarianten Transformation
ψ_{PM}	Permanentmagnetflussverkettung
ψ_{S1}	Statorflussverkettung des 1. Statorstrangs
ψ_{S2}	Statorflussverkettung des 2. Statorstrangs
ψ_{S3}	Statorflussverkettung des 3. Statorstrangs
σ	Oberwellenkoeffizient
τ_p	Polteilung
\dot{i}_S	Raumzeiger der Statorströme
\underline{S}_n	Schaltzustandsvektor des Schaltzustands n
$\underline{U}_{p,k}$	Zeitdiskreter Raumzeiger der Polradspannung zum Zeitpunkt k
\underline{u}_p	Raumzeiger der Polradspannung
\underline{u}_S	Raumzeiger der Statorspannungen
ζ	Gütekriterium
D	Bohrungsdurchmesser des Statorblechpakets
d	Tastverhältnis
$e_k(n \cdot T_{AD})$	Abweichung des Strommesswerts vom idealen Streckenmodell zum Abtastzeitpunkt $n \cdot T_{AD}$ innerhalb Regelperiode k
f_{AD}	Abtastfrequenz des A/D-Wandlers
$I_{a,k}$	Stromanfangswert einer Regelperiode zum Zeitpunkt k
i_d	Komponente des Stromraumzeigers in Flussrichtung des Rotors im rotorfesten Bezugssystem
$I_{e,k}$	Stromendwert einer Regelperiode zum Zeitpunkt k
$I_{max,k}$	Spitzenwert des Stroms innerhalb einer Regelperiode zum Zeitpunkt k
i_q	Komponente des Stromraumzeigers quer zur Flussrichtung des Rotors im rotorfesten Bezugssystem
$I_{rippel,k}$	Spitzen-Spitzen-Wert des Stroms (Stromrippel) innerhalb einer Regelperiode zum Zeitpunkt k
i_{S1}	Momentanwert des Stroms des 1. Statorstrangs
i_{S2}	Momentanwert des Stroms des 2. Statorstrangs
i_{S3}	Momentanwert des Stroms des 3. Statorstrangs

k	Laufindex für zeitdiskrete Größen
L_d	Induktivität in Rotorflussrichtung
L_E	Eigeninduktivitäten der Induktivitätenmatrix (L_A)
L_{hd}	Hauptinduktivität in Rotorflussrichtung
L_{hq}	Hauptinduktivität quer zur Rotorflussrichtung
L_K	Koppelinduktivitäten der Induktivitätenmatrix (L_A)
L_q	Induktivität quer zur Rotorflussrichtung
$L_{S\sigma}$	Streuanteil der Induktivität des Statorkreises
L_S	Induktivität des Statorkreises
M_i	Inneres Moment der elektrischen Maschine
N_{aus}	Anzahl der Strommesswerte im Freilaufzustand
N_{ein}	Anzahl der Strommesswerte im aktiven Zustand
p	Polpaarzahl
R_{S1}	Wicklungswiderstand des 1. Statorstrangs
R_{S2}	Wicklungswiderstand des 2. Statorstrangs
R_{S3}	Wicklungswiderstand des 3. Statorstrangs
T_{AD}	Periodendauer der Abtastung durch den A/D-Wandler
t_{aus}	Einschaltdauer Freilaufzustand
t_{ein}	Einschaltdauer aktiver Zustand
t_l	Einschaltdauer des Schaltzustands dessen Spannungsraumzeiger links des Sollspannungsraumzeigers liegt
T_M	Modulationsperiode
t_o	Einschaltdauer der Freilaufzustände
T_p	Pulsperiodendauer
t_r	Einschaltdauer des Schaltzustands dessen Spannungsraumzeiger rechts des Sollspannungsraumzeigers liegt
T_S	Regelperiode
$U_{d,k}$	Zeitdiskreter Wert der Zwischenkreisspannung zum Zeitpunkt k
u_d	Momentanwert der Zwischenkreisspannung
$U_{i,k}$	Zeitdiskreter Wert der Gegenspannung zum Zeitpunkt k
$U_{R,k}$	Zeitdiskreter Wert des ohmschen Spannungsabfalls zum Zeitpunkt k
u_{S1}	Momentanwert der Spannung des 1. Statorstrangs
u_{S2}	Momentanwert der Spannung des 2. Statorstrangs
u_{S3}	Momentanwert der Spannung des 3. Statorstrangs
$u_{S\alpha}$	Realteil des Statorspannungsraumzeigers im statorfesten Bezugssystem
$u_{S\beta}$	Imaginärteil des Statorspannungsraumzeigers im statorfesten Bezugssystem

Abbildungsverzeichnis

2.1	Kaskadenförmige Reglerstruktur einer Lageregelung	3
2.2	Prinzip der <i>Predictive Current Control</i> nach Holtz und Stadtfeld . .	5
2.3	Funktionsprinzip der Direkten Regelung nach Depenbrock	7
2.4	Parabeln der Drehzahlfehler/Beschleunigungs-Ebene	9
2.5	Stromregelkreis mit Deadbeat-Regler	10
2.6	Funktionsprinzip einer Modell basierten prädiktiven Regelung .	12
2.7	Gleitender Prädiktionshorizont für $N_p = 3$	14
3.1	Drehzahlregelung einer Gleichstrommaschine mit unterlagertem Ankerstromregler	16
3.2	Tiefsetzsteller und Ersatzschaltbild der Stromregelstrecke des Ankerkreises mit Umrichterspeisung	16
3.3	Idealisierter Verlauf des Ankerstroms innerhalb einer Pulsperiode	17
3.4	Abweichung der real gemessenen Strommesswerte vom idealen Verlauf des Streckenmodells	20
3.5	Simulation von Stromsollwertsprüngen. Quelle: [37]	24
3.6	Sollwertsprünge Messergebnis. Quelle: [37]	24
4.1	Schaltbild eines 4-Quadrantenstellers	28
4.2	Betriebsbereiche des 4-Quadrantenstellers	28
4.3	Vorzeichenänderung des Aussteuergrads	30
4.4	Blockschaltbild der direkten Regelung des Strommittelwerts im 4-Quadrantenbetrieb unter Verwendung der Stromänderungs- parameter	31
4.5	Schaltbild des simulierten drehzahlvariablen Gleichstroman- triebssystems mit 4-Quadrantensteller	32
4.6	Simulation von kleinen Sollwertsprüngen des Ankerstroms . . .	33
4.7	Simulation eines Durchfahrens aller 4-Quadranten	34
4.8	Beschleunigen und Bremsen des Gleichstrommotors	35
4.9	Schaltbild des Versuchsaufbaus (Leistungsteil)	36

4.10	Verlauf des Ankerstroms für eine Folge von kleinen Sollwertsprün- gen. Quelle: [3] Der Verlauf des Sollwertsignals wurde nachträg- lich phasenrichtig eingezeichnet	38
4.11	Folge von Reversiervorgängen. Quelle: [3]	39
5.1	Vereinfachtes Schnittbild einer Drehstrommaschine mit einer Statorspule je Polpaar und Strang	42
5.2	Magnetische Wanderwelle im Luftspalt	43
5.3	Winkelbeziehungen zwischen stator- und rotorfestem Bezugs- system	47
5.4	Klassische Drehzahlregelung einer permanentmagneterregten Synchronmaschine mit unterlagerter Stromregelung im rotorori- entiertem Bezugssystem	51
5.5	Schaltbild einer selbstgeführten Drehstrombrückenschaltung mit IGBTs	55
5.6	Idealisiertes Schaltbild der Drehstrombrückenschaltung aus Abb. 5.5	57
5.7	Raumzeigerdarstellung der Strangspannungen für die acht Schalt- zustände der Drehstrombrückenschaltung	59
5.8	Bestimmung der relativen Einschalt Dauern der Schaltzustände für die Raumzeigermodulation. Der grau hinterlegte Bereich kennzeichnet das mit der Raumzeigermodulation erreichbare Gebiet der Ausgangsspannung	61
5.9	Ersatzschaltbild einer symmetrischen Drehstromlast	65
5.10	Modifiziertes Pulsmuster	70
5.11	Stromregelung im statorfesten Koordinatensystem mit einen Dead-Beat-Regler unter Verwendung der Stromänderungspara- meter	71
5.12	Schaltbild der in [36] implementierten kaskadenförmigen feld- orientierten Regelung.	74
6.1	Bestimmung der über die aktiven Schaltzustände einzuprägen- den Stromänderung zur Einstellung des gewünschten Sollwerts .	76
6.2	Erreichbares Gebiet des Statorstroms innerhalb des nächsten Re- gelintervalls	77
6.3	Erforderliche Schaltzustände und deren relative Einschalt dauern für die Einstellung des Stromsollwertes der nächsten Regelperiode	79
6.4	Schaltbild der direkten Stromregelung unter Verwendung der Stromänderungsparameter	80
6.5	Vergleich der Auswirkungen des Pulsmusters	81
7.1	Funktion und Schnittstellen der Einschubkarten des DSP-Systems	86

7.2	Komponenten und Funktionen der für das direkte Stromregelverfahren entwickelten Modulatorkarte	88
7.3	Unterschiedlicher Verlauf einer Kommutierung	92
7.4	Pulsmuster der Sinus-Dreieck-Modulation mit zweifachen Regeleingriff pro Modulationperiode	94
7.5	Zeitlicher Versatz zwischen den Abtastzeitpunkten der Analog-Digital-Wandlung und der Verarbeitung der Messwerte	95
7.6	Zeitlicher Ablauf der Stromregelung	96
7.7	Messintervalle innerhalb eines Regelintervalls	97
7.8	Drehzahlregelung der permanentmagneterregten Synchronmaschine unter Anwendung der direkten Stromregelung mit den Stromänderungsparametern	103
8.1	Komponenten des Versuchsaufbaus	107
8.2	Aufbau der Messeinrichtung	109
8.3	ΔI_a bei $U_d = 200$ V	110
8.4	ΔI_a bei $U_d = 400$ V	110
8.5	ΔI_f bei 700^{-1} min Motor B	111
8.6	ΔI_f bei 1500^{-1} min Motor B	111
8.7	ΔI_f bei 700^{-1} min Motor A	111
8.8	ΔI_f bei einem Reversiervorgang Motor A	111
8.9	Sollwertsprung des q-Stroms bei $U_d = 200$ V Motor A	113
8.10	Sollwertsprung des q-Stroms bei $U_d = 400$ V Motor A	113
8.11	Beginn des Reversiervorgangs bei $U_d = 200$ V Motor A	113
8.12	Beginn des Reversiervorgangs bei $U_d = 400$ V Motor A	113
8.13	Vollständiger Reversiervorgang von $\pm 400^{-1}$ min mit Nennstrom und $U_d = 200$ V Motor A	114
8.14	Vollständiger Reversiervorgang von $\pm 400^{-1}$ min mit Nennstrom und $U_d = 400$ V Motor A	114
8.15	Verlauf der d- und q-Ströme zu Beginn des Reversiervorgangs bei $U_d = 200$ V Motor A	114
8.16	Verlauf der d- und q-Ströme zu Beginn des Reversiervorgangs bei $U_d = 400$ V Motor A	114
8.17	Beginn des Reversiervorgangs bei $\pm 1000^{-1}$ min und $U_d = 400$ V Motor A	115
8.18	Vollständiger Reversiervorgang von $\pm 1000^{-1}$ min und $U_d = 400$ V Motor A	115
8.19	Sollwertsprung des q-Stroms bei $U_d = 200$ V Motor B	116
8.20	Sollwertsprung des q-Stroms bei $U_d = 400$ V Motor B	116
8.21	Beginn des Reversiervorgangs bei $U_d = 200$ V Motor B	116
8.22	Beginn des Reversiervorgangs bei $U_d = 400$ V Motor B	116

8.23	Vollständiger Reversiervorgang von $\pm 400^{-1}$ min mit Nennstrom und $U_d = 200$ V Motor B	117
8.24	Vollständiger Reversiervorgang von $\pm 400^{-1}$ min mit Nennstrom und $U_d = 400$ V Motor B	117
8.25	Verlauf der d- und q-Ströme am Beginn des Reversiervorgangs bei $U_d = 200$ V Motor B	117
8.26	Verlauf der d- und q-Ströme am Beginn des Reversiervorgangs bei $U_d = 400$ V Motor B	117
8.27	Beginn des Anlaufvorgangs bei unbestromter und stillstehender Maschine Motor A	118
8.28	Vollständiger Anlaufvorgang auf 1000^{-1} min Motor A	118
8.29	Beginn des Anlaufvorgangs bei unbestromter und stillstehender Maschine Motor B	119
8.30	Vollständiger Anlaufvorgang auf 1000^{-1} min Motor B	119
8.31	Lastsprung von 0 auf $M_L = \frac{M_N}{2}$ Motor A	119
8.32	Lastsprung von $M_L = \frac{M_N}{2}$ auf 0 Motor A	119
8.33	Lastsprung von $M_L = M_N$ auf $M_L = -M_N$ Motor B	120
8.34	Lastsprung von $M_L = -M_N$ auf $M_L = M_N$ auf 0 Motor B	120
8.35	Anlaufvorgang bei fluktuierender Zwischenkreisspannung	121
8.36	Mit Nennmoment belastete Maschine im drehzahlgeregelten Betrieb und fluktuierender Zwischenkreisspannung	121
8.37	Sprungantwort der Maschinenströme bei direkter Regelung	122
8.38	Sprungantwort der Maschinenströme bei rotororientierter Regelung mit PI-Regler	122
8.39	Verlauf der d- und q-Ströme bei direkter Regelung	122
8.40	Verlauf der d- und q-Ströme bei rotororientierter Regelung mit PI-Regler	122
8.41	Maximaler Luftspalt für $S_1 U_d$	123
8.42	Mittlerer Luftspalt für $S_1 U_d$	123
8.43	ΔI_a für eine Synchronmaschine mit $L_d \neq L_q$	125
8.44	ΔI_f für eine Synchronmaschine mit $L_d \neq L_q$	125
8.45	Identifikation der Rotorlage aus dem Stromänderungsparameter ΔI_f	126
8.46	Vergleich des gemessenen Rotorwinkels mit dem über ΔI_f bestimmten Winkel bei Leerlauf	127
8.47	Vergleich des gemessenen Rotorwinkels mit dem über ΔI_f bestimmten Winkel bei Belastung mit Nennmoment	127
8.48	Vergleich des gemessenen Rotorwinkels mit dem über ΔI_f bestimmten Winkel im Feldschwächbetrieb	127
8.49	Einfluss des ohmschen Spannungsabfalls auf die geschätzte Rotorlage für $I_d = 0$	128

8.50 Einfluss des ohmschen Spannungsabfalls auf die geschätzte Rotorlage für $I_d \neq 0$	128
8.51 Vergleich der über den Inkrementalgeber bestimmten Drehzahl mit dem aus ΔI_f bestimmten Wert	129
8.52 Winkelsignale unmittelbar am Beginn eines Reversiervorgangs .	130
8.53 Abweichung der geschätzten Rotorlage im Punkt des Drehzahl-nulldurchgangs	130

Tabellenverzeichnis

4.1	Schaltzustände eines 4-Quadrantenstellers	29
4.2	Nenndaten (Bemessungswerte) des Gleichstrommotors des Typs Siemens 1GG6 162	36
4.3	Verwendete Messeinrichtungen	37
5.1	Schaltzustände und zugehörige Ausgangsspannungen der Dreh- strombrückenschaltung	58
5.2	Schaltzustände und zugehöriger Raumzeiger der Strangspan- nung der Last	60
7.1	Kenndaten des FPGAs Cyclone III EP3C25	89
7.2	Abhängigkeit des Kommutierungsvorgangs vom Laststrom und der Schaltrichtung	93
8.1	Kenndaten der beiden zur Untersuchung eingesetzten Synchron- maschinen	108

Literaturverzeichnis

- [1] BÖCKER, J. ; BEINEKE, S. ; BAHR, A.: On the control bandwidth of servo drives. *Power Electronics and Applications, EPE '09. 13th European Conference*, Barcelona, Spain, 2009, S. 1–10
- [2] BECCUTI, A.G. ; MARIETHOZ, S. ; CLIQUENNOIS, S. ; WANG, Shu ; MORARI, M.: Explicit Model Predictive Control of DC-DC Switched-Mode Power Supplies With Extended Kalman Filtering. *Industrial Electronics, IEEE Transactions*, Vol. 56, Nr. 6, 2009, S. 1864–1874
- [3] BECKER, Frank ; LANNERT, Thomas ; BRAUN, Michael: An improved adaptive current control for d.c.-d.c. converters based on current slope detection. *Industrial Technology (ICIT), IEEE International Conference*, Valparaiso, Chile, 2010, S. 70–75
- [4] BIBIAN, S. ; JIN, Hua: High performance predictive dead-beat digital controller for DC power supplies. *Power Electronics, IEEE Transactions*, Vol. 17, Nr. 3, 2002, S. 420–427
- [5] BLAHA, P. ; VACLAVEK, P.: Adaptive control of PM synchronous motor using dead-beat current controllers. *Electrical Machines and Systems, ICEMS 2009. International Conference*, Tokyo, Japan, 2009, S. 1–5
- [6] CHEN, Jingquan ; PRODIC, A. ; ERICKSON, R.W. ; MAKSIMOVIC, D.: Predictive digital current programmed control. *Power Electronics, IEEE Transactions*, Vol. 18, Nr. 1, 2003, S. 411–419
- [7] CLARKE, E.: *Circuit Analysis of A-C Power Systems*. J.Wiley & Son - New York, 1956, (Symmetrical and Related Components 1)
- [8] CORTES, P. ; KAZMIERKOWSKI, M.P. ; KENNEL, R.M. ; QUEVEDO, D.E. ; RODRIGUEZ, J.: Predictive Control in Power Electronics and Drives. *Industrial Electronics, IEEE Transactions*, Vol. 55, Nr. 12, 2008, S. 4312–4324

- [9] DEPENBROCK, M.: Direct self-control (DSC) of inverter-fed induction machine. *Power Electronics, IEEE Transactions*, Vol. 3, Nr. 4, 1988, S. 420–429
- [10] FLACH, Erich: *Direkte Regelung des Drehmomentmittelwertes einer Induktionsmaschine*, Technische Universität Darmstadt, Dissertation, 1999
- [11] GAO, Jilei ; LIU, Jianqiang ; LIN, Fei ; ZHENG, T.Q.: Improved predictive current controller for four-quadrant converters. *Power Electronics and Motion Control. IPEMC '09. IEEE 6th International Conference*, Wuhan, China, 2009, S. 1719–1722
- [12] HAIJUN, Tao ; ZHENG, Zheng ; QINGHUA, Gao: A model-based predictive current controller for PWM rectifier. *Control and Decision Conference, CCDC '09*, Guilin, China, 2009, S. 1677–1679
- [13] HOLTZ, J. ; BEYER, B.: Fast current trajectory tracking control based on synchronous optimal pulsewidth modulation. *Industry Applications, IEEE Transactions*, Vol. 31, Nr. 5, 1995, S. 1110–1120.
- [14] HOLTZ, J. ; STADTFELD, S.: A predictive controller for the stator current vector of AC machines fed from a switched voltage source. *International Power Electronics Conference, IPEC*, Tokyo, Japan, 1983, S. 1665–1675
- [15] HUANG, Han-Hsiang ; CHEN, Chi-Lin ; CHEN, Ke-Horng: Adaptive Window Control (AWC) Technique for Hysteresis DC-DC Buck Converters With Improved Light and Heavy Load Performance. *Power Electronics, IEEE Transactions*, Vol. 24, Nr. 6, 2009, S. 1607–1617.
- [16] ISERMANN, Rolf: *Digitale Regelsysteme*. Bd. 1: Grundlagen, Deterministische Regelungen. 2., überarb. und erw. Aufl. Springer Verlag, Berlin, 1987.
- [17] JENNI, Felix ; WÜEST, Dieter: *Steuerverfahren für selbstgeführte Stromrichter*. vdf-Hochschulverl. an der ETH Zürich, Teubner, 1995.
- [18] JI, Jun-Keun ; SONG, Seung-Ho ; SUL, Seung-Ki ; PARK, Min-Ho: DSP-based self-tuning IP speed controller and predictive current controller for rolling mill DC drive. *Power Conversion Conference*, Yokohama, Japan, 1993, S. 303–308
- [19] KENNEL, R. ; LINDER, A. ; LINKE, M.: Generalized predictive control (GPC)-ready for use in drive applications? *Power Electronics Specialists Conference PESC. 2001 IEEE 32nd Annual*, Vancouver, Kanada, 2001, S. 1839–1844 Vol. 4

- [20] KOLAR, J.W. ; ERTL, H. ; ZACH, F.C.: Influence of the modulation method on the conduction and switching losses of a PWM converter system. *Industry Applications, IEEE Transactions*, Vol. 27, Nr. 6, 1991, S. 1063–1075
- [21] KOVACS, P.: *Transiente Vorgänge in Wechselstrommaschinen, Band 1. Ung.Wiss. - Budapest*, 1959
- [22] LAWSON, Richard J. Charles L. ; Hanson H. Charles L. ; Hanson: *Solving least squares problems*. SIAM Verlag, Philadelphia, 1995 (Classics in applied mathematics, 15)
- [23] LINDER, A. ; KENNEL, R.: Model Predictive Control for Electrical Drives. *Power Electronics Specialists Conference, PESC '05. IEEE 36th*, Recife, Brasilien, 2005, S. 1793–1799
- [24] LU, Zhiguo ; WANG, Mingyu ; ZHENG, Lianqing: A predictive averaged current mode control for high power factor boost rectifier. *Electrical Machines and Systems, ICEMS 2005*, Nanjing, China, 2005, Proceedings of the Eighth International Conference, S. 1228–1231, Vol. 2
- [25] MÜLLER, Gernar: *Grundlagen elektrischer Maschinen*. Weinheim [u.a.] : VCH Verlag, 1994 (Elektrische Maschinen).
- [26] MOHAMED, Y.A.-R.I. ; EL-SAADANY, E.F.: An Improved Deadbeat Current Control Scheme With a Novel Adaptive Self-Tuning Load Model for a Three-Phase PWM Voltage-Source Inverter. *Industrial Electronics, IEEE Transactions*, Vol. 54, Nr. 2, 2007, S. 747–759
- [27] MOREIRA, J.C. ; HUNG, K.T. ; LIPO, T.A. ; LORENZ, R.D.: A simple and robust adaptive controller for detuning correction in field oriented induction machines. *Industry Applications Society Annual Meeting, Conference Record of the 1991 IEEE*, 1991, S. 397–403 Vol.1
- [28] MUTSCHLER, P. ; FLACH, E.: Digital implementation of predictive direct control algorithms for induction motors. *Industry Applications Conference, 1998. Thirty-Third IAS Annual Meeting*, 1998, S. 444–451 Vol.1
- [29] PARK, R. H.: Definition of Ideal Synchronous Machine and Formula for the Armature Flux Linkages. *General Electric review: a monthly magazine for engineers*, 1928 (31). S. 332–334
- [30] PITEL, G.E. ; KREIN, P.T.: Trajectory Paths for Dc - Dc Converters and Limits to Performance. *Computers in Power Electronics, COMPEL '06. IEEE Workshops*, Troy, USA, 2006, S. 40–47

- [31] SCHRÖDL, Manfred: Sensorless control of A. C. machines. *VDI-Verlag, Düsseldorf*, 1992 (Fortschritt-Berichte VDI : Reihe 21, Elektrotechnik, 117).
- [32] SPÄTH, Helmut: Elektrische Maschinen : Eine Einführung in die Theorie des Betriebsverhaltens. *Springer Verlag, Berlin*, 1973 (Hochschultext).
- [33] TAKAHASHI, I. ; OHMORI, Y.: High-performance direct torque control of an induction motor. *Industry Applications, IEEE Transactions*, Vol. 25, Nr. 2, 1989, S.257–264
- [34] TREVISAN, D. ; SAGGINI, S. ; MATTAVELLI, P. ; CORRADINI, L. ; TENTI, P.: Analysis of a Mixed-Signal Control for DC-DC Converters based on Hysteresis Modulation And Estimated Inductor Current. *Power Electronics and Drive Systems, PEDS '07, 7th International Conference*, Bangkok, Thailand, 2007, S. 391–397
- [35] UNBEHAUEN, Heinz: Regelungstechnik I: Klassische Verfahren zur Analyse und Synthese linearer kontinuierlicher Regelsysteme, Fuzzy-Regelsysteme. 14., verbesserte und aktualisierte Auflage. *Friedr. Vieweg & Sohn Verlag, GWV Fachverlage GmbH, Wiesbaden*, 2007
- [36] WEIGOLD, Jörg: Regelung mit Identifikation der Stomänderungsparameter, Elektrotechnisches Institut, Universität Karlsruhe (TH), Dissertation, 2009
- [37] WEIGOLD, Jörg ; BRAUN, Michael: Robust Predictive Dead-Beat Controller for Buck Converter. *12th International Power Electronics and Motion Control Conference EPE-PEMC 2006*, Portoroz, Slovenia, August/September, 2006
- [38] WEIGOLD, Jörg ; BRAUN, Michael: Predictive Current Control Using Identification of Current Ripple. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 55, Nr. 3, 2008, S. 4346–4353

Lebenslauf

Name	Frank Becker
Geburtsdaten	19. November 1977 in Heidelberg
Staatsangehörigkeit	deutsch
1997	Abitur an der Martin-Luther-Schule in Rimbach im Odenwald
1997 - 1998	Wehrdienst
1998 - 2005	Studium an der Universität Karlsruhe (TH)
23.05.2005	Diplom Studiengang: Elektrotechnik und Informationstechnik Studienrichtung: Elektrische Antriebe und Leistungselektronik
seit 2005	Wissenschaftlicher Mitarbeiter am Elektrotechnischen Institut des Karlsruher Instituts für Technologie (KIT)